

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ХАРКІВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ РАДІОЕЛЕКТРОНІКИ

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

ГРЕЦЬКИХ ДМИТРО ВЯЧЕСЛАВОВИЧ

УДК 621.396.67:621.314.16

ДИСЕРТАЦІЯ
**РОЗВИТОК ТЕОРІЇ СИСТЕМ БЕЗПРОВІДНОЇ
ПЕРЕДАЧІ ЕНЕРГІЇ**

05.12.07 – антени та пристрої мікрохвильової техніки

Подається на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук

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



Д.В. Грецьких

Науковий консультант: Лучанінов Анатолій Іванович, доктор фізико-математичних наук, професор

Харків – 2021

АНОТАЦІЯ

Грецьких Д.В. Розвиток теорії систем безпроводної передачі енергії. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук за спеціальністю 05.12.07 «Антени та пристрої мікрохвильової техніки». – Харківський національний університет радіоелектроніки, Харків, 2021.

У дисертаційній роботі вирішена актуальна науково-прикладна проблема розвитку методів аналізу та оптимізації систем безпроводної передачі енергії (БПЕ) в яких використовуються різні технології передачі енергії. Проблема вирішена шляхом розробки нової більш коректної математичної моделі, яка враховує всю сукупність нелінійних ефектів, що виникають в системах БПЕ через наявність у їхніх антенах та антенних трактах елементів з нелінійними властивостями, повністю описує електромагнітні процеси у самій системі БПЕ та враховує її електродинамічний зв'язок з іншими радіоелектронними системами (РЕС).

Відповідно до поставленої мети в дисертації вирішені наступні задачі.

Проведено аналіз існуючих рішень в області БПЕ, зокрема розглянуто різні технології безпроводної передачі енергії та сучасний стан теорії і техніки ректен (антен-випрямлячів). На основі проведеного аналізу літературних джерел запропоновано варіант класифікації систем БПЕ за різними конструктивними, технологічними та експлуатаційними ознаками.

Обґрунтовано, що для аналізу і оптимізації систем БПЕ в яких застосовуються різні технології передачі енергії можна застосувати універсальний обчислювальний алгоритм. Для реалізації цього алгоритму у роботі була розроблена нелінійна математична модель електродинамічного рівня системи БПЕ, в основу якої покладено модель багатовходових антен з нелінійними елементами. Розроблена модель дозволяє коректно описати електродинамічні процеси з врахуванням всієї сукупності нелінійних ефектів, які виникають в самій системі,

так і ефектів, виникаючих за рахунок міжсистемних взаємодій, тобто взаємодій системи БПЕ з іншими РЕС та навпаки. Адекватність розробленої математичної моделі підтверджена результатами порівняння теоретичних розрахунків з відомими експериментальними даними.

На основі розробленої нелінійної математичної моделі електродинамічного рівня системи БПЕ були вирішені наступні окремі задачі.

Отримав подальший розвиток метод аналізу багатовходових передавальних випромінювальних структур з нелійними властивостями у зоні Френеля.

Запропоновано концепцію побудови систем БПЕ до важкодоступних об'єктів, яка відрізняється від традиційної використанням у передавальній підсистемі багатопозиційних систем випромінювачів (БСВ) з фокусуванням електромагнітного випромінювання. Показано, що порівняно проста можливість варіювання геометричними розмірами БСВ дає можливість вирішити цілий ряд завдань нездійсненних для систем БПЕ з однопозиційними передавальними антенами при однакових умовах їх роботи (потужність випромінювання, дальність передачі енергії, режим збудження ректени).

Отримав подальший розвиток метод аналізу великоапертурних ректенних решіток (ВРР) при їх рівномірному збудженні. Доведено, що розрахунок нелінійного режиму ВРР в наближенні нескінченної решітки можливий тільки при періодичному або майже періодичному режимі її збудження та зводиться до обчислення на основній частоті та частотах вищих гармонік параметрів одного еквівалентного приймально-випрямного елемента (ПВЕ). На підставі проведеного доказу розроблено ефективний алгоритм аналізу ВРР на базі існуючих пакетів систем автоматизованого проектування за допомогою якого була вирішена задача оцінки потенційних характеристик ПВЕ. В результаті вирішення даної задачі викладені рекомендації щодо вибору випрямних діодів ПВЕ.

Розроблено методику аналізу ВРР з нерівномірно опромінюваною апертурою. Суть якої полягає в тому, що при визначенні параметрів ректени за рахунок апроксимації реального повільно мінливого амплітудного розподілу кусочно-ступінчатими функціями її апертура представляється у вигляді ряду кон-

центричних зон, які розглядаються як нескінченні решітки при властивих їм рівнях збудження. На прикладі моделювання системи БПЕ з передавальною БСВ викладена послідовність проектування ВРР, розроблені практичні рекомендації побудови ефективних схем збору потужності постійного струму ректени, сформульовані подальші напрямки розвитку теорії та практики побудови систем БПЕ і їх ректен.

Матеріали дисертації достатньо повно викладені у 41 науковій праці: серед яких 1 монографія, 20 статей у спеціалізованих наукових журналах (з них 3 статті у закордонних наукових виданнях – Scopus), 20 тез доповідей на міжнародних та вітчизняних наукових конференціях (з них 17 тез доповідей індексуються в наукометричній базі Scopus).

Також здобувач є співавтором 3 підручників з грифом Міністерства освіти і науки України.

Ключові слова: система безпроводної передачі енергії, технологія передачі енергії, ректена, внутрішньосистемні процеси, міжсистемна взаємодія, матриця розсіяння, інтегральні рівняння, зовнішні параметри, багатопозиційна система випромінювачів.

ПЕРЕЛІК ПУБЛІКАЦІЙ ЗДОБУВАЧА

1. Крупноапертурные антенны-выпрямители систем беспроводной передачи энергии микроволновым лучом / В.М. Шокало, А.И. Лучанинов, А.М. Рыбалко, Д.В. Грецких. – Харьков: Коллегиум, 2006. – 308 с.

2. Достижения в исследовании крупноапертурных ректентн / В.М.Шокало, Д.В. Грецких, Д.С. Гавва, С. В. Помазанов. // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2006. – №146. – С. 198 – 214.

3. Performance of microwave wireless power transmission systems with non-optimal interception efficiency / V.M. Shokalo, A.M. Rybalko, A.A. Konovaltsev, M.A. Omarov, D.V. Gretskih // Telecommunications and Radio Engineering. – 2007. – 66 (18). – P. 1667–1675 (Scopus).

4. Принцип зеркального отображения в антеннах с нелинейными элементами / А.И. Лучанинов, Д.С. Гавва, *Д.В. Грецких*, Е.В. Крикун. // Системы обработки информации. – 2007. – № 3 (61). – С. 53–56.

5. Методика расчета приемно-выпрямительных элементов ректенн систем беспроводной передачи энергии / *Д.В. Грецких*, А.В. Гомозов, В.А. Назаренко, Ш.Ф.А. Аль-Самарай // *Авіаційно-космічна техніка і технологія*. – 2011. – №4 (81). – С. 94–105.

6. Передающая подсистема беспроводной передачи энергии к труднодоступным объектам на основе многопозиционной системы излучателей с фокусировкой излучения (Часть 1) / А.В. Гомозов, В.И. Гомозов, В.М. Шокало, *Д.В. Грецких*, Ш.Ф.А. Аль-Самарай // *Радиотехника. Всеук. межвед. науч.-тех. сб.* – 2011. – №165. – С. 112–118.

7. Передающая подсистема беспроводной передачи энергии к труднодоступным объектам на основе многопозиционной системы излучателей с фокусировкой излучения (Часть 2) / А.В. Гомозов, В.И. Гомозов, В.М. Шокало, *Д.В. Грецких*, Ш.Ф.А. Аль-Самарай // *Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-тех. сб.* – 2011. – №167. – С. 18–24.

8. Возможность повышения энергоснабжения низкоорбитальных космических аппаратов при использовании беспроводной передачи энергии микроволновым лучом / А.В. Гомозов, *Д.В. Грецких*, А.В. Губа, А.В. Нарышев, Ш.Ф.А. Аль-Самарай, О.Л. Синько // *Технология приборостроения*. – 2011. – №2. – С. 27–33.

9. Principles of construction and application of microwave systems for wireless energy transmission of ground and space basing / A.V. Gomozov, V.M. Shokalo, *D.V. Gretsikh*, Sh.F.A Al-Sammarrai. // *Computational problems of electrical engineering*. – 2012. – V.2. № 1. – P. 15–23.

10. Области применения и современные тенденции развития наноректенн / *Д.В. Грецких*, А.В. Гомозов, Н.М. Цикаловский, Ш.Ф.А. Аль-Самарай // *Технология приборостроения*. – 2012. – №2. – С. 36–42.

11. Исследование приемно-выпрямительных элементов ректенн систем беспроводной передачи энергии к труднодоступным объектам / *Д.В. Грецких, А.В. Гомозов, Ш.Ф.А. Аль-Самарай, Д.Ю. Горелов, А.А. Сторожев.* // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-тех. сб. – 2013. – №173. – С. 42–47.

12. Радиотехническая система беспроводного энергоснабжения беспилотных летательных аппаратов / *А.В. Гомозов, Д.В. Грецких, Н.М. Цикаловский, Е.В. Шарапова.* // Космическая техника. Ракетное вооружение. Сб. науч.-техн. ст. ГП" КБ Южное". – 2015. – №1 (108). – Р. 36 – 41.

13. Mutual influence of carbon nanotubes / *A.I. Luchaninov, D.V. Gretskih, E.A. Medvedev, A.S. Chemerovskyi.* // Telecommunications and Radio Engineering. – 2015. – №74(15). – P. 1327–1341 (**Scopus**).

14. *Грецких Д.В.* Применение и перспективы развития беспроводной передачи энергии микроволновым лучом / *Д.В. Грецких, Н.М. Цикаловский, Е.И. Гладченко.* // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-тех. сб. – 2016. – №184. – С. 7–25.

15. Mathematical Model of Large Rectenna Arrays for Wireless Energy Transfer / *D.V. Gretskih, A.V. Gomozov, V.A. Katrich, A.I. Luchaninov, M.V. Nesterenko, Y.M. Penkin.* // Progress In Electromagnetics Research B. – 2017. – Vol. 74. – P. 77–91 (**Scopus**).

16. Фокусировка электромагнитного излучения в средствах функционального поражения беспилотных летательных аппаратов средней и большой дальности / *А.В. Гомозов, Д.В. Грецких, Е.В. Шарапова, Н.М. Цикаловский.* // Технология приборостроения. – 2017. – № 1. – С. 3–8.

17. Средства функционального подавления радиоэлектронных средств малоразмерных беспилотных летательных аппаратов с фокусировкой электромагнитного излучения / *А.В. Гомозов, Д.В. Грецких, А.В. Демченко, Н.М. Цикаловский.* // Космическая техника. Ракетное вооружение. Сб. науч.-техн. ст. ГП " КБ Южное". – 2018. – №1. – С. 13–19.

18. Электродинамические устройства на основе радиоэлементов и материалов с нелинейными характеристиками / Д.С. Гавва, Д.В. Грецких, А.В. Гомозов, Д.В. Пунин. // Технология приборостроения. – 2018. – № 2. – С. 17–31.

19. Электродинамические устройства с нелинейными характеристиками / Д.С. Гавва, Д.В. Грецких, А.В. Гомозов, А.Д. Преснякова. // Технология приборостроения. – 2019. – № 1. – С. 20–35.

20. Внешние параметры систем беспроводной передачи энергии / Д.В. Грецких, В.Г. Лихограй, А.А. Щербина, А.В. Гомозов // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2019. – №199. – С. 59–66.

21. Система беспроводной передачи энергии с многопозиционной передающей подсистемой / Д.В. Грецких, А.И. Лучанинов, А.В. Гомозов // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2020. – №201. – С. 38–51.

22. Shokalo V.M. A model of receiving elements of MM waveband rectennas / V.M. Shokalo, D.V. Gretskih. // 5th International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT'05). – 2005. – P. 248–250 (**Scopus**).

23. Результаты исследований, проводимых ХНУРЭ, в области разработки современных телекоммуникационных систем / [А.И. Лучанинов, В.М. Шокало, Д.В. Грецких и др.]. // Молодежь и современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций (РТ-2006). – 2006. – С. 6–9.

24. New research results of nonlinear effects and spectral efficiency in the radio channels of the modern communication systems / [V.M. Shokalo, A.I. Luchaninov, D.S. Gavva, D.V. Gretskih at al.]. // Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science (TCSET'2006). – 2006. – P. 512–514 (**Scopus**).

25. Принцип зеркального отображения в антеннах с нелинейными элементами / А.И. Лучанинов, Д.С. Гавва, Д.В. Грецких, Е.В. Крикун. // Матеріали третьої наукової конференції Харківського університету Повітряних Сил імені Івана Кожедуба. – 2007. – С. 126–12.

26. Antenna-rectifier for power supply subsystem of low-small spacecraft / *D.V. Gretskih, A.V. Gomozov, V.M. Shokalo, Sh.F.A. Al-Sammarraie*. // VIII International conference on antenna theory and techniques (ICATT'11). – 2011. – P. 315–317 (**Scopus**).

27. Возможность реализации системы беспроводной передачи энергии к труднодоступным объектам на многопозиционной системе с фокусировкой излучения и ректенне / *А.В. Гомозов, В.М. Шокало, Д.В. Грецких, Ш.Ф.А. Аль-Самарай* // Интегрированные информационные радиоэлектронные системы и технологии: сб. науч. тр. 4-го Международного радиоэлектронного форума «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития» – 2011. – Том I. – С. 365–370.

28. Principles of construction and application of modern microwave wireless energy transmission systems / *A.V. Gomozov, V.M. Shokalo, D.V. Gretskih, Sh.F.A Al-Sammarraie, O.S. Lukavenko* // Modern problems of radio engineering telecommunications and computer science (TCSET'2012). – 2012. – P. 27–29 (**Scopus**).

29. Статистический анализ и оценка влияния электрических и конструктивных параметров передающей подсистемы беспроводной передачи энергии к труднодоступным объектам на основе многопозиционной системы излучателей с фокусировкой излучения / *А.В. Гомозов, В.М. Шокало, Д.В. Грецких, Ш.Ф.А. Аль-Самарай* // СВЧ-техника и информационные технологии (КрыМиКо'2012). – 2012. –Том II. – P. 921–922 (**Scopus**).

30. Researches of receiving-rectifying element of the rectennas for wireless power transmission systems to remote objects / *D.V. Gretskih, A.V. Gomozov, A.A. Storgev, Sh.F.A. Al-Sammarraie* // IX International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT'13). – P.552–554 (**Scopus**).

31. Wireless radio power supply system for pilotless aircrafts / *D.V. Gretskih, A.V. Gomozov, N.M. Tsikalovskiy, E.V. Sharapova*. // 10th International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT'15). – 2015. – P. 202–204 (**Scopus**).

32. Mathematical model of large aperture rectenna lattice / *D.V. Gretskih, A.V. Gomozov, A.I. Luchaninov, M.V. Nesterenko*. // XXI International seminar/workshop on direct and inverse problems of electromagnetic and acoustic wave theory (DIPED–2016). – 2016. – P. 92–94 (**Scopus**).

33. Functional Neutralization of Small-size UAVs by Focused Electromagnetic Radiation / *A.V. Gomozov, D.V. Gretskih, V.A. Katrich, M.V. Nesterenko*. // XXII International seminar/workshop on direct and inverse problems of electromagnetic and acoustic wave theory (DIPED–2017). – 2017. – P. 187–189 (**Scopus**).

34. Impact of non-linear switch characteristics on the reconfigured antenna properties / *D.S. Gavva, A.A. Strelitskiy, D.V. Gretskih, D.Yu. Gorelov, E.A. Medvedev*. // 14th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET–2018). – 2018. – P. 591–596 (**Scopus**).

35. Electrodynamic Model of a Wireless Power Transmission System / *D.V. Gretskih, A.I. Luchaninov, J.V. Vishniakova, V.A. Katrich, M.V. Nesterenko*. // XXIII International Seminar/Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory (DIPED–2018). – 2018. – P. 80–85 (**Scopus**).

36. Electrodynamic Approach to Designing WPT Systems with Accounting for Non-system Interactions / *A.I. Luchaninov, D.V. Gretskih, A.V. Gomozov, V.A. Katrich, M.V. Nesterenko*. // IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering UKRCON-2019. – 2019. – P. 80–85 (**Scopus**).

37. Electrodynamic Approach to Designing Wireless Power Transfer Systems (Internal System Processes) / *D. Gretskih, A. Luchaninov, V. Katrich, M. Nesterenko*. // IV International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo'2019). – 2019. – P. 1–6 (**Scopus**).

38. External Parameters of Wireless Power Transmission Systems / *D. Gretskih, A. Luchaninov, A. Gomozov, V. Katrich, M. Nesterenko*. // XXIV

International Seminar/ Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory (DIPED-2019). – 2019. – P. 117–121 (**Scopus**).

39. UWB Antenna for Specrum Monitoring Systems / A. Luchaninov, V. Lykhograi, A. Scherbina, *D. Gretskih* // 15th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET–2020). – 2020. – P. 591–596 (**Scopus**).

40. Modeling the WPT system with the multistate transmitting subsystem / *D. Gretskih*, A. Luchaninov, A. Gomozov, V. Katrich, M. Nesterenko // Proceedings of the 2020 IEEE Ukrainian Microwave Week. – 2020. – P. 110–115 (**Scopus**).

41. Nonlinear integral equations for multi-input radiating structures / *D. Gretskih*, A. Luchaninov, V. Aliksieiev, V. Katrich, M. Nesterenko // Proceedings of the XXV International Seminar on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory. – 2020. – P. 97–102 (**Scopus**).

42. Електродинаміка та поширення радіохвиль. Ч.1. Основи теорії електромагнітного поля / В.М. Шокало, В.І. Правда, В.А. Усін, В.С. Вунтесмері, *Д.В. Грецьких*. – Харків: Колегіум, 2009. – 286 с.

43. Електродинаміка та поширення радіохвиль. Ч.2. Випромінювання та поширення електромагнітних хвиль / В.М. Шокало, В.І. Правда, В.А. Усін, В.С. Вунтесмері, *Д.В. Грецьких*. – Харків: Колегіум, 2010. – 435 с.

44. Поля і хвилі в системах технічного захисту інформації. Ч.1. / В.М. Шокало, В.А. Усін, В.С., *Д.В. Грецьких*, В.О. Хорошко, Л.П. Крючкова. – Харків: Колегіум, 2013. – 456 с.

ANOTATION

Gretskih D.V. Development of the theory wireless power transmission systems. – Qualification scientific work on the rights of the manuscript.

Thesis for the degree of doctor of technical sciences on specialty 05.12.07 « Antennas and microwave devices». – Kharkiv national university of radio electronics, Kharkiv, 2021.

In the dissertation work, an urgent scientific and applied problem of the development of methods for the analysis and optimization of wireless power transmission systems (WPT) in which various energy transfer technologies are used. The problem was solved by developing a new, more correct mathematical model that takes into account the entire set of nonlinear effects arising in WPT systems due to the presence of elements with nonlinear characteristics in their antennas and antenna paths, which makes it possible to fully describe the electromagnetic processes occurring in the WPT system itself and take into account its electrodynamic interaction with other radio electronic systems (RES).

According to the set goal, the following tasks were solved in the dissertation work.

The analysis of existing solutions in the field of WPT is carried out, in particular, various technologies of wireless power transmission that are currently developing are considered and a review of the current state of the theory and practice of constructing rectennas (antenna-rectifiers) is carried out. Based on the analysis of literature sources, a variant of the classification of WPT systems according to various design, technological, operational and other characteristics was proposed.

It has been substantiated that a universal computational algorithm can be used to analyze and optimize WPT systems in which various energy transfer technologies are used. To implement this algorithm, a nonlinear mathematical model of the electrodynamic level of the WPT system was developed, which is based on the model of multi-input antennas with nonlinear elements. The developed model makes it possible to correctly describe the electrodynamic processes taking into account the entire set of

nonlinear effects that arise in the WPT system itself, and the effects arising from intersystem interactions, that is, the interaction of the WPT system with other RES and vice versa. The adequacy of the developed mathematical model is confirmed by the results of comparison with known experimental data.

On the basis of the developed nonlinear mathematical model of the electro-dynamics level of the WPT system, the following particular urgent problems have been solved.

The theory of multi-input transmitting emitting structures with nonlinear characteristics for the Fresnel zone has been improved, which makes it possible to assess the influence of harmful nonlinear effects arising in the transmitting subsystems on the characteristics of electromagnetic compatibility and the parameters of the WPT system.

The concept of constructing WPT systems to hard-to-reach objects at line-of-sight distances is proposed, which differs from the traditional one by using multi-position radiator systems (MRS) with focusing of electromagnetic radiation in the transmitting subsystem. It is shown that WPT systems with MRS make it possible to solve a number of problems that are not feasible for WPT systems with single-position transmitting antennas under the same operating conditions (radiation power, energy transmission range, large-aperture rectennas excitation mode).

The method for the analysis of large-aperture rectennas (LAR) with their uniform excitation has received further development. It is proved that the calculation of the non-linear mode of the LAR in the approximation of an infinite lattice is possible with a periodic or almost periodic mode of its excitation and is reduced to calculating the parameters of one equivalent receiving-rectifier element (RRE) at the fundamental frequency and frequencies of higher harmonics. On the basis of the proof, an effective algorithm for the analysis of LAR has been developed on the basis of existing CAD packages, with the help of which the problem of assessing the potential characteristics of the RRE was solved. As a result of solving this problem, recommendations are given for the selection of rectifier diodes RRE.

A technique for the analysis of LAR with a non-uniformly excited aperture has been developed. The essence of which lies in the fact that when determining the parameters of a rectennas by approximating a really slowly varying amplitude distribution by piecewise-step functions, its aperture is represented as a series of concentric zones, considered as infinite lattices at their inherent levels of excitation. On the example of modeling a WPT system with a transmitting MRS, the sequence of design of the LAR is outlined, practical recommendations for constructing effective DC power collection circuits for rectennas are developed, further directions for the development of the theory and practice of constructing WPT systems and their rectennas are formulated.

The materials of the dissertation are fully presented in 41 scientific papers: including 1 monograph, 20 articles in specialized scientific journals (including 3 articles in foreign scientific journals – Scopus), 20 report abstracts at international and domestic scientific conferences (including 17 report abstracts indexed in the scientometric database Scopus).

The applicant is also a co-author of 3 textbooks with the stamp of the Ministry of Education and Science of Ukraine.

Key words: wireless power transmission system, power transmission technology, rectenna, intra-system processes, intersystem interaction, scattering matrix, integral equations, external parameters, multi-position system of radiators.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ	18
ВСТУП	19
1. СТАН ТЕОРЕТИЧНИХ ТА ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНИХ ДОСЛІДЖЕНЬ В ГАЛУЗІ БЕЗПРОВІДНОЇ ПЕРЕДАЧІ ЕНЕРГІЇ	38
1.1. Способи безпровідної передачі енергії	38
1.2. Галузі застосування та напрямки розвитку систем БПЕ	40
1.2.1. Сонячні космічні електростанції	40
1.2.2. Безпровідне енергопостачання космічних об'єктів	44
1.2.3. Безпровідна передача енергії до важкодоступних наземних об'єктів	44
1.2.4. Безпровідне енергопостачання БЛА	45
1.2.5. Перетворення електромагнітної енергії з навколишнього простору в постійний струм	48
1.2.6. Перетворення оптичного випромінювання в постійний струм	50
1.3. Огляд конструкцій ректен застосовуваних у системах БПЕ різного класу та призначення	51
1.3.1. Ректенні решітки систем БПЕ мікрохвильовим променем	53
1.3.2. Приймально-випрямні елементи ректен систем БПЕ мікрохвильовим променем	62
1.3.3. Ректени для перетворення енергії ЕМП із навколишнього простору	64
1.4. Дослідження з безпровідної передачі енергії в Харківському національному університеті радіоелектроніки	73
1.5. Класифікація систем безпровідної передачі енергії	76
1.6. Висновки до розділу	79
2. НЕЛІНІЙНА ЕЛЕКТРОДИНАМІЧНА МОДЕЛЬ СИСТЕМ БЕЗПРОВІДНОЇ ПЕРЕДАЧІ ЕНЕРГІЇ	83
2.1. Етапи побудови математичної моделі систем	83

безпроводної передачі енергії	
2.2. Структурна схема системи безпроводної передачі енергії	84
2.3. Вибір моделей лінійних і нелінійних компонентів і вектора змінних стану системи БПЕ	88
2.4. Формування рівнянь стану та вихідних рівнянь системи БПЕ	100
2.5. Висновки до розділу	104
3. МАТРИЦЯ РОЗСІЯННЯ ВИПРОМІНЮВАЛЬНОЇ СТРУКТУРИ СИСТЕМИ БПЕ	106
3.1. Особливості блоків матриці розсіяння випромінювальної структури системи БПЕ	106
3.2. Визначення блоків матриці розсіяння, що описують внутрішньосистемні процеси	112
3.2.1. Інтегральні рівняння випромінювальної структури системи БПЕ	112
3.3. Визначення блоків матриці розсіяння, що описують міжсистемну взаємодію	126
3.4. Висновки до розділу	137
4. РОЗВ'ЯЗОК РІВНЯНЬ СТАНУ. ЗОВНІШНІ ПАРАМЕТРИ СИСТЕМИ БПЕ	139
4.1. Дворівневий ітераційний алгоритм розв'язання рівнянь стану в частотній області	139
4.2. Збіжність ітераційного процесу верхнього рівня	146
4.3. Підвищення ефективності ітераційного процесу верхнього рівня	157
4.4. Зовнішні параметри систем безпроводної передачі енергії	160
4.4.1. Параметри, що описують міжсистемну взаємодію	160
4.4.2. Параметри, що описують внутрішньосистемні процеси	162
4.5. Обґрунтування адекватності розробленої математичної моделі систем БПЕ	164
4.5.1. Передача потужності між двома антенними решіткам	164

4.5.2. Експериментальна перевірка адекватності запропонованої моделі	171
4.6. Висновки до розділу	176
5. ПЕРЕДАВАЛЬНА ПІДСИСТЕМА СИСТЕМИ БПЕ МІКРОХВИЛЬОВИМ ПРОМЕНЕМ	179
5.1. Електромагнітне поле випромінювальної структури з нелінійними характеристиками в зоні Френеля	180
5.2. Передавальна підсистема системи БПЕ на основі багатопозиційної системи випромінювачів	190
5.2.1. Постановка задачі досліджень	191
5.2.2. Структурна схема системи БПЕ з передавальною БСВ	193
5.2.3. Електромагнітне поле створюване БСВ на апертурі ректени	195
5.3. Висновки до розділу	199
6. ВЕЛИКОАПЕРТУРНІ РЕКТЕНИ ПРИ РІВНОМІРНОМУ ЗБУДЖЕННІ (МОДЕЛЬ НЕСКІНЧЕННИХ РЕШІТОК)	202
6.1. Схема великоапертурної ректенної решітки	202
6.2. Аналіз нелінійного режиму великоапертурної ректенної решітки	208
6.2.1. Опис лінійних багатополіусників	208
6.2.2. Властивості лінійної підсхеми нескінченної ректенної решітки	210
6.2.3. Рівняння стану великоапертурної ректенної решітки	213
6.3. Зовнішні параметри великоапертурних ректенних решіток	218
6.3.1. Опис лінійних багатополіусників	218
6.3.2. Параметри ректени	222
6.4. Потенційні характеристики ПВЕ великоапертурних ректен	227
6.5. Висновки до розділу	236
7. АНАЛІЗ ВЕЛИКОАПЕРТУРНИХ РЕКТЕН ПРИ НЕРІВНОМІРНОМУ ЇХ ЗБУДЖЕННІ	238
7.1. Підхід до аналізу великоапертурних ректен при	238

нерівноамплітудному їх збудженні	
7.2. Моделювання великоапертурної ректени при її нерівномірному збудженні	246
7.2.1. Розрахунок ПВЕ в складі нескінченної решітки	246
7.2.2. Еквівалентні параметри ПВЕ по постійному струму	253
7.2.3. Схема збору потужності великоапертурної ректени	254
7.3. Висновки до розділу	259
ВИСНОВКИ	262
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	268
ДОДАТОК А. ГАЛУЗІ ЗАСТОСУВАННЯ СИСТЕМ БПЕ.	300
КОНСТРУКЦІЇ РЕКТЕНН	
ДОДАТОК Б. ЗВ'ЯЗОК МІЖ МАТРИЦЕЮ РОЗСІЯННЯ ТА ЗМІШАНОЮ МАТРИЦЕЮ	311
ДОДАТОК В. АКТИ ПРО ВПРОВАДЖЕННЯ РЕЗУЛЬТАТІВ ДИСЕРТАЦІЙНОЇ РОБОТИ	312

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

- АНЕ – антени з нелінійними елементами
- АФР – амплітудно-фазовий розподіл
- ББТ – блочно-блочно тепліцева матриця
- БЛА – безпілотний літальний апарат
- БПЕ – безпровідна передача енергії
- БСВ – багатопозиційна система випромінювачів
- ВРР – великоапертурна ректенна решітка
- ДС – діаграма спрямованості
- ЕМВ – електромагнітне випромінювання
- ЕМЕ – електромагнітна енергія
- ЕМП – електромагнітне поле
- ЕМС – електромагнітна сумісність
- ККД – коефіцієнт корисної дії
- ЛБ – лінійний багатополіусник
- ЛПС – лінійна підсхема
- НБ – нелінійний багатополіусник
- НВЧ – надвисокі частоти
- НГУ – нелінійні граничні умови
- НЕ – нелінійний елемент
- НІР – нелінійні інтегральні рівняння
- НПС – нелінійна підсхема
- ПВЕ – приймально-випрямний елемент
- РЕС – радіоелектронна система
- СЗП – схема збору потужності
- СКЕС – сонячна космічна електростанція

ВСТУП

Актуальність теми. Останнім часом все більше приділяється увага напрямку науки і техніки пов'язаним з розробкою інноваційних технологій створення нових високоефективних систем безпроводної передачі енергії (БПЕ) [1, 2].

