

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЛЬВІВСЬКА ПОЛІТЕХНІКА»**

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

Ліске Олексій Миколайович

УДК 621.371+537.862

ДИСЕРТАЦІЯ

**ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ВИПРОМІНЮЮЧИХ
КОМПОНЕНТІВ ІНФОКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ НА ОСНОВІ
ЩІЛИННИХ ЛІНІЙ ПЕРЕДАЧІ**

05.12.13 – радіотехнічні пристрої та засоби телекомунікацій
(шифр і назва спеціальності)

05 «Технічні науки»
(галузь знань)

Подається на здобуття наукового ступеня
кандидата технічних наук

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

(підпис, ініціали та прізвище здобувача)

Науковий керівник –
Гоблик Віктор Васильович,
к.ф.-м.н., доцент

Ідентичність всіх примірників дисертації

ЗАСВІДЧУЮ:

*Вчений секретар спеціалізованої
вченої ради*

/І.В. Демидов/

Львів – 2018

АНОТАЦІЯ

Ліске О.М. Підвищення ефективності випромінюючих компонентів інфокомунікаційних систем на основі щілинних ліній передачі. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук (доктора філософії) за спеціальністю 05.12.13 «Радіотехнічні пристрої та засоби телекомунікацій» (172 – Телекомунікації та радіотехніка). – Національний університет «Львівська Політехніка» МОН України, Львів, 2018.

Теоретичне дослідження щілинних випромінюючих структур, які використовуються у радіотехнічних системах дециметрового та сантиметрового діапазонів довжин хвиль, має велике значення. При цьому актуальними залишаються наступні проблеми: підвищення точності розрахунків, що дає змогу зменшити долю трудомісткого та дорогого експериментального відлагодження в об'ємі робіт по створенню надвисокочастотних пристроїв, підвищення ефективності алгоритмізації для розв'язання завдань дослідження електромагнітних властивостей щілинних випромінювачів та скорочення машинного часу, необхідного для розрахунків, що особливо суттєво при розробленні систем автоматизованого проектування, проведенні чисельного експерименту з метою виявлення принципової можливості застосування щілинних випромінювачів для отримання специфічних електродинамічних характеристик радіотехнічних пристроїв.

У дисертаційній роботі представлено розв'язання важливого науково-практичного завдання підвищення ефективності метал-діелектричних структур, що збуджуються полем біжучої хвилі у щілинній лінії передачі та розширення їх функціональних можливостей за рахунок збільшення діапазону робочих частот та підвищення коефіцієнту підсилення.

У першому розділі виконано аналіз праць вітчизняних та закордонних вчених, у яких викладено науково-технічні ідеї та розроблені на їхній основі методи моделювання щілинних випромінювачів (ЩВ). Виявлено фактори, що впливають на випромінювання електромагнітного поля ЩВ у ближній та дальній зонах.

У роботі показано, що найбільш важливим завданням є розроблення моделі випромінювання ЩВ, яка б враховувала вплив розмірів екрану ЩВ на її електродинамічні характеристики.

На основі виконаного аналізу доведено необхідність розроблення та дослідження випромінюючих компонентів на основі щілинних ліній передачі (ЩЛП). Одним із напрямів підвищення ефективності, яке включає в себе підвищення коефіцієнту підсилення, підвищення широкосмуговості та зменшення масогабаритних характеристик антенних решіток (АР) з декількох ЩВ, є використання явища випромінювання біжучих у ЩЛП електромагнітних хвиль та можливість змінювати конфігурацію ЩВ. При цьому необхідно зосередитись на розробленні способу підвищення завадостійкості, яке можливе за рахунок зниження рівня бокових пелюстків АР.

На основі аналізу літературних джерел за тематикою роботи сформульовано завдання дисертаційних досліджень.

У другому розділі за допомогою комп'ютерних моделей досліджено особливості випромінювання ЩВ електромагнітної енергії на прикладі ЩВ ромбічної форми. Розроблено конфігурацію ЩВ, який являє собою металеву площину з вузькою щілиною шириною w у формі ромбу, що знаходиться на діелектричній підкладці товщиною $t \ll \lambda$ (λ - довжині хвилі), з відносною діелектричною проникністю ϵ . Довжина сторони ромба рівна L_s . Інша сторона діелектричної підкладки може бути з металізацією або без. Щілинний ромбічний випромінювач (ЩРВ) досліджувався в режимі короткого замикання. Збудження випромінювача здійснювалось портом зосередженого живлення в нижній частині ромбу.

Отримано значення зворотніх втрат S_{11} в смузі частот 2..3 ГГц трьома засобами комп'ютерного моделювання. Смуга робочих частот при значенні коефіцієнту зворотніх втрат $S_{11} < -10\text{dB}$ складає 19.9% (2.08-2.54 ГГц).

Розроблені моделі ЩВ дали змогу здійснити порівняльний аналіз засобів 3D моделювання електромагнітних структур. Слід зазначити, що мінімальне значення параметру S_{11} , отриманого за допомогою трьох програм електромагнітного симулювання, є однаковим. В Ansoft HFSS і AWR Microwave Office резонансні частоти є приблизно рівними, при цьому AWR MWO знадобилось значно менше часу. Розбіжності між характеристиками, отриманими в результаті симулювання та експериментально, пов'язані з неідеальним узгодженням фідерного тракту з вхідним опором макету ЩВ.

Розроблено конструкцію AP з чотирьох ЩРВ. Застосування компланарної схеми живлення дало змогу забезпечити синфазність живлення елементів AP. Діапазон робочих частот AP становить 2.32..2.75 ГГц, а коефіцієнт підсилення становить 12.2 дБ.

У третьому розділі запропоновано удосконалену модель для дослідження процесу випромінювання електромагнітних хвиль ЩРВ скінченних розмірів. Удосконалена модель полягає у представленні металевої поверхні з прорізаною криволінійною щілиною у вигляді антени біжучої хвилі вібраторного типу із заданим розподілом напруг. Для знаходження взаємних опорів диполів застосовано метод наведених ЕРС. Запропонована нова модель враховує вплив країв металевого екрану на випромінювання ЩЛП, а також вплив діелектрика на сповільнення хвилі при поширенні хвилі у ЩЛП.

За допомогою розробленої моделі проведений аналіз умов збудження на поверхні металевого екрану поверхневих струмів та впливу форми та розмірів метало-діелектричної структури на її випромінюючі властивості. Встановлено, що кросполяризоване випромінювання в напрямку нормалі для випромінювачів симетричної геометричної форми відсутнє.

Проведене дослідження збіжності рядів, що представляють собою матричні коефіцієнти СЛАР показало, що збіжність обчислення діаграми спрямованості ЩРВ складає $7.6 \cdot 10^{-3}$ при 4-ій ітерації, кількість вібраторів АР при цьому становить 1521. Через простоту та суттєве зменшення невідомих під час розрахунку представлена модель не вимагає високопродуктивних обчислювальних ресурсів.

Четвертий розділ присвячено дослідженню процесів випромінення ЩЛП, розробленню та дослідженню експериментальних взірців ЩРВ та АР з декількох ЩРВ. Експериментальні дослідження характеристик ЩВ проводились за допомогою стенду у безвідлунній камері. Експериментально виміряно залежності КСХ на вході коаксіально-мікросмужкового переходу з підключеною втратною короткозамкненою ЩЛП при зміні її довжини. Результати експериментальних вимірювань КСХ використані для визначення значення сповільнення хвилі $\lambda_{щ}/\lambda_0$ у ЩЛП у смузі частот 2..4 ГГц. Статистичне оброблення вимірювань КСХ та напруженості електричного поля виконувалось у відповідності до ГОСТ 8.207-76 шляхом багатократних спостережень, з яких отримано середнє арифметичне, яке приймається за результат вимірювання. Всього зроблено по 15 вимірювань значення віддалі між максимумами кривої залежності КСХ на вході ЩЛП для кожної з досліджуваних частот діапазону.

Загасання електромагнітної енергії у ЩЛП зумовлюються втратами у діелектричній підкладці, омичними втратами у провідниках та випромінюванням електромагнітної енергії, оскільки ЩЛП є відкритою структурою. Електромагнітна хвиля при поширенні по ЩЛП збуджує поверхневі струми, що зумовлює перехід частини енергії у джоулеве тепло.

Розташування металевого рефлектора під кутом α до нормалі призводить до зміни величини хвильового опору вздовж ЩЛП та покращує узгодження випромінювача в смузі робочих частот. Ширина смуги частот при цьому становить 29%, що перевищує значення для петлевого ЩВ, наведені в літературі.

Досліджено представлені діаграми спрямованості ЩРВ, отримані за допомогою математичного моделювання та експериментально на частоті 2.4 ГГц в режимі КЗ. Відповідність між теоретичними та вимірними результатами є достатньо добра, що свідчить про те, що запропонований метод є адекватним для аналізу ЩВ.

Ключові слова: щілинна лінія передачі, щілинний випромінювач, інфокомунікаційна система, математичне моделювання, метод наведених електрорушійних сил.

Список публікацій здобувача:

Наукові праці, в яких опубліковані основні наукові результати дисертації:

1. Hoblyk V. Radiation field modelling of slot antenna in finite size screen / V. Hoblyk, O. Liske // Computational problems of electrical engineering. – 2013. – Vol. 3, No. 1. – P. 29–34. (Index Copernicus)

2. Гоблик В.В. Поле антенної решітки ромбічних випромінювачів на основі щілинної лінії передавання / В.В. Гоблик, О.М. Ліске, І.Ю. Тепляков // Вісник Нац. ун-ту «Львівська політехніка». Радіотехніка та телекомунікації. – 2017. – № 874. – С. 31–38. (Index Copernicus)

3. Pavlysh V. Modelling of electrodynamic properties of structures with N-multiple periodicity / V. Pavlysh, V. Hoblyk, I. Nychai, O. Liske // Computational problems of electrical engineering. – 2012. – Vol. 2, № 1. – P. 89–95. (Index Copernicus)

4. Гоблик В.В. Моделювання антен на базі щілинної лінії передачі / В.В. Гоблик, О.М. Ліске // Вісник Нац. ун-ту «Львівська політехніка». Радіотехніка та телекомунікації. – 2004. – № 508. – С. 181–186.

5. Ліске О.М. Радіохвильовий метод неруйнівного контролю з врахуванням внутрішніх механічних напружень у випромінювачі / О.М. Ліске, А.О. Мельничук, Р.М. Якимів // Науковий вісник Національного

лісотехнічного університету України : Зб. наук.-техн. пр. - Львів : РВВ НЛТУ України. – 2012. – Вип. 22.12. – С. 138–146.

6. Гоблик В.В. Моделювання конформних антен на основі щілинної лінії передачі / В.В. Гоблик, Я.С. Щадило, О.М. Ліске // Наука і оборона. – 2016. – Вип. 2. – С. 64-67.

7. Гоблик Н.Н. Компьютерные модели элементов инфокоммуникационных систем на основе модулированных наноразмерных структур в учебном процессе / Н.Н. Гоблик, В.В. Гоблик, А.Н. Ліске // Фуллерены и наноструктуры в конденсированных средах: сб. науч. ст. – 2011. – С. 399-405.

Наукові праці, які засвідчують апробацію матеріалів дисертації:

8. Goblyk V.V. The modeling of plane curvilinear dipole antenna arrays / V.V. Goblyk, O.M. Liske, E.I. Yakovenko // Antenna Theory and Techniques: 5th International Conference, May 24–27, 2005: proceed. of the conf. - Kyiv, Ukraine, 2005. – P. 232–233. (Scopus)

9. Liske Oleksiy. Research of design methods of antennas based on curvilinear transmission slotline / Oleksiy Liske // Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science: 5th International Conference TCSET'2006, Feb. 28 – March 4, 2006: proceed. of the conf. – Lviv-Slavske, Ukraine, 2006. – P. 557–558. (Scopus)

10. Ліске О.М. Дослідження особливостей формування електромагнітного поля щілинними випромінювачами / О.М. Ліске // Одинадцята відкрита науково-технічна конференція професорсько-викладацького складу Інституту телекомунікацій, радіоелектроніки та електронної техніки Національного університету “Львівська Політехніка” з проблем електроніки, 1–4 квітня 2008: матер. конф. – Львів, Україна, 2008. – С. 31.

11. Гоблик В.В. Науково-прикладні проблеми фізико-математичного моделювання випромінювачів на базі щілинної лінії передачі та шляхи їх розв’язку / В.В. Гоблик, О.М. Ліске // Дванадцята відкрита науково-технічна

конференція професорсько-викладацького складу Інституту телекомунікацій, радіоелектроніки та електронної техніки Національного університету “Львівська Політехніка” з проблем електроніки, 7–9 квітня 2009: матер. конф. – Львів, Україна, 2009. – С. 15.

12. Ничай Ірина. Вплив періоду модуляції діелектричної пластини на поле нитки струму / Ірина Ничай, Олексій Ліске // Комп’ютерні науки та інженерія: Третя міжнародна наукова конференція студентів, аспірантів та молодих вчених, 14–16 травня 2009: матер. конф. – Львів, Україна, 2009. – С. 251–252.

13. Hoblyk V.V. Plasmon antenna with complex profile of dielectric permittivity change / V.V. Hoblyk, I.V. Nychai, O.M. Liske // Antenna Theory and Techniques: 7th International Conference, October 6-9, 2009: proceed. of the conf. - Lviv, Ukraine, 2009. – P. 138–140.

14. Melnychuk A.O. Object detection by precision radiowave defectoscope on the basis of slot radiator with use of artificial neural network / A.O. Melnychuk, R.M. Yakymiv, O.M. Liske // Antenna Theory and Techniques: 8th International Conference, September 20–23, 2011: proceed. of the conf. – Kyiv, Ukraine, 2011. – P. 324–326. (Scopus)

15. Goblyk V.V. Analysis of radiation patterns of collimator based on modulated metal-dielectric spiral structure / V.V. Goblyk, I.B. Subota, O.M. Liske // Antenna Theory and Techniques: 8th International Conference, September 20–23, 2011: proceed. of the conf. – Kyiv, Ukraine, 2011. – P. 281. (Scopus)

16. Liske O.M. Comparison of computational electromagnetic tools for design and simulation of slot rhombic antenna / O.M. Liske // CAD Systems in Microelectronics: 11th International Conference The Experience of Designing and Application, Feb. 23–25, 2011: proceed. of the conf. – Polyana–Svalyava, Ukraine, 2011. – P. 114–115. (Scopus)

17. Гоблик В.В. Радіохвильовий дефектоскоп на базі двополяризаційного щілинного випромінювача / В.В. Гоблик, О.М. Ліске // Чотирнадцята відкрита науково-технічна конференція професорсько-викладацького складу

Інституту телекомунікацій, радіоелектроніки та електронної техніки Національного університету “Львівська Політехніка” з проблем електроніки, 5–8 квітня 2011: матер. конф. – Львів, Україна, 2011. – С. 19.

18. Liske O.M. Radiowave Methods of Non-Destructive Testing / O.M. Liske, R.M. Yakymiv, A.O. Melnychuk // Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science: 11th International Conference TCSET'2012, February 21-24, 2012: proceed. of the conf. – Lviv-Slavske, Ukraine, 2012. – P. 184.

19. Жуков Г.В. Розробка антенної решітки для систем безпроводного зв'язку / Г.В. Жуков, О.М. Ліске // П'ятнадцята відкрита науково-технічна конференція Інституту телекомунікацій, радіоелектроніки та електронної техніки з проблем електроніки та інфокомунікаційних систем, 3–5 квітня 2012: матер. конф. – Львів, Україна, 2012. – С. 65.

20. Hoblyk V. Mathematical model of slot rhombic antenna / V. Hoblyk, O. Liske // Antenna Theory and Techniques: IXth International Conference, September 16-20, 2013: proceed. of the conf. - Odessa, Ukraine, 2013. – P. 355–357. (Scopus)

21. Гоблик В.В. Розрахунок електромагнітного поля короткозамкненої щілинної лінії / В.В. Гоблик, О.М. Ліске // Шістнадцята щорічна відкрита науково-технічна конференція Інституту телекомунікацій, радіоелектроніки та електронної техніки з проблем електроніки та інфокомунікаційних систем, 2–4 квітня 2013: матер. конф. – Львів, Україна, 2013. – С. 26.

22. Hoblyk V. Experimental investigation of slot rhombic antenna radiating properties / V. Hoblyk, O. Liske // The Experience of Designing and Application of CAD Systems in Microelectronics: 12th International Conference, February 19-23, 2013: proceed. of the conf. – Lviv- Polyana, Ukraine, 2013. – P. 143–144. (Scopus)

23. Гоблик В.В. Моделювання антени Вівальді на основі щілинної лінії передачі / В.В. Гоблик, О.М., Ліске, Я.С. Щадило // Перспективи розвитку озброєння та військової техніки сухопутних військ: Міжнародна науково-

технічна конференція, 18–20 травня 2016: збірник тез доповідей – Львів, Україна, 2016. – С. 175.

24. Goblyk N. Modelling radiative properties of metallodielectric structures / N. Goblyk, V. Hoblyk, V. Pavlysh, I. Nychai, O. Liske, M. Zelenku, I. Teplyakov // Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science: 13th International Conference TCSET'2016, Febr. 23 – 26, 2016: proceed. of the conf. – Lviv-Slavske, Ukraine, 2016. – P. 105-107. (Scopus)

25. Гоблик В.В. Особливості збудження металодіелектричних структур щільними лініями передачі / В.В. Гоблик, Я.С. Щадило, О.М. Ліске // Застосування сухопутних військ Збройних сил України у конфліктах сучасності: Науково-практична конференція, 17 листопада 2016: збірник тез доповідей – Львів, Україна, 2016. – С. 30–31.

26. Гоблик В.В. Моделювання в Матлаб конформних антенних решіток на основі компланарних хвилеводів / В.В. Гоблик, В.А. Павлиш, Я.С. Щадило, О.М. Ліске // Тринадцята наукова конференція ХНУ Повітряних сил ім. І. Кожедуба, 12–13 квітня 2017: збірник тез доповідей – Харків, Україна, 2017. – С. 258.

27. Гоблик В.В. Моделювання антен теплового випромінювання на основі компланарного хвилеводу / В.В. Гоблик, В.А. Павлиш, Я.С. Щадило, О.М. Ліске // Перспективи розвитку озброєння та військової техніки сухопутних військ: Міжнародна науково-технічна конференція, 11–12 травня 2017: збірник тез доповідей – Львів, Україна, 2017. – С. 186-187.

28. Hoblyk V.V. Achievements in Antennas Research at Lviv Polytechnic National University / V.V. Yoblyk, V.A. Pavlysh, N.M. Hoblyk, Ye.I. Yakovenko, O.M. Liske, I.V. Nychai, D.V. Nevinskyi, D.A. Nikolayev, I.Yu. Teplakov // Antenna Theory and Techniques: 11th International Conference, May 24–27, 2017: proceed. of the conf. – Kyiv, Ukraine, 2017. – P. 58–63. (Scopus)

Наукові праці, які додатково відображають наукові результати дисертації:

29. Патент № 73700 UA, МПК(2006.01), G01N 22/02. Двочастотний радіохвилевий дефектоскоп / Мельничук А.О., Ліске О.М., Якимів Р.М. Заявник Національний університет "Львівська політехніка". – № u201201252; заявл. 07.02.2012; опубл. 10.10.2012, Бюл. № 19.

30. Патент № 104959 UA, МПК(2014.01), H01Q 11/00. Щілинна антена / Гоблик В.В., Ліске О.М. Заявник Національний університет "Львівська політехніка". – № a201300020; заявл. 02.01.2013; опубл. 25.03.2014, Бюл. № 6.

ABSTRACT

Liske O.M. Improving the efficiency of the emitting components on the basis of slot transmission lines in the information and communication systems. – Proficiency scientific treatise on the rights of the manuscript.

A thesis submitted in fulfilment of the candidate of sciences (Ph.D.) degree in technical sciences on specialty 05.12.13 «Radio Engineering Devices and Telecommunication Means» (172 – Telecommunications and Radio Engineering). – Lviv Polytechnic National University of Ministry for Education and Science of Ukraine, Lviv, 2018.

The theoretical study of slot radiating structures used in radio systems of decimetre and centimeter wavelength ranges is of great importance. The following problems remain relevant: improving the accuracy of calculations, which enables to reduce the proportion of labor-intensive and expensive experimental debugging in the volume of work on the creation of ultrahigh-frequency devices, increase the efficiency of algorithmization for solving the problems of studying the electromagnetic properties of slot emitters and reducing the machine time required for calculations, which is especially significant in the development of automated design systems, numerical experiment with the purpose of revealing the principle possibility of using slot emitters for obtaining specific electrodynamic characteristics of radio engineering devices.

The thesis presents the solution of important scientific and practical tasks of developing research methods radiation process of electromagnetic energy by slot transmission line with consideration of influence of finite size screen.

The first chapter provides an analysis of local and foreign scientists works that described the scientific and technical ideas and developed on their basis modeling of slot emitters (SE). Factors affecting the emission of electromagnetic fields of SE in the near and far zones are discovered.

In the paper, it is shown that the most important task is to develop a model of radiation of SE, which would take into account the influence of the screen size of SE on its electrodynamic characteristics.

On the basis of the analysis necessity of development and research of emitting components based on slot transmission lines (STL) has been proven. One of the ways to increase the efficiency, which includes increasing the gain, the broadband and reducing the mass-dimensional characteristics of antenna arrays (AA) of few SE, is the use of the radiation phenomenon of electromagnetic waves running in the STL and the ability to change the configuration of the SE. It is necessary to focus on the development of a method for increasing noise immunity, which is possible by reducing the level of side lobes of AR.

On the basis of analysis of the literature on the subject tasks of dissertation research were formulated.

In the second chapter, using computer models, the peculiarities of the emission of electromagnetic energy by SE are investigated on the example of the SE of the rhombic form. The configuration of SE, which is a narrow slot width w in the form of a rhombus, is located on a dielectric substrate of thickness $t \ll \lambda$ (λ - wavelength) with relative dielectric permeability ϵ . The length of the side of the rhombus is L_s . The other side of the dielectric substrate may be with or without metallization. Rhombic slot emitter (RSE) was investigated in short-circuited mode. Excitation of the emitter was carried out by a concentrated feeding port in the lower part of the rhombus.

The value of return loss in the frequency band 2.3 GHz by means of computer simulation was obtained. The band of operating frequencies at the value of the return loss $S_{11} < -10\text{dB}$ is 19.9% (2.08-2.54 GHz).

The developed models of SE enabled to carry out a comparative analysis of the means of 3D modeling of electromagnetic structures. It should be noted that the minimum value of the parameter S_{11} obtained with the three electromagnetic simulation programs is the same. In Ansoft HFSS and AWR Microwave Office, the resonant frequency is approximately the same, with the AWR MWO taking much less time. Differences between the characteristics obtained as a result of simulation and experimentally are due to the non-ideal alignment of the feeder of SE model.

The design of AA of four RSE was developed. The application of the coplanar power supply scheme made it possible to ensure the in-phase power supply of the antenna array elements. The operating frequency range of the antenna array is 2.32 ... 2.75 GHz and the gain is 12.2 dB.

In the third chapter, an improved model for studying the radiation process of electromagnetic waves by RSE of finite sizes is proposed. The improved model is to present a metal surface with a cut-out curvilinear slot as an vibrator type antenna of a traveling wave with a given voltage distribution using the method of the induced EMF for finding the mutual resistance of the dipoles. The proposed new model takes into account the influence of the edges of the metal screen on the slot line radiation, as well as the effect of the dielectric on the wave slowdown by the propagation of the wave in STL.

With the help of the developed model, an analysis of the conditions of excitement of surface currents on the surface of a metal screen and the influence of the shape and size of the metal-dielectric structure on its radiating properties was carried out. It is established that there is no crosspolarized radiation in the direction of normal for radiators of symmetric geometric shape.

The conducted study of the convergence of the series, representing the matrix coefficients of the system of linear algebraic equations, showed that the

convergence of computing radiation pattern of RSE is $7.6 \cdot 10^{-3}$ at the 4th iteration, while the number of dipoles of AA is 1521. Due to the simplicity and significant reduction of unknowns during the calculation, the presented model does not require high-performance computing resources.

The fourth chapter is devoted to the study of the processes of radiation of the STL, the development and research of experimental models of RSE and AA of several SE. Experimental investigations of SE characteristics were carried out using a stand in an anechoic chamber. The return loss dependencies on the input of the coaxial microstrip transition with the connected short-circuited STL with losses, by changing its length, were experimentally measured. The results of experimental measurements of return loss are used to determine the value of the wave attenuation λ_s/λ_0 in the STL in the frequency band 2..4 GHz. Statistical processing of measurements of return loss and electric field was carried out in accordance with GOST 8.207-76 by the method of multiple observations, from which the arithmetic average, which is taken for the measurement result, was obtained. A total of 15 measurements have been made of the distance between the maxima of the return loss curve at the input of the STL for each of the studied frequencies.

The attenuation of electromagnetic energy in the STL is due to losses in the dielectric substrate, ohmic losses in conductors, and radiation of electromagnetic energy, since STL is an open structure. Electromagnetic wave by the propagation in STL excites surface currents, which causes the transition of energy in joule heat.

The location of a metal reflector at an angle α to normal results in a change in the value of the wave propagation along the STL and improves the alignment of the emitter in the band of operating frequencies. The bandwidth is 29%, which exceeds the value for the loop SE, given in the literature.

The comparison of radiation patterns of the RSE, obtained using mathematical modeling and experimentally at 2.4 GHz in the short circuited mode are presented. The correspondence between the theoretical and measured results is

sufficiently good, which suggests that the proposed method is adequate for the analysis of SE.

Key words: slot transmission line, slot radiator, infocommunication system, mathematical modeling, method of induced electromotive forces.

The list of author's publications:

Proceedings where basic scientific results of thesis were published:

1. Hoblyk V. Radiation field modelling of slot antenna in finite size screen / V. Hoblyk, O. Liske // Computational problems of electrical engineering. – 2013. – Vol. 3, No. 1. – P. 29–34. (Index Copernicus)
2. Hoblyk V.V. The antenna array of rhombic radiators on the basis of the slot transmission line / V.V. Hoblyk, O.M. Liske, I.Yu. Teplyakov // Bulletin of Lviv Polytechnic National University. Radio Electronics and Telecommunications. – 2017. – № 874. – P. 31–38. (Index Copernicus)
3. Pavlysh V. Modelling of electrodynamic properties of structures with N-multiple periodicity / V. Pavlysh, V. Hoblyk, I. Nychai, O. Liske // Computational problems of electrical engineering. – 2012. – Vol. 2, № 1. – P. 89–95. (Index Copernicus)
4. Hoblyk V.V. Antenna simulation based on a slot transmission line / V.V. Hoblyk, O.M. Liske // Bulletin of Lviv Polytechnic National University. Radio Electronics and Telecommunications. – 2004. – № 508. – P. 181–186.
5. Liske O.M. Radiowave method of non-destructive control taking into account internal mechanical stresses in the radiator / O.M. Liske, A.O. Melnychuk, R.M. Yakymiv // Bulletin of National Forestry University of Ukraine. – 2012. – Issue 22.12. – P. 138–146.
6. Hoblyk V.V. Simulation of conformal antennas based on the slot transmission line / V.V. Hoblyk, Ya.S. Shchadylo, O.M. Liske // Science and defense. – 2016. – Issue 2. – P. 64-67.
7. Hoblyk N.N. Computer models of elements of infocommunication systems based on modulated nanoscale structures in the educational process /

N.N.Hoblyk, V.V. Hoblyk, O.M. Liske // Fullerenes and nanostructures in condensed media: collection of scientific articles – 2011. – P. 399-405.

Proceedings that certify an approvement of thesis materials:

8. Goblyk V.V. The modeling of plane curvilinear dipole antenna arrays / V.V. Goblyk, O.M. Liske, E.I.Yakovenko // Antenna Theory and Techniques: 5th International Conference, May 24–27, 2005: proceed. of the conf. - Kyiv, Ukraine, 2005. – P. 232–233. (Scopus)

9. Liske Oleksiy. Research of design methods of antennas based on curvilinear transmission slotline / Oleksiy Liske // Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science: 5th International Conference TCSET'2006, Feb. 28 – March 4, 2006: proceed. of the conf. – Lviv-Slavske, Ukraine, 2006. – P. 557–558. (Scopus)

10. Liske O.M. Investigation of features of electromagnetic field formation by slot radiators / O.M. Liske // Eleventh open scientific and technical conference of the teaching staff of the Institute of telecommunications, radio electronics and electronic means of Lviv Polytechnic National University on the problems of electronics, April 1–4, 2008: proceed. of the conf. – Lviv, Ukraine, 2008. – P. 31.

11. Hoblyk V.V. Scientific and applied problems of physical and mathematical modeling of radiators on the basis of slot transmission lines and ways of their solution / V.V. Hoblyk, O.M. Liske // Twelfth open scientific and technical conference of the teaching staff of the Institute of telecommunications, radio electronics and electronic means of Lviv Polytechnic National University on the problems of electronics, April 7–9, 2009: proceed. of the conf. – Lviv, Ukraine, 2009. – P. 15.

12. Nychai I.V. Influence of the period of modulation of the dielectric plate on the field of filament current / I.V. Nychai, O.M. Liske // Computer Science and Engineering: Third international scientific conference of students, graduate students and young scientists, May 14–16, 2009: proceed. of the conf. – Lviv, Ukraine, 2009. – P. 251–252.

13. Hoblyk V.V. Plasmon antenna with complex profile of dielectric permittivity change / V.V. Hoblyk, I.V. Nychai, O.M. Liske // *Antenna Theory and Techniques: 7th International Conference, October 6-9, 2009: proceed. of the conf. - Lviv, Ukraine, 2009.* – P. 138–140.

14. Melnychuk A.O. Object detection by precision radiowave defectoscope on the basis of slot radiator with use of artificial neural network / A.O. Melnychuk, R.M. Yakymiv, O.M. Liske // *Antenna Theory and Techniques: 8th International Conference, September 20–23, 2011: proceed. of the conf. – Kyiv, Ukraine, 2011.* – P. 324–326. (Scopus)

15. Goblyk V.V. Analysis of radiation patterns of collimator based on modulated metal-dielectric spiral structure / V.V. Goblyk, I.B. Subota, O.M. Liske // *Antenna Theory and Techniques: 8th International Conference, September 20–23, 2011: proceed. of the conf. – Kyiv, Ukraine, 2011.* – P. 281. (Scopus)

16. Liske O.M. Comparison of computational electromagnetic tools for design and simulation of slot rhombic antenna / O.M. Liske // *CAD Systems in Microelectronics: 11th International Conference The Experience of Designing and Application, Feb. 23–25, 2011: proceed. of the conf. – Polyana–Svalyava, Ukraine, 2011.* – P. 114–115. (Scopus)

17. Hoblyk V.V. Radiowave defectoscope based on a two-polarizing slot emitter / V.V. Hoblyk, O.M. Liske // *Fourteenth open scientific and technical conference of the teaching staff of the Institute of telecommunications, radio electronics and electronic means of Lviv Polytechnic National University on the problems of electronics, April 5–8, 2011: proceed. of the conf. – Lviv, Ukraine, 2011.* – P. 19.

18. Liske O.M. Radiowave Methods of Non-Destructive Testing / O.M. Liske, R.M. Yakymiv, A.O. Melnychuk // *Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science: 11th International Conference TCSET'2012, February 21-24, 2012: proceed. of the conf. – Lviv-Slavske, Ukraine, 2012.* – P. 184.

19. Zhukov H.V. Development of antenna array for wireless communication systems / H.V. Zhukov, O.M. Liske // Fifteenth open scientific and technical conference of the teaching staff of the Institute of telecommunications, radio electronics and electronic means on electronics and infocommunication systems, April 3–5, 2012: proceed. of the conf. – Lviv, Ukraine, 2012. – P. 65.

20. Hoblyk V. Mathematical model of slot rhombic antenna / V. Hoblyk, O. Liske // Antenna Theory and Techniques: IXth International Conference, September 16-20, 2013: proceed. of the conf. - Odessa, Ukraine, 2013. – P. 355–357. (Scopus)

21. Hoblyk V.V. Calculation of the electromagnetic field of the short-circuited slot line / V.V. Hoblyk, O.M. Liske // Sixteenth open scientific and technical conference of the teaching staff of the Institute of telecommunications, radio electronics and electronic means on electronics and infocommunication systems, April 2–4, 2013: proceed. of the conf. – Lviv, Ukraine, 2013. – P. 26.

22. Hoblyk V. Experimental investigation of slot rhombic antenna radiating properties / V. Hoblyk, O. Liske // The Experience of Designing and Application of CAD Systems in Microelectronics: 12th International Conference, February 19-23, 2013: proceed. of the conf. – Lviv- Polyana, Ukraine, 2013. – P. 143–144. (Scopus)

23. Hoblyk V.V. Modeling of a Vivaldi antenna based on a slot transmission line / V.V. Hoblyk, O.M. Liske, Ya.S. Shchadylo // Development prospects of armaments and military equipment of the land forces: International scientific and technical conference, May 18–20, 2016: proceed. of the conf. – Lviv, Ukraine, 2016. – P. 175.

24. Goblyk N. Modelling radiative properties of metallodielectric structures / N. Goblyk, V. Hoblyk, V. Pavlysh, I. Nychai, O. Liske, M. Zelenku, I. Teplyakov // Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science: 13th International Conference TCSET'2016, Febr. 23 – 26, 2016: proceed. of the conf. – Lviv-Slavske, Ukraine, 2016. – P. 105-107. (Scopus)

25. Hoblyk V.V. Features of excitation of metal-dielectric structures by slot transmission lines / V.V. Hoblyk, Ya.S. Shchadylo, O.M. Liske // The use of the land forces of the Armed Forces of Ukraine in the conflicts of the present: Scientific and technical conference, November 17, 2016: proceed. of the conf. – Lviv, Ukraine, 2016. – P. 30–31.

26. Hoblyk V.V. Modeling in Matlab conformal antenna arrays based on coplanar waveguides / V.V. Hoblyk, V.A. Pavlysh, Ya.S. Shchadylo, O.M. Liske // Thirteenth scientific conference of the Kharkov Air Force National Air Force name of I. Kozhedub, April 12–13, 2017: proceed. of the conf. – Kharkiv, Ukraine, 2017. – P. 258.

27. Hoblyk V.V. Simulation of thermal radiation antennas based on a coplanar waveguide / V.V. Hoblyk, V.A. Pavlysh, Ya.S. Shchadylo, O.M. Liske // Development prospects of armaments and military equipment of the land forces: International scientific and technical conference, May 11–12, 2017: proceed. of the conf. – Lviv, Ukraine, 2017. – P. 186-187.

28. Hoblyk V.V. Achievements in Antennas Research at Lviv Polytechnic National University / V.V. Hoblyk, V.A. Pavlysh, N.M. Hoblyk, Ye.I. Yakovenko, O.M. Liske, I.V. Nychai, D.V. Nevinskyi, D.A. Nikolayev, I.Yu. Teplakov // Antenna Theory and Techniques: 11th International Conference, May 24–27, 2017: proceed. of the conf. – Kyiv, Ukraine, 2017. – P. 58–63. (Scopus)

Proceedings where additional scientific results of thesis were published:

29. Patent № 73700 UA, MPK (2006.01), G01N 22/02. Dual frequency radiowave defectoscope / Melnychuk A.O., Liske O.M., Yakymiv R.M. Applicant Lviv Polytechnic National University. – № u201201252; claimed 07.02.2012; published 10.10.2012, Bulletin № 19.

30. Patent № 104959 UA, MPK (2014.01), H01Q 11/00. Slot antenna / Hoblyk V.V., Liske O.M. Applicant Lviv Polytechnic National University. – № a201300020; claimed 02.01.2013; published 25.03.2014, Bulletin № 6.

ЗМІСТ

Перелік умовних скорочень	22
Вступ.....	23
Розділ 1. Аналіз принципів побудови випромінюючих компонентів на основі щілинних ліній передачі	31
1.1. Аналіз особливостей побудови щілинних випромінювачів	31
1.2. Аналіз методів математичного моделювання щілинних випромінювачів.....	39
1.2.1. Елементарний магнітний вібратор	39
1.2.2. Нитка магнітного струму	41
1.2.3. Поперечний резонансний метод.....	46
1.2.4. Моделювання криволінійних щілинних випромінювачів	48
1.3. Висновки до розділу 1	57
Розділ 2. Дослідження методів моделювання і автоматизованого проектування щілинних випромінювачів.....	58
2.1. Комп'ютерне моделювання щілинних випромінювачів.....	58
2.2. Метод моментів і його реалізація у програмі AWR Microwave Office ..	60
2.3. Метод скінчених елементів та його реалізація у програмі Ansoft HFSS	64
2.4. Скінчено-різницевий метод в часовій області та його реалізація у програмі CST Microwave Studio	70
2.5. Розроблення решітки щілинних ромбічних випромінювачів.....	77
2.6. Висновки до розділу 2	84
Розділ 3. Моделювання та дослідження щілинного ромбічного випромінювача у екрані скінчених розмірів	85
3.1. Постановка задачі.....	85
3.2. Формулювання системи лінійних алгебраїчних рівнянь	88
3.3. Чисельна реалізація вирішення системи лінійних алгебраїчних рівнянь.....	92
3.4. Висновки до розділу 3	111

Розділ 4. Розроблення щілинного ромбічного випромінювача та дослідження розподілу поля у ньому	113
4.1. Результати розроблення експериментального вимірювального стенду та методики проведення експерименту.....	113
4.2. Розроблення програмного забезпечення	121
4.3. Експериментальне визначення параметрів щілинної лінії передачі	127
4.4. Експериментальне дослідження частотних властивостей щілинних ромбічних випромінювачів	132
4.5. Експериментальне дослідження діаграми спрямованості щілинного ромбічного випромінювача.....	139
4.6. Експериментальне дослідження антенних решіток щілинних ромбічних випромінювачів	143
4.7. Аналіз похибок вимірювань.....	147
4.8. Висновки до розділу 4	153
Висновки	154
Список використаних джерел	156
Додаток А. Список публікацій здобувача за темою дисертації та відомості про апробацію результатів дисертації.....	172
Додаток Б. Акти впровадження результатів дисертації.....	177
Додаток В. Результати статистичної обробки даних експериментальних досліджень параметрів щілинної лінії передачі.....	181
Додаток Г. Параметри та експериментальні взірці щілинних випромінювачів	186
Додаток Д. Текст програми Graphic analiser	189
Додаток Е. Текст програми дослідження електродинамічних характеристик щілинного ромбічного випромінювача.....	200

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

- АР – антенна решітка;
АРП – автоматичне регулювання підсилення;
АС – антенна система;
АЦП – аналогово-цифровий перетворювач;
ВС – випромінююча структура;
ГХЧ – генератор хиткої частоти;
ДС – діаграма спрямованості;
ЕМП – електромагнітне поле;
ЕОМ – електронно-обчислювальна машина;
ЕРС – електро-рушійна сила;
КЗ – коротке замикання;
КЛП – компланарна лінія передачі;
КП – коефіцієнт підсилення;
КСХ – коефіцієнт стоячої хвилі;
МЛП – мікросмужкова лінія передачі;
НВЧ – надвисокі частоти;
СЛАР – система лінійних алгебраїчних рівнянь;
ФАР – фазована антенна решітка;
ЩВ – щілинний випромінювач;
ЩЛП – щілинна лінія передачі;
ЩРВ – щілинний ромбічний випромінювач.

ВСТУП

Актуальність теми. Випромінювачі на основі щілинних ліній передачі, що збуджуються полем біжучої хвилі, відомі з 1963 року. Вони є компонентами інтегральних схем, використовуються в низці антенних систем (АС), таких як АС амплітудно-фазометричної пеленгації, сучасні телекомунікаційні системи (радіоінтернет), бортові АС літальних апаратів та наземного транспорту, АС систем GPS-навігації. Широке використання щілинних випромінювачів обумовлено їх перевагами: невеликі розміри, можливість забезпечення електричного сканування діаграми спрямованості, робота як з лінійною, так і з коловою поляризацією, можливість конструювання антенних решіток з випромінювачів, що живляться полем біжучих хвиль у щілинній лінії передачі. Проте, потенційні можливості таких антен до теперішнього часу в повній мірі не вивчені внаслідок відсутності строгої теорії таких антен, тому дослідження та покращення ефективності випромінюючих структур на основі щілинних ліній передачі представляє інтерес як з практичної, так і з теоретичної точок зору.

Найбільш відомими дослідженнями щілинних випромінювачів, відповідного математичного апарату, моделей і методів займалися такі вчені: М.А. Бонч-Бруєвич, М.С. Нейман, А.А. Пістолькорс, Я.Н. Фельд. Дослідженням електродинамічних та випромінюючих характеристик ЩЛП з 60-тих рр. 20 століття займаються Ю.Ю. Радциг, Рамеш Гарг (Ramesh Garg), К.С. Гупта (K.S. Gupta) та Сеймур Б. Кон (S.B. Cohn), який уперше отримав результати дослідження щілинних ліній передачі аналітичними методами. В даний час дослідження випромінювачів на основі щілинних ліній передачі представляє комерційний інтерес для фірм-розробників сучасних засобів зв'язку, таких як: Alcatel, Panasonic, ALPS Electric, Hon Hai Precision Industry, Technicolor, а також для розробників засобів зв'язку для літальних апаратів, військової техніки та електрообладнання.

Теоретичне дослідження щілинних випромінюючих структур, які використовуються у радіотехнічних системах дециметрового та сантиметрового діапазонів довжин хвиль, має велике значення. При цьому актуальними залишаються наступні проблеми: підвищення точності розрахунків, що дає змогу зменшити долю трудомісткого та дорогого експериментального відлагодження в об'ємі робіт по створенню надвисокочастотних пристроїв, підвищення ефективності алгоритмізації для розв'язання завдань дослідження електромагнітних властивостей щілинних випромінювачів та скорочення машинного часу, необхідного для розрахунків, що особливо суттєво при розробленні систем автоматизованого проектування, проведенні чисельного експерименту з метою виявлення принципової можливості застосування щілинних випромінювачів для отримання специфічних електродинамічних характеристик радіотехнічних пристроїв.

Таким чином, підвищення ефективності метал-діелектричних структур, що збуджуються полем біжучої хвилі у щілинній лінії передачі є **актуальним науковим завданням**, розв'язання якого дасть можливість розширити їх функціональні можливості за рахунок збільшення діапазону робочих частот та підвищення коефіцієнту підсилення.

Зв'язок роботи з науковими планами. Тема дисертації відповідає науковому напрямку кафедри електронних засобів інформаційно-комп'ютерних технологій Національного університету "Львівська політехніка".

Дисертація виконана в межах науково-дослідних робіт:

- Розробка наукових засад моделювання нанорозмірних структур для інфокомунікаційних технологій (ДБ/Аудіо), номер держ. реєстрації 0104U002321;

- Дослідження модульованих нанорозмірних структур інфокомунікаційних систем з використанням нейромережових технологій (ДБ/Стінф), номер держ. реєстрації 0107U00826;

- Розробка теорії, методів аналізу та синтезу модульованих нанорозмірних структур з заданими інфокомунікаційними властивостями (ДБ/Модем), номер держ. реєстрації 0110U001117;

- Моделювання процесів електромагнітного відклику в модульованих нанорозмірних метал-діелектричних та напівпровідникових структурах (ДБ/Теза), номер держ. реєстрації 0113U001354.

В даних роботах автор був виконавцем та відповідальним виконавцем.

Мета і завдання дослідження. Метою дисертаційної роботи є розроблення методів підвищення ефективності випромінюючих компонентів на основі щілинних ліній передачі для використання в інфокомунікаційних системах.

Для досягнення поставленої мети необхідно виконати наступні завдання:

- проаналізувати та узагальнити літературні дані щодо сучасного стану та перспектив розвитку щілинних випромінювачів;

- обґрунтувати способи покращення ефективності випромінюючих компонентів на основі щілинних ліній передачі та розвинути методи визначення їх параметрів;

- розробити новий метод, числові алгоритми та прикладну комп'ютерну програму для дослідження широкого класу щілинних випромінювачів, провести теоретичне дослідження на електродинамічному рівні властивостей електромагнітних хвиль у щілинних лініях передачі;

- створити фізичні моделі та провести експериментальну верифікацію розроблених методів дослідження розподілу електромагнітного поля щілинних випромінювачів;

- запропонувати конкретні практичні рекомендації щодо використання щілинних випромінювачів в якості елементів антенних решіток при забезпеченні синфазності живлення окремих елементів, що сприяє підвищенню ефективності пристроїв даного класу та поліпшенню їх масогабаритних показників.

Об’єкт досліджень: процеси випромінювання електромагнітної хвилі випромінюючими компонентами на основі щілинних ліній передачі.

Предмет досліджень: моделі та методи підвищення ефективності випромінюючих компонентів на основі щілинних ліній передачі для пристроїв інфокомунікаційних систем.

Методи дослідження: для реалізації поставлених завдань використано методи математичного аналізу, методи математичної фізики, засоби комп’ютерної алгебри (пакет програм Matlab). Для знаходження вхідних опорів диполів із заданим розподілом напруг на вході застосовано метод наведених електро-рушійних сил (ЕРС). Експериментальна перевірка результатів моделювання з метою верифікації розробленої моделі була виконана методом вимірювання поля випромінювання щілинного випромінювача в дальній зоні.

Наукова новизна одержаних результатів:

1. Вперше розроблено математичну модель процесу збудження електричних струмів у металевому екрані скінчених розмірів біжучою хвилею щілинної лінії передачі, у якій, на відміну від відомих моделей, екран заміщено решіткою ортогональних диполів, що дало змогу застосувати для побудови математичної моделі метод наведених ЕРС для знаходження взаємних опорів таких диполів і дослідити вплив геометричних розмірів екрану на електродинамічні властивості щілинних випромінювачів у заданій смузі частот та збільшити потенційні можливості методу для розроблення щілинних антен з покращеними електродинамічними та функціональними властивостями.

2. Набув подальшого розвитку метод визначення параметрів щілинної лінії передачі, який, на відміну від відомих, дозволяє отримати більш точні значення коефіцієнту сповільнення та коефіцієнту загасання хвилі у щілинній лінії передачі, що дає змогу підвищити ефективність щілинного випромінювача складної геометричної конфігурації та антенних решіток, що складаються з кількох щілинних випромінювачів.

3. Вперше розроблено новий підхід до пошуку оптимальних конструктивних рішень щілинних ромбічних випромінювачів (ЩРВ), який, на відміну від відомих, передбачає використання спеціалізованої математичної моделі, яка описує взаємозв'язок геометричних розмірів щілини ЩРВ та довжини хвилі у щілинній лінії передавання $\lambda_{щ}$, що дало змогу, шляхом застосування схемотехнічного моделювання, встановити ефективні геометричні розміри ЩРВ для отримання поперечного випромінювання, зокрема виявлено, що периметр ромбу повинен становити $2\lambda_{щ}$.

Новизна отриманих результатів підтверджується відсутністю розроблених моделей та методів у відомих положеннях теорії щілинних випромінювачів.

Практичне значення одержаних результатів:

1. Розроблено та реалізовано за допомогою фізичної моделі спосіб визначення параметрів щілинної лінії передачі, який дає змогу більш ефективно використовувати розроблені методи для моделювання щілинних випромінювачів довільної геометричної форми у екрані скінчених розмірів.

2. Запропоновану автором методику використано для створення щілинних випромінювачів із підвищеною ефективністю використання поверхні за рахунок використання явища випромінювання біжучих у щілинних лініях передачі хвиль.

3. Розроблено принципово нову конструкцію щілинної антени, в якій щілинний випромінювач виконано у вигляді ромбу, що забезпечило збільшення смуги робочих частот, покращення узгодження антени в смугі робочих частот, зменшення рівня бокового випромінювання та підвищення коефіцієнту підсилення (патент України №104959).

4. Удосконалено конструкцію щілинного випромінювача шляхом використання нахилоного рефлектора, що дало змогу отримати смугу робочих частот 29% за рівнем КСХ<2.

5. Вперше запропоновано і реалізовано антенну решітку з чотирьох

ЩРВ. Розроблено компланарну схему живлення, яка дала змогу забезпечити синфазне живлення усіх елементів антенної решітки в широкій смузі частот. Діапазон робочих частот становить 2.32..2.75 ГГц, а коефіцієнт підсилення становить 12.2 дБ. При цьому компланарне з'єднання полегшує інтеграцію ЩВ з твердотільними активними пристроями.

6. Створений автором програмний засіб спрощує проведення розрахунків розробленими методами.

Практичну цінність отриманих результатів підтверджують акти впровадження, отримані у Фізико-механічному інституті ім. Карпенка НАН України (м. Львів) та Національному університеті "Львівська політехніка".

Особистий внесок здобувача полягає у самостійному виконанні теоретичної і експериментальної частин роботи та інтерпретації одержаних результатів. У публікаціях, написаних у співавторстві, автором дисертації: у роботах [4, 9] розроблено нові конструкції щілинних випромінювачів; у роботах [10, 22, 28] розроблено алгоритм та комп'ютерну програму для розрахунку розподілу в дальній зоні електромагнітного поля фазованої антенної решітки диполів, розташованих на діелектрику з екраном, що живляться щілинною лінією ромбічної форми; у роботах [6, 13, 25, 27] виконано огляд принципів побудови та методів математичного моделювання щілинних випромінювачів; у роботах [3, 7, 14, 15, 21, 26, 30] прийнято участь у дослідженнях модульованих нанорозмірних метал-діелектричних та напівпровідникових структур та виконано комп'ютерне оброблення експериментальних даних; у роботах [1, 2, 23] наведені результати математичного моделювання щілинних випромінювачів; у роботі [24] експериментально досліджено розподіл електромагнітного поля щілинного випромінювача за розробленою методикою та оброблено результати верифікації математичної моделі знаходження розподілу електромагнітного поля фазованої антенної решітки диполів, що живляться полем біжучих хвиль у щілинній лінії передачі; у роботах [5, 8, 16, 17, 19, 20] досліджено можливість використання щілинного випромінювача в якості випромінювача

електромагнітної енергії дефектоскопа; у роботі [29] виконано розроблення випромінювача на основі щілинної лінії передачі для використання в якості елемента антенної решітки, призначеної для перетворення теплового випромінювання в електричну енергію.

Апробація результатів роботи. Основні результати роботи доповідались та обговорювались на таких конференціях:

- 5th, 7th, 8th International Conference «Antenna Theory and Techniques» (Kyiv, Ukraine, 2005, 2009, 2011);

- 5th, 11th, 13th International Conference «Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science» (Lviv-Slavske, Ukraine, 2006, 2012, 2016);

- 11, 12, 14, 15, 16 відкрита науково-технічна конференція професорсько-викладацького складу Інституту телекомунікацій, радіоелектроніки та електронної техніки Національного університету «Львівська Політехніка» з проблем електроніки (Львів, Україна, 2008, 2009, 2011, 2012, 2013);

- Третя міжнародна наукова конференція студентів, аспірантів та молодих вчених «Комп'ютерні науки та інженерія» (Львів, Україна, 2009);

- 11th, 12th International Conference «The Experience of Designing and Application of CAD Systems in Microelectronics» (Polyana-Svalyava, Ukraine, 2011, 2013);

- IXth, XIth International Conference «Antenna Theory and Techniques» (Odessa, Kyiv, Ukraine, 2013, 2017)

- 12th International Conference «The Experience of Designing and Application of CAD Systems in Microelectronics» (Lviv-Polyana, Ukraine, 2013);

- Міжнародні науково-технічні конференції «Перспективи розвитку озброєння та військової техніки сухопутних військ» (Львів, Україна, 2016, 2017);

- Науково-практична конференція «Застосування сухопутних військ Збройних сил України у конфліктах сучасності» (Львів, Україна, 2016);

- Тринадцята наукова конференція ХНУ Повітряних сил ім. І. Кожедуба (Харків, Україна, 2017).

Публікації. За результатами дисертаційної роботи опубліковано 30 друкованих наукових праць. З них 7 статей (5 статей у наукових фахових виданнях України, зокрема 3 статті у наукових періодичних виданнях, включених до міжнародної наукометричної бази Index Copernicus), праць у збірниках матеріалів і тез доповідей конференцій - 21 (з них 9 входять до наукометричної бази Scopus). Отримано 1 патент на винахід та 1 патент на корисну модель.

Структура та обсяг роботи. Дисертаційна робота складається зі вступу, чотирьох розділів, висновків, списку використаних джерел і шести додатків. Загальний обсяг роботи 208 сторінок, з них 123 сторінки – основного тексту. Дисертація містить 119 рисунків і 8 таблиць. Список використаних джерел нараховує 112 найменувань.

РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ ПРИНЦИПІВ ПОБУДОВИ ВИПРОМІНЮЮЧИХ КОМПОНЕНТІВ НА ОСНОВІ ЩІЛИННИХ ЛІНІЙ ПЕРЕДАЧІ

У першому розділі проведено аналіз сучасного стану розвитку випромінюючих структур на основі щілинних ліній передачі (ЩЛП), надано їхню класифікацію. Проведено аналіз праць вітчизняних та закордонних вчених, у яких викладено науково-технічні ідеї та розроблені на їхній основі методи моделювання щілинних випромінювачів (ЩВ). Виявлено фактори, що впливають на випромінювання електромагнітного поля ЩВ у ближній та дальній зонах.

1.1. Аналіз особливостей побудови щілинних випромінювачів

Розроблення новітніх випромінювачів, що характеризуються невеликими розмірами та можливістю роботи з широкосмуговими сигналами являє собою актуальну проблему, вивчення якої триває останні півстоліття [31-33]. Застосування у технології планарних випромінювачів діелектричних підкладок з високим значенням ϵ призводить до значного зменшення довжини хвилі у такій структурі. Дослідження електродинамічних властивостей випромінюючих структур на основі ЩЛП представляє собою важливу задачу, оскільки служить базою для створення нових мініатюрних випромінювачів із заданими параметрами.

На рис. 1.1 показана класифікація планарних випромінюючих структур (ПВС), зокрема, мікросмужкових випромінювачів (МСВ) та щілинних випромінювачів (ЩВ).

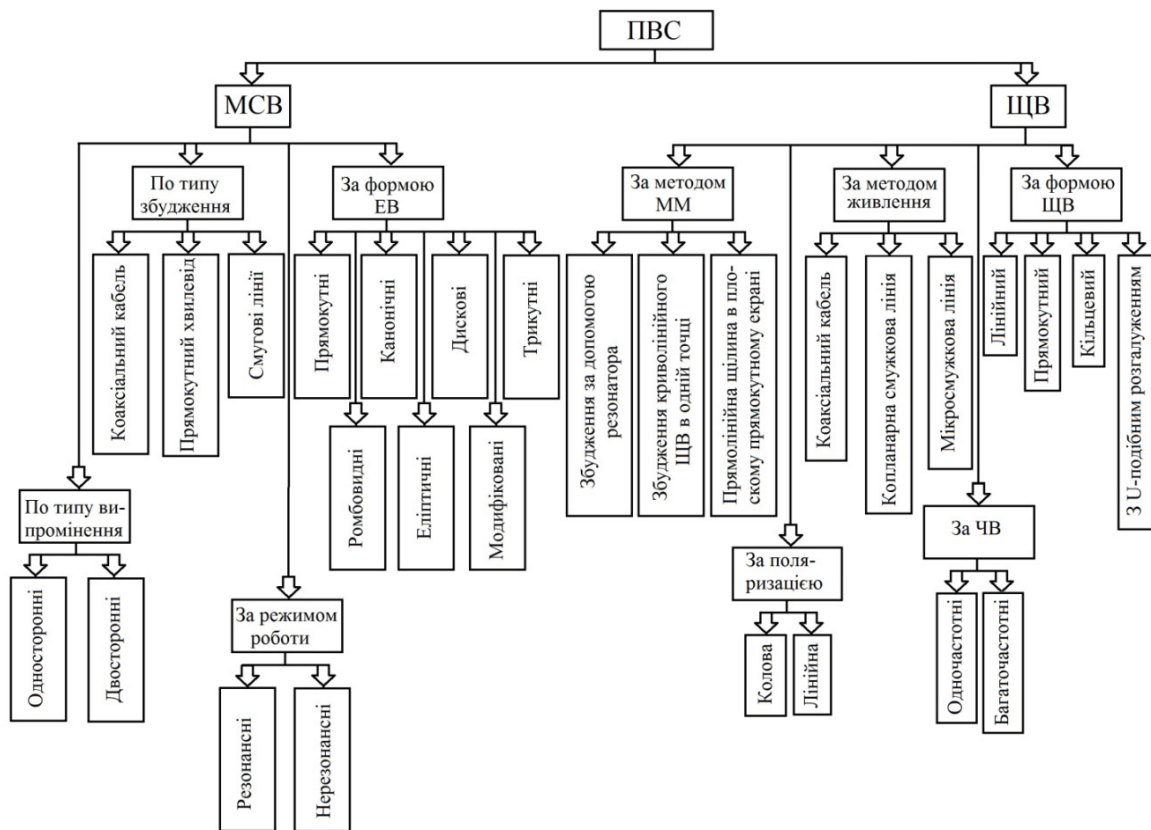


Рис. 1.1. Класифікація планарних випромінюючих структур

Перші згадки про можливість випромінювання електромагнітної енергії поздовжніми щілинами у циліндричних металевих трубках та передавання електромагнітної енергії такими системами наведено в [34], а теорія таких випромінювачів розроблена в [35].

Ідея створення щілинних випромінювачів (ЩВ) у плоских металевих екранах належить М.А. Бонч-Бруєвичу та М.С. Нейману, який в 1940 р. запропонував використати в якості випромінювачів малі круглі отвори або невеликі прямолінійні щілини на поверхні об'ємних електричних резонаторів, в яких збуджується електромагнітне поле НВЧ, описана в [36].

Подальший розвиток теорія ЩВ отримала в 1944-1947 рр. в роботах А.А. Пістолькорса та Я.Н. Фельда. Дослідженням електродинамічних та випромінюючих характеристик ЩЛП з 60-тих рр. 20 століття займаються Ю.Ю. Радциг [37, 38], Рамеш Гарг (Ramesh Garg) [39-43], К.С. Гупта

(K.C. Gupta) [40, 41, 44, 45] та Сеймур Б. Кон (S.V. Cohn) [46-50], який уперше отримав результати дослідження ЩЛП аналітичними методами.

В даний час дослідження випромінювачів на основі ЩЛП представляє комерційний інтерес для фірм-розробників сучасних засобів зв'язку, таких як Alcatel [51-54], Panasonic [55], ALPS Electric [56], Hon Hai Precision Industry [57], Thomson Licensing SA [58, 59], розробників засобів зв'язку для літальних апаратів [60, 61], військової техніки [62] та електрообладнання [63, 64].

ЩВ мають ряд переваг перед мікросмушковими друкованими антенами: простота збудження, невеликі розміри, можливість електричного сканування діаграми спрямованості.

Властивості випромінювання та парусність циліндричних щілинних випромінювачів настільки добре відповідають вимогам різних відомств, пов'язаних з радіовипромінюванням, що вони отримали саме широке застосування. ЩВ знаходять практичне застосування головним чином в діапазоні надвисоких частот, а також можуть використовуватись і на нижчих частотах.

Добре відомі випромінювачі на основі ЩЛП під назвою «антена Вівальді», у якій ширина щілини змінюється за лінійним або експоненційним законом. Такий випромінювач працює на поверхневих хвилях. Коли віддаль між провідниками стає співрозмірною з половиною довжини хвилі, хвилі випромінюються [65].

Широко використовуються криволінійні випромінювачі на основі щілинних ліній передачі замкненої геометричної форми [66], а також у формі симетричних геометричних фігур - кола, прямокутника, ромба [58-60, 62, 67-68].

Існує два типи ЩВ. Перший тип використовує режим стоячих хвиль у резонансних структурах, що випромінюють електромагнітну енергію. Така структура являє собою вузьку ($0,001-0,03\lambda$) або довгу щілину ($0,25-2\lambda$) прорізаних в провідному екрані або в стінках хвилеводів чи резонаторів [36].

До недоліків резонансних ЩВ відносять неможливість використання в широкому діапазоні хвиль [36].

Другий тип ЩВ випромінює енергію хвиль, біжучих вздовж лінії передачі. Випромінювачі такого типу можуть бути використані як елементи АР що живляться криволінійною ЩЛП, що дозволяє отримати більший коефіцієнт підсилення. Також до переваг випромінювачів такого типу можна віднести те, що вони можуть працювати у широкому діапазоні частот та працювати як з лінійною так і з коловою поляризацією [69].

Поверхневі витікаючі у підкладку хвилі та поверхневі витікаючі у простір хвилі можуть збуджуватись при певних обставинах у відкритих передавальних лініях. Коефіцієнт затухання α включає в себе втрати на випромінювання у вільний простір, а також втрати у діелектрику. Для випромінювання електромагнітної енергії використовуються витікаючі у вільний простір хвилі, які мають фізичний характер при $\beta/k_0 < 1$ [69].

Випромінювачі на основі ЩЛП, що збуджуються полем біжучих хвиль у щілині широко використовуються в таких пристроях, як: радары, супутниковий зв'язок [70, 71], антени з коловою поляризацією для GPS навігаторів [68, 72, 73], мобільні засоби зв'язку [51, 53, 54, 59, 74], фазовані антенні решітки [55, 61, 70, 71, 75, 76], в якості гнучких аплікаторів для радіочастотної фізіотерапії, мікрохвильових планарних відбивних сенсорів для тестування вологості матеріалів [39, 70, 71], фільтри та резонатори [77]. Великий практичний інтерес представляє використання щілин, що прорізаються в обшивці літака або інших літальних об'єктів [78, 79]. Такі випромінювачі не погіршують аеродинамічних параметрів літального апарату, що має особливо велике значення при переході до великих швидкостей польотів в межах земної атмосфери у системах наведення ракет [36]. Актуальною є задача розробки багаточастотних ЩВ для систем безпроводного зв'язку [54, 57, 64, 80], а також ЩВ з випромінюванням по нормалі до площини випромінювача [56].

Залежно від способу живлення, існує декілька способів збудження ЩВ. Збуджувати ЩЛП можна несиметричною мікросмужковою лінією [77, 81, 82] або мікрокоаксіальним кабелем, з'єднавши зовнішній провідник коаксіалу з однією металевою пластиною, внутрішній - з іншою. При такому живленні збудження може здійснюватись як в центрі, так і на деякій відстані від краю щілини. При хвилевідному збудженні щілина розташовується в певному місці на хвилеводі, узгодження вхідного опору випромінювання проводиться за допомогою відомих методів налаштування і узгодження хвилевідних трактів [65].

Забезпечення синфазного збудження випромінюючих елементів на основі ЩЛП у АР здійснюється за допомогою компланарного з'єднання або з'єднання за допомогою ЩЛП [77]. Компланарне з'єднання дозволяє розширити смугу робочих частот, покращити можливості узгодження опору, полегшити інтеграцію з твердотільними активними пристроями [71, 83, 84]. Еквівалентні магнітні струми у обох щілинних лініях компланарної лінії передачі (КЛП) у квазі-ТЕМ режимі випромінюють в протифазі, що призводить до зменшення до нуля кросполяризованої складової поля [71]. Застосування КЛП робить можливим створення АР з декількох ЩВ складної форми [83].

Структурним випромінюючим елементом ЩВ являється ЩЛП. ЩЛП використовується в пристроях, де необхідно забезпечити великий хвилевий опір лінії передачі. Завдяки розосередженню струму по більшій поверхні втрати у ЩЛП нижчі ніж у мікросмужковій лінії передачі (МЛП) [85]. В ЩЛП поширюється хвиля Н-типу [86]. Вищі типи хвиль виникають у ЩЛП при ширині щілини $w \geq \lambda/2$ [85].

В антенній і хвилевідній техніці, в лінійних прискорювачах частинок, в генераторах і підсилювачах надвисокочастотного (НВЧ) діапазону практично використовуються поверхневі хвилі. При заповненні простору діелектриком з діелектричною проникністю, більшою за значення діелектричної проникності вільного простору, швидкість хвилі зменшується в γ раз в порівнянні зі

швидкістю світла. Хвиля у таких структурах локалізується біля межі розділу лінії з вільним простором та експоненційно спадає при віддаленні від цієї межі [87].

ЩЛП являє собою ідеально провідний екран товщиною t на діелектричній підкладці товщиною h з відносною діелектричною проникністю ϵ_r , в якому прорізна щілина шириною s (рис. 1.2) [39]. ЩЛП може містити провідний заземлений шар [88].

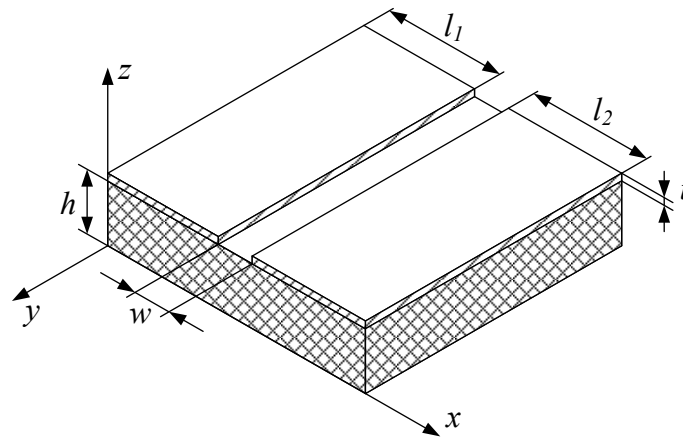


Рис. 1.2. Щілинна лінія передачі

Довжини l_1 та l_2 двох бічних провідників вважаються нескінченими, на практиці їх роблять набагато більшими за довжину хвилі [88].

Оскільки кількість електричних і магнітних силових ліній в повітрі вище, ніж кількість тих же ліній у мікросмужковому виконанні, ефективна діелектрична проникність ϵ_{ef} ЩЛП, як правило, на 15% нижче, ніж у МЛП. Отже, максимально досяжні значення характеристичного імпедансу вище, ніж у випадку МЛП. Мінімальний опір ЩЛП, як правило, вище, ніж у МЛП, на 60% [88].

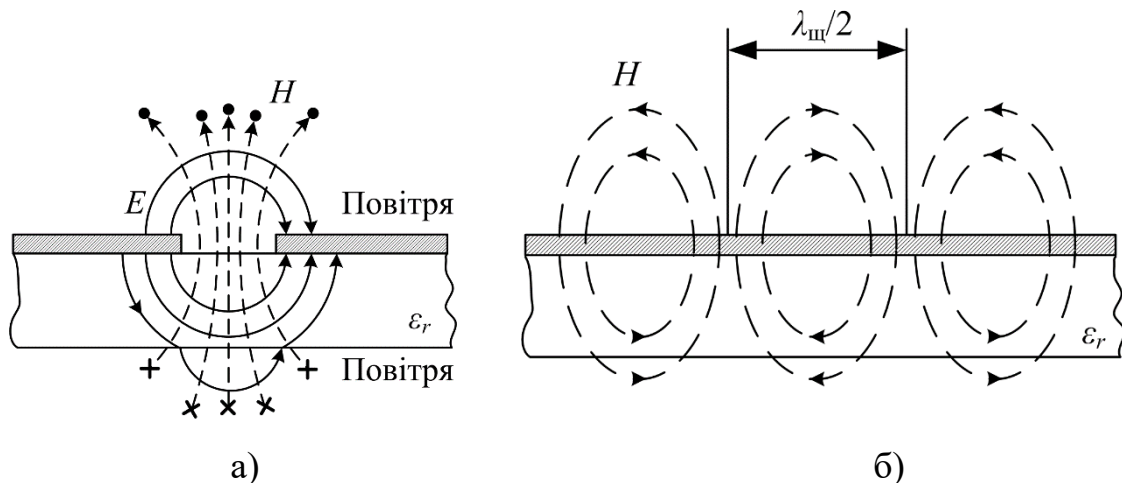
В якості матеріалу діелектричної підкладки використовуються органічні матеріали (фторопласт, поліетилен, поліпропілен, полістирол, поліфеніленоксид та їх співполімери), а також неорганічні (ситали і різні види кераміки) [88].

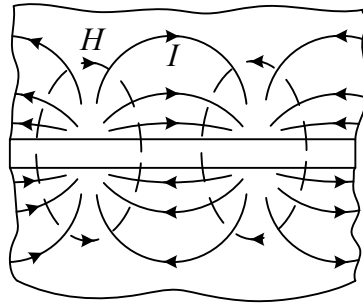
Як правило, діелектричний матеріал слід обирати з мінімальним значенням тангенса кута діелектричних втрат. Вибір величини відносної

діелектричної проникності діелектричної підкладки здійснюється з умови можливості реалізації пристроїв НВЧ з необхідним ступенем інтеграції, мініатюризації. Також проводять оцінку максимально можливого і допустимого відхилення величини відносної діелектричної проникності, в межах зміни якої вихідні параметри пристрою змінюються в допустимих межах та відповідають розрахунковим даним. Для уникнення електромагнітного випромінювання, використовують підкладки з високою діелектричною проникністю. При значенні діелектричної проникності, більшої 10, електромагнітне поле в основному зосереджене всередині діелектрика [88, 89]. Для того, щоб ЩЛП могла використовуватись в якості випромінювача, потрібно використовувати діелектричні підкладки з малим значенням ϵ_r , при цьому енергія, що концентрується у підкладці буде мінімальною [2].

Структура поля в щілинній лінії і компланарному хвилеводі суттєво відрізняється від структури поля хвилі типу Т. Поле ЩЛП має дві ортогональні складові, зсунуті по фазі. Відповідно, в лінії є області еліптичної поляризації. Тобто фактично в ЩЛП поширюється хвиля типу Н або “квазі ТЕМ” [90]. Завдяки поширенню еліптично поляризованих хвиль ЩЛП добре підходить для використання в феритових пристроях [88].

Лінії електричної та магнітної складових поля ЩЛП у квазі ТЕ режимі у певному перерізі у визначений момент часу зображені на рис. 1.3.





в)

Рис. 1.3. Лінії електромагнітного поля у щілинній лінії передачі [88]

Електричні силові лінії спрямовані перпендикулярно до щілини (рис. 1.3.а). Лінії магнітного поля є перпендикулярними до щілини. В площині симетрії, що проходить через щілину перпендикулярно до підкладки, магнітні силові лінії утворюють замкнуті петлі з періодом у половину довжини хвилі (рис. 1.3.б).

ТЕМ хвиля - плоска хвиля, характерна тим, що електричні та магнітні поля мають лише поперечні компоненти по відношенню до напрямку поширення [88]. В площині щілини електричні силові лінії спрямовані поперек щілини, що дозволяє приєднати паралельно лінії зовнішні зосереджені елементи [89]. На рис. 1.3.в зображені лінії поверхневих струмів. Густина поверхневого струму є максимальною біля країв щілини, при віддаленні від щілини густина струму I на провідній поверхні швидко зменшується [89].

Критична частота ЩЛП рівна нулю, тобто у такій лінії можуть поширюватись коливання будь-якої частоти до $f = 0$ [91]. Змінюючи ширину щілини можна контролювати характеристичний опір лінії. Форма та геометрія щілинної лінії відіграє важливу роль у зміні електродинамічних характеристик структури.

1.2. Аналіз методів математичного моделювання щілинних випромінювачів

1.2.1. Елементарний магнітний вібратор

В провідному екрані виконано отвір певної форми, до екрану приєднана замкнена порожнина, в якій збуджено електромагнітне поле високої частоти. Через вказаний отвір буде відбуватись випромінювання електромагнітних хвиль і він перетворюється у випромінювач, який називають дифракційним, оскільки на отворі відбувається явище дифракції, або щілинним завдяки тому, що отвори в екрані мають зазвичай форму вузьких щілин [36]. При переході від циліндричного екрану до плоскої конструкції, вхідний опір зменшується від 1000 до 600 Ом.

На ранніх стадіях розвитку теорії ЩВ розглядались в наближенні щілини, прорізаної у безмежному екрані. Для такої задачі збудження щілини та розрахунку її поля випромінювання А.А. Пістолькорс сформулював принцип двоїстості [92]. Задача випромінювання ЩВ у безмежному екрані зводиться до задачі розрахунку поля випромінювання деякого фіктивного "магнітного струму", що тече по екрану вздовж щілини. Тому такі випромінювачі називають магнітними.

Повнохвильовий аналіз ЩЛП наведений у [93, 94], результати дослідження впливу товщини провідника наведені у [88, 95].

Аналіз щілинного вібратора у нескінченному екрані проводять, використовуючи поняття гіпотетичного магнітного вібратора, який орієнтується вздовж полярної осі в сферичній системі координат (рис. 1.4).

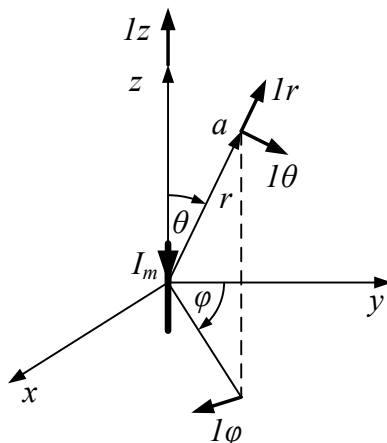


Рис. 1.4. Магнітний вібратор у сферичній системі координат

Оскільки на поверхні магнітного вібратора граничні умови для магнітного поля співпадають з граничними умовами для електричного поля на поверхні симетричного електричного вібратора, то розподіл магнітного струму $I^m(z)$ описується тими ж рівняннями, що й розподіл електричного струму в симетричному електричному вібраторі [91, 96].