Ідея безпроводної передачі енергії була вперше висловлена Н. Тесла [3], проте, її практичне втілення стало можливим у 60-і роки ХХ ст. в зв'язку з розвитком радіолокації, освоєнням дециметрових і сантиметрових діапазонів хвиль, появою основоположних робіт Г. Губо по максимізації ККД передачі енергії між двома лінійними апертурами [4] і в зв'язку з винаходом В. Брауном ректени (від англ. **rectifying antenna** – антена-випрямляч) [5]. Результатом цих робіт стало створення нового типу енергетичних систем – систем БПЕ за допомогою мікрохвильового променя. Класична система БПЕ мікрохвильовим променем складається з передавальної підсистеми, в якій енергія первинного джерела перетворюється за допомогою мікрохвильового генератора і однопозиційної антени в сфокусоване електромагнітне випромінювання (ЕМВ). У зоні Френеля розташована приймальна підсистема у вигляді ректени, завданням якої є приймання і перетворення ЕМВ в постійний струм, що надходить до споживача енергії. Всілякі області застосування класичних систем БПЕ широко описані в спеціалізованій літературі [1 – 110]. В першу чергу це створення альтернативних джерел енергії – сонячних космічних електростанцій (СКЕС) енергія з яких повинна передаватися сфокусованим мікрохвильовим променем і прийматися наземними ректенними системами [1, 6 – 53], передача енергії в важкодоступні райони [55 – 60], дистанційне енергопостачання об'єктів, які знаходяться тривалий час в повітрі [61 – 81] та ін.

Помітний внесок у становлення і розвиток теорії систем БПЕ і ректен внесли зарубіжні дослідники W.C. Brown, G. Goubau, P.E. Glaser, R.M. Dickinson, B.O. Ванке, N. Shinohara, J.J. Sohlesak, A. Alden. В Україні дослідження в цьому напрямку проводяться в ХНУРЕ починаючи з 1983 р. науко-

вою школою Я.С. Шифріна, А.І. Лучанінова, В.М. Шокало результати робіт якої стали основоположними при проведенні даного дисертаційного дослідження.

Освоєння більш високих ділянок радіочастотного спектру і оптичного діапазону хвиль, впровадження нових технологій в області мікро- і наноелектроніки, розвиток безпроводного зв'язку стимулювало появу нових напрямків безпроводної енергетики і дозволило по новому поглянути на класичний. В даний час можна вже виділити цілий ряд технологій БПЕ, що стрімко розвиваються [1], та які відрізняються між собою за технічною реалізацією систем БПЕ, вирішуваними ними задачами, діапазоном робочих частот та режимом роботи їх передавальних і приймальних підсистем. Це індукційний і резонансний способи передачі енергії [1], які знайшли широке застосування для безпроводної зарядки всіляких мобільних пристроїв, перетворення оптичного випромінювання в постійний струм з допомогою наноректен як альтернатива сонячним батареям [102 – 110] і перетворення енергії навколишнього ЕМП довільної структури, створюваного різними РЕС, в постійний струм для енергопостачання різних малопотужних пристроїв [82 – 94]. Наприклад, на сайті відомої американської компанії, виробника напівпровідникових елементів, мікросхем, електроніки і виробів на їх основі Texas Instruments пропонуються вже серійні рішення пристроїв, які живляться за рахунок енергії зібраної з навколишнього простору.

В даний час виявляється підвищений інтерес до створення радіоелектронних систем (РЕС) в яких одночасно застосовуються технології БПЕ і безпроводного зв'язку [95 – 101], що в свою чергу відкриває нову велику перспективну галузь досліджень – безпроводне живлення пристроїв телекомунікацій (wirelessly powered telecommunications – WPTC), в якій вирішується наступне коло окремих задач: одночасна передача інформації та енергії (simultaneous wireless information and power transfer – SWIPT); розробка мережевої архітектури телекомунікаційних систем до складу яких входять пристрої з безпроводним живленням; методи безпечного і ефективного використання безпроводного жи-

влення в телекомунікаціях; розробка нових протоколів безпроводного зв'язку з одночасною передачею енергії.

Викладені в літературі результати численних досліджень в галузі БПЕ вказують на значимість проблеми, що розглядається в даній роботі і її зростаючий вплив на процес розвитку світової енергетики і процес створення систем зв'язку, систем технічного захисту інформації та РЕС нового покоління. На даний момент в цій області зроблено чимало, а рівень розуміння обговорюваної проблеми в цілому і технічний рівень розробок окремих підсистем, функціональних блоків систем БПЕ досить високі для успішної практичної реалізації різних проектів безпроводного енергопостачання, в тому числі і великомасштабних (наприклад, СКЕС).

Аналіз опублікованих робіт показав, що сучасна теорія систем БПЕ будується на основі тих чи інших, зазвичай істотних, допущених. Це ускладнює виявлення загальних закономірностей і ускладнює можливість з'ясування всієї картини в цілому складних електромагнітних процесів, що відбуваються в системах БПЕ. При одних припущеннях системи БПЕ розглядаються як автономні передавальні та приймальні підсистеми для яких проводиться незалежний їх аналіз. У цьому випадку вплив виникаючих в передавальних антенах, наприклад, АФАР та ректенах нелінійних ефектів на зовнішні характеристики систем БПЕ в цілому вивчити не вдається. Також не вдається врахувати об'єктивно існуючий в системах БПЕ той чи інший взаємний зв'язок процесів передачі, приймання та перетворення електромагнітної енергії в постійний струм, якщо ректена, наприклад, розміщується в ближній або проміжній зонах. При спільному функціонуванні систем БПЕ з іншими РЕС не враховується їхній електромагнітний зв'язок, тобто їх взаємний вплив один на одного. При других підходах, що розвиваються в даний час [229–241], система БПЕ розглядається як єдине ціле. Передбачається, що приймальна підсистема може розташовуватися на довільній відстані щодо джерела електромагнітного випромінювання, таким чином, враховується взаємозв'язок процесів передачі та приймання електромагнітної енергії і характеристики каналу передачі електромагнітної енергії. Од-

нак, при такому підході в опублікованих роботах розглядається тільки лінійний режим систем БПЕ, тобто процеси випромінювання, поширення та приймання ЕМП і вирішуються в основному задачі передавання максимальної потужності у навантаження з урахуванням характеристик каналу поширення електромагнітної енергії та взаємного зв'язку випромінювачів передавальної та приймальної підсистем. Очевидний недолік такого підходу – неможливий аналіз виникаючих в системах БПЕ нелінійних ефектів в процесі перетворення електромагнітного випромінювання в постійний струм.

Також в літературі кожній технології безпроводної передачі енергії приділяється окрема увага, тобто не проглядається тенденція розвитку універсального підходу для аналізу систем БПЕ в яких можуть використовуватися будь-які технології передачі енергії. Така ситуація обмежує можливості при проектуванні перспективних систем БПЕ в яких поєднуються як різні технології передачі енергії так і технології одночасної передачі інформації та енергії. До них відносяться: системи БПЕ передачі енергії мікрохвильовим променем, в яких первинним джерелом енергії замість сонячних батарей виступають наноректени, системи БПЕ в яких енергія мікрохвильового променя перетворюється не в потужність постійного струму, а в потужність мережі змінного струму (50/60 Гц), системи БПЕ в яких поєднуються індуктивний або резонансний способи передачі енергії з іншими способами, безпроводне живлення пристроїв телекомунікаційних систем та ін.

З вище сказаного видно, що на сучасному етапі розвитку систем БПЕ складається протиріччя, яке з одного боку характеризується великим проривом в технологічних можливостях їх практичної реалізації, а з іншого, недостатньо розвиненими теоретичними підходами для їх проектування які містять коректні математичні моделі, що дозволяють на системному рівні проводити повний аналіз усієї сукупності електромагнітних процесів в системах БПЕ, до складу яких входять антени і тракти їх живлення з нелінійними характеристиками, при їх спільному функціонуванні з іншими РЕЗ.

З урахуванням вище викладеного, науково-технічна проблема дисертації формулюється як проблема створення і розвитку єдиного строгого підходу для вирішення задач всебічного аналізу і оптимізації систем БПЕ, в яких використовуються різні технології передачі енергії.

Необхідність вирішення цієї проблеми з максимально можливих загальних позицій є досить **актуальною**.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.

Представлені в дисертації дослідження пов'язані з виконанням планових д/б НДР:

- «Дослідження потенційних можливостей ефективного функціонування мережових реконфігурованих інформаційно-вимірювальних систем екологічного моніторингу» підтема «Розробка методів моделювання інформаційних мереж побудованих на основі реконфігурованих антен» № ДР 0111U002903;

- «АРП» № ДР U0112000009т;

- «АРНІ» № ДР U0116000075т;

- «Дослідження багатоелементних випромінюючих електродинамічних структур та двовимірних антенних решіток з нелінійними та імпедансними елементами» № ДР 0119U002522.

Зазначені НДР були профінансовані і виконані за тематичними планами Міністерства освіти і науки України, в проведенні яких автор брав участь як виконавець.

Мета і задачі дослідження. Метою дисертаційної роботи є розвиток загальної теорії систем БПЕ на базі комплексного підходу з використанням методів прикладної електродинаміки та схемотехніки, яка з єдиних позицій дозволяє проводити аналіз і оптимізацію систем БПЕ з різними технологіями передачі енергії.

Відповідно до зазначеної проблеми і поставленої мети в дисертації необхідно вирішити наступні задачі.

1. Провести аналіз сучасних рішень в галузі безпроводної передачі енергії як серед систем БПЕ в цілому, так і їх підсистем зокрема, ректен, та провести класифікацію систем БПЕ за різними ознаками.

2. Удосконалити існуючі та створити нові методики, моделі і алгоритми проектування, аналізу та оптимізації систем БПЕ з урахуванням виникаючих в них всієї сукупності нелінійних ефектів і їх електродинамічної взаємодії з іншими РЕС.

3. Розробити алгоритм для аналізу антен, що містять порядку декількох десятків нелінійних елементів, враховуючи при цьому до десяти-двадцяти спектральних складових на кожному НЕ.

4. Отримати співвідношення для визначення зовнішніх параметрів систем БПЕ з урахуванням їх електродинамічної взаємодії з іншими РЕС.

5. Розвинути теорію передавальних багатовходових випромінювальних структур з нелійними характеристиками в зоні Френеля.

6. Удосконалити принципи технічної реалізації систем БПЕ з високими енергетичними характеристиками та широкими функціональними можливостями;

7. Побудувати математичні моделі та розробити алгоритми проектування великоапертурних ректенних решіток (ВРР) при різних режимах їх збудження.

Об'єкт дослідження – процес випромінювання і перетворення електромагнітних полів у системах БПЕ.

Предмет дослідження – математичні моделі систем БПЕ, які забезпечують прийнятну для практики проектування точність аналізу показників якості досліджуваних систем.

Методи дослідження. У дисертаційній роботі було використано метод інтегральних рівнянь, математичні методи електродинаміки, теорії антен з нелійними елементами, математичний апарат теорії НВЧ-кіл та багатополіосників.

Наукова новизна отриманих результатів.

1. Основним науковим результатом дисертації є послідовний розвиток та

апробація нових методів та комплексних підходів застосування яких, на відміну від відомих, дозволяє з єдиних позицій проводити аналіз та оптимізацію систем БПЕ в яких використовуються різні технології передачі електромагнітної енергії. Запропоновано розглядати всю систему БПЕ як багатовходову антенну систему з нелінійними характеристиками.

1.1. Вперше розроблена нелінійна математична модель електродинамічного рівня системи БПЕ, яка використовує поєднання електродинамічного і схемотехнічного підходів та використовує поняття змінних стану. Розроблена нелінійна математична модель електродинамічного рівня системи БПЕ, на відміну від існуючих, відкриває нові широкі можливості щодо розвитку методів аналізу та оптимізації систем БПЕ з наступних причин:

- є універсальною, тому що дозволяє проводити аналіз і оптимізацію систем БПЕ в яких використовуються різні технології передачі енергії;

- дозволяє врахувати всю сукупність нелінійних ефектів, які виникають в системах БПЕ через наявність в їх складі антен та трактів їх живлення з нелінійними характеристиками (передавальні АФАР, паразитні нелінійності в передавальних антенах, ректени);

- враховує взаємні зв'язки в самій системі БПЕ (внутрішньосистемні процеси), а також її електродинамічну взаємодію з іншими РЕС і взаємодію інших РЕС з нею (міжсистемна взаємодія), що дозволяє коректно вирішувати задачі електромагнітної сумісності (ЕМС) ще на етапі моделювання систем БПЕ а також вирішувати задачі щодо проектування РЕС нових класів з одночасною передачею інформації та енергії;

- є гнучкою, тому що при аналізі передбачає можливість зміни конфігурації системи БПЕ в залежності від її призначення (технології передачі енергії) і можливість проведення аналізу окремих її підсистем, пристроїв, вузлів.

1.2. Отримано систему рівнянь стану та систему вихідних рівнянь, які на відміну від відомих дозволяють при аналізі систем БПЕ враховувати притаманні їм нелінійні ефекти (утворення нових спектральних складових у

відгуку системи БПЕ та залежність її характеристик від рівня вхідного впливу (внутрішньосистемні процеси) та зовнішнього впливу (міжсистемна взаємодія)).

1.3. Запропоновано новий ефективний дворівневий ітераційний алгоритм розв'язання системи рівнянь стану. Досліджено умови його збіжності і запропоновано модифікацію ітераційного процесу верхнього рівня, яка має збіжність за будь-яких параметрів лінійної та нелінійної підсхем системи БПЕ.

1.4. Отримані вирази для визначення зовнішніх параметрів систем БПЕ, які на відміну від відомих дозволяють коректно описувати внутрішньосистемні процеси та міжсистемну взаємодію (електродинамічний зв'язок з РЕС іншого призначення), з врахуванням всієї сукупності нелінійних ефектів виникаючих в досліджуваних системах.

1.5. Показано, що відомі лінійні математичні моделі систем БПЕ можуть розглядатися як окремий випадок розробленої нелінійної математичної моделі.

У рамках основного отримано ряд окремих нових наукових результатів.

2. Вперше узагальнена теорія багатовходових передавальних антенних систем з нелінійними характеристиками на зону Френеля, яка дозволяє на етапах моделювання систем БПЕ провести аналіз зовнішніх характеристик їх передавальних підсистем з урахуванням виникаючих в антенах і антенних трактах корисних та шкідливих нелінійних ефектів.

3. Обґрунтовано підхід побудови систем БПЕ сфокусованим мікрохвильовим променем до важкодоступних об'єктів, який відрізняється від традиційного використанням передавальної сфокусованої багатопозиційної системи випромінювачів (БСВ). У таких системах БПЕ на відміну від традиційних легко варіювати відстанню фокусування (дальністю передачі енергії), густиною потоку потужності в точці фокусування (на апертурі ректени) шляхом зміни геометричних розмірів БСВ і кількості в ній випромінювальних позицій, що істотно розширює функціональні можливості систем БПЕ і галузі їх застосування.

4. Отримав подальший розвиток метод аналізу ВРР при їх рівномірному

збудженні. Отримано рівняння стану для нескінченної ректенної решітки. Вперше теоретично доведено, що розрахунок нелінійного режиму ВРР (в наближенні нескінченних решіток) зводиться до обчислення на основній частоті та частотах вищих гармонік параметрів одного еквівалентного приймально-випрямного елемента (ПВЕ) тільки в разі періодичного або майже періодичного режиму збудження ректени.

5. Розроблений алгоритм моделювання рівномірно збуджуваних ВРР, який на відміну від відомих, дозволяє враховувати конкретні параметри всіх лінійних і нелінійних елементів, що входять у ректену та ефективно проводити її проектування по заданих характеристиках.

6. Отримав подальший розвиток підхід для аналізу ВРР при нерівноамплітудному їх збудженні, достовірність якого, підтверджена шляхом порівняння теоретичних розрахунків з відомими експериментальними даними.

Практичне значення отриманих результатів.

1. Розроблені в дисертаційній роботі нові положення теорії систем БПЕ дозволяють підвищити ефективність проведення науково-дослідних робіт і дослідно-конструкторських робіт при реалізації нових великомасштабних проектів по БПЕ, модернізації існуючих систем БПЕ, створенні РЕС нового покоління в яких передбачається можливість інтеграції БПЕ з іншими функціональними можливостями і підвищити якісні результати їх розробок.

2. Отримані рішення задач теорії аналізу і моделювання систем БПЕ і їх підсистем дозволяють істотно скоротити обсяг експериментальних досліджень складних систем БПЕ, що дає можливість значно знизити витрати матеріальних ресурсів, грошових коштів і часу на їх технічну реалізацію.

3. Отримані теоретичні результати є певним вагомим внеском в загальну теорію РЕС, тому що розроблений підхід для аналізу та оптимізації систем БПЕ відрізняється широкими функціональними можливостями та універсальністю. Це дозволяє узагальнити його на інші РЕС на етапі їхнього електродинамічного моделювання з наступним уточненням зовнішніх характеристик для конкретних типів РЕС.

4. Запропоновано і обґрунтовано варіант практичної реалізації систем БПЕ в яких передавальна підсистема побудована на основі БСВ. У системах БПЕ з БСВ можливо при відносно невеликих потужностях випромінювання окремих позицій, отримувати необхідне високе значення густини потоку потужності в точці фокусування за рахунок збільшення числа позицій. Крім того, це дозволяє і зменшити для систем БПЕ з БСВ обмеження за розмірами зон безпеки для обслуговуючого персоналу і населення в порівнянні з необхідними розмірами та потужністю систем БПЕ з однопозиційними передавальними антенами для здійснення передачі енергії з тієї ж, що і для БСВ густиною потоку потужності ЕМВ і однакою відстані передачі енергії.

З точки зору якнайшвидшої практичної реалізації систем БПЕ на основі БСВ окремі їх позиції можна реалізувати, на основі морально застарілих РЛС з ФАР або дзеркальними антенами з когерентними простими імпульсними або неперервними сигналами.

5. Розроблено підхід до аналізу ВРР, який дозволяє ефективно проводити їх моделювання як за допомогою оригінальних пакетів програм, розроблених в ХНУРЕ, так і за допомогою комерційних, які мають в своєму складі модулі електродинамічного та схемотехнічного моделювання.

6. На підставі розробленого алгоритму аналізу ВРР була проведена оцінка потенційних енергетичних характеристик ПВЕ в складі нескінченної ректенної решітки, за результатами якої вироблені практичні рекомендації щодо вибору випрямних діодів ПВЕ для досягнення максимально можливих значень ККД випрямлення.

7. На прикладі моделювання ВРР (що опромінюється електромагнітним полем з суттєво нерівномірним амплітудним розподілом) у складі системи БПЕ з сфокусованою передавальною БСВ наведені практичні рекомендації щодо

- вибору конструкцій ПВЕ (їх випромінювачів та випрямних схем) для досягнення високих значень ККД випрямлення та потужності постійного струму у їх навантаженні;

- забезпечення режиму збудження ВРР для підвищення її результуючого ККД;

- алгоритмів побудови схем збору постійного струму ректен, які дозволяють підвищити результуючий ККД ректени.

8. Розроблені в дисертації методика, алгоритми аналізу і моделі антен з нелінійними елементами, зокрема ректен, використовувалися при виконанні наступних д/б НДР: «Дослідження потенційних можливостей ефективного функціонування мережевих реконфігурованих інформаційно-вимірювальних систем екологічного моніторингу» підтема «Розробка методів моделювання інформаційних мереж побудованих на основі реконфігурованих антен» № ДР 0111U002903; «Дослідження багатоелементних випромінюючих електродинамічних структур та двовимірних антенних решіток з нелінійними та імпедансними елементами» № ДР 0119U002522; відкритих частин НДР «АРПІ» № ДР U0112000009т та «АРНІ» № ДР U0116000075т.

Матеріали дисертаційної роботи також впроваджені в освітній процес кафедри комп'ютерної радіоінженерії та систем технічного захисту інформації ХНУРЕ при підготовці і проведенні занять з дисциплін «Аналіз та оптимізація НВЧ структур», «Системи автоматизованого проектування», «Спеціальні розділи фізики». Отримані в дисертації результати використовувалися в дипломному проектуванні та при виконанні магістерських атестаційних робіт студентів.

Практичне значення отриманих результатів підтверджено актами про впровадження.

Достовірність отриманих результатів обумовлена коректним використанням математичного апарату електродинаміки, теорії антен з нелінійними елементами та НВЧ-кіл, позитивними результатами порівняння отриманих результатів з теоретичними та експериментальними результатами інших авторів, а також виконанням граничних переходів в отриманих співвідношеннях до відомих співвідношень.

Особистий внесок здобувача. Основні результати дисертаційної роботи, які знайшли відображення в пунктах наукової новизни та практичного значен-

ня, отримані автором самостійно. В роботах, опублікованих у співавторстві, особистий внесок здобувача наступний.

У монографії [A1] автору належить матеріал розділів 1.2, 2.1 – 2.3, 3.4, 6.1 – 6.5.

У роботах [A (2, 10, 14, 18, 19, 23, 24)] особистий внесок автора полягає в узагальненні світового досвіду досліджень ректен мікрохвильового діапазону, ректен оптичного діапазону (наноректен), систем БПЕ різного класу і призначення і електродинамічних пристроїв з нелінійними характеристиками, нелінійних ефектів, що виникають в телекомунікаційних системах, постановці задач їх подальшого дослідження та підготовці до публікації.

У роботі [A3] автором вирішувалися завдання синтезу поля на апертурі ректени близького до рівномірного і моделювання її характеристик при такому збудженні.

У роботах [A (4, 25)] проведені чисельні дослідження впливу нелінійності поверхневого імпедансу на вхідний опір симетричних і несиметричних випромінювачів.

В [A11] сформульована постановка задачі і викладено метод її вирішення, розроблена методика чисельного розрахунку приймально-випрямних елементів великоапертурних ректен, проведені чисельні їх розрахунки і аналіз отриманих результатів.

В [A (6 – 9, 27 – 29)] провідна участь в розробці фізичних і математичних моделей систем БПЕ на основі БСВ, а саме обчислювальних алгоритмів для розрахунку сфокусованих ЕМП на апертурі ректени і їх програмної реалізації; розробка рекомендацій щодо конструктивного виконання ректен систем БПЕ на основі БСВ і їх моделювання; наукової оцінки отриманих результатів і в формулюванні висновків.

В [A (22, 26, 30)] наукове керівництво, моделювання приймально-випрямних елементів великоапертурних ректен і аналіз отриманих результатів.

В [A (12, 31)] постановка задачі дослідження, розробка математичної моделі БСВ при фокусуванні ЕМВ в рухому точку і її програмна реалізація.

В [А 13] участь в розробці і тестуванні алгоритмів і програм, проведенні досліджень залежності власного і взаємного опору від відстані, зсуву і різної орієнтації вуглецевих нанотрубок один щодо одного.

В [А (15, 32)] постановка задач, обґрунтування методів дослідження, отримання аналітичних рішень, розробка підходу до аналізу великоапертурних ректенних решіток.

В [А (16, 17, 33)] постановка задач досліджень, участь в розробці алгоритмів і програм розрахунку сфокусованих електромагнітних полів ФАР і БСВ.

В [А (20, 35 – 38)] постановка задач досліджень, проведення класифікації систем БПЕ, розробка та розвиток методів і підходів аналізу і оптимізації систем БПЕ, отримання аналітичних рішень, участь в обговоренні результатів та формулюванні висновків.

В [А (39)] моделювання широкопasmової антени.

В [А (40)] постановка задачі дослідження систем БПЕ побудованих на основі БСВ, моделювання поля на апертурі ректени і розрахунок її характеристик. Розробка рекомендацій щодо побудови схем збору потужності постійного струму ректен, які опромінюються нерівномірним полем.

В [А 41] обґрунтування можливості застосування нелінійної математичної моделі електродинамічного рівня системи БПЕ для вирішення окремих задач, а саме задач аналізу виникаючих нелінійних ефектів в передавальних підсистемах систем БПЕ до складу яких входять антени з розподіленою нелінійністю. Отримано нелінійні інтегральні рівняння відносно розподілу комплексних амплітуд густини струму на поверхнях випромінювачів.

Апробація результатів дисертації. Основні положення та результати дисертаційної роботи були представлені та обговорені на 20 міжнародних, наукових конференціях та семінарах:

- V, VIII International Conference on Antenna Theory and Techniques (Kiev, 2005, 2011);

- Молодь і сучасні проблеми радіотехніки та телекомунікацій (Севастополь, 2006);

- Modern problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science (Lviv, 2006, 2012);
- Наукова конференція Харківського університету Повітряних Сил імені Івана Кожедуба (Харків, 2007);
- Прикладна радіоелектроніка. Стан і перспективи розвитку (Харків, 2011);
- Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (Sevastopol, 2012);
- IX International Conference on Antenna Theory and Techniques (Odessa, 2013);
- X International Conference on Antenna Theory and Techniques (Kharkiv, 2015);
- XXIst, XXIIIrd, XXVth International seminar/workshop on direct and inverse problems of electromagnetic and acoustic wave theory (Tbilisi, 2016, 2018, 2020);
- XXIInd International seminar/workshop on direct and inverse problems of electromagnetic and acoustic wave theory (Dnipro, 2017);
- 14th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (Lviv, 2018);
- IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (Lviv, 2019);
- Fourth International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (Odessa, 2019);
- XXIVth International Seminar/ Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory (Lviv, 2019);
- 15th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (Lviv, 2020).
- IEEE Ukrainian Microwave Week (Kharkiv, 2020).

Публікації за темою дисертації. Основні результати дисертаційної роботи відображені в 1 монографії та 40 наукових роботах, серед них: 20 статей, опублікованих у збірниках наукових праць, які входять до переліку видань, до-

зволених Міністерством освіти та науки України для публікацій результатів досліджень з технічних наук, 20 тез науково-технічних конференцій і семінарів (2 з них представлені на пленарних засіданнях). 20 робіт включені в наукометричну базу Scopus.

Також здобувач є співавтором 3 підручників [А (42 – 44)] з грифом Міністерства освіти та науки України.

Структура і обсяг дисертаційної роботи. Дисертаційна робота складається із вступу, 7 розділів, загальних висновків, списку використаних джерел та 3 додатків. Загальний об'єм дисертації – 314 сторінок, в тому числі 98 рисунків, 6 таблиць, 303 джерела на 32 сторінках, 3 додатки на 15 сторінках.

ОСНОВНИЙ ЗМІСТ РОБОТИ

У **першому розділі** дисертаційної роботи узагальнено зарубіжний та вітчизняний досвід досліджень в різних напрямках безпроводної передачі енергії. Розглянуто галузі застосування систем БПЕ і визначені перспективні напрямки їх розвитку. Проведено аналіз технічних рішень ректен застосовуваних у системах БПЕ різного класу та призначення. Зокрема, наведено детальний огляд літератури, присвяченої ректенним решіткам і їх ПВЕ потужних систем БПЕ сфокусованим мікрохвильовим променем і ректенам призначеним для перетворення малопотужних ЕМП створюваних різними РЕС в постійний струм. Особливу увагу приділено викладу основних результатів, отриманих в ХНУРЕ.

Проведено класифікацію систем БПЕ за способом передачі енергії, основними конструктивними, технологічними, експлуатаційними та іншими ознаками.

Зазначено, що незважаючи на широкий фронт проведених досліджень у напрямку БПЕ все ж є коло питань за якими відсутня достатня ясність як з теоретичної так і практичної точок зору. На основі аналізу цих питань сформульовані задачі дисертаційних досліджень.

Другий розділ є в дисертаційній роботі центральним. Для аналізу і оптимізації систем БПЕ широкого класу і призначення розроблено універсальний теоретичний підхід. Суть цього підходу полягає в тому, що пропонується розглядати систему БПЕ, яка складається в загальному випадку з передавальної підсистеми, приймальної підсистеми і каналу передачі електромагнітної енергії, як єдину багатовходову антенну систему з нелінійними характеристиками. Антенна система з нелінійними характеристиками складається з лінійних і нелінійних багатополісників. Режим такої системи описаний рівняннями стану, а параметри і характеристики – вихідними рівняннями.

Запропоновано групувати компоненти вектора вихідних параметрів таким чином, що одна з груп вихідних параметрів характеризує процеси передачі електромагнітної енергії і її перетворення в постійний струм в самій системі БПЕ (внутрішньосистемні процеси), а друга – процеси електродинамічної взаємодії системи БПЕ з іншими РЕС (міжсистемна взаємодія). Обидві групи зазначених вище параметрів визначаються блоками матриці розсіяння випромінювальної структури системи БПЕ.

У **третьому розділі** визначені параметри математичної моделі системи БПЕ розробленої у розд. 2. З метою повного аналізу всієї сукупності нелінійних ефектів, що виникають в випромінювальних структурах, використано метод інтегральних рівнянь. Для сталого періодичного або майже-періодичного режиму отримано систему нелінійних інтегральних рівнянь багатовходових випромінювальних структур, до складу яких входять лінійні та нелінійні елементи з зосередженими параметрами. На основі цих рівнянь отримані співвідношення для обчислення блоків матриці розсіяння випромінювальної структури системи БПЕ, яка в загальному випадку складається із сукупності випромінювачів довільної конфігурації та розсіювачів, що описують внутрішньосистемні процеси. Наведені особливості блоків матриці розсіяння випромінювальної структури системи БПЕ.

Показано, що блоки матриці розсіяння, які описують міжсистемну взаємодію можна одержати через блок матриці розсіяння, що описує внутрішньоси-

стемні процеси, який визначається у результаті розв'язку граничної задачі електродинаміки для об'єднаної випромінювальної структури.

У **четвертому розділі** вирішені питання, пов'язані з виконанням найбільш трудомісткого етапу аналізу системи БПЕ – етапу визначення змінних стану в частотній області. Запропоновано дворівневий ітераційний алгоритм розв'язання рівнянь стану в частотній області, який істотно розширює можливості чисельних розрахунків. Обговорюються особливості ітераційних процесів обох рівнів.

Отримані співвідношення для визначення зовнішніх параметрів системи БПЕ, що характеризують як внутрішньосистемні, так і міжсистемні взаємодії.

Для перевірки адекватності запропонованої моделі та методики аналізу систем БПЕ був проведений розрахунок за розробленою моделлю і порівняння з експериментальними результатами, які отримані різними авторами для простих систем БПЕ. Розглядалася передача енергії в ближній зоні, так як даний випадок дозволяє, з одного боку, підтвердити достовірність моделі і, з іншого боку, показати її універсальність.

У **п'ятому розділі** розглянуті задачі, пов'язані з питаннями аналізу та проектування передавальних підсистем систем БПЕ мікрохвильовим променем.

Використовуючи узагальнену нелінійну математичну модель електродинамічного рівня системи БПЕ, розроблену у розд. 2–4, вирішена задача визначення електромагнітних полів передавальних підсистем у зоні Френеля з урахуванням виникаючих в них нелінійних ефектів.

Розглянуті особливості систем БПЕ з передавальною підсистемою на основі сфокусованої багатопозиційної системи випромінювачів (БСВ). Викладено основні принципи побудови та управління такими системами. Проведено математичне моделювання поля на апертурі ректени, створюваного сфокусованою БСВ. На підставі отриманих результатів виділено ряд переваг систем БПЕ, побудованих на основі БСВ, в порівнянні з системами БПЕ, побудованих на основі однопозиційних передавальних антен. Показано, що з практичної точки зору підхід до реалізації передавальної підсистеми системи БПЕ на основі БСВ є

привабливим, однак при цьому залишаються не до кінця з'ясованими питання, пов'язані з оцінкою ефективності ВРР, збуджуваних нерівномірним полем, створюваним БСВ.

У шостому розділі розглянута узагальнена схема ВРР та проаналізовані специфічні особливості матриць, що характеризують її лінійну підсхему. Отримано рівняння стану для нескінченної ректенної решітки і доведено, що розрахунок її нелінійного режиму зводиться до обчислення на основній частоті та частотах вищих гармонік параметрів одного еквівалентного ПВЕ тільки в разі її періодичного або майже періодичного режиму збудження.

На підставі виконаного доказу розроблена методика аналізу ВРР як за допомогою оригінальних пакетів програм моделювання розроблених в ХНУРЕ, так і за допомогою комерційних, які мають в своєму складі модулі електродинамічного і схемотехнічного моделювання.

Проведена оцінка потенційних характеристик ПВЕ з однопівперіодними схемами випрямлення у складі ВРР за результатами якої наведені практичні рекомендації щодо вибору випрямних діодів ПВЕ.

У сьомому розділі розроблена методика аналізу ВРР, збуджуваних нерівномірним полем. Можливість практичного застосування розробленої методики підтверджена шляхом порівняння результатів розрахунків по ній з відомими експериментальними даними.

Проведено моделювання ВРР, яка збуджувалась БСВ. Випромінювальна структура ректени складалася з системи паралельних мікрострічкових провідників. В розриви цих провідників через рівні проміжки включені випрямні діоди Шоттки. Вибір такої конструкції випромінювальної структури дозволив реалізувати двошарову мікрострічкову ректену для перетворення електромагнітного поля з круговою поляризацією в постійний струм. Для заданого режиму збудження ректени розроблені рекомендації відносно побудови схеми збору потужності постійного струму і проведена оцінка її ККД.

За результатами моделювання викладені рекомендації щодо подальших теоретичних досліджень ВРР у складі систем БПЕ з БСВ та їх практичної реалізації.

Автор висловлює глибоку подяку своєму науковому консультанту проф. Лучанінову А.І. за працю, яку він вклав при проведенні консультацій та читанні рукопису дисертації.

1. СТАН ТЕОРЕТИЧНИХ ТА ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНИХ ДОСЛІДЖЕНЬ В ГАЛУЗІ БЕЗПРОВІДНОЇ ПЕРЕДАЧІ ЕНЕРГІЇ

Даний розділ складається з п'яти частин. У першій з них наведені способи безпроводної передачі енергії. У другій частині розділу обговорюються галузі застосування і перспективи розвитку систем БПЕ різного призначення і класу. Вказується, що розвиток таких систем відбувається в декількох напрямках, кожний з них є перспективним і претендує на вирішення широкого кола актуальних практичних завдань. Далі, в третій частині розділу, наводяться основні відомості про технічні рішення ректен систем БПЕ, які використовують різні технології передачі енергії. Четверта частина розділу присвячена викладенню основних результатів досліджень в галузі БПЕ отриманих в ХНУРЕ. У п'ятій частині розділу на основі огляду сучасного стану теорії і практики побудови систем БПЕ і їх ректен наведено варіант класифікації систем БПЕ за різними ознаками. У висновку розділу, на підставі проведеного аналізу, формулюються задачі, які підлягають дослідженню в даній дисертаційній роботі.

Матеріали розділу опубліковані в [A2–A4, A10, A13, A18, A19, A23, A24, A25, A34, A39].

1.1. Способи безпроводної передачі енергії

Безпроводна передача енергії – це перспективна технологія енергопостачання різних споживачів енергії. На цей час можна виділити кілька способів БПЕ особливості яких коротко викладені в табл. 1.1.

Початок розвитку систем БПЕ мікрохвильовим променем (60-і роки ХХ ст.) пов'язано з винаходом В. Брауном ректени [5] і проведення цілого ряду демонстраційних експериментів [6]. Насамперед – це демонстрація під керівництвом В. Брауна польоту безпілотного літального апарата (БЛА) (рис. Д.1), який живився мікрохвильовим променем [5] і найбільш значимий великомасштабний

полігонний експеримент по передачі потужності 30 кВт на відстань 1,54 км (рис. Д.2) [7, 8].

Таблиця 1.1 – Способи безпроводної передачі енергії

Спосіб передачі енергії	Індукційний	Мікрохвильовим променем	Лазерним променем	Збір енергії з навколишнього ЕМП
Особливості способу	Заснований на явищі електромагнітної індукції. Невелика відстань передачі енергії (ближня зона)	Передача енергії на значні відстані. Використовується фокусування електромагнітного випромінювання (ректена розташовується в зоні Френеля)	Енергія на відстань передається лазерним променем	Ректена перетворює енергію з навколишнього ЕМП у радіо або оптичному діапазонах у постійний струм (ректена розташовується в будь-якій зоні)
Галузі застосування	- Безпроводна зарядка акумуляторів мобільних пристроїв; акумуляторних батарей різних механізмів з електроприводом	- СКЕС; - безпроводне енергоживлення БЛА; - доставка енергії наземним споживачам у важкодоступні райони	- СКЕС; - безпроводне енергоживлення БЛА, стратосферних платформ	- Енергопостачання малопотужних пристроїв; - альтернатива сонячним батареям (наноректени)

Результатом цих перших робіт стало створення нового типу енергетичних систем – систем БПЕ за допомогою мікрохвильового променя (МП) які будуються за схемою наведеною на рис 1.1. До потужного джерела мікрохвильової енергії підключається передавальна антена, яка фокусує мікрохвильовий промінь із заданим амплітудно-фазовим розподілом (АФР) по його перетину. У зоні Френеля встановлюється ректена, яка перетворює енергію мікрохвильового променя в енергію постійного струму. До виходу ректени підключені споживачі електроенергії (навантаження).

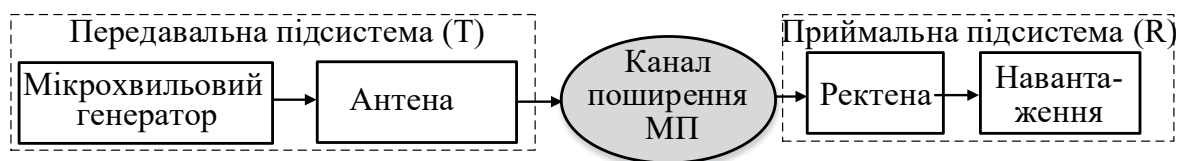


Рисунок 1.1 – Структурна схема системи БПЕ

Різноманітні галузі застосування систем БПЕ побудованих за такою схемою широко описані в літературі. Насамперед це енергопостачання космічних апаратів [13 – 20], висотних платформ [7, 9 – 12] з поверхні Землі чи з низької або геостаціонарної орбіт, створення альтернативних джерел енергії – сонячних космічних електростанцій (СКЕС) енергія з яких повинна передаватися мікрохвильовим променем і перетворюватися у постійний струм наземними системами (ректенами) [21 – 26] і ін.

Подальший розвиток науки і техніки, постійно зростаючі потреби людства в альтернативних джерелах енергії стимулювало появу цілого ряду напрямків БПЕ (табл. 1.1) [6, 27 – 31], які стрімко розвиваються. Ці напрямки відрізняються за технічною реалізацією систем БПЕ, галузями їх застосування, робочими діапазонами частот, режимами роботи ректен і вимогами до їхнього конструктивного виконання.

Розглянемо основні особливості зазначених у табл. 1.1. способів БПЕ не торкаючись індукційного способу й не заглиблюючись у деталі передачі енергії лазерним променем, які виходять за рамки цієї роботи.

1.2. Галузі застосування та напрямки розвитку систем БПЕ

1.2.1. Сонячні космічні електростанції

Проблема невичерпних енергетичних ресурсів була й залишається найважливішою для людства. Великий інтерес завжди представляла сонячна енергетика. Її привабливість – це економічна ефективність і екологічна чистота. У зв'язку із цим особливе місце й найбільший інтерес займали революційні пропозиції по використанню сонячної енергії, висловлені ще в 70 – 80-і роки ХХ ст. П. Глейзером в концепції СКЕС. За спеціальною науково-дослідною програмою Міністерства енергетики США і НАСА в 1977 – 1980 рр. були проведені роботи, у яких розглядалася можливість створення на початку ХХІ століття орбітальних СКЕС [22] в яких (рис. Д.3, табл. Д.1) передбачалося розміщати

сонячні фотоперетворювачі на геостаціонарній орбіті, вироблювану ними енергію передавати на поверхню Землі сфокусованим мікрохвильовим променем (рис. 1.2, [27]), а приймання та перетворення у постійний струм цієї енергії здійснювати за допомогою великоапертурних ректенних решіток. Слід відзна-

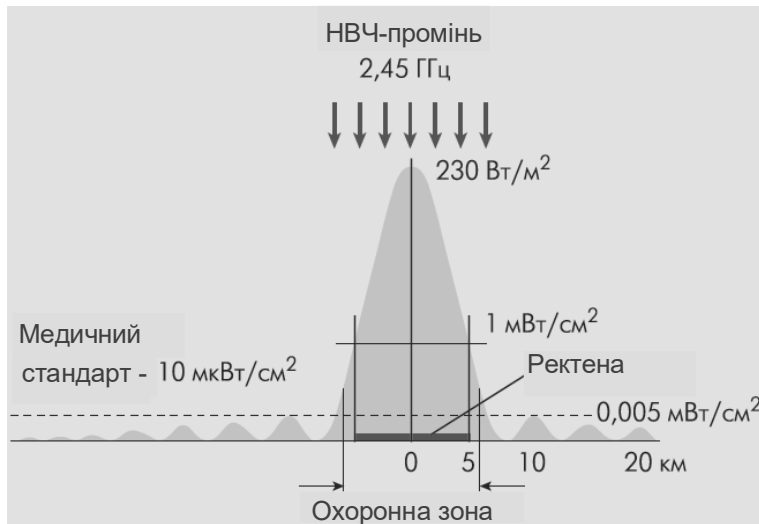


Рисунок 1.2 – Розподіл густини потоку потужності, створюваною СКЕС на поверхні Землі

особливості СКЕС. Техніко-економічний аналіз цих проектів показав їх нерентабельність і протягом декількох наступних десятиріч інтерес до даної проблеми було втрачено, однак при цьому отримав інтенсивний поштовх розвиток нових наукових напрямків, зокрема, одному з них – теорії антен з нелінійними елементами (АНЕ), до яких і відноситься один з основних функціональних вузлів систем БПЕ – ректена.

Значний прогрес у розвитку космічної техніки, оптико-електронних систем, нанотехнологій, а також повторювані енергетичні кризи з кінця ХХ ст., загострення проблем екологічних і кліматичних наслідків впливу традиційної енергетики на навколишнє середовище [31, 33 – 35], можливість реалізації за допомогою систем БПЕ принципово нових підходів розв'язку завдань інформаційного й енергетичного забезпечення важливих повітряних, космічних і наземних об'єктів знову повернули на початку ХХІ ст. інтерес багатьох дослідників (США, Японії, Канади, Росії та країн ЕС) до проблеми промислового виробни-

чити, що подальші численні дослідження доповнили й розвили в деталях цей проект, але залишили без зміни його сутність [32].

Вважалося, що СКЕС можуть стати одним з великомасштабних джерел енергії в ХХІ ст. Результати проведених робіт дозволили сформулювати основні уявлення про фізичні й технічні

цтва електричної енергії із сонячної енергії [36 – 44]. Динаміка досліджень у США в галузі створення СКЕС із 1970 р. по 2007 р. відображена в [36]. Особливо слід зазначити роботи, проведені в Японії з початку 2000-х років [45] і донині. Результатом цих досліджень стало створення зразків СКЕС (рис. Д.4, Д.5) від фотоперетворювачів до ректен, що демонструють повний процес передавання енергії з космосу на Землю на все новій і новій елементній базі [46] з урахуванням розв'язку питань, пов'язаних із забезпеченням екологічної й біологічної безпеки.

У збірнику праць спеціалізованого форуму по енергетиці [47] підкреслена гостра необхідність у найближчій перспективі почати практичну реалізацію проектів СКЕС та відзначені серйозні наміри ряду країн створити вже незабаром (до 2025 р.) потужні СКЕС. На міжнародному ринку «космічної енергетики» активність почали проявляти й інші країни, такі як Китай [10], Південна Корея та країни ЄС. При цьому інтенсивно розглядаються різні варіанти та питання створення СКЕС, у тому числі і економічні [48].

За оцінками фахівців у короткостроковій перспективі найбільшу вірогідність реалізації мають проекти космічної енергетики на базі комплексів БПЕ стратосферного та космічного базування з використанням супутникової мережі, авіації, аеростатів і дирижаблів [30, 49 – 52] (рис. 1.3).

Характерною рисою цих проектів є перехід до досліджень БПЕ в міліметровому та оптичному діапазонах. Підвищення робочої частоти призводить до зменшення габаритних розмірів антенних пристроїв систем БПЕ, тому пропонується передавати енергію від СКЕС наземним споживачам в оптичному або в міліметровому діапазонах, але не на Землю, а на стратосферні ретранслятори, які розташовуються на відстані 20 – 35 км від поверхні Землі. Стратосферні ретранслятори, перетворюючи оптичне випромінювання в більш низькочастотний мікрохвильовий діапазон (наприклад, 2,45 – 10 ГГц), забезпечать передачу енергії на Землю з малими втратами енергії в атмосфері (в порівнянні з оптичним або міліметровим діапазоном хвиль) в більш компактних просторових зонах, тому що на цих відстанях розходження мікрохвильового променя, у порівнянні

з базовим проектом П. Глейзера (рис. 1.3), буде суттєво менше. Такий підхід, при незначних додаткових втратах при перетворенні оптичного випромінювання у випромінювання мікрохвильового діапазону в стратосферному ретрансляторі, дозволить суттєво зменшити габаритні розміри ректен, знизити витрати й усіякати ризики при створенні СКЕС.

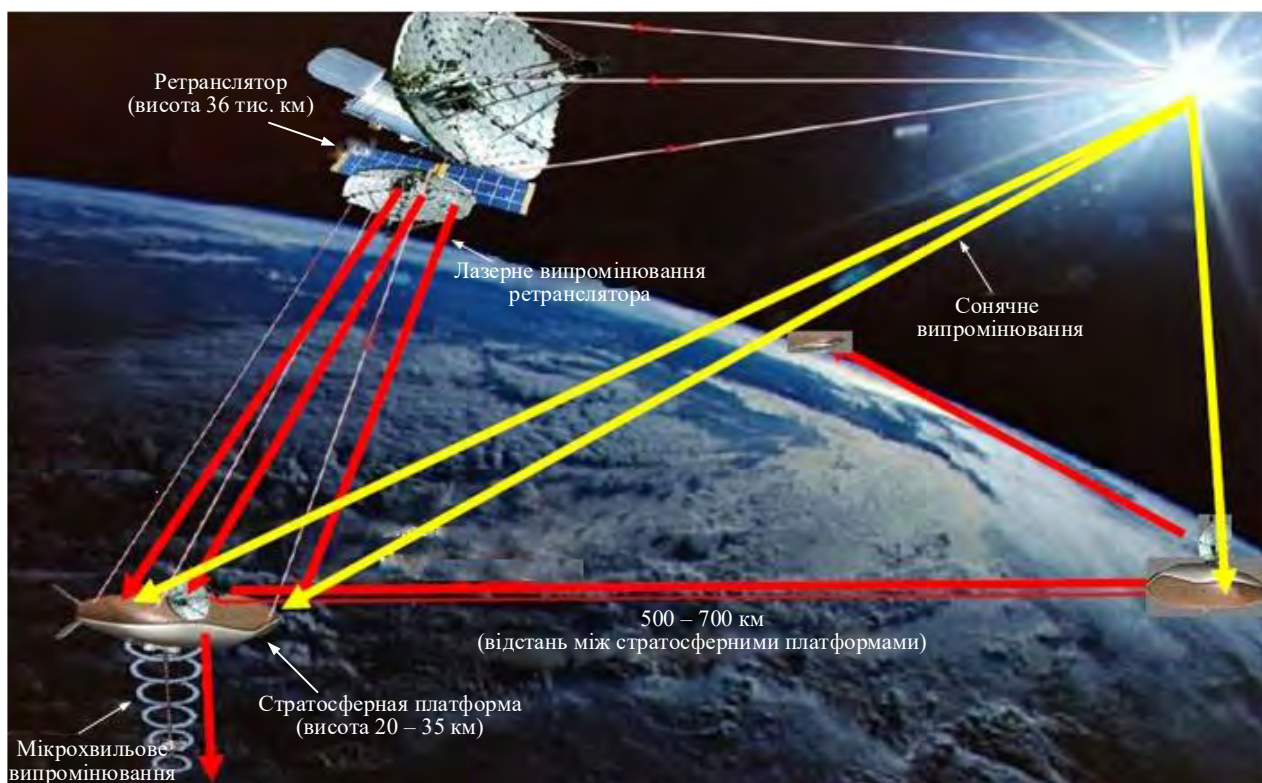


Рисунок 1.3 – Концепція аерокосмічної системи безпроводного енергопостачання об'єктів

В [49] розглядається ще один перспективний проект стратосферної сонячної електростанції, у якій пропонується розміщати сонячні батареї не на космічних орбітах, а безпосередньо на стратосферному ретрансляторі (рис. Д.6).

Фахівцями вважається, що описані вище проекти будуть економічно виправдані, екологічно привабливими та у найближчому майбутньому можуть бути технічно реалізовані, тому що передача енергії зі стратосферних платформ вимагає менших габаритів наземних приймально-випрямних комплексів (рек-тен), у порівнянні з базовим проектом СКЕС. Стратосферні електростанції до-

звolyать здійснювати безперервну роботу протягом декількох років, проводити їхній ремонт і модернізацію, а також додатково відкривають нові підходи до стратегії й тактики оборонних завдань. Ефективність реалізації розглянутих проєктів буде залежати багато в чому від ефективності первинних джерел енергії – сонячних батарей. Тому актуальними є питання, пов'язані зі збільшенням ККД перетворення сонячного випромінювання в постійний струм. Вони, наприклад, можуть бути вирішені за допомогою наноректен, які й будуть розглянуті нижче.

Із сказаного вище видно, що СКЕС – одна з найбільш перспективних, екологічно чистих енергосистем майбутнього, яка базується на широкомасштабному використанні засобів сучасної електроніки.

1.2.2. Безпроводне енергопостачання космічних об'єктів

В [53] відзначається, що технологія БПЕ між космічними об'єктами може реалізувати принципово нову концепцію їх енергопостачання. Пов'язано це з можливістю швидко змінювати напрямок передачі енергії та відсутність втрат при її передачі через вакуум [6], що дозволяє розглянути проєкти постачання енергією ряду космічних об'єктів з однієї орбітальної станції і підняти питання про створення наддалеких систем БПЕ з робочою частотою 100 ГГц або 300 ГГц, що функціонують на трасі Місяць – Космос [54].

1.2.3. Безпроводна передача енергії до важкодоступних наземних об'єктів

Крім безпроводної передачі потужності 30 кВт на відстань 1,54 км (рис. Д.2) одним з яскравих прикладів демонстрації безпроводного енергопостачання важкодоступних районів земної поверхні на відстанях прямої видимості слід зазначити реалізований в 1997 р. французький проєкт безпроводного енергопостачання мікрохвильовим променем (передача на відстань 700 м потужності 10

кВт з результиуючим ККД 57 %) на острові Реюньон села Гранд Басин, розташованого в глибокому кратері погаслого вулкана, де монтаж звичайних силових кабелів утруднений через складність рельєфу та високу вартість робіт, а використання сонячних батарей малоефективне [55, 56]. У цьому випадку виявилася більш переважною технологія БПЕ, а розрахунки показали, що вартість її реалізації не більша, ніж вартість реалізації традиційних способів.

Паралельно наземні випробування систем БПЕ проводилися й у Японії [57] (рис. Д.7). В 2015 році були успішно проведені два експерименти по БПЕ [58, 59] на порівняно великі відстані, які стали результатом шестирічного проекту НДОКР СКЕС. Один з них це безпроводна передача потужності 1,8 кВт на частоті 5,8 ГГц на відстань 55 м. Інший - потужності 10 кВт на частоті 2,45 ГГц на відстань 500 м. Інші деталі експерименту нажаль не уточнювалися.

В 2008 р. дослідницька група відомих фахівців в галузі БПЕ на чолі з Д. Манкінсом (США) і Н. Кая (Японія) при фінансовій підтримці телевізійного каналу Дискавери провела експеримент по БПЕ мікрохвильовим променем на значну відстань 148 км [60]. Передавальна підсистема була оснащена ФАР, яка працювала на частоті 2,45 ГГц. Переданий рівень потужності був порядку 50 Вт. Контроль мікрохвильового променя по всій трасі поширення проводився за допомогою датчиків встановлених на борту гелікоптера. Успішно виконаний експеримент відзначений фахівцями, як черговий крок до практичного впровадження систем БПЕ для енергопостачання важкодоступних об'єктів.

1.2.4. Безпроводне енергопостачання БЛА

Перші експерименти В. Брауна по демонстрації польоту БЛА, який живився мікрохвильовим променем, підтвердили перспективу подальшого їх впровадження яка полягає в наступному:

- БЛА може перебувати у повітрі необмежений час;
- зменшення маси БЛА (відсутність двигунів внутрішнього згорання) дозволяє збільшити масу додаткового встаткування;

- можлива комбінація різних джерел енергії (сонячних батарей, акумуляторів, енергопостачання мікрохвильовим променем та ін.).