У відповідності з принципом перестановочної двоїстості у виразах для складових поля елементарного електричного вібратора здійснюють наступні перестановки [97]: $\dot{H} \leftrightarrow \dot{E}$, $\tilde{\varepsilon}_a \leftrightarrow -\tilde{\mu}_a$, $\dot{I}_e \leftrightarrow -\dot{I}_m$. В результаті вирази для складових поля елементарного магнітного вібратора:

$$\dot{E}_\varphi = \frac{\dot{I}_m e^{-i\gamma r} l \sin \theta}{4\pi r^2} (1 + i\gamma r), \quad (1.1)$$

$$\dot{H}_r = \frac{\dot{I}_m e^{-i\gamma r} l \cos \theta}{i\omega\mu_a 2\pi r^3} (1 + i\gamma r), \quad (1.2)$$

$$\dot{H}_\theta = \frac{\dot{I}_m e^{-i\gamma r} l \sin \theta}{i\omega\mu_a 4\pi r^3} (1 + i\gamma r - \gamma^2 r^2). \quad (1.3)$$

В дальній зоні залишаються складові поля \dot{E}_φ та \dot{H}_θ .

В першому наближенні для магнітного вібратора довжиною l приймають синусоїдальний розподіл $I^m(z)$, для якого магнітне поле H_θ :

$$\dot{H}_\theta = i \frac{I_0^m}{2\pi Z_c^0 r \sin kl} \frac{\cos(kl \cos\theta) - \cos kl}{\sin\theta} e^{-ikr}. \quad (1.4)$$

Електричне поле зв'язане магнітним співвідношенням:

$$\dot{E}_\varphi = -Z_c^0 \dot{H}_\theta. \quad (1.5)$$

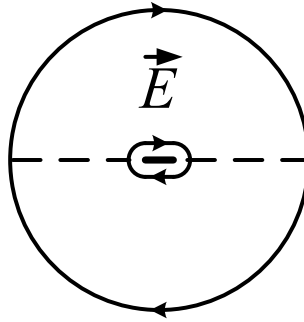


Рис. 1.5. Лінії електричного поля магнітного вібратора

Лінії електричного поля в дальній зоні являють собою коло, розташоване в площині, перпендикулярній до магнітного вібратора (рис. 1.5).

1.2.2. Нитка магнітного струму

Для аналізу одиночного ЩВ у необмеженому екрані застосовують метод нитки магнітного струму. При цьому вважають, що електричні поверхні є ідеально електропровідними.

Метод лінійного магнітного струму полягає у тому, що при виконанні умови $w/r \ll 1$ поле, продуковане ЩЛП (рис. 1.6.а), апроксимується полем, що створює уявний провідник з магнітним струмом I_m (рис. 1.6.б).

Оскільки діелектрична підкладка заповнює не весь простір навколо щілини, діелектрик характеризується не власними параметрами ε_r та $\text{tg}\delta$, а деякими ефективними значеннями $\varepsilon_{\text{еф}}$ та $\text{tg}\delta_{\text{еф}}$, які лежать в межах [98]:

$$1 < \varepsilon_{\text{еф}} < \varepsilon_r, \quad (1.6)$$

$$0 < \text{tg}\delta_{\text{еф}} < \text{tg}\delta. \quad (1.7)$$

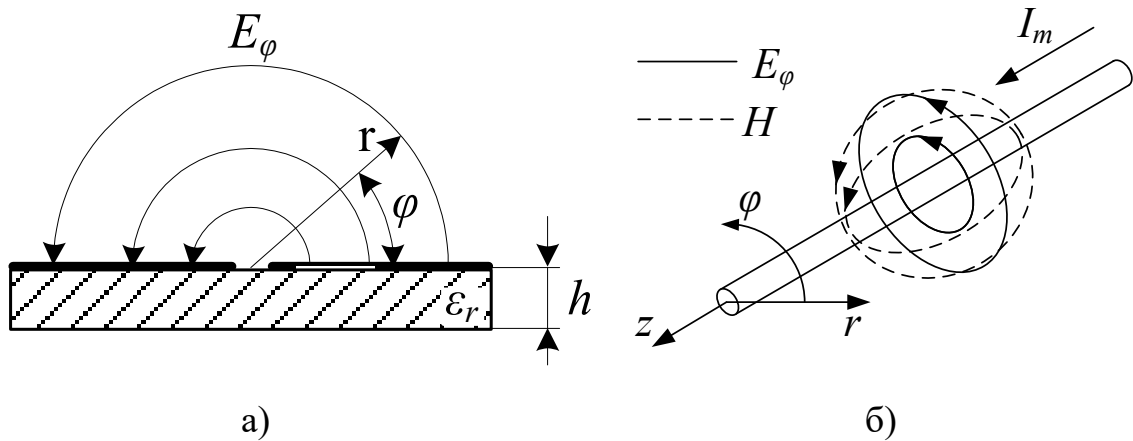


Рис. 1.6. Моделювання щілинного випромінювача ниткою магнітного струму [88]

Ефективна діелектрична проникність у випадку, коли щілинна лінія знаходиться у однорідному ізотропному діелектрику:

$$\varepsilon_{ef} = \frac{\varepsilon + 1}{2}. \quad (1.8)$$

Формула нульового наближення для сталої поширення хвилі вздовж щілини [89]:

$$\frac{\lambda_{щ}}{\lambda_0} = \sqrt{\frac{2}{\varepsilon + 1}}. \quad (1.9)$$

Обчислення за формулою (1.9) дозволяють отримати точність $\pm 10\%$.

Складові поля зі сторони повітря можна представити як функцію від довжини хвилі у вільному просторі λ_0 , довжини хвилі в щілині $\lambda_{щ}$ та від відстані r від щілини.

На відстані r , яка набагато більша від w , при $w/\lambda_0 \ll 1$, поздовжня складова магнітного поля рівна [40]:

$$H_z = AH_0^{(1)}(k_c r). \quad (1.10)$$

де A – загальна стала,

$H_n^{(1)}$ – функція Ханкеля першого роду, n -го порядку.

У випадку безвратного поширення хвилі вздовж z коефіцієнт k_c рівний:

$$k_c = \sqrt{\gamma_z^2 + k_0^2} = j \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{uz}}\right)^2 - 1}, \quad (1.11)$$

$$\text{де } \gamma_z = j \frac{2\pi}{\lambda_{uz}}, \quad k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}.$$

Інші компоненти поля H_r та E_ϕ мають наступне співвідношення з H_z [40]:

$$H_r = -\frac{\gamma_z}{k_c^2} \frac{\partial H_z}{\partial r} = \frac{A}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_{uz}}{\lambda_0}\right)^2}} H_1^{(1)}(k_c r), \quad (1.12)$$

$$E_\phi = \frac{j\omega\mu}{k_c^2} \frac{\partial H_z}{\partial r} = \frac{-\eta(\lambda_{uz}/\lambda_0)A}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_{uz}}{\lambda_0}\right)^2}} H_1^{(1)}(k_c r). \quad (1.13)$$

Поздовжні і поперечні компоненти H зсунуті по фазі на 90° [85].

Функції Ханкеля $H_n^{(1)}(v)$ можна виразити через функції Бесселя [88].

При наявності діелектрика ($\epsilon_r > 1$) $\lambda_0/\lambda_s > 1$, $k_c r$ є уявним, спостерігається затухання поля. При цьому зі зростанням ϵ_r це затухання також зростає.

Відношення складової поля $E_\phi(r)$ на відстані r до поперечної E_ϕ в щілині (рис. 1.6.а) рівне:

$$E_\phi(r)/E_\phi = \frac{\pi}{2} |k_c r H_1^{(1)}(k_c r)|. \quad (1.14)$$

Отримані графіки просторового розподілу $E_\phi(r)/E_\phi$ для різних значень ϵ_r представлені на рис. 1.7.

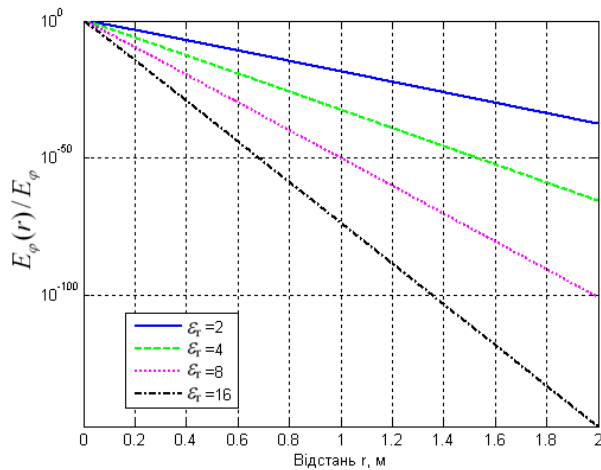


Рис. 1.7. Просторовий розподіл $E_\varphi(r)/E_\varphi$

Поляризація магнітного поля може бути знайдена зі співвідношення між складовими поля H_z та H_r [88]:

$$\frac{H_z}{H_r} = \left| \frac{H_0^{(1)}(k_c r)}{H_1^{(1)}(k_c r)} \right| \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_{uz}}{\lambda_0} \right)^2}. \quad (1.15)$$

На рис. 1.8 зображені розподіл залежності горизонтальних H_z та вертикальних H_r складових магнітного поля в центрі ЩЛП від вертикальної координати y .

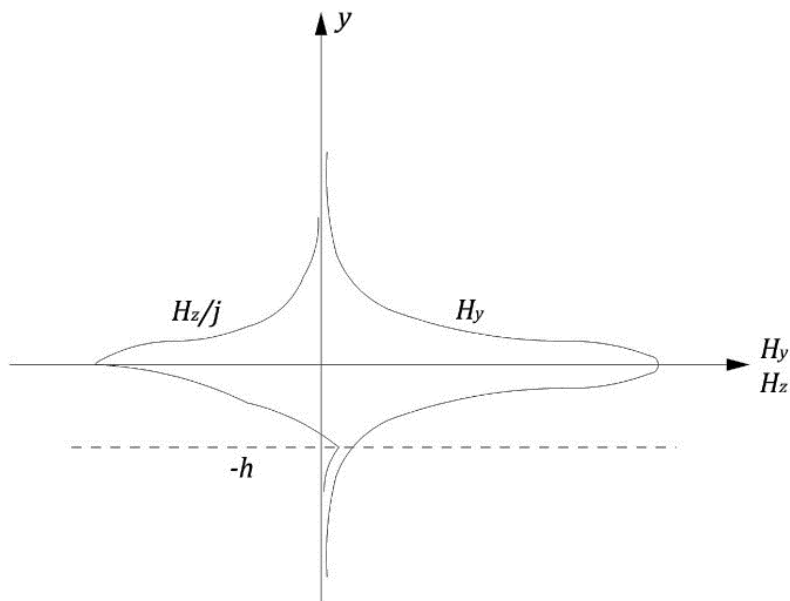


Рис. 1.8. Складові магнітного поля щілинної лінії передачі [49]

З рисунку видно, що поле має максимальне значення поблизу щілини. H_z та H_r складові не рівні між собою, тому неможливо отримати ідеальну колову поляризацію.

На рис. 1.9 зображена залежність відношення H_z/H_r від ε_r .

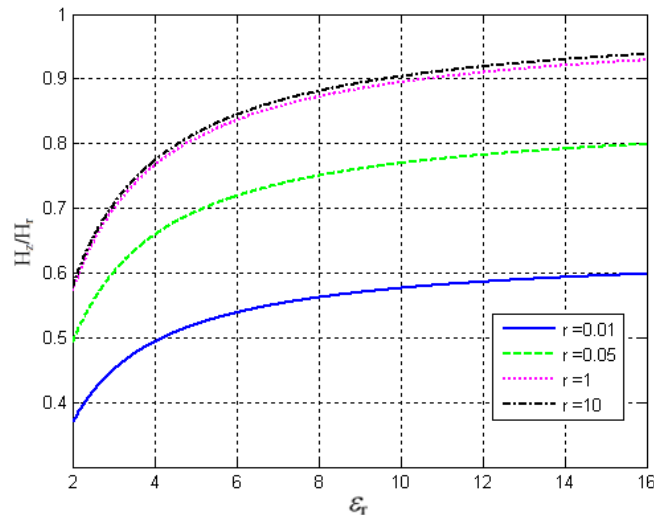


Рис. 1.9. Складові магнітного поля щілинної лінії передачі

Швидкість хвилі зменшується в γ раз. Таку хвилю, що поширюється зі швидкістю, меншою за швидкість світла, називають сповільненою. Сповільнена хвиля локалізується біля межі розділу ЩЛП з вільним простором. При поширенні хвилі вздовж регулярної межі розділу двох середовищ зі швидкістю, меншою C , енергія, що переноситься хвилею у верхньому півпросторі, локалізується біля межі розділу, амплітуда поля експоненційно спадає при віддаленні від межі розділу [87].

В напрямку поширення складові поля змінюються по закону $e^{-ik\gamma x}$, відомі складові поля для верхнього півпростору, з яких можна зробити висновок про умову локалізації поля біля межі розділу середовищ:

при $\gamma > 1$ відбувається сповільнення і локалізація хвилі біля границі розділу середовищ,

при $\gamma < 1$ – хвиля є плоскою і поширюється під кутом α ($\cos \alpha = \gamma$) до границі розділу.

Для визначення γ необхідно знайти складові поля у діелектрику та прирівняти дотичні складові полів на межі розділу середовищ [87].

Фазова швидкість, довжина хвилі та хвилевий опір таких ліній залежать від частоти, тобто ЩЛП являється дисперсійною системою.

Відомі методи аналізу, описані в літературі, не дозволяють отримати вирази в замкнутій формі для довжини хвилі і хвилевого опору щілинної лінії у екрані визначених розмірів та форми [86] та для затухання у ЩЛП [88].

В реальних умовах поверхні, на яких розміщені щілинні випромінювачі, є обмеженими та мають неправильну форму [1]. Придатність лише до обмеженої кількості форм випромінюючого елемента та до електрично тонких підкладок є недоліком методу лінійного магнітного струму та не дозволяє отримати строгий розв'язок електродинамічної задачі і доводиться шукати наближені рішення, придатні для інженерної практики.

1.2.3. Поперечний резонансний метод

У [40] наводиться розрахунок λ_{uy}/λ_0 та Z_{uy} поперечним резонансним методом.

Частина ЩЛП розміщується у хвилеводі (рис. 1.10.а). Стінки хвилеводу, розташовані на відстані $Z = \lambda/2$ одна від одної, не впливають на розподіл поля, оскільки знаходяться у місцях, де складові поля ϵ_z рівні нулю. Інші дві сторони хвилеводу розташовані на відстані x_d , у місцях де поле ϵ безмежно малим (рис. 1.10.б).

Вирази у закритій формі для розрахунку λ_{uy}/λ_0 та Z_{uy} поперечним резонансним методом отримав Кон [46, 49]. Для випадку $2.22 \leq \epsilon_{ef} \leq 9.8$, $0.0015 \leq w/\lambda_0 \leq 0.075$, $0.006 \leq h/\lambda_0 \leq 0.06$:

$$\frac{\lambda_{uy}}{\lambda_0} = 1.045 - 0.365 \ln \epsilon + \frac{6.3(w/h)\epsilon^{0.945}}{238.64 + 100w/h} - \left[0.148 - \frac{8.81(\epsilon + 0.95)}{100\epsilon} \right] \ln(h/\lambda_0) \quad (1.16)$$

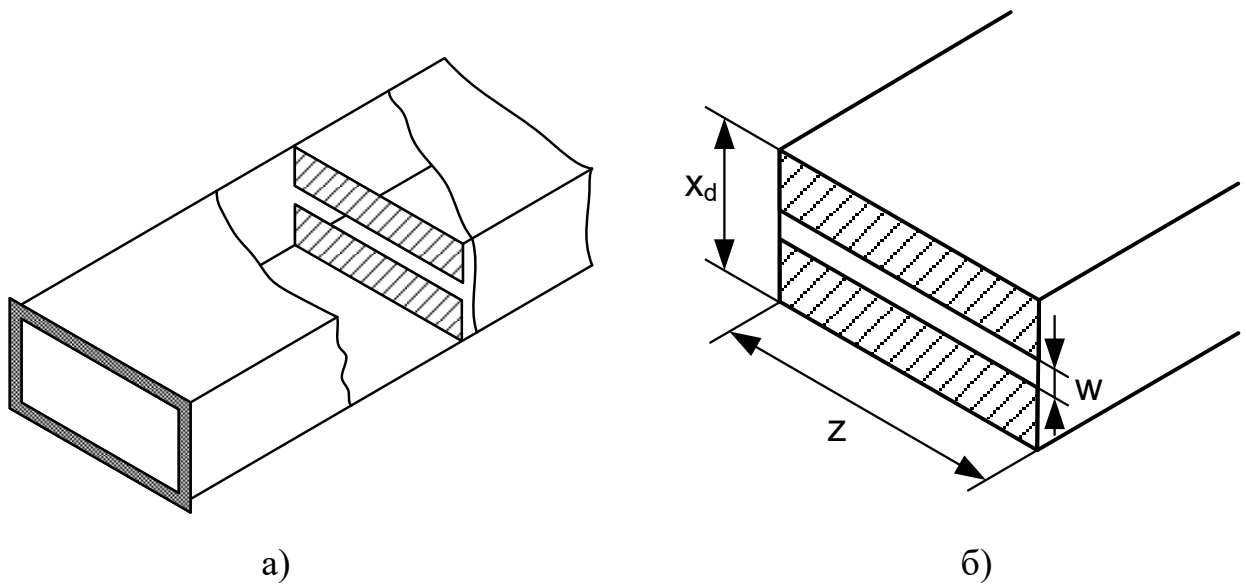


Рис. 1.10. Дослідження параметрів щілинної лінії передачі поперечним резонансним методом

$$\begin{aligned}
 z_{щ} = & 60 + 3.69 \sin \left[\frac{(\varepsilon - 2.22)\pi}{2.36} \right] + 133.5 \ln(10\varepsilon) \sqrt{w/\lambda_0} \\
 & + 2.81 [1 - 0.011\varepsilon(4.48 - \ln\varepsilon)] (w/h) \ln(100h/\lambda_0) \\
 & + 131(1.028 - \ln\varepsilon) \sqrt{h/\lambda_0} + 12.48(1 + 0.18 \ln\varepsilon) \frac{w/h}{\sqrt{\varepsilon - 2.06 + 0.85(w/h)^2}}. \quad (1.17)
 \end{aligned}$$

Дані вирази забезпечують точність 0.37% для $\lambda_{щ}/\lambda_0$ та 0.67% для $Z_{щ}$.

Дисперсійні характеристики багат шарової ЩЛП наведені у [99].

На рис. 1.11 показані компоненти комплексної сталої поширення для хвиль, що поширюються у ЩЛП на діелектричній підкладці з відносною діелектричною проникністю 2.6 та товщиною 1.2 мм і 60 мм. Вони належать до основної хвилі з парною симетрією поперечної компоненти електричного поля у щілині, до хвилі 1-го вищого порядку, до витікаючої у вільний простір хвилі з непарної симетрією 1-го і 3-го порядку, і до 2-ї витікаючої у вільний простір хвилі з парною симетрією [100].

Дисперсійні характеристики ЩЛП отримані у роботі [100] методом моментів.

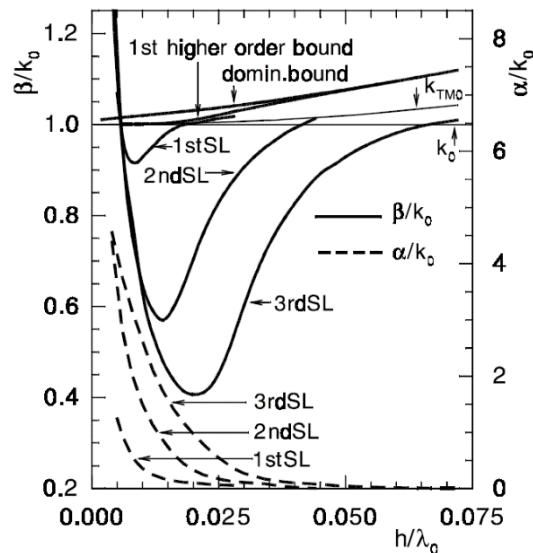


Рис. 1.11. Дисперсійні характеристики щілинної лінії передачі [100]

Поверхневі хвилі, а також хвилі 2-го вищого порядку з парною симетрією з'являються на частотах вище 15 ГГц, тому вони не зображені на рис. 1.11.

Хвилі вищого порядку не мають високої ефективності випромінювання. Це означає витік енергії у підкладку. З цієї причини для врахування витікаючої хвилі у щілинній лінії на нижчих частотах враховується хвиля з найнижчим коефіцієнтом загасання та з найвищою сталою поширення.

У порівнянні з мікросмужковою лінією (МСЛ) в ЩЛП: 1) більше проявляється дисперсія, тобто $Z_{хв}$ і v_{ϕ} більше залежать від частоти; 2) вище $Z_{хв}$ у робочому діапазоні частот при однакових відношеннях w/h ; 3) зручніший монтаж навісних компонентів; 4) значно нижчі втрати, оскільки струм у ЩЛП розподілений по більшій поверхні.

1.2.4. Моделювання криволінійних щілинних випромінювачів

Для знаходження еквівалентних магнітних струмів у щілинній антені замкненої форми, співрозмірній з довжиною хвилі, застосовують повнохвильовий метод моментів [71].

Петлевий щілинний випромінювач з живленням за допомогою КЛП зображений на рис. 1.12. Відносні діелектричні проникності $\epsilon_1 = 2.2$, $\epsilon_2 = 1.08$.

Коли для збудження друкованого випромінювача використовується непарний режим хвилі у КЛП, еквівалентні магнітні струми в обох щілинах, з яких складається КЛП, знаходяться в протифазі, що призводить до зменшення до нуля кросполяризованої складової поля.

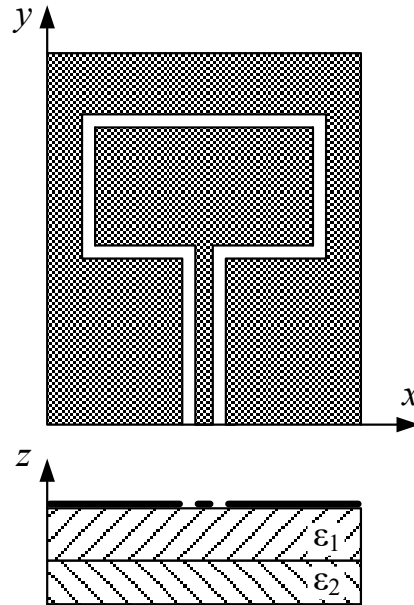


Рис. 1.12. Петлевий щілинний випромінювач з живленням за допомогою компланарної лінії передачі

Поперечні та поздовжні складові магнітного струму обчислюються за формулами [71]:

$$J_{mx}(x, y) = \sum_{n=1}^{N_x} B_n Pws(x - x_n) Pulse(y - y_n). \quad (1.18)$$

$$J_{mz}(x, y) = \sum_{n=1}^{N_z} A_n Pulse(x - x_n) Pws(y - y_n), \quad (1.19)$$

Функції *Pulse* та *Pws* обчислюються за формулами:

$$Pulse(x - x_n) = \begin{cases} \frac{1}{d}, & |x - x_n| \leq \frac{d}{2} \\ 0, & |x - x_n| > \frac{d}{2} \end{cases}, \quad (1.20)$$

$$Pws(x - x_n) = \begin{cases} \frac{\sin k_e(d - |x - x_n|)}{\sin k_e d}, & |x - x_n| \leq d \\ 0, & |x - x_n| > d \end{cases}. \quad (1.21)$$

Розрив між КЛП і петлевим випромінювачем може бути врахований шляхом збудження струмом виду дельта-функції [71].

Еквівалентні магнітні струми у кільцевому випромінювачі, отримані повнохвильовим методом моментів:

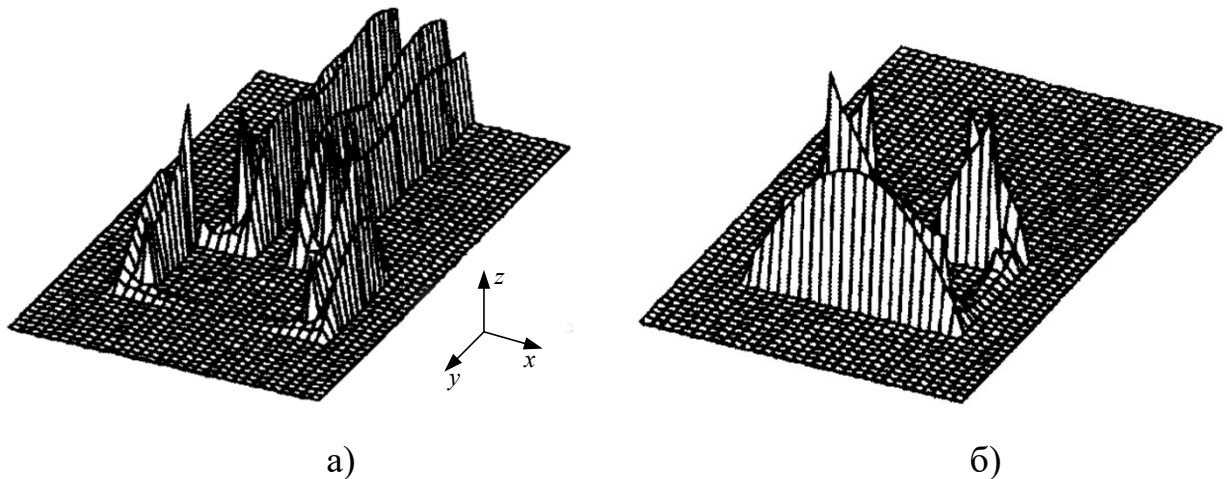


Рис. 1.13. Розподіл магнітних струмів у петлевому щілинному випромінювачі: а - поперечна складова, б - поздовжня складова [71]

Як видно на рис. 1.13, на протилежній стороні від точки збудження спостерігається стояча хвиля.

За знайденими при допомозі процедури Гальоркіна еквівалентними магнітними струмами розраховуються електричні складові електромагнітного поля у дальній зоні з використанням принципу еквівалентності:

$$E_\theta = -\sin \varphi \tilde{J}_{my}(\alpha, \beta) + \cos \varphi \tilde{J}_{mx}(\alpha, \beta), \quad (1.22)$$

$$E_{\varphi} = \cos\theta \cos\varphi \tilde{J}_{my}(\alpha, \beta) + \cos\theta \sin\varphi \tilde{J}_{mx}(\alpha, \beta), \quad (1.23)$$

де $\alpha = \lambda \cos\theta$, $\beta = \lambda \sin\theta$.

На рис. 1.14 представлено діаграму спрямованості (ДС) петлевого ЩВ на частоті 14.6 ГГц.

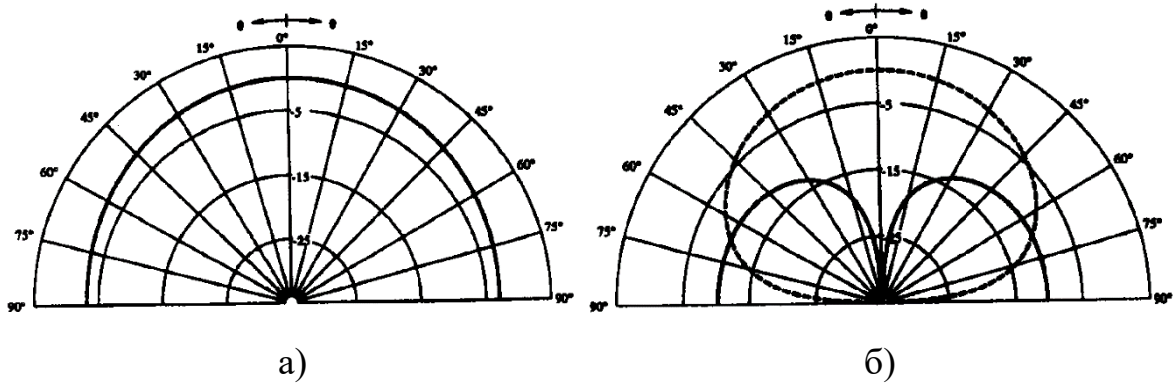


Рис. 1.14. Діаграма спрямованості петлевого щілинного випромінювача: а – в площині $\varphi=0^\circ$, б - в площині $\varphi=90^\circ$

Смуга частот петлевого ЩВ при $KСХ < 2$ складає 26.7% при резонансній частоті 14.6 ГГц. Смуга частот є ширшою ніж у звичайного мікросмужкового випромінювача. Подібні результати отримані в [101, 102] для кільцевого випромінювача.

Можна змінювати резонансну частоту змінюючи довжину кільця та щілини, а покращити узгодження лінії живлення з друкованим випромінювачем можна підібравши ширину щілини. Ефективність кільцевого та щілинного випромінювачів складає 54% та 36% на резонансній частоті. Мала ефективність викликана втратами, зумовленими виникненням та поширенням поверхневих хвиль [71].

При експериментальних дослідженнях для зменшення ефекту крайового відбиття використовують поглинаючий матеріал на краях випромінювача, що призводить до зміни приймальних властивостей випромінювача поблизу кутів $\pm 90^\circ$ та зменшення прийнятої енергії з цих напрямків [71].

Розподіл електричного поля вздовж щілини може бути отриманий зі співвідношення між щілиною та відповідною провідною антеною [82]. Такий підхід використано в [39] для розрахунку поля кільцевого ЩВ. В якості моделі ЩВ вибрано кільцевий розподіл магнітного поверхневого струму, що протікає у безмежному екрані. Для різних законів розподілу електричного поля у щілині та розмірів кільця виявлені особливості просторового розподілу поля.

Розглянемо метод аналізу ширококутового криволінійного щілинного випромінювача, що збуджується резонатором, моделлю якого є нескінченно тонкий випромінювач тієї ж форми, що і щілина, із заданим амплітудно-фазовим розподілом напруги вздовж щілини.

Криволінійна щілина замкненої форми розташована в ідеально провідному безмежно тонкому екрані S , що збуджується резонатором довільної форми (рис. 1.15). Випромінюючою структурою такої антени є вся поверхня S (з прорізаною в ній щілиною), по якій при збудженні резонатора течуть електричні (поза щілиною) і магнітні (в щілині) струми [66].

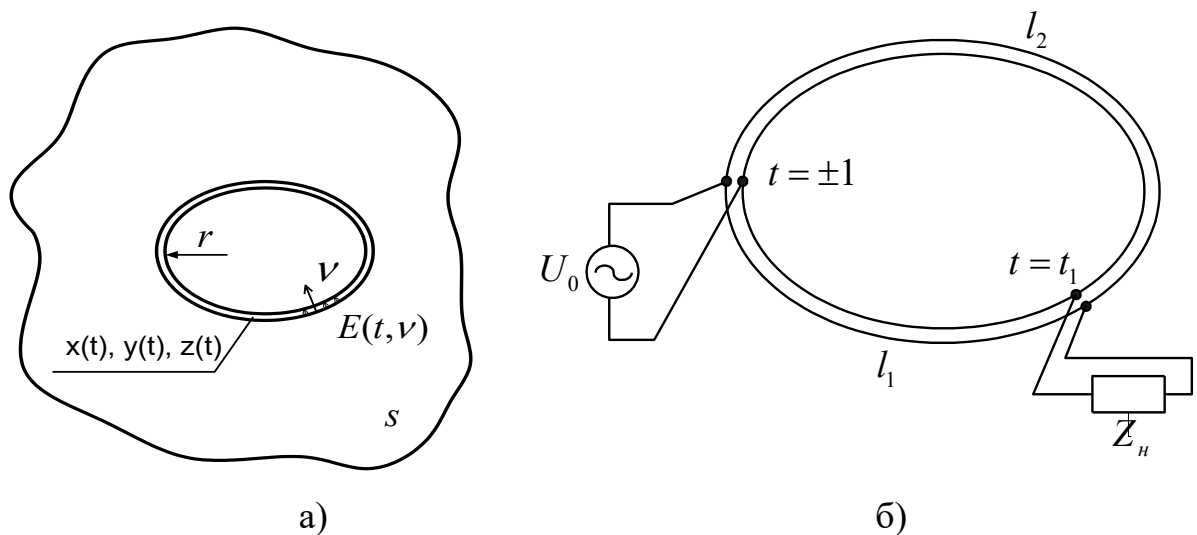


Рис. 1.15. Криволінійна щілина замкненої форми, розташована в ідеально провідному безмежно тонкому екрані (а), еквівалентна схема щілинної лінії передачі у вигляді довгих ліній (б)

Геометрія ЩВ описується параметричними функціями: $x = x(t)$, $y = y(t)$, $z = z(t)$, $(-1 \leq t \leq 1)$.

На практиці зазвичай використовують вузькі щілини, ширина яких w є набагато меншою від локального радіуса r її кривизни і довжини хвилі λ ($w \ll r, \lambda$).

Тангенціальна складова $E(t, \nu)$ напруженості електричного поля в щілині в загальному випадку є функцією двох координат, де t відраховується вздовж контуру, ν - вздовж радіуса кривизни в кожному перетині t (рис. 1.15.а). Відомо, що інтеграл цієї функції вздовж осі $O\nu$ в кожному січенні апертури є напругою $U(t)$ між зовнішнім і внутрішнім контурами щілини в цьому перерізі:

$$U(t) = \int_0^w E(t, \nu) d\nu, \quad (1.24)$$

Тому, нехтуючи в першому наближенні електричними струмами, які течуть поза апертурою (ширини w) криволінійної щілини, цю щілину можна замінити нескінченно тонким криволінійним випромінювачем цієї ж форми, що і щілина, з амплітудно-фазовим розподілом напруги $U(t)$.

Зовнішня задача проектування антени з діаграмою спрямованості кардіоїдної форми зводиться до вирішення рівняння Ейлера. Для визначення оптимального амплітудно-фазового розподілу напруги у еліптичному ЩВ за методом сіткових функцій рівняння Ейлера переведено у систему лінійних алгебраїчних рівнянь, розрахунок якої дав розв'язок на третій ітерації з точністю до 10^{-4} .

Недоліком даного підходу являється нехтування електричними струмами, які течуть поза апертурою ЩЛП, не врахування зміни форми магнітного струму у ЩЛП у екрані обмежених розмірів.

ЩЛП представляється еквівалентною схемою, за якою криволінійна щілина довільної геометричної замкненої форми розглядається як схема з довгих ліній довжиною l_1 та l_2 . У точці $t = -l$ (і відповідно в $t=l$, тому що

фізично це одна і та ж точка) ввімкнено генератор напруги з амплітудою U_0 , а в деякій точці $t=t_1$ опір навантаження Z_H . Точка t_1 розбиває контур на дві частини довжиною l_1 ($-1 \leq t \leq t_1$) і l_2 ($t_1 \leq t \leq 1$) в кожній з яких поточні довжини $l_1(t)$ та $l_2(t)$ від генератора до довільної точки визначаються співвідношеннями:

$$l_1(t) = \int_{-1}^t \sqrt{(x'(t))^2 + (y'(t))^2 + (z'(t))^2} dt, \quad (1.25)$$

$$l_2(t) = \int_t^1 \sqrt{(x'(t))^2 + (y'(t))^2 + (z'(t))^2} dt, \quad (1.26)$$

Для нижньої частини контура щілини, використовуючи теорію довгих ліній, маємо для сталого режиму закон розподілу напруги вздовж довгої лінії довжиною l_1 :

$$U_1(t) = A_1 \exp(-\gamma l_1(t)) + A_2 \exp(-\gamma l_1(t)), \quad (1.27)$$

де A_1 і A_2 - відповідно амплітуди падаючої та відбитої від опору Z_H хвиль напруги;

$\gamma = \alpha + i\beta$ - коефіцієнт поширення хвилі; α і β - відповідно коефіцієнти згасання хвилі в лінії і коефіцієнт фази.

Для визначення амплітуд A_1 і A_2 скористаємося граничними умовами в точках підключення генератора ($t = -1$) і опору ($t = t_1$), позначивши поки невідому на ньому напругу через U_2 . Підставляючи в (1.27) послідовно замість t значення -1 і t_1 та враховуючи, що $U_1(-1) = 0$, $U_1(t_1) = U_2$, $l_1(-1) = 0$, $l_1(t_1) = l_2$, отримуємо систему лінійних рівнянь відносно A_1 і A_2 :

$$U_0 = A_1 + A_2, \quad (1.28)$$

Щоб знайти $U_{1,2}(t)$ в явному вигляді, необхідно знати напругу U_2 . Її можна визначити, врахувавши те, що довгі лінії l_1 і l_2 з'єднані паралельно. Кожна з них представляється чотириполосником, який описується

ненормованою матрицею провідності. Запишемо Y -матрицю чотириполюсника, еквівалентну двом паралельним з'єднанням:

$$Y = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11}^{(1)} + Y_{11}^{(2)} & Y_{12}^{(1)} + Y_{12}^{(2)} \\ Y_{21}^{(1)} + Y_{21}^{(2)} & Y_{22}^{(1)} + Y_{22}^{(2)} \end{pmatrix} \quad (1.29)$$

Матриця Y -параметрів ЩЛП довжиною l_1 та характеристичним опором $Z_{щ}$:

$$Y_1 = \begin{pmatrix} Z_{щ}^{-1} \operatorname{ctg}(\gamma \cdot l_1) & -Z_{щ}^{-1} \operatorname{csch}(\gamma \cdot l_1) \\ -Z_{щ}^{-1} \operatorname{csch}(\gamma \cdot l_1) & Z_{щ}^{-1} \operatorname{ctg}(\gamma \cdot l_1) \end{pmatrix} \quad (1.30)$$

$$Y_{21} = Y_{21}^{(1)} + Y_{21}^{(2)} = -Z_{щ}^{-1} (\operatorname{csch}(\gamma \cdot l_1) + \operatorname{csch}(\gamma \cdot l_2)) \quad (1.31)$$

$$Y_{22} = Y_{22}^{(1)} + Y_{22}^{(2)} = Z_{щ}^{-1} (\operatorname{cth}(\gamma \cdot l_1) + \operatorname{cth}(\gamma \cdot l_2)) \quad (1.32)$$

Таким чином, закон зміни напруги по контуру щілини залежить від опору Z_n , точки t_1 його підключення і від хвильового опору $Z_{щ}$.

$$U_{1,2}(t) = U_0 \left[\frac{\operatorname{sh}(\gamma(l_{1,2} - l_{1,2}(t)))}{\operatorname{sh}(\gamma l_{1,2})} + \frac{Z_n Z_{щ}^{-1} (\operatorname{csch}(\gamma l_1) + \operatorname{csch}(\gamma l_2)) \cdot \operatorname{sh}(\gamma l_{1,2}(t))}{1 + Z_n Z_{щ}^{-1} (\operatorname{cth}(\gamma l_1) + \operatorname{cth}(\gamma l_2)) \cdot \operatorname{sh}(\gamma l_1)} \right], -1 \leq t \leq 1 \quad (1.33)$$

На рис. 1.16 представлені графіки амплітудно-фазового розподілу напруги вздовж еліптичного ЩВ при $l_1/l = 0.5$ та при різних значеннях опору Z_n .

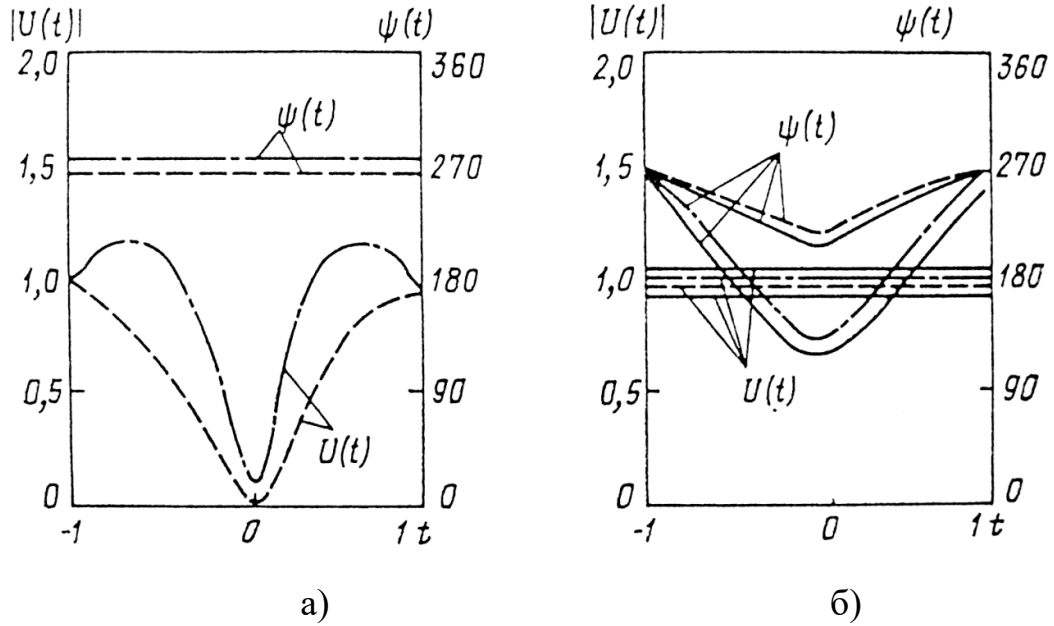


Рис. 1.16. Амплітудно-фазовий розподіл напруги вздовж еліптичного щілинного випромінювача: а – $l_1/l = 0.5$, $Z_n = 0$, б – $l_1/l = 0.5$, $Z_n/Z_{щ} = 0.5$

Азимутальна та меридіональна складові діаграми напрямленості визначаються співвідношенням:

$$F_{\theta, \varphi}(\theta, \varphi) = \int_t U(t) \mu(\theta, \varphi, t) dt, \quad (1.34)$$

Діаграми спрямованості, що відповідають цим розподілам, показані на рис. 1.17.

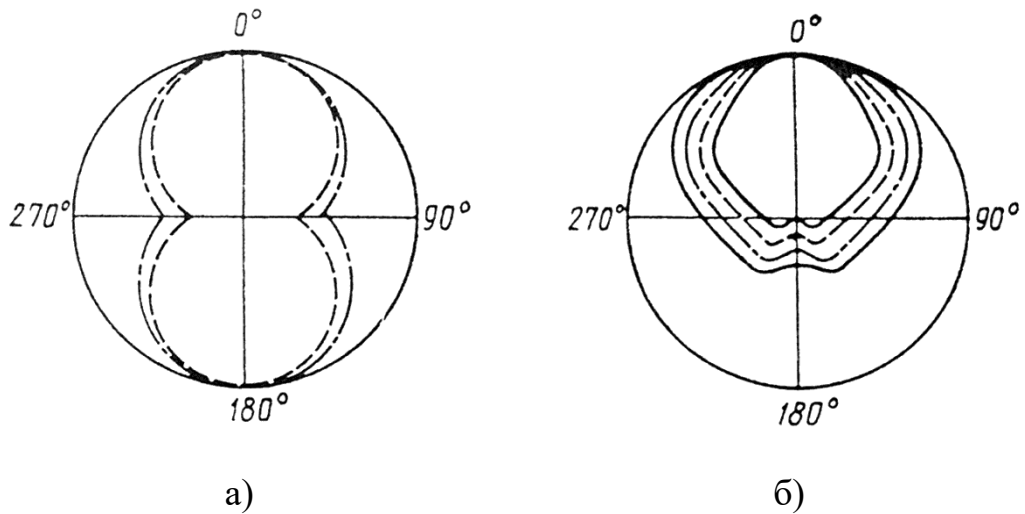


Рис. 1.17. Розраховані та вимірні діаграми спрямованості еліптичного щілинного випромінювача: а – $l_1/l = 0.5$, $Z_n = 0$, б – $l_1/l = 0.5$, $Z_n/Z_{щ} = 0.5$

1.3. Висновки до розділу 1

1. Виконаний аналіз літературних джерел виявив, що конструктивні особливості випромінювачів електромагнітної енергії мають визначальний вплив на їх ефективність, що в свою чергу впливає на стабільність та надійність функціонування системи передачі даних. Недоліком петлевих резонансних щілинних випромінювачів є неможливість їх використання в широкому частотному діапазоні, тому є доцільним розроблення нових конструкцій випромінювачів, що збуджуються полем біжучої хвилі у щілинній лінії передачі.

2. З огляду літературних джерел встановлено особливості застосування різних методів моделювання процесу випромінювання щілини в екрані. Магнітний струм у щілинному випромінювачі створює амплітудно-фазовий розподіл електричних струмів на поверхні металевго екрану, який визначається формою щілини та розмірами екрану. Методи аналізу криволінійних щілинних випромінювачів не враховують вплив скінчених розмірів екрану на випромінювання щілинної лінії передачі.

3. Задачу оцінки показників ефективності випромінювача електромагнітної енергії, таких як коефіцієнт підсилення та ширина смуги робочих частот, можна вирішувати на етапі його проектування. Для розроблення адекватної моделі, що описує процес випромінювання щілини в екрані скінчених розмірів необхідно визначити амплітудно-фазовий розподіл напруги вздовж щілинної лінії передачі.

РОЗДІЛ 2. ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДІВ МОДЕЛЮВАННЯ І АВТОМАТИЗОВАНОГО ПРОЕКТУВАННЯ ЩІЛИННИХ ВИПРОМІНЮВАЧІВ

У другому розділі за допомогою комп'ютерних моделей досліджено частотні властивості та особливості випромінювання щілинними випромінювачами електромагнітної енергії на прикладі випромінювачів ромбічної форми.

2.1. Комп'ютерне моделювання щілинних випромінювачів

Для моделювання планарних випромінювачів використовують ряд потужних сучасних засобів тривимірного симулювання, які розробники застосовують для дослідження характеристик випромінювачів електромагнітної енергії, таких як: вхідний опір, коефіцієнт підсилення, діаграма спрямованості. Зазвичай ці засоби базуються на одній з наступних числових технік: скінчено-різницевий метод у часовій області, метод моментів, метод скінчених елементів [103].

Окрім модуля електродинамічного моделювання, програмні продукти включають в себе засоби візуалізації і контролю топології, методи багатопараметричної оптимізації, аналізу розкиду параметрів і статистичної обробки результатів.

Розробка дизайну антени базується на малюванні простих геометричних форм - примітивів і виконанні логічних операцій над ними. Після розробки конструкції та задання граничних умов і джерел збудження, весь простір ділиться на частини, в яких розраховується електромагнітне поле.

Аналіз планарних випромінювачів за допомогою комп'ютерних засобів включає два етапи: вираження поля в апертурі випромінювача через еквівалентний розподіл електричних або/та магнітних струмів на його

поверхні, знаходження поля в дальній зоні з отриманого поля в апертурі випромінювача [44].

Усі відомі математичні моделі, що дозволяють розраховувати електродинамічні характеристики ЩВ, можна розділити на три групи [104]:

- чисельні моделі, основані на чисельному вирішенні рівнянь електромагнітного поля;
- чисельно-аналітичні моделі, що використовують чисельні методи та ЕОМ для вирішення рівнянь і обчислення електродинамічних параметрів ЩВ;
- аналітичні, що являють собою явні аналітичні вирази параметрів ЩВ і характеризуються, як правило, низькою точністю та малою областю адекватності.

Для ЩВ найбільший практичний інтерес представляють перші дві групи. Чисельні моделі володіють високою універсальністю моделювання різних електродинамічних систем. На їх основі розроблені комерційні програми, такі як MAFFIA, HFSS, Christine та інші. Однак вони вимагають дуже високих ресурсів ЕОМ і витрат машинного часу для розрахунку ЩВ. У зв'язку з цим, можуть бути застосовані для вирішення задачі аналізу тільки на кінцевому етапі проектування і не можуть бути вбудовані в програми проектування ЩВ.

Чисельно-аналітичні моделі на відміну від чисельних характеризуються малими вимогами до ресурсів ЕОМ, високою швидкістю моделювання, тому можуть бути використані для вирішення задачі оптимізації і вбудовані в програми проектування простору взаємодії [104].

Порівняння сучасних пакетів електродинамічного моделювання наведено у табл. 2.1.

Таблиця 2.1

Програми моделювання НВЧ структур

Програма	Метод аналізу	Точність	Тип сітки	Розмірність
CST Microwave Studio	FDTD / MM	ΔS (Частотна область) dB (Перехідний процес)	Чотиригранна (Частотна область) Шестигранна (Перехідний процес)	3D / 2.5D
Ansoft HFSS	MCE	ΔS (Driven modal, Driven terminal) ΔF (Eigenmode)	Чотиригранна	3D
AWR Microwave Office	MM	Розмір комірки	Прямокутна	2.5D / 2D

2.2. Метод моментів і його реалізація у програмі AWR Microwave Office

Для аналізу ЩВ довільної форми та на електрично товстих підкладках, застосовують метод моментів [105]. Для дослідження ЩВ методом моментів використовується програма Microwave Office в режимах EMSIGHT та AXIEM.

AWR Microwave Office - система 2.5D проектування планарних НВЧ пристроїв, яка включає в себе модулі повного об'ємного моделювання планарних структур (EMSIght, AxIem). Microwave Office базується на методі моментів та використовує для аналізу повнохвильові електромагнітні функції що ґрунтуються на рівняннях Максвелла для розрахунку вхідного опору і випромінюючих характеристик випромінювачів довільної форми. Застосування методу моментів, на відміну від 3D програм, суттєво скорочує час обчислення.

Метод моментів являється прямим методом, що дозволяє звести розв'язання електродинамічної задачі до розв'язання системи лінійних алгебраїчних рівнянь [106]. На поверхні ЩВ існує заданий розподіл струму та заряду. Для обчислення вхідного опору, необхідно розрахувати струми і заряди. Також можна розрахувати інші параметри випромінювача (напруженість електричного поля, напруженість магнітного поля і т.д.) [105].

При симулюванні ЩВ методом моментів знаходиться розподіл еквівалентного магнітного струму у щілині. В такому випадку поле випромінювання знаходять шляхом застосуванням функції Гріна для полів, що створюються елементарними джерелами магнітного струму [44].

Задана структура ділиться на комірки зарядів та комірки струмів (рис. 2.1.а). Форма комірок вибирається якомога простішою (прямокутною). Струми та заряди вважаються постійними в межах однієї комірки. Сітка комірок струмів зміщена на половину комірки по відношенню до комірок зарядів (рис. 2.1.б) [105].

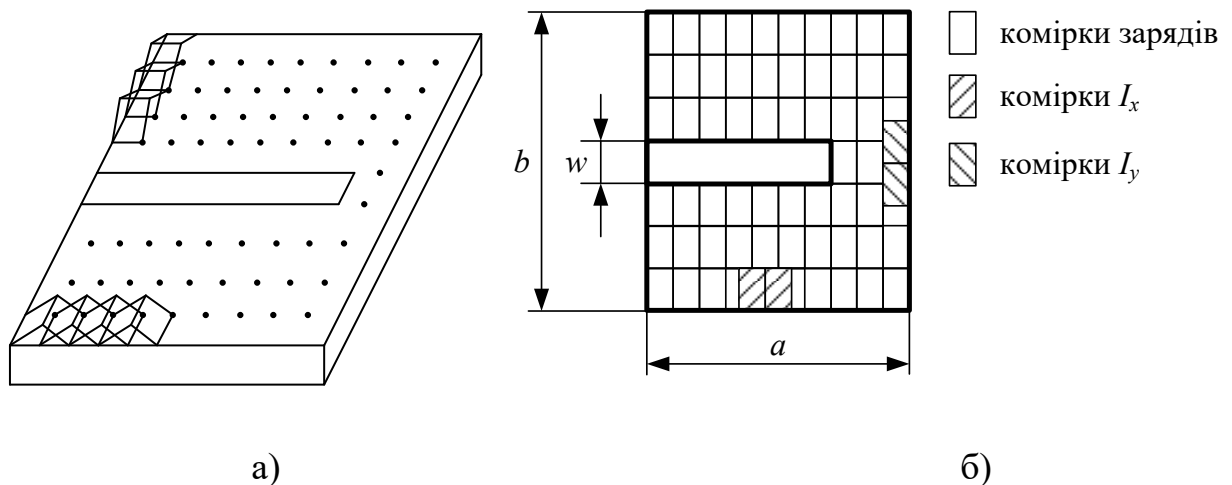


Рис. 2.1. Моделювання щілинного випромінювача методом моментів

З відомого розподілу потенціалів знаходиться електричний потенціал V :

$$V(x, y, z) = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \iiint_{\Delta V} \frac{\rho(x', y', z')}{R} dx' dy' dz', \quad (2.1)$$

де R – відстань між зарядом, що знаходиться в точці (x', y', z') та точкою спостереження з координатами (x, y, z) .

Для створення мікросмушкової структури НВЧ пристрою необхідно виконати наступні операції [107]:

- створення нової ЕМ структури;
- задання розмірів корпусу;
- завдання параметрів підкладки;
- креслення топології;
- моделювання перемичок;
- завдання портів і ліній виключення;
- моделювання, перегляд густини струму і електричного поля.

ЩРВ являє собою металеву площину з вузькою щілиною шириною w , що знаходиться на діелектричній підкладці висотою $t \ll \lambda$ (λ - довжині хвилі), з відносною діелектричною проникністю ϵ . Довжина сторони ромба рівна L_s . Інша сторона діелектричної підкладки може бути з металізацією або без.

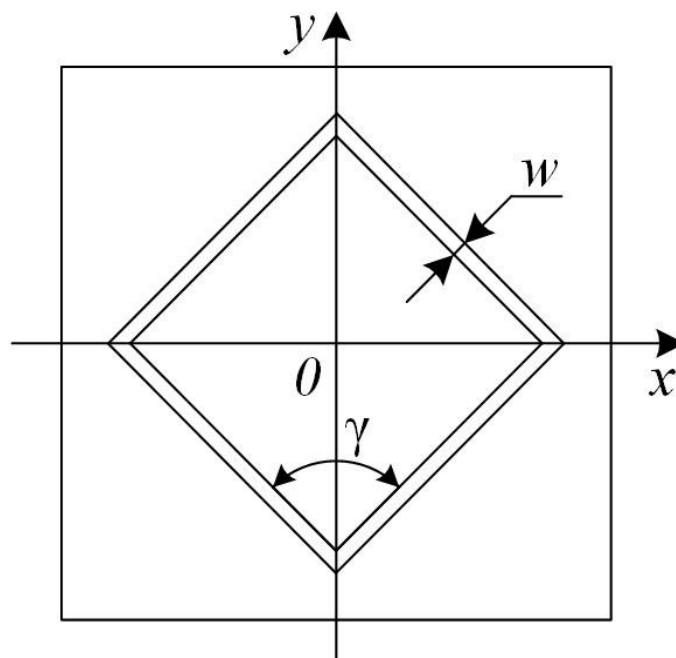


Рис. 2.2. Геометрія щілинного ромбічного випромінювача

ЩРВ досліджувався в режимі короткого замикання. Збудження випромінювача здійснювалось портом зосередженого живлення. ЩРВ

складається з металевої площини з розмірами 87x87 мм, довжина сторони ромба ЩЛ $L_s = 50$ мм, ширина щілини $w = 1,5$ мм, висота діелектричної підкладки $t = 1,5$ мм, відносна діелектрична проникність $\epsilon = 5,5$.

Для моделювання використано ЕОМ з процесором з частотою 2.6 ГГц Dual-Core та 3.25 Гб оперативної пам'яті.

В режимі EMSIGHT у програмі Microwave Office поверхня ЩРВ розбивається на 3095 прямокутних комірок при заданому розмірі комірки $S=1.36$ мм, час розрахунку склав 12 секунд при необхідному об'ємі пам'яті 82 Мб та на 6830 комірок при розмірі комірки $S=0.68$ мм і часі розрахунку 1 хв. 9 секунд та об'ємі пам'яті 359 Мб. При цьому найменші комірки зосереджені поблизу ЩЛП. В режимі AXIEM поверхня випромінювача розбита на 324 комірки, досягнута похибка конвергенції -47.9 дБ, розрахунок тривав 11 секунд.

В результаті обчислення електродинамічних характеристик отримані значення зворотніх втрат S_{11} в смузі частот (рис. 2.3).

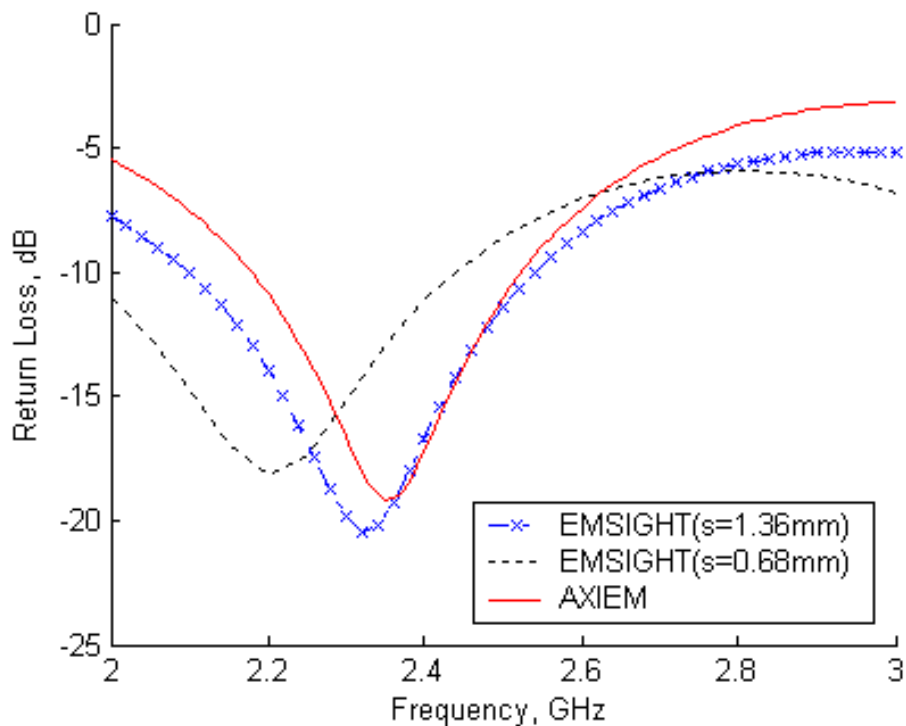


Рис. 2.3. Зворотні втрати S_{11} щілинного ромбічного випромінювача, отримані у програмі Microwave Office

Отримані значення резонансної частоти ЩРВ складають 2.2 ГГц та 2.33 ГГц в режимі EMSIGHT та 2.36 ГГц в режимі AXIEM. Смуга робочих частот при $S_{11} < -10\text{dB}$ складає 19.9% (2.08..2.54 ГГц).

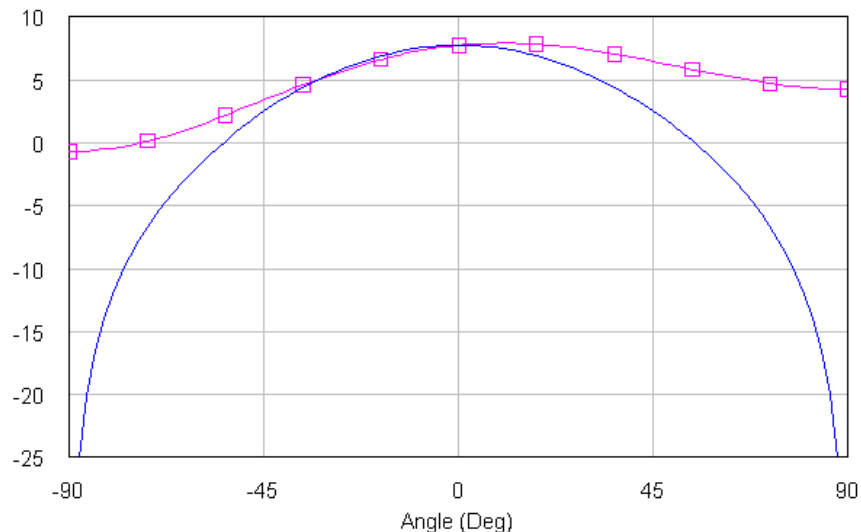


Рис. 2.4. Діаграма спрямованості щілинного ромбічного випромінювача, отримана у програмі Microwave Office (EMSIGHT solver) на частоті 2.4 ГГц

На рис. 2.4. синя лінія представляє діаграму спрямованості ЩРВ у вертикальній площині, червона лінія – у горизонтальній площині.

2.3. Метод скінчених елементів і його реалізація у програмі Ansoft HFSS

Метод скінчених елементів являється узагальненням скінчено-різницевого методу [108]. Основним елементом сітки даного методу є тетраедр.

Ansoft HFSS - високопродуктивна система об'ємного моделювання та електромагнітного симулювання пасивних пристроїв довільної форми, яка використовує метод скінчених елементів. У HFSS дальнє поле випромінювання обчислюється із значень полів на випромінюючих границях із застосуванням нескінченної сфери та визначається двома кутами Phi і Theta відповідно до рівня сигналу джерел живлення. Ansoft HFSS може бути

використаний для розрахунку S параметрів, резонансної частоти, напруженості електричної складової електромагнітного поля в дальній зоні.

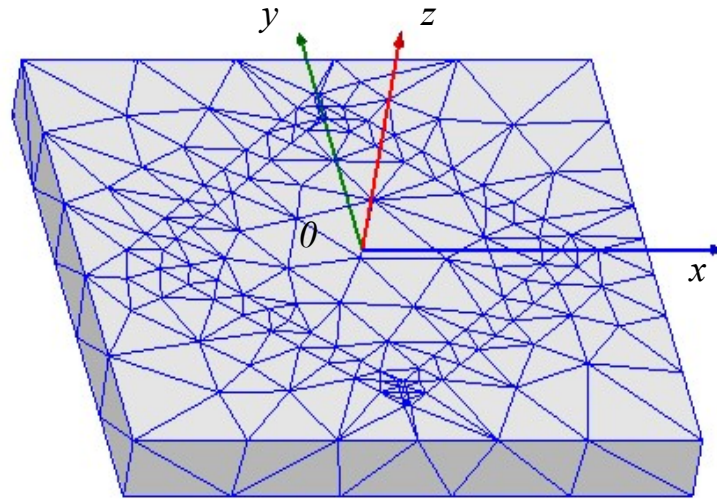


Рис. 2.5. Комп'ютерна модель щілинного ромбічного випромінювача

Електричний потенціал всередині тетраедра може бути апроксимований лінійним поліномом [108]:

$$V(x, y, z) = a + bx + cy + dz. \quad (2.2)$$

Невідомі коефіцієнти a, b, c, d можна знайти з матричного рівняння за умови, що потенціали у чотирьох вузлах тетраедра V_i є відомі:

$$\begin{bmatrix} 1 & x_1 & y_1 & z_1 \\ 1 & x_2 & y_2 & z_2 \\ 1 & x_3 & y_3 & z_3 \\ 1 & x_4 & y_4 & z_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \\ d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix}. \quad (2.3)$$

Електричний потенціал у довільній точці тетраедра є лінійною комбінацією потенціалів у його вузлах:

$$V(x, y, z) = \sum_{i=1}^4 V_i \alpha_i(x, y, z). \quad (2.4)$$

Коефіцієнти $\alpha_i(x_j, y_j, z_j)$ задовільняють інтерполяційній умові:

$$\alpha_i(x_j, y_j, z_j) = \begin{cases} 1, & i = j \\ 0, & i \neq j \end{cases}. \quad (2.5)$$

При об'єднанні декількох тетраедрів у групи потенціали вузлів різних тетраедрів є однаковими, якщо вони є спільними для декількох тетраедрів.

Моделювання у HFSS виконувалось при наступних налаштуваннях: значення уточнення лямбда = 0.33, максимальне уточнення за одну ітерацію = 30%. Результати моделювання ЩРВ за допомогою Ansoft HFSS наведені у табл. 2.2.

Таблиця 2.2

Результати моделювання щілинного ромбічного випромінювача за допомогою Ansoft HFSS

Кількість ітерацій	Резонансна частота, ГГц	Delta S	Кількість тетраедрів	Час	Пам'ять, Мб
6	2.29	0.13667	4468	0:19	126
8	2.31	0.02752	7555	0:31	203
10	2.31	0.01455	12791	1:02	353
12	2.31	0.00946	21644	2:13	620
15	2.32	0.00793	47627	8:57	1546
17	2.33	0.00693	79740	22:59	1470

Максимальна зміна величини S-параметрів між двома послідовними ітераціями визначається:

$$\Delta S = \text{Max}_{ij} \left[\text{mag} \left(S_{ij}^N - S_{ij}^{N-1} \right) \right], \quad (2.6)$$

де i, j – індекси елементів матриці,

N – номер ітерації.

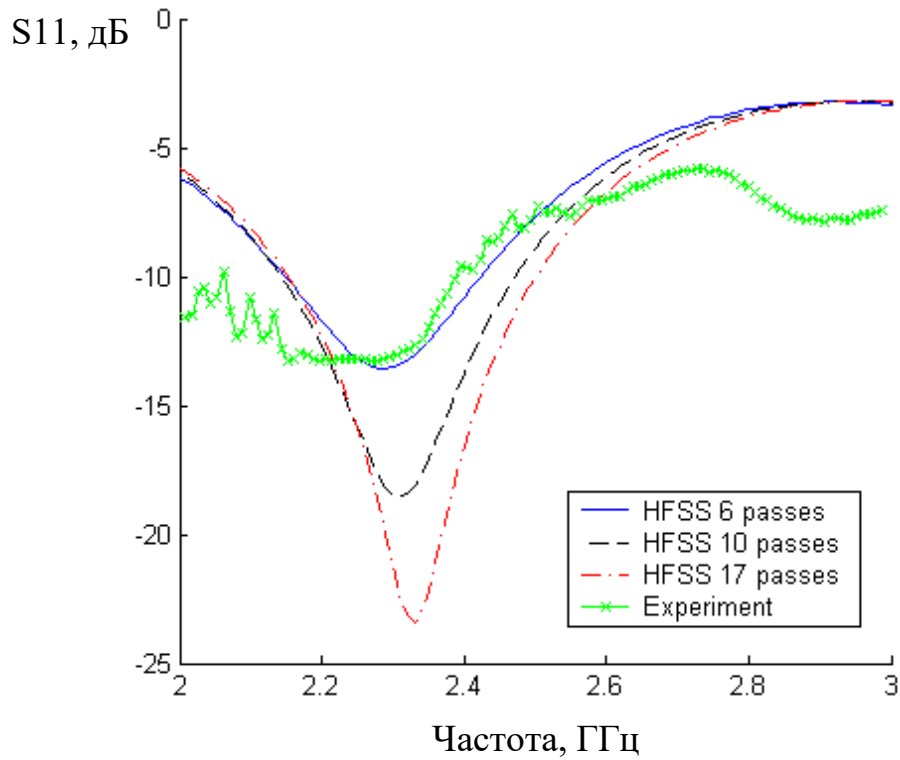


Рис. 2.6. Зворотні втрати S_{11} щілинного ромбічного випромінювача

Отримане значення резонансної частоти ЦРВ складає 2.33 ГГц. Смуга робочих частот при $S_{11} < -10\text{dB}$ складає 15.4% (2.15..2.5 ГГц) (рис. 2.6).

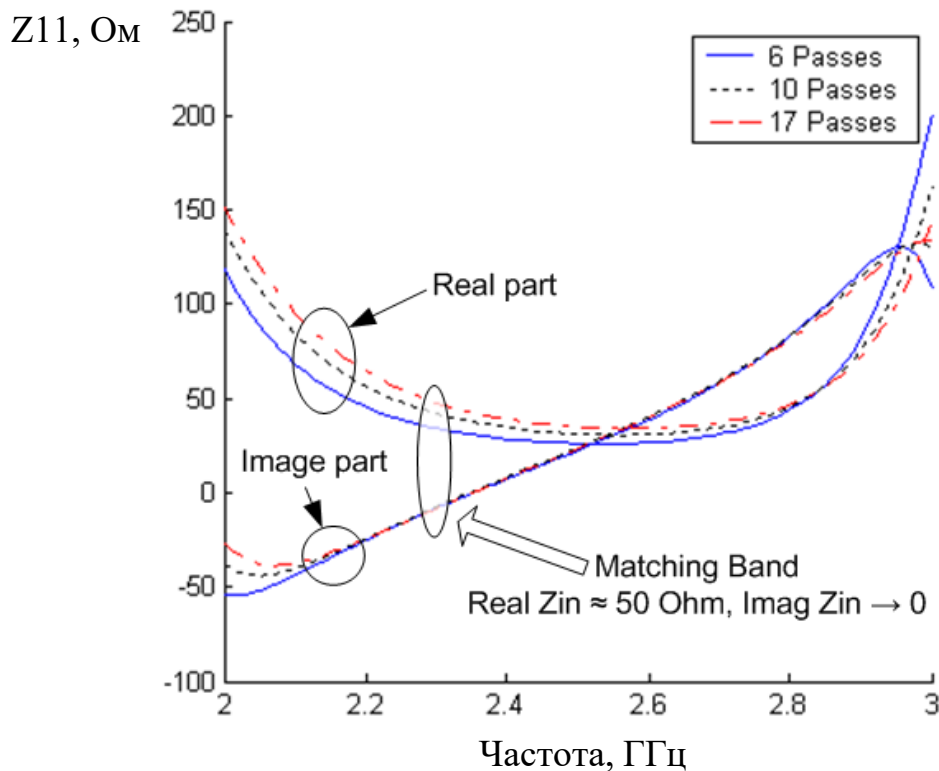


Рис. 2.7. Вхідний опір Z_{11} щілинного ромбічного випромінювача

Значення активної складової вхідного опору ЩРВ на частоті 2.4 ГГц наближається до 50 Ом, при цьому реактивна складова прямує до нуля (рис. 2.7).

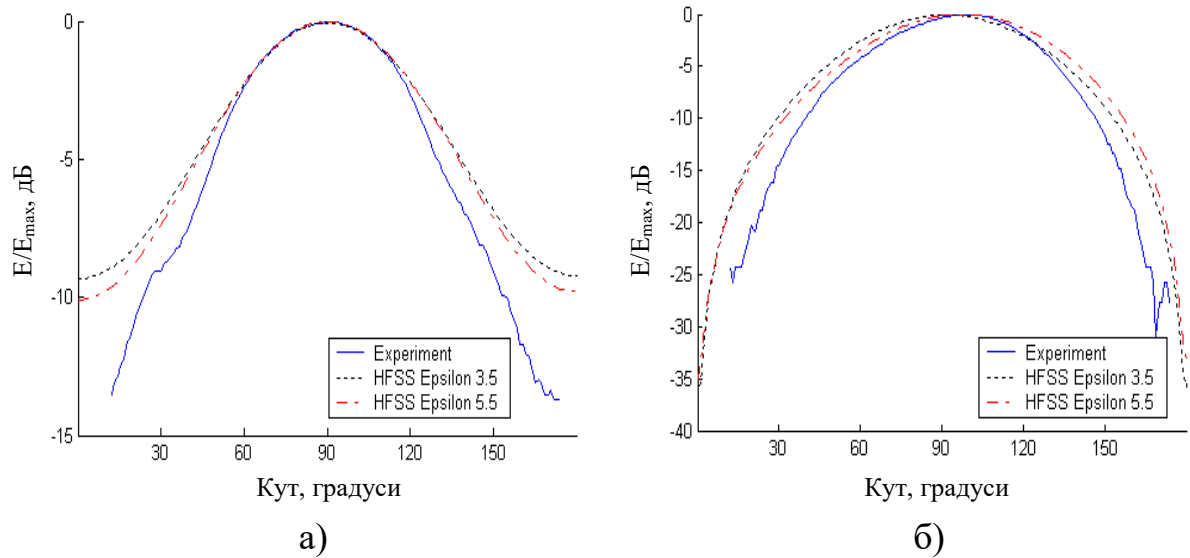
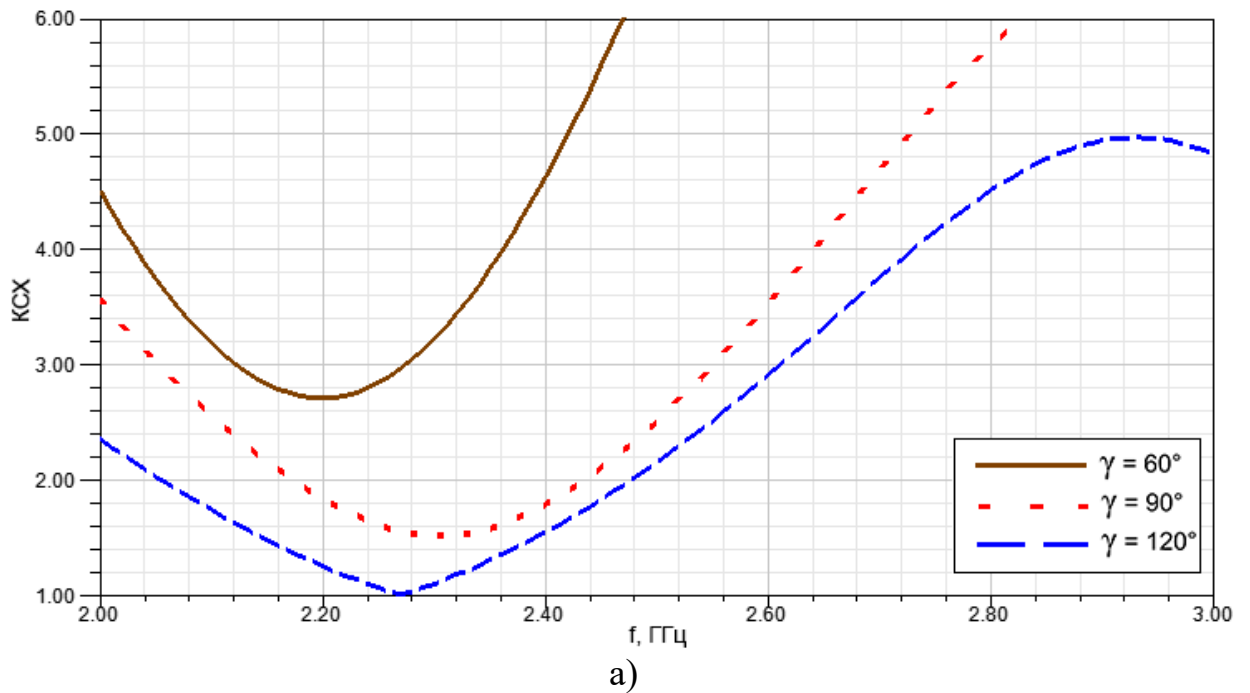
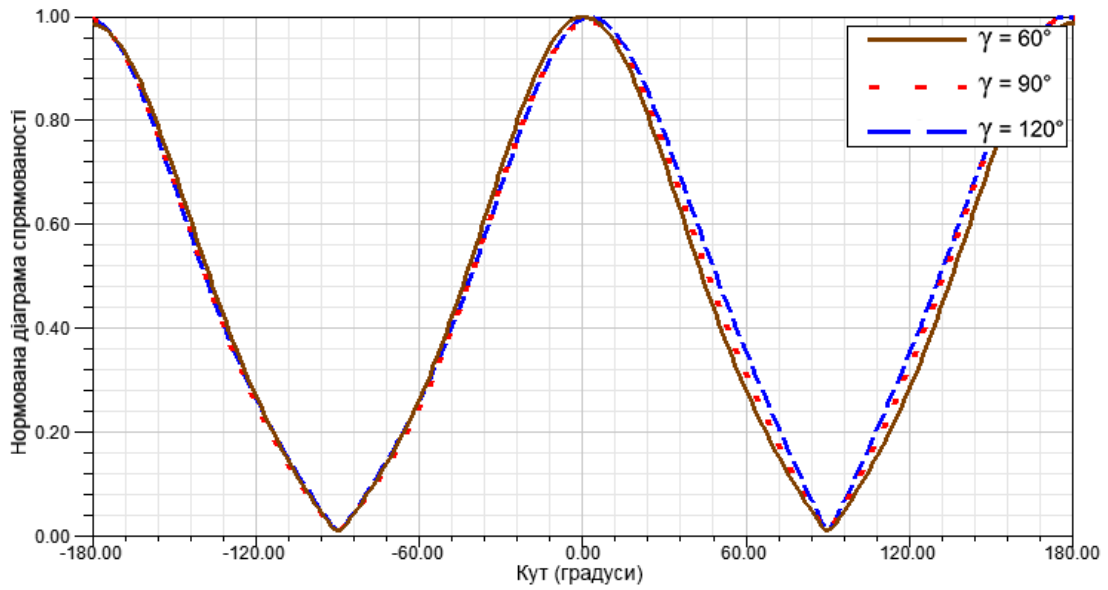


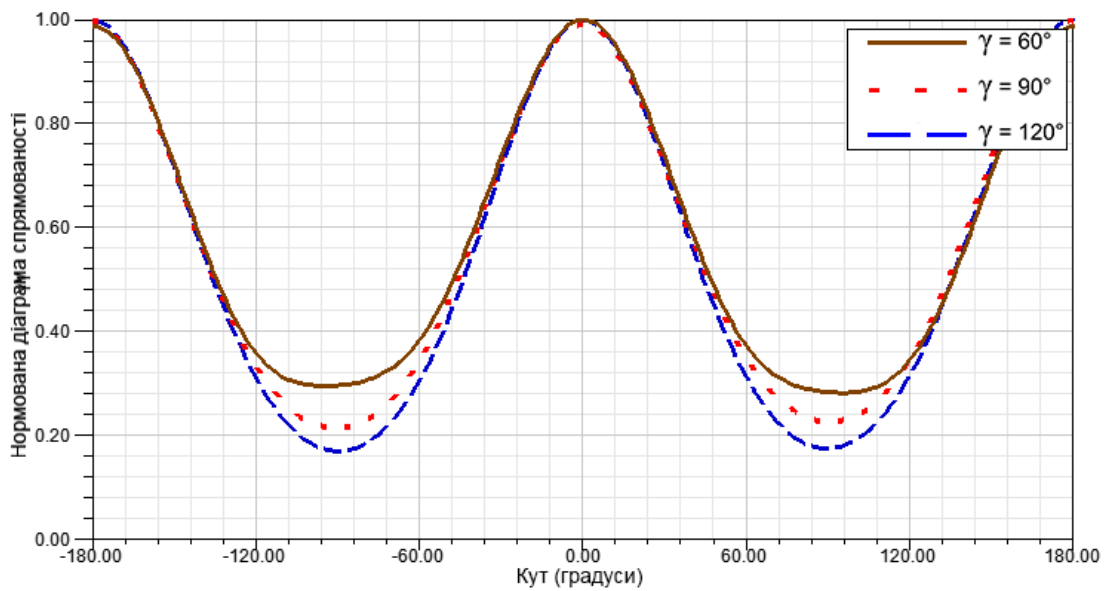
Рис. 2.8. Діаграма спрямованості щілинного ромбічного випромінювача на частоті 2.4 ГГц: а – в площині $X0Z$, б – у площині $Y0Z$

Досліджено вплив кута γ на характеристики ЩРВ (рис. 2.9).





б)



в)

Рис. 2.9. Результати комп'ютерного моделювання щілинного ромбічного випромінювача: а – частотна залежність КСХ; б – діаграма спрямованості в площині YOZ ; в – діаграма спрямованості в площині XOZ

При збільшенні γ отримано узгодження ЩРВ з фідером живлення в більш ширшому діапазоні (рис. 2.9.а). При зміні кута γ в межах $60^\circ..120^\circ$ зберігається односпрямований характер випромінювання ЩРВ, у якого периметр рівний $2\lambda_{щ}$ (рис. 2.9.б,в).

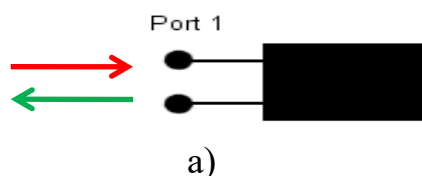
2.4. Скінчено-різницевий метод в часовій області та його реалізація у програмі CST Microwave Studio

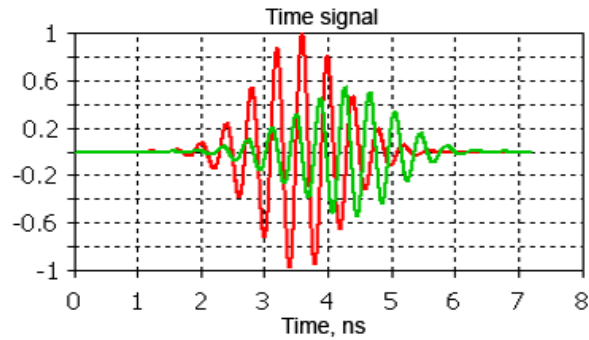
Для повнохвильового аналізу мікросмушкових структур використовується скінчено-різницевий метод в часовій області. Необхідно обмежити область обчислень шляхом розміщення випромінювача у віртуальне прямокутне середовище. Наступним кроком є знаходження густини еквівалентних електричних та магнітних струмів J_s та M_s , які співвідносяться з компонентами поля на поверхні віртуальної області як $J_s = \hat{n} \times H$ та $M_s = -\hat{n} \times E$, де \hat{n} - нормальний одиничний вектор на поверхні області [44].

У програмі CST Microwave Studio є три вирішуючі пристрої: перехідного процесу, в частотній області та власних мод. Вирішувач перехідного процесу отримує частотні властивості модельованого пристрою на основі одного розрахунку. Вирішувач перехідного процесу має меншу ефективність для низьких частот, де розміри структури набагато менші від найкоротшої довжини хвилі. У цьому випадку доцільніше розв'язувати проблему за допомогою вирішувача в частотній області. Цей метод є найбільш ефективним коли представляють інтерес лише певні частоти.

Область обчислення розбивається на комірки, яких є три типи: поверхневі, тетраедри та шестигранники.

Вирішувач у часовій області розраховує перетворення поля в певних місцях і в певні моменти часу. Кожна структура повинна мати принаймні один порт, через який поля можуть поширюватися всередину структури або назовні (рис. 2.10.a). У цих портах контролюються напруги та струми, що є вхідними та вихідними сигналами (рис. 2.10.б).





б)

Рис. 2.10. Вхідний та вихідний сигнали щілинного ромбічного випромінювача у режимі обчислення у часовій області

В режимі обчислення у часовій області об'єм ЩРВ розбивається на 78000 шестиграних комірок. Для досягнення стабільного значення граничної похибки -30дБ було витрачено 23 хвилини машинного часу. Проведено дослідження впливу значення тривалості сигналу збудження на резонансну частоту випромінювача $F_{рез}$. Отримані графіки частотних залежностей зворотніх втрат S11 ЩРВ при $\Delta t = 7.109$ нс, 71 нс та 355 нс зображені на рис. 2.11 - 2.13.

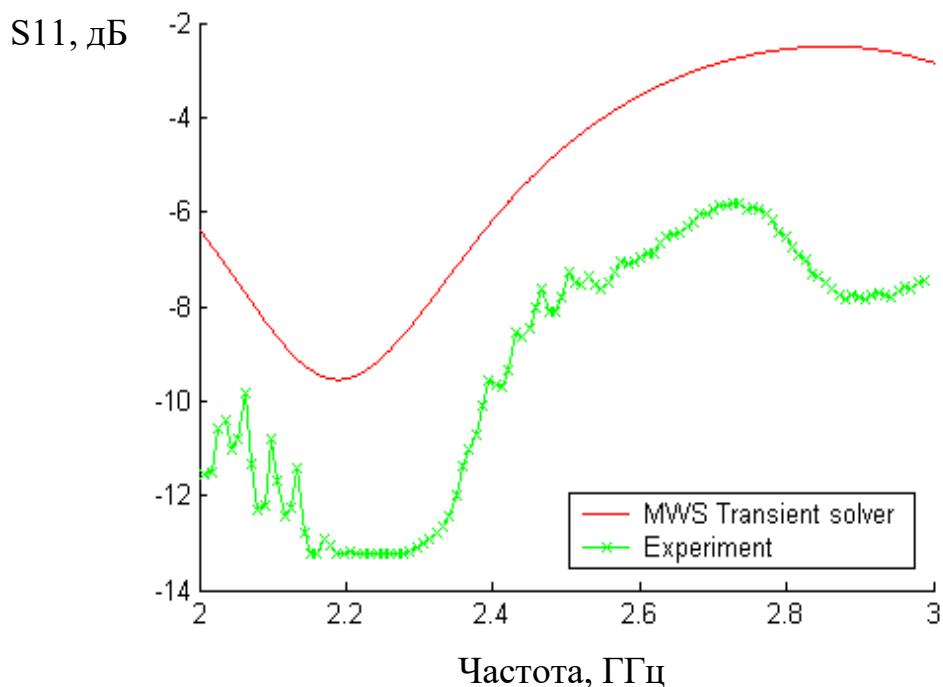


Рис. 2.11. Зворотні втрати S11 щілинного ромбічного випромінювача у режимі обчислення у часовій області, $\Delta t = 7.109$ нс, $F_{рез} = 2.19$ ГГц

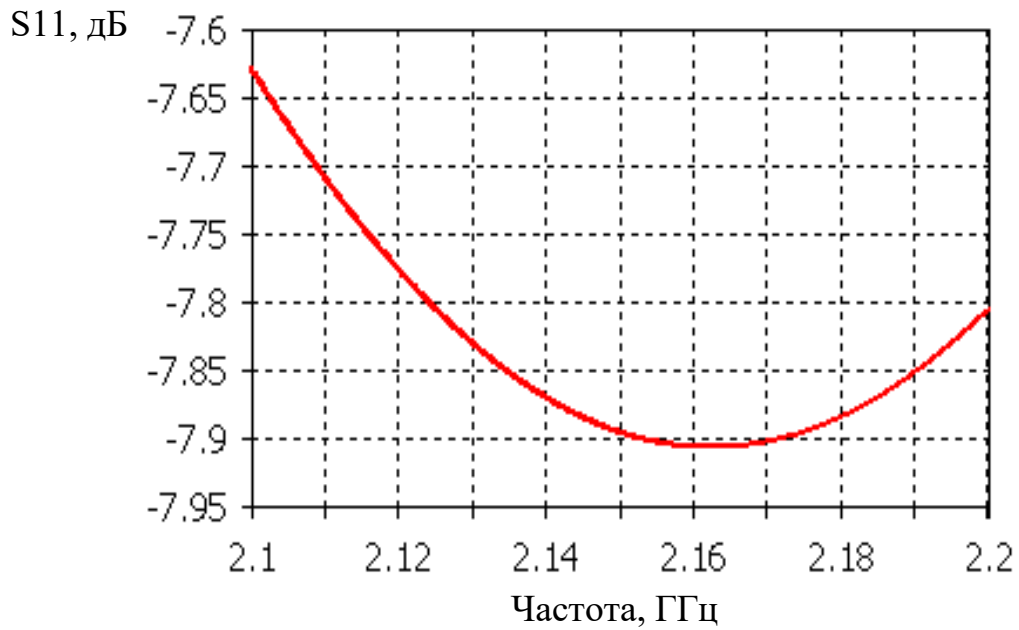


Рис. 2.12. Зворотні втрати S_{11} щілинного ромбічного випромінювача при $\Delta t = 71$ нс, $F_{рез} = 2.162$ ГГц

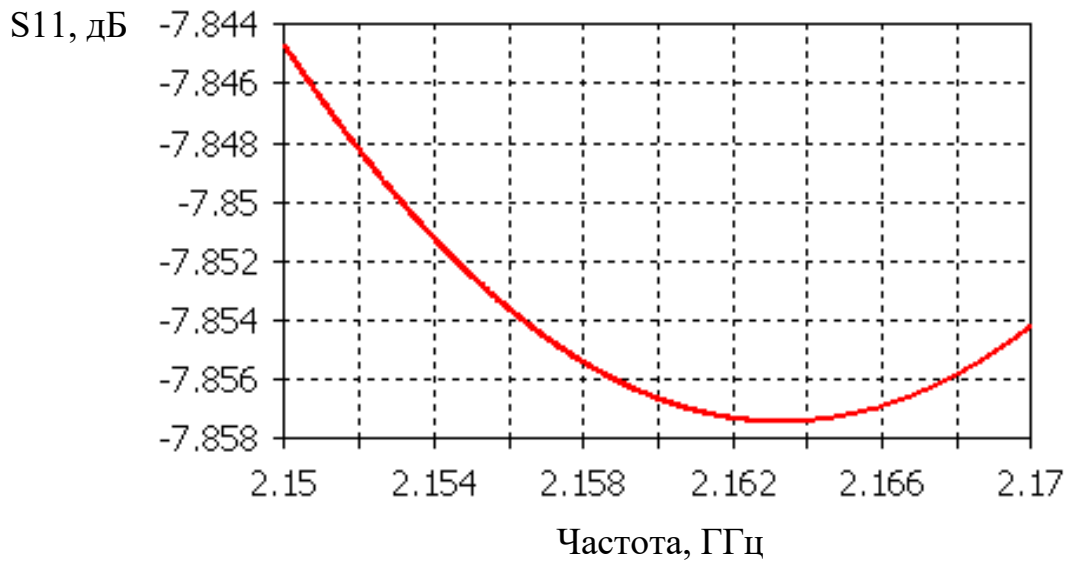


Рис. 2.13. Зворотні втрати S_{11} щілинного ромбічного випромінювача при $\Delta t = 355$ нс, $F_{рез} = 2.163$ ГГц

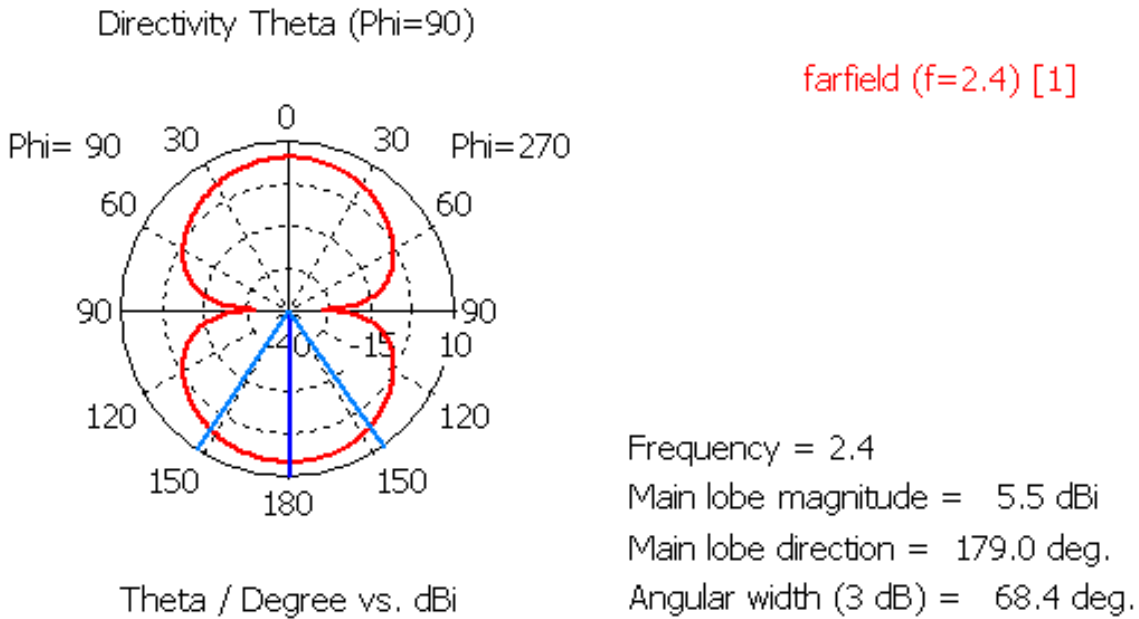


Рис. 2.14. Діаграма спрямованості щілинного ромбічного випромінювача у режимі обчислення у часовій області на частоті 2.4 ГГц

Проведений аналіз моделі ЩРВ за допомогою вирішувача у частотній області.

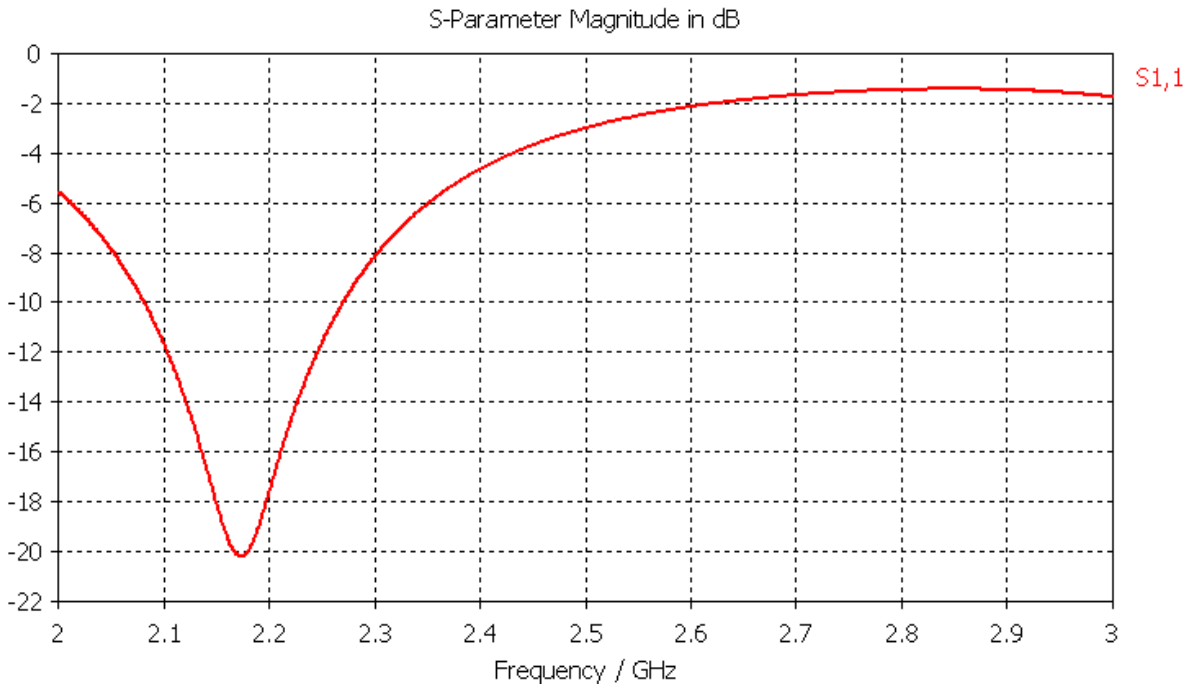
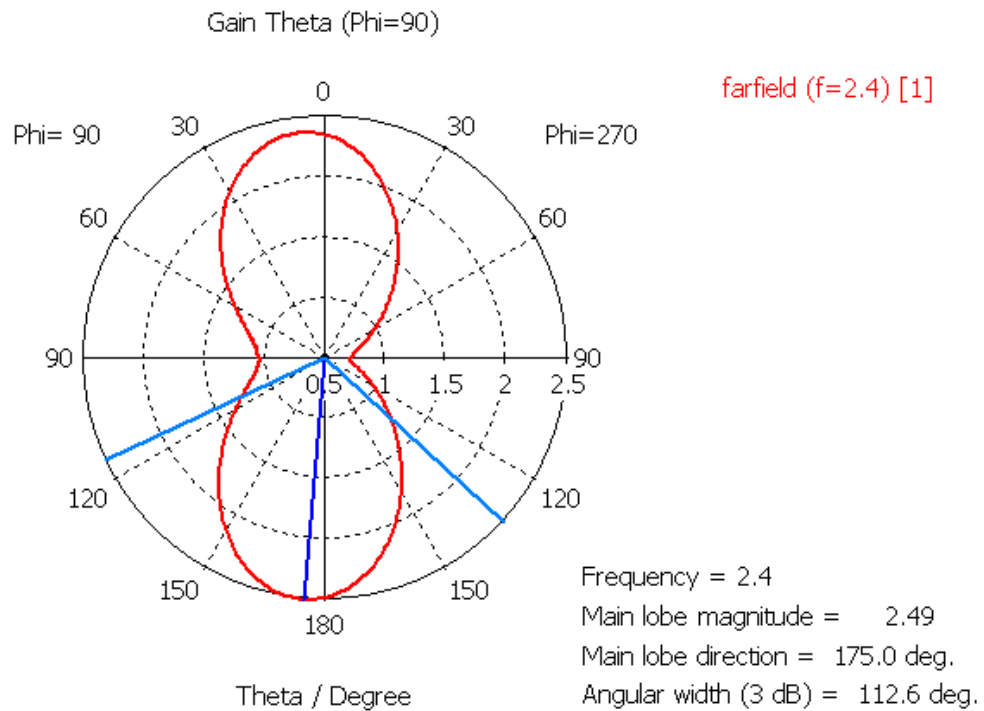
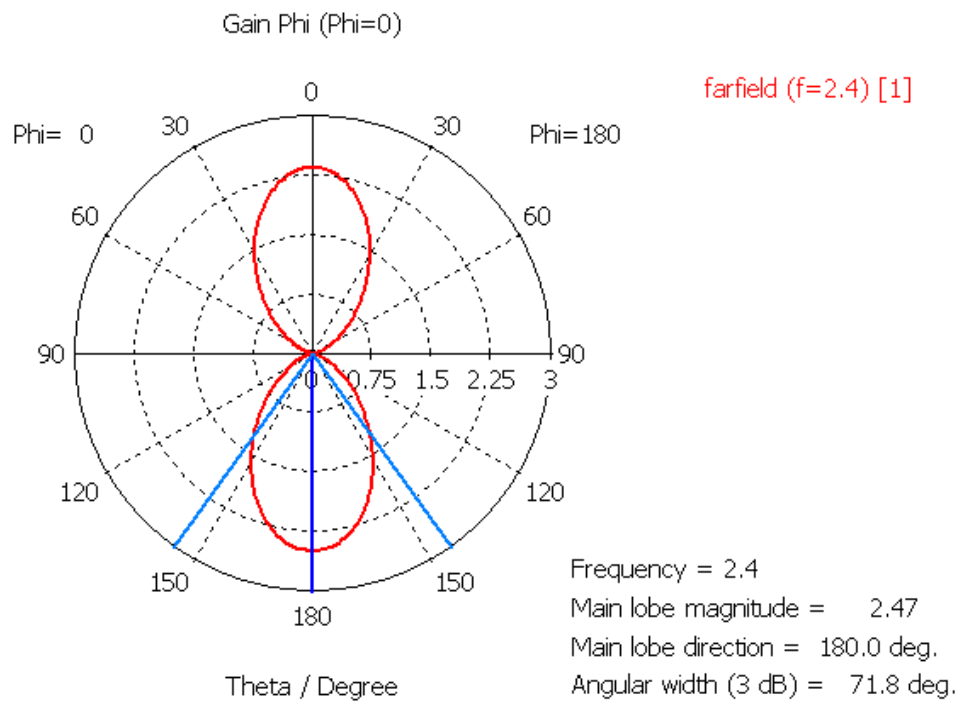


Рис. 2.15. Зворотні втрати S11 щілинного ромбічного випромінювача у режимі обчислення у частотній області



a)



б)

Рис. 2.16. Діаграма спрямованості щілинного ромбічного випромінювача у режимі обчислення у частотній області на частоті 2.4 ГГц

Порівняльні залежності кількості комірок та похибки ΔS від кількості ітерацій у програмах CST Microwave Studio та Ansoft HFSS представлені на рис. 2.17.

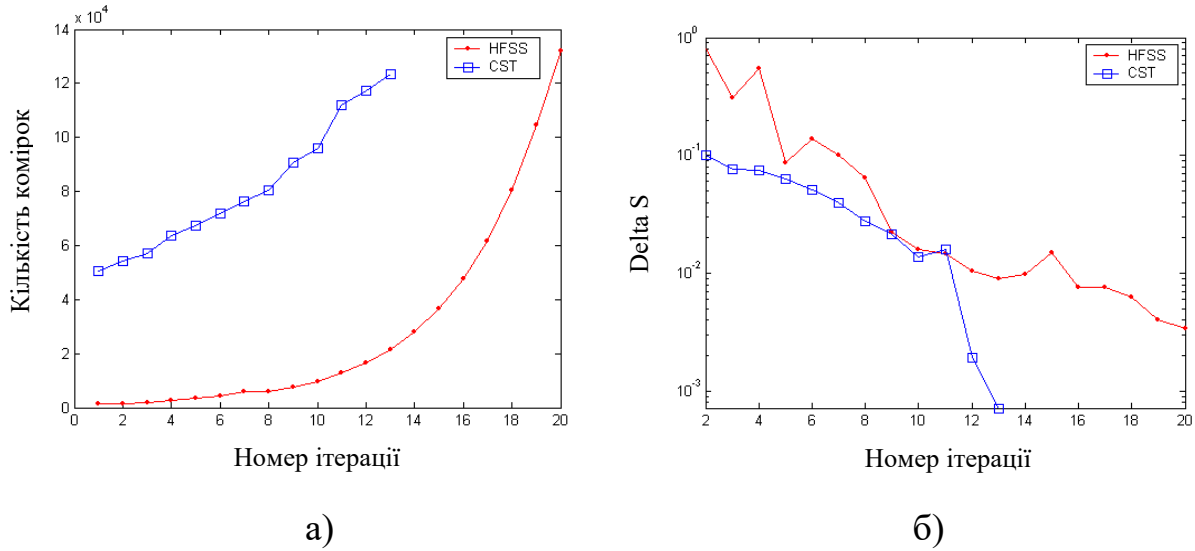


Рис. 2.17. Залежність кількості комірок (а), та похибки ΔS (б) від кількості ітерації

Порівняння частотних залежностей коефіцієнту зворотніх втрат S11, отриманих за допомогою 3D симулювання та експериментально, представлені на рис.2.18.

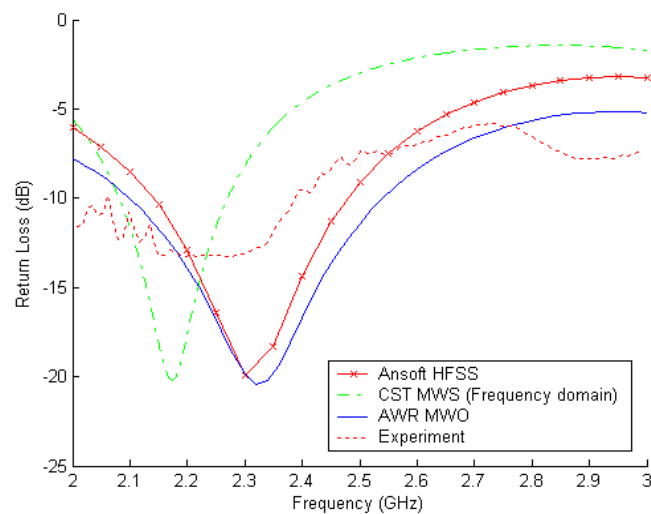


Рис. 2.18. Частотні залежності параметру S11

Для оцінки точності та швидкості обчислення електродинамічних характеристик антени, виконано моделювання ЦРВ за допомогою трьох 3D електромагнітних стимуляторів: Microwave Office, який здійснює обчислення за допомогою методу моментів, Ansoft HFSS – методом скінчених елементів та CST Microwave Studio – скінчено-різницеvim методом у часовій області [1].

Розроблені моделі ЦРВ дали змогу здійснити порівняльний аналіз засобів 3D моделювання електромагнітних структур (табл. 2.3).

Таблиця 2.3

Порівняння засобів комп'ютерного моделювання

CST Microwave Studio		
	Перехідний процес	Частотна область
Точність	-30 dB	0.001
Кількість комірок	76,160 шестигранників	123,491 тетраедрів
Час розрахунку	1:02	34:32
Ansoft HFSS		
Точність	0.0033	
Кількість ітерацій	20	
Кількість комірок	132,002 тетраедрів	
Час розрахунку	1:08:11	
Пам'ять	1.13 GB	
AWR Microwave Office, режим EMSIGHT		
Розмір комірок	1.36x1.36 mm	0.68x0.68 mm
Кількість комірок	3095	6830
Час розрахунку	0:12	1:09
Пам'ять	82MB	359MB
AWR Microwave Office, режим AXIEM		
Похибка	-47.9 дБ	
Кількість комірок	324	
Час розрахунку	0:11	

Отримані результати комп'ютерного моделювання ЦРВ свідчать про те, що засоби 3D моделювання електромагнітних структур потребують значних обчислювальних ресурсів та часу на обчислення при забезпеченні

сприйнятливої точності. Найменш вибагливим з цієї точки зору для моделювання щілинних випромінювачів є 2.5D метод моментів.

Слід зазначити, що мінімальне значення параметру S_{11} , отриманого за допомогою трьох програм електромагнітного симулювання, є однаковим. В Ansoft HFSS і AWR Microwave Office отримано однакову резонансну частоту, при цьому AWR MWO знадобилось значно менше часу.

2.5. Розроблення решітки щілинних ромбічних випромінювачів

Для отримання бажаної діаграми спрямованості та коефіцієнта підсилення окремі випромінювачі об'єднуються в одно- або двовимірні решітки. Основною перевагою таких випромінювачів є те, що вони займають малий простір і можуть бути розміщені на будь-яких поверхнях. Режим хвиль в щілинній лінії має вплив на діапазонні властивості випромінювача та на коефіцієнт підсилення. З метою оцінки випромінюючих властивостей АР РЩВ та для дослідження її частотних характеристик розроблена та досліджена АР з ЩРВ та фідерний тракт для синфазного збудження її окремих елементів.

На рис. 2.19 зображена двовимірна АР, яка складається з чотирьох ЩРВ.

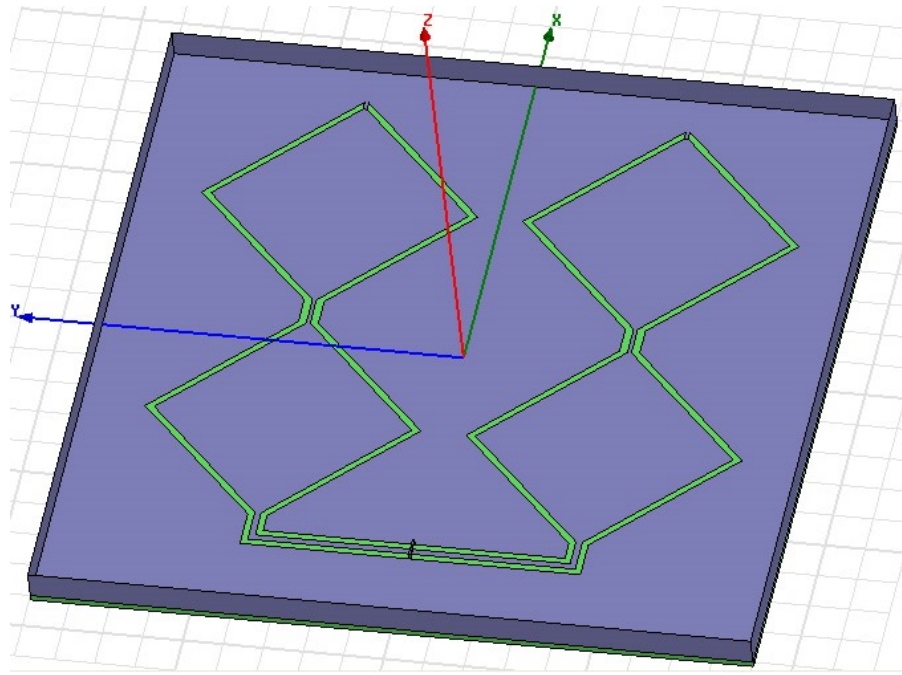
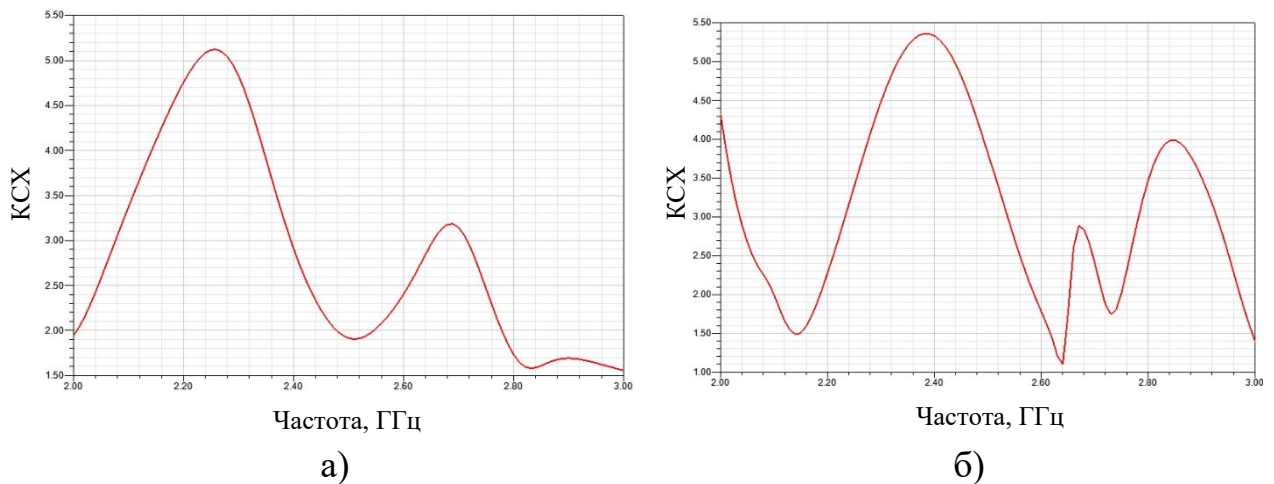
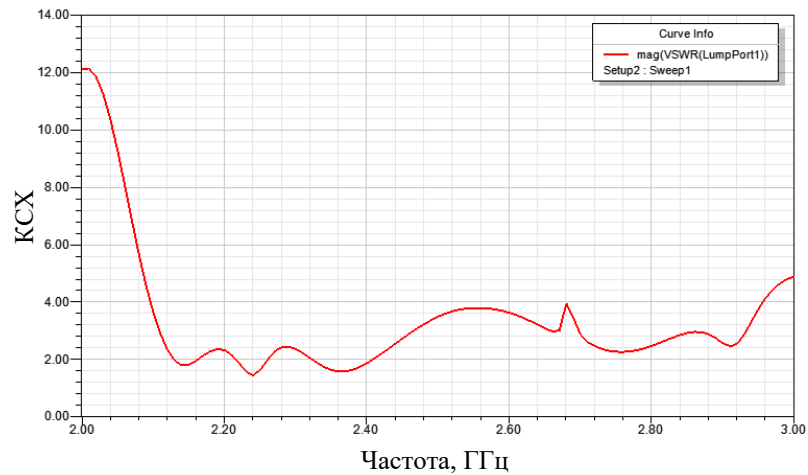


Рис. 2.19. Антенна решітка з чотирьох щілинних ромбічних випромінювачів

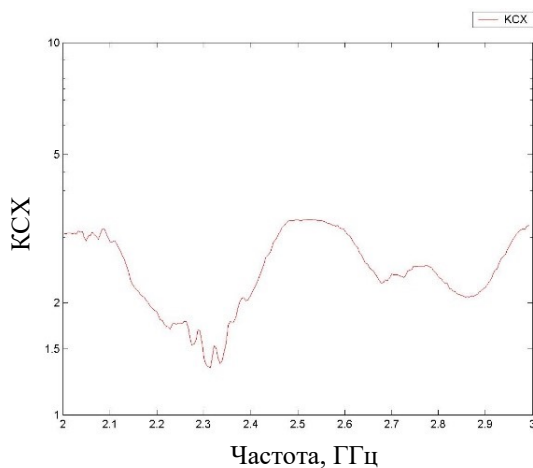
На рис. 2.20 та 2.21 представлені частотні залежності КСХ антенної решітки щілинних випромінювачів в режимі КЗ без рефлектора, а також з рефлектором, розташованим на відстані 8 мм над площиною, в якій прорізана щілина, отримані за допомогою програми HFSS та експериментально. Параметри діелектрика: $\epsilon=5.5$, $\text{tg } \delta = 0.02$, товщина 1.6 мм.



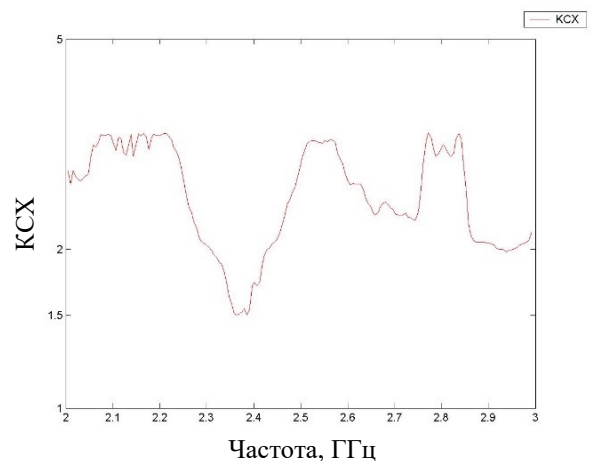


в)

Рис. 2.20. Частотні залежності коефіцієнту стоячої хвилі антенної решітки з чотирьох щілинних ромбічних випромінювачів в режимі короткого замикання: а – без рефлектора, б – з рефлектором, в – з рефлектором під кутом 2 градуса, низ екрану на висоті 8 мм



а)



б)

Рис. 2.21. Частотні залежності коефіцієнту стоячої хвилі антенної решітки з чотирьох щілинних ромбічних випромінювачів в режимі короткого замикання, отримані експериментально: а – без рефлектора, б – з рефлектором

На рис. 2.22-2.25 представлені ДС АР з чотирьох ЩРВ на частоті 2.4 ГГц в площинах $Y0Z$ (червона) та $X0Z$ (синя), отримані за допомогою програми HFSS та експериментально.

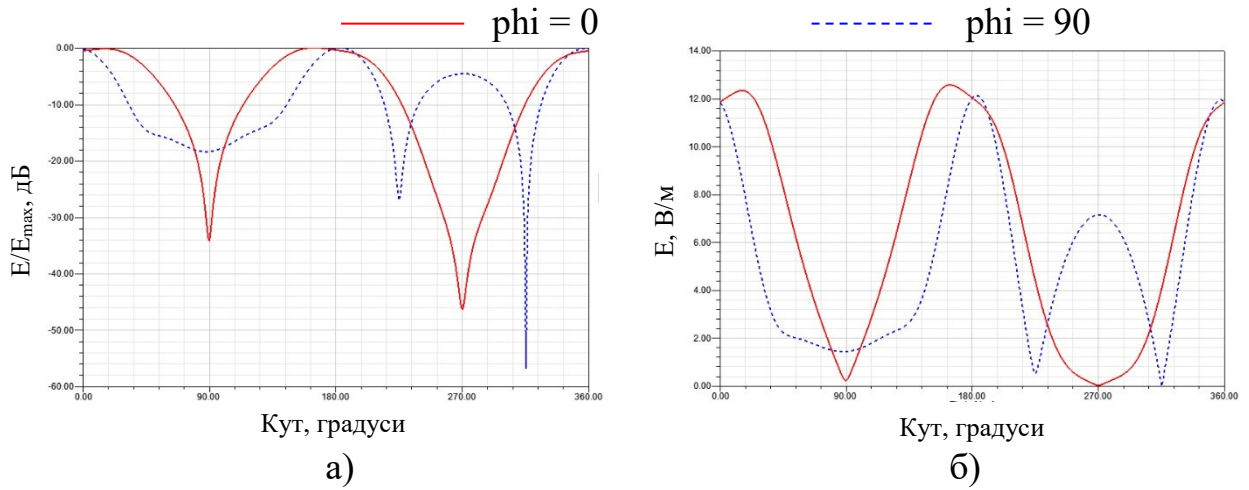


Рис. 2.22. Діаграма спрямованості антенної решітки чотирьох щілинних ромбічних випромінювачів без екрану в площині $Y0Z$ (червона) та $X0Z$ (синя), отримані за допомогою програми HFSS, а – в децибелах, б – величина сигналу

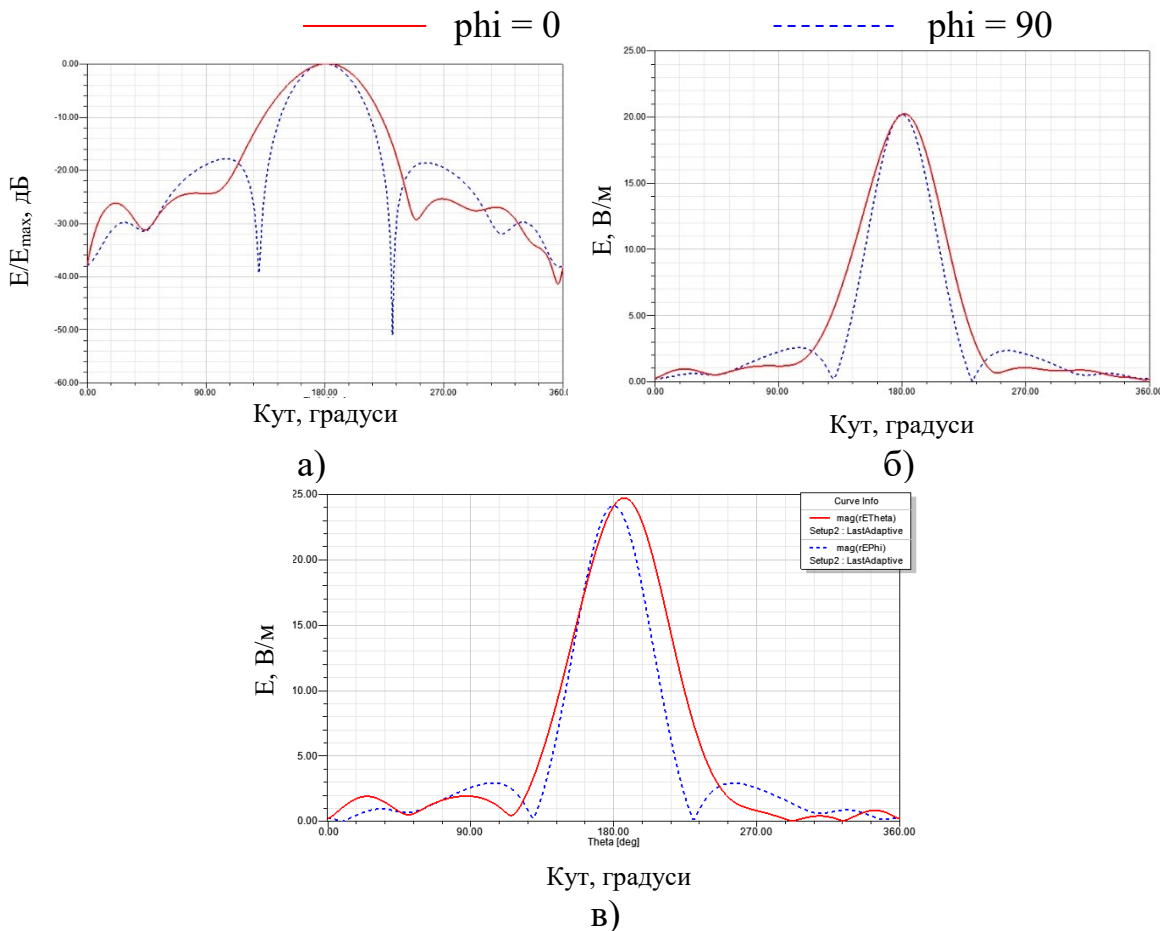


Рис. 2.23. Діаграма спрямованості антенної решітки чотирьох щілинних ромбічних випромінювачів з екраном в площинах $Y0Z$ (червона) та $X0Z$ (синя), отримані за допомогою програми HFSS, а – в децибелах, б – величина сигналу, в – з рефлектором під кутом 2 градусу, низ екрану на висоті 8 мм

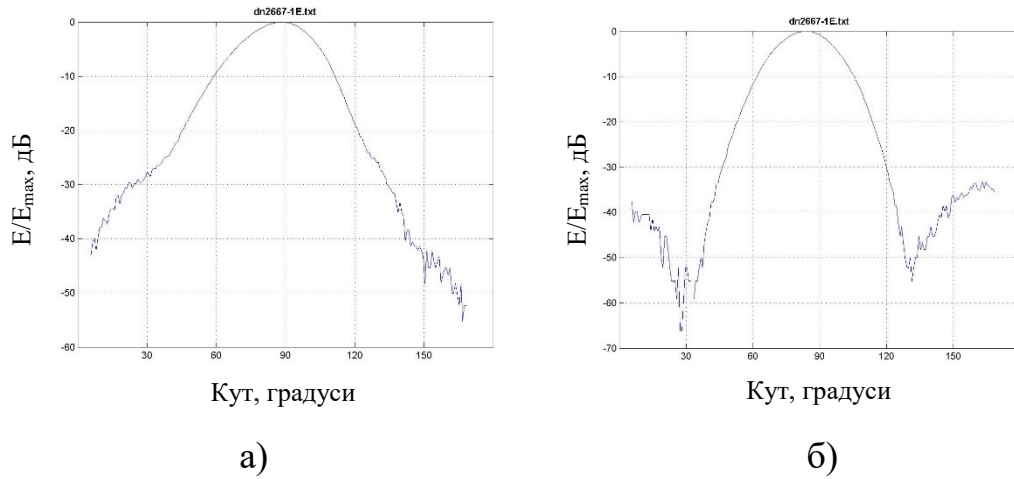


Рис. 2.24. Діаграма спрямованості антенної решітки чотирьох щілинних ромбічних випромінювачів без екрану отримані експериментально: а - в площині $Y0Z$, б – в площині $X0Z$

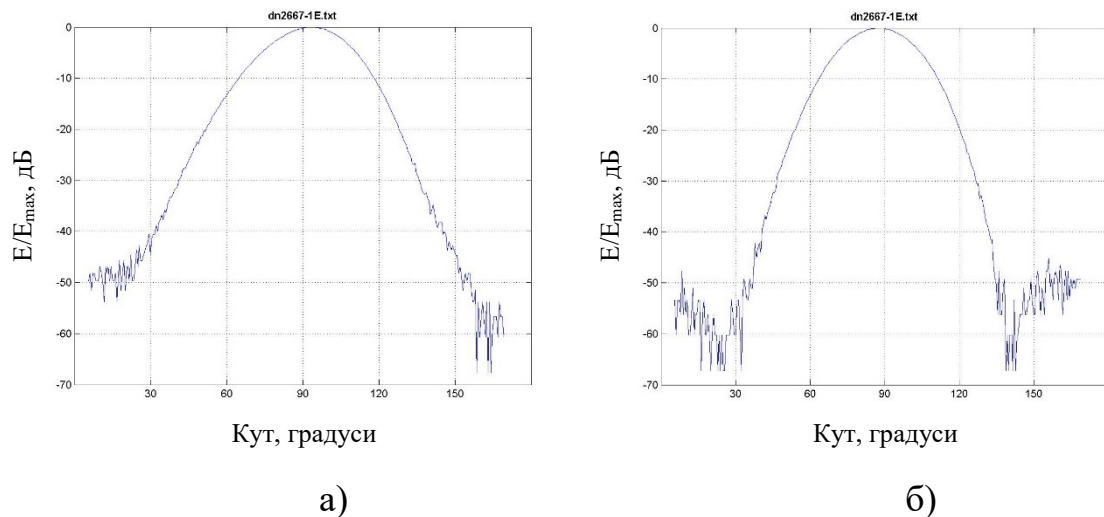


Рис. 2.25. Діаграма спрямованості антенної решітки чотирьох щілинних ромбічних випромінювачів з екраном отримані експериментально: а - в площині $Y0Z$, б – в площині $X0Z$

На рис. 2.26, 2.27 представлені ДС кросполяризованого сигналу АР з чотирьох ромбоподібних щілинних випромінювачів з рефлектором на частоті 2.4 ГГц в площинах $X0Z$ (червона) та $Y0Z$ (синя), отримані за допомогою програми HFSS та експериментально.

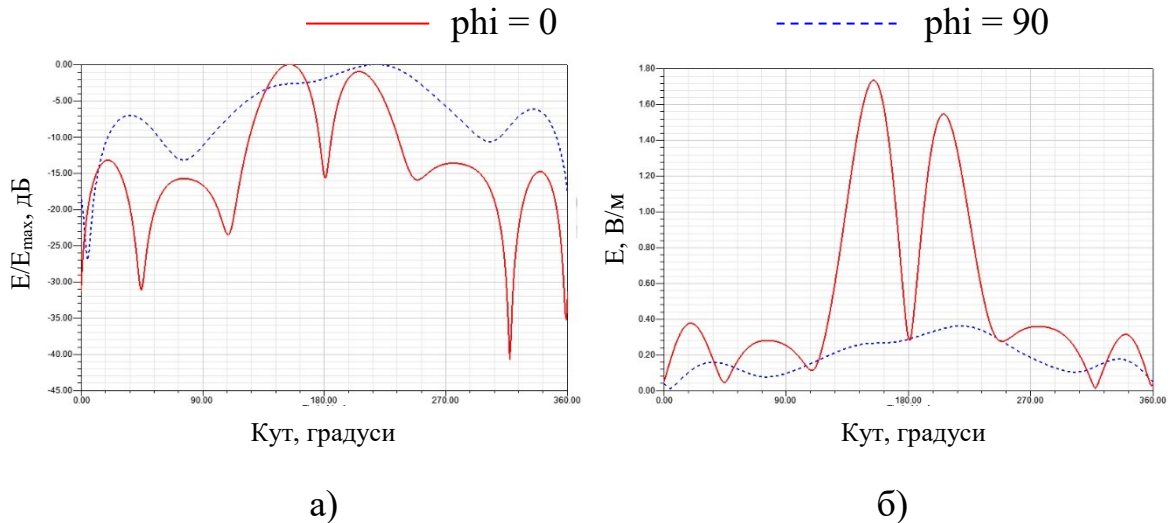


Рис. 2.26. Діаграма спрямованості кросполяризованого сигналу на частоті 2.4 ГГц, отримані за допомогою програми HFSS: (червона) – в площині X0Z, (синя) - в площині Y0Z, а – в децибелах, б – величина сигналу

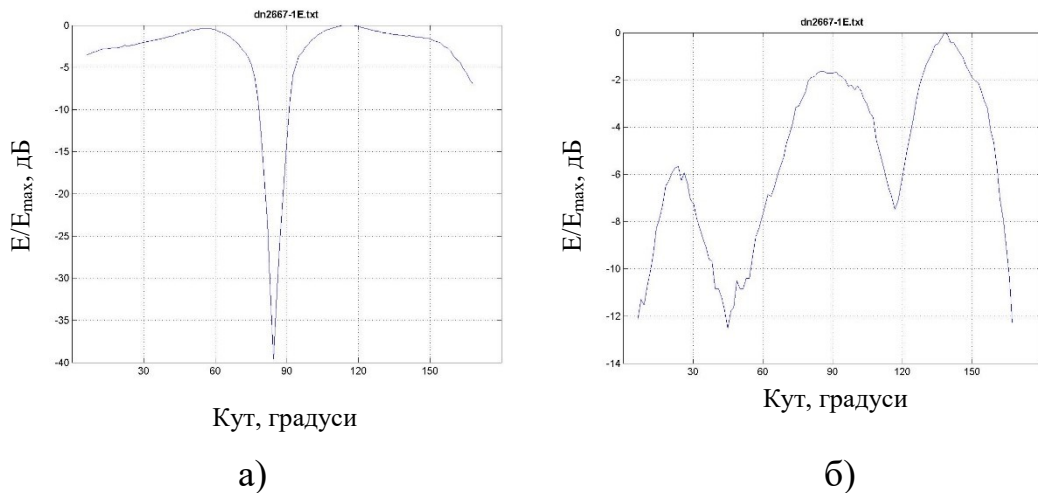


Рис. 2.27. Діаграма спрямованості кросполяризованого сигналу на частоті 2.4 ГГц, отримані експериментально: а – в площині X0Z, б - в площині Y0Z

Досліджено вплив відстані AP з чотирьох ромбоподібних щілинних випромінювачів до рефлектора (рис. 2.27).

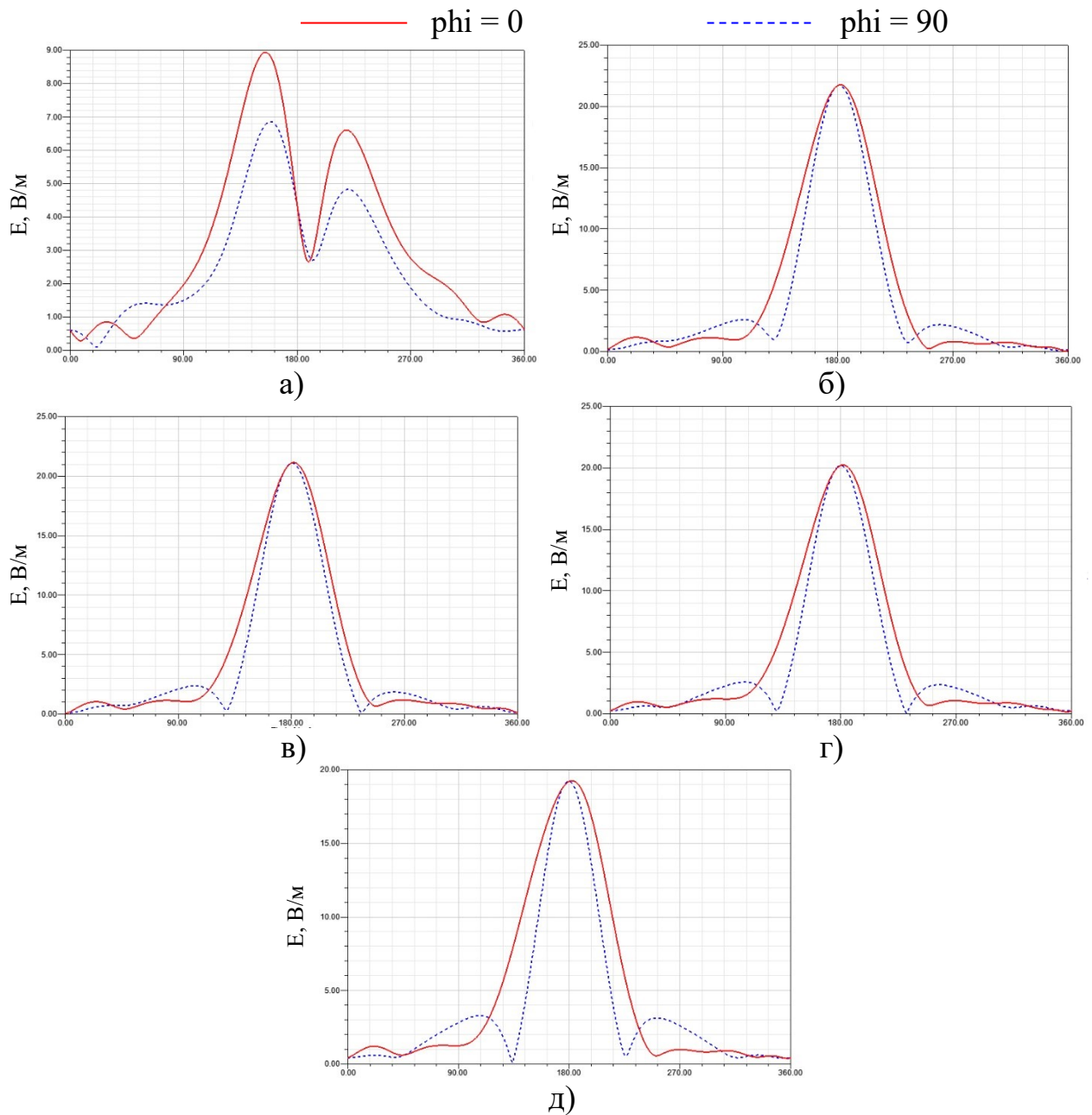


Рис. 2.28. Діаграма спрямованості антенної решітки з чотирьох ромбоподібних щілинних випромінювачів з екраном отримані за допомогою програми HFSS в площинах $Y0Z$ (червона) та $X0Z$ (синя): а – відстань до екрану 6мм, б – 7мм, в – 7.5мм, г – 8мм, д – 9мм

Враховуючи те, що ЩВ можуть виконуватись у екранах великих розмірів (наприклад, у обшивці літака, безпілотного літального апарату або наземного транспортного засобу), актуальним є завдання розроблення математичної моделі для дослідження впливу розмірів екрану, у якому

прорізана щілина, на властивості ЩВ та здатної проводити швидкий розрахунок електродинамічних характеристик ЩВ та антенних решіток з декількох випромінювачів.

2.6. Висновки до розділу 2

1. За допомогою засобів комп'ютерного моделювання розроблено 3D модель щілинного випромінювача ромбічної форми. Досліджено вплив форми ромба на діаграму спрямованості випромінювача. При цьому виявлено, що випромінювання має односпрямований характер в напрямку нормалі до площини випромінювача при периметрі ромбу, рівному $2\lambda_{ш}$.

2. Для проведення порівняльного аналізу методів комп'ютерного моделювання розроблені 3D моделі щілинного ромбічного випромінювача у екрані обмеженого розміру та досліджені їх частотні та випромінюючі властивості. Встановлено, що найменшого часу та об'єму пам'яті потребує 2.5D метод моделювання, що ґрунтується на методі моментів. При цьому при розмірі комірки $S=0.68$ мм час розрахунку становив 1 хв. 9 секунд при необхідному об'ємі пам'яті 359 Мб.

3. Розроблено конструкцію антенної решітки з чотирьох щілинних ромбічних випромінювачів. Застосування компланарної схеми живлення дало змогу забезпечити синфазність живлення елементів антенної решітки. Діапазон робочих частот антенної решітки становить 2.32..2.75 ГГц, а коефіцієнт підсилення становить 12.2 дБ.

РОЗДІЛ 3. МОДЕЛЮВАННЯ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ ЩІЛИННОГО РОМБІЧНОГО ВИПРОМІНЮВАЧА У ЕКРАНІ СКІНЧЕНИХ РОЗМІРІВ

У третьому розділі запропоновано удосконалену математичну модель процесу випромінювання щілини в екрані скінчених розмірів. На відміну від інших моделей, застосовано метод наведених ЕРС для знаходження взаємних опорів диполів двох ортогональних решіток в присутності діелектрика.

3.1. Постановка задачі

Геометрія ЩРВ показана на рис. 3.1. Металевий лист з прорізаною щілиною у формі ромба, симетричного по відношенню до осі y , розташований на діелектричній підкладці товщиною d з відносною діелектричною проникністю ϵ_r .

Конструктивні особливості випромінювача, а також амплітудно-фазовий розподіл збудження визначають радіотехнічні показники випромінювача [109].

Існує декілька підходів до аналізу випромінювачів біжучої та витікаючої хвилі. Їх можна еквівалентно представити у вигляді відрізків двопровідної лінії з підключеними на певній віддалі зосередженими опорами та провідностями, що з'єднують ці провідники. При цьому задача аналізу зводиться до розв'язку системи диференційних рівнянь першого порядку відносно невідомих опорів та провідностей для різних форм розподілу напруги або струму в лінії, які потрібні для практичної реалізації [110]. Для аналізу АР диполів, що збуджуються полем біжучої хвилі, із заданим розподілом струму на вході застосуємо метод наведених ЕРС для знаходження вхідних опорів диполів.

Для знаходження розподілу струму на поверхні металевої площини з прорізаною криволінійною щілиною, що збуджується стороннім джерелом

електромагнітної енергії, запропонований метод, суть якого полягає в наступному:

1) металевий лист замінено невідомою густиною поверхневого струму $J(x, y) = J_x \hat{x} + J_y \hat{y}$ [6];

2) провідна поверхня представлена у вигляді подвійної решітки з N вертикальних і M горизонтальних безмежно тонких дипольних випромінювачів довжиною $L \ll \lambda$, розташованих на відстані Δl один від одного (рис. 3.1) [6];

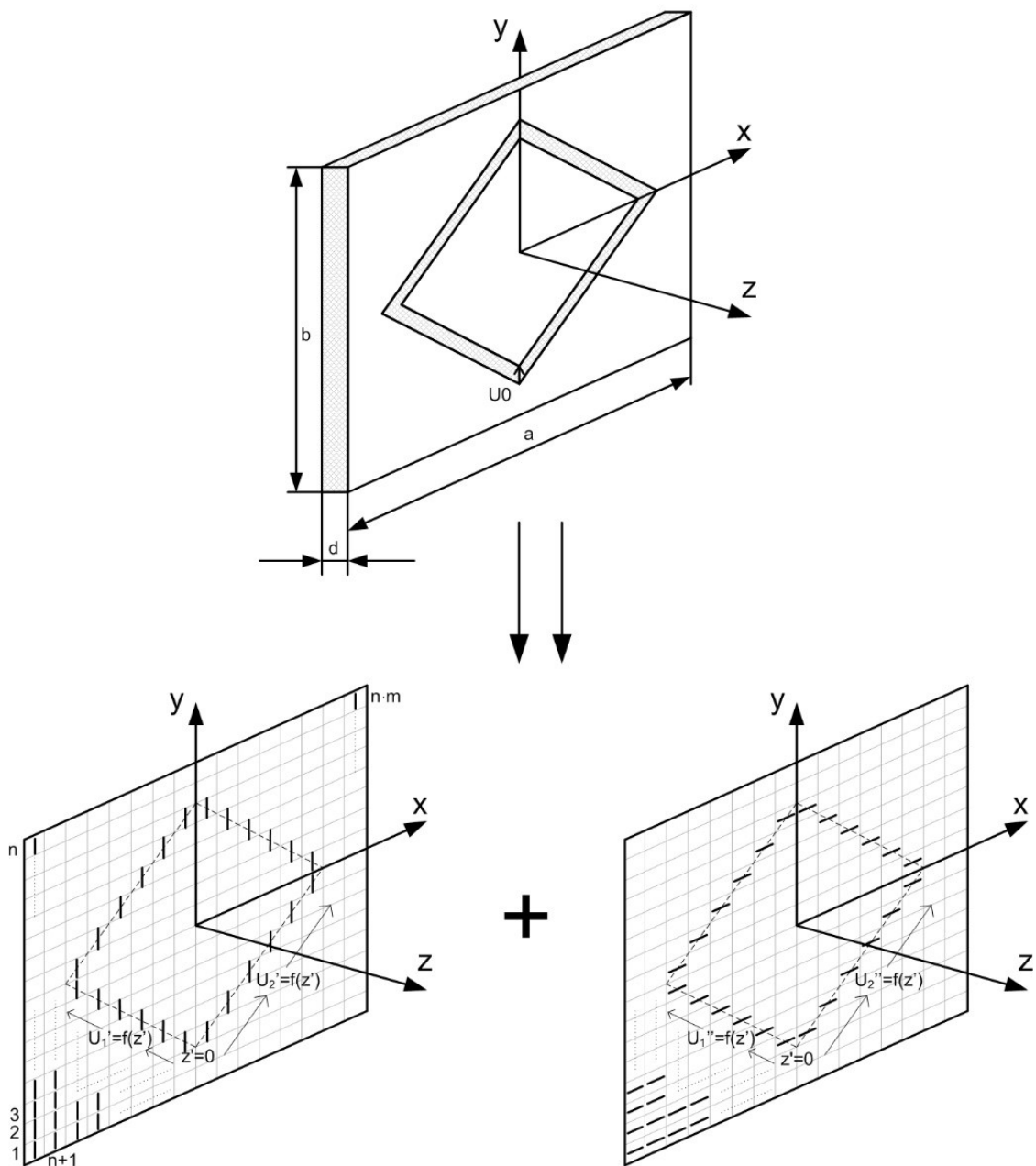


Рис. 3.1. Метод декомпозиції щілинного ромбічного випромінювача

3) закон розподілу струму вздовж диполів – гармонійний, а активні вібратори розташовані вздовж щілинної лінії (рис. 3.2) і живляться в центрі δ -розриву напругою, закон розподілу якої характерний для довгої лінії з втратами в режимі, який визначається опором навантаження. Віддаль між точками живлення активних диполів вважається нескінченно малою [6].

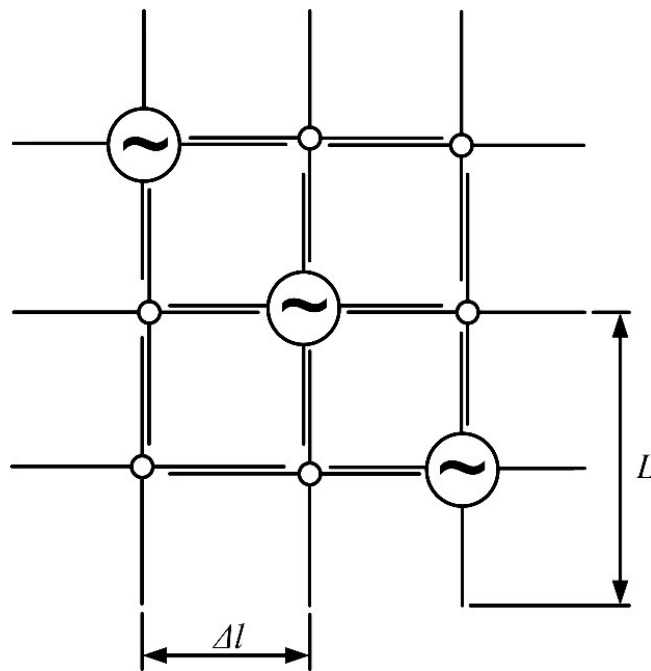


Рис. 3.2. Модель щілинного ромбічного випромінювача

Характеристики моделі ЩРВ:

- Безмежно мала товщина металевого шару;
- Металеві поверхні є ідеально провідними;
- Досліджено режим короткого замикання;
- Відносна діелектрична проникність підкладки: $\varepsilon_{rl} = 5.5$;
- Ширина щілини: $w = 1.5 \text{ mm}$;
- Висота діелектричної підкладки: $t = 1.5 \text{ mm}$;
- Відношення периметру ромбу Π до довжини хвилі у щілинній лінії $\lambda_{щ}$: $\Pi/\lambda_{щ}=2$.

Скінчені розміри діелектричної підкладки, на якій розташований металевий екран, здійснюють значний вплив на довжину хвилі у щілинній лінії. Для визначення точного розподілу напруги для заданого співвідношення w/h значення довжини хвилі у щілинній лінії отримане з використанням виразу в замкненій формі, наведеного у [40].

3.2. Формулювання системи лінійних алгебраїчних рівнянь

Величини невідомих струмів диполів, виражені вектором-стовпцем $[I]$, можуть бути визначені з відомої матриці взаємних опорів $[Z]$ та розподілу напруг живлення диполів $[U]$ методом наведених електрорушійних сил за допомогою розв'язання системи лінійних алгебраїчних рівнянь (СЛАР):

$$\begin{bmatrix} Z_{11}, Z_{12} \dots Z_{1m} \\ Z_{21}, Z_{22} \dots Z_{2m} \\ \vdots \\ Z_{n1} \dots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ \vdots \\ U_n \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

де Z – матриця взаємних опорів решітки вертикальних або горизонтальних диполів [6]. Вхідний опір i -го диполя являє собою суму взаємних опорів Z_{ij} з врахуванням комплексних амплітуд струмів на вході i -го та j -го диполів I_i, I_j .

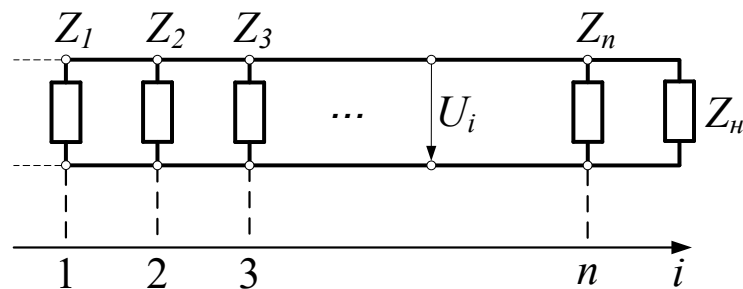


Рис. 3.3. Модель щілинної лінії передачі, навантаженої опором Z_n

Напруга вздовж лінії живлення активних диполів (рис. 3.3) задана законом:

$$U(z) = U_0[e^{-\gamma z} + \rho \cdot e^{\gamma z}] \quad (3.2)$$

де U_0 - сталий множник;

$\gamma = \alpha + j\beta$ - комплексна стала поширення;

α - коефіцієнт загасання;

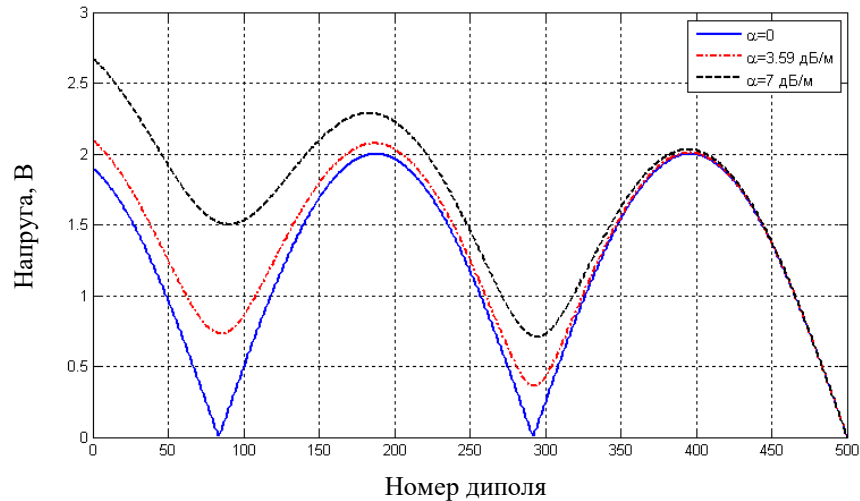
β - коефіцієнт фази;

ρ - коефіцієнт відбиття.

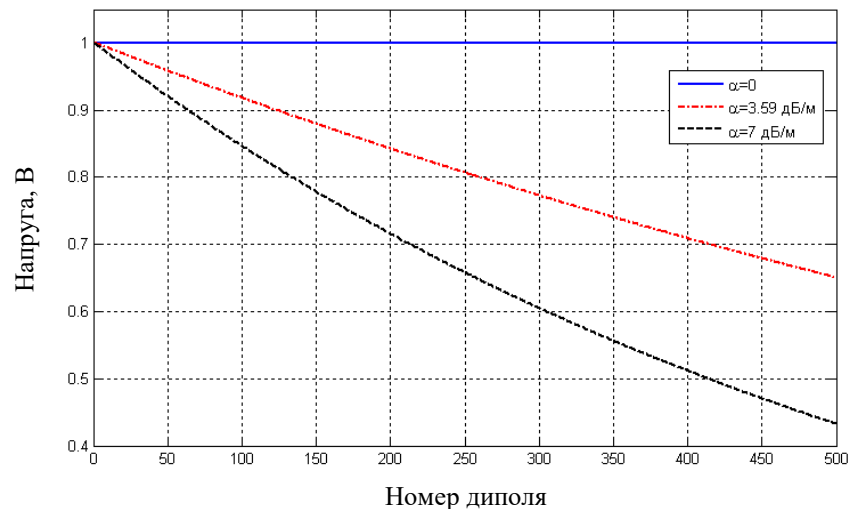
В режимі короткого замикання ($Z_H = 0, \rho = -1$): $U(z) = U_0[e^{-\gamma z} - e^{\gamma z}]$.

В режимі біжучої хвилі ($Z_H = Z_0, \rho = 0$): $U(z) = U_0 \cdot e^{-\gamma z}$.

Залежності $U(z)$ при різних значеннях α зображені на рис. 3.4.



а)



б)

Рис. 3.4. Напруга вздовж щілинної лінії передачі: а - в короткозамкненому режимі, б – в режимі біжучої хвилі

Алгоритм визначення вертикальних та горизонтальних компонентів напруги у ЩЛП, які живлять, відповідно, вертикальні та горизонтальні активні диполі, подано далі.

Тангенціальна складова $E(\xi)$ напруженості електричного поля в щілині у випадку, зображеному на рис. 3.6, є функцією координати ξ , що співпадає з віссю ЩЛП. Відомо, що інтеграл цієї функції вздовж осі $O\tau$ в кожному січенні апертури є напругою $U(\xi)$ між контурами щілини в цьому перерізі:

$$U(\xi) = \int_{-w/2}^{w/2} E(\tau, \xi) d\tau. \quad (3.3)$$

Для дослідження криволінійного щілинного випромінювача (рис. 3.2) поверхня представляється подвійною решіткою з вертикальних і горизонтальних диполів.