У зв'язку із цим починаючи з 90-х років ХХ ст. і по нині провідні високотехнологічні країни націлені на створення систем безпроводного енергопостачання БЛА. Вагомий внесок у цьому напрямку зробили канадські фахівці, які розробляли проект стратосферної ретрансляційної платформи SHARP (Stationary High Altitude Relay Program) [61, 62], яка згідно проекту повинна була літати по замкненій траєкторії на висоті близько 20 км і забезпечуватися енергією з Землі мікрохвильовим променем на частоті 2,45 ГГц (рис. Д.8). Можливість практичної реалізації проекту SHARP підтверджена запуском на висоті 150 м моделі БЛА [63 – 66] (рис. Д.9,а) яка живилася мікрохвильовим променем кругової поляризації. Ректена складалася із двох решіток ортогональних випромінювачів (рис. Д.9, б).

У 1992 р. був проведений експеримент за назвою MILAX (Microwave Lifted Airplane experiment) по БПЕ на рухомий БЛА (висота порядку 10 м від поверхні Землі), на якому була встановлена 120-елементна ректенна решітка (рис. Д.10) із ККД випрямлення 61 % і потужністю постійного струму в навантаженні 88 Вт. Передавальна ФАР була встановлена на даху автомобіля [46].

У 1995 р. японськими фахівцями в м. Кобе проведений експеримент ETHER (Energy Transmission toward High altitude long endurance airship Experiment) по передачі енергії на борт великого дирижабля за допомогою мікрохвильового променя [67, 68] на висоту 50 м. Дирижабль довжиною 16 м і діаметром 6,6 м був обладнаний двома електродвигунами, які живилися енергією постійного струму від 1200 елементної ректенної решітки з розмірами $2,7 \times 3,4 \text{ м}^2$, встановленої на зовнішній поверхні дирижабля, яка опромінювалася з поверхні Землі електромагнітним полем на ортогональних поляризаціях потужністю 10 кВт на частоті 2,45 ГГц. Потужність постійного струму становила 3 кВт, а тривалість польоту була три хвилини.

У роботах [69, 70] обговорювалися вимоги щодо практичної реалізації передавальних та приймальних підсистем систем БПЕ для енергоживлення ви-

сотних платформ, а також піднімалися питання електромагнітної сумісності та біологічної безпеки.

Аналіз результатів проведених досліджень показує, що висотні платформи можуть стати недорогою альтернативою або доповненням до геостаціонарних і низькоорбітальних ретрансляційних супутників [A2, A23, A24].

У роботі [71] представлені детальні результати досліджень і випробувань двох прототипів вантажних дирижаблів, призначених для транспортування вантажів через важкодоступні райони (гори, ріки, озера та ін.). Перший прототип реалізований на сонячних батареях і призначений для роботи в денний час. На висотах порядку 2 км при поганих погодних умовах і в темний час доби сонячні батареї неефективні, тому був розроблений другий прототип дирижабля, який забезпечувався енергією мікрохвильового променя (рис. Д.11). Результати випробувань підтвердили ефективність енергопостачання БЛА за допомогою комбінації безпровідних технологій живлення та традиційних джерел (сонячних батарей, акумуляторних батарей).

В [72] описана ще одна демонстрація польоту дирижабля (8 м × 30 м) на висоті 300 м, який живився мікрохвильовим променем на частоті 5,8 ГГц (рис. Д.12). Ректена діаметром 3 м мала ККД 70 %. Передавальна ФАР діаметром 12 м складалася з 7 дзеркальних антен, кожна з яких випромінювала потужність 3,5 кВт (сумарна випромінювана потужність порядку 24 кВт). На рис. Д.12 наведена схема експерименту.

У роботі [73] пророблений проект у всіх аспектах (технічна реалізація, економічна ефективність, біологічна та екологічна безпека) безпровідного енергопостачання БЛА (рис. Д.13). Для заряду акумулятора БЛА він повинен здійснювати політ по круговій траєкторії усередині зони енергопостачання над наземною станцією БПЕ. Після заряду акумулятора БЛА відправляється в зону моніторингу. Коли БЛА потребує зарядки акумулятора, він повертається в зону енергопостачання. Для створення безперервного функціонування системи моніторингу з мінімальними злетами та посадками авторами проекту передбачається використовувати декілька БЛА.

На даний час особливий інтерес проявляється і до розробки мікро БЛА (МБЛА), ініціатором цього напрямку є агентство передових оборонних дослідницьких проєктів DARPA (Defense Advanced Research Projects Agency, США). Типові характеристики МБЛА наведені в табл. Д.2. [74]. У роботах [75 – 80] відзначається, що технології БПЕ (рис. Д.14) суттєво підвищують ефективність застосування МБЛА, але при розробці систем їх безпроводного енергопостачання з'являється ряд нових важливих завдань, пов'язаних з підтримкою високої точності наведення мікрохвильового променя на апертуру ректени та з пошуком варіантів схемних рішень ректен, які забезпечують високий ККД енергосистеми БЛА, тому що при його енергопостачанні мікрохвильовим променем виникає проблема відстеження його траєкторії (рис. Д.14) і врахування зміни його кутової орієнтації (рис. Д.15).

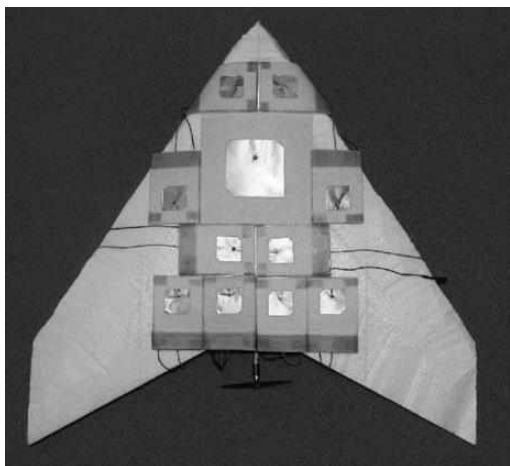


Рисунок 1.4 – Ректена на поверхні МБЛА

ні – 63 мВт.

Як приклад реалізації безпроводного енергопостачання МБЛА (рис. 1.4) можна відмітити роботу [81], у якій досліджувалася МБЛА, що живилася мікрохвильовим променем на частоті 5,8 ГГц. Наведення мікрохвильового променя на ректену здійснювалося по пілот-сигналу на частоті 2,45 ГГц. Для зменшення маси МБЛА ректена була реалізована на текстильній підкладці. ККД ректени склав 58 %, а потужність постійного струму в її навантаженні – 63 мВт.

1.2.5. Перетворення електромагнітної енергії з навколишнього простору в постійний струм

Починаючи з початку 2000-х рр. у зв'язку з суттєвими досягненнями в галузі БПЕ мікрохвильовим променем та різким зростанням кількості джерел ви-

промінування (рис. 1.5) почалися дослідження нових підходів по безпроводному енергопостачанню малопотужних пристроїв за рахунок енергії, яка видобувається рек-

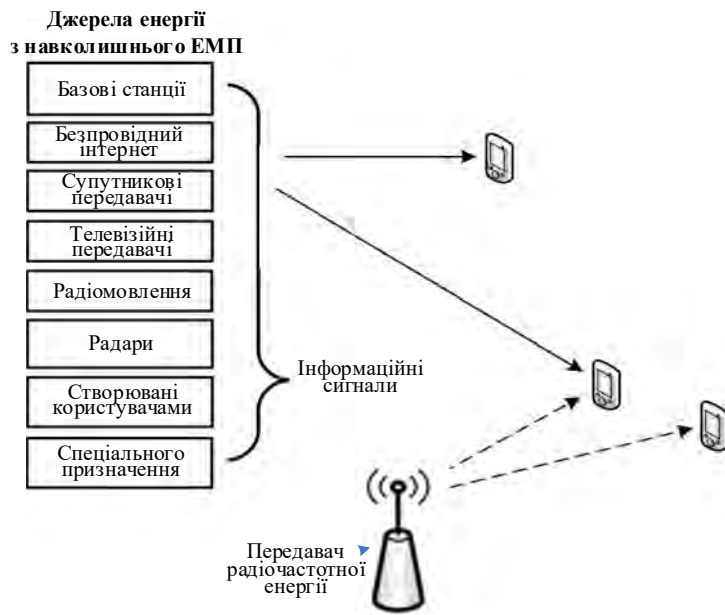


Рисунок 1.5 – Енергопостачання малопотужних пристроїв за рахунок видобування енергії з навколишнього ЕМП

У роботах [92 – 94] досліджувалася можливість безпроводного енергопостачання мереж датчиків шля-

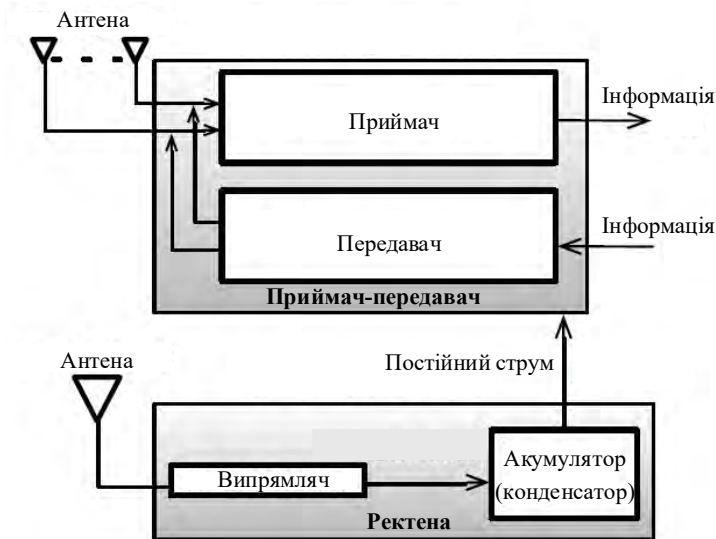


Рисунок 1.6 – Архітектура вузла телекомунікаційної системи з безпроводним живленням

му енергопостачанню малопотужних пристроїв за рахунок енергії, яка видобувається ректенами з навколишнього ЕМП (рис. 1.5). Такими пристроями можуть бути різні датчики [82 – 84], які застосовуються для моніторингу навколишнього середовища, у медичних додатках [85 – 89], промислового контролю та моніторингу різних споруджень, пристроїв, технологічних процесів [89 – 91].

через приймання та перетворення енергії ЕМП, випромінюваного телевізійними станціями.

Інтеграція БПЕ та безпроводного зв'язку відкрила нову галузь досліджень – безпроводне живлення пристроїв та систем телекомунікацій (wirelessly powered telecommunications – WPTC) (рис. 1.6) [95], у якій відкриваються наступні напрями досліджень:

- одночасна передача інформації та енергії (simultaneous wireless information and-power transfer – SWIPT)) [96 – 98];
- мережева архітектура систем телекомунікацій з безпроводним живленням [99];
- методи безпечного та ефективного використання безпроводного живлення в телекомунікаціях [100, 101];
- розробка нових протоколів безпроводного зв'язку з урахуванням передачі енергії.

На відміну від розглянутих вище систем БПЕ мікрохвильовим променем, в яких ректени працюють на фіксованій частоті і на апертурі яких формуються оптимальні амплітудно-фазові розподіли тут необхідно, у зв'язку з іншими умовами функціонування ректен, вирішувати ряд нових завдань, пов'язаних з розробкою математичних моделей широкосмугових, багаточастотних ректен, які опромінюються малопотужними ЕМП із довільною структурою. Вирішення цих задач, безумовно, є актуальним, а успішне їх розв'язання дозволить приступити до розробки різних телекомунікаційних мереж нового покоління з безпроводним живленням.

Використання технологій збору електромагнітної енергії з навколишнього середовища вважається економічно ефективним і привабливим і з точки зору екологічної безпеки.

1.2.6. Перетворення оптичного випромінювання в постійний струм

Застосування сонячної енергетики доволі обмежене. З одного боку – високим ККД сонячних батарей (максимальний ККД типових сонячних панелей не перевищує 20%, хоча у світі, і в тому числі в Україні, ведуться інтенсивні роботи в напрямку його підвищення [102]). З іншого боку, ефективність перетворення сонячної енергії в електричну обумовлена часом доби та кліматичними умовами.

Кардинальної зміни технології виробництва панелей для перетворення сонячної енергії слід очікувати у зв'язку з розвитком фізики наноструктур [103 – 105, А10, А13]. Наноструктури є основою для побудови наноректен [106 – 110], які здатні перетворювати електромагнітне випромінювання оптичного діапазону в постійний струм. Для прикладу на рис. Д.16 показані фото наноректен отримані за допомогою скануючого електронного мікроскопу [109, 110].

Як показали результати попередніх досліджень, по багатьом параметрам наноректени можуть бути більш ефективними, ніж традиційні фотоперетворювачі. Вони усувають їхні недоліки, як по ефективності перетворення, так і по собівартості виробництва електроенергії. Галузі застосування та тенденції розвитку наноректен детально обговорювалися в роботі [А10].

Підводячи короткий підсумок огляду сучасного стану технологій БПЕ можна констатувати що дослідження даної дисертаційної роботи, в цьому актуальному напрямку є надзвичайно нагальними.

1.3. Огляд конструкцій ректен застосовуваних у системах БПЕ різного класу та призначення

Ректена є невід'ємним функціональним блоком системи БПЕ, який значною мірою визначає її ефективність.

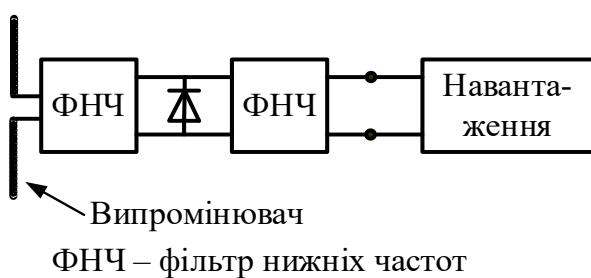


Рисунок 1.7 – Приймально-випрямний елемент

Залежно від потужності, що віддається в навантаження, ректена може містити від декількох одиниць до декількох тисяч приймально-випрямних елементів (ПВЕ) (рис. 1.7). ПВЕ характеризуються такими параметрами [А1]:

- ККД випрямлення

$$\eta_{\text{в}} = \frac{P_0}{P_{\text{вх}}},$$

де P_0 – потужність постійного струму в навантаженні ПВЕ;

$$P_{\text{вх}} = P_{\text{макс}} = \frac{e_a^2}{8R_a(f_0)} - \text{максимальна потужність, яку може витягти випромінювач}$$

ПВЕ з поля падаючої ЕМХ; e_a – амплітуда напруги холостого ходу, що наводиться падаючою хвилею на клеммах випромінювача; $R_a(f_0)$ – активна частина вхідного опору випромінювача на робочій частоті f_0 ;

- рівнем побічного випромінювання

$$\xi(nf_0) = \frac{P_{\Sigma}(nf_0)}{P_{\text{вх}}}, \quad n = 2, 3, \dots,$$

де $P_{\Sigma}(nf_0)$ – потужність, яку випромінює ПВЕ на частоті n -ї гармоніки;

- гранично допустимим рівнем густини потоку падаючої потужності P_d , що визначається можливостями випрямного діода Шоттки (допустимими значеннями вхідної потужності P_d , прямого струму I_d і зворотної напруги U_d , при перевищенні яких діод пробивається).

Потужність постійного струму в навантаженні ПВЕ відрізняється від $P_{\text{вх}}$ на величину потужності втрат, яка в свою чергу складається з потужності втрат в випрямному діоді, потужності втрат в елементах вхідного і вихідного фільтрів, потужності, що втрачається за рахунок випромінювання ПВЕ на частотах вищих гармонік і за рахунок проходження цих гармонік в навантаження, а також потужності, перевипроміненої ПВЕ на основній частоті. У зв'язку із цим визначальними принципами при розробці ректен є досягнення високого ККД ректени, мінімізація випромінювання на частотах гармонік, простота конструкції, прийнятні масогабаритні показники, низька вартість, надійність і придатність для серійного виробництва. ККД випрямлення залежить від рівня падаючої потужності, опору навантаження, способу включення випрямного діода в схему і т.д. [111 – 115].

У монографії [116] відзначено, що на енергетичні характеристики ректен впливають численні фактори і є три взаємопов'язані рівня розв'язку проблеми створення якісних ректен. Перший рівень – поліпшення параметрів окремих випрямних елементів, другий рівень – оптимізація параметрів і характеристик окремих ПВЕ, третій рівень – оптимізація характеристик усієї ректени в цілому. У даному підрозділі коротко розглянутий сучасний стан практики побудови ректен систем БПЕ різного класу та призначення (див. табл. 1.1).

1.3.1. Ректенні решітки систем БПЕ мікрохвильовим променем

Великоапертурні ректенні решітки застосовуються в системах БПЕ мікрохвильовим променем великої потужності. До теперішнього часу в доступній літературі є лише незначні відомості про експериментальні та теоретичні їхні дослідження [1]. Характеристики низки реалізованих на практиці ректенних решіток приводилися в підрозд. 1.2 при описі наземних експериментів по БПЕ (рис. Д.17,а–г) і експерименту по енергопостачанню дирижабля мікрохвильовим променем [67, 68, 117] (рис. Д.17, д). Ректена в останньому випадку мала розміри $2,7 \times 3,4 \text{ м}^2$ і складалася з 1200 круглих мікροстрічкових випромінювачів кругової поляризації. Її маса склала 22,8 кг. Вихідна потужність випрямного кола (див. рис. 1.7) 2,5 Вт. Через те що ректена опромінювалася полем кругової поляризації це дозволило застосувати два випрямні кола (працюючих на ортогональних поляризаціях) і тим самим, забезпечити вихідну потужність 5 Вт. Ректена розбивалася на 60 підрешіток по 20 ПВЕ в кожній. Передавальна антена випромінювала потужність 7 кВт. При передачі енергії на відстань 50 м забезпечувалася необхідна потужність постійного струму 5 кВт для керування електродвигуном. ККД випрямлення склав 70 %.

У роботі [118] розроблено конструкцію ректени, яка працювала на частоті 5,86 ГГц та складається з 1000 ПВЕ з дипольними випромінювачами. У якості випрямлячів використовувалися діодні мости. При експериментальних дослідженнях ректена опромінювалася рівномірним полем. При збудженні ректени

ЕМП із густиною потоку потужності 100 мВт/см^2 потужність постійного струму в навантаженні склала 450 Вт. Було досягнуто ККД випрямлення близько 80 %. Для одержання заданої напруги або струму в навантаженні досліджувалися варіанти застосування паралельної та послідовної схем з'єднання ПВЕ по постійному струму.

До основоположних робіт аналізу режиму роботи ВРР по постійному струму можна віднести роботи [119, 120]. У цих роботах досліджувалися актуальні, причому які не втратили значимість і в цей час, питання, пов'язані зі зменшенням ККД ректени при опроміненні її ідентичних ПВЕ різними рівнями потужності. В зазначених роботах розроблена методика аналізу ПВЕ по постійному струму та отримані співвідношення для розрахунків однотипних (паралельних/послідовних) схем збору потужності постійного струму ректен.

У роботах [121, 122] проводилися дослідження ректени ($3,2 \times 3,6 \text{ м}^2$) на частоті 2,45 ГГц, що складається з 256 (16×16) підрешіток. Підрешітка включає до свого складу 9 ПВЕ (загальна кількість ПВЕ – 2304). ПВЕ виконувалися на основі круглих мікродіодних випромінювачів. Результуючий ККД склав 64 % при входній потужності 2,5 Вт. Рівні другої, третьої та четвертої гармоніки склали -30,8, -38,6 і -9,97 дБ, відповідно.

Робота [123] є продовженням відзначених вище робіт [121, 122] у якій відзначається, що в ректенах надпотужних систем БПЕ можуть міститися до 10^9 ПВЕ і тому при аналізі ВРР необхідно вирішувати дві проблеми. Це оцінка взаємного зв'язку між випромінювачами і побудова ефективних випрямних ланцюгів. У статті вирішується друга проблема де показано, що одним з підходів збільшення потужності постійного струму в навантаженні ректени при її нерівномірному опроміненні є розробка складних топологій схем збору потужності.

У технічному звіті японських дослідників [58] описані порівняно сучасні експерименти (2015 р.) по БПЕ на новій елементній базі, але детальні відомості про великоапертурні ректенні решітки, які там застосовувалися, не приводяться.

Значна частина досліджень пов'язана і з малоелементними ректенними решітками. На рис. 1.8 наведений фрагмент ректенної решітки $1 \times 1 \text{ м}^2$, яка складається з 68 ПВЕ виконаних на основі напівхвильових вібраторів розташованих над екраном [124]. При входній потужності 0,102 Вт на частоті 2,45 ГГц ККД ректени склав 60 %, причому було показано, що 22 % це втрати в діоді, 8 % у фільтрі гармонік, 10 % у узгоджувальному колі.

Робота [125] присвячена дослідженню 49 елементної ректенної решітки (рис. 1.9) для проекту СКЕС. В ній використані мікрострічкові випромінювачі кругової поляризації. ККД випрямлення на частоті 2,45 ГГц при входній потужності 500 мВт склав 75,7 %.

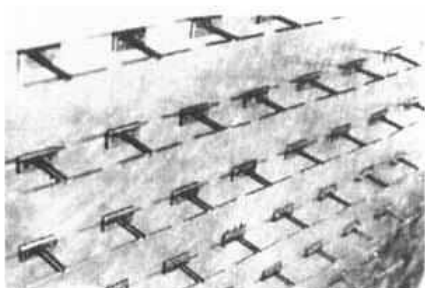


Рисунок 1.8 – Фрагмент ректенної решітки

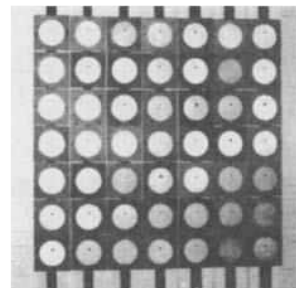


Рисунок 1.9 – Малоелементна ректенна решітка

Роботи [54, 126] – це одні з перших робіт, у яких вивчалися властивості ПВЕ в складі ВРР. Випромінювачі розраховувалися методом моментів у наближенні нескінченних періодичних решіток [126]. Вимірювання ККД ректени з робочою частотою 35 ГГц розміром $(15 \times 15) \lambda_0$ [54] проводилися у вільному просторі. ККД ректени склав 70 %. Слід зазначити, що в [126] можливість застосування наближення нескінченних решіток для ректен теоретично не доводилася, а в роботах відзначених вище, математичні моделі ректен не приводилися, при описі експериментів не вказувався і режим їх роботи (амплітудний розподіл поля на апертурі був рівномірний або нерівномірний).

На основі аналізу численних теоретичних і експериментальних досліджень ректенних решіток [127] можна виділити три можливі варіанти їх побудови (рис. 1.10), кожний з яких має свої переваги та недоліки.

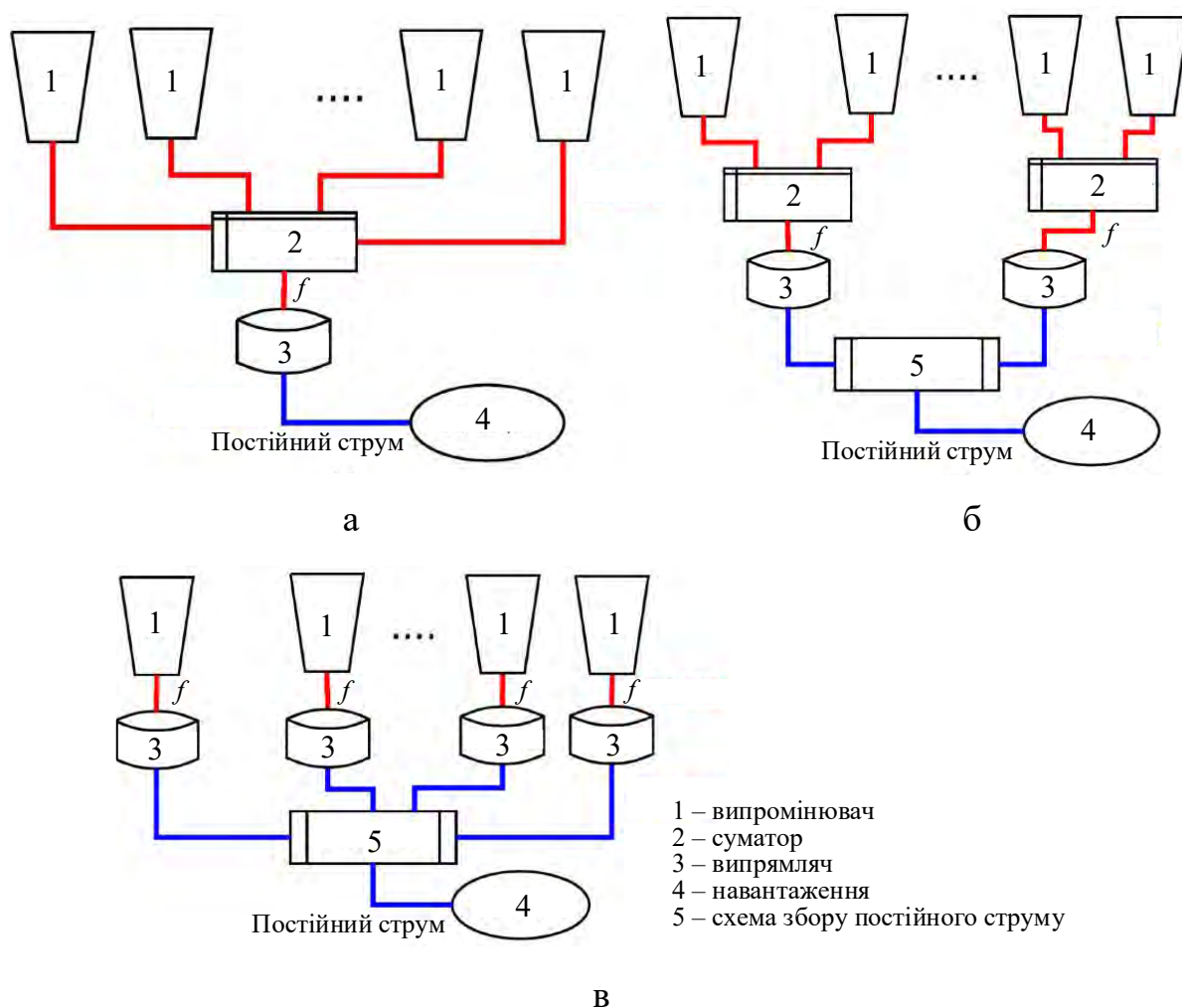


Рисунок 1.10 – Схеми побудови ректенних решіток

Конструкції ректен виконаних за схемою на рис. 1.10,а дозволяють підвищити ККД випрямлення при низьких рівнях вхідної потужності, але ректени потужних систем БПЕ, які виконані за такою схемою, потребують випрямних елементів великої потужності і є менш надійні, тому що на випрямляч подається більша потужність і при виході його з ладу ректена може повністю перестати функціонувати. Також з огляду на те, що ширина головної пелюстки ДС ректени звужується, то виникає необхідність забезпечення точного наведення на неї мікрохвильового променя. Ці недоліки частково усуваються в ректенах, які виконані за схемою на рис. 1.10,б [128 – 130]. Приклад реалізації ректени за такою схемою наведений на рис. 1.11 [128, 129]. Випромінювальна структура ПВЕ виконана у вигляді мікροстрічкової подвійної ромбічної антени. При збудженні ректени ЕМП на частоті 5,61 ГГц із густиною потоку потужності 7,6 мВт/см²

(125 мВт вхідної потужності, яка надходить на діод) отримано ККД 78 % [129]. На опорі навантаження 150 Ом постійна напруга становила 11 В.

Теоретичним дослідженням ректенних решіток побудованих за схемою 1.10,б присвячена й робота [131]. На частоті 2,45 ГГц була розрахована напруженість поля на ректені радіусом 17 м, причому було відзначено, що її нерівномірність на ректені при використанні в конструкції однотипних ПВЕ викликає істотне зниження ККД випрямлення.