Вхідні опори Z'_i диполів горизонтальної АР (рис. 3.5.а) та Z''_i - вертикальної АР (рис. 3.5.б) живляться напругами $U_x(\xi)$ та $U_y(\xi)$.

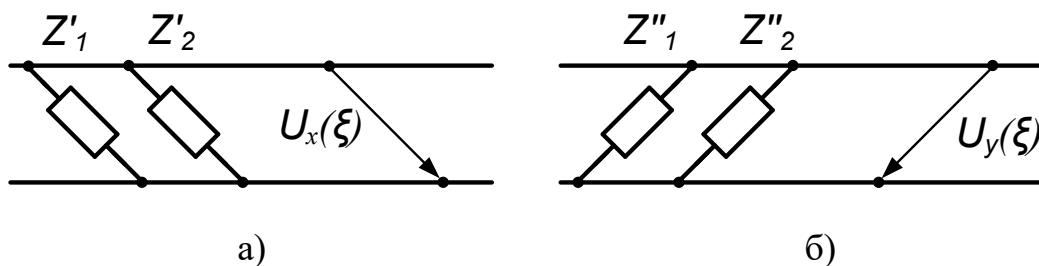


Рис. 3.5. Активні симетричні вібратори антенних решіток горизонтальних (а) та вертикальних (б) диполів

Отримано вирази для горизонтальних $U_x(\xi)$ та вертикальних $U_y(\xi)$ складових напруги між контурами щілини, розміщеної під кутом φ .

Напруженості поля розкладаємо на компоненти:

$$E(\tau, \xi) = E_x(\tau, \xi) + E_y(\tau, \xi). \quad (3.4)$$

Оскільки $w \ll \lambda$, поле $E(\tau, \xi)$ в поперечному січенні щілини передбачається незалежним від τ .

Вертикальна та горизонтальна компоненти напруги в ЩЛП, розміщеної під кутом φ зображені на рис. 3.6.

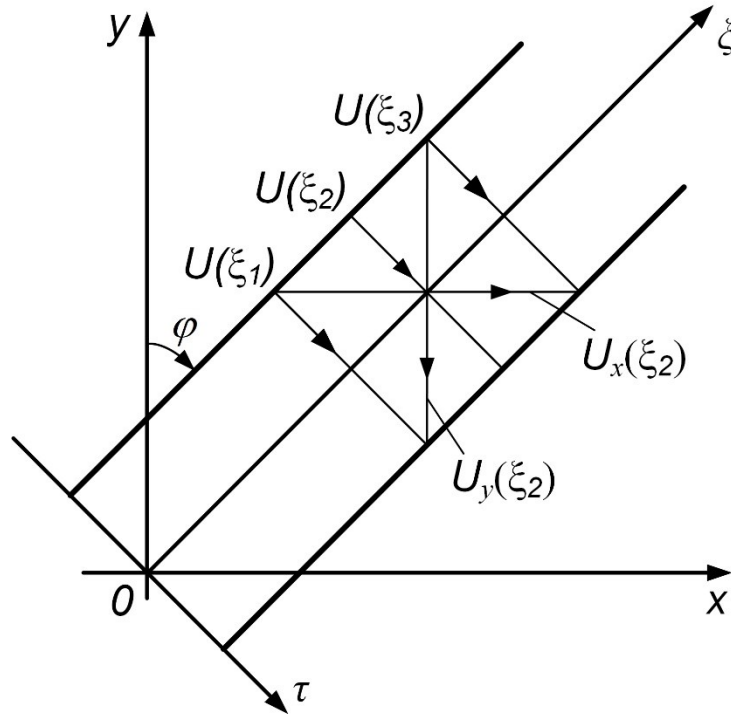


Рис. 3.6. Компоненти напруги в щілинній лінії передачі

$$U_x(\xi) = \int_{w_x} E_x(\tau, \xi) d\tau, \quad (3.5)$$

$$U_y(\xi) = \int_{w_y} E_y(\tau, \xi) d\tau. \quad (3.6)$$

У формулах (3.5) та (3.6) w_x – січення щілини по осі $0x$, w_y – січення щілини по осі $0y$.

При $\varphi=45^\circ$ компоненти напруг живлення вертикальних диполів U_{yi} і горизонтальних диполів U_{xi} рівні між собою, їх амплітудний розподіл вздовж щілинної лінії в режимі короткого замикання при $\alpha=3.59$ зображено на рис. 3.7.

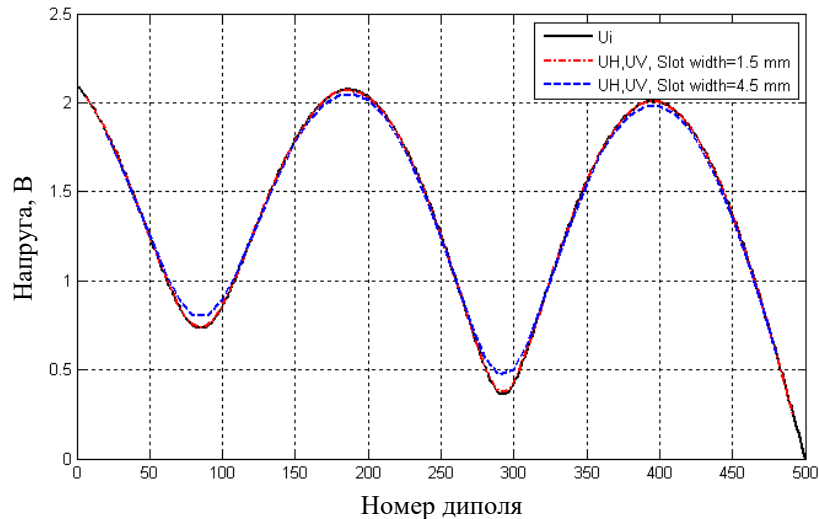


Рис. 3.7. Вертикальна компонента напруги вздовж щілинної лінії передачі в короткозамкненому режимі

На рис. 3.7 показані залежності при $w=1.5$ мм та 4.5 мм. Розподіли компонентів $U_x(\xi)$ та $U_y(\xi)$ відрізняються від $U(\xi)$ у місцях мінімумів та максимумів, причому відхилення зростає при збільшенні ширини щілини. В режимі біжучої хвилі при відсутності мінімумів та максимумів у розподілі напруги компоненти $U_x(\xi)$ та $U_y(\xi)$ приблизно рівні $U(\xi)$.

3.3. Чисельна реалізація вирішення системи лінійних алгебраїчних рівнянь

Для знаходження розв'язку СЛАР була створена програма в середовищі Matlab. Код програми дослідження електродинамічних характеристик ЩРВ наведений у додатку Д.

Структура складеної програми відповідає умовам ефективності, гнучкості та зручності у користуванні. Використання алгоритмічної мови високого рівня забезпечило програмі компактність та прозорість. Узагальнена структурна схема програми (рис. 3.8) дає достатнє уявлення про її будову. Вхідні дані до програми були чисельного типу: відносна діелектрична проникливість діелектричної підкладки, крок антенної решітки, кількість диполів у АР та робоча частота.



Рис. 3.8. Узагальнена структурна схема програми

Розподіл поверхневих струмів ЩРВ, який в подальшому використовувався для обчислення електродинамічних характеристик випромінювача, досліджений з використанням розробленої програми в системі MATLAB.

Закон розподілу струму вздовж вібраторів – гармонійний. Застосовуючи метод наведених ЕРС знаходяться вертикальні (рис. 3.9) та горизонтальні компоненти (рис. 3.10) струмів диполів.

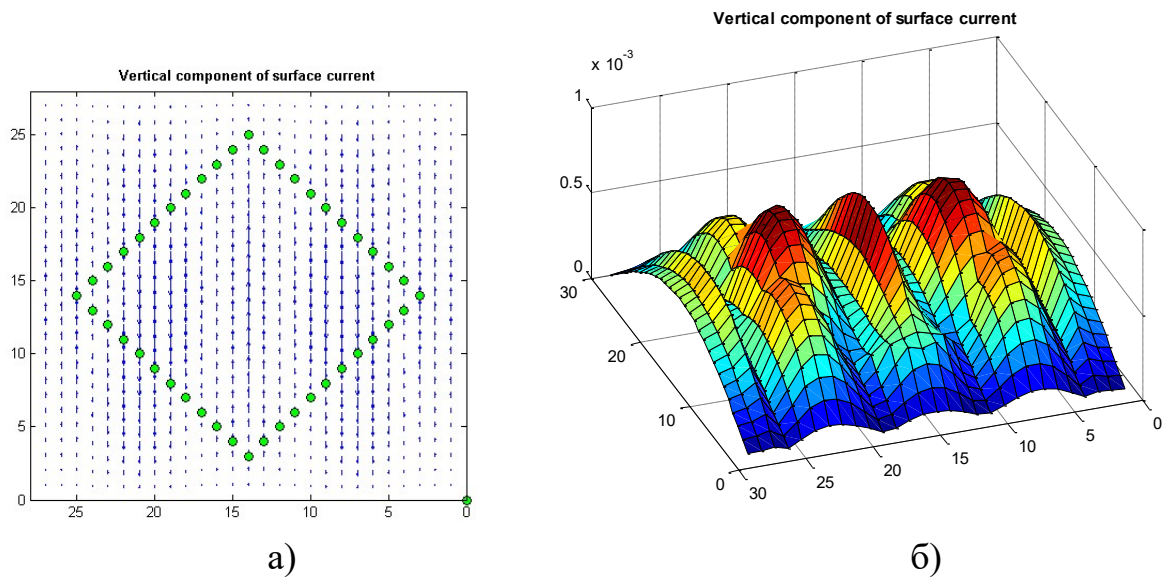


Рис. 3.9. Вертикальні компоненти поверхневих струмів щілинного ромбічного випромінювача

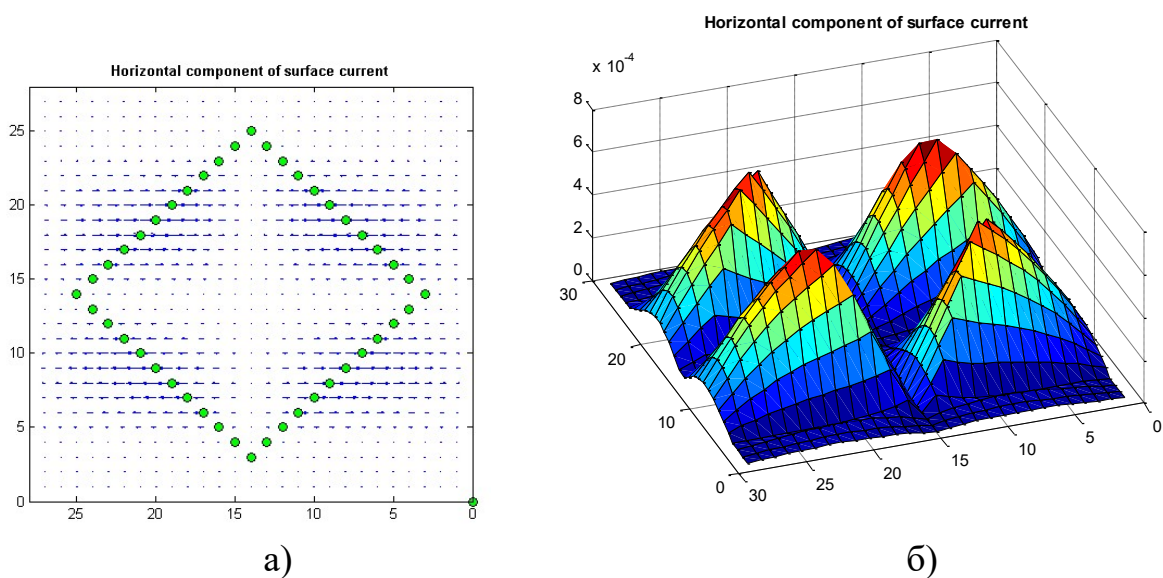


Рис. 3.10. Горизонтальні компоненти поверхневих струмів щілинного ромбічного випромінювача

На рис. 3.9 та 3.10 зображені розраховані значення струмів на поверхні металевого екрану при відношенні периметра ЩРВ до $\lambda_{\text{ш}}=2$.

Сума вертикальних та горизонтальних компонент представляє векторний розподіл поверхневих струмів ЩРВ (рис. 3.11).

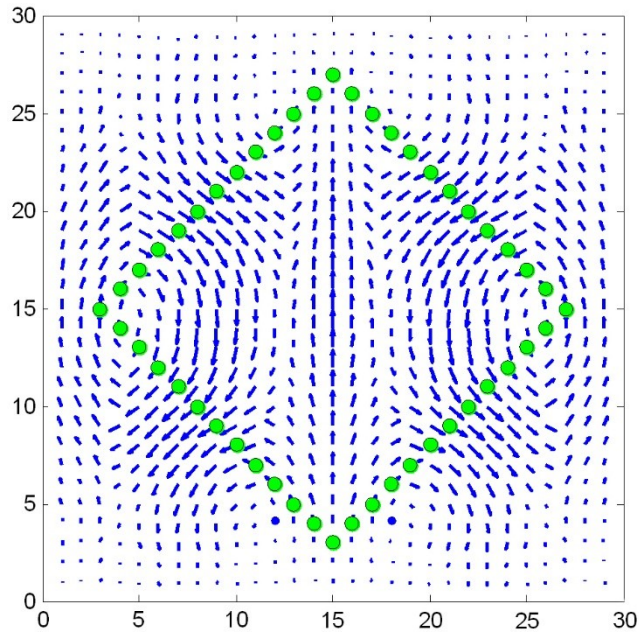
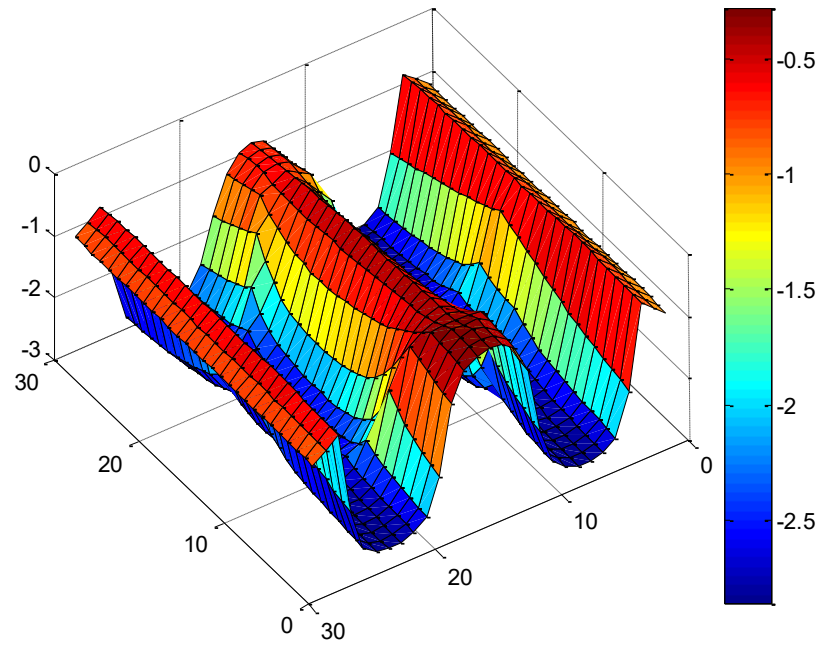


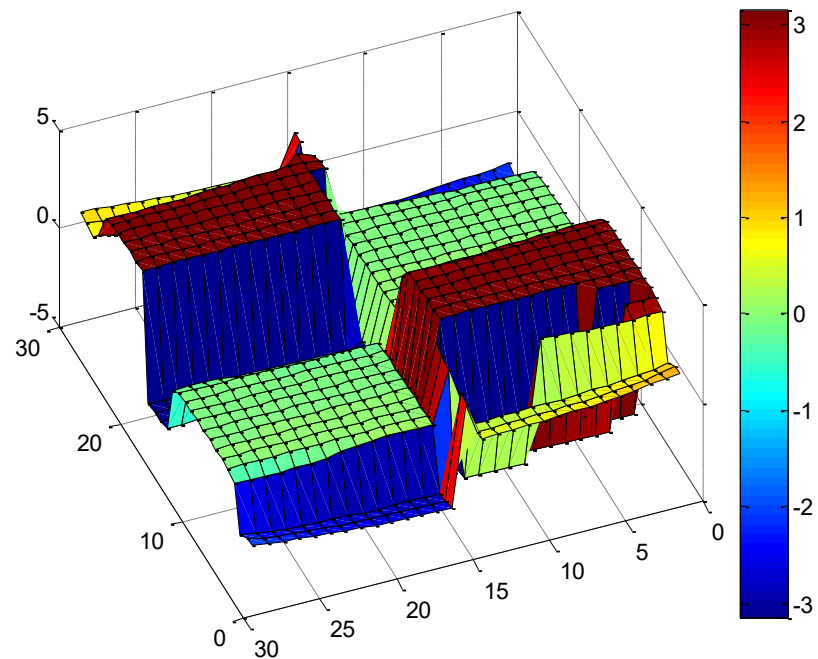
Рис. 3.11. Модель щілинного ромбічного випромінювача з векторним розподілом поверхневих струмів

Рис. 3.11 представляє розподіл поверхневих струмів ЩРВ у металевій площині квадратної форми. Підключення живлення ЩЛП в режимі короткого замикання здійснюється у нижній точці ромбу.

На рис. 3.12 представлені фазові характеристики поверхневих струмів ЩРВ.



а)



б)

Рис. 3.12. Фазовий розподіл вертикальних (а) та горизонтальних (б) компонент поверхневого струму щілинного ромбічного випромінювача

Досліджуючи фазу вертикальних та горизонтальних компонент поверхневого струму видно, що ЩРА з розмірами 87x87 мм на частоті

2.4 ГГц складається з чотирьох областей, у яких зсув фази між горизонтальними та вертикальними компонентами складає $+29^\circ$ та -155° .

Досліджено вплив розмірів металевого екрану на розподіл поверхневого струму. Проведений аналіз ЩРВ з розмірами 87×87 мм, 87×137 мм, 87×250 мм. Отримані розподіли поверхневого струму представлені на рис. 3.13.

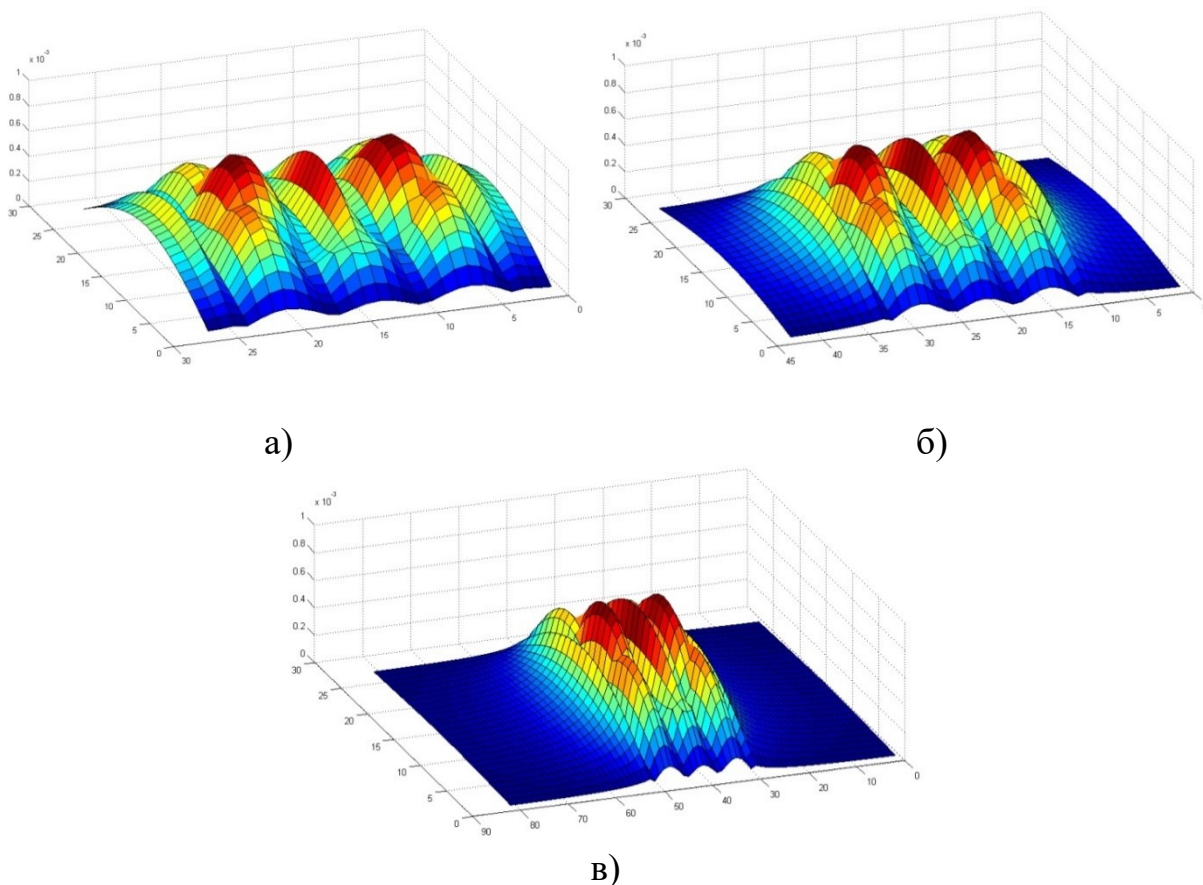
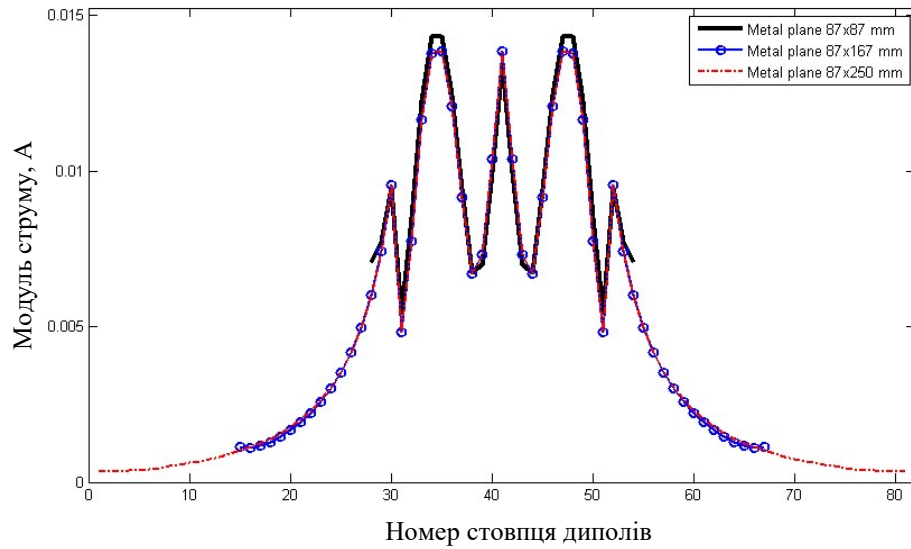
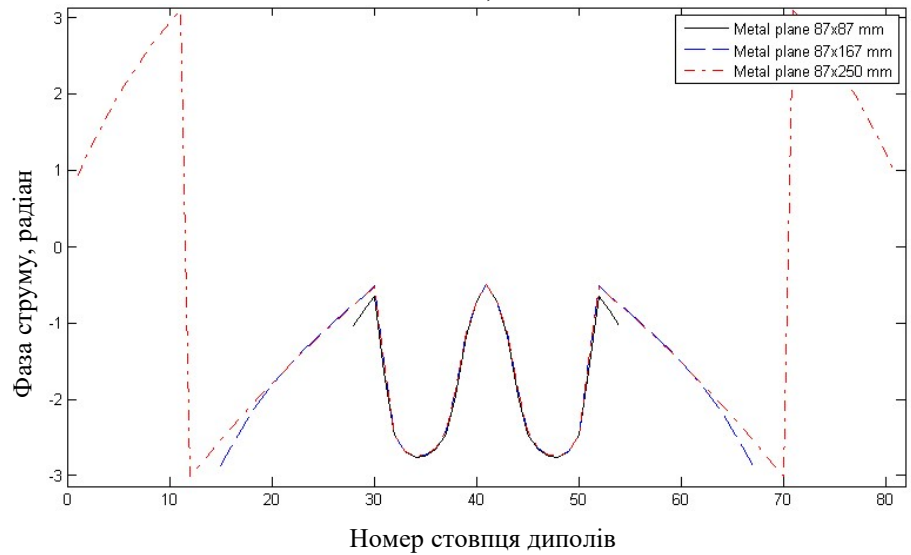


Рис. 3.13. Розподіл поверхневих струмів щілинного ромбічного випромінювача з розмірами: а – 87×87 мм, б – 87×137 мм, в – 87×250 мм

На рис. 3.14 показана залежність модуля та фази суми по стовпцях вертикальних компонентів струму від розмірів металевого екрану.



а)



б)

Рис. 3.14. Залежність суми по стовпцях вертикальних компонентів струму від розмірів металевого екрану: а – модуль струму, б – фаза струму

На рис. 3.15 показана залежність модуля та фази суми по рядках вертикальних компонентів струму від розмірів металевого екрану.

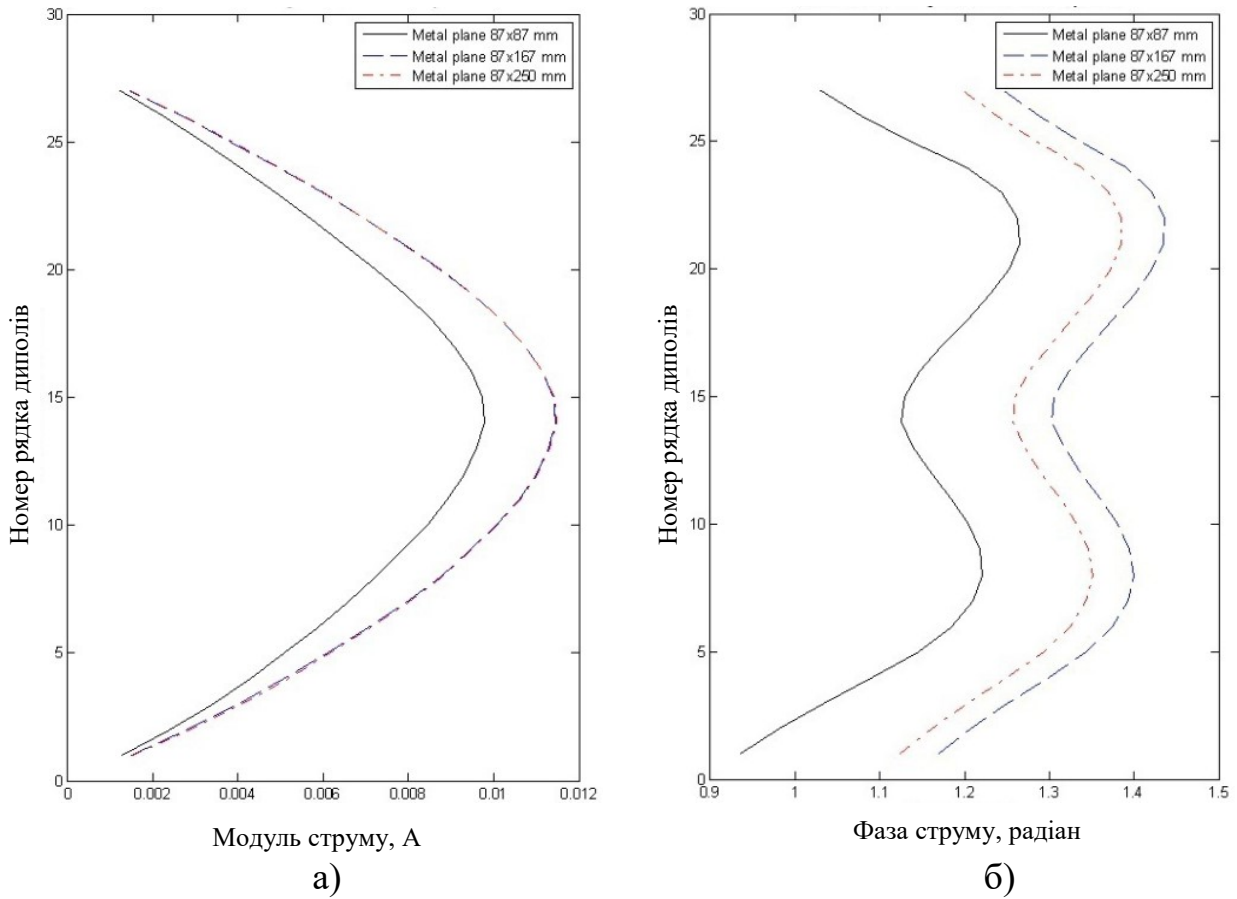
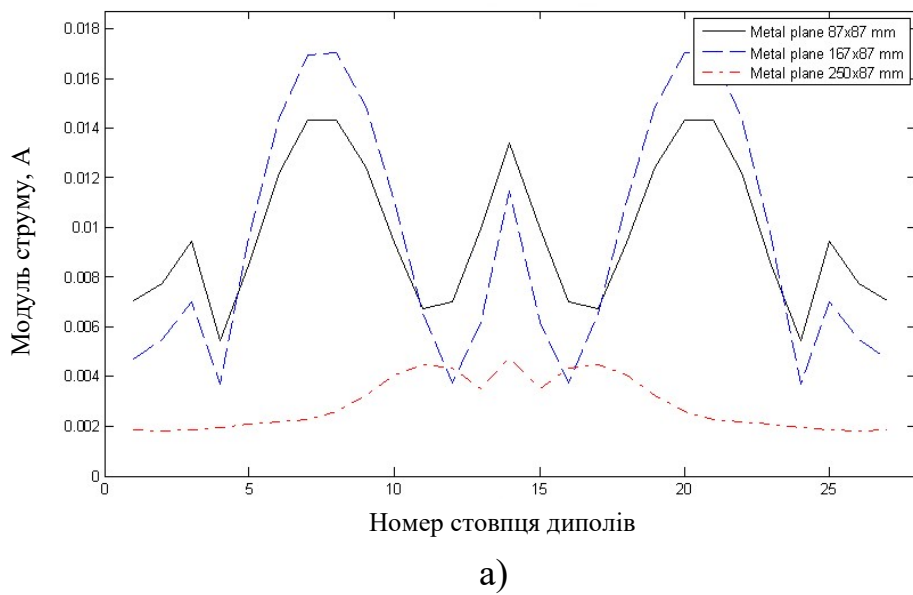
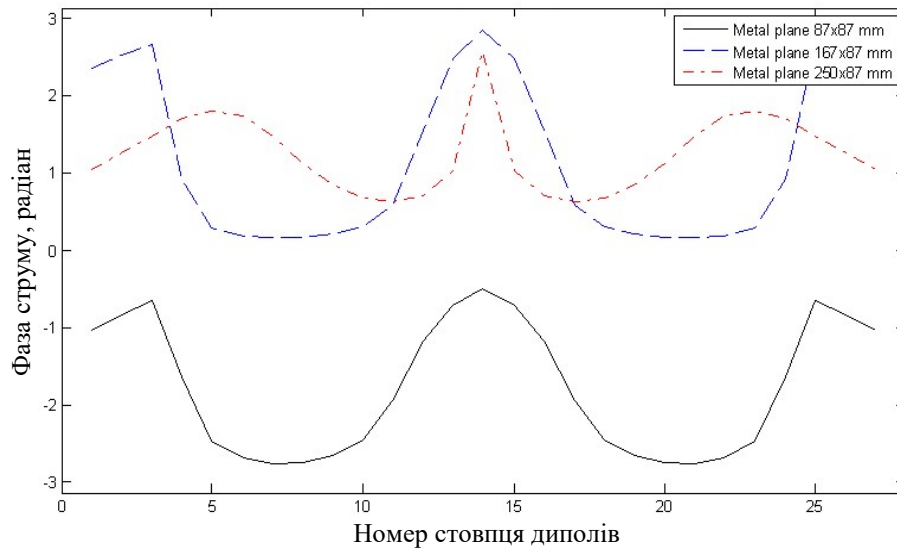


Рис. 3.15. Залежність суми по рядках вертикальних компонентів струму від розмірів металевого екрану: а – модуль струму, б – фаза струму

На рис. 3.16 показана залежність модуля та фази суми по стовпцях горизонтальних компонентів струму від розмірів металевого екрану.

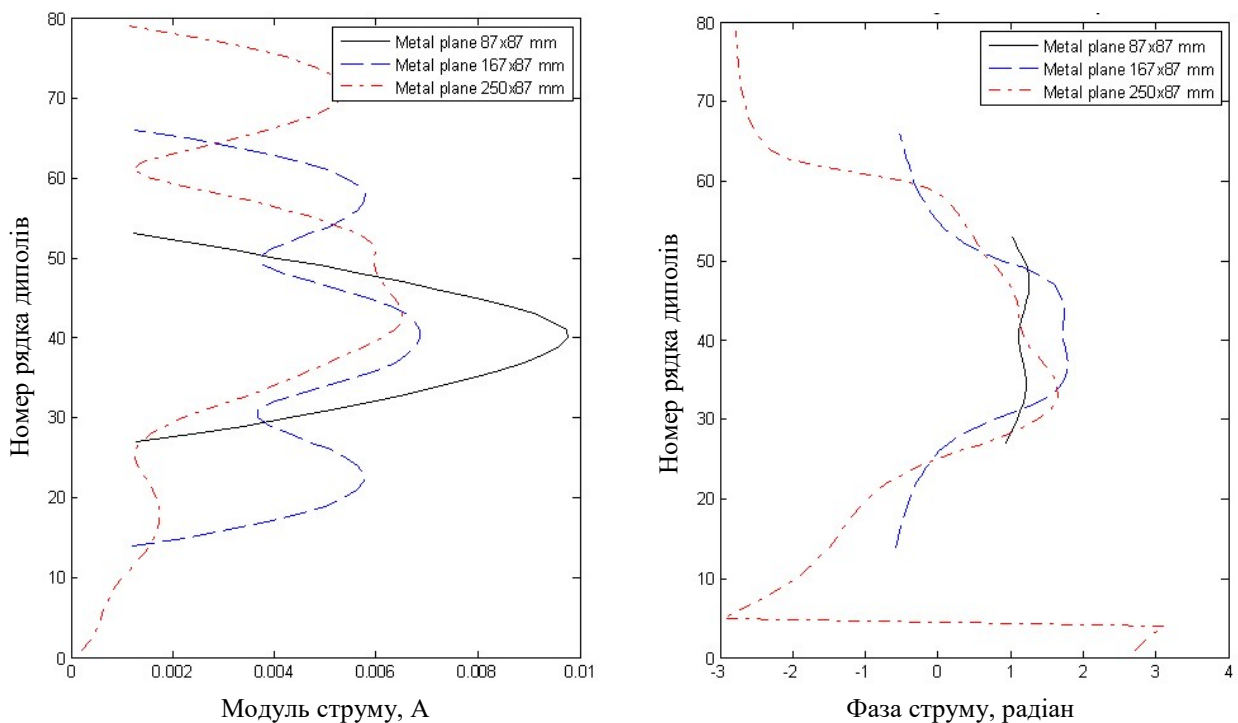




б)

Рис. 3.16. Залежність суми по стовпцях горизонтальних компонентів струму від розмірів металевого екрану: а – модуль струму, б – фаза струму

На рис. 3.17 показана залежність модуля та фази суми по рядках горизонтальних компонентів струму від розмірів металевого екрану.

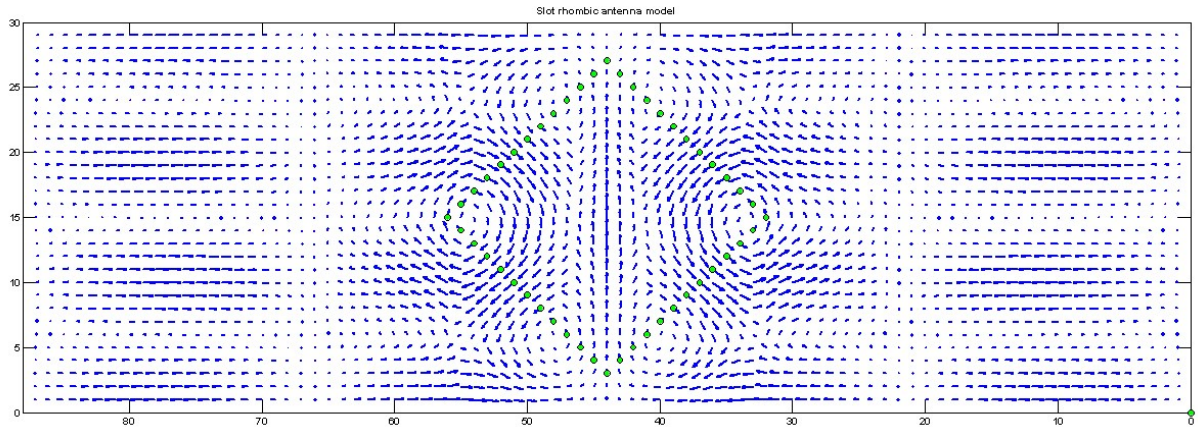


а)

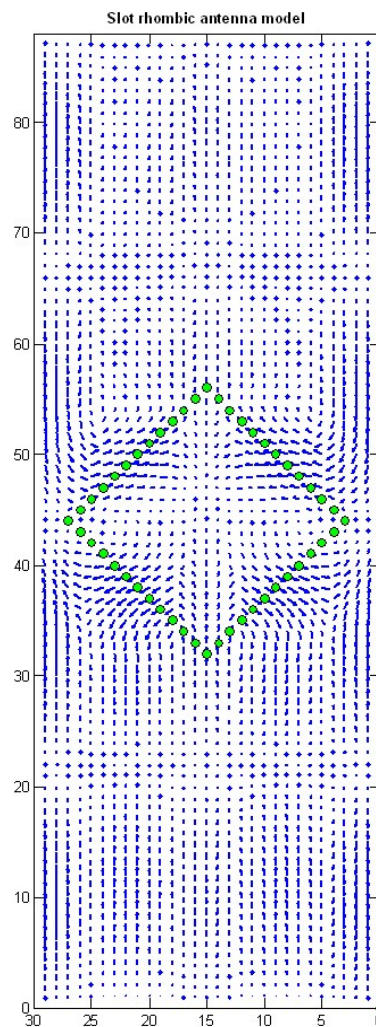
б)

Рис. 3.17. Залежність суми по рядках горизонтальних компонентів струму від розмірів металевого екрану: а – модуль струму, б – фаза струму

На рис. 3.18 показано векторний розподіл поверхневих струмів ЩРВ в залежності від форми металевого екрану, у якому прорізаний випромінювач [1].



a)



б)

Рис. 3.18. Залежність поверхневого струму від розмірів металевого екрану

Для аналізу спрямовуючих властивостей випромінювачів застосовують техніку перетворення близького поля у поле в дальній зоні. Для знаходження поля в дальній полі знаходять векторні потенціали [44]:

$$\vec{A} = \mu \int \int_{S'} \frac{\vec{J}_s e^{-jkr''}}{4\pi r''} dS', \quad (3.7)$$

$$\vec{F} = \varepsilon \int \int_{S'} \frac{\vec{M}_s e^{-jkr''}}{4\pi r''} dS'. \quad (3.8)$$

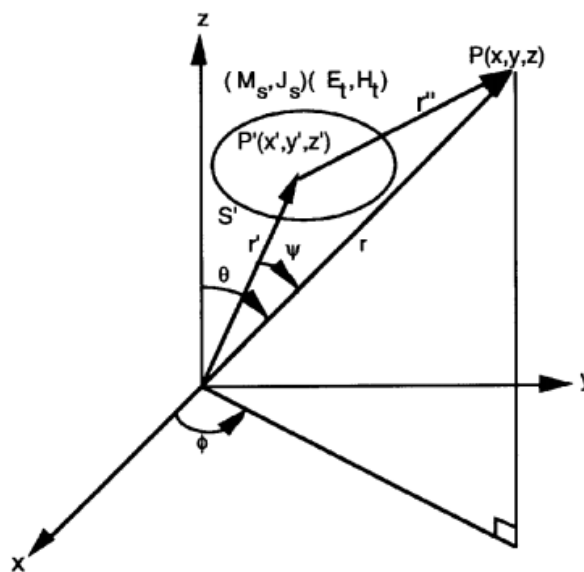


Рис. 3.19. Координатна система для застосування техніки перетворення близького поля у поле в дальній зоні

Електромагнітні поля у дальній точці P (рис. 3.19) рівні:

$$\vec{E} = -j\omega\vec{A} - \frac{j\omega}{k^2} \nabla(\nabla \cdot \vec{A}) - \frac{1}{\varepsilon} \nabla \times \vec{F}, \quad (3.9)$$

$$\vec{H} = -j\omega\vec{F} - \frac{j\omega}{k^2} \nabla(\nabla \cdot \vec{F}) - \frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A}. \quad (3.10)$$

Оскільки $r' \ll r$ для точки P, вираз для r'' можна спростити:

$$r'' = \sqrt{r^2 + r'^2 - 2rr' \cos \Psi} \cong r - r' \cos \Psi, \quad (3.11)$$

і векторні потенціали можна виразити наступним чином:

$$\vec{A} = \mu \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \iint_{S'} \vec{J}_S e^{jkr' \cos \Psi} dS', \quad (3.12)$$

$$\vec{F} = \varepsilon \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \iint_{S'} \vec{M}_S e^{jkr' \cos \Psi} dS', \quad (3.13)$$

де $r' \cos \Psi = r' \cdot \hat{r} = x' \sin \theta \cos \varphi + y' \sin \theta \sin \varphi + z' \cos \theta$.

Оскільки вирази (3.12) та (3.13) є функціями від \vec{J}_S , \vec{M}_S , r' та Ψ , можна визначити нові вектори N та L:

$$\vec{N} = \iint_{S'} \vec{J}_S e^{jkr' \cos \Psi} dS', \quad (3.14)$$

$$\vec{L} = \iint_{S'} \vec{M}_S e^{jkr' \cos \Psi} dS', \quad (3.15)$$

які пов'язані з векторними потенціалами A та F:

$$\vec{A} = \mu \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \vec{N}, \quad (3.16)$$

$$\vec{F} = \varepsilon \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \vec{L}. \quad (3.17)$$

Після підстановки виразів (3.16) та (3.17) у рівняння (3.9) та (3.10) та скорочення компонентів, що спадають значно швидше за $1/r$, отримуємо поля випромінювання у дальній зоні:

$$E_\theta = \eta H_\varphi = -j \frac{e^{-jkr}}{2\lambda r} (\eta N_\theta + L_\varphi), \quad (3.18)$$

$$E_\varphi = -\eta H_\theta = j \frac{e^{-jkr}}{2\lambda r} (-\eta N_\varphi + L_\theta). \quad (3.19)$$

З розподілу струмів знаходиться ДС за формулою [6]:

$$f(\theta, \varphi) = \sum_{i=1}^N A_i \cdot e^{j(\Phi_i + k\rho_i \cos \gamma_i)}, \quad (3.20)$$

де N – кількість вібраторів;

A_i і Φ_i – амплітудний і фазовий розподіл у решітці відповідно;

ρ_i – відстань від i -го елемента решітки до початку координат;

γ_i – кут між напрямком від точки початку координат до i -го елемента і до точки спостереження;

k – хвилеве число [6].

Отримані за (3.6) ДС на частоті 2.4 ГГц представлені на рис. 3.20, 3.21.

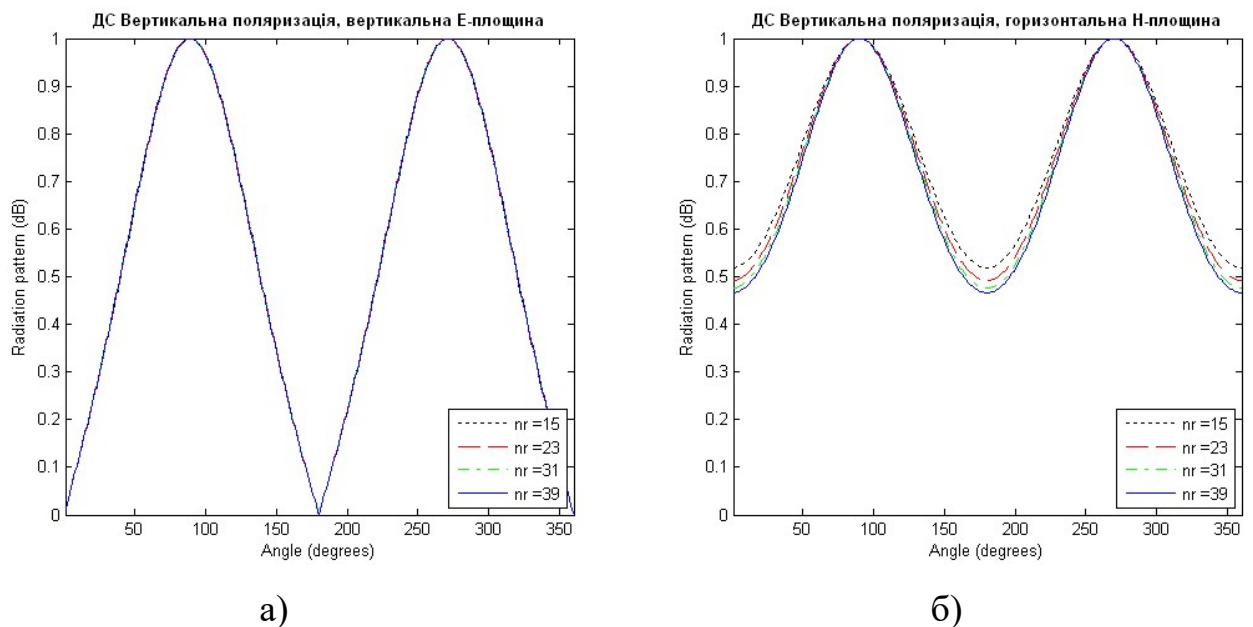


Рис. 3.20. Діаграма спрямованості щілинного ромбічного випромінювача: а – в площині $Y0Z$, б – в площині $X0Z$

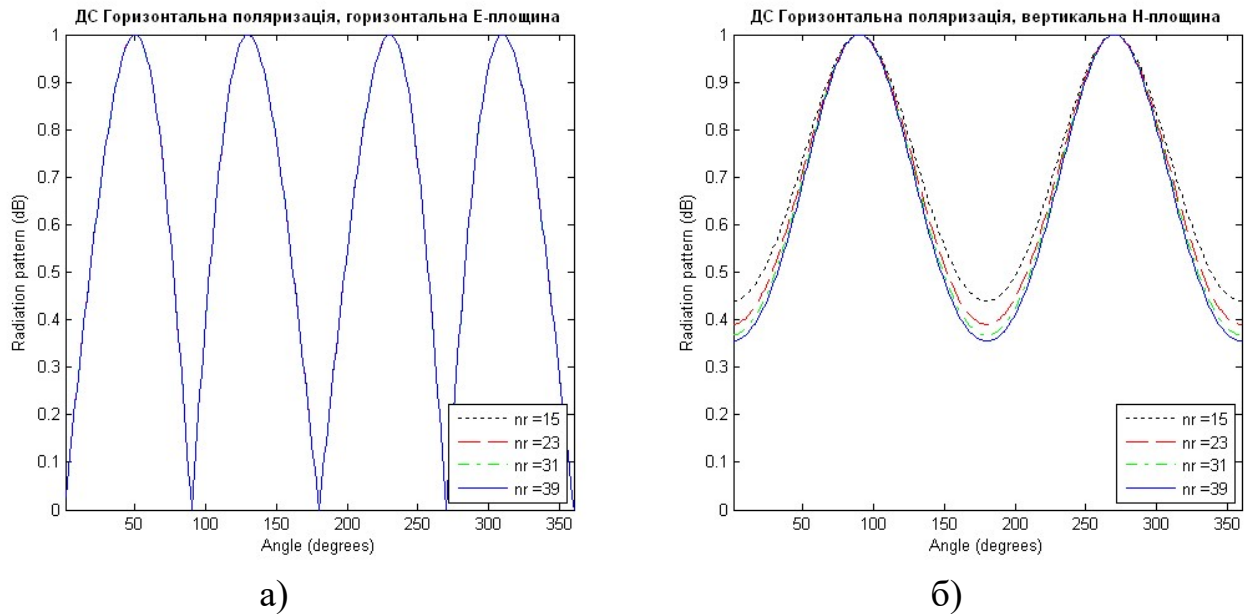


Рис. 3.21. Діаграма спрямованості кросполяризованого сигналу щілинного ромбічного випромінювача: а – в площині $Y0Z$, б – в площині $X0Z$

Шляхом перемноження діаграм спрямованості в площині $Y0Z$ та площині $X0Z$ отримані 3D діаграми спрямованості у широкому діапазоні частот (рис. 3.22-3.31). Вплив електрично тонкої діелектричної підкладки на випромінювання в зворотньому напрямку знехтуваний. В смузі частот від 1.85 ГГц до 2.8 ГГц спостерігається випромінювання по нормалі до площини випромінювача при мінімальному рівні бічного випромінювання. Отримане підсилення на частоті 2.4 ГГц становить $G=4.88$ дБ [6].

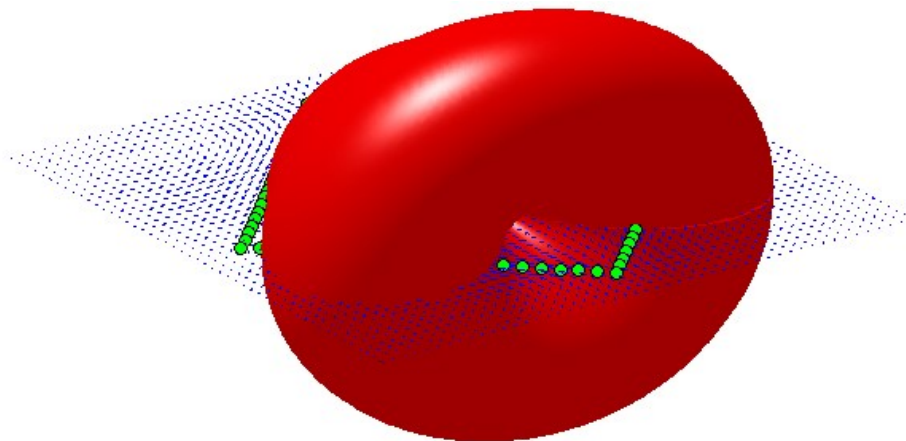


Рис. 3.22. Діаграма спрямованості на частоті 1.25 ГГц, $G=3$ дБ

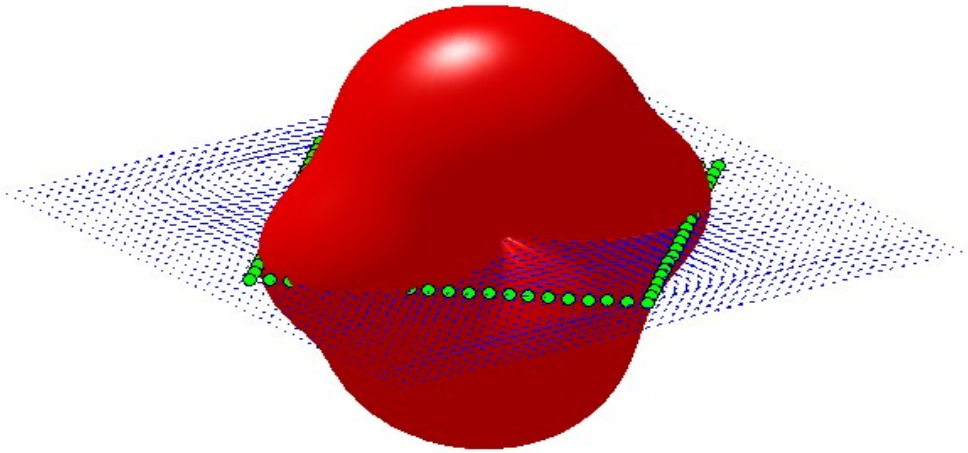


Рис. 3.23. Діаграма спрямованості на частоті 1.85 ГГц, $G=4.15$ Дб

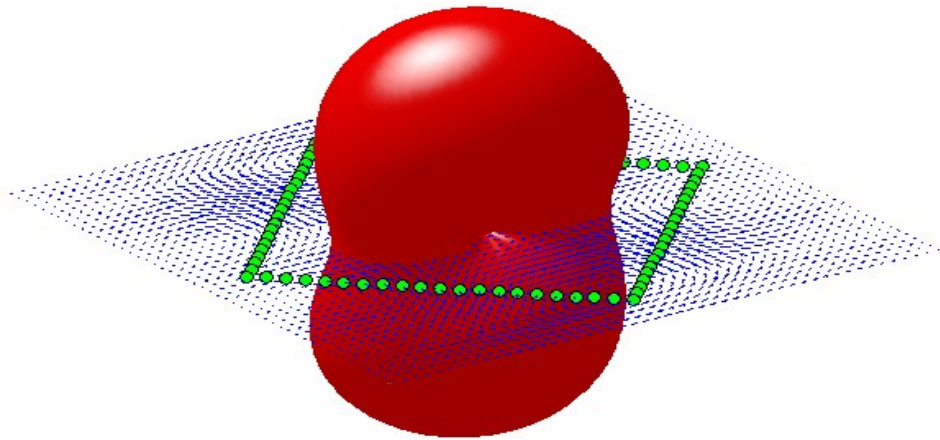


Рис. 3.24. Діаграма спрямованості на частоті 2.4 ГГц, $G=4.88$ Дб

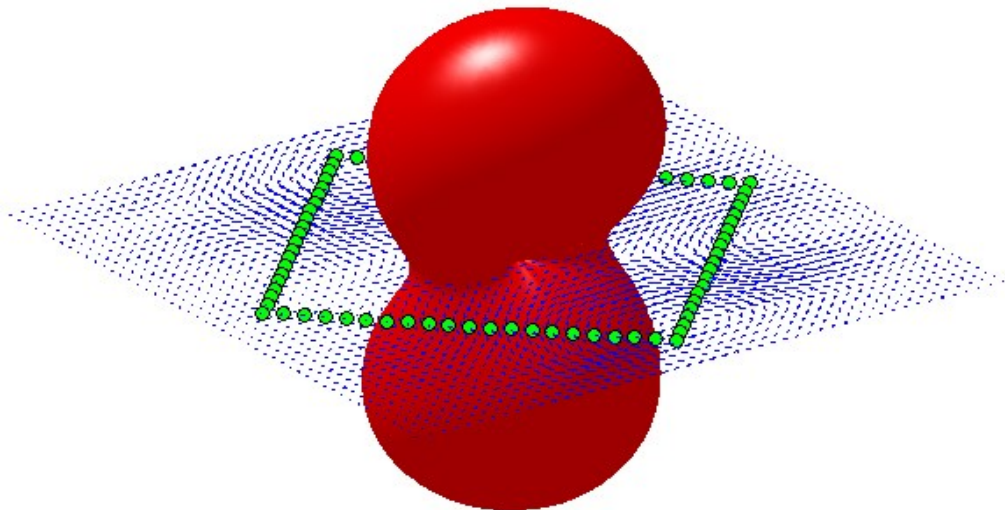


Рис. 3.25. Діаграма спрямованості на частоті 2.8 ГГц, $G=6$ Дб

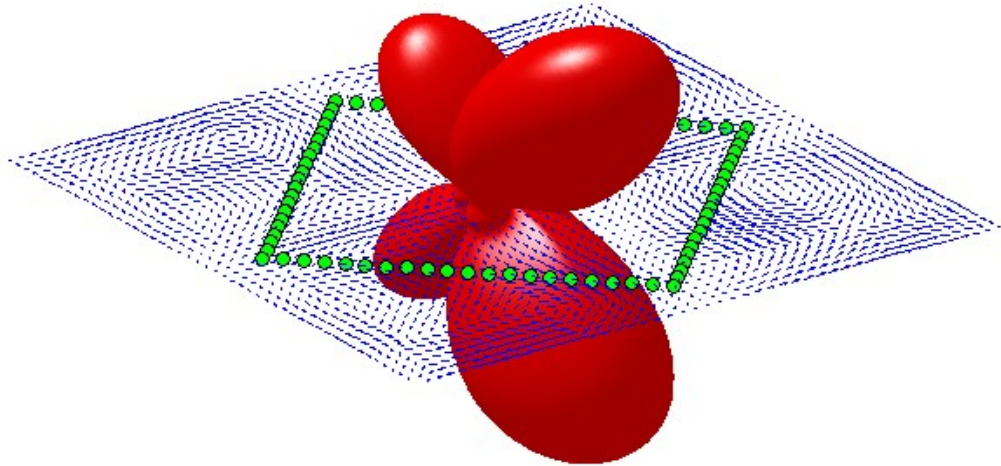


Рис. 3.26. Діаграма спрямованості на частоті 3.4 ГГц, G=8.6 Дб

Порівняльний аналіз об'ємних ДС випромінювача на основі щілинної лінії передачі показав, що в діапазоні частот від 1.85..2.8 ГГц випромінювач зберігає у верхньому та нижньому півпросторах односпрямоване випромінювання. Коефіцієнт перекриття за частотою k_f утворює величину $k_f = f_{max}/f_{min} = 1.51$; це означає, що випромінювачі на основі ЩЛП відносяться до широкосмугових випромінювачів і мають значні потенційні можливості для покращення їх широкосмугових властивостей.

Завдяки симетричній структурі випромінювача спостерігається симетрія діаграми спрямованості кросполяризованого сигналу при відсутності випромінювання у площині Y0Z (рис. 3.27-3.31).

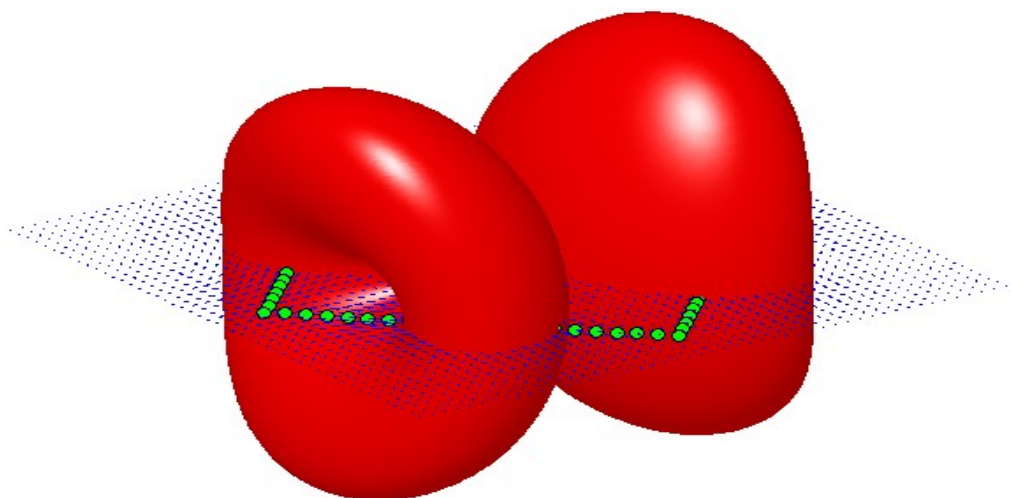


Рис. 3.27. Діаграма спрямованості на частоті 1.25 ГГц, горизонтальна поляризація

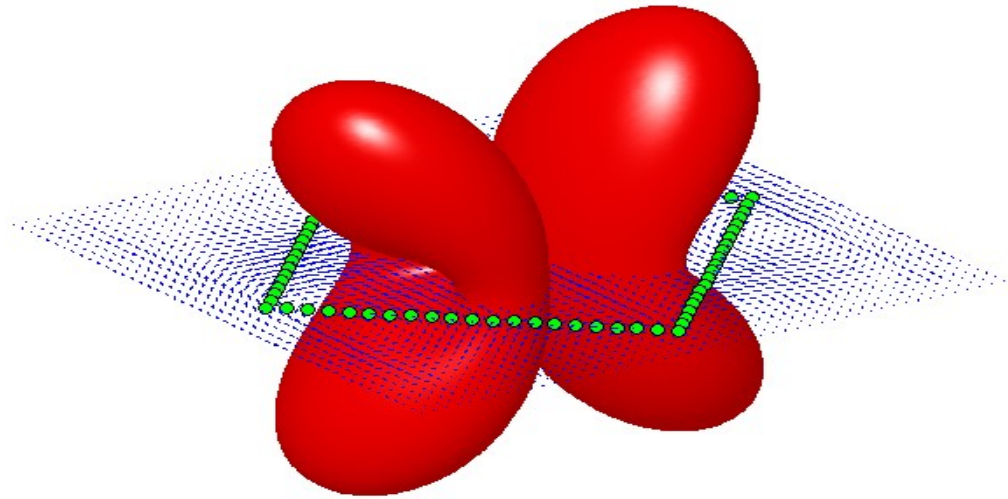


Рис. 3.28. Діаграма спрямованості на частоті 1.85 ГГц, горизонтальна поляризація

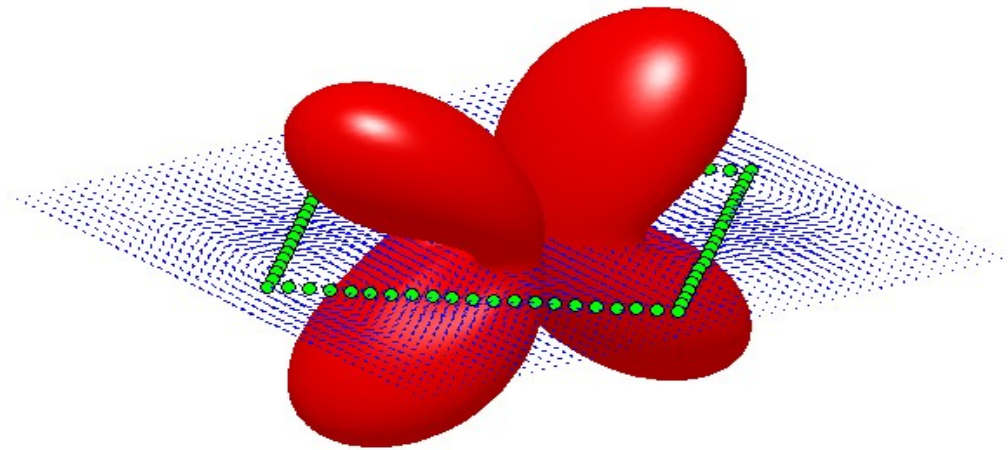


Рис. 3.29. Діаграма спрямованості на частоті 2.4 ГГц, горизонтальна поляризація

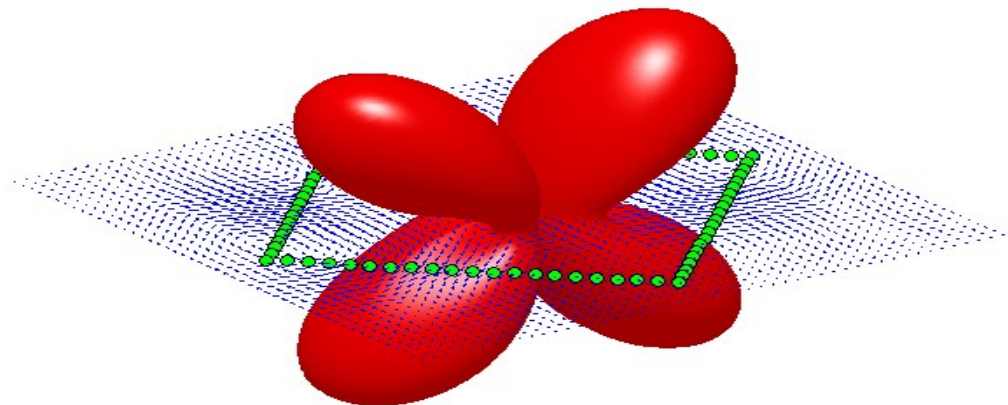


Рис. 3.30. Діаграма спрямованості на частоті 2.8 ГГц, горизонтальна поляризація

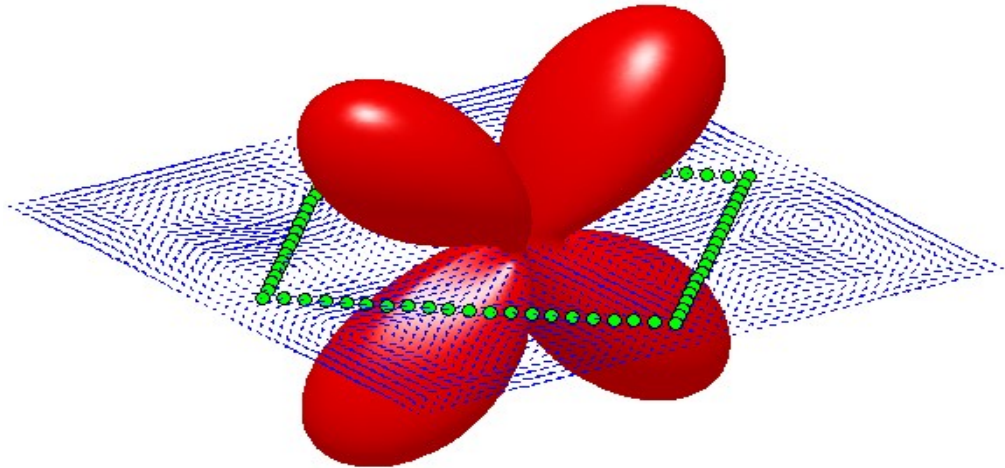


Рис. 3.31. Діаграма спрямованості на частоті 3.4 ГГц, горизонтальна поляризація

На рис. 3.32 наведено діаграми спрямованості щілинного ромбічного випромінювача в площині YOZ при різних розмірах екрану.

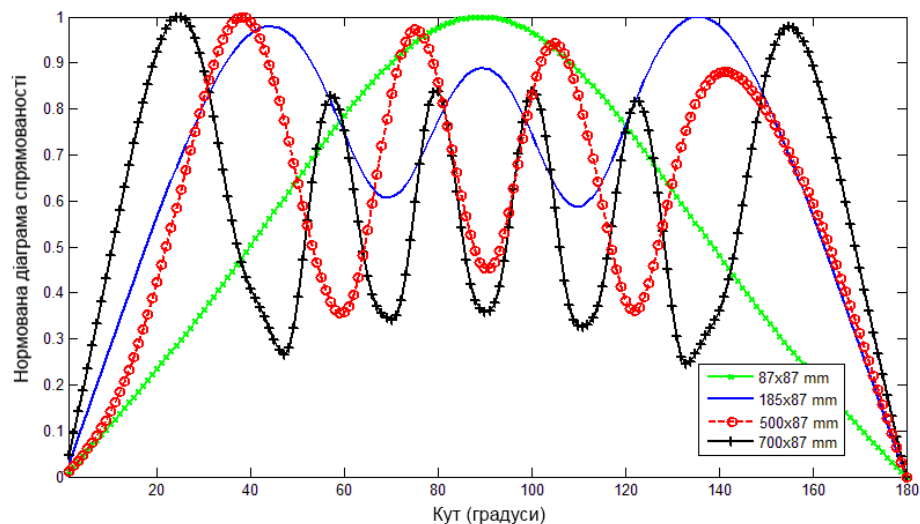


Рис. 3.32. Діаграма спрямованості щілинного ромбічного випромінювача при різних розмірах екрану

Для заданої геометрії щілинної лінії спостерігається зберігання симетрії ДС для вертикальної поляризації у вертикальній площині при зміні вертикального розміру екрану. При цьому, зі збільшенням розміру екрану, діаграма спрямованості набуває багатопелюсткового характеру, що спричинено наявністю ділянок з протилежно спрямованими поверхневими струмами. При зміні горизонтального розміру екрану спостерігається

збереження симетрії ДС відносно площини YOZ для усіх розмірів екрану завдяки протифазності живлення плечей випромінювача [1].

На рис. 3.33 представлені частотні залежності коефіцієнту підсилення ЩРВ.

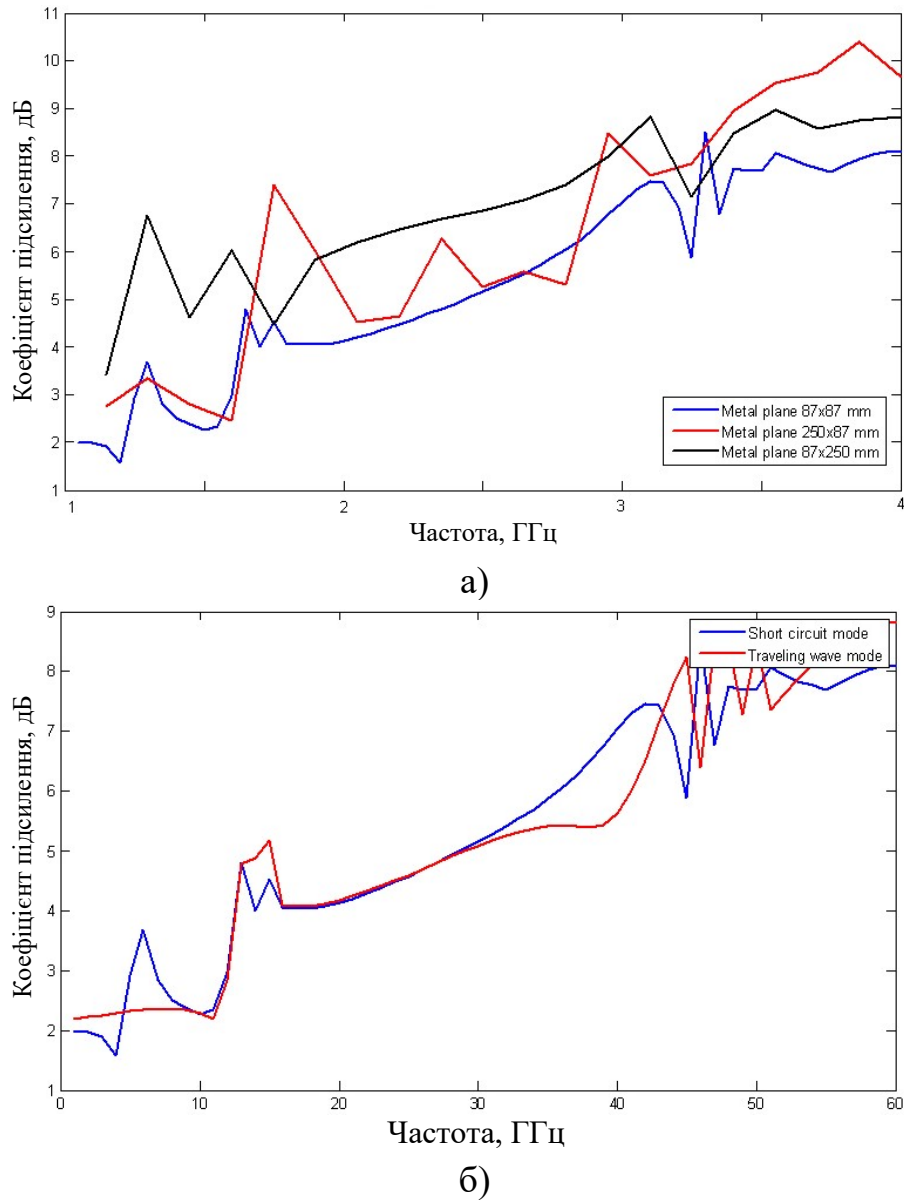


Рис. 3.33. Частотні залежності коефіцієнту підсилення щілинного ромбічного випромінювача: а – в режимі короткого замикання при різних розмірах екрану, б – в різних режимах хвилі

Проаналізовано збіжність обчислення діаграми спрямованості ЩРВ на частоті 2.4 ГГц при кількостях електричних диполів у моделі 529, 961 та 1521:

$$\sigma_i = \sqrt{\frac{1}{360} \sum_1^{360} (F_i(\theta) - F_{i-1}(\theta))^2} \quad (3.21)$$

Таблиця 3.1.

Середньоквадратична похибка обчислення діаграми спрямованості

Номер ітерації, <i>i</i>	Кількість ЕВ	σ_i	
		Е- площина	Н- площина
2	529	$2 \cdot 10^{-3}$	$19 \cdot 10^{-3}$
3	961	$1.4 \cdot 10^{-3}$	$11.5 \cdot 10^{-3}$
4	1521	$1.1 \cdot 10^{-3}$	$7.6 \cdot 10^{-3}$

Як видно з табл. 3.1, збіжність обчислення діаграми спрямованості у площині Y0Z на порядок менше ніж у площині X0Z, що пояснюється характером поля (рис. 3.25).

3.4. Висновки до розділу 3

1. У третьому розділі розроблено математичну модель процесу випромінювання щілини в екрані скінчених розмірів із застосуванням методу наведених ЕРС. Запропонована нова модель враховує вплив діелектрика на сповільнення хвилі у ЩЛП, а також вплив країв металевго екрану на випромінювання щілинної лінії. Спостерігається багатопелюстковий характер діаграми спрямованості щілинного випромінювача у екрані, розмір якого $> \lambda$. Кількість пелюсток діаграми спрямованості є еквівалентним відношенню розміру екрану до λ .

2. За допомогою розробленої моделі проведено аналіз умов збудження на поверхні металевго екрану поверхневих струмів та впливу форми та розмірів метало-діелектричної структури на її випромінюючі властивості.

Встановлено, що кросполяризоване випромінювання в напрямку нормалі для випромінювачів симетричної геометричної форми відсутнє.

3. Виконано дослідження збіжності рядів, що представляють собою матричні коефіцієнти СЛАР, показало, що середньоквадратична похибка обчислення діаграми спрямованості ЦРВ складає 7.6×10^{-3} при 4-ій ітерації, кількість диполів антенної решітки при цьому становить 1521. Необхідний час розрахунку складає 22 секунди. Через простоту та суттєве зменшення невідомих під час розрахунку представлена модель має достатньо високу швидкодію в порівнянні з повнохвильовими засобами 3D електромагнітного симулювання.

РОЗДІЛ 4. РОЗРОБЛЕННЯ ЩІЛИННОГО РОМБІЧНОГО ВИПРОМІНЮВАЧА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ РОЗПОДІЛУ ПОЛЯ У НЬОМУ

В четвертому розділі наведено основні співвідношення, необхідні для виготовлення експериментального макету відповідно до поставлених задач, а також результати експериментальних досліджень макету щілинного випромінювача. Розроблено метод визначення параметрів щілинної лінії передачі, що дозволяє отримати більш точні значення коефіцієнту сповільнення та коефіцієнту згасання хвилі у щілинній лінії передачі, що дає змогу підвищити ефективність щілинного випромінювача складної геометричної конфігурації та антенних решіток, що складаються з кількох щілинних випромінювачів.

Кожен випромінювач як пасивний лінійний пристрій може працювати в режимах передавання і приймання. В обох режимах випромінювач характеризується спрямованими, поляризаційними, фазовими властивостями і вхідним імпедансом. До основних характеристик і параметрів, що описують ці властивості, відносяться: смуга пропускання, поляризація, вхідний імпеданс, коефіцієнт стоячої хвилі, діаграма спрямованості, коефіцієнт спрямованої дії, коефіцієнт підсилення, фазова діаграма, коефіцієнт корисної дії.

4.1. Результати розроблення експериментального вимірювального стенду та методики проведення експерименту

Вимірювання виконувались в лабораторії надвисокочастотних вимірювань на базі НДЛ-16 НУ “Львівська політехніка”. Було змонтовано стенд, виконано налаштування та тестування стенду з використанням еталонних антен та навантажень.

Для дослідження, частотних та випромінюючих властивостей ЩВ розроблено експериментальні вимірювальні стенди, схеми електричні

структурні яких представлено на рис. 4.1 та на рис. 4.2. Стенди дозволяють в автоматичному режимі за допомогою програмного забезпечення зчитувати дані і записувати їх в пам'ять комп'ютера, проводити оцінку рівня бічних пелюстків, як в лінійному, так і логарифмічному масштабах, оцінювати ширину та форму головного пелюстка, положення провалів в ДС, вимірювати коефіцієнт підсилення (рис. 4.1), а також вимірювати КСХ в смузі частот (рис. 4.2), що дозволяє оцінити діапазон робочих частот випромінювача.

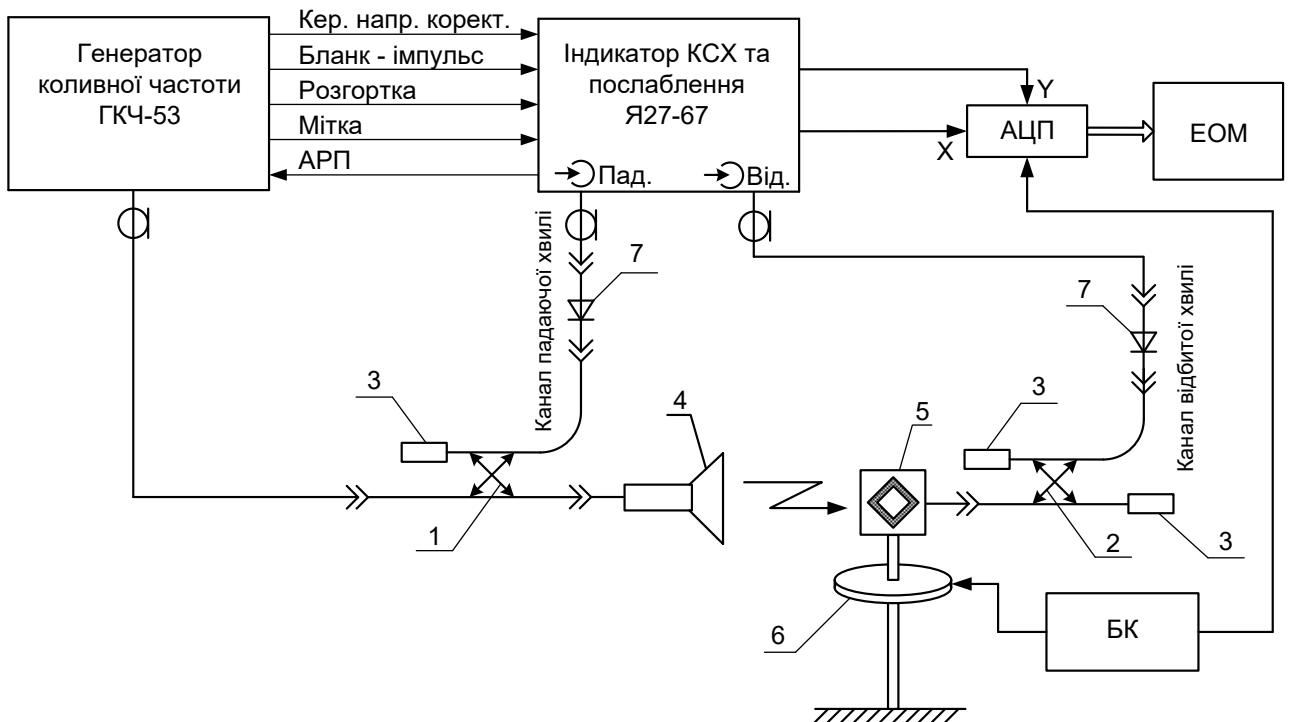


Рис. 4.1. Блок-схема вимірювального комплексу для дослідження діаграми спрямованості експериментального макету

Вимірювальний стенд складається з наступних компонентів:

- 1 – напрямлений розгалужувач падаючої хвилі;
- 2 – напрямлений розгалужувач відбитої хвилі;
- 3 – узгоджувальне навантаження;
- 4 – рупорна антена;
- 5 – експериментальний макет;
- 6 – поворотний стіл;
- 7 – детекторна секція;

АЦП – аналогово-цифровий перетворювач;

БК – блок керування;

ГКЧ 53 – генератор хиткої частоти;

ЕОМ – електронно-обчислювальна машина;

Я2Р-67 – індикатор КСХН і послаблення.

В якості генератора НВЧ сигналу використовується генератор хиткої частоти (ГХЧ). Основне призначення ГХЧ - генерування високочастотного сигналу зі змінною частотою. Для дослідження побудованого експериментального макету згідно поставлених задач, ГКЧ-53 було обладнано блоком НВЧ № 2 з діапазоном перестроювання 2..4 ГГц. Для збільшення точності вимірювань в ГХЧ передбачають амплітудну модуляцію генерованого сигналу, що дозволяє здійснювати підсилення вимірюваних сигналів на проміжній частоті (100 кГц). До складу ГХЧ входить резонансний частотомір, що дозволяє отримати на екрані електронно-променевого індикатора частотну мітку.

Основне призначення індикатора Я2Р-67 - перетворення сигналів, що несуть інформацію про параметри вимірюваних об'єктів, з метою їх подачі на АЦП та забезпечення можливості спостереження частотних характеристик об'єктів на екрані ЕПТ і безпосереднього відліку КСХ та ослаблення за шкалами.

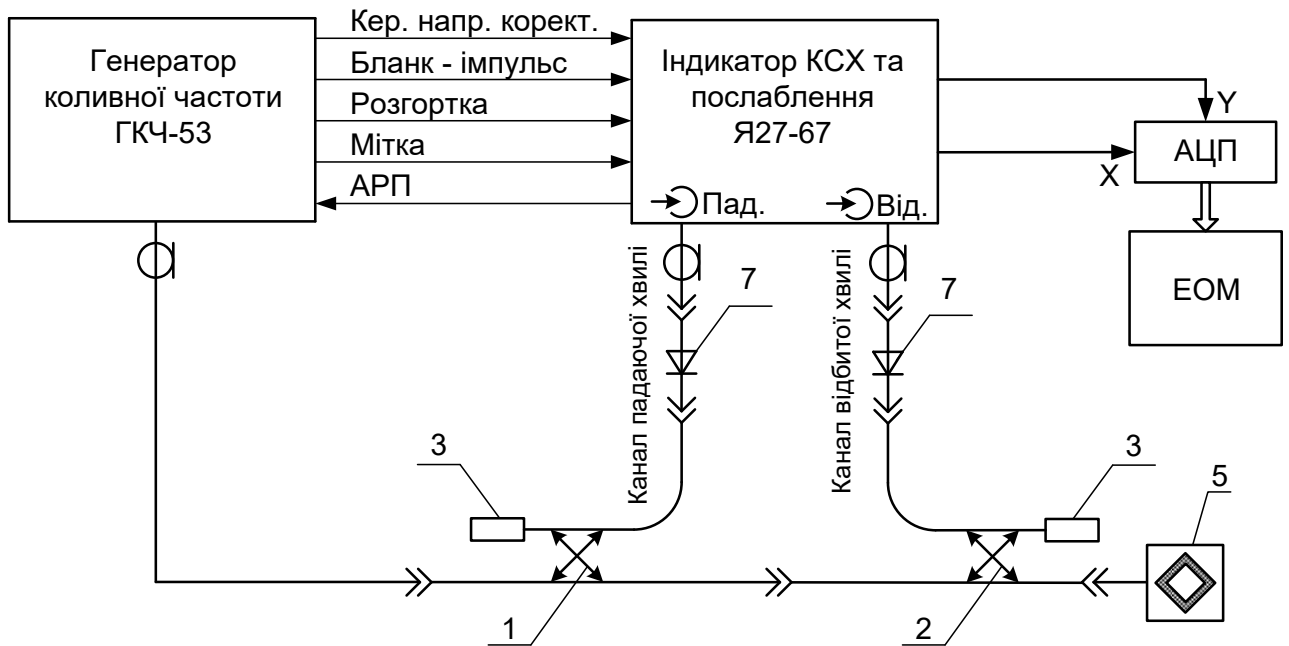


Рис. 4.2. Блок-схема вимірювального комплексу для дослідження коефіцієнту стоячої хвилі експериментального макету

Робота вимірювача КСХ побудована на принципі рефлектометра – роздільного виділення сигналів, пропорційних потужностям падаючої від генератора та відбитої від вимірюваного навантаження. Вимірювальний комплекс в режимі вимірювання КСХ працює наступним чином.

НВЧ сигнал з виходу ГХЧ-53 з допомогою коаксіального кабеля та переходів через спрямований розгалужувач падаючої хвилі (1) з'єднано з рупорною антеною (4) (рис. 4.1). До виходу вторинного каналу падаючої хвилі під'єднана детекторна головка, яка з'єднана з входом падаючої хвилі індикатора КСХ і послаблення Я2Р-67. Вхід автоматичного регулювання потужності АРП ГХЧ-53 з'єднано з виходом АРП Я2Р-67.

Досліджувану антену (5) розміщено на поворотному столі (6) та з'єднано зі спрямованим розгалужувачем відбитої хвилі (2). До виходу вторинного каналу відбитої хвилі підключена детекторна головка, з'єднана з відповідним входом Я2Р-67. За допомогою системи АРП ГХЧ і вимірювача сигналу на виході підсилювача відбитої хвилі отримується сигнал, пропорційний відношенню напруг на входах каналу відбитої і каналу падаючої хвилі. Цей сигнал подається на синхронний детектор, в якому

відбувається подальше підсилення і детектування. Вихідна напруга синхронного детектора подається на вхід підсилювача відхилення для візуальної індикації на ЕПТ.

До спрямованого розгалужувача відбитої хвилі також під'єднано узгоджуюче навантаження (3). Для управління поворотним столом служить блок керування.

При проведенні досліджень використано вимірювальні засоби, що пройшли метрологічну перевірку і вказані в табл. 4.1.

Таблиця 4.1

Параметри вимірювальних засобів

№ П/П	Найменування засобів вимірювання	Характеристики (див. прим.1)
1	Індикатор КСХН і послаблення Я2Р-67	Межі вимірювання послаблення: 0..-35Дб. Межі вимірювання КСХ: 1.035..5. Похибка вимірювання послаблення в лінійному масштабі, не більше: $\delta A = \pm(0.01 A_x + 0.02)$, до 20 дБ, $\delta A = \pm(0.015 A_x + 0.02)$, понад 20 дБ. Похибка вимірювання послаблення в логарифмічному масштабі в межах шкали від 0 до -30 дБ, не більше: $\delta A = \pm(0.1 A_x + 1.0)$.
2	Генератор хиткої частоти ГХЧ-53	Діапазон частот f_{\min} - f_{\max} : 2..4 ГГц. Межа допустимої основної похибки визначення частоти і граничних частот смуги коливання ГКЧ не перевищує $\pm 0.02 f_{\max}$. Тривалість періодів автоматичного коливання частоти: 0.08; 1; 10; 40 с. Нелінійність перестройки частоти ГКЧ в максимальній смузі коливання не перевищує $\pm 5\%$ від максимального значення смуги коливання. Похибка системи АРП не перевищує ± 0.3 дБ.

Примітка 1. У таблиці 4.1 та у подальших залежностях позначимо: f_{\min} – значення мінімальної частоти робочого піддіапазону, f_{\max} – значення максимальної частоти робочого піддіапазону.

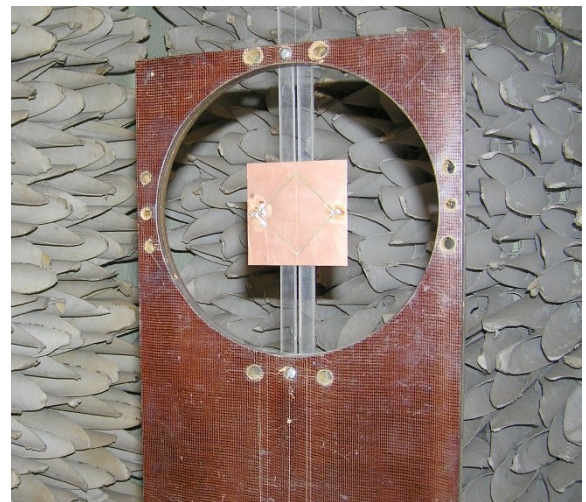
Після калібрування стенду приймальна еталонна антена замінюється досліджуваною антеною. Досліджувана антена розміщується в місці розташування еталонної антени. Підсилення ЦВ розраховується шляхом віднімання табульованого значення підсилення стандартної рупорної антени на частоті вимірювання.

Можливі похибки у вимірювання можуть вносити неідеальний коаксіально-хвилевідний перехід рупорної антени, що використовується для калібрування, а також коаксіально-мікросмужковий перехід досліджуваного ЦВ.

Поворотний стіл, на якому розташовується макет ЦРВ, розміщений у безвідлунній камері (рис. 4.3.б), що дозволяє зберегти чистоту експерименту.



а)



б)

Рис. 4.3. Вимірювальна установка (а) та макет щілинного ромбічного випромінювача у безвідлунній камері (б)

До дальньої зони відносять область, для якої $r > 2L^2/\lambda$, причому джерело довжиною L розміщене в початку координат. При цьому при обертанні приймальної антени напруга на її виході, яка залежить від θ і φ , буде пропорційною полю в дальній зоні.

Максимальні розміри випромінювачів, що використовуються в дослідженнях, $L=0.4$ м. Для f_{\min} та f_{\max} область дальньої зони становить, відповідно, $r_1=2.13$ м та $r_2=4.26$ м, що дозволяє говорити про коректність

результатів, отриманих у безвідлунній камері, у якій фактична віддаль між передавальною та приймальною антенами становить $r = 5$ м.

Вихідна потужність передавача при роботі на узгоджене навантаження не менше 1 мВт. ГХЧ забезпечує роботу: а) в режимі неперервної генерації; б) в режимі внутрішньої амплітудної модуляції меандром з частотою 100 кГц і глибиною модуляції не менше 15 дБ.

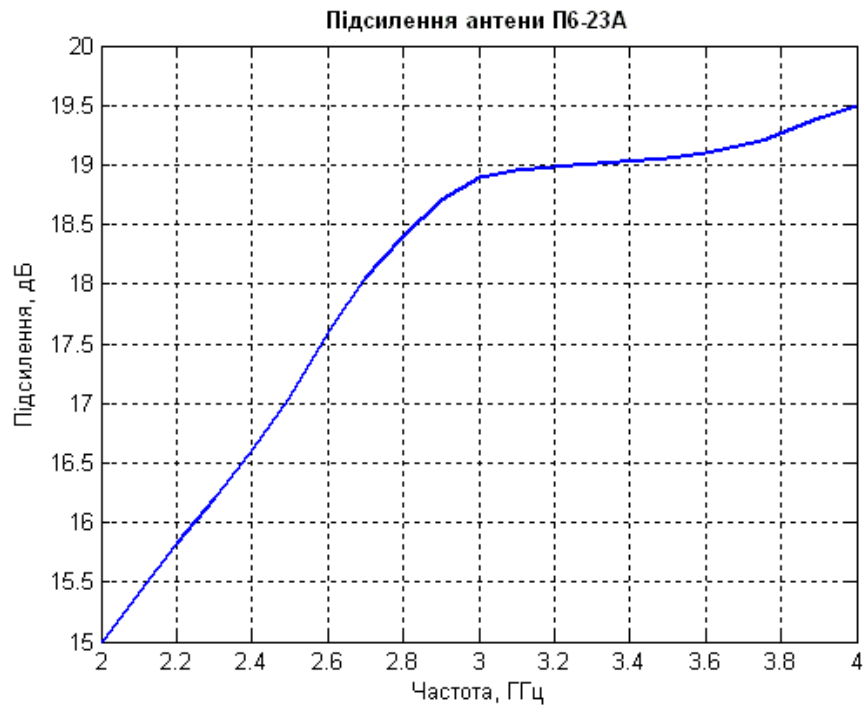
Детекторний діод має 0.34 мА постійного зсуву від високоомного джерела струму для отримання оптимальної чутливості.

Для вимірювання коефіцієнта підсилення та АЧХ в смузі частот 2 – 4 ГГц досліджуваних макетів використовується еталонна рупорна антена Пб-23А (рис. 4.4).

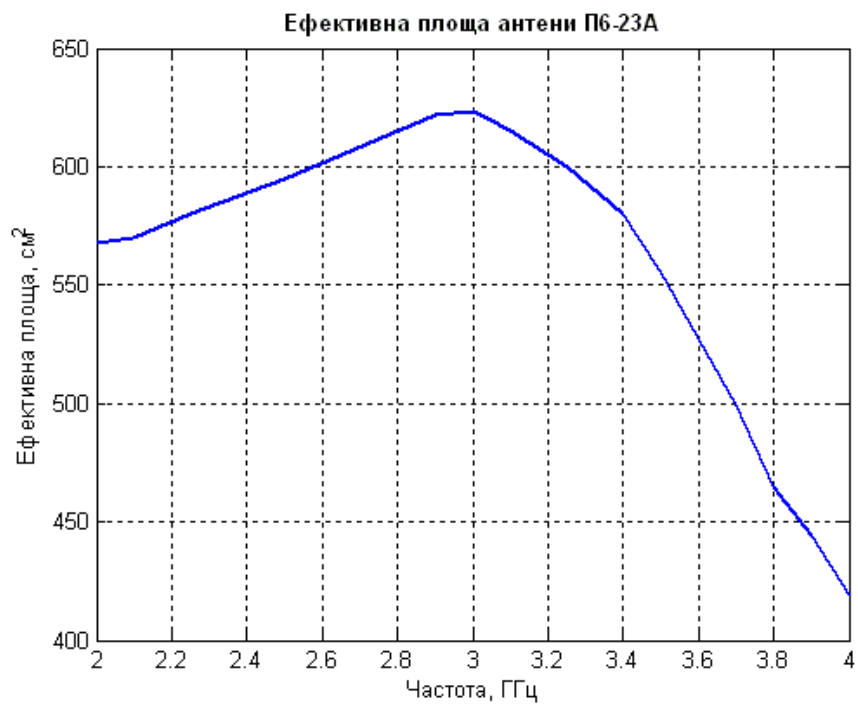


Рис. 4.4. Еталонна рупорна антена Пб-23А у безвідлунній камері

На рис. 4.5.а зображено залежність коефіцієнту підсилення $G_e(f)$ еталонної антени Пб-23А від частоти. На рис. 4.5.б зображено залежність ефективної площі від частоти.



а)



б)

Рис. 4.5. Частотні залежності еталонної рупорної антени П6-23А: а – коефіцієнт підсилення G , б – ефективна площа $A_{\text{еф}}$

Послаблення коаксіального кабеля 21083 в смузі частот зображено на рис. 4.6.

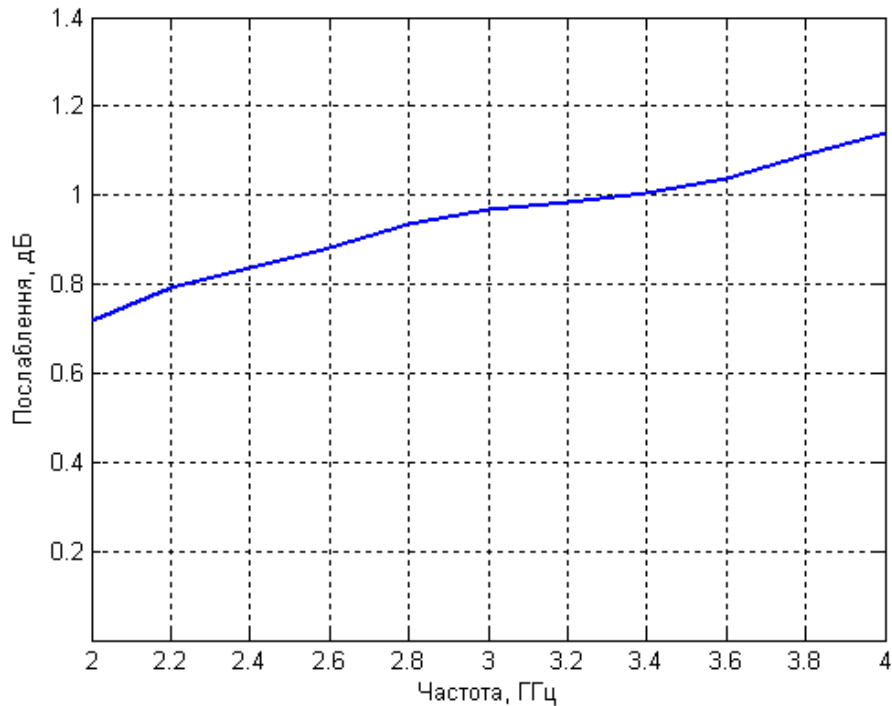


Рис. 4.6. Послаблення кабеля 21083

Підсилення випромінювача вимірюється по методу заміщення. Дві рупорні антени з робочим діапазоном частот 2..4 ГГц з вимірним коефіцієнтом підсилення $G_e(f)$ встановлені на відстані 5 м одна від одної та під'єднані до вимірювального стенду. Після калібрування індикатора еталона рупорна антена П6-23А заміщується досліджуваною антеною та вимірюється різниця $\Delta G = G_e - G_{ЦРВ}$, після чого невідоме значення підсилення $G_{ЦРВ}$ знаходиться як $G_e - \Delta G$.

4.2. Розроблення програмного забезпечення

Експериментальні дослідження характеристик випромінювачів проводились за допомогою стенду (рис. 4.1 або 4.2). Дані з діодних мостів надходять на АЦП та відображаються у зручному для користувача графічному форматі за допомогою розробленого програмного інтерфейсу „Graphic Analyser” (рис. 4.7). Код програми Graphic Analiser на мові C++ наведений в додатку Г.

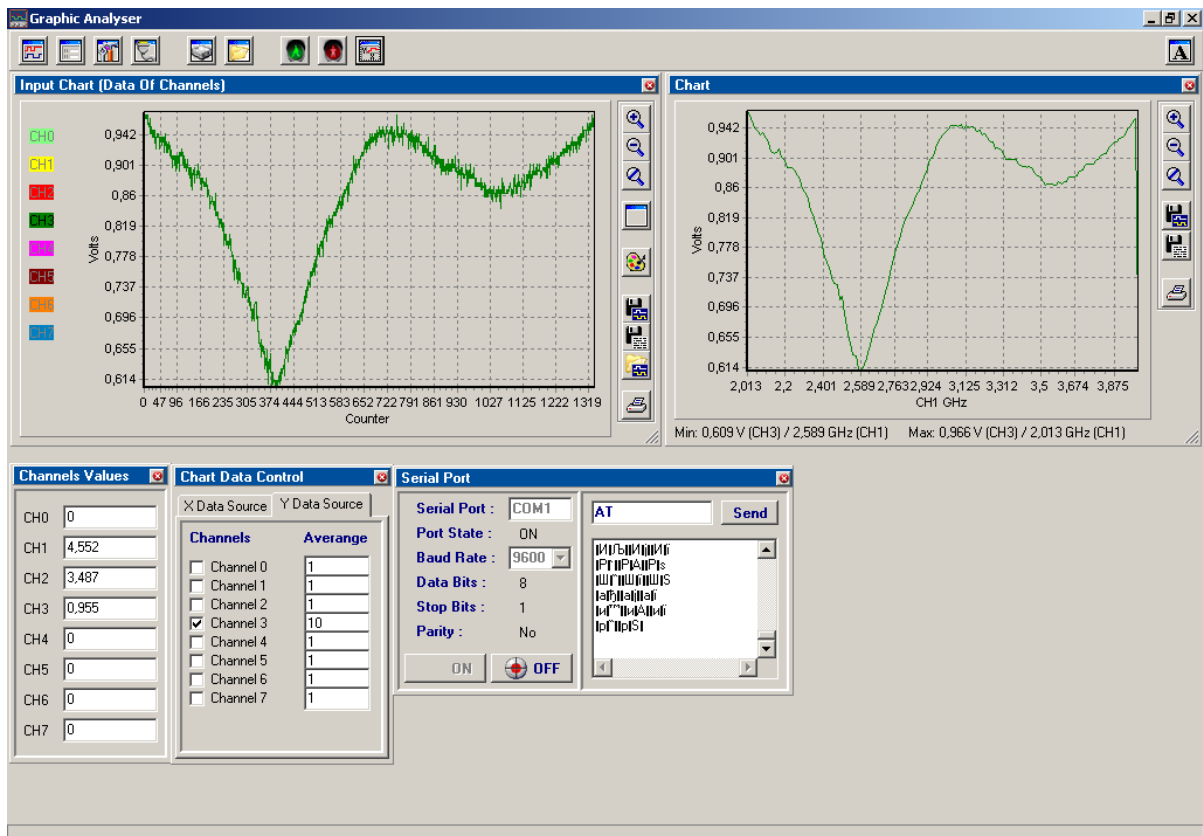


Рис. 4.7. Інтерфейс програми Graphic analyzer



Рис. 4.8. Вимірювання характеристик щільного ромбічного випромінювача за допомогою програми Graphic analyzer

Вимірювання характеристик ЩРВ за допомогою програми Graphic analyzer відбувається згідно наступого алгоритму.

1. У меню „Serial Port” обираємо порт COM1 та вмикаємо режим отримання даних з цього порту кнопкою ON (рис. 4.9).

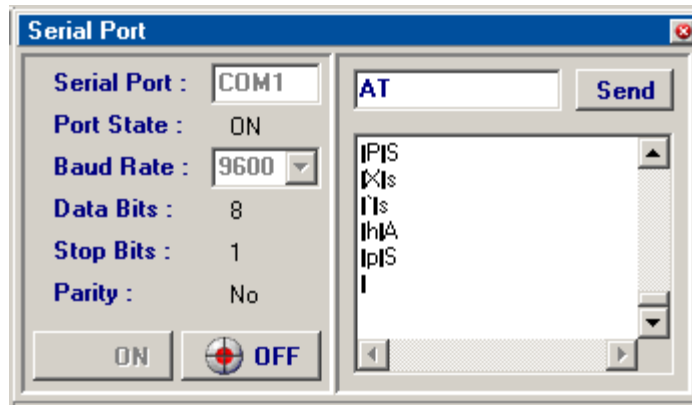


Рис. 4.9. Меню „Serial Port”

Характеристики передавання даних по цьому порту: швидкість передачі даних Baud Rate = 9600, розрядність даних Data bits = 8.

2. Меню “Chart data control” використовується для присвоєння в якості даних „X Data Source” та “Y Data Source” відповідних номерів каналів. Для вибору каналу, що відповідає даним розгортки по частоті в режимах діапазонних вимірювань КСХ або коефіцієнта підсилення у вкладці „X Data Control” для „Chanel Number” обираємо номер каналу „1” (рис. 4.10.а). Для вибору каналу, на який поступає напруга, що відповідає даним розгортки по кутам повороту поворотного столу в режимі вимірювання ДС у вкладці „X Data Control” для „Chanel Number” обираємо номер каналу „2”. Для вибору каналу, що відповідає величині сигналу, у вкладці „Y Data Source” відмічаємо канал „Channel 3” (рис. 4.10.б).

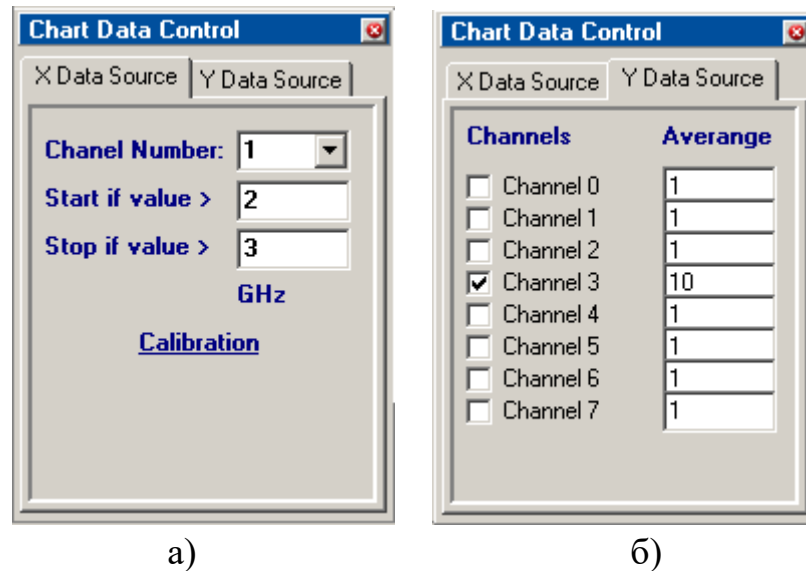


Рис. 4.10. Меню “Chart data control”: а – вкладка „X Data Control”, б – вкладка „Y Data Source”

3. Для присвоєння крайнім значенням напруги розгортки відповідних частот проводиться калібрування горизонтальної розгортки (для каналу 1). При натисканні кнопки Calibration в меню “Chart data control” з’являється меню „Calibration” .

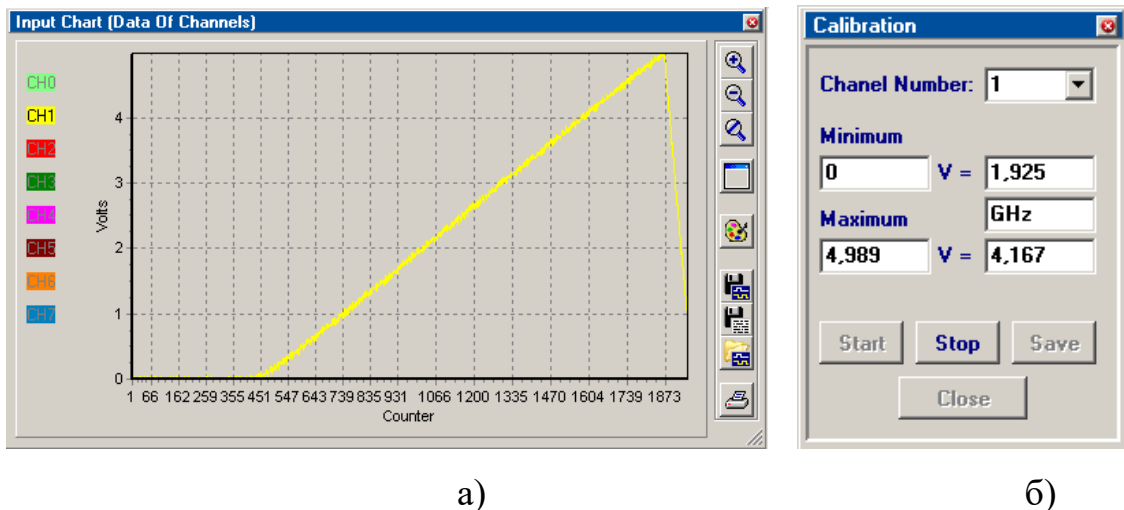
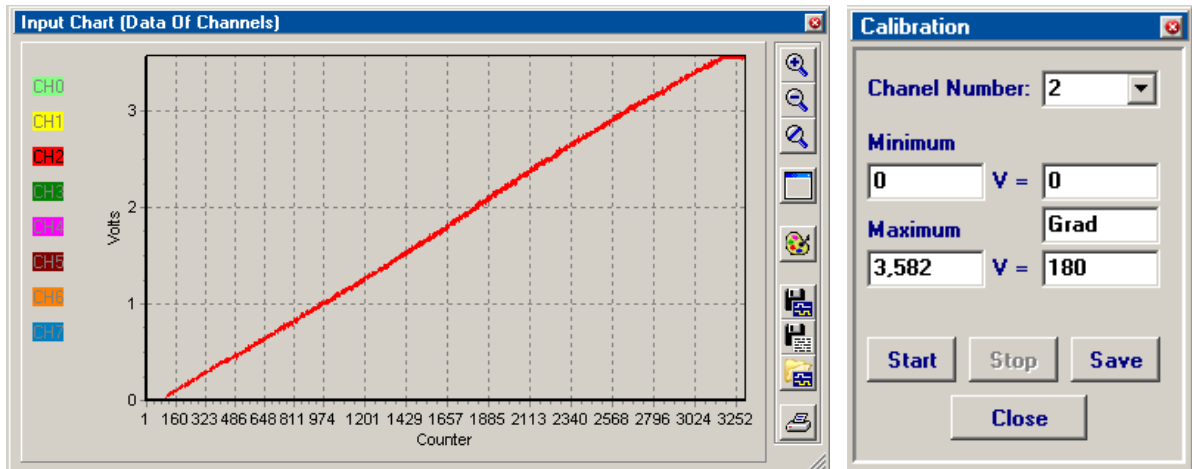


Рис. 4.11. Графік напруги розгортки (а) та меню Calibration (б) у режимі калібрування напруги частотного діапазону

Після сканування усього діапазону значень напруги на вході каналу 1 від $U_{min}=0$ В до $U_{max}=4,989$ В (рис. 4.11.а) у відповідні поля вносяться значення крайніх частот діапазону ГХЧ 1,925 та 4,167 ГГц (рис. 4.11.б).

Для присвоєння крайнім значенням напруги розгортки відповідних кутів повороту калібрування проводиться для каналу 2 (рис. 4.12).



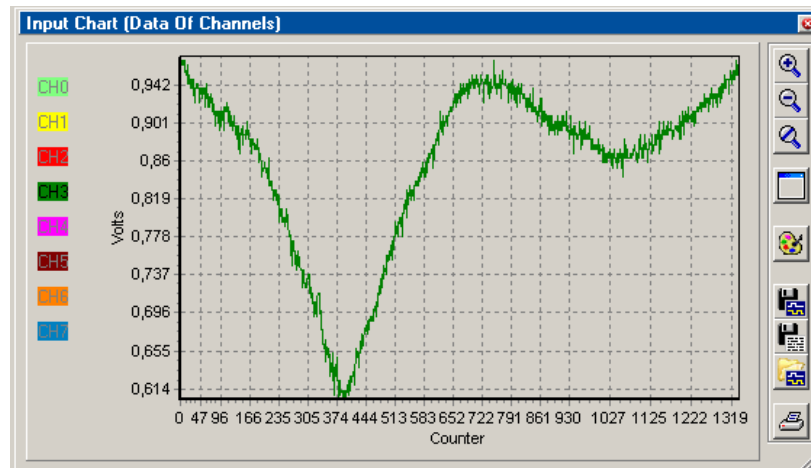
а)

б)

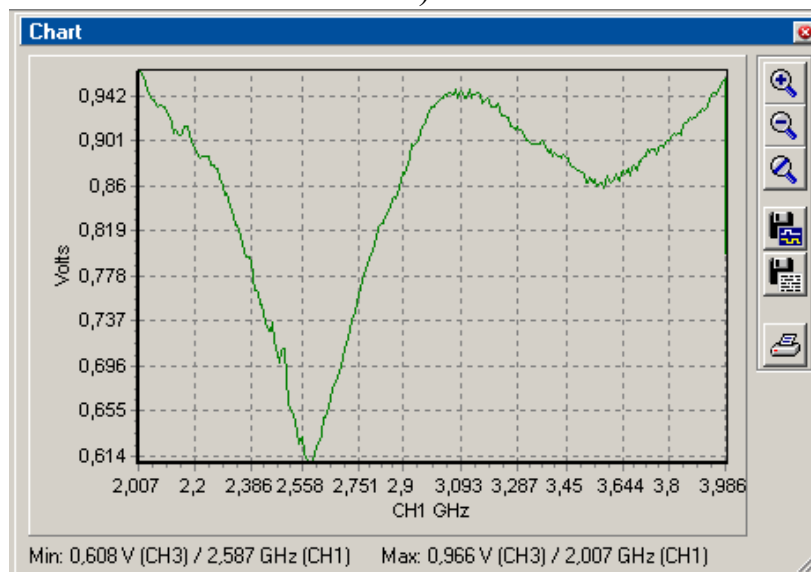
Рис. 4.12. Графік напруги розгортки (а) та меню Calibration (б) у режимі калібрування напруги кутів повороту

4. В меню "Chart data control" вводимо у поле „Start if value >” значення початкової частоти, при якому почне створюватись масив даних потічного вимірювання, у поле „Stop if value >” значення кінцевої частоти, при якому створення масиву даних припиняється.

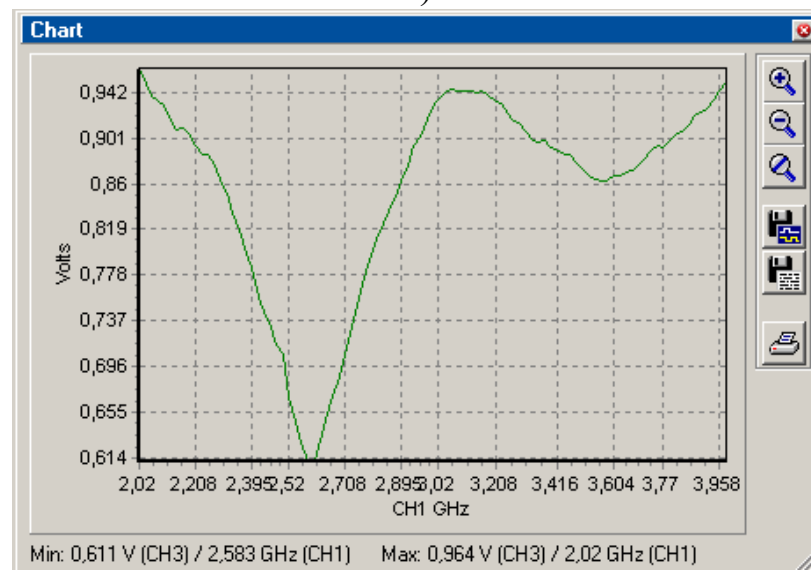
Для сканування діапазону частот на ГКЧ53 вмикається режим часової перестройки 40 секунд та натискається кнопка „Пуск”. При скануванні діапазону частот у полі „Input Chart” в реальному часі відбувається малювання отриманих даних у формі залежності напруги від номера відліку (рис. 4.13.а). В полі „Chart” відображаються усереднені значення напруги за кількість відліків n, яке вводиться в поле „Averange” навпроти номера каналу (рис. 4.13.б, 4.13.в).



a)



б)



в)

Рис. 4.13. Графіки: а – залежність напруги від номера відліку, б - залежність напруги від частоти, $n = 6$, в - залежність напруги від частоти, $n = 15$

По горизонтальній осі графіка „Chart” відображаються частотні значення, отримані при допомозі калібрування, проведеного у п.3.

5. Отримані дані можуть бути збережені у формі графіка командою „Save chart as BMP” або у текстовому форматі, придатному для подальшої обробки командою „Save chart as data”.

6. Перерахунок отриманих значень напруги в значення КСХ проводиться відповідно до рис. 4.14 та відповідно до положення регулятора меж вимірювання Q.

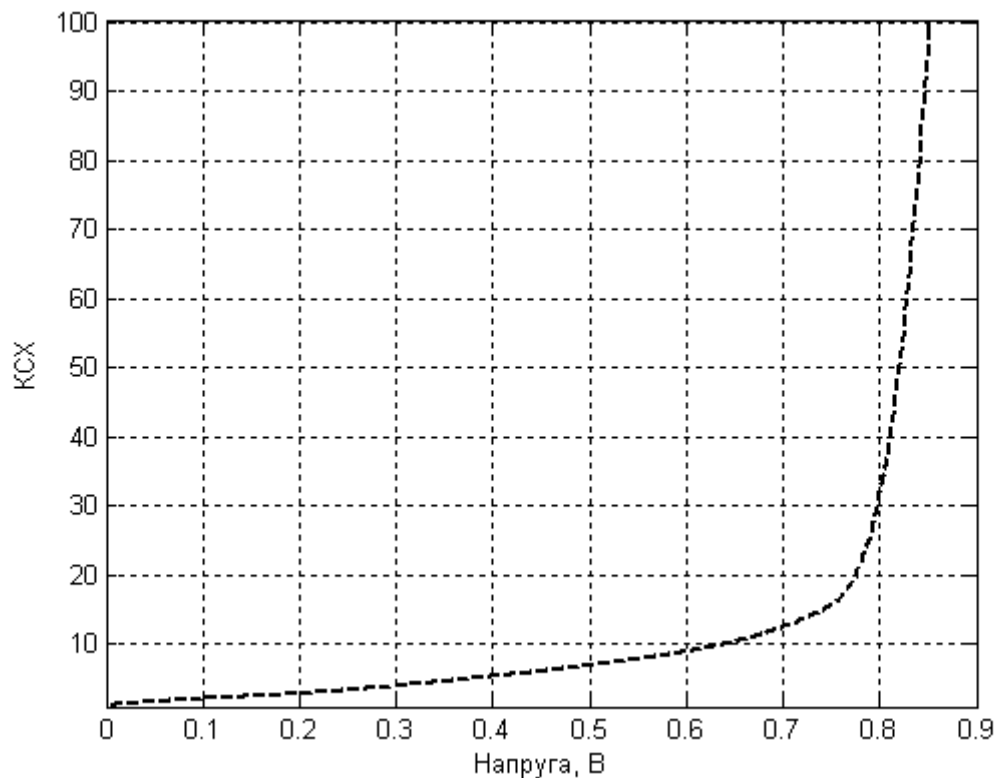


Рис. 4.14. Відповідність напруги значенням коефіцієнту стоячої хвилі

4.3. Експериментальне визначення параметрів щілинної лінії передачі

Експериментально виміряно залежності КСХ на вході коаксіально-мікросмушкового переходу з підключеною втратною короткозамкненою ЩЛП на частотах 2, 2.4, 2.8 ГГц при зміні довжини ЩЛП L (рис. 4.15). Коаксіально-мікросмушковий перехід з'єднує фідер з хвильовим опором $Z_{\phi}=50$ Ом та ЩЛП з хвильовим опором $Z_{щ}=100$ Ом.

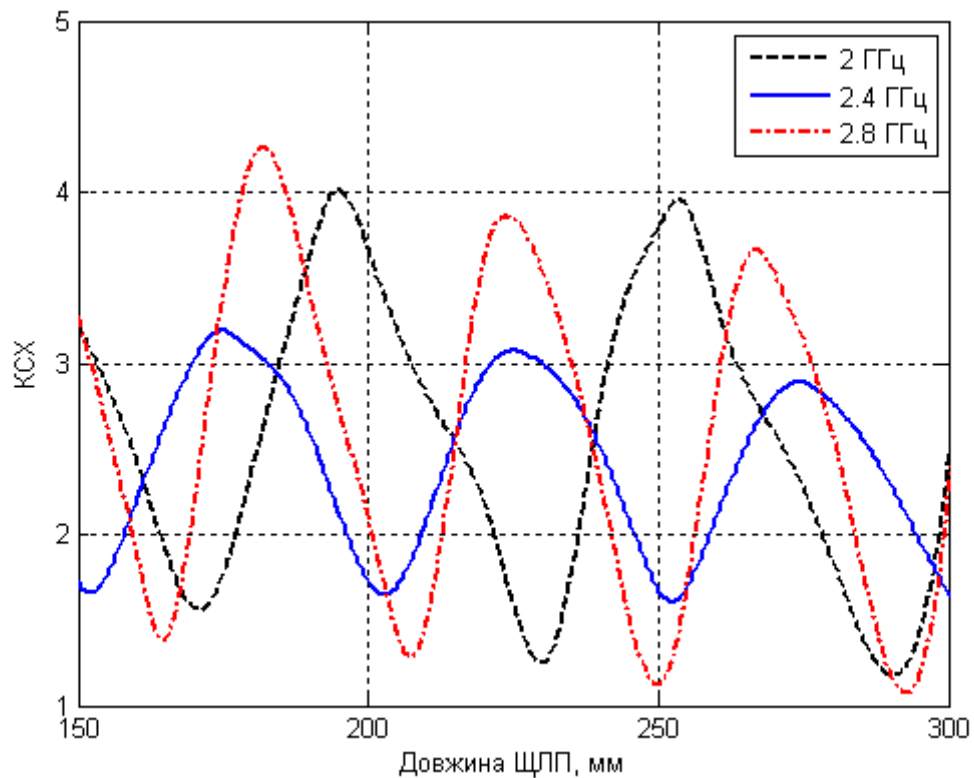


Рис. 4.15. Коефіцієнт стоячої хвилі на вході щілинної лінії передачі

Результати експериментальних вимірювань КСХ використані для визначення значення сповільнення хвилі $\lambda_{щ}/\lambda_0$ у ЩЛП у діапазоні частот 2..4 ГГц. Для цього вимірюється довжина хвилі у ЩЛП, яка рівна подвоєній відстані між сусідніми максимумами розподілу КСХ на рис. 4.15.

Статистичне оброблення вимірювань КСХ та напруженості електричного поля виконувалось у відповідності до ГОСТ 8.207-76 [112] наступним чином. Вимірювання фізичних величин проводилось шляхом багатократних спостережень, з яких отримано середнє арифметичне, яке приймається за результат вимірювання.

Всього виконано по 15 вимірювань віддалі між максимумами кривої залежності КСХ на вході ЩЛП для кожної з досліджуваних частот діапазону. Результати експериментальних досліджень подано у додатку Б. Статистичне оброблення результатів вимірювань дозволило вивести середньостатистичні

експериментальні значення коефіцієнту сповільнення хвилі у ЩЛП в діапазоні 2..4 ГГц, який коливається в межах 0.79..0.83.

При дослідженні макету ЩЛП проведені заміри двох довжин щілини, при яких КСХ на вході ЩЛП є максимальними.

Для порівняння з результатами, отриманими експериментально, на графіку рис. 4.16 подано частотну залежність коефіцієнту сповільнення хвилі у ЩЛП, отриману в результаті обчислень за формулою (1.16). Коефіцієнт сповільнення хвилі у ЩЛП в діапазоні частот 2..4 ГГц знаходиться в межах 0.79..0.83.

Перевірка адекватності моделі ЩЛП проводилась шляхом співставлення результатів фізичного макетування та математичного моделювання. Ширина щілини не змінювалась і становила 1.5мм.

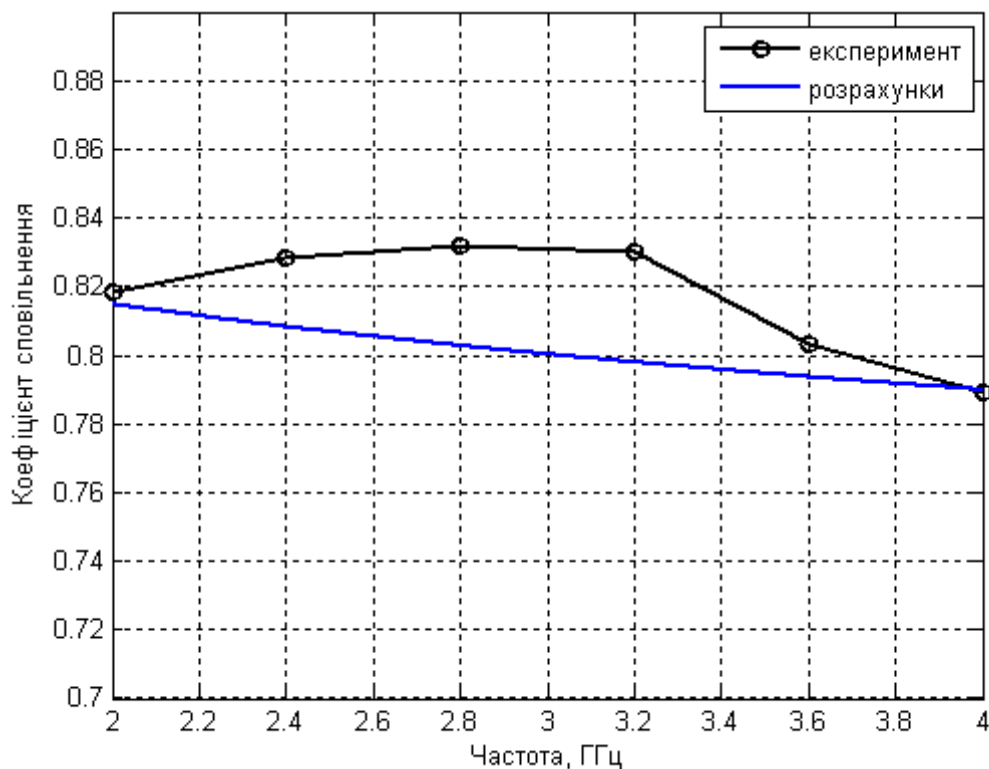


Рис. 4.16. Коефіцієнт сповільнення хвилі у щілинній лінії передачі

Загасання електромагнітної енергії у ЩЛП зумовлено втратами у діелектричній підкладці, омичними втратами у провідниках та випромінюванням електромагнітної енергії, оскільки ЩЛП є відкритою

структурою [2]. Електромагнітна хвиля при поширенні по ЩЛП збуджує поверхневі струми, що зумовлює перехід частини енергії у джоулеве тепло.

Затухання у ЩЛП зручно вимірювати у неузгодженому режимі, при цьому найпростішим є випадок короткого замикання на кінці лінії.

В літературі наводиться методика розрахунку коефіцієнта затухання за знятими картинами стоячих хвиль. На рис. 4.17 показаний розподіл амплітуди поля в короткозамкненій лінії з втратами. Поле визначається двома затухаючими хвилями, що поширюються в протилежних напрямках.

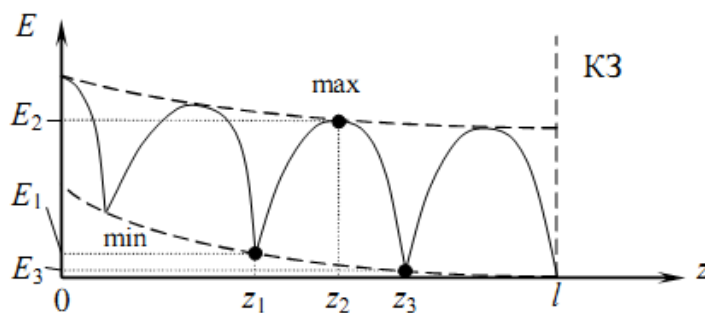


Рис. 4.17. Метод визначення затухання в короткозамкненій лінії з втратами

Якщо відношення $(E_3 - E_1) / E_2$ виявляється менше одиниці, то шуканий коефіцієнт загасання знаходиться за наближеною формулою [98]:

$$\alpha = \frac{1}{2} \frac{E_3 - E_1}{E_2 l} \quad (4.1)$$

У загальному випадку слід користуватися точною формулою:

$$\alpha = \frac{1}{l} \operatorname{arcsch} \frac{E_3 - E_1}{E_2} \quad (4.2)$$

Величина сумарного загасання у ЩЛП α визначена експериментально з залежності КСХ на вході ЩЛП від її довжини. З формули визначення $\text{КСХ} = (1 + \rho) / (1 - \rho)$, де ρ – коефіцієнт відбиття, рівний відношенню падаючої та відбитої напруг на вході ЩЛП довжиною L , $\rho = U_{\text{пад}} / U_{\text{від}}$, знаходимо величину відбитої напруги [2]:

$$U_{від} = U_{пад} \frac{КСХ - 1}{КСХ + 1}. \quad (4.3)$$

На частоті 2.4 ГГц при $L_1 = 274.27$ мм $U_{від1}$ становить $0.4862 U_{пад}$, при $L_2 = 171$ мм $U_{від2}$ становить $0.5169 U_{пад}$. Коефіцієнт загасання α визначається за формулою:

$$2\alpha \cdot \Delta L = 20 \log_{10} \frac{U_{від1}}{U_{від2}}, \quad (4.4)$$

де $\Delta L = L_1 - L_2$ – довжина лінії, для якої визначається загасання;

$U_{від1}$ і $U_{від2}$ – значення відбитої напруги при довжинах ЩЛП, при яких спостерігаються мінімальні значення КСХ [2].

Ліва частина формули (4.4) містить $2 \Delta L$, оскільки хвиля у прямому та зворотньому напрямках проходить подвійну відстань.

Остаточна формула розрахунку α за двома значеннями КСХ на вході ЩЛП:

$$\alpha = \frac{10}{L_1 - L_2} \log_{10} \frac{(КСХ_2 + 1)(КСХ_1 - 1)}{(КСХ_2 - 1)(КСХ_1 + 1)}, \quad (4.5)$$

Результати експериментальних досліджень загасання хвилі у ЩЛП з $w/\lambda_0 = 0.012$ у смузі частот за формулами (4.3) та (4.4) наведені у додатку Б та на рис. 4.17 [2].

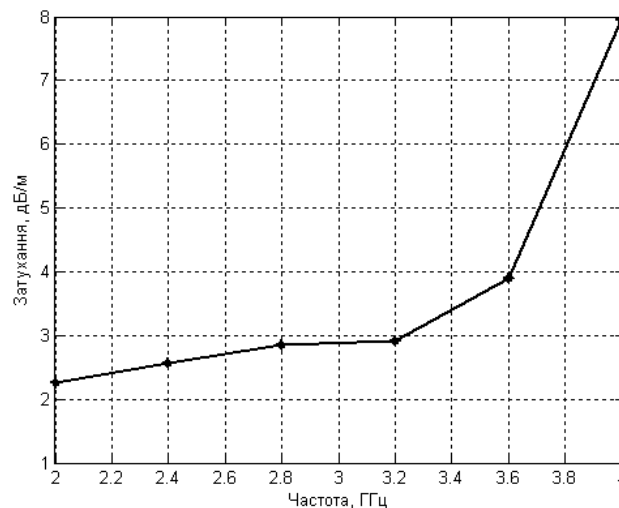


Рис. 4.17. Коефіцієнт загасання хвилі у щілинній лінії передачі

4.4. Експериментальне дослідження частотних властивостей щілинних ромбічних випромінювачів

Для експериментальних досліджень були виготовлені макети ЩРВ в екранах різних розмірів та з різними типами навантаження.

Дослідження проводилися у безвідлунній камері (рис. 4.3) за схемами на рис. 4.1 та 4.2.

Виконано ЩРВ в екрані розміром 254x254 мм (рис. 4.19) та виміряно частотну залежність КСХ на вході.

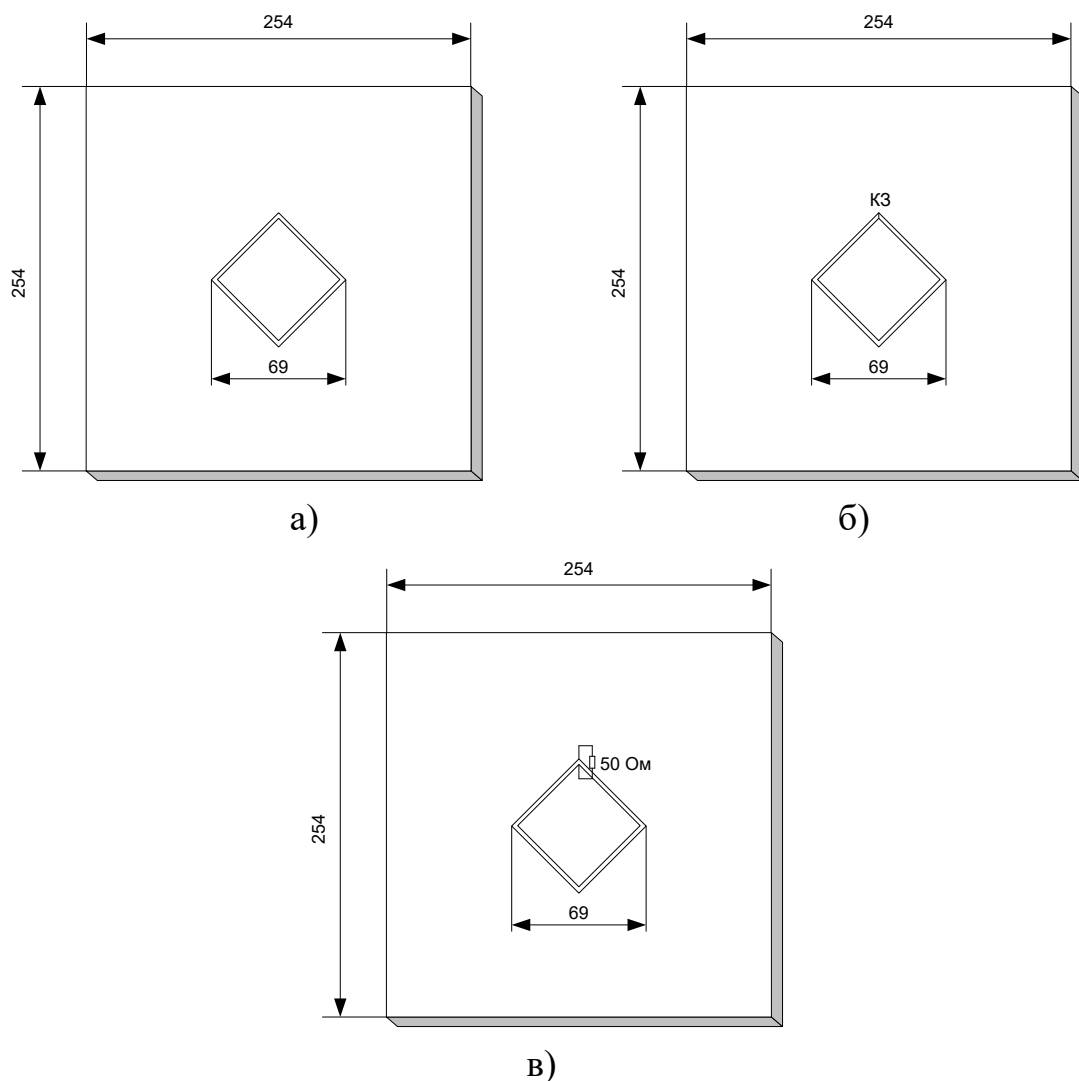


Рис. 4.19. Щілинний ромбічний випромінювач з навантаженням: а – $Z_n = \infty$; б

– $Z_n = 0$; в – $Z_n = 50 \text{ Ом}$

Для виготовлення ЦРВ використаний діелектрик з $\varepsilon = 5.5$, товщина 1.5 мм, хвильовий опір ЩЛП $Z_{\text{хв}} = 100$ Ом. КСХ цих ЦРВ в смузі частот показані на рис. 4.20-4.22.

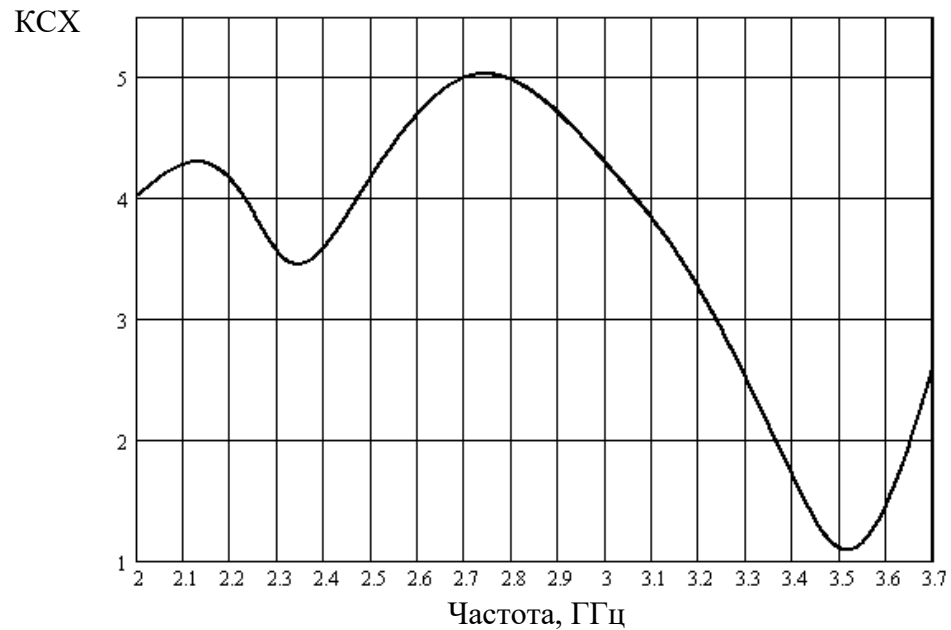


Рис. 4.20. Частотна залежність коефіцієнту стоячої хвилі щілинного ромбічного випромінювача в екрані розміром 254x254 мм з навантаженням

$$Z_n = \infty$$

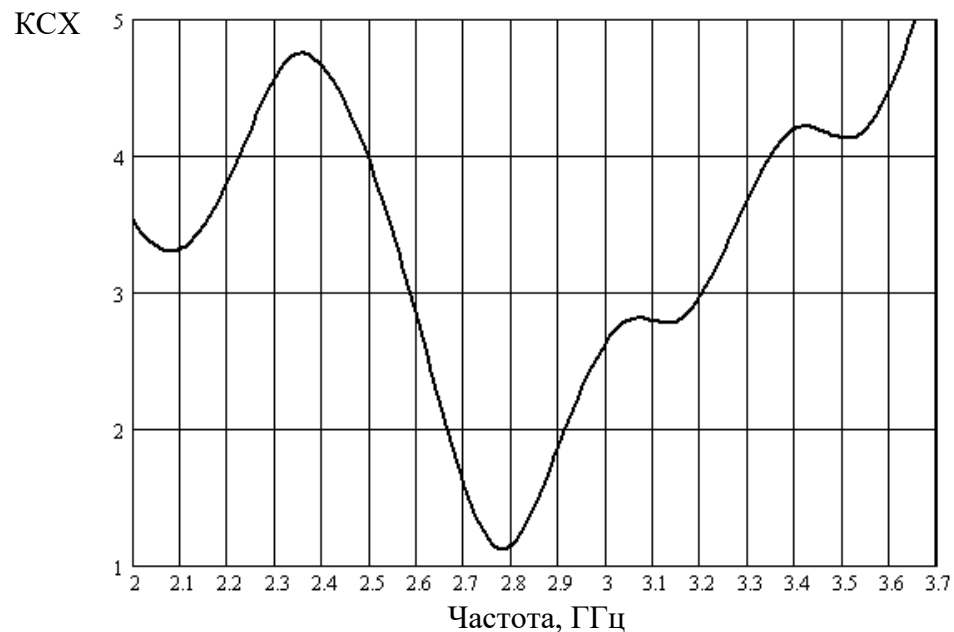


Рис. 4.21. Частотна залежність коефіцієнту стоячої хвилі щілинного ромбічного випромінювача в екрані розміром 254x254 мм з навантаженням

$$Z_n = 0$$

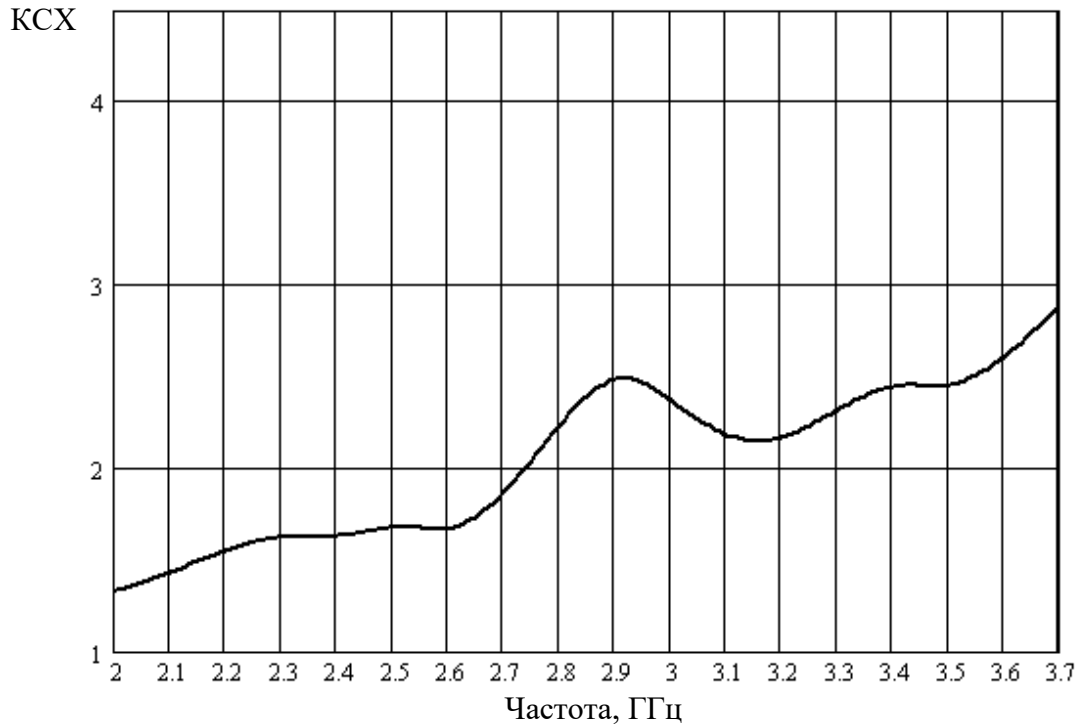
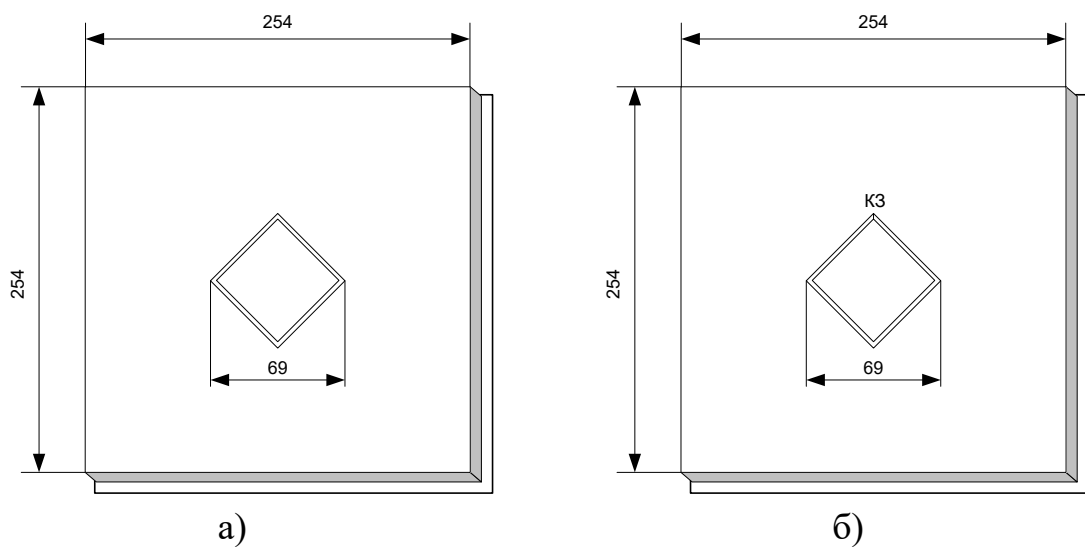
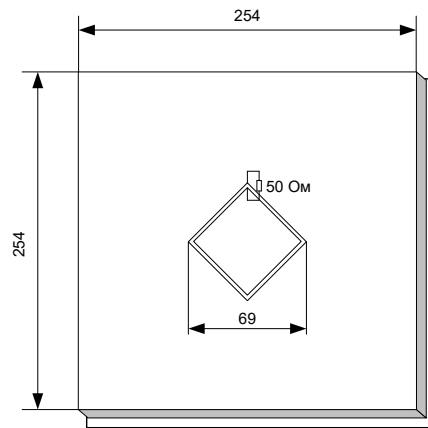


Рис. 4.22. Частотна залежність коефіцієнту стоячої хвилі щілинного ромбічного випромінювача в екрані розміром 254x254 мм з навантаженням

$$Z_{\text{н}} = 500 \text{ Ом}$$

Виконано ЩРВ в екрані розміром 254x254 мм з рефлексором, розташованим на віддалі 7 мм (рис. 4.23) та виміряно частотну залежність КСХ на вході (рис. 4.24 – 4.26).





в)

Рис. 4.23. Щілинний ромбічний випромінювач в екрані розміром 254x254 мм з рефлектором: а – $Z_H = \infty$; б – $Z_H = 0$; в – $Z_H = 50 \text{ Ом}$.

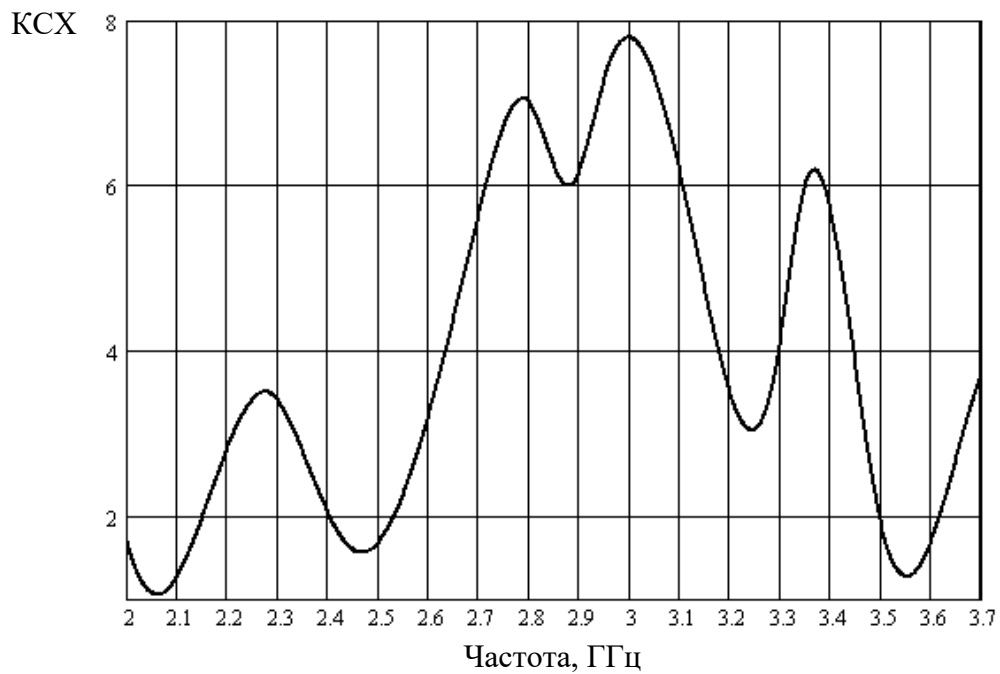


Рис. 4.24. Частотна залежність коефіцієнту стоячої хвилі щілинного ромбічного випромінювача в екрані розміром 254x254 мм з рефлектором.

Навантаження $Z_H = \infty$

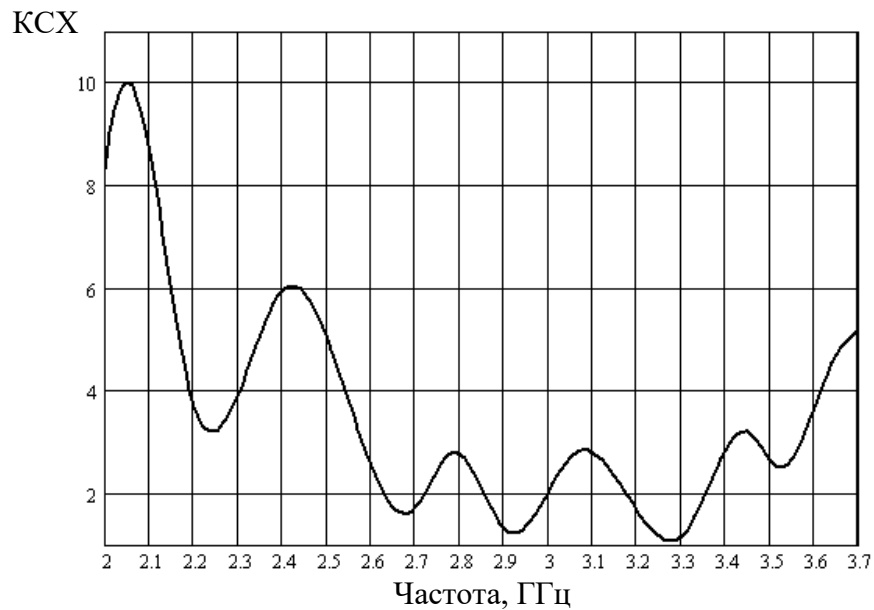


Рис. 4.25. Частотна залежність коефіцієнту стоячої хвилі щілинного ромбічного випромінювача в екрані розміром 254x254 мм з рефлектором.