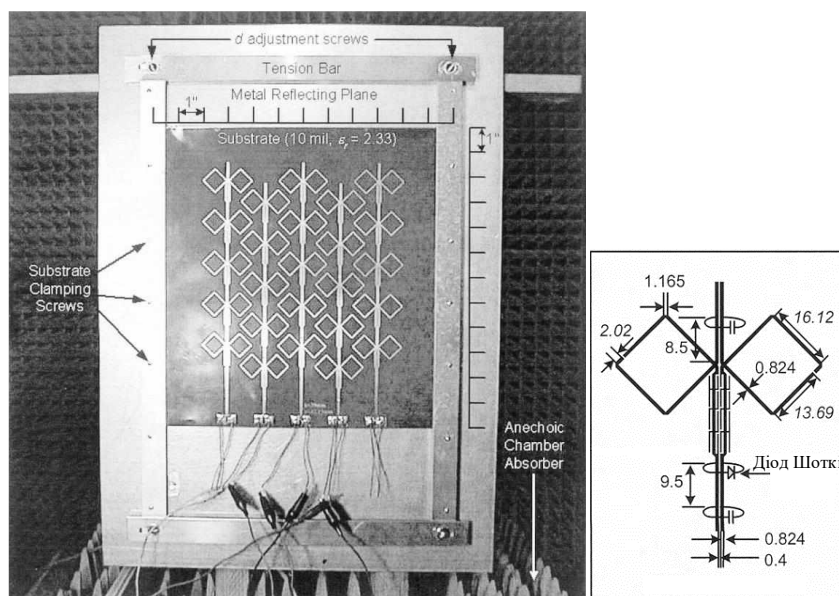


Рисунок 1.11 – Варіант побудови ректени за схемою на рис. 1.10, б

Одним з варіантів розв'язку цієї проблеми запропоновано з'єднання декількох диполів, навантажених на один НВЧ-діод. Показано, що ДС ректени при цьому звужується, отже, виникає необхідність більш ретельного її позиціонування та орієнтації на передавальну антену. Хоча в роботі і відзначається, що застосування подібних конструкцій ректен може суттєво відбитися на загальних енергетичних характеристиках систем БПЕ, однак при цьому нелінійний режим ректени взагалі не розглядався. У цій же роботі досліджувалася конструкція ПВЕ з круглим мікродіодом, який має фільтруючі властивості. Це дозволяє в 4–5 разів зменшити рівень перевипромінювання гармонік, що виникають в процесі перетворення мікрохвильового випромінюван-

ня в постійний струм. Подібна конструкція випромінювача ПВЕ із придушенням другої та третьої гармоніки досліджувалася і у роботі [132].

Найбільшу перевагу в конструктивній реалізації ВРР мають ректени побудовані за схемою на рис. 1.10, в. В [127] відзначається, що в цьому випадку не потрібно вирішувати завдання синфазного складання ЕМП по високій частоті. Приклади реалізацій ректен за такою схемою наведені в роботах [121, 122].

Результати досліджень малоелементних ректенних решіток з різним числом ПВЕ виконаних на основі квадратних мікстрічкових випромінювачів з лінійною поляризацією на частоті 2,45 ГГц наведені в роботі [133] і основні з них відображені в табл. 1.2.

Таблиця 1.2 – Енергетичні характеристики ректенних решіток

Число ПВЕ в решітці	Вхідна потужність, Вт	Потужність у навантаженні, Вт	ККД випрямлення, %
2×2	3,8	2,4	64
4×4	20,5	13,5	66
16×16	215,1	152,7	71
20×20	293,4	202,7	69,1

На частоті 8,51 ГГц у роботі [134] вдалося одержати 50 В у навантаженні ректени, яка складається всього з 9 ПВЕ реалізованих на основі квадратних мікстрічкових випромінювачів приймаючих поля на ортогональних лінійних поляризаціях. Для перетворення ЕМП на ортогональних поляризаціях у постійний струм було застосовано дві випрямні схеми на кожну із поляризацій. Показано, що ректени із круговою поляризацією дозволяють збільшити потужність постійного струму в порівнянні з лінійною поляризацією.

Ректени із квадратними мікстрічковими випромінювачами із круговою поляризацією досліджувалися також і в роботах [135, 136]. Розглядалися різні архітектури побудови схем збору постійного струму. Топологія та результати вимірів характеристик 2, 6 і 16 елементних решіток на частоті 5,8 ГГц наведені на рис. 1.12 [135].

Безпроводне енергопостачання на частоті 2,45 ГГц мікрохвильовим променем електричного двигуна продемонстровано в роботі [137]. Для цього були розроблені ректенні решітки двох варіантів, навантаженнями яких і виступали електродвигуни. У першому випадку ректена складалася з 4-х підрешіток по 6 ПВЕ розміщених на бічних гранях куба (рис. Д.18,а) вихідна потужність якої складала 7,2 Вт, у другому з 42 ПВЕ (рис. Д.18,б), вихідна потужність – 26 Вт.

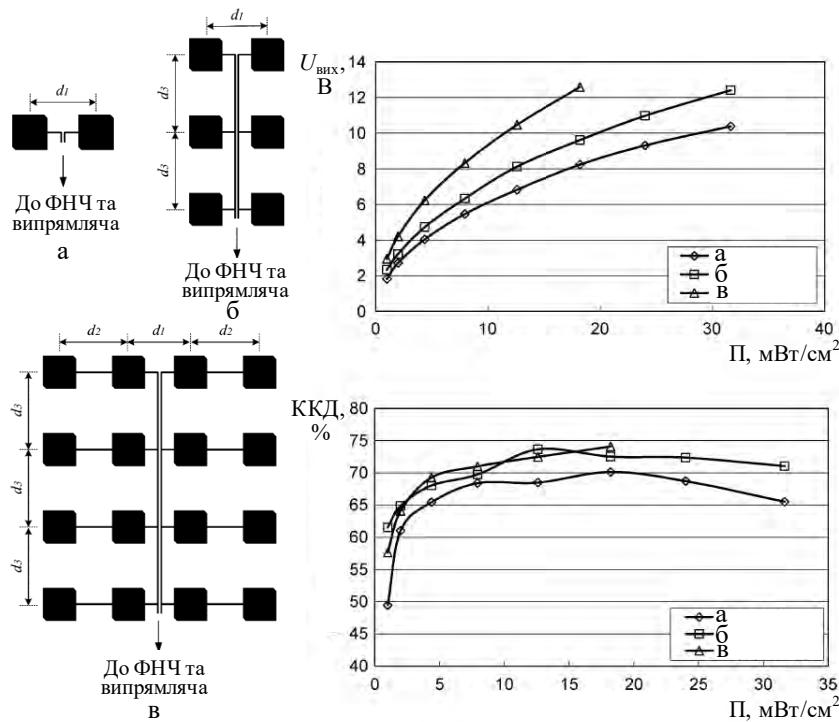


Рисунок 1.12 – Конструкції ректен і їх характеристики

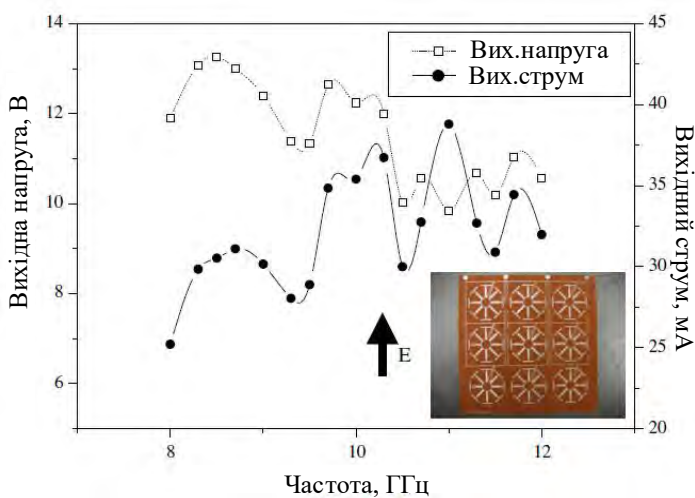


Рисунок 1.13 – Вихідні напруга та струм ректени (випромінювана потужність передавальною антеною 200 Вт

Для обох конструкцій ректен ПВЕ виконувалися на основі круглих мікродіодів. Для досягнення заданих потужностей у навантаженні використовувалися комбіновані схеми збору.

У роботі [138] досліджувалася ректенна решітка (рис.

1.13) у діапазоні частот 9–12 ГГц на гнучкій підкладці, яка дозволяє перетворювати поля довільної поляризації, а її вихідна потужність була достатня для керування МБЛА. Необхідна потужність постійного струму забезпечувалася застосуванням комбінованих схем збору постійного струму (последово-паралельних).

Конструкція ректени в якій

відсутні фільтри гармонік запропонована в [139]. Для зменшення рівня гармонік у ректені використовувалася принципово другий підхід, пов'язаний з використанням частотно-селективної поверхні (ЧСП), яка розміщала над апертурою ректени із круглих мікрострічкових випромінювачів із круговою поляризацією (рис. 1.14,а). Ректенна решітка складалася з 16 підрешіток, кожна підрешітка у свою чергу складалася з 16 ПВЕ (загальне число ПВЕ у решітці 256). Результати експерименту проведеного в безлунній камері і теоретичних розрахунків ККД випрямлення на частоті 5,8 ГГц наведені на рис. 1.14,б. При вхідній потужності кожного ПВЕ 1 мВт потужність постійного струму в навантаженні складала 50 мВт, а при вхідній потужності 10 мВт – 600 мВт.

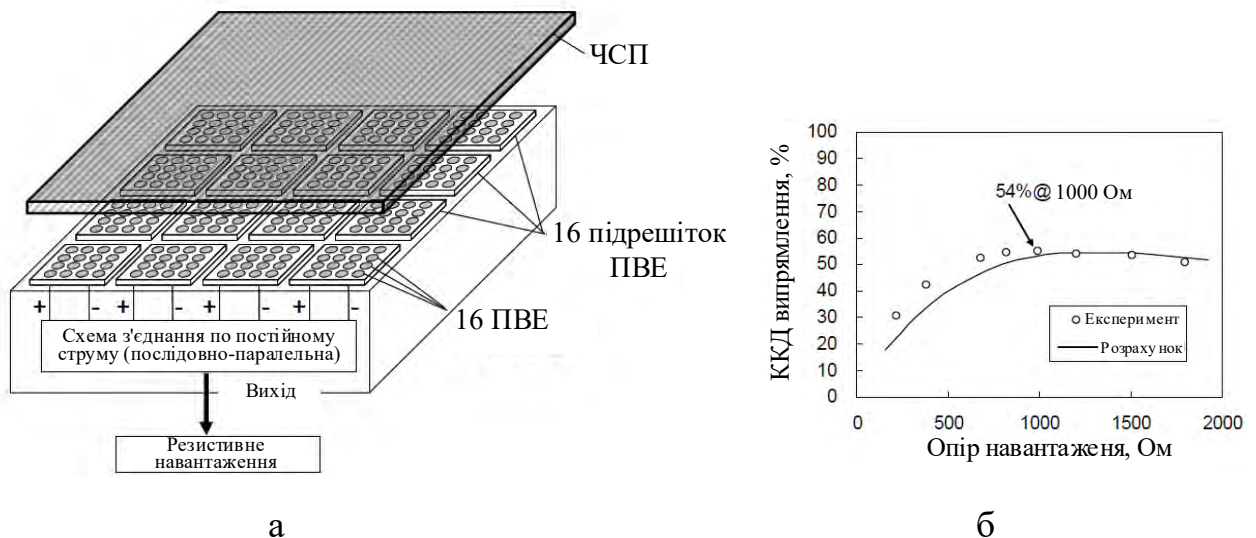


Рисунок 1.14 – а) Конструкція ректени, б) результати досліджень

У роботі [140] розроблена ректенна решітка розміром 50×50 см², яка складається з 72 ПВЕ виконаних на основі дипольних випромінювачів (рис. 1.15) розміщених у вершинах трикутної сітки. На частоті 2,45 ГГц вихідна потужність постійного струму складала 7,1 Вт, а ККД випрямлення 67,7 %.

В [141] зазначено один зі значимих пробілів у дослідженнях ректенних решіток, пов'язаний з тим, що теоретичні підходи їх аналізу слабо розвинені. На практиці використовують експериментальні підходи, це у свою чергу збільшує час підбору необхідних параметрів ПВЕ що обмежує можливості при створенні ефективних ВРР.

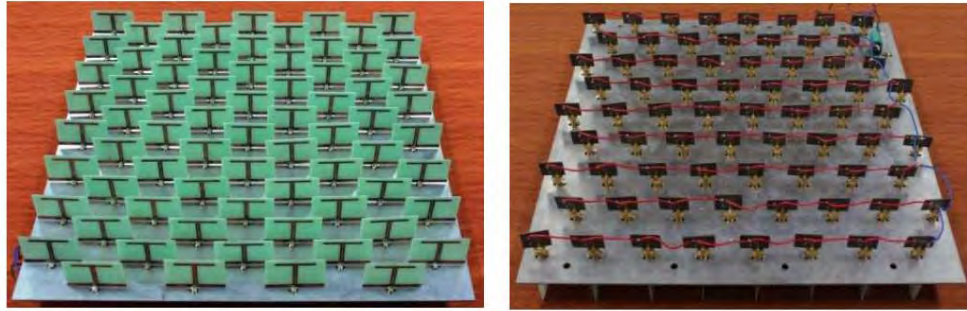


Рисунок 1.15 – 72 елементна ректенна решітка: а) випромінювальна структура, б) мікрохвильові випрямлячі (зворотна сторона ректенної решітки)

Автори роботи [141] частково усунули цей пробіл, побудувавши електродинамічну модель мікrohrічкової нескінченної періодичної антенної решітки сітчастої структури із включеними в її розсічки НЕ (рис. 1.16), які мають поліноміальну ВАХ $i = \sum_{v=1}^p (a_v u^v + b_v du^v / dt)$, де p – ступінь полінома; i, u – струм, що протікає через НЕ і напруга на його клеммах; a_v, b_v – коефіцієнти, обумовлені електрофізичними властивостями НЕ.

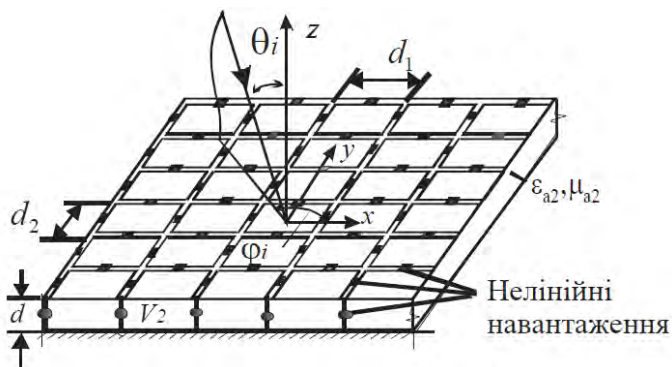


Рисунок 1.16 – Мікrohrічкова ректенна решітка

На частоті 10 ГГц досліджені залежності величини випрямленої напруги від параметрів НЕ, який має квадратичну ВАХ ($b_v = 0; a_2 \neq 0; p=2$) при збудженні ректени плоскою електромагнітною хвилею (ЕМХ).

Слід зазначити, що запропоновану в [141] модель ректенної решітки не можна вважати універсальною, з огляду на те що вона придатна тільки для аналізу ректен, які опромінюються плоскими ЕМХ, обмежена типом випромінювальної структури, видом апроксимації ВАХ випрямного діода, а також відсутністю можливості врахування впливу на характеристики ректени па-

разитних елементів випрямних діодів, що підключаються безпосередньо у випромінювальні структури.

У роботах [142, 143] відзначається, що характеристики ректен у реальних природних умовах вивчені мало. Авторами зазначених робіт експериментально показано, що багатопроменеве поширення радіохвиль, яке моделювалося за допомогою перевідбивачів, позначається на рівні вихідної потужності в навантажені ректени. Однак, слід зазначити, що в літературі на момент початку дисертаційних досліджень математичні моделі, що дозволяють урахувувати вплив різних розсіювачів штучного або природного походження на характеристики систем БПЕ були відсутні.

1.3.2. Приймально-випрямні елементи ректен систем БПЕ мікрохвильовим променем

Окрему увагу слід приділити роботам, в яких вивчалися поодинокі ПВЕ з позиції поліпшення їх енергетичних і конструкційно-технологічних характеристик з припущенням їх подальшого використання в ВРР перспективних потужних системах БПЕ мікрохвильовим променем.

Із середини 80-х років ХХ ст. почали інтенсивно досліджуватися ПВЕ різних частотних діапазонів (дециметрового, сантиметрового та міліметрового) для перетворення потужних ЕМП як з лінійними, так і круговими поляризаціями [144,

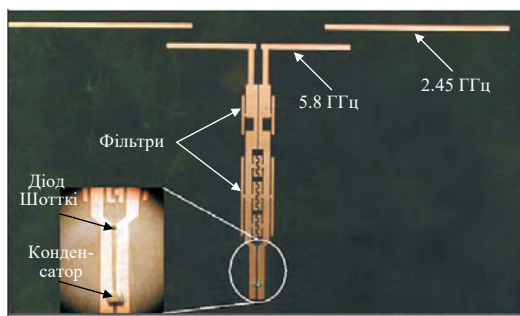


Рисунок 1.17 – ПВЕ ректени, що працює на двох частотах

145] в постійний струм. Наприклад, в [146] досліджувався двочастотний ПВЕ з GaAs діодами Шотткі. Робочі частоти ПВЕ: 2,45 і 5,8 ГГц (рис. 1.17). ПВЕ реалізований по мікстрічкової технології з інтегрованими ФНЧ, які ефективно придушують гармоніки другого порядку. Отриманий ККД випрямлення 84,4 і 82,7 % на частотах 2,45 і 5,8 ГГц, відповідно.

Графіки, що наведені на рис.Д.19, показують порядок досягнутих значень ККД випрямлення ПВЕ на різних частотах [147].

Дослідженню ПВЕ міліметрового діапазону присвячені роботи [148 – 151]. В [148] представлений ПВЕ (рис. 1.18), перетворюючий ЕМП із круговою поляризацією в постійний струм на частоті 35 ГГц. ФНЧ зменшує рівень вищих гармонік на 19 дБ. Досягнутий ККД випрямлення 81 % при густині падаючого потоку потужності 30 мВт/см². У роботі [149] розроблена конструкція ПВЕ із двома кільцевими випромінювачами (рис. 1.19) для збільшення коефіцієнта підсилення, отже, і вхідної потужності подаваної на діод. Відзначається, що ректени міліметрового діапазону мають компактні розміри, що робить їх привабливими.

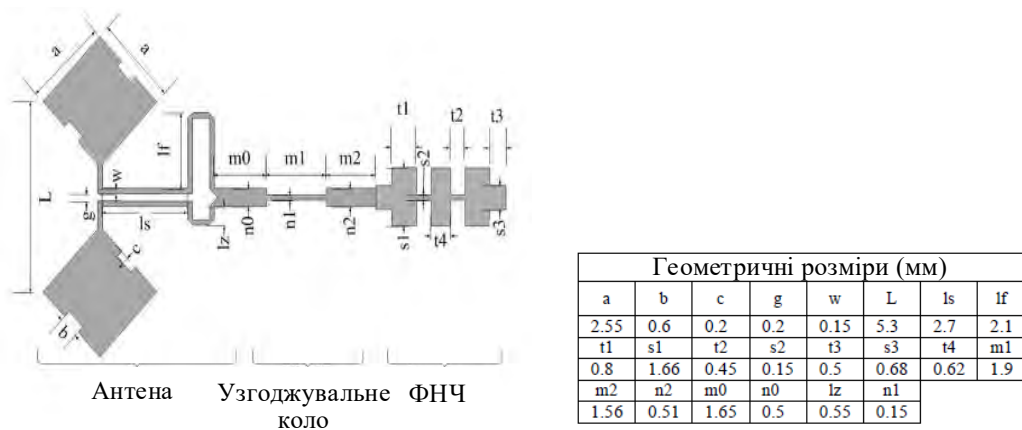
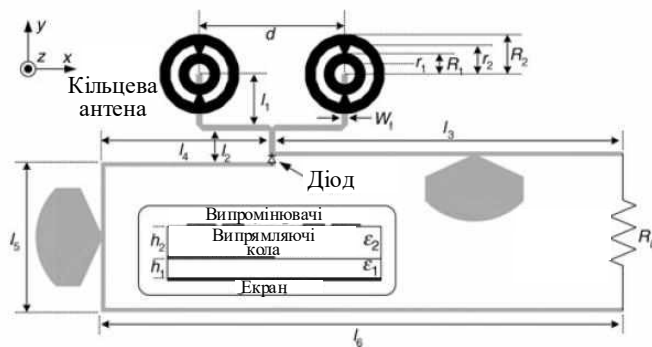


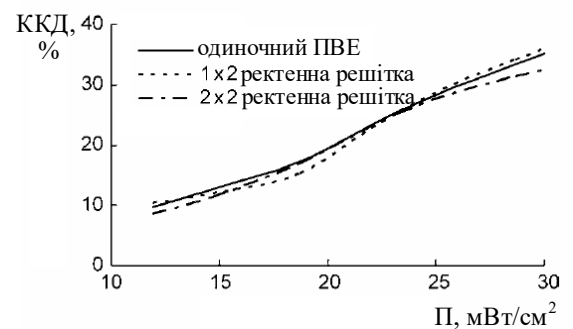
Рисунок 1.18 – ПВЕ міліметрового діапазону



$$r_1 = 0.9 \text{ мм}, R_1 = 1.12 \text{ мм}, r_2 = 0.6 \text{ мм}, R_2 = 0.75 \text{ мм}, W_1 = 0.18 \text{ мм},$$

$$d = 4.18 \text{ мм}, l_1 = 1.46 \text{ мм}, l_2 = 0.9 \text{ мм}, l_3 = 10 \text{ мм}, l_4 = 4.83 \text{ мм},$$

$$l_5 = 4.18 \text{ мм}, l_6 = 15.01 \text{ мм}$$



а

б

Рисунок 1.19 – а) Конструкція ПВЕ міліметрового діапазону, б) результати вимірювань ККД випрямлення на частоті 35 ГГц

В [150] розроблена конструкція двочастотного ПВЕ із площею $2,9 \text{ мм}^2$, з робочими частотами 35 ГГц (коефіцієнт підсилення 7,4 дБ) і 94 ГГц (коефіцієнт підсилення 6,5 дБ) (рис. 1.20). ККД випрямлення на цих частотах 53 % і 37 %, відповідно, при густині потоку потужності падаючого поля 30 мВт/см^2 .

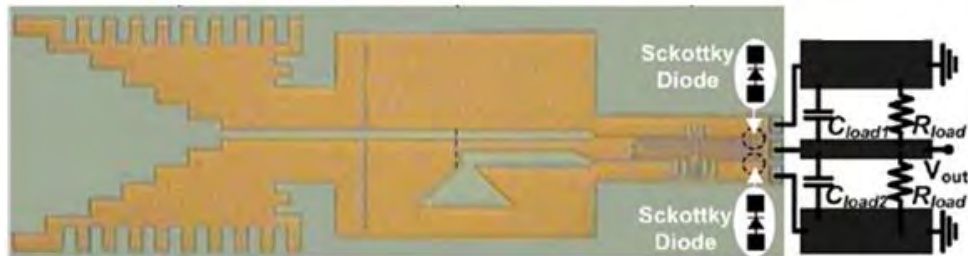


Рисунок 1.20 – Двочастотний ПВЕ міліметрового діапазону

Підбиваючи підсумок вищесказаному відзначимо, що проведені дослідження ПВЕ ректен в першу чергу пов'язані з удосконаленням їх конструкцій, зменшенням масогабаритних показників, забезпечення високих енергетичних та експлуатаційних характеристик при їх збудженні рівнями потужності близьких до граничних, що характерно для ректен потужних систем БПЕ мікрохвильовим променем.

1.3.3. Ректени для перетворення енергії ЕМП із навколишнього простору

Альтернативні джерела енергії в навколишньому середовищі доступні у вигляді теплової, вітрової, механічної або електромагнітної енергії. В оглядовій роботі [152] показано, що останнім часом були зроблені значні успіхи в утилізації цієї енергії, зокрема, електромагнітної. Останні досягнення в електроніці та БПЕ викликали інтерес у відомих виробників стільникових телефонів [153] до розробки мобільних пристроїв які живляться альтернативними джерелами. Роботи З. Попович початку 2000 рр. [154 – 156] є одні з перших робіт присвячених оцінці можливості та доцільності перетворення енергії ЕМП з навколишнього простору в постійний струм для енергопостачання різних малопотужних

пристроїв. У цих роботах показано, що особливістю такого режиму роботи ректени є те, що через низькі рівні вхідної потужності відбувається нелінійне зниження ККД ректен у порівнянні з розглянутим вище режимом їх збудження потужними монохроматичними ЕМП.

У роботі [156] досліджувалася 64 елементна ректенна решітка (рис. 1.21), для перетворення в постійний струм малопотужних ЕМП (густина потоку потужності $10^{-5} - 10^{-1}$ мВт/см²) з довільною поляризацією в широкій смузі частот 2 – 18 ГГц. Ректена реалізована за схемою наведеною на рис. 1.10,в.

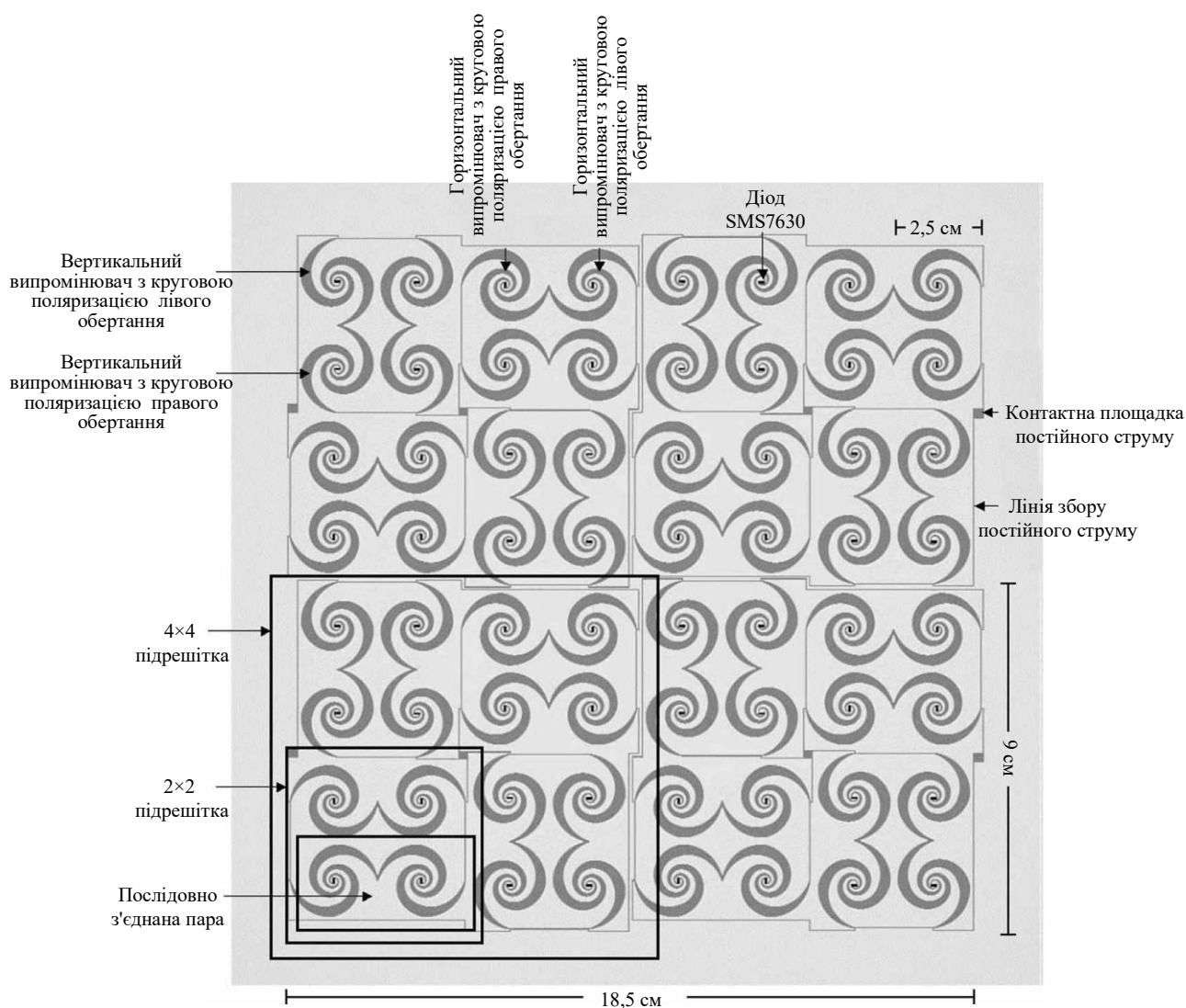


Рисунок 1.21 – 64 елементна ректенна решітка

Експериментальні дослідження показали, що така конструкція ректени дозволяє в середньому одержати ККД випрямлення близько 20 %. У зазначених вище роботах відзначалося, що проведені дослідження повинні послужити мо-

тивацією для подальшого вивчення безпроводного енергопостачання малопотужних пристроїв і це, в даний час, вже підтверджено величезним числом публікацій.