Навантаження $Z_n = 0$

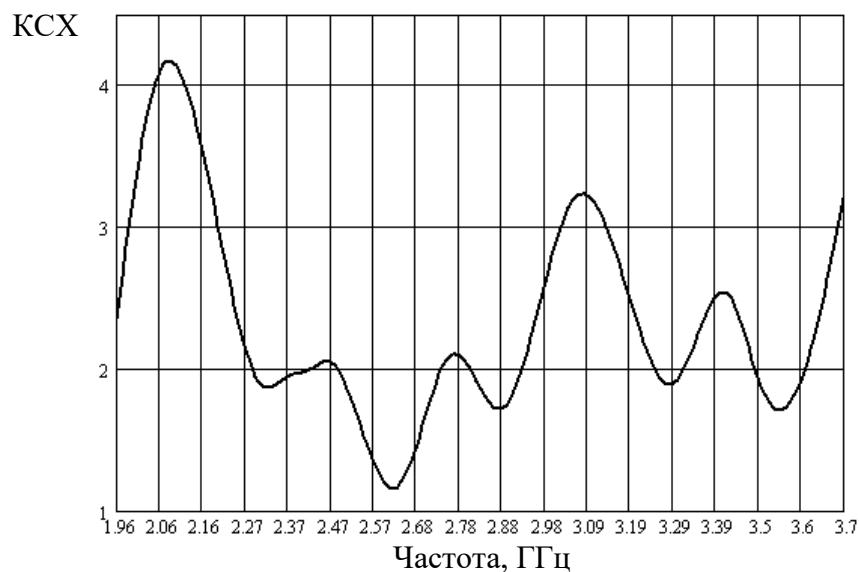


Рис. 4.26. Частотна залежність коефіцієнту стоячої хвилі щілинного ромбічного випромінювача в екрані розміром 254x254 мм з рефлектором.

Навантаження $Z_n = 50 \Omega$

Виконано ЩРВ в екрані розміром 87x87 мм (рис. 4.27) та досліджено частотну залежність КСХ на його вході при $Z_n = \infty$ та $Z_n = 0$, а також досліджено вплив на діапазонні властивості розміщеної всередині ЩРВ допоміжної поперечної щілини (рис. 4.27.в).

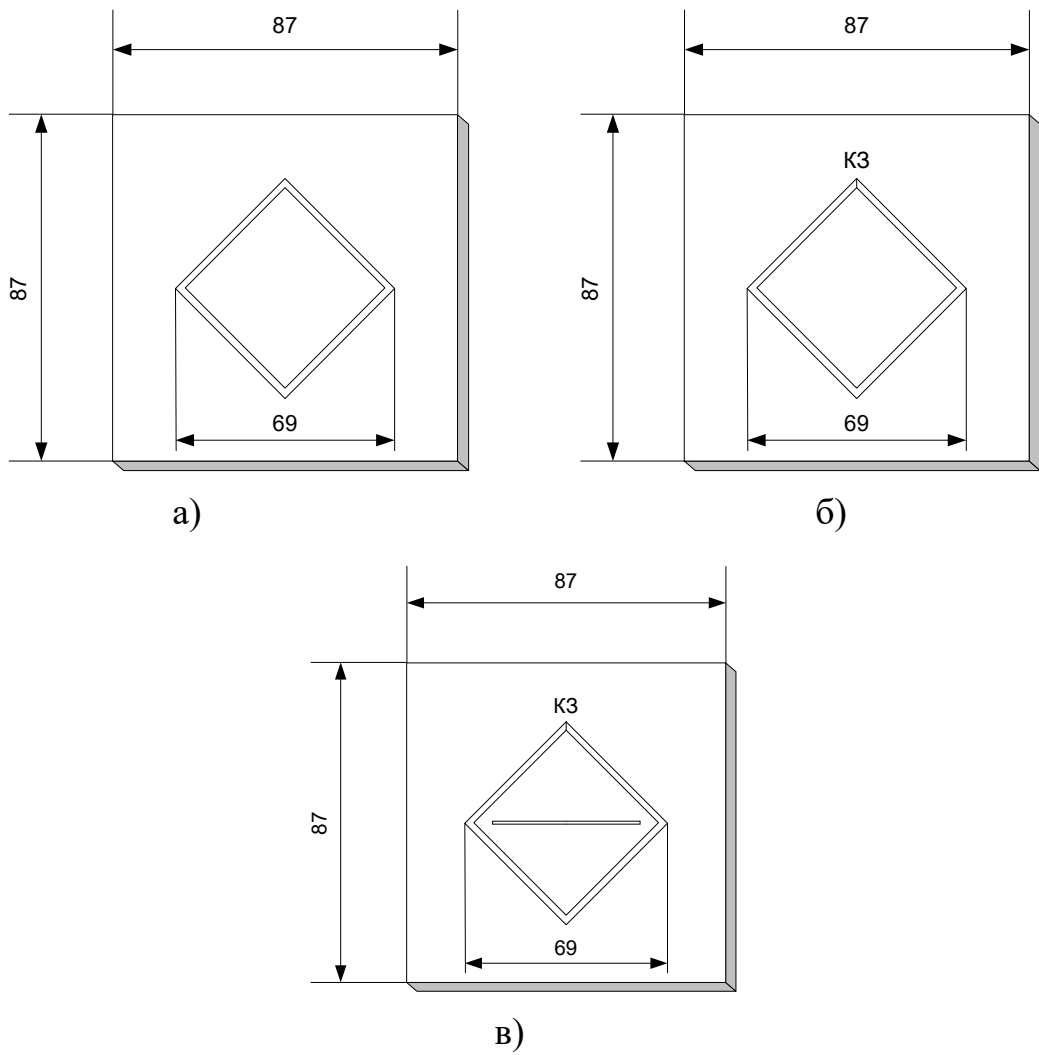


Рис. 4.27. Щілинний ромбічний випромінювач в екрані розміром 87x87 мм:

а – $Z_n = \infty$; б – $Z_n = 0$; в – $Z_n = 0$

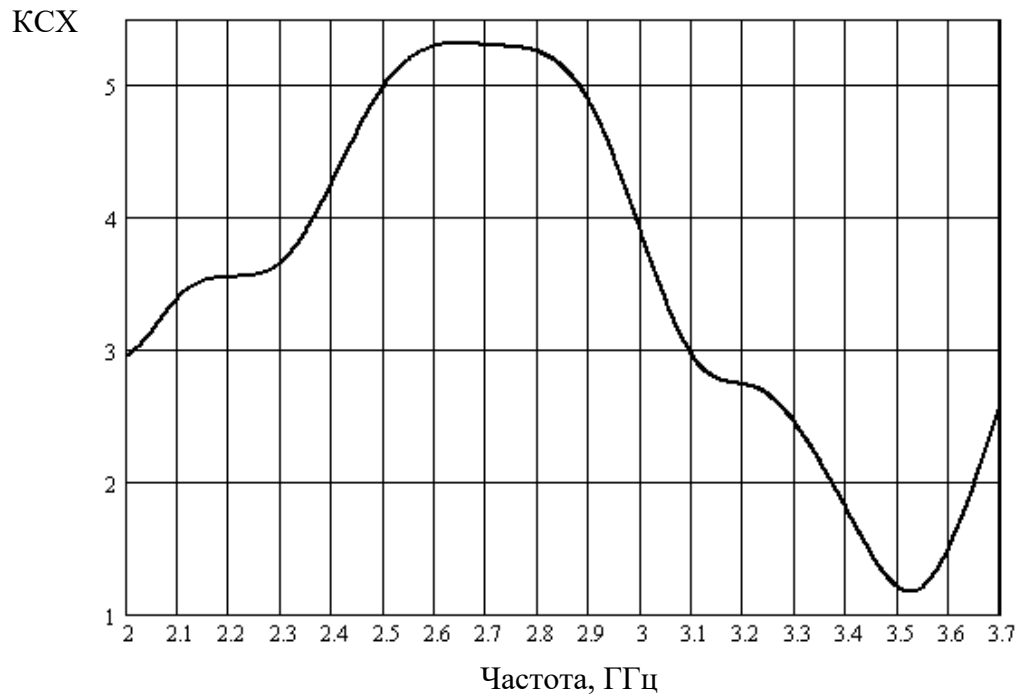


Рис. 4.28. Частотна залежність коефіцієнту стоячої хвилі щілинного ромбічного випромінювача в екрані розміром 87x87 мм, $Z_n = \infty$

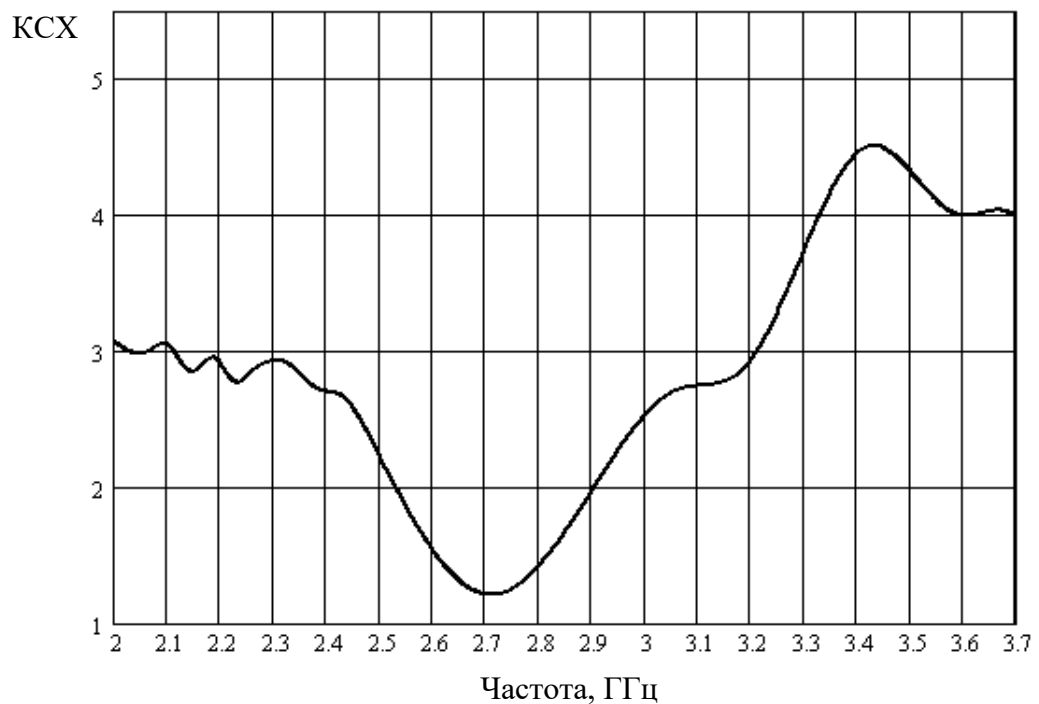


Рис. 4.29. Частотна залежність коефіцієнту стоячої хвилі щілинного ромбічного випромінювача в екрані розміром 87x87 мм, $Z_n = 0$

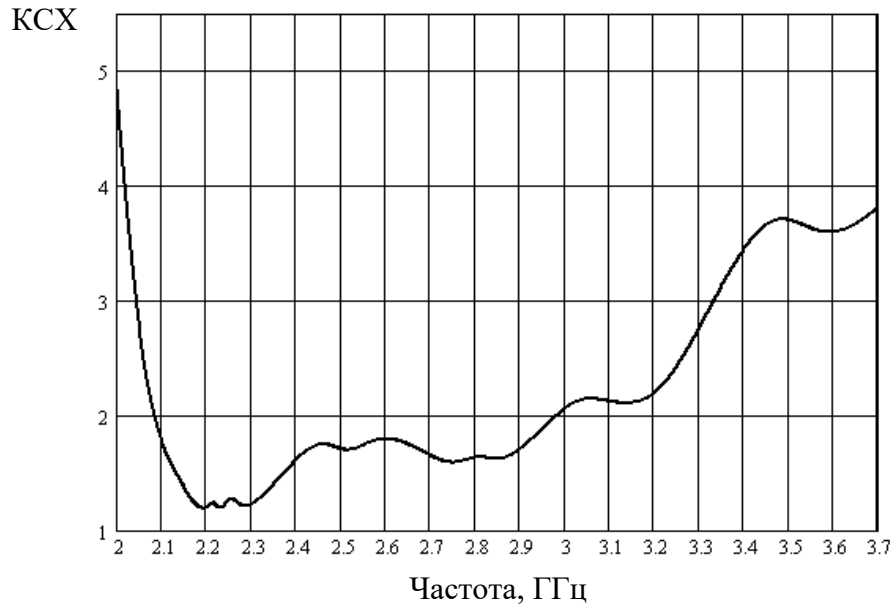
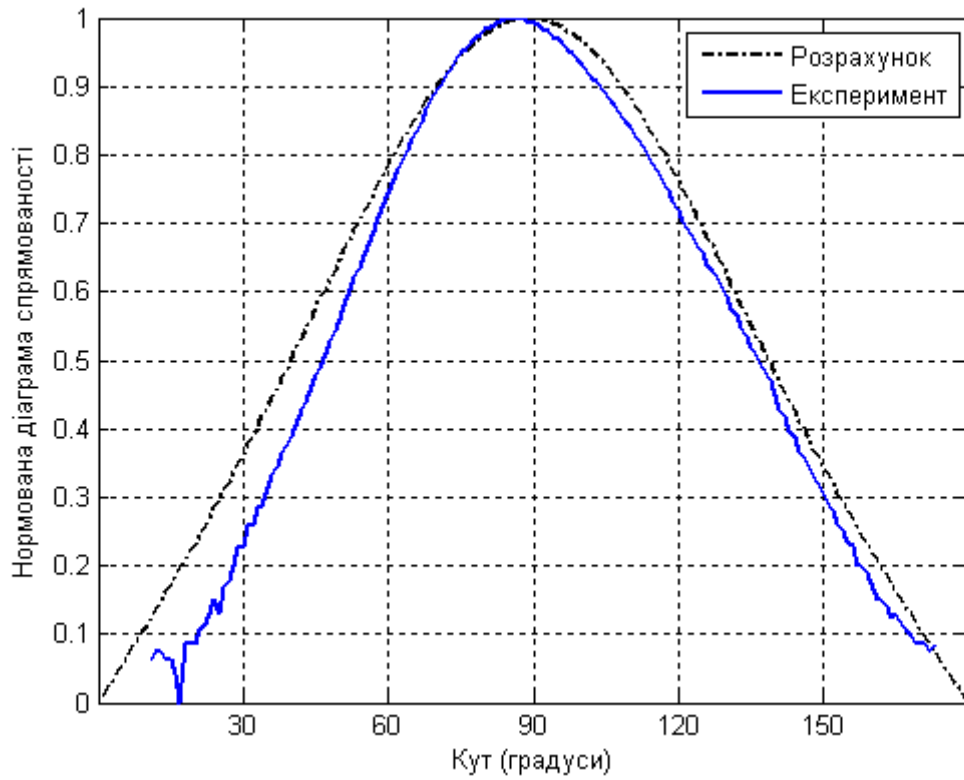


Рис. 4.30. Частотна залежність коефіцієнту стоячої хвилі щілинного ромбічного випромінювача в екрані розміром 87x87 мм з прорізаною всередині допоміжною щілиною, $Z_n = 0$

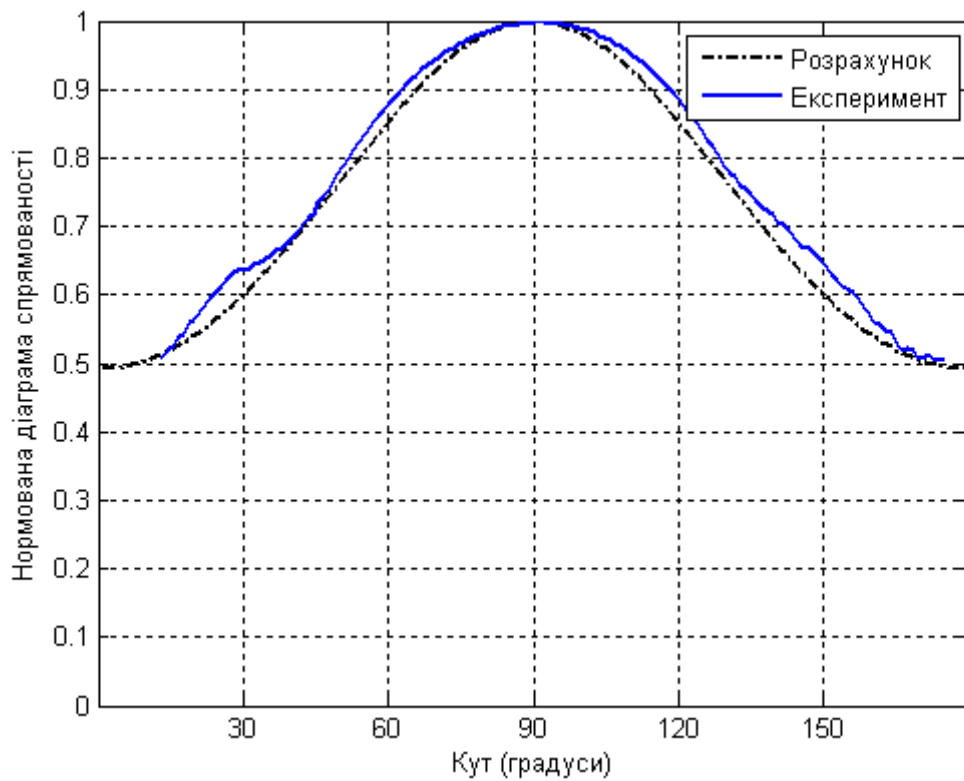
Як видно на рис. 4.30, розташування всередині ЩРВ допоміжної поперечної щілини дозволяє суттєво збільшити смугу робочих частот. При $КСХ < 2$ діапазон робочих частот складає 35%.

4.5. Експериментальне дослідження діаграми спрямованості щілинного ромбічного випромінювача

На рис. 4.31 для порівняння представлені діаграми напрямленості у площинах $Y0Z$ та $X0Z$, отримані за допомогою математичного моделювання та експериментально на частоті 2.4 ГГц у короткозамкненому режимі. ЩРВ був спроектований та сконструйований у екрані з розмірами 87x87 мм. Геометрія, режим та характеристики ЩРВ описані у 2-му розділі. ЩРВ живиться коаксіальним фідером.



а)



б)

Рис. 4.31. Діаграма спрямованості щільного ромбічного випромінювача у режимі КЗ: а – в площині YOZ, б – в площині XOZ

Відповідність між теоретичними та вимірними результатами є достатньо добра, що свідчить про те, що запропонований метод є адекватним для щілинних випромінюючих структур.

На рис. 4.32 представлені ДС ЩРВ у площинах $Y0Z$ та $X0Z$, отримані експериментально на частоті 2.4 ГГц у режимі біжучої хвилі.

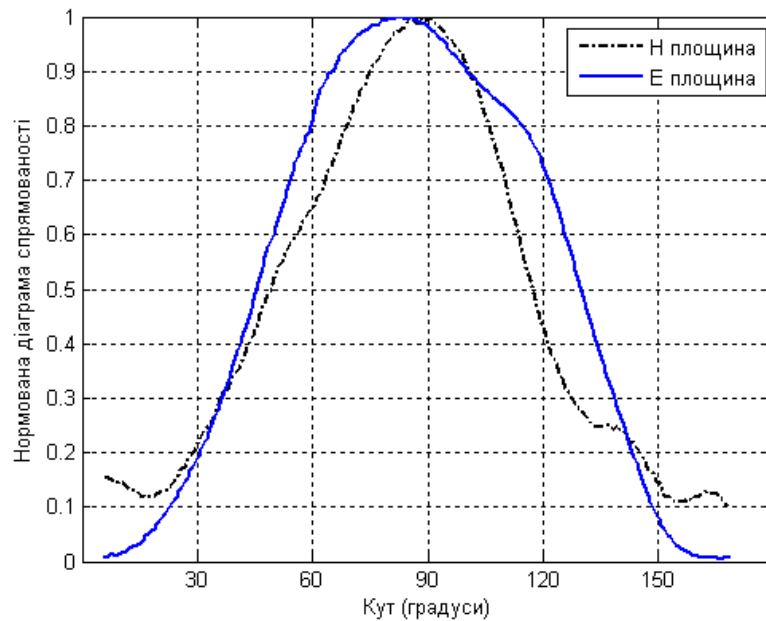


Рис. 4.32. Діаграма спрямованості щілинного ромбічного випромінювача у режимі біжучої хвилі

При порівнянні рис. 4.31 та 4.32 можна побачити, що в режимі короткого замикання ДС є вузкою ніж в режимі біжучої хвилі.

Ліва та права частини ЩРВ мають однакові, але взаємопротилежні горизонтальні компоненти поверхневого струму, що призводить до провалу у кросполяризованій ДС в напрямку OZ . Проте, в ході експерименту спостерігається зменшення кросполяризованого випромінювання в напрямку нормалі до рівня 0.18 від максимального (рис. 4.33).

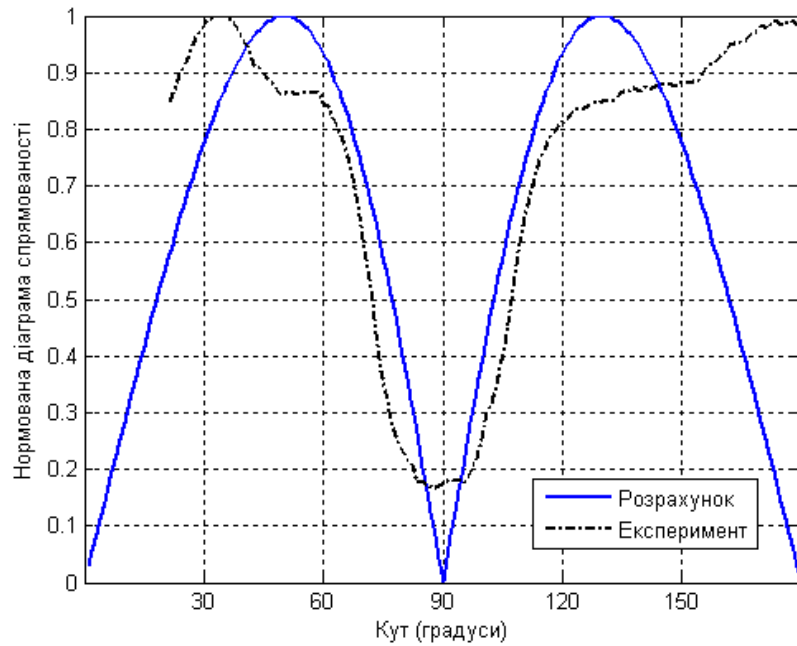


Рис. 4.33. Кросполяризовані діаграми спрямованості щілинного ромбічного випромінювача в режимі короткого замикання

Розташування металевого рефлектора під кутом α до нормалі призводить до зміни величини хвильового опору вздовж щілинної лінії та покращує узгодження антени в смузі робочих частот (рис. 4.34). Ширина смуги частот при цьому становить 29%, що перевищує значення для петлевого ЩВ, наведені в [71].

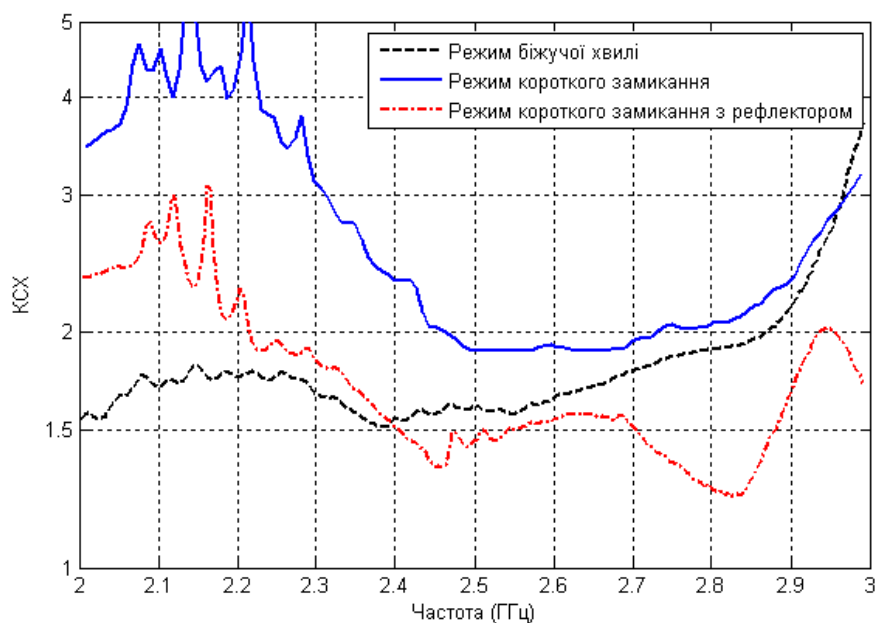


Рис. 4.34. Частотна залежність коефіцієнту стоячої хвилі

4.6. Експериментальне дослідження антенних решіток щілинних ромбічних випромінювачів

На рис. 4.35. зображено плоску АР, що складається з двох ЩРВ в екрані розміром 87x152 мм з рефлектором розміром 298x340 мм при $Z_n = 0$, а також АР, у якій всередині кожного ромбічного випромінювача розташовано допоміжні щілини (рис. 4.35.б).

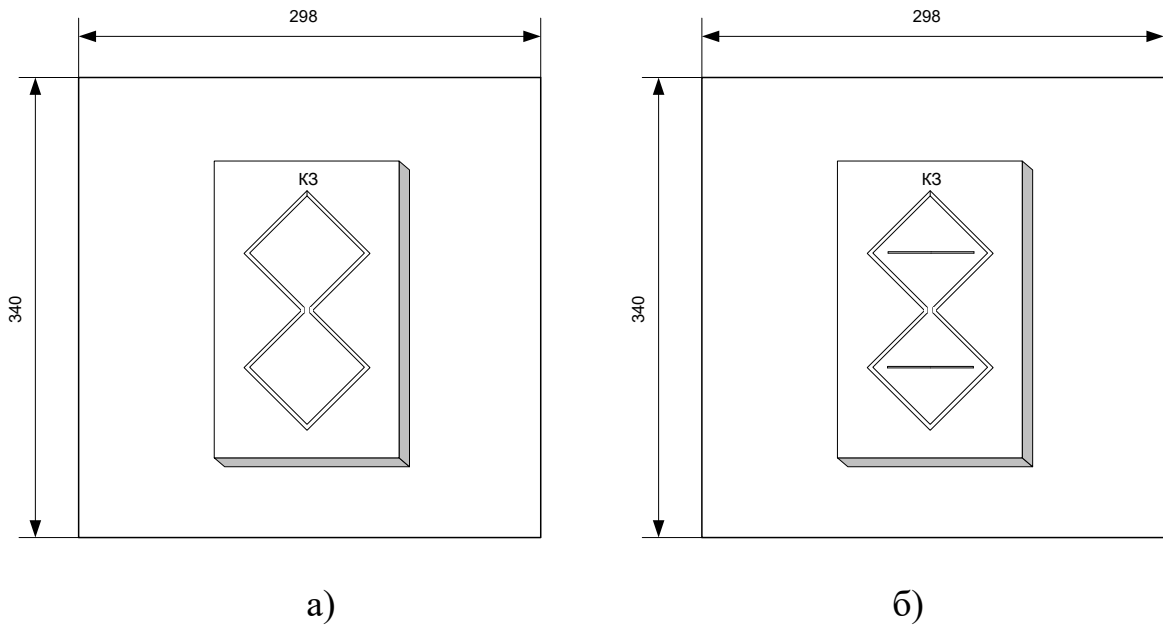


Рис. 4.35. Антенна решітка двох щілинних ромбічних випромінювачів

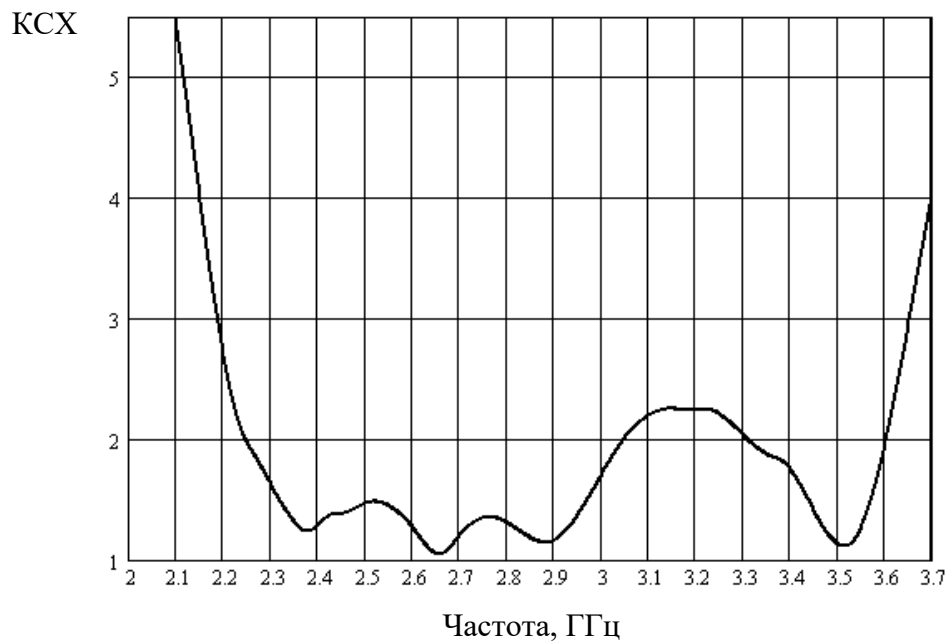


Рис. 4.36. Частотна залежність коефіцієнту стоячої хвилі антенної решітки двох щілинних ромбічних випромінювачів

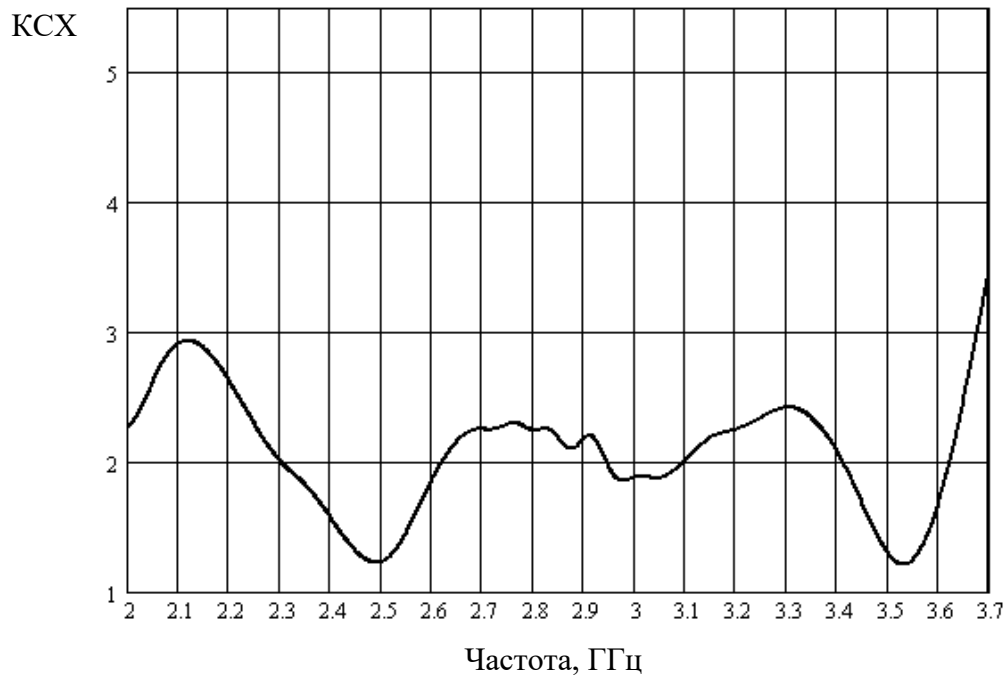
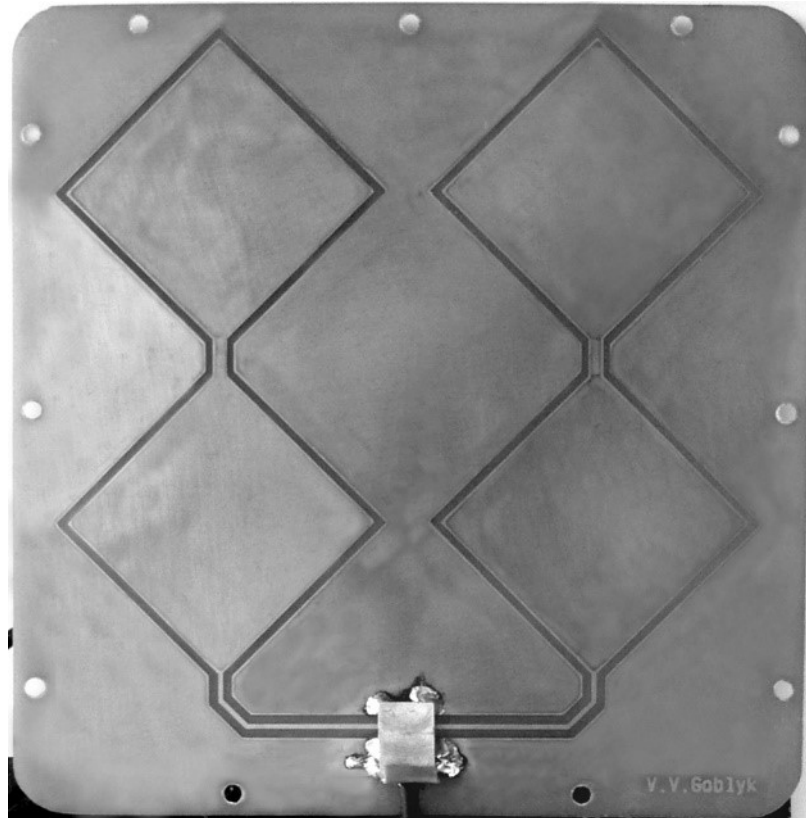
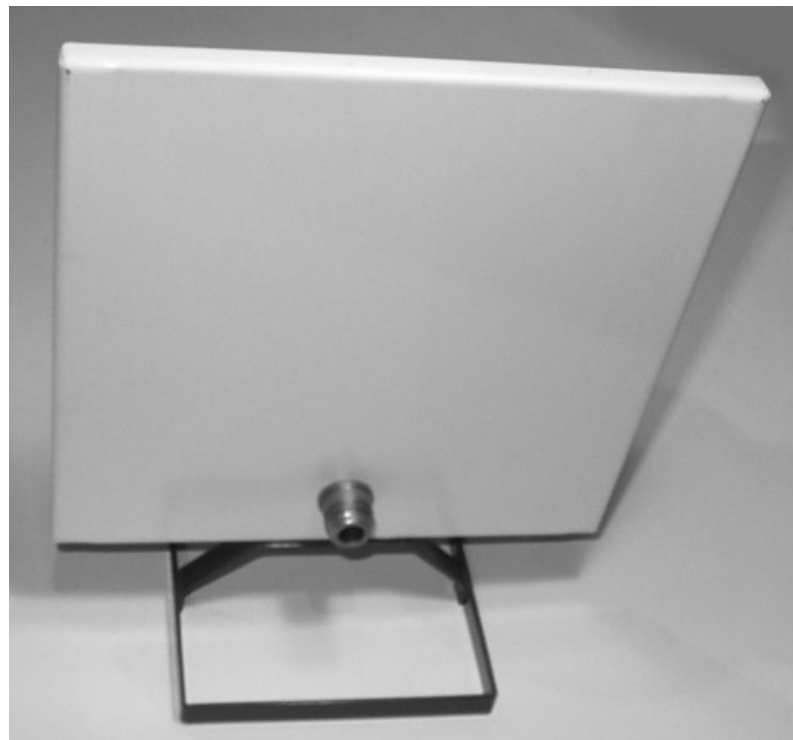


Рис. 4.37. Частотна залежність коефіцієнту стоячої хвилі антенної решітки двох щілинних ромбічних випромінювачів, з розміщеними всередині допоміжними щілинами

На рис. 4.38 зображена плоска АР, яка складається з чотирьох ЩРВ. Узгодження АР з 50-омною коаксіальною лінією здійснюється з допомогою системи компланарних ліній [2]. Для покращення спрямовуючих властивостей АР використовується металевий екран.



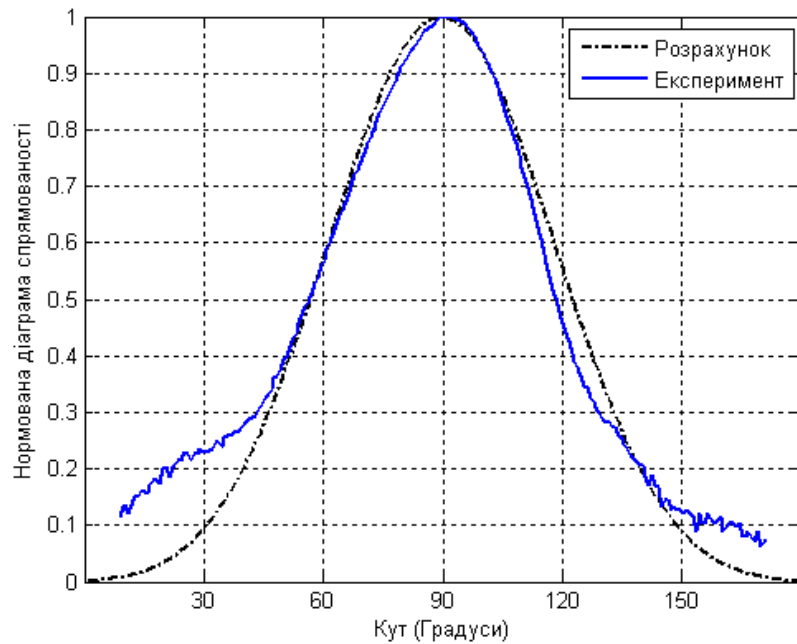
а)



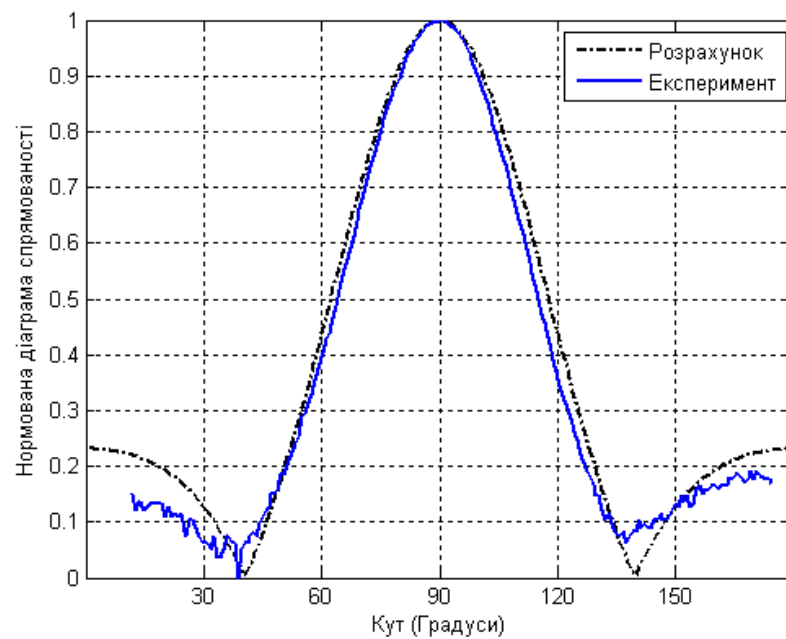
б)

Рис. 4.38. Плоска антенна решітка чотирьох щілинних ромбічних випромінювачів: а) - топологія друкованої ВС; б) - конструкція з металевим екраном

На рис. 4.39 представлені результати експериментальних та теоретичних досліджень випромінюючих властивостей АР з чотирьох ЩРВ. Діаграма спрямованості АР в площині $Y0Z$ була знята в безвідлунній камері. Ширина діаграми спрямованості у вертикальній площині за рівнем 0.5 становить 60° , в горизонтальній площині 50° [2].



а)



б)

Рис. 4.39. Діаграма спрямованості плоскої антенної решітки чотирьох щілинних ромбічних випромінювачів: а - в площині $Y0Z$; б - в площині $X0Z$

На рис. 4.40 представлено результати експериментальних досліджень коефіцієнта підсилення плоскої АР з чотирьох ЩРВ [2].

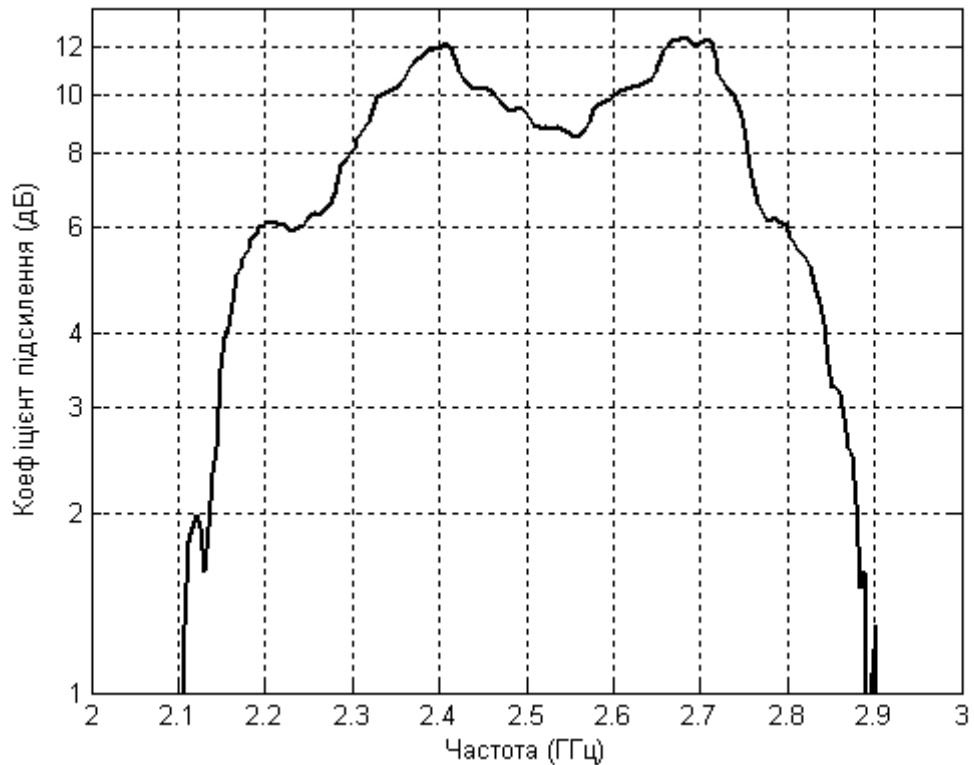


Рис. 4.40. Коефіцієнт підсилення плоскої антенної решітки чотирьох щілинних ромбічних випромінювачів

Діапазон робочих частот становить $2,32 \div 2,75$ ГГц, максимальне значення коефіцієнту підсилення 12.2 Дб отримано на частотах 2.4 та 2.68 ГГц.

4.7. Аналіз похибок вимірювань

При виконанні кількісних вимірювань фізичних величин постає питання аналізу достовірності отриманих значень, обробки результатів безпосередніх вимірювань і оцінки похибок розрахунків, у яких використовуються значення безпосередньо виміряних характеристик.

Статистична обробка вимірювань КСХ та напруженості електричного поля проводилось у відповідності до ГОСТ 8.207-76 наступним чином. Вимірювання фізичних величин проводилось шляхом багатократних

спостережень, з яких отримано середнє арифметичне, яке приймається за результат вимірювання [104].

Середнє арифметичне значення вибірки з n паралельних вимірювань величини y [104]:

$$\bar{y} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n y_i, \quad (4.6)$$

де \bar{y} – середнє значення вимірюваної величини;

y_i – виміряні величини;

n – кількість вимірювань;

i – порядковий номер вимірювання.

При збільшенні величини вибірки середнє арифметичне поступово стабілізується та наближається до своєї межі – генерального середньоквадратичного відхилення.

При обчисленні середнього арифметичного значення результат отримуємо з числом значущих цифр, на одну більшу, ніж у вихідних даних.

Відхилення для усіх \bar{y} можна зобразити як різницю $\Delta y = y_i - \bar{y}$. Наявність Δy свідчить про варіацію значень повторних дослідів.

Абсолютна похибка середнього значення вимірюваної величини знаходиться за наступною формулою:

$$\Delta \bar{y} = t_{\gamma, n-1} \frac{\sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (y_i - \bar{y})^2}}{\sqrt{n}}, \quad (4.7)$$

де $t_{\gamma, n-1}$ - коефіцієнт Стюдента.

Значення коефіцієнту Стюдента при різних довірчих імовірностях і значеннях n наведені у [112]. При $n = 15$ та $P = 0.95$ $t_{\gamma, n-1} = 2.145$.

Обчислені значення абсолютної похибки середніх значень довжини ЩЛП та КСХ при кількості вимірювань $n = 15$ наведені у додатку Б.

Похибки непрямих вимірювань величини $D=f(K_1, K_2 \dots K_p)$, таких як обчислення довжини хвилі у ЩЛП та коефіцієнта затухання за формулами (4.1), (4.2) розраховують за наступною формулою:

$$\varepsilon_D = \frac{\Delta \bar{D}}{\bar{D}} \cdot 100\% = \sqrt{\sum_{p=1}^m \left(\frac{\partial f}{\partial K_p} \cdot \frac{\Delta \bar{K}_p}{\bar{K}_p} \right)^2} \cdot 100\%, \quad (4.8)$$

де ε_D – відносна похибка середнього значення величини D ,

m – кількість аргументів K_p ,

$\frac{\partial f}{\partial K_p}$ - часткові похідні функції f по аргументам K_p ,

$\Delta \bar{K}_p$ - абсолютна похибка середнього значення аргументу K_p .

Для функції визначення довжини хвилі у ЩЛП:

$$\lambda_{щ} = \Delta L = L_1 - L_2, \quad (4.9)$$

відносна похибка для частот 2.0; 2.4; 2.8 ГГц буде рівна:

$$\varepsilon_{\lambda_{щ}} = \sqrt{\left(\frac{\Delta \bar{L}_1}{\bar{L}_1} \right)^2 + \left(\frac{-\Delta \bar{L}_2}{\bar{L}_2} \right)^2} \cdot 100\%. \quad (4.10)$$

Для частот 3.2; 3.6; 4.0 ГГц $\lambda_{щ} = \Delta L/2 = (L_1 - L_2)/2$ відносна похибка буде рівна:

$$\varepsilon_{\lambda_{щ}} = \sqrt{\left(\frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta \bar{L}_1}{\bar{L}_1} \right)^2 + \left(\frac{1}{2} \cdot \frac{-\Delta \bar{L}_2}{\bar{L}_2} \right)^2} \cdot 100\%. \quad (4.11)$$

Результати обчислення відносної похибки непрямих вимірювань довжини хвилі у ЩЛП $\lambda_{щ}$ наведені у додатку Б та у табл. 4.2.

Таблиця 4.2.

Відносна похибка непрямих вимірювань довжини хвилі у щілинній лінії передачі

Частота, ГГц	2.0	2.4	2.8	3.2	3.6	4.0
Довжина хвилі у ЩЛП $\lambda_{щ}$, мм	122.8	103.2	89.1	77.8	66.9	59.2
Відносна похибка середнього значення $\lambda_{щ}$, %	1.431	0.55	0.35	0.41	0.22	0.11

Для функції α , що визначається формулою (4.5), відносна похибка за формулою (4.8) з врахуванням диференціалів функції α по L_1 , L_2 , KCX_1 та KCX_2 буде рівна:

$$\varepsilon_{\alpha} = \sqrt{\left(\frac{\partial \alpha}{\partial L_1} \cdot \frac{\Delta \bar{L}_1}{\bar{L}_1}\right)^2 + \left(\frac{\partial \alpha}{\partial L_2} \cdot \frac{\Delta \bar{L}_2}{\bar{L}_2}\right)^2 + \left(\frac{\partial \alpha}{\partial KCX_1} \cdot \frac{\Delta \overline{KCX}_1}{\overline{KCX}_1}\right)^2 + \left(\frac{\partial \alpha}{\partial KCX_2} \cdot \frac{\Delta \overline{KCX}_2}{\overline{KCX}_2}\right)^2} \cdot 100\%, \quad (4.12)$$

$$\text{де } \frac{\partial \alpha}{\partial L_1} = \frac{-10}{(L_1 - L_2)^2} \cdot \log_{10} \frac{(KCX_2 + 1)(KCX_1 - 1)}{(KCX_2 - 1)(KCX_1 + 1)},$$

$$\frac{\partial \alpha}{\partial L_2} = \frac{10}{(L_1 - L_2)^2} \cdot \log_{10} \frac{(KCX_2 + 1)(KCX_1 - 1)}{(KCX_2 - 1)(KCX_1 + 1)},$$

$$\frac{\partial \alpha}{\partial KCX_1} = \frac{20}{(L_1 - L_2) \cdot \ln 10 \cdot (KCX_1^2 - 1)},$$

$$\frac{\partial \alpha}{\partial KCX_2} = \frac{-20}{(L_1 - L_2) \cdot \ln 10 \cdot (KCX_2^2 - 1)}.$$

Результати обчислення відносної похибки непрямих вимірювань коефіцієнту затухання хвилі у ЩЛП α наведені у додатку Б та у таблиці 4.3.

Таблиця 4.3

Відносна похибка непрямих вимірювань коефіцієнту затування хвилі
у щілинній лінії передачі

Частота, ГГц	2.0	2.4	2.8	3.2	3.6	4.0
Коефіцієнт затування хвилі у ЩЛП α , дБ/м	2.2595	2.6042	2.8563	2.9188	3.8969	7.9428
Відносна похибка середнього значення α , %	27.9973	25.1022	15.2309	18.7207	19.5390	26.2065

Графік залежності середніх значень коефіцієнту затування хвилі у
ЩЛП від частоти з вказанням інтервалів похибок, наведених у табл. 4.3
представлений на рис. 4.41.

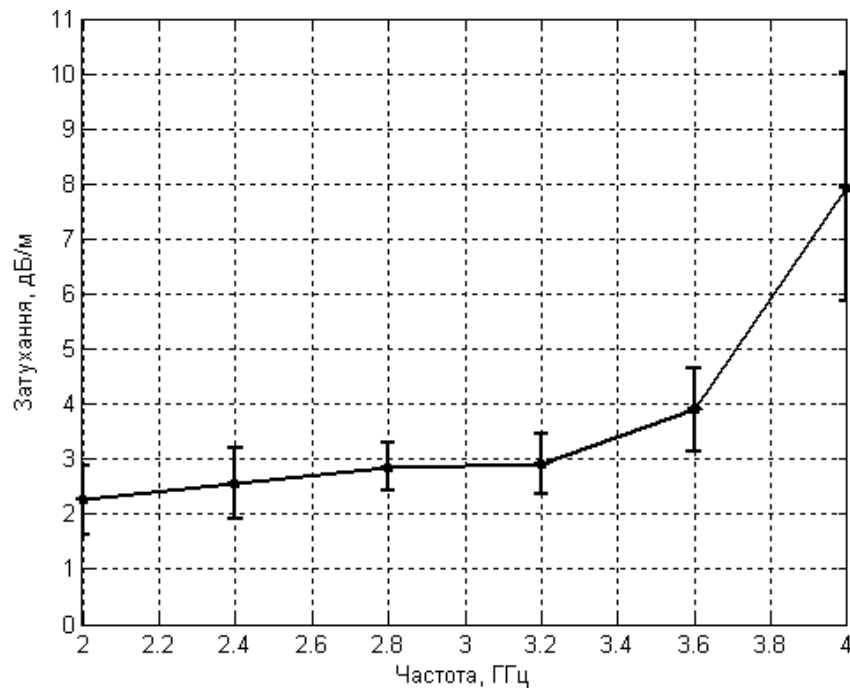


Рис. 4.41. Коефіцієнт затування хвилі у щілинній лінії передачі з інтервалами похибок

Для визначення невиключеної систематичної похибки необхідно визначити абсолютні величини похибок. При сумуванні невиключених систематичних похибок вони розглядаються як випадкові величини з рівномірним розподілом.

Сумарна похибка результату вимірювань при збільшенні величини вибірки зменшується до рівня невиключеної систематичної похибки.

Похибки вимірювальних приладів наведені у табл. 4.4.

Таблиця 4.4

Похибки вимірювальних приладів

Вимірювальний прилад	Похибка
Індикатор КСХ і послаблення Я2Р-67	<p>Похибка вимірювання послаблення в лінійному масштабі, не більше: $\delta A = \pm(0.01 A_x + 0.02)$, до 20 дБ, $\delta A = \pm(0.015 A_x + 0.02)$, понад 20 дБ.</p> <p>Похибка вимірювання послаблення в логарифмічному масштабі в межах шкали від 0 до -30 дБ, не більше: $\delta A = \pm(0.1 A_x + 1.0)$.</p>

Як видно з табл. 4.4, інструментальна похибка вимірювання КСХ за допомогою індикатора Я2Р-67 залежить від максимального значення шкали вимірювання та від вимірюваного значення. Отримані значення абсолютної похибки вимірювань КСХ, які проводились в лінійному масштабі при положенні регулятора шкали до 20 дБ, наведені у додатку Б.

При вимірюванні довжини ЩЛП інструментальна похибка прийнята рівною ціні найменшої поділки шкали вимірювального пристрою (1 мм). Оскільки джерелами похибок вимірювань довжини хвилі у ЩЛП являються доданки (4.8), то сумарна інструментальна похибка θ визначається за формулою:

$$\theta = 1.1 \cdot \sqrt{\theta_1 + \theta_2}, \quad (4.13)$$

де θ_1 та θ_2 – інструментальні похибки вимірювань L_1 та L_2 .

Отримані значення сумарної абсолютної інструментальної похибки вимірювань довжини хвилі у ЩЛП наведені у додатку Б.

Інструментальна абсолютна похибка $\lambda_{\text{щ}}$ у всьому діапазоні частот за виключенням частоти 2.0 ГГц перевищує відносну похибку середнього значення $\lambda_{\text{щ}}$, тому при визначенні сумарної похибки результату вимірювання необхідно враховувати обидві ці похибки.

4.8. Висновки до розділу 4

Для дослідження КСХ експериментального макету ЩРВ розроблений вимірювальний комплекс та програмний інтерфейс „Graphic Analyser”. Вимірювання проводились у безвідлунній камері.

Порівняння результатів електромагнітного моделювання з експериментальними даними свідчить про адекватність розробленої математичної моделі.

Створення експериментальних зразків ЩРВ та дослідження їх електродинамічних параметрів показало високі потенційні можливості даного класу випромінювачів. Для досягнення кращих показників ЩРВ можуть об'єднуватись у АР, що дає змогу збільшити коефіцієнт підсилення. Використання рефлектора дозволяє зменшити рівень випромінювання в зворотньому напрямку. Розширення смуги робочих частот можливо досягнути, використовуючи різні типи навантаження ЩРВ, а також шляхом використання допоміжних щілин всередині ЩРВ.

ВИСНОВКИ

У дисертаційній роботі розв'язано актуальну науково-технічну задачу, яка полягає в підвищенні ефективності метал-діелектричних випромінюючих структур на основі щілинних ліній передачі та розширенні їх функціональних можливостей за рахунок збільшення діапазону робочих частот та підвищення коефіцієнту підсилення.

Найбільш істотні наукові і практичні результати дисертаційної роботи:

1. Проаналізовано та узагальнено літературні дані щодо сучасного стану та перспектив розвитку щілинних випромінювачів, на основі чого розроблено нові методи підвищення коефіцієнту підсилення та розширення смуги робочих частот щілинних випромінювачів. Технологічна простота конструкції щілинних випромінювачів забезпечує зниження вартості та масогабаритних показників обладнання і уможлиблює їх ширше впровадження в різні галузі техніки, зокрема в телекомунікаційних системах та мережах.

2. Обґрунтовано способи покращення ефективності випромінюючих компонентів на основі щілинних ліній передачі та розвинуті методи визначення їх параметрів, для чого розроблено електродинамічну модель, яка представляє структуру щілинного випромінювача у вигляді решітки диполів, що забезпечило її двократну перевагу по швидкості розв'язання завдання в порівнянні з комп'ютерними моделями, завдяки зменшенню кількості математичних операцій. За допомогою такої електродинамічної моделі виконано порівняльну оцінку впливу розмірів екрану на форму діаграми спрямованості щілинного випромінювача, що забезпечило високу ступінь збіжності обчислення діаграми спрямованості, яка становить 1.1×10^{-3} у площині YOZ та 7.6×10^{-3} у площині XOZ . По мірі збільшення кількості щілинних випромінювачів у складі АР виграш у швидкодії збільшується.

3. Створено фізичні моделі проведено експериментальну верифікацію розроблених методів дослідження розподілу електромагнітного поля

щілинних випромінювачів, а також виконано експериментальні дослідження та аналіз процесу поширення електромагнітної хвилі у ЩЛП. Досліджено частотні залежності загасання та сповільнення хвилі у ЩЛП. Встановлено, що на частоті 2.4 ГГц сповільнення хвилі становить 0.83. Це дає змогу зменшити площу випромінювачів для засобів телекомунікацій в 1.45 разів.

4. Створено фізичну модель ЩРВ, у якій використання металевого рефлектора під певним кутом дозволяє впливати на величину хвильового опору вздовж ЩЛП. Це дало змогу отримати більшу на 2.3% смугу робочих частот, у порівнянні з петлевими ЩВ.

5. Виконано дослідження основних параметрів щілинних випромінювачів замкненої геометричної форми, показано, що рівень кросполяризованого сигналу експериментального взірця щілинного випромінювача ромбічної форми в напрямку нормалі є на 18 дБ нижчим відносно максимального значення. Це робить можливою практичну реалізацію радіотехнічних пристроїв з покращеними характеристиками завадостійкості.

6. Використання щілинних випромінювачів в якості елементів антенних решіток при забезпеченні синфазності живлення окремих елементів сприяє покращенню їх електродинамічних та функціональних властивостей. Вперше встановлено вплив країв металевого екрану на особливості формування діаграми спрямованості щілинного випромінювача у формі ромба та розкрито значні потенційні можливості розробленої математичної моделі для розроблення широкого класу щілинних випромінювачів для використання у телекомунікаційних системах.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Hoblyk V. Radiation field modelling of slot antenna in finite size screen / V. Hoblyk, O. Liske // Computational problems of electrical engineering. – 2013. – Vol. 3, No. 1. – P. 29–34.
2. Гоблик В.В. Поле антенної решітки ромбічних випромінювачів на основі щілинної лінії передавання / В.В. Гоблик, О.М. Ліске, І.Ю. Тепляков // Вісник Нац. ун-ту «Львівська політехніка». Радіотехніка та телекомунікації. – 2017. – № 874. – С. 31–38.
3. Pavlysh V. Modelling of electrodynamic properties of structures with N-multiple periodicity / V. Pavlysh, V. Hoblyk, I. Nychai, O. Liske // Computational problems of electrical engineering. – 2012. – Vol. 2, № 1. – P. 89–95.
4. Гоблик В.В. Моделювання антен на базі щілинної лінії передачі / В.В. Гоблик, О.М. Ліске // Вісник Нац. ун-ту «Львівська політехніка». Радіотехніка та телекомунікації. – 2004. – № 508. – С. 181–186.
5. Ліске О.М. Радіохвильовий метод неруйнівного контролю з врахуванням внутрішніх механічних напружень у випромінювачі / О.М. Ліске, А.О. Мельничук, Р.М. Якимів // Науковий вісник Національного лісотехнічного університету України : Зб. наук.-техн. пр. - Львів : РВВ НЛТУ України. – 2012. – Вип. 22.12. – С. 138–146.
6. Гоблик В.В. Моделювання конформних антен на основі щілинної лінії передачі / В.В. Гоблик, Я.С. Щадило, О.М. Ліске // Наука і оборона. – 2016. – Вип. 2. – С. 64-67.
7. Гоблик Н.Н. Компьютерные модели элементов инфокоммуникационных систем на основе модулированных наноразмерных структур в учебном процессе / Н.Н. Гоблик, В.В. Гоблик, А.Н. Ліске // Фуллерены и наноструктуры в конденсированных средах: сб. науч. ст. – 2011. – С. 399-405.
8. Патент № 73700 UA, МПК(2006.01), G01N 22/02. Двочастотний радіохвильовий дефектоскоп / Мельничук А.О., Ліске О.М., Якимів Р.М.

Заявник Національний університет "Львівська політехніка". – № u201201252; заявл. 07.02.2012; опубл. 10.10.2012, Бюл. № 19.

9. Патент № 104959 UA, МПК(2014.01), H01Q 11/00. Щілинна антена / Гоблик В.В., Ліске О.М. Заявник Національний університет "Львівська політехніка". – № a201300020; заявл. 02.01.2013; опубл. 25.03.2014, Бюл. № 6.

10. Goblyk V.V. The modeling of plane curvilinear dipole antenna arrays / V.V. Goblyk, O.M. Liske, E.I.Yakovenko // Antenna Theory and Techniques: 5th International Conference, May 24–27, 2005: proceed. of the conf. - Kyiv, Ukraine, 2005. – P. 232–233.

11. Liske Oleksiy. Research of design methods of antennas based on curvilinear transmission slotline / Oleksiy Liske // Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science: 5th International Conference TCSET'2006, Feb. 28 – March 4, 2006: proceed. of the conf. – Lviv-Slavske, Ukraine, 2006. – P. 557–558.

12. Ліске О.М. Дослідження особливостей формування електромагнітного поля щілинними випромінювачами / О.М. Ліске // Одинадцята відкрита науково-технічна конференція професорсько-викладацького складу Інституту телекомунікацій, радіоелектроніки та електронної техніки Національного університету "Львівська Політехніка" з проблем електроніки, 1–4 квітня 2008: матер. конф. – Львів, Україна, 2008. – С. 31.

13. Гоблик В.В. Науково-прикладні проблеми фізико-математичного моделювання випромінювачів на базі щілинної лінії передачі та шляхи їх розв'язку / В.В. Гоблик, О.М. Ліске // Дванадцята відкрита науково-технічна конференція професорсько-викладацького складу Інституту телекомунікацій, радіоелектроніки та електронної техніки Національного університету "Львівська Політехніка" з проблем електроніки, 7–9 квітня 2009: матер. конф. – Львів, Україна, 2009. – С. 15.

14. Ничай Ірина. Вплив періоду модуляції діелектричної пластини на поле нитки струму / Ірина Ничай, Олексій Ліске // Комп'ютерні науки та

інженерія: Третя міжнародна наукова конференція студентів, аспірантів та молодих вчених, 14–16 травня 2009: матер. конф. – Львів, Україна, 2009. – С. 251–252.

15. Hoblyk V.V. Plasmon antenna with complex profile of dielectric permittivity change / V.V. Hoblyk, I.V. Nychai, O.M. Liske // *Antenna Theory and Techniques: 7th International Conference, October 6-9, 2009: proceed. of the conf. - Lviv, Ukraine, 2009.* – P. 138–140.

16. Melnychuk A.O. Object detection by precision radiowave defectoscope on the basis of slot radiator with use of artificial neural network / A.O. Melnychuk, R.M. Yakymiv, O.M. Liske // *Antenna Theory and Techniques: 8th International Conference, September 20–23, 2011: proceed. of the conf. – Kyiv, Ukraine, 2011.* – P. 324–326.

17. Goblyk V.V. Analysis of radiation patterns of collimator based on modulated metal-dielectric spiral structure / V.V. Goblyk, I.B. Subota, O.M. Liske // *Antenna Theory and Techniques: 8th International Conference, September 20–23, 2011: proceed. of the conf. – Kyiv, Ukraine, 2011.* – P. 281.

18. Liske O.M. Comparison of computational electromagnetic tools for design and simulation of slot rhombic antenna / O.M. Liske // *CAD Systems in Microelectronics: 11th International Conference The Experience of Designing and Application, Feb. 23–25, 2011: proceed. of the conf. – Polyana–Svalyava, Ukraine, 2011.* – P. 114–115.

19. Гоблик В.В. Радіохвильовий дефектоскоп на базі двополяризаційного щілинного випромінювача / В.В. Гоблик, О.М. Ліске // Чотирнадцята відкрита науково-технічна конференція професорсько-викладацького складу Інституту телекомунікацій, радіоелектроніки та електронної техніки Національного університету “Львівська політехніка” з проблем електроніки, 5–8 квітня 2011: матер. конф. – Львів, Україна, 2011. – С. 19.

20. Liske O.M. Radiowave Methods of Non-Destructive Testing / O.M. Liske, R.M. Yakymiv, A.O. Melnychuk // *Modern Problems of Radio*

Engineering, Telecommunications and Computer Science: 11th International Conference TCSET'2012, February 21-24, 2012: proceed. of the conf. – Lviv-Slavske, Ukraine, 2012. – P. 184.

21. Жуков Г.В. Розробка антенної решітки для систем безпроводного зв'язку / Г.В. Жуков, О.М. Ліске // П'ятнадцята відкрита науково-технічна конференція Інституту телекомунікацій, радіоелектроніки та електронної техніки з проблем електроніки та інфокомунікаційних систем, 3–5 квітня 2012: матер. конф. – Львів, Україна, 2012. – С. 65.

22. Hoblyk V. Mathematical model of slot rhombic antenna / V. Hoblyk, O. Liske // Antenna Theory and Techniques: IXth International Conference, September 16-20, 2013: proceed. of the conf. - Odessa, Ukraine, 2013. – P. 355–357.

23. Гоблик В.В. Розрахунок електромагнітного поля короткозамкненої щілинної лінії / В.В. Гоблик, О.М. Ліске // Шістнадцята щорічна відкрита науково-технічна конференція Інституту телекомунікацій, радіоелектроніки та електронної техніки з проблем електроніки та інфокомунікаційних систем, 2–4 квітня 2013: матер. конф. – Львів, Україна, 2013. – С. 26.

24. Hoblyk V. Experimental investigation of slot rhombic antenna radiating properties / V. Hoblyk, O. Liske // The Experience of Designing and Application of CAD Systems in Microelectronics: 12th International Conference, February 19-23, 2013: proceed. of the conf. – Lviv- Polyana, Ukraine, 2013. – P. 143–144.

25. Гоблик В.В. Моделювання антени Вівальді на основі щілинної лінії передачі / В.В. Гоблик, О.М. Ліске, Я.С. Щадило // Перспективи розвитку озброєння та військової техніки сухопутних військ: Міжнародна науково-технічна конференція, 18–20 травня 2016: збірник тез доповідей – Львів, Україна, 2016. – С. 175.

26. Goblyk N. Modelling radiative properties of metallodielectric structures / N. Goblyk, V. Hoblyk, V. Pavlysh, I. Nychai, O. Liske, M. Zelenku,

I. Teplyakov // *Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science: 13th International Conference TCSET'2016, Febr. 23 – 26, 2016: proceed. of the conf. – Lviv-Slavske, Ukraine, 2016. – P. 105-107.*

27. Гоблик В.В. Особливості збудження металодіелектричних структур щілинними лініями передачі / В.В. Гоблик, Я.С. Щадило, О.М. Ліске // *Застосування сухопутних військ Збройних сил України у конфліктах сучасності: Науково-практична конференція, 17 листопада 2016: збірник тез доповідей – Львів, Україна, 2016. – С. 30–31.*

28. Гоблик В.В. Моделювання в Матлаб конформних антенних решіток на основі компланарних хвилеводів / В.В. Гоблик, В.А. Павлиш, Я.С. Щадило, О.М. Ліске // *Тринадцята наукова конференція ХНУ Повітряних сил ім. І. Кожедуба, 12–13 квітня 2017: збірник тез доповідей – Харків, Україна, 2017. – С. 258.*

29. Гоблик В.В. Моделювання антен теплового випромінювання на основі компланарного хвилеводу / В.В. Гоблик, В.А. Павлиш, Я.С. Щадило, О.М. Ліске // *Перспективи розвитку озброєння та військової техніки сухопутних військ: Міжнародна науково-технічна конференція, 11–12 травня 2017: збірник тез доповідей – Львів, Україна, 2017. – С. 186-187.*

30. Hoblyk V.V. Achievements in Antennas Research at Lviv Polytechnic National University / V.V. Hoblyk, V.A. Pavlysh, N.M. Hoblyk, Ye.I. Yakovenko, O.M. Liske, I.V. Nychai, D.V. Nevinskyi, D.A. Nikolayev, I.Yu. Teplakov // *Antenna Theory and Techniques: 11th International Conference, May 24–27, 2017: proceed. of the conf. – Kyiv, Ukraine, 2017. – P. 58–63.*

31. Chu L. J. Physical limitations on omni-directional antennas / L. J. Chu // *J. Appl. Phys. – Dec. 1948. – V. 19. – P. 1163–1175.*

32. Wheeler H. A. Small antennas / H. A. Wheeler // *IEEE Trans. Antennas Propagat. – July 1975. – Vol. AP–23. – P. 462–469.*

33. McLean J.S. A reexamination of the fundamental limits on the radiation Q of electrically small antennas / J. S. McLean // IEEE Trans. Antennas Propagat. – May 1996. – Vol. 44. – No. 5. – P. 672–676.

34. Пат. GB515684 (A) Велика Британія, Н 01 Р 5/10. Improvements in or relating to high frequency electrical conductors or radiators / Alan Dower Blumlein; заявник і патентовласник Alan Dower Blumlein ; заявл. 07.03.1938 ; опубл. 12.12.1939, – Режим доступу до інформації : <http://worldwide.espacenet.com>

35. Пат. US2600179 (A), Н 01 Q 13/12. Split cylinder antenna / Andrew Alford; заявник і патентовласник Andrew Alford ; заявл. 18.02.1946 ; опубл. 10.06.1952, – Режим доступу до інформації : <http://worldwide.espacenet.com>

36. Драбкин А. Л. Антенно–фидерные устройства / А. Л. Драбкин, В. Л. Зузенко, А. Г. Кислов. – М. : Советское радио. 1974. – 536 с.

37. Радциг Ю. Ю. Теория щелевых антенн / Ю. Ю. Радциг // Электродинамика и техника СВЧ и КВЧ. – М., 1962. – С. 46–48.

38. Радциг Ю. Ю. Слабонаправленные щелевые антенны на цилиндрической поверхности / Ю. Ю. Радциг, М. А. Хаванова // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. Самара. – 2000. – Т 3. – №1. – С. 47–49.

39. Garg R. Microstrip Antenna Design Handbook / R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, A. Ittipiboon. – Boston, London : Artech House, Inc., 2001. – 875 p.

40. Gupta K. C. Microstrip Lines and Slotlines 2nd Ed. / K. C. Gupta, Ramesh Garg, Inder Bahl, Prakash Bhartia. – Boston : Artech House, INC., 1996. – 560 p.

41. Garg R. Expressions for Wavelength and Impedance of a Slotline / R. Garg, K.C. Gupta // IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques. – 1976. – V. 24, – № 8. – P. 532.
42. Garg R. The Effect of Tolerances on Microstripline and Slotline Performances / R. Garg // IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques. – 1978. – V. 26, – № 1. – P. 16–19.
43. Satyamurthy Y. Excitation of untilted edge slots by a suspended slotline / Y. Satyamurthy, R. Garg // Electronics Letters. – 1976. – V. 29, – № 17. – P. 1553–1554.
44. Gupta K.C. Analysis and design of integrated circuit–antenna modules. / K.C. Gupta, P.S. Hall // John Wiley & Sons, Inc. – 2000. – 424 p.
45. Gupta K.C. Design of frequency–reconfigurable rectangular slot ring antennas / K.C. Gupta, Li Jun, R. Ramadoss, Wang Chunjun // Antennas and Propagation Society International Symposium. – 2000. – V. 1. – P. 326.
46. Cohn S.B. Slot line on a dielectric Substrate / S.B. Cohn // IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques. – 1969. – V. 17, № 10. – P. 768–778.
47. Mariani E.A. Slot Line Characteristics / E.A. Mariani, C.P. Heinzman, J.P. Agrios, Seymour B. Cohn // IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques. – 1969. – V. 17. – № 12. – P. 1091–1096.
48. Cohn S.B. Slot line on a dielectric Substrate / S.B. Cohn // IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques. – 1969. – V. 17. – № 10. – P. 768–778.
49. Cohn S.B. Slot line field components / S.B. Cohn // IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques. – 1972. – V. 20. – P. 172–174.
50. Пат. US3760304 (A) США, Н 01 Р 1/201. Slot Line / S. Cohn; заявник і патентовласник US Army ; заявл. 21.05.1969 ; опубл. 18.09.1973, – Режим доступу до інформації : <http://worldwide.espacenet.com>

51. Пат. EP0923157 (A1) Франція, Н 01 Q 1/24. Antenna realised according to microstrip technique and device incorporating this antenna / Christophe Grangeat, Charles Ngounou, Jean-Philippe Coupez, Francois Lerennes, Serge Toutain; заявник і патентовласник Cit Alcatel ; заявл. 11.12.1997 ; опубл. 16.06.1999, – Режим доступу до інформації : <http://worldwide.espacenet.com>

52. Пат. EP0961344 (A1) Франція, Н 01 Q 1/24. Device for radiocommunication and a slot loop antenna / Christophe Grangeat, Charles Ngounou Kouam; заявник і патентовласник CIT Alcatel ; заявл. 01.12.1999 ; опубл. 28.05.1998, – Режим доступу до інформації : <http://worldwide.espacenet.com>

53. Пат. US2002003499 (A1) США, Н 01 Q 1/24. Antenna with a conductive layer and a two-band transmitter including the antenna / Charles Ngounou Kouam, Jean-Philippe Coupez; заявник і патентовласник Cit Alcatel ; заявл. 10.07.2000 ; опубл. 10.01.2002, – Режим доступу до інформації : <http://worldwide.espacenet.com>

54. Пат. US2003011521 (A1) США, Н 01 Q 1/24. Widened band antenna for mobile apparatus / Marc Edimo, Charles Ngounou Kouam, Andre Marie Ngounou Yossa; заявник і патентовласник CIT Alcatel ; заявл. 15.03.2001 ; опубл. 16.01.2003, – Режим доступу до інформації : <http://worldwide.espacenet.com>

55. Пат. EP2009742 (A1) Японія, В 60 R 11/02. Antenna assembly, monitor, and vehicle / Yoshida Takashi, Nakanishi Томоуа; заявник і патентовласник Panasonic Corp. ; заявл. 17.04.2006 ; опубл. 31.12.2008, – Режим доступу до інформації : <http://worldwide.espacenet.com>

56. Пат. EP1555722 (A1) Японія, Н 01 Q 13/10. Slot antenna having high gain in zenith direction / Yuanzhu Dou, Yoshio Saito; заявник і патентовласник ALPS Electric CO LTD ; заявл. 05.01.2004 ; опубл. 20.07.2005, – Режим доступу до інформації : <http://worldwide.espacenet.com>

57. Пат. US2003090426 (A1) США, Н 01 Q 1/38. Dual band slot antenna with single feed line / Sun Pei-Lun, Dai Hsin Kuo, Huang Chien-Hsun; заявник і патентовласник HON HAI Precision IND. CO. LTD. ; заявл. 09.11.2001 ; опубл. 15.05.2003, – Режим доступу до інформації : <http://worldwide.espacenet.com>

58. Пат. US2003001790 (A1) США, Н 01 Q 1/38. Compact annular-slot antenna / Louzir Ali, Le Bolzer Françoise; заявник і патентовласник Thomson Licensing S.A. ; заявл. 22.06.2001 ; опубл. 02.01.2003, – Режим доступу до інформації : <http://worldwide.espacenet.com>

59. Пат. EP1271693 (A1) Франція, Н 01 Q 1/38. Compact annular-slot antenna / Françoise Le Bolzer, Ali M. Louzir; заявник і патентовласник Thomson Licensing SA ; заявл. 22.06.2001 ; опубл. 02.01.2003, – Режим доступу до інформації : <http://worldwide.espacenet.com>

60. Пат. EP0575211 (A1) Франція, Н 01 Q 19/00. Radiating element of an antenna with wide bandwidth and antenna array comprising such elements / Bernard Buralli, Lucien Jouve, Marcel Sauvan; заявник і патентовласник Aerospatiale ; заявл. 22.12.1993 ; опубл. 16.06.1992, – Режим доступу до інформації : <http://worldwide.espacenet.com>

61. Пат. US5565875 (A) США, Н 01 Q 19/00. Thin broadband microstrip antenna / Bernard Buralli, Lucien Jouve, Marcel Sauvan; заявник і патентовласник Aerospatiale ; заявл. 16.06.1992 ; опубл. 15.10.1996 – Режим доступу до інформації : <http://worldwide.espacenet.com>

62. Пат. US3665480 (A) США, Н 01 Q 21/24. Annular slot antenna with stripline feed / Matthew Fassett; заявник і патентовласник Raytheon Co. ; заявл. 23.01.1969 ; опубл. 23.05.1972, – Режим доступу до інформації : <http://worldwide.espacenet.com>

63. Пат. US2003201941 (A1) США, Н 01 Q 1/38. Multi–element planar array antenna / Aikawa Masayoshi, Nishiyama Eisuke, Asamura Fumio, Oita Takeo; заявник і патентовласник Nihon Dempra Kogyo CO. ; заявл. 26.04.2002 ; опубл. 30.10.2003, – Режим доступу до інформації : <http://worldwide.espacenet.com>

64. Пат. US2003193438 (A1) США, Н 01 Q 1/24. Multi band built–in antenna / Yoon Jong Cheol; заявник і патентовласник Samsung Electro Mech; заявл. 11.04.2002 ; опубл. 16.10.2003, – Режим доступу до інформації : <http://worldwide.espacenet.com>

65. Антенны: сборник статей / [под ред. Л.Д. Бахрах]. – М., 2000.

66. Воскресенский Д.И. Автоматизированное проектирование антенн и устройств СВЧ / Д.И. Воскресенский, С. Д. Кременецкий, А. Ю. Гринев, Ю. В. Котов // М. : Радио и связь. 1988. – 240 с.

67. Пат. EP0961344 (A1), Н 01 Q 1/24. Device for radiocommunication and a slot loop antenna / Christophe Grangeat, Charles Ngounou Kouam; заявник і патентовласник CIT Alcatel ; заявл. 01.12.1999 ; опубл. 28.05.1998, – Режим доступу до інформації : <http://worldwide.espacenet.com>

68. Пат. EP1434302 (A1) Японія, Н 01 Q 1/12. Annular–slot antenna / Komatsu Satoru, Kuribayashi Hiroshi, Fukumaru Tomoyuki, Iijima Hiroshi, Oshima Hideaki, Matsushita Tatsuo; заявник і патентовласник Honda Motor CO LTD, Nippon Sheet Glass CO LTD ; заявл. 27.12.2002 ; опубл. 30.06.2004, – Режим доступу до інформації : <http://worldwide.espacenet.com>

69. Macháč J. Wide-slotted printed slotline radiator / J. Macháč, J. Zehentner, P. Lorenz, J. Mrkvica, // 14th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications, 2002, MIKON-2002 : proc. of the conf. – V. 1. – P. 226–229.

70. Greiser J. Coplanar stripline antenna / Greiser J. // Microwave J. – 1976. – V. 19. – № 10. – P. 47–49.

71. Liu H.-C. Radiation of printed antennas with a coplanar waveguide feed / Huan-Chang Liu, Tzyu-Sheng Horng, Nicolas G. Alexopoulos // IEEE Trans. Antennas and Propagation. – 1995. – V. 43. – № 10. – P. 1143–1148.

72. Пат. EP1170704 (A1), G 01 S 1/00. Portable access authorization device, GPS receiver and antenna / Benedikt Oswald, Urs Lott, Michael Spuehler; заявник і патентовласник Aster AG ; заявл. 04.07.2000 ; опубл. 09.01.2002, – Режим доступу до інформації : <http://worldwide.espacenet.com>

73. Пат. US2005179593 (A1) США, H 01 Q 1/12. Plane antenna and its designing method / Oshima Hideaki, Matsushita Tatsuo; заявник і патентовласник Nippon Sheet Glass Company, Limited ; заявл. 11.06.2002 ; опубл. 18.08.2005, – Режим доступу до інформації : <http://worldwide.espacenet.com>

74. Пат. US2003193438 (A1) США, H 01 Q 1/24. Multi band built-in antenna / Yoon Jong Cheol; заявник і патентовласник Samsung Electro Mech; заявл. 11.04.2002 ; опубл. 16.10.2003, – Режим доступу до інформації : <http://worldwide.espacenet.com>

75. Пат. US2005200530 (A1) США, H 01 Q 13/10. Planar antenna with slot line / Aikawa Masayoshi, Nishiyama Eisuke, Asamura Fumio, Oita Takeo; заявник і патентовласник Saga University ; заявл. 28.01.2004 ; опубл. 15.09.2005, – Режим доступу до інформації : <http://worldwide.espacenet.com>

76. Пат. US2003201941 (A1) США, Н 01 Q 1/38. Multi–element planar array antenna / Aikawa Masayoshi, Nishiyama Eisuke, Asamura Fumio, Oita Takeo; заявник і патентовласник Nihon Dempa Kogyo CO. ; заявл. 26.04.2002 ; опубл. 30.10.2003, – Режим доступу до інформації : <http://worldwide.espacenet.com>

77. Но С.–Н. Slotline annular ring elements and their applications to resonator, filter and coupler design / С.–Н. Но, Lu Fan, Kai Chang // IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques. – 1993. – V. 41. – № 9. – P. 1648–1650.

78. Пат. US3086204 (A) США, Н 01 Q 1/28. Island antenna for installation on aircraft / Alford Andrew; заявник і патентовласник Alford Andrew ; заявл. 27.11.1959 ; опубл. 16.04.1963, – Режим доступу до інформації : <http://worldwide.espacenet.com>

79. Пат. GB651806 (A) Велика Британія, Н 01 Q 1/28. Improvements in or relating to aircraft aerial systems / Arthur Johnson William; заявник і патентовласник Mini Of Supply ; заявл. 11.04.1951 ; опубл. 09.03.1948, – Режим доступу до інформації : <http://worldwide.espacenet.com>

80. Пат. US2003076268 (A1) США, Н 01 Q 1/24. Internal multiband antenna / Suvi Tarvas, Mari Panuma, Anne Isohatala; заявник і патентовласник Filtronic LK OY ; заявл. 22.10.2001 ; опубл. 24.04.2003, – Режим доступу до інформації : <http://worldwide.espacenet.com>

81. Elliott R.S. Antenna Theory & Design / R.S. Elliott. – Hoboken, U.S.: John Wiley & Sons, Inc., 2003. – 594 p.

82. Jasik H. Antenna Engineering Handbook, 1st Edition / H. Jasik (ed.). – New York, U.S.: McGraw–Hill, 1961. – 1021 p.

83. Пат. US4063246 (A) США, Н 01 Q 21/065. Coplanar stripline antenna / John Greiser; заявник і патентовласник Transco Prod. INC. ; заявл.

01.06.1976 ; опубл. 13.12.1977, – Режим доступу до інформації :
<http://worldwide.espacenet.com>

84. Vershney L. A broadband stepped–slot antenna / Vershney Leena, Jibendu Sekhar Roy // *Microwave Review*. – 2009. – V. 15. – № 2. – P. 33–36.

85. Бахарев С.И. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств / С.И. Бахарев, В.И. Вольман, Ю.Н. Либ и др.; под ред. В.И. Вольмана. – М. : Радио и связь, 1982. – 328 с.

86. Гупта К. Машинное проектирование СВЧ устройств / К. Гупта, Р. Гардж, Р. Чадха ; под ред. В.Г. Шейнкмана. – М. : Радио и связь, 1987. – 432 с.

87. Современные проблемы антенно–волноводной техники / [ред. А.А. Пистолькорс]. – М. : Наука, 1967. – 216 с.

88. Di Paolo F. Networks and Devices Using Planar Transmission Lines / Franco Di Paolo. – CRC Press LLC, 2000. – 680 p.

89. Котов Е.П. Полосковые платы и узлы. Проектирование и изготовление / Е.П. Котов, В.Д. Каплун, А.А. Тер–Маркарян и др. ; под ред. Е.П. Котова и В.Д. Каплуна. – М. : Советское радио, 1979. – 248 с.

90. Pozar D.M. Microwave Engineering, 4th Edition / D. M. Pozar. – Hoboken, U.S.: A John Wiley & Sons, Inc., 2012. – 736 p.

91. Booker H.G. Slot Aerials and Their Relation to Complementary Wire Aerials / Booker H.G. // *J. Inst. Elect. Eng, part III A*, – 1946. – V. 93. – P. 620–626.

92. Пистолькорс А.А. Антенны / Пистолькорс А.А. – М. : Связьиздат, 1947. – 480 с.

93. Knorr J. B. Analysis of Coupled Slots and Coplanar Strips on Dielectric Substrates / J.B. Knorr, K. D. Kuchler // IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques. – 1975. – V. 23. – P. 541–548.
94. Citerne J. Fundamental and higher order modes in microslot lines / J. Citerne, S. Toutain, L. Raczy // European Microwave Conference, Sept. 1975 : proc. of the conf. – Hamburg, – P. 273–277.
95. Kitazawa T. Slotline with Thick Metal Coating / T. Kitazawa, Y. Fujiki, Y. Hayashi, M. Suzuki // IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques. – 1973. – V. 21. – P. 580–582.
96. Ерохин Г.А. Антенно–фидерные устройства и распространение радиоволн / Г.А. Ерохин, О.В. Чернов, Н.Д. Козырев, В.Д. Кочержевский // М.: Горячая Линия – Телеком, 2007. – 531 С.
97. Федоров Н.Н. Основы электродинамики: Учеб. пособие для вузов / Н.Н. Федоров // М. : Высшая школа, 1980. – 399 с.
98. Попов А. Р. Волновые процессы в материальных средах : Учеб. пособие.; рекомендовано СибРУМЦ / А. Р. Попов // Красноярский государственный технический университет. – Красноярск : ИПЦ КГТУ. – 2005. – 116 с.
99. Svacina J. Dispersion characteristics of multilayered slot lines, a simple approach / J. Svacina // IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques. – 1999. – V. 47. – № 9. – P. 1826–1829.
100. Zehentner J. Planar Slot–Patch Antenna / J. Zehentner, J. Machac, P. Lorenz, J. Mrkvica // Materials of 31st European Microwave Conference. – London, England, 2001. – P. 1–4.

101. Litva J. Some considerations for microstrip coplanar-waveguide antennas / J. Litva, C. Wu, Z. Bi, K. Wu // IEEE Antennas and Propagation Society Symp. Dig. 1992. – P. 491–494.
102. Cai M. Compact slot loop antenna / M. Cai, P.S. Kooi, M.S. Leong // Microwave Opt. Tech. Lett. Apr. 1993. – V. 6. – № 5. – P. 292–294.
103. Gustrau F. EM Modeling of Antennas and RF Components for Wireless Communication Systems / F. Gustrau, D. Manteuffel. – Berlin, Heidelberg : Springer, 2006. – 256 p.
104. Бе́ляева Ю.А. Разработка математической модели и анализ свойств азимутально-неоднородной спиральной замедляющей системы лампы бегущей волны : автореф. дис. ... канд. техн. Наук : 05.27.02 / Бе́ляева Юлия Александровна ; Саратовский государственный технический университет. – С., 2004. – 20 с.
105. Multimedia textbook. 4.5 Microstrip antenna. – Режим доступа до інф. : <http://www.urel.feec.vutbr.cz/~raida/multimedia/index.php?nav=4-5-A>.
106. Захарія Й. А. Методи прикладної електродинаміки / Й. А. Захарія // Львів. : Вид-во ДУ “Львівська політехніка”, 2003. – 352 С.
107. Антенны и устройства СВЧ: Методические указания к практическим и лабораторным занятиям для студентов специальности 200700 «Радиотехника» / Сост. Г.В. Дмитриенко. – Ульяновск: УлГТУ, 2004. – 52 с.
108. Lonngren K. E. Fundamentals of Electromagnetics with Matlab / K. E. Lonngren, S.V. Savov – Raleigh, NC : SciTech Publishing, 2005. – 574 p.
109. Прудіус І.Н. Основи антенної техніки. Навчальний посібник / І.Н. Прудіус // Львів. : Видавництво Державного університету "Львівська політехніка", 2000. – 224 с.

110. Двуреченский В.Д. Антенны с импедансными периодическими структурами / В.Д. Двуреченский, А.Ю. Федотов – М. : Горячая Линия - Телеком, 2013. – 152 с.

111. Котельников Р.Б. Анализ результатов наблюдений / Р.Б. Котельников – М. : Энергоатомиздат, 1986. – 144 с.

112. ГОСТ 8.207-76. Прямые измерения с многократными наблюдениями. Методы обработки результатов наблюдений – М. : Стандартиформ, 2006. – 8 с.

ДОДАТОК А. СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗДОБУВАЧА ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ ТА ВІДОМОСТІ ПРО АПРОБАЦІЮ РЕЗУЛЬТАТІВ ДИСЕРТАЦІЇ

Наукові праці, в яких опубліковані основні наукові результати дисертації:

1. Hoblyk V. Radiation field modelling of slot antenna in finite size screen / V. Hoblyk, O. Liske // Computational problems of electrical engineering. – 2013. – Vol. 3, No. 1. – P. 29–34. (Наукове фахове видання; індексується Index Copernicus; ISSN 2224-0977) *(Особистий внесок здобувача полягає у розробленні математичної моделі щілинного випромінювача та теоретичному дослідженні його просторового розподілу поля)*
2. Гоблик В.В. Поле антенної решітки ромбічних випромінювачів на основі щілинної лінії передавання / В.В. Гоблик, О.М. Ліске, І.Ю. Тепляков // Вісник Нац. ун-ту «Львівська політехніка». Радіотехніка та телекомунікації. – 2017. – № 874. – С. 31–38. (Наукове фахове видання; індексується Index Copernicus; ISSN 0321-0499) *(Особистий внесок здобувача полягає у розробленні математичної моделі щілинного випромінювача та теоретичному дослідженні його просторового розподілу поля)*
3. Pavlysh V. Modelling of electrodynamic properties of structures with N-multiple periodicity / V. Pavlysh, V. Hoblyk, I. Nychai, O. Liske // Computational problems of electrical engineering. – 2012. – Vol. 2, № 1. – P. 89–95. (Індексується Index Copernicus; ISSN 2224-0977) *(Особистий внесок здобувача полягає у виконанні досліджень модульованих нанорозмірних метал-діелектричних та напівпровідникових структур та комп'ютерному обробленні експериментальних даних)*
4. Гоблик В.В. Моделювання антен на базі щілинної лінії передачі / В.В. Гоблик, О.М. Ліске // Вісник Нац. ун-ту «Львівська політехніка». Радіотехніка та телекомунікації. – 2004. – № 508. – С. 181–186. (Наукове фахове видання; ISSN 0321–0499) *(Особистий внесок здобувача полягає у розробленні нових конструкцій щілинних випромінювачів)*
5. Ліске О.М. Радіохвильевий метод неруйнівного контролю з врахуванням внутрішніх механічних напружень у випромінювачі / О.М. Ліске, А.О. Мельничук, Р.М. Якимів // Науковий вісник Національного лісотехнічного університету України : Зб. наук.-техн. пр. - Львів : РВВ НЛТУ України. – 2012. – Вип. 22.12. – С. 138–146. (Наукове фахове видання; ISBN 5-7763-2435-1) *(Особистий внесок здобувача полягає у дослідженні можливості використання щілинних випромінювачів в якості випромінювача електромагнітної енергії дефектоскопа)*
6. Гоблик В.В. Моделювання конформних антен на основі щілинної лінії передачі / В.В. Гоблик, Я.С. Щадило, О.М. Ліске // Наука і оборона. – 2016. – Вип. 2. – С. 64-67. (Наукове фахове видання) *(Особистий внесок здобувача полягає в огляді принципів побудови та методів математичного моделювання щілинних випромінювачів)*
7. Гоблик Н.Н. Компьютерные модели элементов инфокоммуникационных систем на основе модулированных наноразмерных структур в учебном процессе / Н.Н. Гоблик, В.В. Гоблик, А.Н. Ліске // Фуллерены и наноструктуры в конденсированных средах: сб. науч. ст. – 2011. – С. 399-405. *(Особистий внесок здобувача полягає у виконанні досліджень модульованих нанорозмірних метал-діелектричних та напівпровідникових структур та комп'ютерному обробленні експериментальних даних)*

Наукові праці, які засвідчують апробацію матеріалів дисертації:

8. Goblyk V.V. The modeling of plane curvilinear dipole antenna arrays / V.V. Goblyk, O.M. Liske, E.I.Yakovenko // Antenna Theory and Techniques: 5th International Conference, May 24–27, 2005: proceed. of the conf. - Kyiv, Ukraine, 2005. – P. 232–233. (Scopus) *(Особистий внесок здобувача полягає у розробленні алгоритму та комп'ютерної програми розрахунку розподілу в дальній зоні електромагнітного поля фазованої антенної решітки диполів, розташованих на діелектрику з екраном, що живляться щільною лінією ромбічної форми, форма участі - заочна)*
9. Liske Oleksiy. Research of design methods of antennas based on curvilinear transmission slotline / Oleksiy Liske // Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science: 5th International Conference TCSET'2006, Feb. 28 – March 4, 2006: proceed. of the conf. – Lviv-Slavsko, Ukraine, 2006. – P. 557–558. (Scopus) *(Особистий внесок здобувача полягає в огляді принципів побудови та методів математичного моделювання щільних випромінювачів, форма участі - очна з доповіддю)*
10. Ліске О.М. Дослідження особливостей формування електромагнітного поля щільними випромінювачами / О.М. Ліске // Одинадцята відкрита науково-технічна конференція професорсько-викладацького складу Інституту телекомунікацій, радіоелектроніки та електронної техніки Національного університету “Львівська Політехніка” з проблем електроніки, 1–4 квітня 2008: матер. конф. – Львів, Україна, 2008. – С. 31. *(Особистий внесок здобувача полягає у розробленні математичної моделі щільного випромінювача та теоретичному дослідженні його просторового розподілу поля, форма участі - очна з доповіддю)*
11. Гоблик В.В. Науково-прикладні проблеми фізико-математичного моделювання випромінювачів на базі щільної лінії передачі та шляхи їх розв'язку / В.В. Гоблик, О.М. Ліске // Дванадцята відкрита науково-технічна конференція професорсько-викладацького складу Інституту телекомунікацій, радіоелектроніки та електронної техніки Національного університету “Львівська Політехніка” з проблем електроніки, 7–9 квітня 2009: матер. конф. – Львів, Україна, 2009. – С. 15. *(Особистий внесок здобувача полягає в огляді принципів побудови та методів математичного моделювання щільних випромінювачів, форма участі - очна з доповіддю)*
12. Ничай Ірина. Вплив періоду модуляції діелектричної пластини на поле нитки струму / Ірина Ничай, Олексій Ліске // Комп'ютерні науки та інженерія: Третя міжнародна наукова конференція студентів, аспірантів та молодих вчених, 14–16 травня 2009: матер. конф. – Львів, Україна, 2009. – С. 251–252. *(Особистий внесок здобувача полягає у виконанні досліджень модульованих нанорозмірних метал-діелектричних та напівпровідникових структур та комп'ютерному обробленні експериментальних даних, форма участі - очна з доповіддю)*
13. Hoblyk V.V. Plasmon antenna with complex profile of dielectric permittivity change / V.V. Hoblyk, I.V. Nychai, O.M. Liske // Antenna Theory and Techniques: 7th International Conference, October 6-9, 2009: proceed. of the conf. - Lviv, Ukraine, 2009. – P. 138–140. *(Особистий внесок здобувача полягає у виконанні досліджень модульованих*

нанорозмірних метал-діелектричних та напівпровідникових структур та комп'ютерному обробленні експериментальних даних, форма участі - очна з доповіддю)

14. Melnychuk A.O. Object detection by precision radiowave defectoscope on the basis of slot radiator with use of artificial neural network / A.O. Melnychuk, R.M. Yakymiv, O.M. Liske // Antenna Theory and Techniques: 8th International Conference, September 20–23, 2011: proceed. of the conf. – Kyiv, Ukraine, 2011. – P. 324–326. (Scopus) *(Особистий внесок здобувача полягає у дослідженні можливості використання щілинних випромінювачів в якості випромінювача електромагнітної енергії дефектоскопа, форма участі - очна з доповіддю)*

15. Goblyk V.V. Analysis of radiation patterns of collimator based on modulated metal-dielectric spiral structure / V.V. Goblyk, I.B. Subota, O.M. Liske // Antenna Theory and Techniques: 8th International Conference, September 20–23, 2011: proceed. of the conf. – Kyiv, Ukraine, 2011. – P. 281. (Scopus) *(Особистий внесок здобувача полягає у дослідженні можливості використання щілинних випромінювачів в якості випромінювача електромагнітної енергії дефектоскопа, форма участі - заочна)*

16. Liske O.M. Comparison of computational electromagnetic tools for design and simulation of slot rhombic antenna / O.M. Liske // CAD Systems in Microelectronics: 11th International Conference The Experience of Designing and Application, Feb. 23–25, 2011: proceed. of the conf. – Polyana–Svalyava, Ukraine, 2011. – P. 114–115. (Scopus) *(Особистий внесок здобувача полягає в огляді принципів побудови та методів математичного моделювання щілинних випромінювачів, форма участі - очна з доповіддю)*

17. Гоблик В.В. Радіохвильовий дефектоскоп на базі двополяризаційного щілинного випромінювача / В.В. Гоблик, О.М. Ліске // Чотирнадцята відкрита науково-технічна конференція професорсько-викладацького складу Інституту телекомунікацій, радіоелектроніки та електронної техніки Національного університету “Львівська Політехніка” з проблем електроніки, 5–8 квітня 2011: матер. конф. – Львів, Україна, 2011. – С. 19. *(Особистий внесок здобувача полягає у дослідженні можливості використання щілинних випромінювачів в якості випромінювача електромагнітної енергії дефектоскопа, форма участі - очна з доповіддю)*

18. Liske O.M. Radiowave Methods of Non-Destructive Testing / O.M. Liske, R.M. Yakymiv, A.O. Melnychuk // Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science: 11th International Conference TCSET'2012, February 21-24, 2012: proceed. of the conf. – Lviv-Slavske, Ukraine, 2012. – P. 184. *(Особистий внесок здобувача полягає у дослідженні можливості використання щілинних випромінювачів в якості випромінювача електромагнітної енергії дефектоскопа, форма участі - заочна)*

19. Жуков Г.В. Розробка антенної решітки для систем безпроводного зв'язку / Г.В. Жуков, О.М. Ліске // П'ятнадцята відкрита науково-технічна конференція Інституту телекомунікацій, радіоелектроніки та електронної техніки з проблем електроніки та інфокомунікаційних систем, 3–5 квітня 2012: матер. конф. – Львів, Україна, 2012. – С. 65. *(Особистий внесок здобувача полягає у виконанні досліджень модульованих нанорозмірних метал-діелектричних та напівпровідникових структур та комп'ютерному обробленні експериментальних даних, форма участі - очна з доповіддю)*

20. Hoblyk V. Mathematical model of slot rhombic antenna / V. Hoblyk, O. Liske // Antenna Theory and Techniques: IXth International Conference, September 16-20, 2013: proceed. of the conf. - Odessa, Ukraine, 2013. – P. 355–357. (Scopus) *(Особистий внесок здобувача полягає у розробленні алгоритму та комп'ютерної програми розрахунку розподілу в дальній зоні електромагнітного поля фазованої антенної решітки диполів, розташованих на діелектрику з екраном, що живляться щільною лінією ромбічної форми, форма участі - очна з доповіддю)*

21. Гоблик В.В. Розрахунок електромагнітного поля короткозамкненої щільної лінії / В.В. Гоблик, О.М. Ліске // Шістнадцята щорічна відкрита науково-технічна конференція Інституту телекомунікацій, радіоелектроніки та електронної техніки з проблем електроніки та інфокомунікаційних систем, 2–4 квітня 2013: матер. конф. – Львів, Україна, 2013. – С. 26. *(Особистий внесок здобувача полягає у розробленні математичної моделі щільного випромінювача та теоретичному дослідженні його просторового розподілу поля, форма участі - очна з доповіддю)*

22. Hoblyk V. Experimental investigation of slot rhombic antenna radiating properties / V. Hoblyk, O. Liske // The Experience of Designing and Application of CAD Systems in Microelectronics: 12th International Conference, February 19-23, 2013: proceed. of the conf. – Lviv- Polyana, Ukraine, 2013. – P. 143–144. (Scopus) *(Особистий внесок здобувача полягає у виконанні експериментальних досліджень розподілу електромагнітного поля щільних випромінювачів за розробленою методикою та обробці результатів верифікації математичної моделі знаходження розподілу електромагнітного поля фазованої антенної решітки диполів, що живляться полем біжучих хвиль у щільній лінії передачі, форма участі - очна з доповіддю)*

23. Гоблик В.В. Моделювання антени Вівальді на основі щільної лінії передачі / В.В. Гоблик, О.М. Ліске, Я.С. Щадило // Перспективи розвитку озброєння та військової техніки сухопутних військ: Міжнародна науково-технічна конференція, 18–20 травня 2016: збірник тез доповідей – Львів, Україна, 2016. – С. 175. *(Особистий внесок здобувача полягає в огляді принципів побудови та методів математичного моделювання щільних випромінювачів, форма участі - очна з доповіддю)*

24. Goblyk N. Modelling radiative properties of metallodielectric structures / N. Goblyk, V. Hoblyk, V. Pavlysh, I. Nychai, O. Liske, M. Zelenku, I. Teplyakov // Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science: 13th International Conference, Febr. 23 – 26, 2016: proceed. of the conf. – Lviv-Slavske, Ukraine, 2016. – P. 105-107. (Scopus) *(Особистий внесок здобувача полягає у виконанні досліджень модульованих нанорозмірних метал-діелектричних та напівпровідникових структур та комп'ютерному обробленні експериментальних даних, форма участі - очна з доповіддю)*

25. Гоблик В.В. Особливості збудження металодіелектричних структур щільними лініями передачі / В.В. Гоблик, Я.С. Щадило, О.М. Ліске // Застосування сухопутних військ Збройних сил України у конфліктах сучасності: Науково-практична конференція, 17 листопада 2016: збірник тез доповідей – Львів, Україна, 2016. – С. 30–31. *(Особистий внесок здобувача полягає в огляді принципів побудови та методів математичного моделювання щільних випромінювачів, форма участі - очна з доповіддю)*

26. Гоблик В.В. Моделювання в Матлаб конформних антенних решіток на основі компланарних хвилеводів / В.В. Гоблик, В.А. Павлиш, Я.С. Щадило, О.М. Ліске // Тринадцятої наукової конференції ХНУ Повітряних сил ім. І. Кожедуба, 12–13 квітня 2017: збірник тез доповідей – Харків, Україна, 2017. – С. 258. *(Особистий внесок здобувача полягає у розробленні алгоритму та комп'ютерної програми розрахунку розподілу в дальній зоні електромагнітного поля фазованої антенної решітки диполів, розташованих на діелектрику з екраном, що живляться цілинною лінією ромбічної форми, форма участі - очна з доповіддю)*

27. Гоблик В.В. Моделювання антен теплового випромінювання на основі компланарного хвилеводу / В.В. Гоблик, В.А. Павлиш, Я.С. Щадило, О.М. Ліске // Перспективи розвитку озброєння та військової техніки сухопутних військ: Міжнародна науково-технічна конференція, 11–12 травня 2017: збірник тез доповідей – Львів, Україна, 2017. – С. 186-187. *(Особистий внесок здобувача полягає у розробленні випромінювача на основі цілинних ліній передачі для використання в якості елемента антенної решітки, призначеної для перетворення теплового випромінювання в електричну енергію, форма участі - очна з доповіддю)*

28. Hoblyk V.V. Achievements in Antennas Research at Lviv Polytechnic National University / V.V. Hoblyk, V.A. Pavlysh, N.M. Hoblyk, Ye.I. Yakovenko, O.M. Liske, I.V. Nychai, D.V. Nevynskyi, D.A. Nikolayev, I.Yu. Teplakov // Antenna Theory and Techniques: 11th International Conference, May 24–27, 2017: proceed. of the conf. – Kyiv, Ukraine, 2017. – P. 58–63. (Scopus) *(Особистий внесок здобувача полягає у виконанні досліджень модульованих нанорозмірних метал-діелектричних та напівпровідникових структур та комп'ютерному обробленні експериментальних даних, форма участі - очна з доповіддю)*

Наукові праці, які додатково відображають наукові результати дисертації:

29. Патент № 73700 UA, МПК(2006.01), G01N 22/02. Двочастотний радіохвильовий дефектоскоп / Мельничук А.О., Ліске О.М., Якимів Р.М. Заявник Національний університет "Львівська політехніка". – № u201201252; заявл. 07.02.2012; опубл. 10.10.2012, Бюл. № 19. *(Особистий внесок здобувача полягає у дослідженні можливості використання цілинних випромінювачів в якості випромінювача електромагнітної енергії дефектоскопа)*

30. Патент № 104959 UA, МПК(2014.01), H01Q 11/00. Щілинна антена / Гоблик В.В., Ліске О.М. Заявник Національний університет "Львівська політехніка". – № a201300020; заявл. 02.01.2013; опубл. 25.03.2014, Бюл. № 6. *(Особистий внесок здобувача полягає у розробленні нових конструкцій щілинних випромінювачів)*

ДОДАТОК Б. АКТИ ВПРОВАДЖЕННЯ РЕЗУЛЬТАТІВ ДИСЕРТАЦІЇ

«ЗАТВЕРДЖУЮ»

Проректор з науково-педагогічної роботи

Національного університету

«Львівська політехніка»

О.Р. Давидчак



“ 22 ” 05 2018 р.

А К Т

про впровадження в навчальний процес результатів

кандидатської дисертаційної роботи

Ліске Олексія Миколайовича

на тему: «Підвищення ефективності випромінюючих компонентів інфокомунікаційних систем на основі щільних ліній передачі»

Цей акт складено про те, що результати кандидатської дисертаційної роботи старшого викладача кафедри «Електронні засоби інформаційно-комп'ютерних технологій» (ЕЗІКТ) Ліске Олексія Миколайовича на тему «Підвищення ефективності випромінюючих компонентів інфокомунікаційних систем на основі щільних ліній передачі», поданої на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук, використовується в навчальному процесі кафедри ЕЗІКТ Національного університету «Львівська політехніка». Матеріали дисертаційного дослідження використовуються під час написання студентами курсових робіт, бакалаврських та магістерських кваліфікаційних робіт, а також під час викладання дисциплін «Антенно - фідерні пристрої в засобах телекомунікацій», «Проектування засобів та систем телекомунікацій».

Зокрема, у навчальному процесі використовуються розроблені Ліске О.М. математичні моделі випромінюючих компонентів інфокомунікаційних систем на основі щільних ліній передачі (дисципліна «Антенно-фідерні пристрої в засобах телекомунікацій» та дисципліна «Проектування засобів та систем телекомунікацій») для студентів освітньо –

кваліфікаційного рівня «спеціаліст» та «магістр» спеціальності 7(8).05090303 «Технології та засоби телекомунікацій».

За результатами кандидатської дисертаційної роботи Ліске О.М. розроблені методичні вказівки до лабораторних робіт:

«Інженерний розрахунок однодзеркальної параболічної антени» з курсу «Антенно-фідерні пристрої в засобах телекомунікацій» для студентів спеціальності 7.05090303 «Технології та засоби телекомунікацій» / Укл. В.В. Гоблик, І.В. Ничай, О.М. Ліске – Львів, 2013. – 16 с;

«Дослідження впливу Землі на поле випромінювання вертикального симетричного вібратора» з курсу «Проектування засобів та систем телекомунікацій» для студентів спеціальності 7.05090303 «Технології та засоби телекомунікацій» / Укл. В.В. Гоблик, О.М. Ліске, І.В. Ничай – Львів, 2015. – 16 с.

Ефект від використання згаданих результатів полягає в ознайомленні майбутніх спеціалістів з сучасними методами математичного моделювання випромінюючих компонентів інфокомунікаційних систем на основі щільних ліній передачі.

Завідувач кафедри «Електронні засоби
інформаційно-комп'ютерних технологій»,
д.т.н., професор



Романишин Ю.М.

Голова методичної комісії Інституту
телекомунікацій, радіоелектроніки та
електронної техніки, д.т.н., доцент



Стрихалюк Б.М.

Професор кафедри ЕЗІКТ, д.т.н.,
професор



Сторчун Є.В.



«ЗАТВЕРДЖУЮ»

Директор Фізико-механічного інституту
ім. Карпенка НАН України

Назарчук З.Т.

«18» 06 2018 р.

АКТ

про використання результатів дисертаційної роботи
старшого викладача кафедри «Електронні засоби інформаційно-комп'ютерних технологій»
Національного університету «Львівська політехніка»
Ліске Олексія Миколайовича

на тему «Підвищення ефективності випромінюючих компонентів інфокомунікаційних
систем на основі щілинних ліній передачі»

Даний акт складений про те, що в Фізико-механічному інституті ім. Карпенка НАН України (м. Львів) знайшли застосування наступні результати дисертаційної роботи асистента Ліске Олексія Миколайовича: «Підвищення ефективності випромінюючих компонентів інфокомунікаційних систем на основі щілинних ліній передачі»:

- математична модель та алгоритм розрахунку просторового розподілу електромагнітного поля щілини в екрані скінчених розмірів в присутності діелектрика;
- метод визначення параметрів щілинної лінії передачі для отримання більш точних її характеристик.

Перелічені результати використані при виконанні науково-дослідної роботи на тему „ Розв’язання нових дифракційних задач для розвитку електромагнітного та акустичного неруйнівного контролю конструкційних матеріалів ” (2015-2017 рр., № держреєстрації 0115U000122) і дозволили підвищити точність методів радіохвильового неруйнівного контролю багатошарових діелектричних структур за рахунок розширення бази еталонних моделей.

Зав. відділом
доктор фізико-математичних наук,
старший науковий співробітник

Куриляк Д.Б.

старший науковий співробітник,
кандидат технічних наук

Кулинич Я.П.

“ЗАТВЕРДЖУЮ”

Проректор з наукової роботи

Національного університету

“Львівська політехніка”

проф. Н.І. Чухрай

2018 р.

АКТ



про використання результатів дисертаційної роботи Ліске Олексія Миколайовича «Підвищення ефективності випромінюючих компонентів інфокомунікаційних систем на основі щілинних ліній передачі», поданої на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.12.13 – радіотехнічні пристрої та засоби телекомунікацій

Комісія у складі начальника науково-дослідної частини, к.т.н., доцента Жук Л.В., завідувача відділу науково-організаційного супроводу наукових досліджень, к.т.н. Лазько Г.В., заступника начальника планово-фінансового відділу Чулой Т.М., завідувача кафедри ЕЗІКТ д.т.н., професора Романишина Ю.М. склали цей акт про те, що результати дисертаційної роботи Ліске О.М. «Підвищення ефективності випромінюючих компонентів інфокомунікаційних систем на основі щілинних ліній передачі» використано в таких роботах, виконаних на кафедрі ЕЗІКТ з безпосередньою участю автора: НДР ДБ/Аудіо “Розробка наукових засад моделювання нанорозмірних структур для інфокомунікаційних технологій” (№ 0104U002321), НДР ДБ/Стінф “Дослідження модульованих нанорозмірних структур інфокомунікаційних систем з використанням нейромережових технологій” (№ 0107U000826), НДР ДБ/Модем “Розробка теорії, методів аналізу та синтезу модульованих нанорозмірних структур з заданими інфокомунікаційними властивостями” (№ 0110U001117), НДР ДБ/Теза “Моделювання процесів електромагнітного відклику в модульованих нанорозмірних метал-діелектричних та напівпровідникових структурах” (№ 0113U001354), а саме:

- розроблено та реалізовано за допомогою фізичної моделі спосіб визначення параметрів щілинної лінії передавання, який дає змогу більш ефективно використовувати розроблені методи для моделювання щілинних випромінювачів довільної геометричної форми у екрані скінчених розмірів;
- розроблено конструкцію щілинної антени, в якій щілинний випромінювач виконано у вигляді ромбу, що забезпечило покращення ефективності випромінюючих компонентів інфокомунікаційних систем за рахунок збільшення смуги робочих частот, покращення узгодження антени в смузі робочих частот, зменшення рівня бокового випромінювання та підвищення коефіцієнта підсилення;
- запропоновано і реалізовано антенну решітку щілинних випромінювачів із застосуванням компланарної схеми живлення, що дало змогу забезпечити синфазне живлення усіх елементів АР в широкій смузі частот;
- розроблено програмний засіб, який спрощує проведення розрахунків розробленими методами.

Перелічені результати дають змогу автоматизовано проводити аналіз електродинамічних характеристик та оцінювати показники ефективності метал-діелектричних структур на основі щілинних ліній передачі з урахуванням їх конструктивних особливостей, що значно скорочує часові та фінансові затрати при їх проектуванні.

Голова комісії
Начальник НДЧ, к.т.н., доц.

 Жук Л.В.

Члени комісії:
Завідувач відділу науково-організаційного
супроводу наукових досліджень, к.т.н.

 Лазько Г.В.

Зав. каф. ЕЗІКТ, д.т.н., проф.

 Романишин Ю.М.

Заступник начальника
планово-фінансового відділу

 Чулой Т.М.

**ДОДАТОК В. РЕЗУЛЬТАТИ СТАТИСТИЧНОЇ ОБРОБКИ ДАНИХ
ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНИХ ДОСЛІДЖЕНЬ ПАРАМЕТРІВ ЩІЛИННОЇ
ЛІНІЇ ПЕРЕДАЧІ**

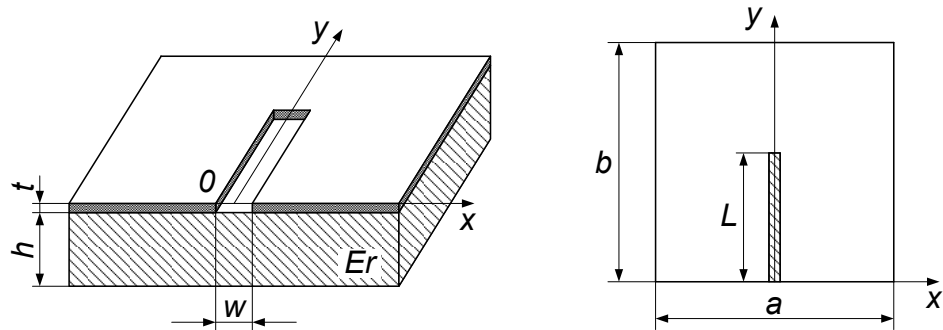


Рис. В.1. Геометричні розміри
щілинної лінії передачі

Ширина екрану a (м):	0.6
Довжина екрану b (м):	0.6
Товщина діелектричної підкладки h (мм):	1.5
Ширина щілини w (мм):	1.5
Товщина металізації t (мкм):	35

Таблиця. В.1. Параметри щілинної лінії передачі (аналіз)

Частота 2.0 ГГц					
№ вимірювання	L_1	KCX_1	L_2	KCX_2	
1	253	4	127	4.8	
2	251	4.1	127	4.7	
3	251	4	128	4.8	
4	251	4	126	4.4	
5	253	3.9	125	4.5	
6	249	3.8	128	4.65	
7	251	4	132	4.4	
8	253	4	133	4.4	
9	256	3.8	135	4.3	
10	258	4	130	4.5	
11	255	4	134	4.3	
12	254	4	131	4.5	
13	253	3.9	132	4.4	
14	255	4	133	4.3	
15	252	3.9	132	4.5	
Середнє арифметичне	253	3.9600	130.2	4.4967	

Абсолютна похибка	1.2904	0.0459	1.7413	0.0939	
Інструментальна абсолютна похибка	1	0.0596	1	0.0649	
Довжина хвилі у ЩЛП $\lambda_{щ}$, мм		$\lambda_{щ} = \Delta L = 122.8$			
Відносна похибка середнього значення $\lambda_{щ}$, %		1.431			
Інструментальна абсолютна похибка $\lambda_{щ}$, %		0.9513			
Коефіцієнт затухання a , дБ/м		2.2595			
Відносна похибка середнього значення a , %		27.9973			
Частота 2.4 ГГц					
№ вимірювання	L_1	KCX_1	L_2	KCX_2	
1	276	2.9	168	3.3	
2	274	2.9	172	3.2	
3	271	3.0	171	3.2	
4	274	2.9	173	3.1	
5	274	3.0	172	3.2	
6	274	2.9	170	3.2	
7	277	3.0	169	3.2	
8	273	2.9	171	3.2	
9	277	2.8	172	3.1	
10	276	2.9	172	3.1	
11	272	2.8	171	3.1	
12	273	2.9	171	3	
13	276	2.8	170	3.1	
14	273	2.8	171	3.1	
15	274	2.9	172	3	
Середнє арифметичне	274.2667	2.8933	171	3.1400	
Абсолютна похибка	0.9922	0.0390	0.7251	0.0459	
Інструментальна абсолютна похибка	1	0.0489	1	0.0514	
Довжина хвилі у ЩЛП $\lambda_{щ}$, мм		$\lambda_{щ} = \Delta L = 103.2667$			
Відносна похибка середнього значення $\lambda_{щ}$, %		0.5574			
Інструментальна абсолютна похибка $\lambda_{щ}$, %		0.758			
Коефіцієнт затухання a , дБ/м		2.5673			
Відносна похибка середнього значення a , %		25.1022			
Частота 2.8 ГГц					
№ вимірювання	L_1	KCX_1	L_2	KCX_2	
1	272	3.9	183	4.3	
2	271	3.7	181	4.2	

3	272	3.9	182	4.3	
4	272	3.8	181	4.3	
5	273	3.8	183	4.2	
6	272	3.9	184	4.3	
7	271	3.7	183	4.2	
8	272	3.9	183	4.3	
9	271	3.9	182	4.3	
10	271	3.7	184	4.2	
11	272	3.9	181	4.3	
12	271	3.7	184	4.2	
13	273	3.9	183	4.3	
14	271	3.7	183	4.3	
15	272	3.8	182	4.2	
Середнє арифметичне	271.7333	3.8133	182.6000	4.2600	
Абсолютна похибка	0.3898	0.0507	0.5846	0.0281	
Інструментальна абсолютна похибка	1	0.0581	1	0.0626	
Довжина хвилі у ЩЛП $\lambda_{щ}$, мм		$\lambda_{щ} = \Delta L = 89.1333$			
Відносна похибка середнього значення $\lambda_{щ}$, %		0.3508			
Інструментальна абсолютна похибка $\lambda_{щ}$, %		0.7274			
Коефіцієнт затухання α , дБ/м		2.8563			
Відносна похибка середнього значення α , %		15.2309			
Частота 3.2 ГГц					
№ вимірювання	L_1	KCX_1	L_2	KCX_2	
1	278	2.7	126	3	
2	277	2.7	120	3.1	
3	280	2.6	120	3.1	
4	279	2.7	123	3	
5	279	2.6	122	3	
6	276	2.7	123	3.1	
7	277	2.7	121	3	
8	275	2.7	123	3.1	
9	280	2.6	124	3.1	
10	279	2.7	121	3	
11	279	2.7	123	3	
12	277	2.7	124	3	
13	280	2.7	121	3.1	
14	279	2.6	123	3.1	
15	278	2.7	124	3	
Середнє арифметичне	278.2000	2.6733	122.5333	3.0467	
Абсолютна похибка	0.8425	0.0254	0.9330	0.0286	
Інструментальна абсолютна похибка	1	0.0467	1	0.0505	
Довжина хвилі у ЩЛП $\lambda_{щ} = \Delta L / 2$, мм		$\Delta L = 155.6667$	$\lambda_{щ} = 77.8333$		

Відносна похибка середнього значення $\lambda_{щ}$, %	0.4097				
Інструментальна абсолютна похибка $\lambda_{щ}$, %	0.9811				
Коефіцієнт затухання α , дБ/м	2.9188				
Відносна похибка середнього значення α , %	18.7207				
Частота 3.6 ГГц					
№ вимірювання	L_1	KCX_1	L_2	KCX_2	
1	275	2.6	143	3	
2	277	2.6	144	3	
3	276	2.6	142	2.9	
4	277	2.6	141	3.1	
5	277	2.5	142	3	
6	276	2.6	142	3	
7	277	2.6	143	3.1	
8	275	2.7	141	3	
9	277	2.6	144	2.9	
10	276	2.6	143	3	
11	277	2.5	142	3	
12	277	2.6	143	2.9	
13	276	2.6	143	3	
14	276	2.6	144	3.1	
15	277	2.6	141	3	
Середнє арифметичне	276.4000	2.5933	142.5333	3	
Абсолютна похибка	0.4081	0.0254	0.5871	0.0363	
Інструментальна абсолютна похибка	1	0.0459	1	0.05	
Довжина хвилі у ЩЛП $\lambda_{щ} = \Delta L/2$, мм		$\Delta L=133.8667$	$\lambda_{щ}=66.9333$		
Відносна похибка середнього значення $\lambda_{щ}$, %		0.2188			
Інструментальна абсолютна похибка $\lambda_{щ}$, %		0.8711			
Коефіцієнт затухання α , дБ/м		3.8969			
Відносна похибка середнього значення α , %		19.5390			
Частота 4.0 ГГц					
№ вимірювання	L_1	KCX_1	L_2	KCX_2	
1	297	2.3	178	2.9	
2	296	2.3	179	2.8	
3	297	2.2	179	2.9	
4	297	2.3	178	2.9	
5	298	2.3	179	2.9	
6	297	2.3	178	2.9	
7	297	2.2	179	2.7	
8	297	2.3	179	2.9	
9	297	2.3	178	2.9	

10	298	2.3	178	2.9	
11	296	2.3	179	2.8	
12	297	2.3	179	2.9	
13	297	2.3	179	3.0	
14	298	2.3	180	2.9	
15	297	2.2	179	2.9	
Середнє арифметичне	297.0667	2.2800	178.7333	2.8800	
Абсолютна похибка	0.3288	0.0229	0.3288	0.0374	
Інструментальна абсолютна похибка	1	0.0428	1	0.0488	
Довжина хвилі у ЩЛП $\lambda_{щ} = \Delta L / 2$, мм		$\Delta L = 118.3334$	$\lambda_{щ} = 59.1667$		
Відносна похибка середнього значення $\lambda_{щ}$, %		0.1073			
Інструментальна абсолютна похибка $\lambda_{щ}$, %		0.7204			
Коефіцієнт затухання α , дБ/м		7.9428			
Відносна похибка середнього значення α , %		26.2065			

**ДОДАТОК Г. ПАРАМЕТРИ ТА ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ВЗІРЦІ
ЩІЛИННИХ ВИПРОМІНЮВАЧІВ**

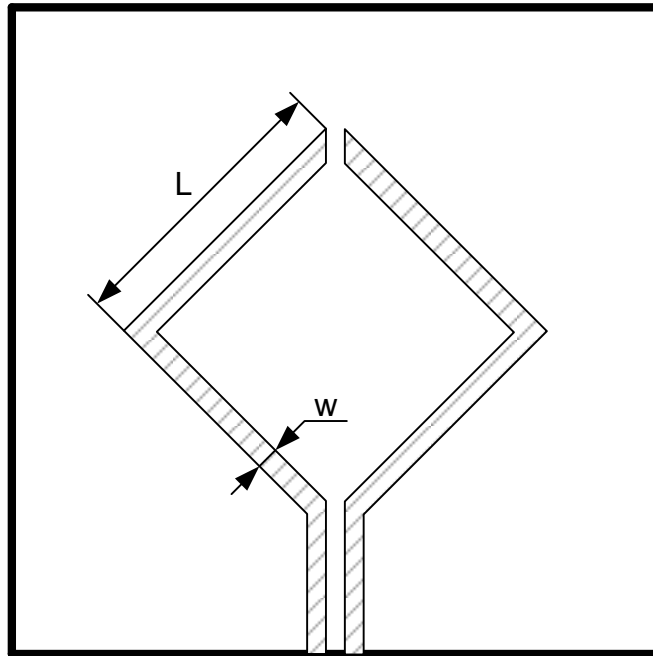


Рис. Г.1. Розміри щілинного ромбічного випромінювача

$L = 50 \text{ мм};$

$w = 1.5 \text{ мм}.$

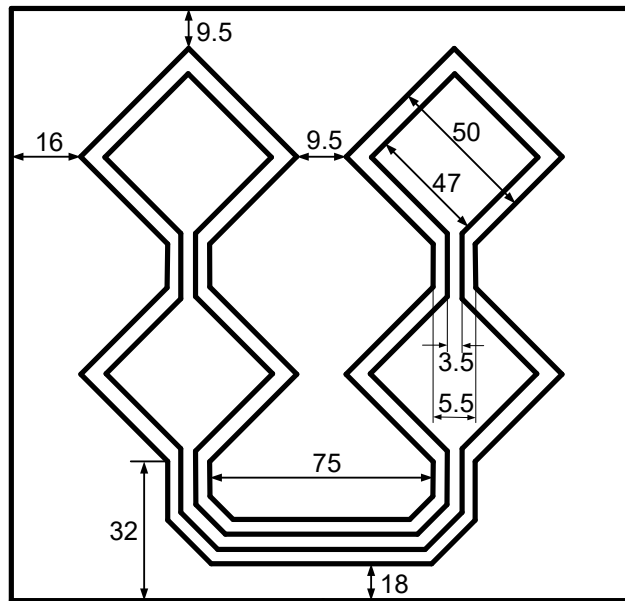
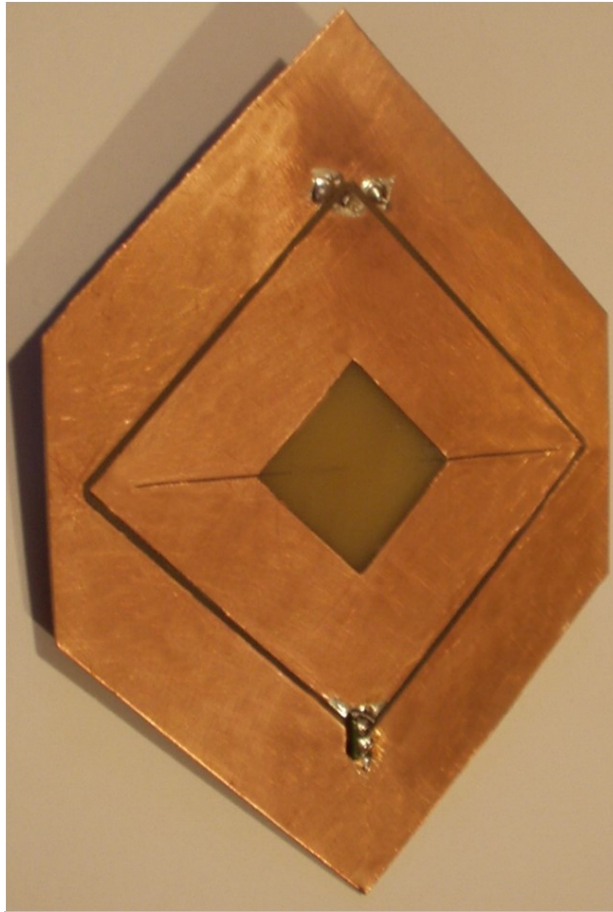


Рис. Г.2. Розміри антенної решітки щілинних ромбічних випромінювачів



а)



б)

Рис. Г.3. Експериментальні взірці щілинних випромінювачів

ДОДАТОК Д. ТЕКСТ ПРОГРАМИ GRAPHIC ANALISER

Код програми Graphic Analiser на мові C++

```

#include <vcl.h>
#pragma hdrstop
#include "Unit1.h"
#include <stdlib.h>
#include <stdio.h>
#include <math.h>
#include "Unit2.h"
FILE * fcfg;
AnsiString CurrentDir;
int MIN, MAX;
int SplashColor = 0x00D56A00;
int MAXSeries = 8;
int EDITSERIES=0;
char* START_CMD = "1";
char* STOP_CMD = "0";
int Setup_Word[8]={0,0,0,0,0,0,0,0};
int Setup_Int = 0;
char Setup_Char ;
HANDLE hCom=NULL;
DCB dcb;
COMMTIMEOUTS ct;
COMSTAT COMMPORT_STATUS;
int COM_BAUD_RATE = 9600;
int COM_DATA_BYTE_SIZE = 8;
int COM_PARITY = NOPARITY ;
int COM_STOP_BIT = ONESTOPBIT;
char *COMM_PORT_NAME="COM1" ;
int BUFFER_SIZE = 120;
DWORD dwBytes;
BOOL fWriteStat ;
BOOL fReadStat ;
AnsiString StringFromPort = "";
int IntFromPort[120];
int MN [8] = {0,0,0,0,0,0,0,0};
int ERR = 0;
int X_CH;
int CH;
double CH_ADC[8];
bool StartRead = false;
int StartCounter=0;
#pragma package(smart_init)
#pragma resource "*.dfm"
TForm1 *Form1;
__fastcall TForm1::TForm1(TComponent* Owner)
: TForm(Owner)
{
}
SetPanel(AnsiString ClassName, AnsiString
Sender, int TOP, int LEFT, int WIDTH, int
HEIGHT, int VISIBLE)
{
    AnsiString nameString(ClassName);
    char compBuf[10];
    TPanel * panel;
    for(int i=0; i < Form1->ComponentCount;
i++)
    {
        if (Form1->Components[i]-
>ClassNameIs(nameString))
        {
            panel = (TPanel *)Form1-
>Components[i];
            if (panel->Name == Sender)
            {
                panel->Top = TOP;
                panel->Left = LEFT;
                panel->Width = WIDTH;
                panel->Height = HEIGHT;
                panel->Visible = VISIBLE;
            }
        }
    }
}
}

}

AnsiString STR_REPLACE(AnsiString Src, char A,
char B)
{
int index = Src.Pos(A);
if( index != 0 )
{
    Src[index] = B;
}
return Src;
}
double LongToShort (double Value, int Length)
{
    AnsiString SD = Value;
    SD = SD.SubString (0,Length);
    return SD.ToDouble();
}
bool IntToBool (int Value)
{
if(Value == 1) return true;
else return false;
}
void Open_Data( AnsiString FileName)
{
if ((fcfg = fopen(FileName.c_str(), "r"))==
NULL)
{
    Application->MessageBox("Cannot open
file", "", MB_OK + MB_ICONWARNING);
    return ;
}
int TEMP;
double DTEMP;
char NAME[100];
fscanf(fcfg,"%s\n",NAME);
fscanf(fcfg,"%d\n",&MIN);
fscanf(fcfg,"%d\n",&MAX); Form1-
>Chart1->BottomAxis->Minimum = 0; Form1-
>Chart1->BottomAxis->Maximum = 0;
Form1->Chart1->ZoomPercent( 100 );
fscanf(fcfg,"%lf\n",&DTEMP); Form1-
>Chart1->BottomAxis->Maximum =DTEMP;
fscanf(fcfg,"%lf\n",&DTEMP); Form1-
>Chart1->BottomAxis->Minimum =DTEMP;
fscanf(fcfg,"%d\n",&TEMP); X_CH =
TEMP;
Form1->ComboBox6->ItemIndex = X_CH;
fscanf(fcfg,"%lf\n",&DTEMP); Form1-
>Edit10->Text = DTEMP;
fscanf(fcfg,"%lf\n",&DTEMP); Form1-
>Edit17->Text = DTEMP;
for (int i=0; i<MAXSeries; i++)
{
    fscanf(fcfg,"%s\n",NAME);
Form1->MySeries[i].Name->Caption = NAME;
fscanf(fcfg,"%d\n",&TEMP);
Form1->MySeries[i].Series->Active =
IntToBool(TEMP);

Form1->MySeries[i].Enabled = IntToBool(TEMP);
fscanf(fcfg,"%d\n",&TEMP);
Form1->MySeries[i].Series->Stairs =
IntToBool(TEMP);
fscanf(fcfg,"%d\n",&TEMP);
Form1->MySeries[i].Color1=TEMP;
Form1->MySeries[i].Name->Color=TEMP;
fscanf(fcfg,"%d\n",&TEMP);
Form1->MySeries[i].Series->LinePen->Width=TEMP;
Form1->MySeries[i].Counter=0;
for (int ii=MIN; ii<MAX; ii++)
{

```

```

        fscanf(fcfg,"%lf",&(Form1->MySeries[i].Values[ii]));
        Form1->MySeries[i].Counter++;
    }
    fscanf(fcfg,"\n");
    }//for (int i=0; i<12; i++)
    fclose(fcfg);
    int X;
    //double FL;
    for (int i=0; i<MAXSeries; i++)
    {
        Form1->MySeries[i].Series->Clear();
        for (int ii=MIN; ii<MAX; ii++)
        {
            X=ii;
            Form1->MySeries[i].Series->AddXY(X,
            Form1->MySeries[i].Values[ii], ii, Form1->MySeries[i].Color1);
        }
        Form1->Chart1->ZoomPercent(100);
        Form1->Chart1->UndoZoom();
    }
    void Align_In_Center(TPanel *Sender)
    {
        //
        Sender->Left = (Form1->Width - Sender->Width) / 2;
        Sender->Top = (Form1->Height - Sender->Height) / 2;
    }
    void Send_String_To_Port (HANDLE &hCom, unsigned char *String)
    {
        if(hCom==0) {Application->MessageBox("ComPort Must Be Opened!", "Warning!", MB_OK+MB_ICONWARNING); Form1->BitBtn33Click(Form1); return;}
        Form1->Timer1->Enabled=false;
        int Len = StrLen(String);
        PurgeComm(hCom, PURGE_TXCLEAR);

        fWriteStat=WriteFile(hCom, String, Len, &dwBytes, NULL);
        if(fWriteStat==0) {Application->MessageBox("Write to ComPort Is Not O'k", "Warning!", MB_OK+MB_ICONWARNING); }
        Sleep(10);
        PurgeComm(hCom, PURGE_TXCLEAR);
        Form1->Timer1->Enabled=true;
    }
    AnsiString READ_STRING_FROM_COM_PORT(HANDLE &hCom)
    {
        if(hCom==0) {Application->MessageBox("ComPort Must Be Opened!", "Warning!", MB_OK+MB_ICONWARNING); return NULL;}
        char status_loc[120] = "";
        DWORD dwErrorFlags;
        int i;
        double ADCH,ADCL,ADC;

        ClearCommError(hCom, &dwErrorFlags, &COMMPORT_STATUS);
        if ((COMMPORT_STATUS.cbInQue != 0))
        {
            fReadStat=ReadFile(hCom, &status_loc, BUFFER_SIZE, &dwBytes, NULL);
            if(fReadStat==0) {Application->MessageBox("Read From ComPort Is Not O'k", "Warning!", MB_OK+MB_ICONWARNING); return NULL;}
            Form1->Label7->Caption = status_loc;
            for(i=0; i<BUFFER_SIZE; i++)
            {
                IntFromPort[i]= status_loc[i];
            }
            if (Form1->ComboBox6->ItemIndex != -1)
            {
                X_CH = Form1->ComboBox6->Items->Strings[Form1->ComboBox6->ItemIndex].ToInt();
            }
            else
            {
                Form1->ComboBox6->ItemIndex = 0;
                X_CH = Form1->ComboBox6->Items->Strings[Form1->ComboBox6->ItemIndex].ToInt();
            }
            for(i=0; i<BUFFER_SIZE; i=i+5)
            {
                if(IntFromPort[i] == 0x0A)
                {
                    if ( (IntFromPort[i+2]<0) || (IntFromPort[i+2]>7) )
                    {
                        ERR++;
                        continue;
                    }
                    if(IntFromPort[i+3] < 0)
                    ADCL=256+IntFromPort[i+3];
                    else ADCL=IntFromPort[i+3];
                    if(IntFromPort[i+4] < 0)
                    ADCH=256+IntFromPort[i+4];
                    else ADCH=IntFromPort[i+4];
                    ADC = ((256*ADCH)+ADCL)*2.56/1024;
                    ADC = ADC * 1.99;
                    CH=IntFromPort[i+2];
                    if((CH<=7) && (CH>=0))
                    {
                        CH_ADC[CH]=ADC;
                        CH_ADC[CH] = LongToShort(CH_ADC[CH], 5);
                        Form1->MySeries[CH].Value->Text = CH_ADC[CH];
                        if(Form1->MySeries[CH].Calibration == true) //
                        {
                            if (Form1->MySeries[CH].Min > CH_ADC[CH]) Form1->MySeries[CH].Min = CH_ADC[CH];
                            if (Form1->MySeries[CH].Max < CH_ADC[CH]) Form1->MySeries[CH].Max = CH_ADC[CH];
                            Form1->Edit3->Text = Form1->MySeries[Form1->ComboBox7->ItemIndex].Min;
                            Form1->Edit4->Text = Form1->MySeries[Form1->ComboBox7->ItemIndex].Max;
                        }
                        else
                        {
                            double D1, D2, X;
                            D1 = Form1->MySeries[CH].Max - Form1->MySeries[CH].Min;
                            D2 = Form1->MySeries[CH].MaxEq - Form1->MySeries[CH].MinEq;
                            X = Form1->MySeries[CH].MinEq + ((CH_ADC[CH]*D2)/D1);
                            CH_ADC[CH] = X;
                        }
                        CH_ADC[CH] = LongToShort(CH_ADC[CH], 5);
                        Form1->StatusBar1->SimpleText = "Reading. RX: ";
                        Form1->StatusBar1->SimpleText = Form1->StatusBar1->SimpleText + Form1->MySeries[CH].Counter;
                        Form1->StatusBar1->SimpleText = Form1->StatusBar1->SimpleText + " ERR: ";
                        Form1->StatusBar1->SimpleText = Form1->StatusBar1->SimpleText + ERR;
                        if ((CH_ADC[X_CH] < (Form1->Edit10->Text.ToDouble())) && (Form1->MySeries[X_CH].Calibration != true))
                        {
                            if (StartRead == true) continue;
                        }
                        if (IntFromPort[i+1] < 0) Form1->MySeries[CH].Counter = (256+IntFromPort[i+1]) + MN[CH];
                        else Form1->MySeries[CH].Counter = IntFromPort[i+1] + MN[CH];
                    }
                }
            }
        }
    }

```

```

        if (Form1->MySeries[CH].Counter >=
255+MN[CH]) MN[CH]=MN[CH]+256;
        if (StartRead == true)
        {
            StartRead = false;
            StartCounter = Form1-
>MySeries[CH].Counter;
        }
        Form1->MySeries[CH].Counter = Form1-
>MySeries[CH].Counter - StartCounter;
        Form1->MySeries[CH].Averange =
Form1->MySeries[CH].Averange_Edit-
>Text.ToInt();
        if (Form1->MySeries[CH].Averange <
1)
        {
            Form1->MySeries[CH].Averange =1;
            Form1-
>MySeries[CH].Averange_Edit->Text=1;
        }
        if (Form1-
>MySeries[CH].Averange_Counter < Form1-
>MySeries[CH].Averange)
        {
            Form1->MySeries[CH].Values[Form1-
>MySeries[CH].Counter] = CH_ADC[CH];
            Form1-
>MySeries[CH].Averange_Counter ++;
        }
        else
        {
            Form1->MySeries[CH].Values[Form1-
>MySeries[CH].Counter] = CH_ADC[CH];
            int ii;
            double AVER = 0;
            for (ii=0; ii<Form1-
>MySeries[CH].Averange ; ii++)
            {
                AVER = AVER + Form1-
>MySeries[CH].Values[Form1-
>MySeries[CH].Counter - ii];
            }
            AVER = AVER / Form1-
>MySeries[CH].Averange;
            Form1->MySeries[CH].Series-
>AddXY( Form1->MySeries[CH].Counter, AVER,
Form1->MySeries[CH].Counter, Form1-
>MySeries[CH].Color1);

            Form1-
>MySeries[CH].Averange_Counter =1;
        }
        if ((CH_ADC[X_CH] >
(Form1->Edit17->Text.ToDouble())) && (Form1-
>MySeries[X_CH].Calibration != true) )
        {
            Form1->BitBtn8Click(Form1);
            break;
        }
    }
}
else
{
    ERR++;
    continue;
}
}
return Form1->Label7->Caption.c_str();
}
else return NULL;
}
}
void RS_Port_Close(HANDLE &hCom)
{
    PurgeComm
    (
        hCom,
        PURGE_RXABORT || PURGE_TXABORT
    );
    CloseHandle (hCom);
    hCom = NULL;
}

```

```

bool RS_Port_Open(HANDLE &hCom , char
*COMM_PORT_NAME)
{
    if (hCom==0)
    {
        hCom = CreateFile(
            COMM_PORT_NAME,
            GENERIC_READ | GENERIC_WRITE,
            NULL,
            NULL,
            OPEN_EXISTING ,
            FILE_FLAG_NO_BUFFERING,
            NULL
        );
        if (hCom == INVALID_HANDLE_VALUE)
        {
            hCom = NULL;
            return false;
        }
        GetCommState (hCom, &dcb);
        dcb.BaudRate = COM_BAUD_RATE;
        dcb.ByteSize =
COM_DATA_BYTE_SIZE;
        dcb.Parity = COM_PARITY;
        dcb.StopBits = COM_STOP_BIT;

        dcb.fInX = dcb.fOutX = 1
;
        dcb.XonLim = 100 ;
        dcb.XoffLim = 100 ;
        dcb.fBinary = TRUE ;
        dcb.fOutX = 0 ;
        dcb.fInX = 0 ;
        SetCommState (hCom, &dcb);
        GetCommTimeouts (hCom, &ct);
        ct.ReadIntervalTimeout=100;
        ct.ReadTotalTimeoutMultiplier = 0;
        ct.ReadTotalTimeoutConstant = 0;
        ct.WriteTotalTimeoutMultiplier= 1;
        ct.WriteTotalTimeoutConstant = 1;
        SetCommTimeouts (hCom, &ct);
        if ((SetupComm (hCom,
BUFFER_SIZE, BUFFER_SIZE))==0)
            Application->MessageBox("Can't Set
Buffer! Use Default.", "Warning !",
MB_OK+MB_ICONWARNING);
        PurgeComm (hCom, PURGE_TXCLEAR);
        PurgeComm (hCom, PURGE_RXCLEAR);
        return true;
    }
}
void __fastcall TForm1::BitBtn1Click(TObject
*Sender)
{
    Chart1->ZoomPercent( 125 );
}
void __fastcall TForm1::BitBtn2Click(TObject
*Sender)
{
    Chart1->ZoomPercent( 75 );
}
void __fastcall TForm1::BitBtn9Click(TObject
*Sender)
{
    Chart1->ZoomPercent( 100 );
    Chart1->UndoZoom( );
}
void __fastcall TForm1::BitBtn10Click(TObject
*Sender)
{
    if (SaveDialog1->Execute())
    {
        Panel1->BringToFront();
        Graphics::TBitmap *Bitmap=new
Graphics::TBitmap;
        HDC DC=GetDC(0);
        double S=1;
        while (S<1000)
        {

```

```

S=S+0.1;
Application->ProcessMessages();
}
try
{
    Bitmap->Height=(Chart1->Height);
    Bitmap->Width=(Chart1->Width);
    int X1= 0;
    int Y1= 0;
    int X2= (Form1->Left)+(Panel1-
>Left)+(Chart1->Left)+3;
    int Y2= 22+(Form1->Top)+(Panel1-
>Top)+(Chart1->Top)+1;

    BitBlt(Bitmap->Canvas->Handle , X1, Y1,
Bitmap->Width, Bitmap->Height, DC, X2, Y2,
SRCCOPY);
    Bitmap->SaveToFile (SaveDialog1->FileName);
}
__finally
{
    delete Bitmap;
    ReleaseDC(0,DC);
}
}
void __fastcall TForm1::BitBtn11Click(TObject
*Sender)
{
    if(SaveDialog2->Execute())
    {
        if (FileExists(SaveDialog2->FileName))
        {
            int button;
            button = Application->MessageBox("File
Already Exist Owerwrite ?", "Warning !",
MB_OKCANCEL + MB_ICONWARNING);
            if (button == IDCANCEL) {return;}
        }
        if ((fcfg = fopen(SaveDialog2-
>FileName.c_str(), "w"))== NULL)
        {
            Application->MessageBox("Cannot save file
", " ", MB_OK + MB_ICONWARNING);
            return ;
        }
        Panel3->Caption = " Input Chart (Data Of
Channels)";
        Panel3->Caption = Panel3->Caption + "
FileName:" + SaveDialog2->FileName.c_str();

        fprintf(fcfg,"Graphic_Analyser_Data_File\n");
        MAX = Chart1->BottomAxis->Maximum;
        MIN = Chart1->BottomAxis->Minimum;
        fprintf(fcfg,"%d\n",MIN);
        fprintf(fcfg,"%d\n",MAX);
        fprintf(fcfg,"%lf\n", (Chart1->BottomAxis-
>Maximum));
        fprintf(fcfg,"%lf\n", (Chart1->BottomAxis-
>Minimum));
        fprintf(fcfg,"%d\n",X_CH);
        fprintf(fcfg,"%lf\n",Edit10-
>Text.ToDouble());
        fprintf(fcfg,"%lf\n",Edit17-
>Text.ToDouble());
        for (int i=0; i<MAXSeries; i++)
        {
            fprintf(fcfg,"%s\n", (MySeries[i].Name-
>Caption));
            fprintf(fcfg,"%d\n",MySeries[i].Series-
>Active);
            fprintf(fcfg,"%d\n",MySeries[i].Series-
>Stairs);
            fprintf(fcfg,"%d\n",MySeries[i].Color1);
            fprintf(fcfg,"%d\n",MySeries[i].Series-
>LinePen->Width);
            for (int ii=MIN; ii<MAX; ii++)
            { fprintf(fcfg,"%lf
",MySeries[i].Values[ii]);

```

```

        fprintf(fcfg,"\n");
    }
    fclose (fcfg);
    SaveDialog2->FileName = SaveDialog2-
>FileName + ".txt";
    if ((fcfg = fopen(SaveDialog2-
>FileName.c_str(), "w"))== NULL)
    {
        Application->MessageBox("Cannot save file
", " ", MB_OK + MB_ICONWARNING);
        return ;
    }
    AnsiString STMP = "NUM";
    STMP = STMP+" ";
    for (int i=0; i<MAXSeries; i++)
    {
        STMP = STMP+MySeries[i].Name->Caption;
        STMP = STMP+" ";
    }
    STMP = STMP+"\n";
    fprintf(fcfg,STMP.c_str());
    STMP = " ";
    for (int i=0; i<MAXSeries; i++)
    {
        STMP =
STMP+MySeries[i].Measurement_Unit;
        STMP = STMP+" ";
    }
    STMP = STMP+"\n";
    fprintf(fcfg,STMP.c_str());
    for (int ii=MIN; ii<MAX; ii++)
    {
        STMP = ii;
        STMP = STMP+" ";
        for (int i=0; i<MAXSeries; i++)
        {
            STMP = STMP+MySeries[i].Values[ii];
            STMP = STMP+" ";
            STMP = STR_REPLACE (STMP , ',' , '.');
        }
        STMP = STMP+"\n";
        STMP = STR_REPLACE (STMP , ',' , '.');
        fprintf(fcfg,STMP.c_str());
    }
    fclose (fcfg);
}
void __fastcall TForm1::BitBtn12Click(TObject
*Sender)
{
    if(OpenDialog1->Execute())
    {
        Open_Data(OpenDialog1->FileName);
        Panel3->Caption = " FileName:";
        Panel3->Caption = Panel3->Caption +
OpenDialog1->FileName.c_str();
        Form1->TabSheet3Show (Form1);
        Form1->ComboBox6Change (Form1);
    }
}
void __fastcall TForm1::FormCreate(TObject
*Sender)
{
    CurrentDir = GetCurrentDir();
    int i;
    for ( i=0; i<MAXSeries; i++)
    {
        MySeries[i].Color0=c1Green;
        MySeries[i].Color1=c1Green;
        MySeries[i].Enabled=true;
        MySeries[i].Calibration=false;
        MySeries[i].Min=0;
        MySeries[i].MinEq=0;
        MySeries[i].Max=5;
        MySeries[i].MaxEq=5;
        MySeries[i].Measurement_Unit = "N/A";
        MySeries[i].Name = new TLabel(this);
        MySeries[i].Name->Left=8; MySeries[i].Name-
>Top=24+i*24;
        MySeries[i].Name->Caption="CH";