У подальших роботах З. Попович [157 – 168], якщо говорити загалом, розроблялися та удосконалювалися конструкції ректен, які дозволяють витягнути максимальну потужність із навколишнього ЕМП. Розглядалися можливості енергопостачання різноманітних пристроїв, за рахунок перетворення ЕМХ різних частот і довільних поляризацій у постійний струм. Обговорювалися необхідні значення енергії та способи її накопичення [165] для живлення різних малопотужних електронних пристроїв.

Зараз цій технології БПЕ приділяється величезна увага. Число нових публікацій стає дедалі більшим. Ним в рамках цього розділу, неможливо дати повну характеристику. Тому лише коротко зупинимося на роботах, що відображають проблеми реалізації та нові технічні рішення проектування ректен, а також актуальні напрямки їх досліджень.

У роботах [169, 170] відзначається, що в малопотужних ректенах, застосовуваних для збору енергії, питання підвищення ККД перетворення ЕМП в постійний струм мають першорядне значення. Схеми побудови випрямних кіл ускладнюються (рис. 1.22) на відміну від ректен потужних систем БПЕ мікрохвильовим променем.

Найчастіше для зменшення втрат у приймально-перетворюючих колах не включаються фільтри гармонік, однак при цьому застосовуються конструкції випромінювачів здатних зменшувати рівень вищих гармонік.

Авторами робіт [160, 170] відзначається, що немаловажним є пошук конструкцій малогабаритних випромінювачів ректен із широкою ДС, а як приклад їх реалізації, ними розроблено на частоті 2,45 ГГц ректену з одиночним ПВЕ із фрактальним (друга ітерація Коха) випромінювачем (рис. 1.23) зі схемою випрямлення на рис. 1.22,б. Для зменшення розмірів випромінювача використовувався діелектрик з високою діелектричною проникністю. Ефективність схеми збору енергії оцінювали шляхом підключення світлодіода на вихід ПВЕ.

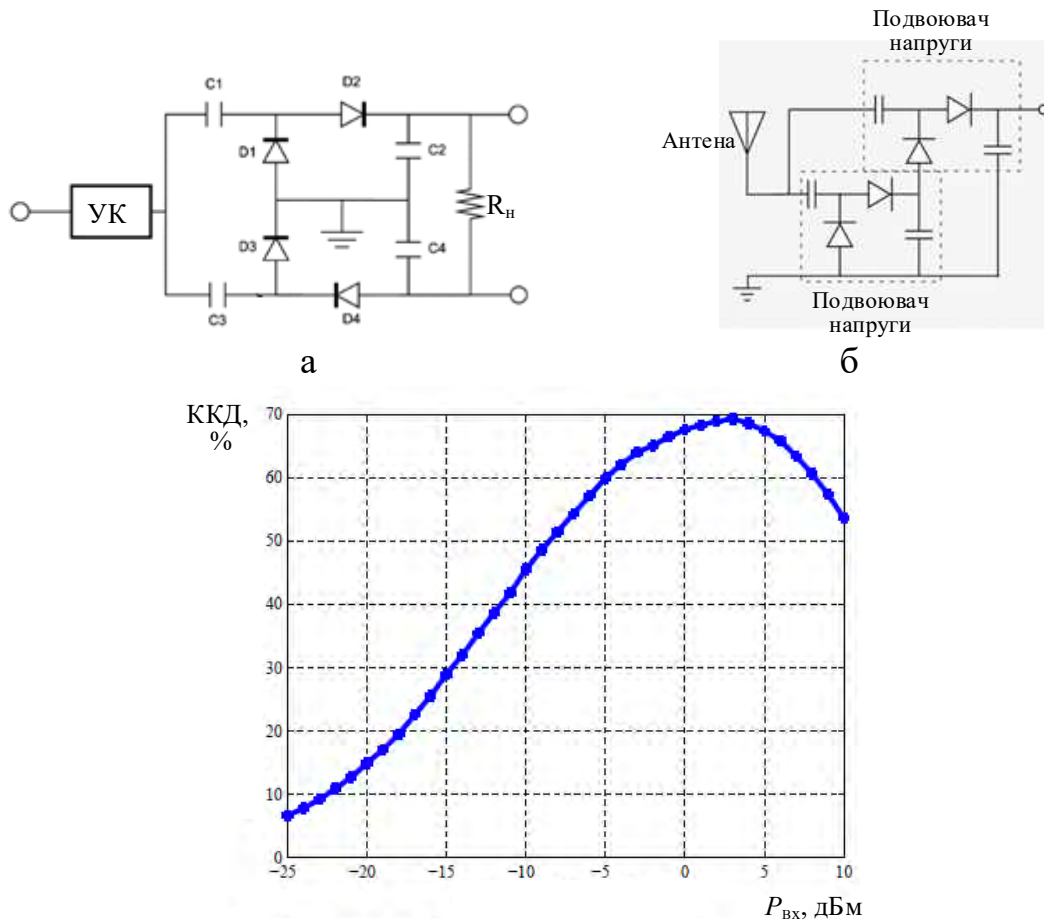


Рисунок 1.22 – а) Модифікований випрямляч Грінакера; б) випрямляч Діксона; в) залежність ККД випрямлення випрямляча Діксона (б) від вхідної потужності

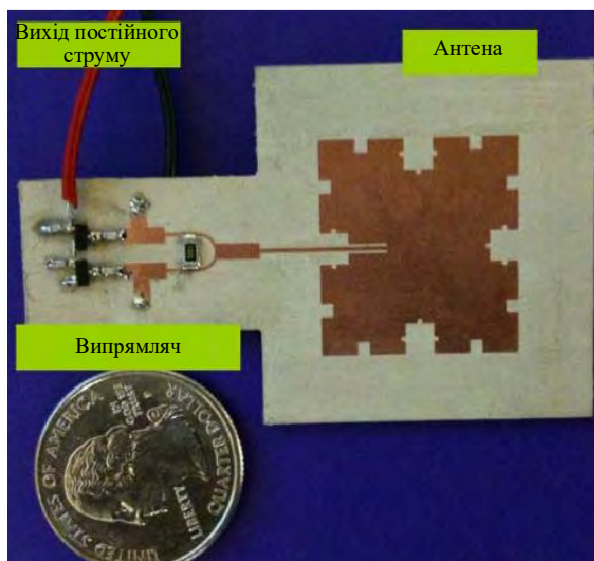


Рисунок 1.23 – ПВЕ із фрактальним випромінювачем

У роботі [171] також підкреслюється, що навколишні ЕМП мають малу потужність, тому необхідно розробляти конструкції ПВЕ з високою чутливістю, тобто підвищувати ККД ПВЕ при низькій вхідній потужності. Для вирішення цього завдання був розроблений ПВЕ на частоті 2,45 ГГц із випромінювачем, який має доволі просту конфігурацію (рис. 1.24) з коефіцієнтом підсилення 8 дБ. ККД випрямлення досяг 50% при вхідній потужності 0 дБм. Для підви-

щення чутливості ПВЕ застосовувався випромінювач з високим коефіцієнтом підсилення та сумісними функціями прийому та фільтрації який знижує рівень 2 і 3 гармонік, що дозволило реалізувати ПВЕ без ФНЧ, а випрямні діоди підключити безпосередньо до входів випромінювача.

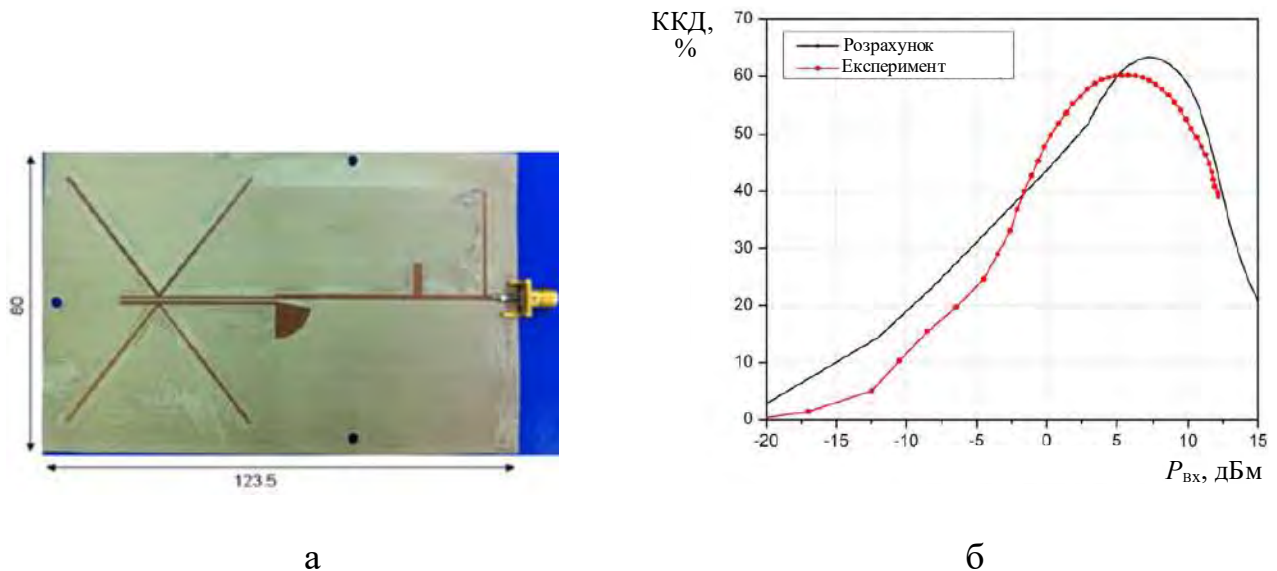


Рисунок 1.24 – а) Фото ПВЕ, б) залежність ККД випрямлення від вхідної потужності

У роботі [172] досліджувалася ректена для перетворення електромагнітної енергії на частотах мереж GSM-1800 і UMTS-2100. У якості випромінювальної структури застосовувалися решітки з випромінювачів типу Ягі (рис. 1.25) з коефіцієнтом підсилення 10,9 і 13,3 дБ на частотах 1,85 і 2,15 ГГц, відповідно. Виміряний ККД випрямлення становив близько 40 % при вхідній потужності 224 мВт.

На рис. 1.25 наведені фото експерименту і експериментальні залежності ККД випрямлення від вхідної потужності при одночастотному і двочастотному збудженні.

Дослідження двочастотних ПВЕ (рис. 1.26), з частотами 915 і 2,45 ГГц, проводилися і у роботі [173].

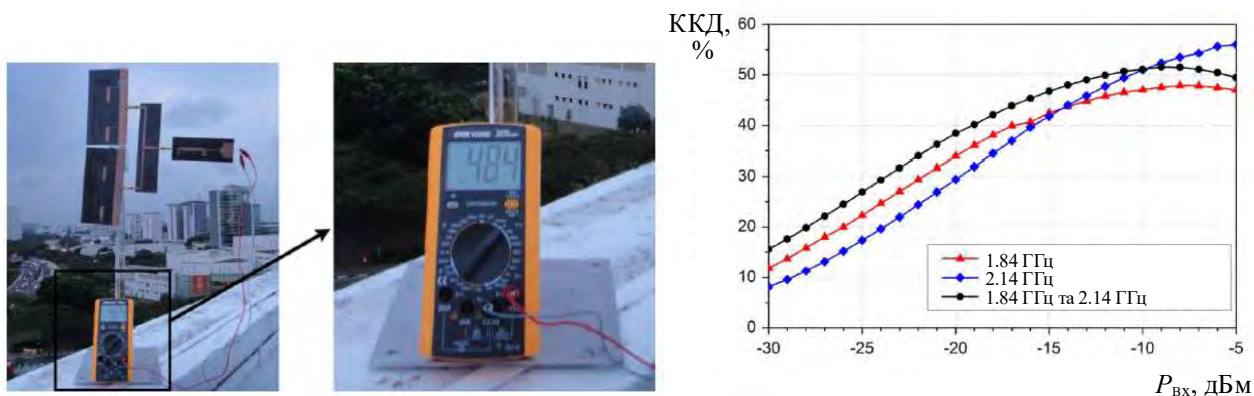


Рисунок 1.25 – Фото експерименту та результати вимірювань ККД ректени

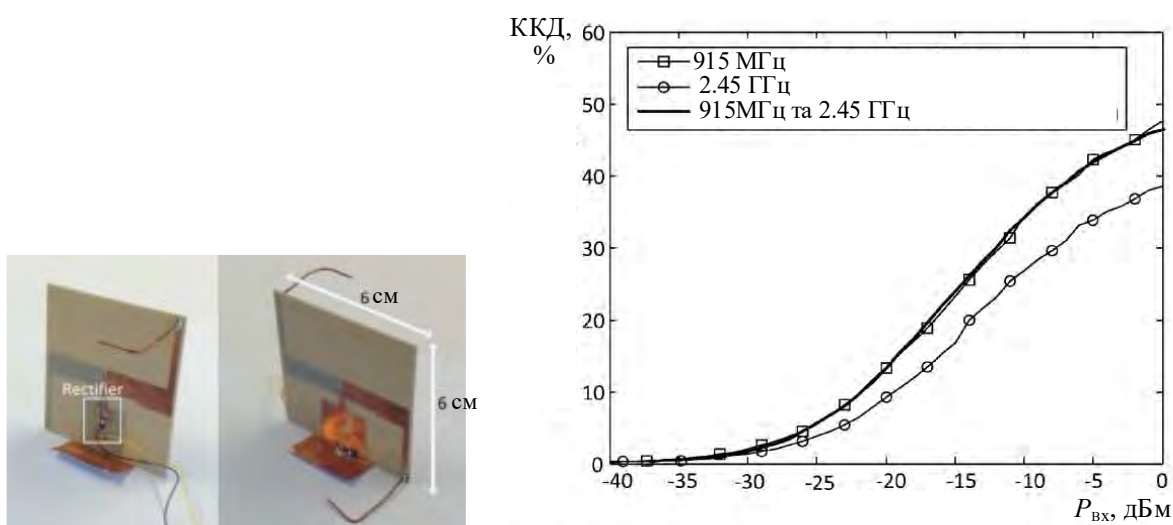


Рисунок 1.26 – Двочастотний ПВЕ та результати вимірювань його ККД випрямлення (опір навантаження 2,2 кОм)

Автори роботи [174] відзначають, що з інтенсивним розвитком безпроводних мереж у густонаселених пунктах більша частина спектральної густини енергії зосереджена, відповідно, у частотному діапазоні мереж GSM, 3G, LTE (4G) і Wi-Fi і тому з'являється гарна можливість ефективного енергопостачання малопотужних пристроїв ЕМП створених зазначеними вище мережами зв'язку. В [174] досліджено перетворення електромагнітної енергії в смузі частот 1,7 – 2,5 ГГц в постійний струм. Авторами був розроблений ПВЕ із широкосмуговим випромінювачем (рис. 1.27,а), який приймав ЕМП з довільною поляризацією та перетворював його в постійний струм за допомогою двопівперіодного

випрямляча на діодах Шотткі. Досліджені характеристики ПВЕ при різних величинах падаючої густині потоку потужності (рис. 1.27,б).

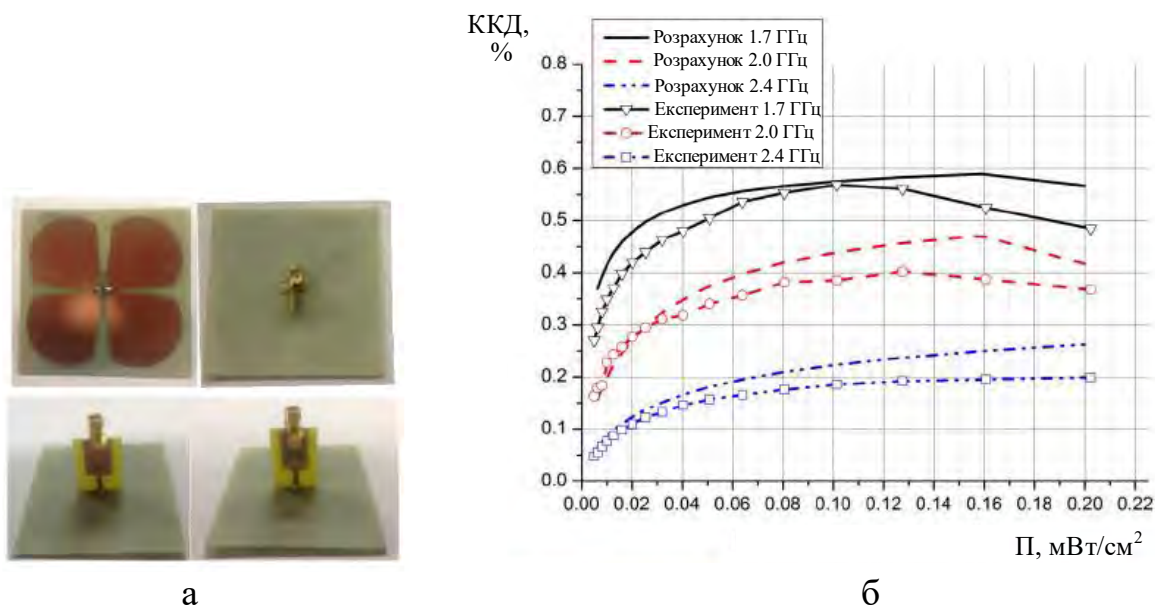


Рисунок 1.27 – а) Фото широкопотокового випромінювача та ФНЧ ПВЕ, б) результати досліджень широкопотокового ПВЕ

В [175] представлені результати теоретичних і експериментальних досліджень ректени в більш низькому частотному діапазоні – FM діапазоні (від 81,9 МГц до 84,7 МГц). Ректена являла собою одиночний ПВЕ з рамковим випромінювачем. При входній потужності -20 дБм у навантаженні ректени забезпечувалася постійна напруга 924 мВ, а в решітці із двох ПВЕ та прийманні декількох сигналів в FM діапазоні – 1,72 В. Для одержання напруги 1 В конденсатор заряджався протягом 6 годин.

Дослідження ректен у частотному діапазоні 860–918 МГц проводилися в роботі [176]. Випромінювач ПВЕ розміщався на текстильній підкладці, а сам виконаний із провідної тканини. Для перетворення енергії використовувався мостовий випрямляч. Експериментальні дослідження показали, що при густині потоку потужності падаючої хвилі 14 Вт/см² максимальний ККД випрямлення досягав 50 % на частоті 876 МГц. Авторами відзначалося, що такі конструкції ректен привабливі через низьку їхню вартість.

Питання, пов'язані з перетворенням сигналів цифрового телебачення в постійний струм вивчалися в роботі [177]. Для цього була розроблена ректена на основі планарного логоперіодичного випромінювача (рис. 1.28). Ректена розташовувалася на відстані 6,3 км від передавальної антени телецентру. ККД випрямлення при вхідній потужності 126 мВт склав 19,5% і 21% при опорах навантаження 1 і 18 МОм, відповідно. У роботі підкреслюється перевага конденсаторів, які постійно заряджаються, перед акумуляторними батареями, тому що вони можуть витримати більше циклів заряду-розряду на відміну від літій-іонних акумуляторів, не деградують і стійкі до вологи. А найважливіше, на відміну від акумуляторних батарей, вони не мають проблем з утилізацією.

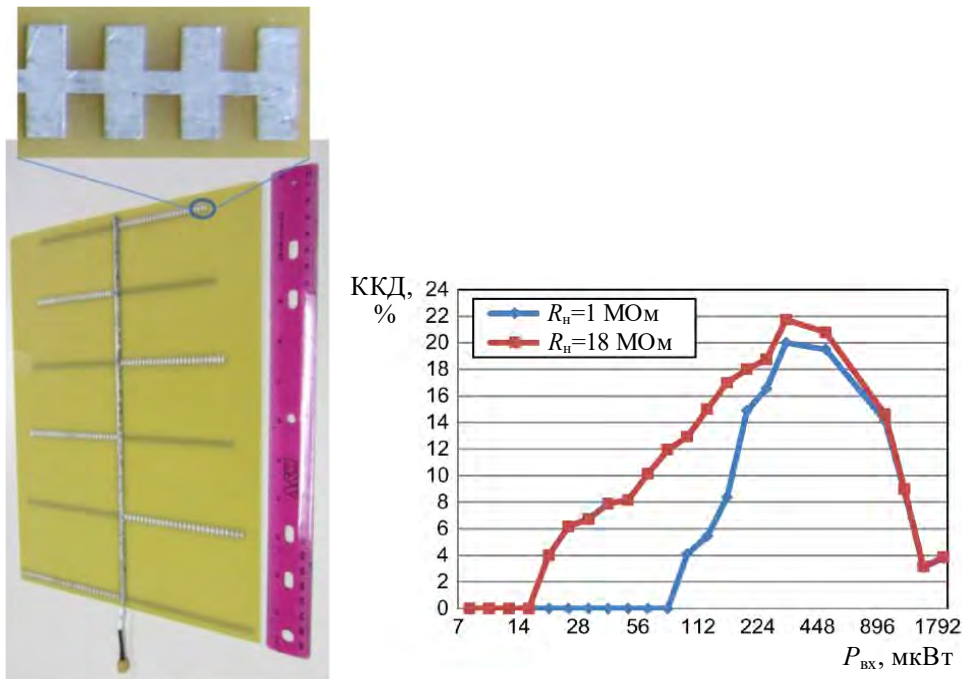


Рисунок 1.28 – Ректена для діапазону цифрового телебачення

Дослідженню питань по перетворенню енергії більш високочастотних ЕМП, зокрема, міліметрового діапазону, також присвячена велика низка робіт, наприклад, [178, 179].

Як було сказано вище, визначальним фактором, що впливає на ККД ректени є їх перетворюючі кола. У малопотужних ректенах для отримання високого ККД їх конструкції суттєво ускладнюються. Прикладом тому є робота [180]

у якій була приділена увага низьковольтним перетворювачам, які складаються із польових транзисторів включених у режимі діода (рис. 1.29). Ця схема може використовуватися для зарядки акумуляторів малопотужних пристроїв. Дослідження показали, що на частоті 900 МГц такий випрямляч має ККД 50 % при вхідній напрузі 0,4 В.

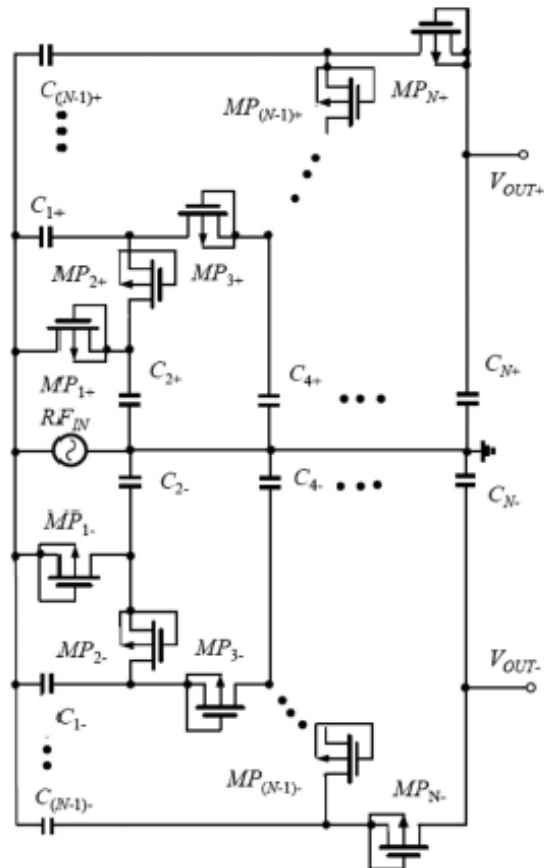


Рисунок 1.29 – Схема випрямляча на польових транзисторах

Підбиваючи короткий підсумок вище сказаному видно, що число ПВЕ в ректенах для збору електромагнітної енергії з навколишнього простору не велике, а в ряді випадків застосовуються й одиночні ПВЕ. В зв'язку з цим пріоритетний напрямок досліджень в розглянутій галузі БПЕ пов'язаний з забезпечення необхідної потужності в навантаженні ректени при її збудженні малопотужними полями довільної поляризації та структури.

1.4. Дослідження з безпроводної передачі енергії в Харківському національному університеті радіоелектроніки

Розглянемо окремо результати багаторічних досліджень в галузі БПЕ отриманих в ХНУРЕ, які не тільки доповнюють існуючі, але й у ряді випадків їх перевершують по значимості. Такий вагомий теоретичний заділ пов'язаний з тим, що ще з початку 1980-х років і по теперішній час, науковою школою Я.С. Шифріна, А.І. Лучанинова та В.М. Шокало інтенсивно розбудовується теорія електродинамічних пристроїв з НЕ [181 – 198, А4, А24, А25, А34], одним із класів яких є АНЕ, а підкласом – ректени.

На початковому етапі досліджень основні зусилля були спрямовані на вивчення характеристик окремих ПВЕ [116, 199, 200], що утворюють ректену. Показано, що параметри ПВЕ в складі решіток суттєво відрізняються від параметрів ізольованих ПВЕ і асимптотично до них наближаються при збільшенні кроку решітки. Електродинамічні та енергетичні характеристики ПВЕ залежать від кроку решітки, опору навантаження, рівня збудження, рівня гармонік та інших факторів. Повна картина потенційних можливостей ПВЕ наведена в монографії [116]. У наступних роботах ці дослідження були доповнені вивченням ПВЕ міліметрового діапазону хвиль, особливості яких і рекомендації щодо їхньої практичної реалізації викладені в [201 – 204, А23]. Отримані результати дозволяють судити про властивості та параметри різних типів ПВЕ, вказують шляхи підвищення їх ККД, зниження побічного випромінювання, поліпшення їх експлуатаційних характеристик. Ці дані є базовими для аналізу ВРР, наступного етапу проведених досліджень в ХНУРЕ.