```

```

    MySeries[i].Name->Caption=MySeries[i].Name-
>Caption+i;
    MySeries[i].Name->Color=MySeries[i].Color0;
MySeries[i].Name->Font-
>Charset=DEFAULT_CHARSET;
    MySeries[i].Name->Font->Name="MS Sans
Serif";
    MySeries[i].Name->Font->Size=8;
    MySeries[i].Name->Font->Color=Chart1-
>BottomAxis->LabelsFont->Color;
    MySeries[i].Name->Cursor=crHandPoint;
    Chart1->InsertControl(MySeries[i].Name);
    MySeries[i].Name-
>OnClick=MySeriesName1Click;
    MySeries[i].Series = new TLineSeries(this);
    MySeries[i].Series->SeriesColor=clRed;
    MySeries[i].Series->Cursor = crHandPoint;
    MySeries[i].Series->Active =
MySeries[i].Enabled;
    MySeries[i].Series->ParentChart = Chart1 ;
    MySeries[i].Name1 = new TLabel(this);
    MySeries[i].Name1->Left=8;
MySeries[i].Name1->Top=18+i*26;
    MySeries[i].Name1->Caption="CH";
    MySeries[i].Name1-
>Caption=MySeries[i].Name1->Caption+i;
    MySeries[i].Name1->Color=clBtnFace;
    MySeries[i].Name1->Font-
>Charset=DEFAULT_CHARSET;
    MySeries[i].Name1->Font->Name="MS Sans
Serif";
    MySeries[i].Name1->Font->Style << fsBold;
    MySeries[i].Name1->Font->Size=8;
    MySeries[i].Name1->Font->Color = clBlack;
    MySeries[i].Name1->Visible=true;
    MySeries[i].Name1->Parent=Panell17;
    MySeries[i].Value = new TEdit(this);
    MySeries[i].Value->Left=42;
    MySeries[i].Value->Top=14+i*26;
    MySeries[i].Value->Width=81;
    MySeries[i].Value->ReadOnly=true;
    MySeries[i].Value->Parent=Panell17;
    MySeries[i].Enabled_CheckBox = new
TCheckBox(this);
    MySeries[i].Enabled_CheckBox->Left=8;
    MySeries[i].Enabled_CheckBox->Top=32+i*16;
    MySeries[i].Enabled_CheckBox->Caption =
"Channel ";
    MySeries[i].Enabled_CheckBox-
>Caption=MySeries[i].Enabled_CheckBox-
>Caption+i;
    MySeries[i].Enabled_CheckBox->Checked =
MySeries[i].Enabled;
    MySeries[i].Enabled_CheckBox-
>Parent=Panell16;
    MySeries[i].Enabled_CheckBox-
>OnClick=MyEnabled_CheckBox1Click;
    MySeries[i].Averange_Edit = new
TEdit(this);
    MySeries[i].Averange_Edit->Left=106;
    MySeries[i].Averange_Edit->Top=30+i*16;
    MySeries[i].Averange_Edit->Width=57;
    MySeries[i].Averange_Edit->Height=15;
    MySeries[i].Averange_Edit->Text= "1";
    MySeries[i].Averange_Edit->MaxLength = 3;
    MySeries[i].Averange_Edit->Parent=Panell16;
    MySeries[i].Averange_Edit->OnKeyPress =
Edit5KeyPress;
    MySeries[i].Averange_Counter = 1;
    MySeries[i].Averange = 10;
}
ComboBox6->ItemIndex = 0;
ComboBox7->ItemIndex = 0;
Panell->Top = 40;
Panell->Left = 2;
Panell->Width = 551;
Panell->Height = 321;

Panell18->Top = 370;

Panell18->Left = 2;
Panell18->Visible=true;

Panel4->Top = 370;
Panel4->Left = 150;
Panel4->Visible=true;

Panel27->Top = 370;
Panel27->Left = 350;
Panel27->Visible=true;

Form1->FormResize(Form1);
Open_Data("save\\void.gad ");
Form1->BitBtn31Click(Form1);
    AnsiString FNAME =
CurrentDir+"\\calibration.cfg";
    if ((fcfg = fopen(FNAME.c_str(), "r"))==
NULL)
    {
        Application->MessageBox("Cannot open file
calibration.cfg", " ", MB_OK + MB_ICONWARNING);
    }
    else
    {
        double DTEMP;
        char NAME[100];
        for (int i=0; i<MAXSeries; i++)
        {
            fscanf(fcfg,"%s",&NAME);
MySeries[i].Name->Caption = NAME;
            fscanf(fcfg,"%lf",&DTEMP);
MySeries[i].Min = DTEMP;
            fscanf(fcfg,"%lf",&DTEMP);
MySeries[i].MinEq = DTEMP;
            fscanf(fcfg,"%lf",&DTEMP);
MySeries[i].Max = DTEMP;
            fscanf(fcfg,"%lf",&DTEMP);
MySeries[i].MaxEq = DTEMP;
            fscanf(fcfg,"%s",&NAME);
MySeries[i].Measurement_Unit = NAME;
        }
        fclose (fcfg);
    }
    Form1->BitBtn29Click(Form1); //
}
void __fastcall
TForm1::MySeriesName1Click(TObject *Sender)
{
    int i;
    for ( i=0; i<=11; i++)
    {
        if (Sender==(MySeries[i].Name))
        {
            Panel7->Left = (Panell->Left)+(Chart1-
>Left)+(MySeries[i].Name-
>Left)+(MySeries[i].Name->Width);
            Panel7->Top = (Panell->Top)+(Chart1-
>Top)+(MySeries[i].Name->Top);
            EDITSERIES=i;
            Panel7->Visible=true;
            Panel7->BringToFront();

            Panel8 -> Color = SplashColor;
            Panel8 -> Repaint() ;
            Sleep(100);
            Panel8 -> Color = 0x009D4F00;

            Panel8->Caption=" "+ MySeries[i].Name-
>Caption + " Setting";
            Edit6->Text=(MySeries[i].Name->Caption);
            Shape8->Brush-
>Color=MySeries[i].Color1;
            CheckBox1->Checked = MySeries[i].Enabled;
            ComboBox1->Text = Form1-
>MySeries[i].Series->LinePen->Width;
            CheckBox2->Checked = MySeries[i].Series-
>Stairs;
            CheckBox3->Checked = MySeries[i].Series-
>Marks->Visible;

```

```

        CheckBox4->Checked = MySeries[i].Series-
>Pointer->Visible;
        return ;
    }
}
void __fastcall TForm1::BitBtn7Click(TObject
*Sender)
{
if( Panell10->Visible == true) Panell10-
>Visible=false;
else
{
Panell10->Left = (Panell1->Left)+(Panell13->Left)-
(Panell10->Width);
Panell10->Top = (Panell1->Top)+(Panell13-
>Top)+(BitBtn7->Top);
Panell10->Visible=true;
Panell10->BringToFront();
Shape2->Brush->Color= Chart1->Color;
Shape3->Brush->Color= Chart1->BottomAxis-
>Axis->Color ;
Shape4->Brush->Color= Chart1->BottomAxis-
>LabelsFont->Color ;
Shape5->Brush->Color= Chart1->BottomAxis-
>Grid->Color;

Panell11 -> Color = SplashColor;
Panell11 -> Repaint() ;
Sleep(100);
Panell11 -> Color = 0x009D4F00;
} }
void __fastcall TForm1::Shape2MouseDown(TObject
*Sender,
TMouseButton Button, TShiftState Shift,
int X, int Y)
{
if (ColorDialog1->Execute())
{
Chart1->Color=ColorDialog1->Color;
Shape2->Brush->Color= ColorDialog1->Color;
}
}
void __fastcall TForm1::Shape3MouseDown(TObject
*Sender,
TMouseButton Button, TShiftState Shift,
int X, int Y)
{
if (ColorDialog1->Execute())
{
Chart1->BottomAxis->Axis-
>Color=ColorDialog1->Color;
Chart1->LeftAxis->Axis->Color=ColorDialog1-
>Color;
Shape3->Brush->Color= ColorDialog1->Color;
}
}
void __fastcall TForm1::Shape4MouseDown(TObject
*Sender,
TMouseButton Button, TShiftState Shift,
int X, int Y)
{
if (ColorDialog1->Execute())
{
Chart1->BottomAxis->LabelsFont-
>Color=ColorDialog1->Color;
Chart1->BottomAxis->Title->Font-
>Color=ColorDialog1->Color;
Chart1->LeftAxis->LabelsFont-
>Color=ColorDialog1->Color;
Chart1->LeftAxis->Title->Font-
>Color=ColorDialog1->Color;
Shape4->Brush->Color= ColorDialog1->Color;
for (int i=0; i<MAXSeries; i++)
{
MySeries[i].Name->Font->Color=ColorDialog1-
>Color;
}
}
}
}
void __fastcall TForm1::Shape5MouseDown(TObject
*Sender,
TMouseButton Button, TShiftState Shift,
int X, int Y)
{
if (ColorDialog1->Execute())
{
Chart1->BottomAxis->Grid-
>Color=ColorDialog1->Color;
Chart1->LeftAxis->Grid->Color=ColorDialog1-
>Color;
Shape5->Brush->Color= ColorDialog1->Color;
}
}
void __fastcall TForm1::Panel3MouseDown(TObject
*Sender,
TMouseButton Button, TShiftState Shift,
int X, int Y)
{
ReleaseCapture(); TPanel *PPanelSource =
(TPanel *)Sender;
PPanelSource->Parent-
>Perform(WM_SYSCOMMAND,0xF012,0);

if(PPanelSource->Parent->Top<36) PPanelSource-
>Parent->Top = 36;
if(PPanelSource->Parent->Left<2) PPanelSource-
>Parent->Left = 2;
}
void __fastcall
TForm1::SpeedButton1Click(TObject *Sender)
{
TSpeedButton *pSpeedButtonSource =
(TSpeedButton *)Sender;
pSpeedButtonSource->Parent->Parent-
>Visible=false;
}
void __fastcall TForm1::Edit6Change(TObject
*Sender)
{
int SL = StrLen(Edit6->Text.c_str());
char* TX = new char[SL];
StrCopy(TX, Edit6->Text.c_str() );
for (int i=0; i<SL; i++)
{
if (TX[i]==' ')TX[i]='_';
}
MySeries[EDITSERIES].Name->Caption=TX;
delete TX;
}
void __fastcall TForm1::Shape8MouseDown(TObject
*Sender,
TMouseButton Button, TShiftState Shift,
int X, int Y)
{
if (ColorDialog1->Execute())
{
MySeries[EDITSERIES].Color1=ColorDialog1-
>Color;
MySeries[EDITSERIES].Name-
>Color=ColorDialog1->Color;
MIN = MySeries[EDITSERIES].Series-
>MinXValue();
MAX = MySeries[EDITSERIES].Series-
>MaxXValue();
MySeries[EDITSERIES].Series->ColorRange(
MySeries[EDITSERIES].Series->XValues, MIN, MAX,
MySeries[EDITSERIES].Color1);
MySeries[EDITSERIES].Series->Repaint();
MySeries[EDITSERIES].Series-
>RefreshSeries();
MySeries[EDITSERIES].Series-
>SeriesColor=ColorDialog1->Color;
Shape8->Brush->Color= ColorDialog1->Color;
}
}
void __fastcall TForm1::ComboBox1Change(TObject
*Sender)

```

```

{
Form1->MySeries[EDITSERIES].Series->LinePen-
>Width = StrToInt( ComboBox1->Text );
}
void __fastcall TForm1::CheckBox1Click(TObject
*Sender)
{
MySeries[EDITSERIES].Enabled=CheckBox1-
>Checked;
MySeries[EDITSERIES].Series-
>Active=CheckBox1->Checked;
if (CheckBox1->Checked)
{
MySeries[EDITSERIES].Name->Font->Color=
Chart1->BottomAxis->LabelsFont->Color;
}
else
{
MySeries[EDITSERIES].Name->Font->Color =
clGray;
}
Form1->TabSheet3Show(Form1);
}
void __fastcall TForm1::Image2MouseDown(TObject
*Sender,
TMouseButton Button, TShiftState Shift,
int X, int Y)
{
ReleaseCapture(); TImage *pImageSource =
(TImage *)Sender;
pImageSource->Parent->Perform(WM_SYSCOMMAND,
0xF008 , 0 ); //F008;
if( (pImageSource->Parent-> Width)<450)
pImageSource->Parent-> Width=450 ;
if( (pImageSource->Parent-> Height)<320)
pImageSource->Parent-> Height=320 ;
pImageSource-> Top = pImageSource->Parent->
Height - 17;
pImageSource-> Left = pImageSource->Parent->
Width - 17;
Panel13->Left = pImageSource->Parent-> Width -
38;
Panel3 ->Width = pImageSource->Parent-> Width
- 5;
SpeedButton1->Left = Panel3 ->Width - 15;
Chart1 ->Width = Panel1 ->Width - Panel13 -
>Width - 18;
Chart1 ->Height = Panel1 ->Height - 24 - 8;
}
void __fastcall TForm1::BitBtn3Click(TObject
*Sender)
{
if(PrintDialog1->Execute())
{
Chart1->Print();
}
}
void __fastcall TForm1::FormResize(TObject
*Sender)
{
if(Form1->Width < 740) Form1->Width = 736;
if(Form1->Height< 560) Form1->Height = 500;
Panel14->Width=Form1->Width-10;
BitBtn13->Left=Panel14->Width-66;
BitBtn18->Left=Panel14->Width-33;
}
void __fastcall TForm1::BitBtn14Click(TObject
*Sender)
{
Panel1->Visible=true;
Panel1->BringToFront();
Panel3 -> Color = SplashColor;;
Panel3 -> Repaint() ;
Sleep(100);
Panel3 -> Color = 0x009D4F00;
}
void __fastcall TForm1::BitBtn18Click(TObject
*Sender)
{
Form2->ShowModal();
}
void __fastcall TForm1::CheckBox2Click(TObject
*Sender)
{
MySeries[EDITSERIES].Series-
>Stairs=CheckBox2->Checked;
}
void __fastcall TForm1::CheckBox3Click(TObject
*Sender)
{
MySeries[EDITSERIES].Series->Marks-
>Visible=CheckBox3->Checked;
MySeries[EDITSERIES].Series->Marks-
>Transparent=false;
MySeries[EDITSERIES].Series->Marks->Clip=true;
MySeries[EDITSERIES].Series->Marks->Style = 0;
}
void __fastcall TForm1::CheckBox4Click(TObject
*Sender)
{
MySeries[EDITSERIES].Series->Pointer-
>Visible=CheckBox4->Checked;
MySeries[EDITSERIES].Series->Pointer->Style =
1;
}
void __fastcall TForm1::BitBtn33Click(TObject
*Sender)
{
if(Panel27->Visible == false)
Align_In_Center(Panel27);
Panel27->Visible=true;
Panel27->BringToFront();
Panel29 -> Color = SplashColor;;
Panel29 -> Repaint() ;
Sleep(100);
Panel29 -> Color = 0x009D4F00;
}
void __fastcall TForm1::BitBtn31Click(TObject
*Sender)
{
StrCopy( COMM_PORT_NAME , Edit1->Text.c_str()
);
if(ComboBox2->ItemIndex == -1) ComboBox2-
>ItemIndex = 3;
COM_BAUD_RATE = ComboBox2->Items-
>Strings[ComboBox2->ItemIndex].ToInt();
if( RS_Port_Open(hCom , COMM_PORT_NAME) )
{
Memo1->Lines->Clear();
BitBtn31 -> Enabled = false;
BitBtn32 -> Enabled = true;
Edit1 -> Enabled = false;
ComboBox2 -> Enabled = false;
Panel2 -> Visible = true;
Label26 -> Caption = "ON";
PurgeComm(hCom,PURGE_RXCLEAR);
PurgeComm(hCom,PURGE_TXCLEAR);
}
else MessageBox(NULL,"Can't open this serial
port!", "Error !", MB_OK+MB_ICONERROR);
}
void __fastcall TForm1::BitBtn32Click(TObject
*Sender)
{
BitBtn32 -> Enabled = false;
BitBtn31 -> Enabled = true;
Edit1 -> Enabled = true;
ComboBox2 -> Enabled = true;
Panel2 -> Visible = false;
Label26 -> Caption = "OFF";
RS_Port_Close(hCom);
}
void __fastcall TForm1::Button2Click(TObject
*Sender)
{
Send_String_To_Port (hCom , Edit2-
>Text.c_str());
}
}

```

```

void __fastcall TForm1::Timer1Timer(TObject
*Sender)
{
    if(hCom==0) {return;}
    StringFromPort =
    READ_STRING_FROM_COM_PORT(hCom);
    if(StringFromPort != NULL)
    {
        Memol->Lines->Add(StringFromPort);
    }
}
void __fastcall TForm1::FormClose(TObject
*Sender, TCloseAction &Action)
{
    RS_Port_Close(hCom);
}
void __fastcall TForm1::BitBtn4Click(TObject
*Sender)
{
    Send_String_To_Port (hCom , Edit2-
>Text.c_str());
}
void __fastcall TForm1::MemolChange(TObject
*Sender)
{
    int i=0;
    int COUNT = Memol->Lines->Count;
    for (i=0; i<COUNT; i++)
    {
    }
}
void __fastcall TForm1::BitBtn15Click(TObject
*Sender)
{
    Panel4->Visible=true;
    Panel4->BringToFront();
    PageControll->ActivePage=TabSheet2;
    Panel6 -> Color = SplashColor;;
    Panel6 -> Repaint() ;
    Sleep(100);
    Panel6 -> Color = 0x009D4F00;
}
void __fastcall TForm1::BitBtn17Click(TObject
*Sender)
{
    Chart1->ZoomPercent( 100 );
    Chart1->UndoZoom( );
    Panel3->Caption = " Input Chart (Data Of
Channels)";
    int i;
    for ( i=0; i<MAXSeries; i++)
    {
        MySeries[i].Series->Clear();
        MySeries[i].Series->Repaint();
        MySeries[i].Counter=0;
        MySeries[i].Value->Text=0;
    }
}
void __fastcall TForm1::ComboBox6Change(TObject
*Sender)
{
    Chart2->BottomAxis->Title->Caption =
MySeries[ComboBox6->ItemIndex].Name->Caption +
" " + MySeries[ComboBox6-
>ItemIndex].Measurement_Unit;
    StaticText14->Caption = MySeries[ComboBox6-
>ItemIndex].Measurement_Unit;
    X_CH = Form1->ComboBox6->Items->Strings[Form1-
>ComboBox6->ItemIndex].ToInt();
}
void __fastcall TForm1::BitBtn6Click(TObject
*Sender)
{
    PurgeComm(hCom,PURGE_RXCLEAR);
    PurgeComm(hCom,PURGE_TXCLEAR);
    ERR = 0;
    int i;
    for ( i=0; i<MAXSeries; i++)
    {
        MySeries[i].Averange_Counter = 1;
        MySeries[i].Counter = 0;
        MN[i] = 0;
    }
    StartRead = true;
    StartCounter = 0;
    Send_String_To_Port (hCom , START_CMD);
}
void __fastcall TForm1::BitBtn8Click(TObject
*Sender)
{
    Send_String_To_Port (hCom , STOP_CMD);
    PurgeComm(hCom,PURGE_RXCLEAR);

    Form1->StatusBar1->SimpleText = "Stop. ERR:
";
    Form1->StatusBar1->SimpleText = Form1-
>StatusBar1->SimpleText + ERR;
}
void __fastcall TForm1::BitBtn19Click(TObject
*Sender)
{
    Panel18->Visible=true;
    Panel18->BringToFront();
    Panel19 -> Color = SplashColor;;
    Panel19 -> Repaint() ;
    Sleep(100);
    Panel19 -> Color = 0x009D4F00;
}
void __fastcall TForm1::Edit5KeyPress(TObject
*Sender, char &Key)
{
    if ((Key >= '0') && (Key <= '9')) {} else if
(Key == 8) {} // <-
    else if ((Key == '.') || (Key == ',')) Key =
0;
    else Key = 0;
}
void __fastcall
TForm1::MyEnabled_CheckBox1Click(TObject
*Sender)
{
    for( int i=0; i<MAXSeries; i++)
    {
        if (Sender==(MySeries[i].Enabled_CheckBox))
        {
            MySeries[i].Enabled =
MySeries[i].Enabled_CheckBox->Checked;
            MySeries[i].Series->Active =
MySeries[i].Enabled_CheckBox->Checked;

            if(MySeries[i].Enabled_CheckBox->Checked)
            {
                MySeries[i].Name->Font->Color= Chart1-
>BottomAxis->LabelsFont->Color;
                MySeries[i].Name->Refresh();
            } else
            {
                MySeries[i].Name->Font->Color = clGray;
                MySeries[i].Name->Refresh();
            } } }
}
void __fastcall TForm1::TabSheet3Show(TObject
*Sender)
{
    for ( int i=0; i<MAXSeries; i++)
        MySeries[i].Enabled_CheckBox->Checked =
MySeries[i].Enabled;
}
}
void __fastcall
TForm1::StaticText12Click(TObject *Sender)
{
    Align_In_Center(Panel20);
    Panel20->Visible = true;
    Panel20->BringToFront();
    Panel22 -> Color = SplashColor;;
    Panel22 -> Repaint() ;
    Sleep(100);
    Panel22 -> Color = 0x009D4F00;
}

```



```

    ComboBox7->ItemIndex = ComboBox6->ItemIndex;
    Form1->ComboBox7Change (Form1);
}
void __fastcall TForm1::BitBtn22Click(TObject
*Sender)
{
    Panel20->Visible = false;
}
void __fastcall TForm1::ComboBox7Change (TObject
*Sender)
{
    Edit3->Text = MySeries[ComboBox7->
ItemIndex].Min;
    Edit7->Text = MySeries[ComboBox7->
ItemIndex].MinEq;
    Edit4->Text = MySeries[ComboBox7->
ItemIndex].Max;
    Edit8->Text = MySeries[ComboBox7->
ItemIndex].MaxEq;
    Edit9->Text = MySeries[ComboBox7->
ItemIndex].Measurement_Unit;
    ComboBox6->ItemIndex = ComboBox7->ItemIndex;
    Form1->ComboBox6Change (Form1);
}
void __fastcall TForm1::BitBtn23Click(TObject
*Sender)
{
    MySeries[ComboBox7->ItemIndex].Min = Edit3->
Text.ToDouble();
    MySeries[ComboBox7->ItemIndex].MinEq = Edit7->
Text.ToDouble();
    MySeries[ComboBox7->ItemIndex].Max = Edit4->
Text.ToDouble();
    MySeries[ComboBox7->ItemIndex].MaxEq = Edit8->
Text.ToDouble();
    MySeries[ComboBox7->
ItemIndex].Measurement_Unit = Edit9->Text;
    Form1->ComboBox6Change (Form1);
    AnsiString FNAME =
CurrentDir+"\\calibration.cfg";
    if ((fcfg = fopen(FNAME.c_str(), "w"))==
NULL)
    {
        Application->MessageBox("Cannot save file
calibration.cfg", " ", MB_OK + MB_ICONWARNING);
        return ;
    }
    for (int i=0; i<MAXSeries; i++)
    {
        fprintf(fcfg, "%s\n", (MySeries[i].Name->
Caption));
        fprintf(fcfg, "%lf\n", (MySeries[i].Min));

        fprintf(fcfg, "%lf\n", (MySeries[i].MinEq));
        fprintf(fcfg, "%lf\n", (MySeries[i].Max));

        fprintf(fcfg, "%lf\n", (MySeries[i].MaxEq));

        fprintf(fcfg, "%s\n", (MySeries[i].Measurement_Un
it));
    }
    fclose (fcfg);
}
void __fastcall TForm1::BitBtn20Click(TObject
*Sender)
{
    BitBtn20->Enabled = false;
    BitBtn22->Enabled = false;
    BitBtn23->Enabled = false;
    BitBtn21->Enabled = true;
    MySeries[ComboBox7->ItemIndex].Calibration =
true;
    MySeries[ComboBox7->ItemIndex].Max = -100;
    MySeries[ComboBox7->ItemIndex].Min = 100;
    Form1->BitBtn6Click (Form1); //Start
}
void __fastcall TForm1::BitBtn21Click(TObject
*Sender)
{

```

```

    BitBtn20->Enabled = true;
    BitBtn22->Enabled = true;
    BitBtn23->Enabled = true;
    BitBtn21->Enabled = false;
    MySeries[ComboBox7->ItemIndex].Calibration =
false;
    Form1->BitBtn8Click (Form1);
}
void __fastcall TForm1::BitBtn16Click(TObject
*Sender)
{
    AnsiString FNAME =
CurrentDir+"\\panels.cfg";
    if ((fcfg = fopen(FNAME.c_str(), "w"))==
NULL)
    {
        Application->MessageBox("Cannot save file
panels.cfg", " ", MB_OK + MB_ICONWARNING);
        return ;
    }
    fprintf(fcfg, "Graphic_Analyser_Configuration_Fi
le\n");
    fprintf(fcfg, "5\n");
    fprintf(fcfg, "Panel1 \n");
    fprintf(fcfg, "%d\n", (Panel1->Top));
    fprintf(fcfg, "%d\n", (Panel1->Left));
    fprintf(fcfg, "%d\n", (Panel1->Width));
    fprintf(fcfg, "%d\n", (Panel1->Height));
    fprintf(fcfg, "%d\n", (Panel1->Visible));
    fprintf(fcfg, "Panel5 \n");
    fprintf(fcfg, "%d\n", (Panel5->Top));
    fprintf(fcfg, "%d\n", (Panel5->Left));
    fprintf(fcfg, "%d\n", (Panel5->Width));
    fprintf(fcfg, "%d\n", (Panel5->Height));
    fprintf(fcfg, "%d\n", (Panel5->Visible));
    fprintf(fcfg, "Panel4 \n");
    fprintf(fcfg, "%d\n", (Panel4->Top));
    fprintf(fcfg, "%d\n", (Panel4->Left));
    fprintf(fcfg, "%d\n", (Panel4->Width));
    fprintf(fcfg, "%d\n", (Panel4->Height));
    fprintf(fcfg, "%d\n", (Panel4->Visible));
    fprintf(fcfg, "Panel18 \n");
    fprintf(fcfg, "%d\n", (Panel18->Top));
    fprintf(fcfg, "%d\n", (Panel18->Left));
    fprintf(fcfg, "%d\n", (Panel18->Width));
    fprintf(fcfg, "%d\n", (Panel18->Height));
    fprintf(fcfg, "%d\n", (Panel18->Visible));
    fprintf(fcfg, "Panel27 \n");
    fprintf(fcfg, "%d\n", (Panel27->Top));
    fprintf(fcfg, "%d\n", (Panel27->Left));
    fprintf(fcfg, "%d\n", (Panel27->Width));
    fprintf(fcfg, "%d\n", (Panel27->Height));
    fprintf(fcfg, "%d\n", (Panel27->Visible));
    fclose (fcfg);
}
void __fastcall TForm1::Edit10KeyPress (TObject
*Sender, char &Key)
{
    if ((Key >= '0') && (Key <= '9')) {} else if
(Key == 8) {} // <-
    else if ((Key == '.') || (Key == ',')) {}
    else Key = 0;
}
void __fastcall TForm1::BitBtn5Click(TObject
*Sender)
{
    if (Panel5->Visible == false)
    Align_In_Center (Panel5);
    Panel5->Visible=true;
    Panel5->BringToFront();
    Panel24 -> Color = SplashColor;;
    Panel24 -> Repaint();
    Sleep(100);
    Panel24 -> Color = 0x009D4F00;
    Chart2->Series[0]->Clear();
    Chart2->Series[1]->Clear();
    Chart2->Series[2]->Clear();
    Chart2->Series[3]->Clear();
    Chart2->Series[4]->Clear();
}

```

```

Chart2->Series[5]->Clear();
Chart2->Series[6]->Clear();
Chart2->Series[7]->Clear();
int i, ii;
double A,B,C,D;
A = Form1->MySeries[ComboBox6-
>ItemIndex].Counter+1;
B = Edit17->Text.ToDouble() - Edit10-
>Text.ToDouble();
C = B/A;
double TempMIN = 1000 , TempMAX = -1000;
for ( ii=0; ii<MAXSeries; ii++)
{
Form1->MySeries[ii].Averange_Counter = 0;
Form1->MySeries[ii].Averange =
MySeries[ii].Averange_Edit->Text.ToInt();
if (Form1->MySeries[ii].Averange < 1)
{
Form1->MySeries[ii].Averange =1;
Form1->MySeries[ii].Averange_Edit-
>Text=1;
}
}
for (i=0; i<(Form1->MySeries[ComboBox6-
>ItemIndex].Counter); i++)
{
for ( ii=0; ii<MAXSeries; ii++)
{
if (ii == X_CH) continue;
if (Form1->MySeries[ii].Enabled == false)
continue;
D = Edit10->Text.ToDouble() + (C*i) ;
D = LongToShort (D ,5) ;
Form1->MySeries[ii].Averange_Counter ++;
if (Form1->MySeries[ii].Averange_Counter <
Form1->MySeries[ii].Averange) continue;
int iii;
double AVER = 0;
for (iii=0; iii<Form1-
>MySeries[ii].Averange ; iii++)
{
AVER = AVER + Form1-
>MySeries[ii].Values[i - iii];
}
AVER = AVER / Form1-
>MySeries[ii].Averange;
AVER = LongToShort (AVER , 5) ;
Form1->MySeries[ii].Averange_Counter = 1;
Chart2->Series[ii]->AddXY ( D , AVER, D,
Form1->MySeries[ii].Color1);
if (AVER < TempMIN)
{
TempMIN = AVER;
Label1->Caption = "Min: ";
Label1->Caption = Label1->Caption +
TempMIN;
Label1->Caption = Label1->Caption + " V
(CH" + ii + ") / " + D + " " +
MySeries[X_CH].Measurement_Unit + " (CH" + X_CH
+ ")" ;
}
if (AVER > TempMAX)
{
TempMAX = AVER;
Label2->Caption = "Max: ";
Label2->Caption = Label2->Caption +
TempMAX;
Label2->Caption = Label2->Caption + " V
(CH" + ii + ") / " + D + " " +
MySeries[X_CH].Measurement_Unit + " (CH" + X_CH
+ ")" ;
} } }
}
void __fastcall TForm1::BitBtn25Click(TObject
*Sender)
{
Chart2->ZoomPercent( 125 );
}

```

```

void __fastcall TForm1::BitBtn26Click(TObject
*Sender)
{
Chart2->ZoomPercent( 75 );
}
void __fastcall TForm1::BitBtn27Click(TObject
*Sender)
{
Chart2->ZoomPercent( 100 );
Chart2->UndoZoom( );
}
void __fastcall TForm1::BitBtn28Click(TObject
*Sender)
{
if (SaveDialog1->Execute())
{
Panel5->BringToFront();
Graphics::TBitmap *Bitmap=new
Graphics::TBitmap;
HDC DC=GetDC(0);
double S=1;
while (S<1000)
{
S=S+0.1;
Application->ProcessMessages();
}
try
{
Bitmap->Height=(Chart2->Height)+25;
Bitmap->Width=(Chart2->Width);
int X1= 0;
int Y1= 0;
int X2= (Form1->Left)+(Panel5-
>Left)+(Chart2->Left)+3;
int Y2= 25+(Form1->Top)+(Panel5-
>Top)+(Chart2->Top)+1 ;
BitBlt(Bitmap->Canvas->Handle , X1, Y1,
Bitmap->Width, Bitmap->Height, DC, X2, Y2,
SRCCOPY);
Bitmap->SaveToFile (SaveDialog1->FileName);
}
finally
{
delete Bitmap;
ReleaseDC(0,DC);
}
}
}
void __fastcall TForm1::BitBtn34Click(TObject
*Sender)
{
if (PrintDialog1->Execute())
{
Chart2->Print();
}
}
void __fastcall TForm1::BitBtn24Click(TObject
*Sender)
{
if (SaveDialog3->Execute())
{
if (FileExists(SaveDialog3->FileName))
{
int button;
button = Application->MessageBox("File
Already Exist Owerwrite ?", "Warning !",
MB_OKCANCEL + MB_ICONWARNING);
if (button == IDCANCEL) {return;}
}
if ((fcfg = fopen(SaveDialog3-
>FileName.c_str(), "w"))== NULL)
{
Application->MessageBox("Cannot save file
", " ", MB_OK + MB_ICONWARNING);
return ;
}
MAX = Chart2->BottomAxis->Maximum;
MIN = Chart2->BottomAxis->Minimum;
AnsiString STMP = "";

```

```

        for (int i=0; i<MAXSeries; i++)
        {
            if (MySeries[i].Enabled == false)
continue;
            if (i == X_CH) continue;
            /*
            for (int ii=0; ii<Chart2->Series[i]-
>LastValueIndex; ii++)
            {
                STMP = Chart2->Series[i]->XValues-
>Value[ii];
                STMP = STMP+" ";
                STMP = STR_REPLACE (STMP , ',' , '.');
                STMP = STMP+Chart2->Series[i]->YValues-
>Value[ii];
                STMP = STMP+" ";
                STMP = STMP+"\n";
                STMP = STR_REPLACE (STMP , ',' , '.');
                fprintf(fcfg,STMP.c_str());
            }
            STMP = "";
            STMP = STMP+"\n\n";
            fprintf(fcfg,STMP.c_str());
        }
        fclose (fcfg);
    }
}
void __fastcall TForm1::BitBtn29Click(TObject
*Sender)
{
    AnsiString FNAME =
CurrentDir+"\\panels.cfg";
    if ((fcfg = fopen(FNAME.c_str(), "r"))==
NULL)
    {
        Application->MessageBox("Cannot read file
panels.cfg", " ", MB_OK + MB_ICONWARNING);
        return ;
    }
    int i , TOP , LEFT , WIDTH , HEIGTH ,
VISIBLE;
    int COUNTER;
    char NAME[100];
    fscanf (fcfg,"%s\n",&NAME);
    fscanf (fcfg,"%d\n",&COUNTER);
    for (i=0; i<COUNTER; i++)
    {
        fscanf (fcfg,"%s\n",&NAME);
        fscanf (fcfg,"%d\n",&TOP);
        fscanf (fcfg,"%d\n",&LEFT);
        fscanf (fcfg,"%d\n",&WIDTH);
        fscanf (fcfg,"%d\n",&HEIGTH);
        fscanf (fcfg,"%d\n",&VISIBLE);
        SetPanel( "TPanel" , NAME , TOP , LEFT ,
WIDTH , HEIGTH , VISIBLE);
    }
    fclose (fcfg);
    if( (Panel1-> Width)<450)    Panel1->
Width=450 ;
    if( (Panel1-> Height)<320)    Panel1->
Height=320 ;
    Image2-> Top = Panel1-> Height - 17;
    Image2-> Left = Panel1-> Width - 17;
    Panel13->Left = Panel1-> Width - 38;
    Panel3 ->Width = Panel1-> Width - 5;
    SpeedButton1->Left = Panel3 ->Width - 15;
    Chart1 ->Width = Panel1 ->Width - Panel13
->Width - 18;
    Chart1 ->Height = Panel1 ->Height - 24 -
8;
    if( (Panel5-> Width)<450)    Panel5->
Width=450 ;
    if( (Panel5-> Height)<320)    Panel5->
Height=320 ;
    Image1-> Top = Panel5-> Height - 17;
    Image1-> Left = Panel5-> Width - 17;
    Panel23->Left = Panel5-> Width - 38;
    Panel24 ->Width = Panel5-> Width - 5;
    SpeedButton6->Left = Panel24 ->Width - 15;
    Chart2 ->Width = Panel5 ->Width - Panel13
->Width - 18;
    Chart2 ->Height = Panel5->Height - 24 - 8
-15;
    Label1->Top = Panel5->Height - 19;
    Label2->Top = Panel5->Height - 19;
}
void __fastcall TForm1::Image1MouseDown(TObject
*Sender,
    TMouseButton Button, TShiftState Shift,
int X, int Y)
{
    ReleaseCapture();
    TImage *pImageSource = (TImage *)Sender;
    pImageSource->Parent->Perform(WM_SYSCOMMAND,
0xF008 , 0 ); if( (pImageSource->Parent->
Width)<450)    pImageSource->Parent-> Width=450
;
    if( (pImageSource->Parent-> Height)<320)
pImageSource->Parent-> Height=320 ;
    pImageSource-> Top = pImageSource->Parent->
Height - 17;
    pImageSource-> Left = pImageSource->Parent->
Width - 17;
    Panel23->Left = pImageSource->Parent-> Width -
38;
    Panel24 ->Width = pImageSource->Parent-> Width
- 5;
    SpeedButton6->Left = Panel24 ->Width - 15;
    Chart2 ->Width = pImageSource->Parent ->Width -
Panel13 ->Width - 18;
    Chart2 ->Height = pImageSource->Parent->Height
- 24 - 8 -15;
    Label1->Top = pImageSource->Parent->Height -
19;
    Label2->Top = pImageSource->Parent->Height -
19;
}

```

ДОДАТОК Е. ТЕКСТ ПРОГРАМИ ДОСЛІДЖЕННЯ ЕЛЕКТРОДИНАМІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ЩІЛИННОГО РОМБІЧНОГО ВИПРОМІНЮВАЧА

```

%Ромб КЗ
%% Початок
% максимальне nr=43
clear;

kc=21; %для розрахунку кількості елементарних
вібраторів (ЕВ) по вертикалі ромбу
kv=6;

for count=1

% ГЕОМЕТРИЧНІ РОЗМІРИ
ВИПРОМІНЮВАЧА
date1=datestr(now,13);
date1
d=0.087; %висота екрану випромінювача
(задана)
b=0.087; %ширина екрану випромінювача

dr=0.067; %висота ромбу випромінювача
br=0.067; %ширина ромбу випромінювача
nr=kc+kv*count; %кількість елементарних
вібраторів (ЕВ) по вертикалі ромбу
mr=nr;
dv=dr/(nr-1); %довжина плеча ЕВ
dx=dv; %відстань між сусідніми ЕВ по
горизонталі
vusota_ekrany=d;
pleche_EV=dv;
pleche_EV
dy=2*dv; %довжина ЕВ

n=nr+2*(floor(((d-dr)/(2*dv))-1)); %кількість ЕВ
по вертикалі
n
m=mr+2*(floor(((b-br)/(2*dv))-1)); %кількість ЕВ
по горизонталі
mn=m*n;
mn
dnew=dy*(n+1)/2; %висота екрану
випромінювача (наявна для даної кількості ЕВ)
nova_vusota_ekrany=dnew;
shuruna_ekrany=b;
nova_shuruna_ekrany=(m-1)*dx;
shuruna_ekrany
nova_shuruna_ekrany
riznycja_shuruny_mm=(shuruna_ekrany-
nova_shuruna_ekrany)*1000;
riznycja_shuruny_mm
vusota_ekrany
nova_vusota_ekrany
riznycja_vysoty_mm=(vusota_ekrany-
nova_vusota_ekrany)*1000;
riznycja_vysoty_mm

z0=100; %хвилевий опір щілинної лінії
dsqrt=sqrt(dx^2+dv^2); %відстань між ЕВ вздовж
лінії живлення

freq=2.4*10^9; %ЧАСТОТА

lamda=3*10^8/freq; %ДОВЖИНА ХВИЛІ
lamda
alfa=1; %КОЕФІЦІЄНТ ЗАТУХАННЯ
kp=2*pi/lamda; %СТАЛА ПОШИРЕННЯ
lamdas=lamda*0.8; %ДОВЖИНА ХВИЛІ в
щілинній лінії
kps=2*pi/lamdas; %СТАЛА ПОШИРЕННЯ в
щілинній лінії
gammas=alfa+i*2*pi/lamdas; %КОМПЛЕКСНА
СТАЛА ПОШИРЕННЯ
U1=1; %НАПРУГА ЖИВЛЕННЯ,
ВЕРТИКАЛЬНА СКЛАДОВА
U11=1; %НАПРУГА ЖИВЛЕННЯ,
ВЕРТИКАЛЬНА СКЛАДОВА
zer=0.00000001;

%
%
%КООРДИНАТИ ТОЧОК ЖИВЛЕННЯ
k=1;
xg=zeros(m*n);
yg=zeros(m*n);
for f=1:m
    kx=-nova_shuruna_ekrany/2+dx*(f-1);
    for v=1:n
        yg(k)=-dnew/2+dv*v; % yg - вертикальна
координата точок живлення

        xg(k)=kx; % xg - горизонтальна координата
точок живлення

        k=k+1;
    end
end

%
%
%РОЗРАХУНОК ДОВЖИНИ ЛІНІЇ
ЖИВЛЕННЯ ДО ЕВ
k=1;
LG=zeros(m*n);
FG=zeros;

for f=1:m
    for v=1:n
        FG(f,v)=0;
    end
end
%FG - Матриця відстаней для Лівого плеча
A=zeros;
f=(m+1)/2; % координата, центр по горизонталі
v=1+(n-nr)/2; %координата точки живлення по
вертикалі
s=1;
B=0;

```

```

while v<=(n+1)/2
    A(s)=B; %Матриця відстаней до ЕВ від точки
    живлення
    FG(f,v)=B; %FG - Матриця відстаней для
    Лівого плеча
    B=B+dsqrt;
    r1(s)=f;
    r2(s)=v;
    f=f-1;
    v=v+1;
    s=s+1;
end
f=f+2;
while f<=(m+1)/2
    A(s)=B; %Матриця відстаней до ЕВ від точки
    живлення
    FG(f,v)=B; %FG - Матриця відстаней для
    Лівого плеча
    B=B+dsqrt;
    r1(s)=f;
    r2(s)=v;
    f=f+1;
    v=v+1;
    s=s+1;
end
%FG - Матриця відстаней для Правого плеча
f=(m+1)/2;
v=1+(n-nr)/2;
s=1;
B=0;
while v<=(n+1)/2
    A(s)=B; %Матриця відстаней до ЕВ від точки
    живлення
    FG(f,v)=B; %FG - Матриця відстаней для
    Правого плеча
    B=B+dsqrt;
    r1(s+n)=f; %координата по горизонталі
    r2(s+n)=v; %координата по вертикалі
    f=f+1;
    v=v+1;
    s=s+1;
end
f=f-2;
while f>=(m+1)/2
    A(s)=B; %Матриця відстаней до ЕВ від точки
    живлення
    FG(f,v)=B; %FG - Матриця відстаней для
    Правого плеча
    B=B+dsqrt;
    r1(s+n)=f;
    r2(s+n)=v;
    f=f-1;
    v=v+1;
    s=s+1;
end

%% Вектори напруг
%Вектор напруг, вертикальна складова
h=1;
UI=zeros; %ВЕРТИКАЛЬНА СКЛАДОВА
U3dI=zeros; %ВЕРТИКАЛЬНА СКЛАДОВА
Lend=dr*sqrt(2);
for f=1:m
    for v=1:n
        if FG(f,v) == 0
            UI(h) = zer; %Напруга неактивних ЕВ
            U3dI(f,v)= zer;
        else
            if v<(n+1)/2
                UI(h)=UI1*sinh(gammas*(Lend-
                FG(f,v)));
                U3dI(f,v)=UI1*sinh(gammas*(Lend-
                FG(f,v)));
                %UI(h)=UI1*exp(-gammas*FG(f,v));
            %Напруга активних ЕВ
            else
                if v == (n+1)/2
                    UI(h)=zer; %Напруга в лівому і
                    правому кінцях ромба
                    U3dI(f,v)=zer;
                %else UI(h)=-UI1*exp(-
                gammas*FG(f,v)); %Напруга активних ЕВ в
                верхніх плечах ромба
                else UI(h)=-UI1*sinh(gammas*(Lend-
                FG(f,v)));
                U3dI(f,v)=-UI1*sinh(gammas*(Lend-
                FG(f,v)));
            end
        end
        end
        h=h+1;
    end
end
UI((m-1)*n/2+1+(n-
nr)/2)=UI1*sinh(gammas*(Lend-FG(f,v))); % в
точці живлення
U3dI((m+1)/2,1+(n-
nr)/2)=UI1*sinh(gammas*(Lend-FG(f,v)));
UI((m-1)*n/2+(n-nr)/2+nr)=0; % в точці КЗ
U3dI((m+1)/2,(n-nr)/2+nr)=0;
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Вектор напруг, горизонтальна складова
h=1;
UH=zeros;
U3dH=zeros;
Lend=dr*sqrt(2);
for f=1:m
    for v=1:n
        if FG(f,v) == 0
            UH(h) = zer; %Напруга неактивних ЕВ
            U3dH(f,v)= zer;
        else
            UH(h)=UH1*sinh(gammas*(Lend-
            FG(f,v)));
            U3dH(f,v)=UH1*sinh(gammas*(Lend-
            FG(f,v)));
            %UH(h)=UH1*exp(-gammas*FG(f,v));
            %Напруга активних ЕВ
        end
        h=h+1;
    end
end
h=1;
for f=1:m
    for v=1:n
        if f<(m+1)/2

```

```

UH(h)=UH(h);
U3dH(f,v)= U3dH(f,v);
else
  UH(h)=-UH(h);
  U3dH(f,v)=- U3dH(f,v);
  h=h+1;
end
end
end
UH((m-1)*n/2+1+(n-nr)/2)=0; % в точці живлення
U3dH((m+1)/2,1+(n-nr)/2)=0;
UH((m-1)*n/2+(n-nr)/2+nr)=0; % в точці КЗ
U3dH((m+1)/2,(n-nr)/2+nr)=0;

%% Взаємні відстані
%МАТРИЦЯ ВЗАЄМНИХ ВІДСТАНЕЙ ПО
ГОРИЗОНТАЛІ
XX=zeros(m*n,m*n);
for q=1:m*n
  for p=1:m*n
    XX(q,p)=abs(xg(p)-xg(q));
    if XX(q,p) == 0
      XX(q,p) = zer;
    end
  end
end
%МАТРИЦЯ ВЗАЄМНИХ ВІДСТАНЕЙ ПО
ВЕРТИКАЛІ
YY=zeros(m*n,m*n);
for q=1:m*n
  for p=1:m*n
    YY(q,p)=abs(yg(p)-yg(q));
    if YY(q,p) == 0
      YY(q,p) = zer;
    end
  end
end
end

%% Матриці взаємних опорів

%МАТРИЦЯ ВЗАЄМНИХ ОПОРІВ,
вертикальна складова
integral=zeros(m*n,m*n);
ZintI=zeros(m*n,m*n);
syms x;
dv=dy/2;
dv2=dy*0.99999999/2;

DS=zeros(m,n);
for q=1:m
  for p=1:n
    ddx=100;
    dx=dv2/ddx;
    z=-dv2:dx:dv2;

    XX2(q,p)=(q-1)*dv;
    YY2(q,p)=(p-1)*dv;
    if XX2(q,p) == 0
      XX2(q,p) = zer;
    end
    if YY2(q,p) == 0
      YY2(q,p) = zer;
    end
    integral(q,p)=quad(@(x)(sin(kp*(dv-
abs(x))))*((exp(-i*kp*sqrt((YY2(q,p)).^2+(dv-
XX2(q,p)-x).^2))./sqrt(((YY2(q,p)).^2+(dv-
XX2(q,p)-x).^2)))+(exp(-
i*kp*sqrt((YY2(q,p)).^2+(dv+XX2(q,p)+x).^2))./s
qrt(((YY2(q,p)).^2+(dv+XX2(q,p)+x).^2)))-exp(-
i*kp*sqrt((YY2(q,p)).^2+(XX2(q,p)+x).^2))*2*(co
s(kp*dv))./sqrt(((YY2(q,p)).^2+(XX2(q,p)+x).^2)
)), -dv,dv);
    DS(q,p)=(i*30/(sin(kp*dv)*sin(kp*dv)))*integral(q,
p); % Взаємний опір, інтеграл порахований
функцією quad
  end
end
for q=1:m*n
  for p=1:m*n
    XXa=round(XX(q,p)/dv);
    YYa=round(YY(q,p)/dv);
    ZintI(q,p)=DS(XXa+1,YYa+1);
  end
end

%МАТРИЦЯ ВЗАЄМНИХ ОПОРІВ,
горизонтальна складова
integral=zeros(m*n,m*n);
ZintH=zeros(m*n,m*n);
syms x;
dv=dy/2;
dv2=dy*0.99999999/2;

DS=zeros(m,n);
for q=1:m
  for p=1:n
    ddx=100;
    dx=dv2/ddx;
    z=-dv2:dx:dv2;

    XX2(q,p)=(q-1)*dv;
    YY2(q,p)=(p-1)*dv;
    if XX2(q,p) == 0
      XX2(q,p) = zer;
    end
    if YY2(q,p) == 0
      YY2(q,p) = zer;
    end
    integral(q,p)=quad(@(x)(sin(kp*(dv-
abs(x))))*((exp(-i*kp*sqrt((YY2(q,p)).^2+(dv-
XX2(q,p)-x).^2))./sqrt(((YY2(q,p)).^2+(dv-
XX2(q,p)-x).^2)))+(exp(-
i*kp*sqrt((YY2(q,p)).^2+(dv+XX2(q,p)+x).^2))./s
qrt(((YY2(q,p)).^2+(dv+XX2(q,p)+x).^2)))-exp(-
i*kp*sqrt((YY2(q,p)).^2+(XX2(q,p)+x).^2))*2*(co
s(kp*dv))./sqrt(((YY2(q,p)).^2+(XX2(q,p)+x).^2)
)), -dv,dv);
    DS(q,p)=(i*30/(sin(kp*dv)*sin(kp*dv)))*integral(q,
p); % Взаємний опір, інтеграл порахований
функцією quad
  end
end
for q=1:m*n
  for p=1:m*n
    XXa=round(XX(q,p)/dv);
    YYa=round(YY(q,p)/dv);
    ZintH(q,p)=DS(XXa+1,YYa+1);
  end
end

```

```

end
end

IintI=UI/ZintI; %РОЗРАХУНОК МАТРИЦІ
СТРУМУ, вертикальна складова, інтеграл
порахований функцією quad
IintH=UH/ZintH; %РОЗРАХУНОК МАТРИЦІ
СТРУМУ, горизонтальна складова інтеграл
порахований функцією quad

%% Вхідний опір

f=(m+1)/2; % координата, центр по горизонталі
v=nr+(n-nr)/2; %координата точки КЗ
B=0;
zn=0;
while v>=(n+1)/2

zdel=z0*(zn*cosh(gammas*dsqrt)+z0*sinh(gammas
*dsqrt))/(z0*cosh(gammas*dsqrt)+zn*sinh(gammas
*dsqrt)); %опір на відстані dsqrt від zn
f=f-1;
v=v-1;
ky=(f-1)*n+v;
zn=ZintI(ky,ky)*zdel/(ZintI(ky,ky)+zdel);
end

while v>=1+(n-nr)/2

zdel=z0*(zn*cosh(gammas*dsqrt)+z0*sinh(gammas
*dsqrt))/(z0*cosh(gammas*dsqrt)+zn*sinh(gammas
*dsqrt)); %опір на відстані dsqrt від zn
f=f+1;
v=v-1;
ky=(f-1)*n+v;
zn=ZintI(ky,ky)*zdel/(ZintI(ky,ky)+zdel);
end

znI=zn;

f=(m+1)/2; % координата, центр по горизонталі
v=nr+(n-nr)/2; %координата точки КЗ
B=0;
zn=0;
while v>=(n+1)/2

zdel=z0*(zn*cosh(gammas*dsqrt)+z0*sinh(gammas
*dsqrt))/(z0*cosh(gammas*dsqrt)+zn*sinh(gammas
*dsqrt)); %опір на відстані dsqrt від zn
f=f-1;
v=v-1;
ky=(f-1)*n+v;
zn=ZintH(ky,ky)*zdel/(ZintH(ky,ky)+zdel);
end

while v>=1+(n-nr)/2

zdel=z0*(zn*cosh(gammas*dsqrt)+z0*sinh(gammas
*dsqrt))/(z0*cosh(gammas*dsqrt)+zn*sinh(gammas
*dsqrt)); %опір на відстані dsqrt від zn
f=f+1;
v=v-1;
ky=(f-1)*n+v;
zn=ZintH(ky,ky)*zdel/(ZintH(ky,ky)+zdel);
end

znH=zn;

znIAR=znI/2;
znHAR=znH/2;

Zvx=znIAR*znHAR/(znIAR+znHAR);
freq
Zvx

%% ДІАГРАМА СПРЯМОВАНOSTI
вертикального ЕВ в ПЛОЩИНІ Е
fev=zeros;
for teta=1:360
fev(teta)=((cos(kp*dv*cos(teta*pi/180)))-
cos(kp*dv))/((1-cos(kp*dv))*(sin(teta*pi/180))));
end

%% Діаграми спрямованості Вертикальна
складова

%% ДІАГРАМА СПРЯМОВАНOSTI АР В
ПЛОЩИНІ Е
fe=zeros;
for teta=1:180
fp=0;
for p=1:m*n

fp=fp+fev(teta)*IintI(p)*exp(i*kp*yg(p)*cos(teta*pi
/180));
end
fe(teta)=fp;
end
e1=abs(fe);
e2=max(e1);
dne=e1/e2; % Модуль ДС в Е площині

fe360=zeros;
for teta=1:360
fp=0;
for p=1:m*n

fp=fp+fev(teta)*IintI(p)*exp(i*kp*yg(p)*cos(teta*pi
/180));
end
fe360(teta)=fp;
end
e1360=abs(fe360);
e2360=max(e1360);
dne360=e1360/e2360; % Модуль ДС в Е площині

for teta=1:360
dnes(count,teta)=dne360(teta); % діаграми при
різних кількостях вібраторів
end

%% ДІАГРАМА СПРЯМОВАНOSTI АР В
ПЛОЩИНІ Н
fh=zeros;
for ksi=1:360
fp=0;
for p=1:m*n
fp=fp+IintI(p)*exp(i*kp*xg(p)*cos(ksi*pi/180));
end
fh(ksi)=fp;

```

```

end
e001=abs(fh);
e02=max(e001);
dnh=e001/e02; % Модуль ДС в Н площині

for ksi=1:360
    dnhc(count,ksi)=dnh(ksi); % діаграми при
    різних кількостях вібраторів
end

%ДІАГРАМА СПРЯМОВАНOSTI 3D
e3dI=zeros;
for teta=1:180
    for phi=1:360
        e3dI(teta,phi)=fe(teta)*fh(phi);
    end
end
e3dIabs=abs(e3dI);
e3dImax1=max(e3dIabs);
e3dImax=max(e3dImax1);
e3dInorm=e3dIabs/e3dImax; % Модуль 3D ДН
вертикальної поляризації

%% Діаграми спрямованості Горизонтальна
складова

%ДІАГРАМА СПРЯМОВАНOSTI AP B
ПЛОЩИНІ E (горизонтальній)
fHe360=zeros;
for teta=1:360
    fp=0;
    for p=1:m*n

fp=fp+fev(teta)*IintH(p)*exp(i*kp*xg(p)*cos(teta*
pi/180));
    end
    fHe360(teta)=fp;
end
He1360=abs(fHe360);
He2360=max(He1360);
dnHe360=He1360/He2360; % Модуль ДС в E
площині

for teta=1:360
    dnHec(count,teta)=dnHe360(teta); % діаграми
    при різних кількостях вібраторів
end

%ДІАГРАМА СПРЯМОВАНOSTI AP B
ПЛОЩИНІ H (вертикальній)
fHh=zeros;
for ksi=1:360
    fp=0;
    for p=1:m*n
        fp=fp+IintH(p)*exp(i*kp*yg(p)*cos(ksi*pi/180));
    end
    fHh(ksi)=fp;
end
eH001=abs(fHh);
eH02=max(eH001);
dnHh=eH001/eH02; % Модуль ДС в H площині

for ksi=1:360
    dnHhc(count,ksi)=dnHh(ksi); % діаграми при
    різних кількостях вібраторів

```

```

end

%% Струм Міллса

% Вертикальна складова
% Сума струмів по стовпцях
b0=1;
for b1=1:m
    Imillsa_I(b1)=0;
    for b2=1:n
        Imillsa_I(b1)=Imillsa_I(b1)+IintI(b0);
        b0=b0+1;
    end
end
Imillsa_I_abs_I=abs(Imillsa_I); %модуль
вертикальної складової
Imillsa_I_arg_I=angle(Imillsa_I); %аргумент
вертикальної складової

%Сума струмів по рядках
for b1=1:n
    Imillsa_H(b1)=0;
    for b2=1:m
        Imillsa_H(b1)=Imillsa_H(b1)+IintI(n*(b2-
1)+b1);
    end
end
Imillsa_H_abs_I=abs(Imillsa_H); %модуль
вертикальної складової
Imillsa_H_arg_I=angle(Imillsa_H); %аргумент
вертикальної складової

% Номера стовпців з максимальною сумою
cx=1;
cv=2;
while cv<m
    if Imillsa_I_abs_I(cv-1)<Imillsa_I_abs_I(cv)
        if Imillsa_I_abs_I(cv)>Imillsa_I_abs_I(cv+1)
            maxI(cx)=cv;
            cx=cx+1;
        end
    end
    cv=cv+1;
end

maxI

% Горизонтальна складова
% Сума струмів по стовпцях
b0=1;
for b1=1:m
    Imillsa_I(b1)=0;
    for b2=1:n
        Imillsa_I(b1)=Imillsa_I(b1)+IintH(b0);
        b0=b0+1;
    end
end
Imillsa_I_abs_H=abs(Imillsa_I); %модуль
горизонтальної складової

%Сума струмів по рядках
b0=1;

```



```

for b1=1:n
    Imillsa_H(b1)=0;
    for b2=1:m
        Imillsa_H(b1)=Imillsa_H(b1)+IintH(n*(b2-
1)+1+(b1-1));
        b0=b0+1;
    end
end
Imillsa_H_abs_H=abs(Imillsa_H); %модуль
горизонтальної складової

%Сума струмів по рядках для лівої частини
b0=1;
for b1=1:n
    Imillsa_H(b1)=0;
    for b2=1:(m+1)/2
        Imillsa_H(b1)=Imillsa_H(b1)+IintH(n*(b2-
1)+1+(b1-1));
        b0=b0+1;
    end
end
Imillsa_H_abs_H_liva=abs(Imillsa_H); %модуль
горизонтальної складової

% Номера рядків з максимальною сумою

cx=1;
cv=2;
while cv<n
    if Imillsa_H_abs_H_liva(cv-
1)<Imillsa_H_abs_H_liva(cv)
        if
Imillsa_H_abs_H_liva(cv)>Imillsa_H_abs_H_liva(c
v+1)
            maxH(cx)=cv;
            cx=cx+1;
        end
    end
    cv=cv+1;
end

maxH

count_vert=1:n;

% ДІАГРАМА СПРЯМОВАНОСТІ По формулі
fk=zeros;
for teta2=1:360

fk(teta2)=(cos(0.5*pi*cos(teta2*pi/180)))/(sin(teta2*
pi/180));
end

%% векторний поверхневий струм
% градієнт поверхневого струму, вертикальна
складова

absU3dI=abs(U3dI); % Модуль напруги

IabsI2=abs(IintI); %Модуль струму
for tr2=1:n*m
    if real(IintI(tr2))>=0
        IabsI3(tr2)=abs(IintI(tr2)); %Модуль струму з
врахуванням знаку
    else IabsI3(tr2)=-abs(IintI(tr2));
    end
end

%Iabs3=abs(Iint); %Реальна частина струму

pq=1; %Створення матриці струму з вектора
I3dI=zeros(m,n);
for q=1:m
    for p=1:n
        I3dI(q,p)=IabsI2(pq);
        pq=pq+1;
    end
end

pq=1; %Створення матриці струму з вектора
I3dInoabs=zeros(m,n);
for q=1:m
    for p=1:n
        I3dInoabs(q,p)=IabsI3(pq);
        pq=pq+1;
    end
end
end
%[q,p] = meshgrid(1:1:m);

x = 1:m;
y = 1:n;

[xx,yy] = meshgrid(x,y);
zz = I3dI;
[px,py] = gradient(zz,.2,.2); %Похідна функції

D=size(py);
py=zeros(D);
[maxI3] = max(abs(I3dInoabs(:)));
%Максимальний струм
I3dInorm=I3dInoabs/maxI3;
px=I3dInorm;

xI=px;
yI=py;

% градієнт поверхневого струму, горизонтальна
складова

absU3dH=abs(U3dH); % Модуль напруги

IabsH2=abs(IintH); %Модуль струму
for tr2=1:n*m
    if real(IintH(tr2))>=0
        IabsH3(tr2)=abs(IintH(tr2)); %Модуль струму з
врахуванням знаку
    else IabsH3(tr2)=-abs(IintH(tr2));
    end
end

%Iabs3=abs(Iint); %Реальна частина струму

pq=1; %Створення матриці струму з вектора
I3dH=zeros(m,n);
for q=1:m
    for p=1:n
        I3dH(q,p)=IabsH2(pq);
        pq=pq+1;
    end
end

pq=1; %Створення матриці струму з вектора

```

```

I3dHnoabs=zeros(m,n);
for q=1:m
    for p=1:n
        I3dHnoabs(q,p)=IabsH3(pq);
        pq=pq+1;
    end
end

%[q,p] = meshgrid(1:1:m);

x = 1:m;
y = 1:n;

[xx,yy] = meshgrid(x,y);
zz = I3dH;
[px,py] = gradient(zz,2,2); %Похідна функції

D=size(px);
px=zeros(D);
[max3] = max(abs(I3dHnoabs(:)));
%Максимальний струм
I3dHnorm=I3dHnoabs/max3;
py=I3dHnorm;

xH=px;
yH=py;

% СУМА
xS=xI+xH;
yS=yI+yH;

% фаза поверхневого струму
IangI1=angle(IintI); %Фаза струму
IangH1=angle(IintH); %Фаза струму

pq=1; %Створення матриці фази струму з
вектора
I3dargI=zeros(m,n);
I3dargH=zeros(m,n);
I3dargrzn=zeros(m,n);
for q=1:m
    for p=1:n
        I3dargI(q,p)=IangI1(pq);
        I3dargH(q,p)=IangH1(pq);
        I3dargrzn(q,p)=I3dargI(q,p)-I3dargH(q,p);

        if I3dargrzn(q,p)>pi;
            I3dargrzn(q,p)=I3dargrzn(q,p)-2*pi;
        end

        if I3dargrzn(q,p)<-pi;
            I3dargrzn(q,p)=I3dargrzn(q,p)+2*pi;
        end
        pq=pq+1;
    end
end

end

%% Графіки

scrsz = get(0,'ScreenSize');
%figure('OuterPosition',[1 scrsz(4)/2 scrsz(3)/2
scrsz(4)/2]) %одна чверть вікна
figure('OuterPosition',[1 1 scrsz(3) scrsz(4)])

set(gcf,'numbertitle','off','name','Slot Ring Antena')
% See the help for GCF

%Поверхневий струм (вектори)
subplot(2,3,1)
quiver(xS, yS, 0.8)
title('Поверхневий струм','FontWeight','bold')
axis([0 n+1 0 m+1])
hold on
plot(r2,r1,'or','MarkerEdgeColor','k','MarkerFaceCol
or','g','MarkerSize',6);
view(270,90)

D=size(yS);
ySv=zeros(D);
%Поверхневий струм (вертик. складова)
subplot(2,3,2)
quiver(xS, ySv, 0.8)
title('Струм вертик. складова','FontWeight','bold')
axis([0 n+1 0 m+1])
hold on
plot(r2,r1,'or','MarkerEdgeColor','k','MarkerFaceCol
or','g','MarkerSize',6);
view(270,90)

D=size(xS);
xSv=zeros(D);
%Поверхневий струм (горизонт. складова)
subplot(2,3,3)
quiver(xSv, yS, 0.8)
title('Струм горизонт.
складова','FontWeight','bold')
axis([0 n+1 0 m+1])
hold on
plot(r2,r1,'or','MarkerEdgeColor','k','MarkerFaceCol
or','g','MarkerSize',6);
view(270,90)

%РИСУНОК Модуля струму, вертикальна
складова
subplot(2,3,4)
surf(I3dI)
view(250,50)
%shading interp
title('Модуль вертик. склад.
струму','FontWeight','bold')

%РИСУНОК Модуля струму, горизонтальна
складова
subplot(2,3,5)
surf(I3dH)
view(250,50)
%shading interp
title('Модуль горизонт. склад.
струму','FontWeight','bold')

%РИСУНОК фази струму, вертикальна складова
%subplot(3,4,10)
% surf(I3dargI)
% colorbar;
% view(250,50)

% title('Фаза вертик. склад.
струму','FontWeight','bold')
% for b3=1:count

```

```

%nrс(b3)=19+2*b3;
%end

%plot3(count,b1,Imill(count))
%surf(I3dargH) %РИСУНОК фази струму,
горизонтальна складова
%colorbar;
%view(250,50)
%title('Фаза горизонт. склад.
струму','FontWeight','bold')

%РИСУНОК фази струму, різницева складова
subplot(2,3,6)
surf(I3dargrzn)
colorbar;
view(270,90)
%shading interp
title('Різницева фаза струму','FontWeight','bold')
scrsz = get(0,'ScreenSize');
%figure('OuterPosition',[1 1 scrsz(3)/2 scrsz(4)/2])
%одна чверть вікна
figure('OuterPosition',[1 1 scrsz(3) scrsz(4)])
set(gcf,'numbertitle','off','name','Діаграми
спрямованості') % See the help for GCF

%DH В Е і Н площинах
subplot(2,3,1)
plot(dne360, 'k-', 'DisplayName', 'dne360',
'YDataSource', 'dne360');
hold on
plot(dnh, 'b-', 'DisplayName', 'dnh', 'YDataSource',
'dnh');
%plot(B+5,E,'k-',B2+5,E2,'b-', 'LineWidth', 2);
axis([1 360 0 1])
xlabel('Angle (degrees)')
ylabel('Radiation pattern (dB)')
legend('E plane','H plane')
title('ДС вертика. поляризація','FontWeight','bold')

%ДС горизонтальної складової В Е і Н
площинах
subplot(2,3,2)
plot(dnHe360, 'k-', 'DisplayName', 'dne360',
'YDataSource', 'dne360');
hold on
plot(dnHh, 'b-', 'DisplayName', 'dnh', 'YDataSource',
'dnh');
axis([1 360 0 1])
xlabel('Angle (degrees)')
ylabel('Radiation pattern (dB)')
legend('E plane','H plane')
title('ДС гориз. поляризація','FontWeight','bold')

%DH 3D
subplot(2,3,3)
mesh(e3dInorm);
colorbar;
title('DN v E ploshuni','FontWeight','bold')
title('ДС вертика. поляризація','FontWeight','bold')

scrsz = get(0,'ScreenSize');
%figure('OuterPosition',[scrsz(3)/2 1 scrsz(3)/2
scrsz(4)/2]) %одна чверть
%вікна

figure('OuterPosition',[1 1 scrsz(3) scrsz(4)])
set(gcf,'numbertitle','off','name','Діаграми
спрямованості при різних кількостях ЕВ') % See
the help for GCF

subplot(2,3,1)
for b3=1:count
aa=dneс(b3,1:360);
if b3==1
plot(aa, 'k-', 'DisplayName', 'dne360',
'YDataSource', 'dne360');
else
if b3==2
plot(aa, 'r-', 'DisplayName', 'dne360',
'YDataSource', 'dne360');
else
if b3==3
plot(aa, 'g-', 'DisplayName', 'dne360',
'YDataSource', 'dne360');
else
plot(aa, 'b-', 'DisplayName', 'dne360',
'YDataSource', 'dne360');
end
end
end
legend(['nr =' num2str(kc+kv*1)], ['nr ='
num2str(kc+kv*2)], ['nr =' num2str(kc+kv*3)], ['nr ='
num2str(kc+kv*4)']);
hold on
end
xlabel('Angle (degrees)')
ylabel('Radiation pattern (dB)')
axis([1 360 0 1])
title('ДС вертика. пол., верт.
плоч.', 'FontWeight','bold')

subplot(2,3,2)
for b3=1:count
aa=dnhс(b3,1:360);
if b3==1
plot(aa, 'k-', 'DisplayName', 'dne360', 'YDataSource',
'dne360');
else
if b3==2
plot(aa, 'r-', 'DisplayName', 'dne360',
'YDataSource', 'dne360');
else
if b3==3
plot(aa, 'g-', 'DisplayName', 'dne360',
'YDataSource', 'dne360');
else
plot(aa, 'b-', 'DisplayName', 'dne360',
'YDataSource', 'dne360');
end
end
end
legend(['nr =' num2str(kc+kv*1)], ['nr ='
num2str(kc+kv*2)], ['nr =' num2str(kc+kv*3)], ['nr ='
num2str(kc+kv*4)']);
hold on
end

```

```

end
xlabel('Angle (degrees)')
ylabel('Radiation pattern (dB)')
axis([1 360 0 1])
title('ДС вертикал. пол., гориз.
плщ.', 'FontWeight', 'bold')

subplot(2,3,4)
for b3=1:count
aa=dnHec(b3,1:360);
if b3==1
plot(aa, 'k:', 'DisplayName', 'dne360', 'YDataSource',
'dne360');
else
if b3==2
plot(aa, 'r--', 'DisplayName', 'dne360',
'YDataSource', 'dne360');
else
if b3==3
plot(aa, 'g-', 'DisplayName', 'dne360',
'YDataSource', 'dne360');

else
plot(aa, 'b', 'DisplayName', 'dne360',
'YDataSource', 'dne360');
end
end

end
end
legend(['nr = ' num2str(kc+kv*1)], ['nr = '
num2str(kc+kv*2)], ['nr = ' num2str(kc+kv*3)], ['nr = '
num2str(kc+kv*4)']);
hold on
end
xlabel('Angle (degrees)')
ylabel('Radiation pattern (dB)')
axis([1 360 0 1])
title('ДС гориз. пол., вертикал. плщ.
H', 'FontWeight', 'bold')

scrsz = get(0, 'ScreenSize');
%figure('OuterPosition', [scrsz(3)/2 scrsz(4)/2
scrsz(3)/2 scrsz(4)/2]) %одна чверть вікна
figure('OuterPosition', [1 1 scrsz(3) scrsz(4)])
set(gcf, 'numbertitle', 'off', 'name', 'Сума складових
струму по стовпцях і рядках') % See the help for
GCF

%Струм Міллса по стовпцях, вертикальна
складова
subplot(2,3,1)
plot(Imillsa_I_abs_I, 'k-')
xlabel('Nomer stovpeja (m)')
ylabel('Suma strumiv')
title('Сума I вертикал по
стовпцях', 'FontWeight', 'bold')

%Струм Міллса по рядках, вертикальна складова
subplot(2,3,2)
plot(Imillsa_H_abs_I, count_vert, 'k-')
xlabel('Nomer rjadka (n)')
ylabel('Suma strumiv')
title('Сума I вертикал по рядках', 'FontWeight', 'bold')

%Струм Міллса по стовпцях, горизонтальна
складова
subplot(2,3,4)
plot(Imillsa_I_abs_H, 'k-')
xlabel('Nomer stovpeja (m)')
ylabel('Suma strumiv')
title('Сума I горизонт по
стовпцях', 'FontWeight', 'bold')

%Струм Міллса по рядках, горизонтальна
складова
subplot(2,3,5)
plot(Imillsa_H_abs_H, count_vert, 'k-')
xlabel('Nomer rjadka (n)')
ylabel('Suma strumiv')
title('Сума I горизонт по
рядках', 'FontWeight', 'bold')

%Струм Міллса по рядках, горизонтальна
складова
subplot(2,3,6)
plot(Imillsa_H_abs_H_liva, count_vert, 'k-')
xlabel('Nomer rjadka (n)')
ylabel('Suma strumiv')
title('Сума I горизонт по рядках в лівій
частині', 'FontWeight', 'bold')
date2=datestr(now,13);
date2
end
end
end

```

```

legend(['nr = ' num2str(kc+kv*1)], ['nr = '
num2str(kc+kv*2)], ['nr = ' num2str(kc+kv*3)], ['nr = '
num2str(kc+kv*4)']);
hold on
end
xlabel('Angle (degrees)')
ylabel('Radiation pattern (dB)')
axis([1 360 0 1])
title('ДС гориз. пол., вертикал. плщ.
H', 'FontWeight', 'bold')

scrsz = get(0, 'ScreenSize');
%figure('OuterPosition', [scrsz(3)/2 scrsz(4)/2
scrsz(3)/2 scrsz(4)/2]) %одна чверть вікна
figure('OuterPosition', [1 1 scrsz(3) scrsz(4)])
set(gcf, 'numbertitle', 'off', 'name', 'Сума складових
струму по стовпцях і рядках') % See the help for
GCF

%Струм Міллса по стовпцях, вертикальна
складова
subplot(2,3,1)
plot(Imillsa_I_abs_I, 'k-')
xlabel('Nomer stovpeja (m)')
ylabel('Suma strumiv')
title('Сума I вертикал по
стовпцях', 'FontWeight', 'bold')

%Струм Міллса по рядках, вертикальна складова
subplot(2,3,2)
plot(Imillsa_H_abs_I, count_vert, 'k-')
xlabel('Nomer rjadka (n)')
ylabel('Suma strumiv')
title('Сума I вертикал по рядках', 'FontWeight', 'bold')

%Струм Міллса по стовпцях, горизонтальна
складова
subplot(2,3,4)
plot(Imillsa_I_abs_H, 'k-')
xlabel('Nomer stovpeja (m)')
ylabel('Suma strumiv')
title('Сума I горизонт по
стовпцях', 'FontWeight', 'bold')

%Струм Міллса по рядках, горизонтальна
складова
subplot(2,3,5)
plot(Imillsa_H_abs_H, count_vert, 'k-')
xlabel('Nomer rjadka (n)')
ylabel('Suma strumiv')
title('Сума I горизонт по
рядках', 'FontWeight', 'bold')

%Струм Міллса по рядках, горизонтальна
складова
subplot(2,3,6)
plot(Imillsa_H_abs_H_liva, count_vert, 'k-')
xlabel('Nomer rjadka (n)')
ylabel('Suma strumiv')
title('Сума I горизонт по рядках в лівій
частині', 'FontWeight', 'bold')
date2=datestr(now,13);
date2
end
end
end

```