Одні з перших досліджень ВРР на системному рівні з урахуванням взаємозалежних процесів приймання і перетворення енергії сфокусованого мікрохвильового променя в постійний струм викладені в роботах [205 – 207]. Апертурним методом отримано вираз для ККД передачі і випрямлення, що представляє собою нелінійний функціонал, в якому функція збудження передавальної антени пов'язана з функцією, що характеризує ефективність процесу випрям-

лення. Тобто уперше був виявлений взаємозв'язок процесів передачі та випрямлення при нерівномірному опроміненні ректени. На підставі цього запропонований більш строгий підхід до дослідження систем БПЕ з ректенами простої структури як цілісної системи. Показано, що для випадку ректен зі складною структурою апертури більш доцільно застосовувати наближений підхід, що допускає відсутність впливу нелінійних ефектів в ректені, тобто допускає декомпозицію систем БПЕ на автономні підсистеми. Ця ідея обґрунтована аналізом граничних режимів роботи систем БПЕ. При відсутності впливу нелінійності загальний ККД представляється добутком парціальних ККД: перехоплення енергії мікрохвильового променя ректеною $\eta_{\text{п}}$, випрямлення $\eta_{\text{в}}$ і схеми збору потужності постійного струму $\eta_{\text{з}}$

$$\eta = \eta_{\text{п}} \eta_{\text{в}} \eta_{\text{з}} = \frac{P_{\text{макс}}}{P_{\Sigma}} \frac{P_{0\text{макс}}}{P_{\text{макс}}} \frac{P_0}{P_{0\text{макс}}}, \quad (1.1)$$

де $P_{\text{макс}}$ – максимальна потужність, яку може вилучити випромінювальна система ректени з вільного простору, за умови, що її виходи навантажені на оптимальні навантаження; P_{Σ} – потужність, випромінена передавальною антеною; $P_{0\text{макс}}$ – потужність постійного струму на виході ректени; P_0 – потужність постійного струму що віддається в опір навантаження ректени.

Дотримуючись [208], прийнято, що густина потоку потужності $\Pi(r)$, яка збуджує ректену із круглою апертурою, описується законом Гауса

$$\Pi(r) = \Pi_{\text{макс}} e^{-2\tau(r/R)^2},$$

де r – поточний радіус; R – радіус апертури ректени; $\Pi_{\text{макс}}$ – густина потоку потужності в центрі ректени; $\tau = \sqrt{S_T S_R} / \lambda D$ – число Френеля (S_T і S_R – площі передавальної антени та ректени, D – відстань між ними, λ – довжина хвилі).

Множник в (1.1) для ККД передачі збігається з відомою формулою Губо [4], який показує, що зі збільшенням ступеня нерівномірності опромінення ректени (значення числа Френеля τ) ККД перехоплення $\eta_{\text{п}}$ росте, і при $\tau \geq 1,5$ $\eta_{\text{п}} \geq 90\%$. Однак при цьому значення $\eta_{\text{в}}$ і $\eta_{\text{з}}$ падають. Що стосується величини $\eta_{\text{в}}$, то її можна розрахувати, знаючи ККД окремого ПВЕ при відомому значенні падаючої на нього потужності й вважаючи, що ПВЕ працює на оптимальне навантаження. Для цього вперше було запропоновано використовувати східчасту апроксимацію поля збудження, тобто розбити всю апертуру ректени на ряд (N) зон і прийняти збудження постійним в межах кожної з них, рівним значенню його в центрі зони [209, 210]. Далі для кожної зони використовується наближення нескінченних решіток з рівномірним збудженням. Процедура визначення $\eta_{\text{в}}$ суттєво спроститься, тому що треба буде розраховувати ККД ПВЕ лише при N рівнях їх збудження. Однак, слід зазначити, що на момент початку дисертаційних досліджень можливість застосування наближення нескінченних решіток для аналізу ВРР (які на відміну від традиційних антен мають нелінійні характеристики) теоретично не була доведена.

В основі розв'язку задачі розрахунків ККД схеми збору потужності (СЗП) лежить уявлення ПВЕ, які створюють ректену, як генераторів постійного струму (ГПС) або постійної напруги [211 – 216]. Їхні параметри (струм, ЕРС, внутрішній опір), що залежать від густини потоку потужності падаючої ЕМХ на ПВЕ, знаходяться на основі аналізу навантажувальних характеристик ПВЕ [116]. Ректена в цілому розглядається як сукупність великого числа неідентичних ГПС N типів, що працюють на загальне навантаження. Залежно від топології СЗП і номера зони, у якій розташований ПВЕ, навантаження на нього буде різним. Показано, що, оскільки ПВЕ працюють при неоптимальних для них навантаженнях, це може призвести до помітних втрат потужності. Ці втрати (теплові та потужності випромінювання ректеною на частотах гармонік) і визначають ККД СЗП.

Очевидно, що послідовне або паралельне з'єднання не ідентичних ГПС призведе до відчутного зниження ККД СЗП. Підвищити його й ККД ректени в

цілому можна двома шляхами: або вирівнюванням параметрів еквівалентних ГПС або поліпшуючи топологію схеми збору [212 – 216]. Проведені розрахунки ряду конкретних конструкцій, що реалізують зазначені вище шляхи, показали, що вони дозволяють підвищити ККД ректени приблизно на 20 %.

Значна увага в ході вивчення ВРР і ПВЕ приділялася (крім ККД) аналізу їх побічного випромінювання, що ускладнює електромагнітну сумісність радіоелектронних систем, а при великих рівнях передаваної потужності – і екологічну обстановку [116, 217 – 220]. У зазначених роботах можна знайти дані про потужності випромінювання та діаграмі спрямованості окремого ПВЕ на різних частотах, про рівні гармонік у перевипромінюваному полі, про шляхи їх зниження. Найбільш радикальним є постановка вхідного ФНЧ, який знижує на кілька порядків рівень побічного випромінювання. Певною мірою рівень побічного випромінювання можна зменшити підбором типу випромінювача.

Для підтвердження достовірності теоретичних досліджень ректен і їх ПВЕ в ХНУРЕ (вперше в Україні) був проведений експеримент з безпровідної передачі енергії мікрохвильовим променем [221]. Проведені експериментальні дослідження підтвердили ряд отриманих теоретичних закономірностей, що характеризують зміну параметрів як одиночних ПВЕ, так і ректени в цілому залежно від схеми їх побудови та рівня падаючої на них потужності.

Узагальнюючи вище сказане, можна констатувати, що виконані в ХНУРЕ дослідження суттєво доповнюють відомі світові досягнення і є значним кроком у розвитку теорії та техніки систем БПЕ.

1.5. Класифікація систем безпровідної передачі енергії

На підставі огляду літературних джерел проведемо класифікацію систем БПЕ по фізичному принципу дії, основним конструктивним, технологічним і експлуатаційним ознакам (рис. 1.30).

Спосіб безпровідної передачі енергії (рис. 1.30) визначає структуру побудови систем БПЕ та діапазон її робочих частот. Індукційний та резонансний

способи реалізується в низькочастотному діапазоні. Спосіб передачі енергії лазерним променем реалізується в оптичному діапазоні. Що ж стосується способу, пов'язаного зі збором енергії з навколишнього електромагнітного поля ЕМП створюваного різними радіоелектронними та оптикоелектронними засобами, то він реалізується фактично у всьому діапазоні частот включаючи і оптичний, у якому, для перетворення оптичного випромінювання в постійний струм, застосовуються наноректени.

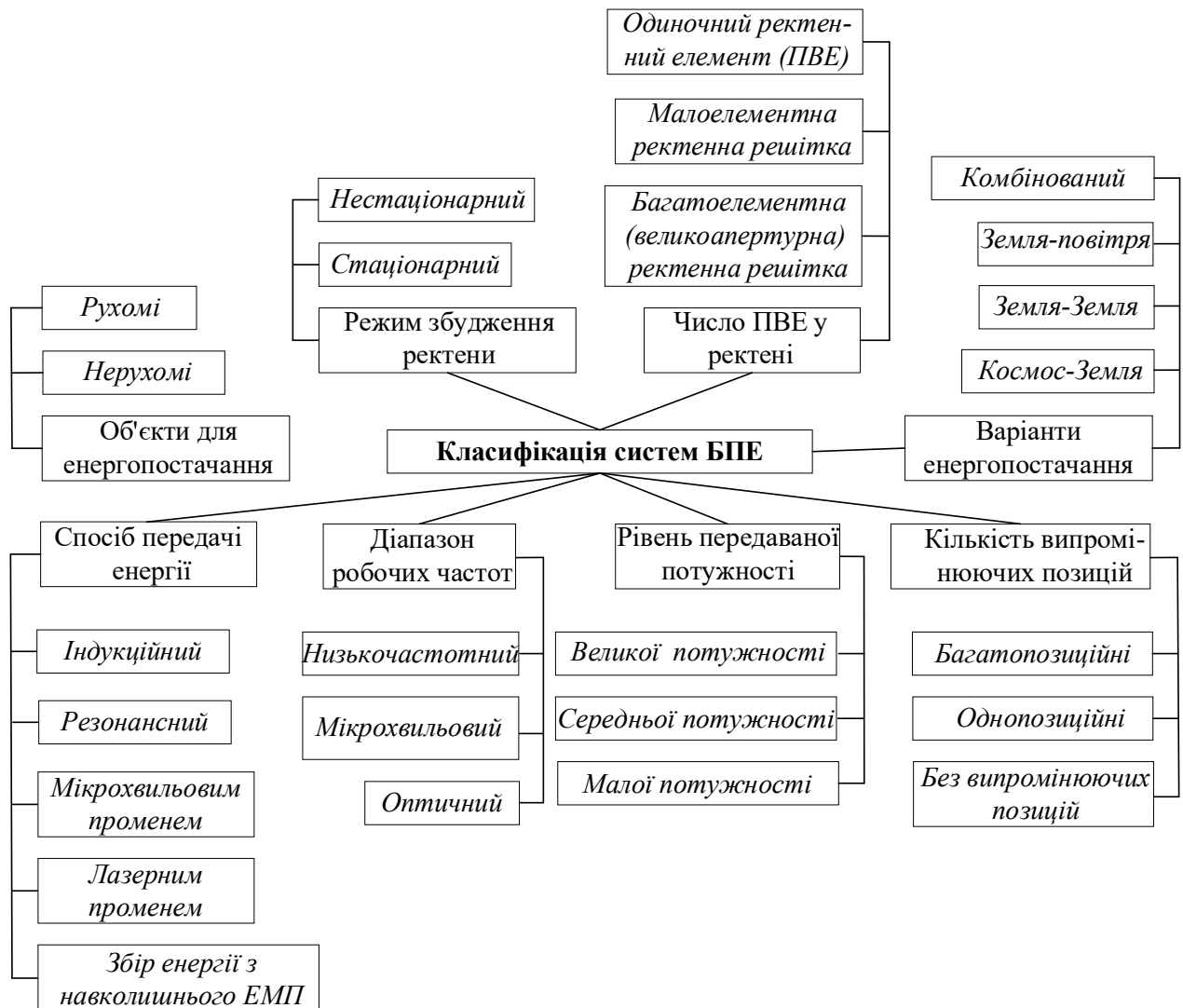


Рисунок 1.30 – Класифікація систем безпроводної передачі енергії

Режим роботи ректен у цьому випадку, на відміну від режиму їх роботи у традиційних системах БПЕ потужним сфокусованим мікрохвильовим променем, буде нестаціонарним, і конструкція ректени повинна дозволяти перетворювати малопотужні ЕМП довільної структури в постійний струм у широкій

смузі частот або на декількох частотах причому з високим коефіцієнтом корисної дії.

У системах БПЕ мікрохвильовим променем режим збудження ректени як правило стаціонарний, але у зв'язку з освоєнням нових і вдосконаленням існуючих методів фокусування ЭМВ [222 – 228] у ряді випадків ректену слід розглядати в нестаціонарному режимі збудження.

По числу ПВЕ можна виділити в окремі класи ректени з великим числом ПВЕ – великоапертурні ректенні решітки, з малим числом ПВЕ – малоелементні ректенні решітки, та ректени, які складаються лише з одного ПВЕ. Цей поділ пов'язаний з тим, що в теоретичних дослідженнях багатоелементних та малоелементних ректен, подібно лінійним антенним решіткам, використовують різні підходи. Регулярно-структурний (нескінченне число однакових ПВЕ, розташованих у вузлах регулярної сітки (див. розд. 6)) і поелементний (кінцеве число ПВЕ, розміщення і їх орієнтація в ректенній решітці довільні).

За переданим рівнем потужності можна умовно виділити системи БПЕ великої (від 500 Вт), середньої (від 10 Вт до 500 Вт) і малої (до 10 Вт) потужності. Слід зазначити, що в системах БПЕ великої і середньої потужності необхідно застосовувати ВРР, а в системах БПЕ малої потужності прийнятними будуть малоелементні ректенні решітки, а в ряді випадків і одиночні ПВЕ. При реалізації систем БПЕ великої потужності важливим фактором є вибір числа випромінювальних позицій, тому що не завжди в системах БПЕ з однієї передавальною випромінювальною позицією можливо досягти необхідної густини потоку потужності на апертурі ректени, відповідно, і потужності постійного струму в її навантаженні, тому виникає необхідність в удосконаленні практики побудови систем БПЕ, наприклад, перехід до багатопозиційних систем випромінювачів (див. розд. 5). У запропонованій класифікації (рис. 1.30) під системами БПЕ без випромінювальних позицій слід розуміти системи в яких в якості джерел електромагнітної енергії виступають різні радіо- і оптикоелектронні засоби і системи які працюють за своїм призначенням (радіозв'язок, радіолокація, радіокерування і т.д), а ректени перетворюють випромінювані ними ЕМП в постійний струм.

Системи БПЕ можна також класифікувати по варіантах енергопостачання споживачів.

З наведеного літературного огляду видно, що в даний час опрацьовується велика кількість різних проектів пов'язаних з різними способами БПЕ. Привабливими і актуальними досі залишаються проекти з передачі енергії зі СКЕС на Землю (не виключаються можливості і енергопостачання різних космічних станцій з земної поверхні або моря). Актуальними проектами є і розробка систем БПЕ типу Земля-Земля, Земля-повітря, повітря-Земля або комбінованих. Слід зазначити, що об'єктами для енергопостачання можуть виступати як рухомі, так і нерухомі споживачі енергії, що також зумовлює вибір числа випромінювальних позицій, діапазону робочих частот, вимог до енергетичних характеристик ректен і їх конструктивного виконання.

1.6. Висновки до розділу

З наведеного літературного огляду видно, що БПЕ має вже свою порівняно довгу історію і стала одним з актуальних напрямків в науці і техніці, що стрімко розвивається. Початком цьому послужив винахід В. Брауном ректени, яка надалі й знайшла успішне застосування в різних галузях БПЕ. До основних з них відносяться: передача енергії сфокусованим мікрохвильовим променем на Землю зі СКЕС, або на стратосферні ретранслятори, а потім на Землю й наступне її перетворення в постійний струм ВРР; енергопостачання БЛА (від мало-розмірних до стратегічних, у тому числі й висотних ретрансляційних платформ) сфокусованим мікрохвильовим променем з поверхні Землі, а ректена є енергоустановкою цих БЛА; передача енергії сфокусованим мікрохвильовим променем до важкодоступних об'єктів (об'єкти можуть розміщатися високо в горах, на островах морів і великих озер, а також в інших місцях до яких по технічним, економічним або іншим причинам створення повітряних, надводних, підземних і підводних ліній передачі електроенергії неможливо або недоцільно); нові напрямки, пов'язані з перетворенням у постійний струм малопотужних електро-

магнітних полів створюваних різними радіоелектронними засобами та перетворенням енергії ЕМП оптичного діапазону в постійний струм за допомогою наноректен.

Видно, що до теперішнього часу в галузі БПЕ зроблене чимало, підсилюється її вплив на процес розвитку світової енергетики та технічний рівень розробок у цій області досить високий. Проте, незважаючи на значні досягнення в галузі БПЕ усе ще багато питань перебувають у стадії досліджень, причому дотичних не тільки окремих підсистем, але й усієї системи БПЕ в цілому, що функціонує в умовах реальної електромагнітної обстановки. Розв'язок деяких із цих актуальних питань і було закладено в основу даної дисертаційної роботи. Перелічимо основні з них.

1. У зв'язку зі стрімким розвитком систем БПЕ, в яких застосовуються різні технології безпроводної передачі енергії, виникає необхідність в їх класифікації по фізичному принципу дії, основним конструктивним, технологічним і експлуатаційним ознакам, що було і зроблено у підрозд. 1.5.

2. З проведеного літературного огляду видно, що дослідження систем БПЕ проводяться в різних напрямках, які визначаються в основному технологією передачі енергії. Розроблені до теперішнього часу моделі і методики аналізу систем БПЕ використовують цілу низку спрощень і припущень, зокрема, ці моделі дозволяють тільки окремо описувати або передавальну підсистему, або ректену, або всю систему БПЕ в цілому, але без урахування в ній нелінійних ефектів, зв'язків між її функціональними блоками і її взаємодії з іншими РЕС. Тому актуальною проблемою є розвиток коректної теорії нелінійних систем БПЕ, що дозволить враховувати взаємні впливи не тільки між елементами передавальних та приймальних (ректенних) решіток, а й взаємний вплив цих решіток між собою (ближня зона, зона Френеля) та їх електродинамічну взаємодію з іншими РЕС, причому з урахуванням всієї сукупності нелінійних ефектів виникаючих в системі БПЕ.

3. У передавальних підсистемах систем БПЕ мікрохвильовим променем великої потужності можуть досить помітно проявлятися шкідливі нелінійні

ефекти які погіршують електромагнітну сумісність. Ця обставина диктує необхідність побудови математичної моделі передавальних підсистем систем БПЕ для ретельного аналізу шкідливих нелінійних ефектів, які можуть породжуватися як нелінійними елементами, функціонально необхідними для роботи антен і трактів їх збудження (наприклад, активні фазовані антенні решітки), так і паразитними в них нелінійностями. Останні можуть бути викликані конструкцією антени (наприклад, які утворюються в місцях з'єднання елементів дзеркальної антени окисними плівками, що мають нелінійні вольт-амперні характеристики) або несприятливих режимом роботи активних елементів антени, зокрема активних елементів в АФАР.

Оцінку шкідливих нелінійних ефектів потрібно проводити і з точки зору їх впливу на якість самої системи БПЕ, зокрема, при побудові передавальних сфокусованих антен виникають додаткові питання, які потребують подальших досліджень пов'язаних з посиленням ролі різних чинників обумовлених наявністю нелінійних елементів, що призводять до флуктуації АФР в антенах та породжує випадковий розкид її параметрів. Це в свою чергу накладає обмеження на найважливіші показники якості систем БПЕ, які залежать від забезпечення фокусування електромагнітного випромінювання на ректені і точності наведення мікрохвильового променя на апертуру ректени та ін.

Таким чином виникає гостра необхідність удосконалення теорії АНЕ для зони Френеля.

4. В системах БПЕ побудованих за традиційною схемою, в якій застосовується просторово-фазове фокусування ЕМВ в передавальній однопозиційній антені, обмежена дальність передачі енергії у зв'язку з залежністю протяжності зони Френеля від геометричних розмірів передавальної антени. Для збільшення дальності до точки фокусування (дальності передачі енергії) необхідно збільшувати її розміри, що відповідно призводить до збільшення вартості, складності технічної реалізації системи БПЕ і неможливості створення мобільних систем БПЕ з передавальними антенами великого розміру. Крім того, при передачі великих потужностей ця обставина призводить до збільшення розмірів зон безпе-

ки для населення та обслуговуючого персоналу на передавальній підсистемі БПЕ. Таким чином виникають питання пов'язані з пошуком технічних рішень побудови випромінювальних структур передавальних підсистем систем БПЕ, які дозволяють усунути відмічені недоліки систем БПЕ побудованих на основі передавачів з однопозиційними антенами.

5. З наведеного огляду теорії та практики побудови ВРР видно, що теоретичні підходи щодо їх аналізу слабо розвинені. На практиці використовують експериментальні підходи, це у свою чергу збільшує час добору необхідних параметрів ПВЕ та обмежує можливості не тільки при створенні ВРР але й усієї системи БПЕ в цілому. Тому виникає необхідність удосконалення теорії рівноамплітудно збуджуваних ВРР, зокрема, доказу застосовності наближення нескінченних решіток для аналізу ректен до складу яких входять НЕ. Обґрунтування підходу до аналізу та проектування ВРР, апертура яких збуджується полем з нерівномірним амплітудним розподілом.

2. НЕЛІНІЙНА ЕЛЕКТРОДИНАМІЧНА МОДЕЛЬ СИСТЕМ БЕЗПРОВІДНОЇ ПЕРЕДАЧІ ЕНЕРГІЇ

У цьому розділі для повного аналізу всієї сукупності електромагнітних процесів, що відбуваються в системах БПЕ запропоновано підхід, в основі якого лежить єдине уявлення про функціонування систем БПЕ до складу яких входять антени і тракти їх збудження, які містять НЕ. В рамках даного підходу розроблена нелінійна математична модель електродинамічного рівня системи БПЕ, згідно з якою вся система БПЕ, що включає в загальному випадку передавальну підсистему, приймальну підсистему і систему довільних розсіювачів розглядається як єдина багатовходова антенна система з нелінійними характеристиками. Запропонована модель дає адекватне уявлення про функціонування систем БПЕ широкого класу та призначення, в яких використовуються принципово різні технології безпроводної передачі енергії.

На основі теорії АНЕ та матричної теорії антенних решіток були отримані рівняння стану системи. Обґрунтовано вибір вектора вихідних параметрів системи БПЕ. Запропоновано структурувати його компоненти таким чином, що одна із груп вихідних параметрів характеризує процеси передачі, приймання та перетворення електромагнітної енергії в постійний струм у самій системі (внутрішньосистемна взаємодія), а друга – процеси електродинамічної взаємодії системи БПЕ з іншими РЕС (міжсистемна взаємодія). Це дозволяє при моделюванні оцінити характеристики системи БПЕ в умовах реального електромагнітного оточення, тобто з урахуванням її взаємодії з іншими РЕС.

Матеріали розділу опубліковані у роботі [А35].

2.1. Етапи побудови математичної моделі систем безпроводної передачі енергії

З літературного огляду проведеного у розд.1 видно, що на даний час інтенсивно розвиваються різні технології БПЕ, розширюються галузі їх

застосування, проводяться численні теоретичні та експериментальні дослідження систем БПЕ різного класу і призначення. У зв'язку з цим виникає необхідність удосконалення і розвитку теорії, яка дозволяє з єдиних позицій проводити аналіз і оптимізацію систем БПЕ в яких застосовуються різні технології безпроводної передачі енергії. Відзначимо, що у роботах [229 – 241] задачі в такій постановці вже вирішувалися, однак розроблені в них математичні моделі не дозволяють врахувати всю сукупність корисних і шкідливих нелінійних ефектів [186], що відбуваються в системах БПЕ і її електродинамічну взаємодію з іншими РЕС.

Для розв'язку поставленої задачі скористаємося матричним підходом аналізу багатоелементних антенних решіток [239, 240] у комбінації з підходом аналізу АНЕ [186]. Побудова математичної моделі системи БПЕ реалізується в декілька етапів:

- вибір структурної схеми системи БПЕ;
- вибір моделей лінійних і нелінійних компонентів (формування компонентних рівнянь) і вибір вектора змінних стану та вектора вихідних параметрів системи БПЕ;
- формування рівнянь стану та вихідних рівнянь системи, з використанням компонентних рівнянь і умов з'єднання компонентів;
- визначення зовнішніх характеристики системи БПЕ.

Далі послідовно викладемо ці етапи відповідно до побудови нелінійної математичної моделі електродинамічного рівня системи БПЕ.

2.2. Структурна схема системи безпроводної передачі енергії

Розглянемо систему БПЕ, у якій передавальна та приймальна (ректена) підсистеми в загальному випадку мають довільні конфігурації (рис. 2.1), а в складі їх антен і антенних трактів є нелінійні елементи. До складу систем БПЕ можуть входити й інші принципово необхідні функціональні блоки (наприклад, системи наведення мікрохвильового променя на апертуру ректени, канали

зв'язку між передавальними позиціями в системах БПЕ з багатопозиційними системами випромінювачів і т.д.), крім наведених на схемі (рис. 2.1), і навпаки, деякі функціональні блоки можуть бути відсутні. Прикладом можуть служити системи БПЕ, які перетворюють енергію навколишнього електромагнітного поля в постійний струм, у яких дані про передавальну підсистему відсутні.

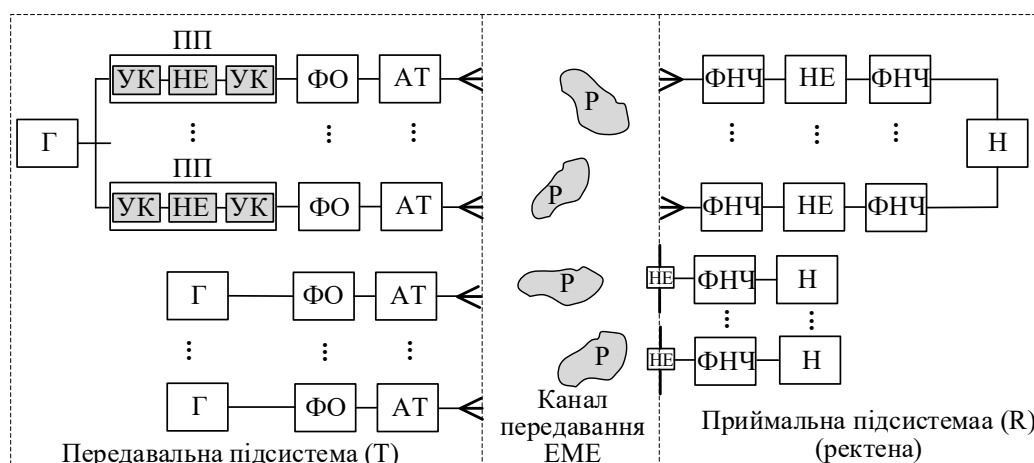


Рисунок 2.1 – Структурна схема системи БПЕ довільної конфігурації

На рис. 2.1 наведені наступні позначення: Г – генератор, ПП – підсилювач потужності, УК – узгоджувальне коло, НЕ – нелінійний елемент, ФО – фазообертач, АТ – атенюатор, Р – розсіювач, ФНЧ – фільтр нижніх частот, Н – навантаження.

Виділимо в передавальній (Т) та приймальній (R) підсистемах системи БПЕ (рис. 2.1) нелінійні підсхеми (НПС), лінійні підсхеми (ЛПС), випромінювальні структури (ВС), генератори та навантаження (рис. 2.2).

У ЛПС входять лінії передачі, узгоджувальні кола, фазообертачі, атенюатори й сукупність усіх інших лінійних елементів передавального антенно-фідерного тракту та ректени, відповідно. У НПС входять усі активні і пасивні НЕ.

Такий поділ системи БПЕ на блоки обумовлений двома причинами. По-перше, виділення в схемі блоків нелінійних підсхем, блоків випромінювальних структур і блоків лінійних підсхем пов'язане з відмінністю в способах опису

характеристик цих блоків, тобто з відмінністю їх математичних моделей (компонентних рівнянь). По-друге, це дозволяє формувати моделі системи БПЕ різного рівня строгості залежно від необхідної глибини аналізу й точності одержуваних результатів.

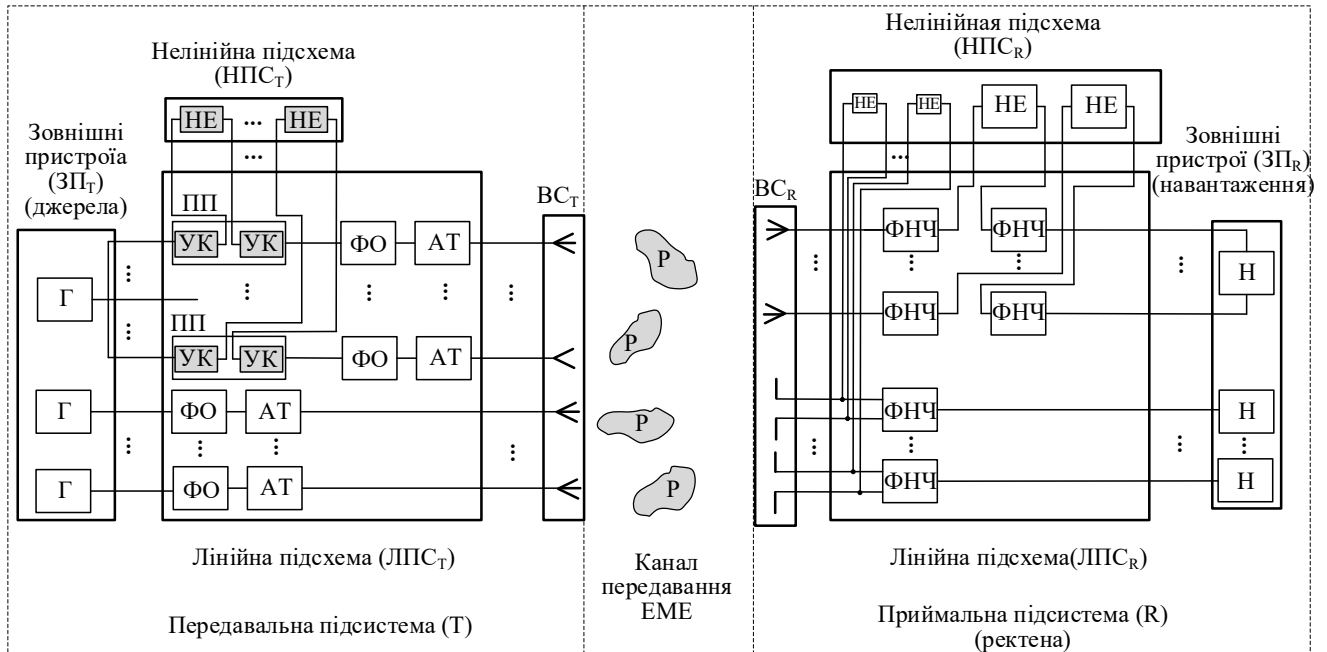


Рисунок 2.2. – Подання системи БПЕ у вигляді підсхем

Поставимо у відповідність кожній підсхемі системи БПЕ (рис. 2.2) відповідні лінійні (ЛБ) ЛБ-1 – ЛБ-6 та нелінійні (НБ) багатополюсники НБ-1, НБ-2 (рис. 2.3).

Для більш повного опису системи БПЕ з погляду її взаємодії з іншими РЕЗ (міжсистемна взаємодія) на рис. 2.3 виділені додаткові групи входів (перетини $\delta'_T - \delta'_T$ й $\delta'_R - \delta'_R$) по яких і враховується ця міжсистемна взаємодія.

Дане подання системи БПЕ дозволяє розглядати її передавальну та приймальну підсистему як єдину АНЕ, яка складається з лінійних і нелінійних багатополюсників і, відповідно, застосувати до неї добре розвинений математичний апарат теорії АНЕ [186, 242, 243] описавши режим системи БПЕ рівняннями стану, а її параметри і характеристики – вихідними рівняннями.

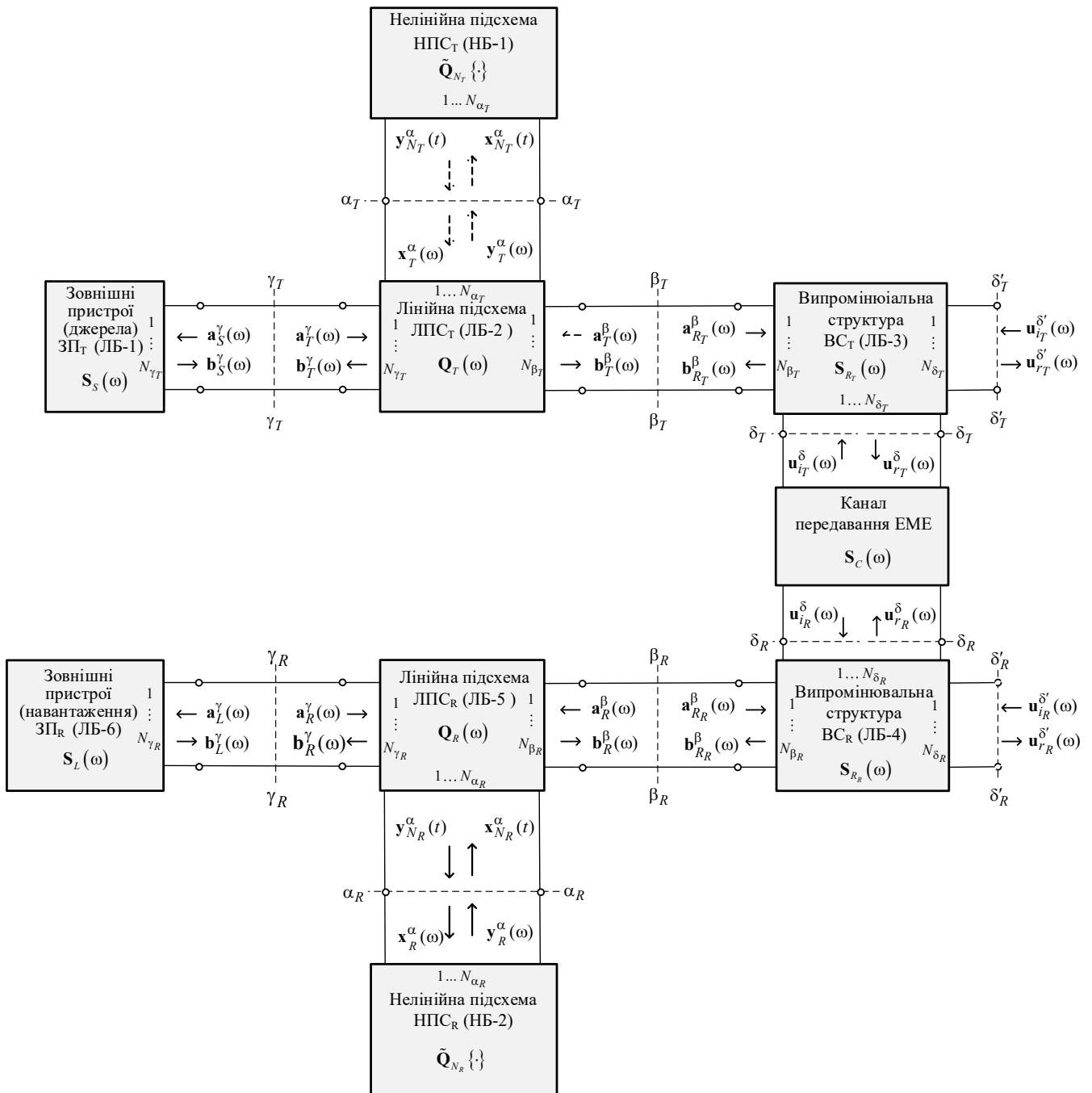


Рисунок 2.3 – Подання системи БПЕ у вигляді з'єднання лінійних та нелінійних багатополіусників

Слід зазначити ту обставину, що при побудові універсальної математичної моделі системи БПЕ, яка би повністю описувала електродинамічні процеси в досліджуваній системі та враховувала її електродинамічну взаємодію з іншими РЕЗ, необхідно не розділяти процеси передачі енергії і її перетворення в постійний струм, тобто розглядати спільне функціонування передавальної антени та ректени, тим самим враховуючи їх

взаємний зв'язок, а також зв'язок з антенними системами інших РЕС і з врахуванням цих взаємодій оцінювати характеристики систем БПЕ. Поділ цих процесів можливий, наприклад, на етапі оцінки максимально досяжних характеристик передавальної підсистеми та ректени, при проектуванні їх нових конструкцій, а також у випадку розміщення ректени на таких відстанях щодо передавальної антени при яких їх взаємним впливом можна знехтувати (зона Фраунгофера та при деяких відстанях у зоні Френеля).

2.3. Вибір моделей лінійних і нелінійних компонентів і вектора змінних стану системи БПЕ

Об'єднаємо нелінійні підсхеми (рис. 2.3), що входять до складу передавальної підсистеми НПС_T і ректени НПС_R у нелінійну підсхему НПС_{TR} системи БПЕ і розглянемо фрагмент системи БПЕ в перетинах $\alpha_T - \alpha_T$ та $\alpha_R - \alpha_R$ (рис. 2.4).

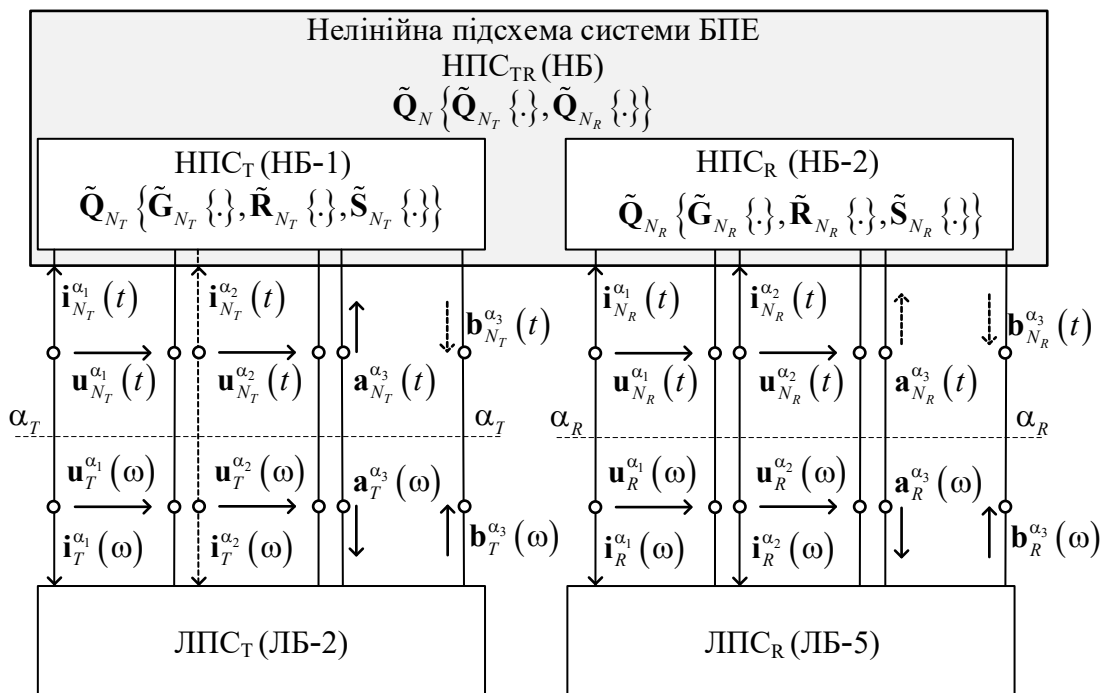


Рисунок 2.4. – Завдання режимів на входах нелінійної підсхеми системи БПЕ

Нелінійна підсхема НПС_{TR} системи БПЕ описується в часовій області нелінійним діагональним матричним оператором

$$\tilde{\mathbf{Q}}_N \{\cdot\} = \text{diag} \{ \tilde{\mathbf{Q}}_{N_T} \{\cdot\}, \tilde{\mathbf{Q}}_{N_R} \{\cdot\} \}.$$

Блоки матриці $\tilde{\mathbf{Q}}_N \{\cdot\}$ сформовані відповідно до груп нелінійних елементів, що входять до складу НПС_T і НПС_R і являють собою діагональні матриці операторів, що характеризують нелінійні підсхеми й задають зв'язок між вхідними впливами $\mathbf{x}_N^\alpha(t)$ та відгуками $\mathbf{y}_N^\alpha(t)$ на входах НБ.

Припущення про діагональність матриці $\mathbf{Q}\{\cdot\}$ є наслідком того, що зв'язок між нелінійними елементами, які об'єднані в багатополюсники НПС_T та НПС_R, існує тільки через лінійну частину підсхеми (зв'язок між НЕ всередині НПС_T та НПС_R – відсутній).

При побудові математичної моделі системи БПЕ (формування рівнянь стану та знаходження їх розв'язку) використання конкретних моделей НЕ, що входять до складу нелінійних підсхем, недоцільно, оскільки це суттєво обмежує універсальність розроблювального підходу та можливість включення надалі нових або більш складних моделей НЕ. Щоб не обмежувати спільності моделі системи БПЕ, вважається доцільним на всіх етапах її побудови опиратися на величини, що описують режими на входах (зовнішні параметри) НБ, у якості яких можуть виступати струми та напруги або падаючі та відбиті хвилі на входах НБ. Вибір того або іншого режиму залежить від робочого діапазону частот системи БПЕ, а також від використовуваної моделі НЕ.

З огляду на вищесказане, при описі нелінійного багатополюсника системи БПЕ, підключеного до багатополюсника лінійних елементів ЛБ-2 і ЛБ-5 (рис. 2.4) режими на входах НБ задамо обома групами величин: як струмами та напругами, так і падаючими та відбитими хвилями. Серед нелінійних елементів кожного блоку (*T* та *R*) виділяється по три групи входів $\alpha_1 - \alpha_1$, $\alpha_2 - \alpha_2$ і $\alpha_3 - \alpha_3$ з різними режимами збудження (рис. 2.4). Режими на входах у

перетинах $\alpha_1 - \alpha_1$ і $\alpha_2 - \alpha_2$ задаються струмами та напругами, причому вхідним впливом для $\alpha_1 - \alpha_1$ є напруги, а для $\alpha_2 - \alpha_2$ – струми. Режими на входах у перетині $\alpha_3 - \alpha_3$ задаються у вигляді падаючих і відбитих хвиль.

У цьому випадку блоки матриці $\tilde{\mathbf{Q}}_{N} \{ \cdot \}$ мають наступну структуру:

$$\tilde{\mathbf{Q}}_{N_{**}} \{ \cdot \} = \text{diag} \{ \tilde{\mathbf{G}}_{N_{**}} \{ \cdot \}, \tilde{\mathbf{R}}_{N_{**}} \{ \cdot \}, \tilde{\mathbf{S}}_{N_{**}} \{ \cdot \} \},$$

де $**$ відповідає T або R ; $\text{diag} \{ \cdot \}$ – діагональна матриця, і для кожної групи нелінійних елементів відповідно мають вигляд:

$$\tilde{\mathbf{Q}}_{N_T} \{ \cdot \} = \text{diag} \{ \tilde{\mathbf{G}}_{N_T} \{ \cdot \}, \tilde{\mathbf{R}}_{N_T} \{ \cdot \}, \tilde{\mathbf{S}}_{N_T} \{ \cdot \} \},$$

$$\tilde{\mathbf{Q}}_{N_R} \{ \cdot \} = \text{diag} \{ \tilde{\mathbf{G}}_{N_R} \{ \cdot \}, \tilde{\mathbf{R}}_{N_R} \{ \cdot \}, \tilde{\mathbf{S}}_{N_R} \{ \cdot \} \},$$

де нелінійні оператори $\tilde{\mathbf{G}}_N \{ \cdot \}, \tilde{\mathbf{R}}_N \{ \cdot \}, \tilde{\mathbf{S}}_N \{ \cdot \}$ задають зв'язок між вхідними впливами (відповідно напругами, струмами, падаючими хвилями) і відгуками (струмами, напругами, відбитими хвилями, відповідно) на входах НБ.

Таким чином, зовнішні параметри НБ зв'язані між собою системою компонентних рівнянь, що описують зв'язок між зовнішніми параметрами НБ у часовій області :

$$\mathbf{y}_{N_T}^\alpha (t) = \tilde{\mathbf{Q}}_{N_T} \{ \mathbf{x}_{N_T}^\alpha (t) \},$$

$$\mathbf{y}_{N_R}^\alpha (t) = \tilde{\mathbf{Q}}_{N_R} \{ \mathbf{x}_{N_R}^\alpha (t) \}.$$

де $\mathbf{y}_{N_{**}}^\alpha = [\mathbf{i}_{N_{**}}^{\alpha 1} \quad \mathbf{u}_{N_{**}}^{\alpha 2} \quad \mathbf{b}_{N_{**}}^{\alpha 3}]^T$, $\mathbf{x}_{N_{**}}^\alpha = [\mathbf{u}_{N_{**}}^{\alpha 1} \quad \mathbf{i}_{N_{**}}^{\alpha 2} \quad \mathbf{a}_{N_{**}}^{\alpha 3}]^T$; верхній індекс T – операція транспонування; $\mathbf{u}_{N_{**}}^{\alpha 1}, \mathbf{i}_{N_{**}}^{\alpha 2}, \mathbf{a}_{N_{**}}^{\alpha 3}$ – вектори вхідних впливів (напруг,

струмів, падаючих хвиль) на відповідних входах НБ; $\mathbf{i}_{N^{**}}^{\alpha 1}, \mathbf{u}_{N^{**}}^{\alpha 2}, \mathbf{b}_{N^{**}}^{\alpha 3}$ – вектори відгуків (струмів, напруг, відбитих хвиль) на відповідних входах НБ; ** відповідає передавальній підсистемі T або ректені R . Далі для скорочення запису залежність від часу t опущена.

Зв'язок між вхідними та вихідними впливами НБ можна записати в компактному виді:

$$\mathbf{y}_N^\alpha(t) = \tilde{\mathbf{Q}}_N \{ \mathbf{x}_N^\alpha(t) \}. \quad (2.1)$$

Багатополюсники джерел (ЛБ-1), навантажень (ЛБ-6) передавальних та приймальних випромінювальних структур (ЛБ-3 та ЛБ-4), лінійних елементів передавальної та приймальної підсистем (ЛБ-2 та ЛБ-5) (рис. 2.3) описуються в частотній області.

Багатополюсники джерел і навантажень характеризуються матрицями розсіяння $\mathbf{S}_S(\omega)$ та $\mathbf{S}_L(\omega)$, що зв'язують амплітуди падаючих і відбитих хвиль на відповідних входах. Компонентні рівняння для ЛБ-1 та ЛБ-6 мають вигляд:

$$\mathbf{b}_S^\gamma(\omega) = \mathbf{S}_S(\omega) \mathbf{a}_S^\gamma(\omega),$$

$$\mathbf{b}_L^\gamma(\omega) = \mathbf{S}_L(\omega) \mathbf{a}_L^\gamma(\omega).$$

Кількість входів ЛБ-1 і ЛБ-6 залежить від числа ліній передачі, які з'єднують виходи ЛБ-2 і ЛБ-5 із ЛБ-1 і ЛБ-6, відповідно, а також від числа типів коливань, що існують у кожній з ліній передачі.

Перш ніж перейти до опису багатополюсників поставлених у відповідність лінійним підсхемам передавальної підсистеми та ректени ЛБ-2 і ЛБ-5 (рис. 2.3), визначимося з векторами, що характеризують режими різних груп його входів. При цьому потрібно мати на увазі, що режими входів ЛБ-2 і ЛБ-5, які з'єднуються, відповідно, із ЛБ-3 і ЛБ-4 і нелінійними

багатополюсниками НБ-1, НБ-2 (перетини $\alpha_1 - \alpha_1, \alpha_2 - \alpha_2, \alpha_3 - \alpha_3$) (рис. 2.3) доцільно характеризувати векторами, аналогічними тим, які характеризують режими відповідних входів приєднаних до них багатополюсників [242]. У зв'язку із цим багатополюсники лінійних підсхем передавальної підсистеми та ректени ЛБ-2 і ЛБ-5 доцільно описувати змішаними матрицями $\mathbf{Q}_T(\omega)$ та $\mathbf{Q}_R(\omega)$ уведеними в [186, 242] (див. Додаток Б).

Матриця $\mathbf{Q}_T(\omega)$ зв'язує падаючі та відбиті хвилі в перетинах $\gamma_T - \gamma_T, \beta_T - \beta_T, \alpha_T^3 - \alpha_T^3$ зі струмами та напругами в перетинах $\alpha_T^1 - \alpha_T^1, \alpha_T^2 - \alpha_T^2$ багатополюсника ЛБ-2. Аналогічно матриця $\mathbf{Q}_R(\omega)$ зв'язує падаючі та відбиті хвилі в перетинах $\gamma_R - \gamma_R, \beta_R - \beta_R, \alpha_R^3 - \alpha_R^3$ зі струмами та напругами в перетинах $\alpha_R^1 - \alpha_R^1, \alpha_R^2 - \alpha_R^2$ багатополюсника ЛБ-5. Компонентні рівняння для багатополюсників ЛБ-2 і ЛБ-5 мають вигляд (2.2) і (2.3) відповідно.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_T^{\alpha 1}(\omega) \\ \mathbf{u}_T^{\alpha 2}(\omega) \\ \mathbf{b}_T^{\alpha 3}(\omega) \\ \mathbf{b}_T^{\beta}(\omega) \\ \mathbf{b}_T^{\gamma}(\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_T^{\alpha 1 \alpha 1}(\omega) & \mathbf{Q}_T^{\alpha 1 \alpha 2}(\omega) & \mathbf{Q}_T^{\alpha 1 \alpha 3}(\omega) & \mathbf{Q}_T^{\alpha 1 \beta}(\omega) & \mathbf{Q}_T^{\alpha 1 \gamma}(\omega) \\ \mathbf{Q}_T^{\alpha 2 \alpha 1}(\omega) & \mathbf{Q}_T^{\alpha 2 \alpha 2}(\omega) & \mathbf{Q}_T^{\alpha 2 \alpha 3}(\omega) & \mathbf{Q}_T^{\alpha 2 \beta}(\omega) & \mathbf{Q}_T^{\alpha 2 \gamma}(\omega) \\ \mathbf{Q}_T^{\alpha 3 \alpha 1}(\omega) & \mathbf{Q}_T^{\alpha 3 \alpha 2}(\omega) & \mathbf{Q}_T^{\alpha 3 \alpha 3}(\omega) & \mathbf{Q}_T^{\alpha 3 \beta}(\omega) & \mathbf{Q}_T^{\alpha 3 \gamma}(\omega) \\ \mathbf{Q}_T^{\beta \alpha 1}(\omega) & \mathbf{Q}_T^{\beta \alpha 2}(\omega) & \mathbf{Q}_T^{\beta \alpha 3}(\omega) & \mathbf{Q}_T^{\beta \beta}(\omega) & \mathbf{Q}_T^{\beta \gamma}(\omega) \\ \mathbf{Q}_T^{\gamma \alpha 1}(\omega) & \mathbf{Q}_T^{\gamma \alpha 2}(\omega) & \mathbf{Q}_T^{\gamma \alpha 3}(\omega) & \mathbf{Q}_T^{\gamma \beta}(\omega) & \mathbf{Q}_T^{\gamma \gamma}(\omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{u}_T^{\alpha 1}(\omega) \\ \mathbf{i}_T^{\alpha 2}(\omega) \\ \mathbf{a}_T^{\alpha 3}(\omega) \\ \mathbf{a}_T^{\beta}(\omega) \\ \mathbf{a}_T^{\gamma}(\omega) \end{bmatrix}, \quad (2.2)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_R^{\alpha 1}(\omega) \\ \mathbf{u}_R^{\alpha 2}(\omega) \\ \mathbf{b}_R^{\alpha 3}(\omega) \\ \mathbf{b}_R^{\beta}(\omega) \\ \mathbf{b}_R^{\gamma}(\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_R^{\alpha 1 \alpha 1}(\omega) & \mathbf{Q}_R^{\alpha 1 \alpha 2}(\omega) & \mathbf{Q}_R^{\alpha 1 \alpha 3}(\omega) & \mathbf{Q}_R^{\alpha 1 \beta}(\omega) & \mathbf{Q}_R^{\alpha 1 \gamma}(\omega) \\ \mathbf{Q}_R^{\alpha 2 \alpha 1}(\omega) & \mathbf{Q}_R^{\alpha 2 \alpha 2}(\omega) & \mathbf{Q}_R^{\alpha 2 \alpha 3}(\omega) & \mathbf{Q}_R^{\alpha 2 \beta}(\omega) & \mathbf{Q}_R^{\alpha 2 \gamma}(\omega) \\ \mathbf{Q}_R^{\alpha 3 \alpha 1}(\omega) & \mathbf{Q}_R^{\alpha 3 \alpha 2}(\omega) & \mathbf{Q}_R^{\alpha 3 \alpha 3}(\omega) & \mathbf{Q}_R^{\alpha 3 \beta}(\omega) & \mathbf{Q}_R^{\alpha 3 \gamma}(\omega) \\ \mathbf{Q}_R^{\beta \alpha 1}(\omega) & \mathbf{Q}_R^{\beta \alpha 2}(\omega) & \mathbf{Q}_R^{\beta \alpha 3}(\omega) & \mathbf{Q}_R^{\beta \beta}(\omega) & \mathbf{Q}_R^{\beta \gamma}(\omega) \\ \mathbf{Q}_R^{\gamma \alpha 1}(\omega) & \mathbf{Q}_R^{\gamma \alpha 2}(\omega) & \mathbf{Q}_R^{\gamma \alpha 3}(\omega) & \mathbf{Q}_R^{\gamma \beta}(\omega) & \mathbf{Q}_R^{\gamma \gamma}(\omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{u}_R^{\alpha 1}(\omega) \\ \mathbf{i}_R^{\alpha 2}(\omega) \\ \mathbf{a}_R^{\alpha 3}(\omega) \\ \mathbf{a}_R^{\beta}(\omega) \\ \mathbf{a}_R^{\gamma}(\omega) \end{bmatrix}, \quad (2.3)$$

Для лінійної підсхеми (рис. 2.3) вектори вхідних впливів $\mathbf{x}_T^{\alpha}(\omega), \mathbf{x}_R^{\alpha}(\omega)$ і вектори відгуків $\mathbf{y}_T^{\alpha}(\omega), \mathbf{y}_R^{\alpha}(\omega)$ у перетині $\alpha - \alpha$ можуть бути записані в наступному виді:

$$\mathbf{x}_T^\alpha(\omega) = [\mathbf{u}_T^{\alpha 1}(\omega) \quad \mathbf{i}_T^{\alpha 2}(\omega) \quad \mathbf{a}_T^{\alpha 3}(\omega)]^T,$$

$$\mathbf{x}_R^\alpha(\omega) = [\mathbf{u}_R^{\alpha 1}(\omega) \quad \mathbf{i}_R^{\alpha 2}(\omega) \quad \mathbf{a}_R^{\alpha 3}(\omega)]^T,$$

$$\mathbf{y}_T^\alpha(\omega) = [\mathbf{i}_T^{\alpha 1}(\omega) \quad \mathbf{u}_T^{\alpha 2}(\omega) \quad \mathbf{b}_T^{\alpha 3}(\omega)]^T,$$

$$\mathbf{y}_R^\alpha(\omega) = [\mathbf{i}_R^{\alpha 1}(\omega) \quad \mathbf{u}_R^{\alpha 2}(\omega) \quad \mathbf{b}_R^{\alpha 3}(\omega)]^T.$$

Тоді вирази (2.2) і (2.3) приймуть наступний вид:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}_T^\alpha(\omega) \\ \mathbf{b}_T^\beta(\omega) \\ \mathbf{b}_T^\gamma(\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_T^{\alpha\alpha}(\omega) & \mathbf{Q}_T^{\alpha\beta}(\omega) & \mathbf{Q}_T^{\alpha\gamma}(\omega) \\ \mathbf{Q}_T^{\beta\alpha}(\omega) & \mathbf{Q}_T^{\beta\beta}(\omega) & \mathbf{Q}_T^{\beta\gamma}(\omega) \\ \mathbf{Q}_T^{\gamma\alpha}(\omega) & \mathbf{Q}_T^{\gamma\beta}(\omega) & \mathbf{Q}_T^{\gamma\gamma}(\omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_T^\alpha(\omega) \\ \mathbf{a}_T^\beta(\omega) \\ \mathbf{a}_T^\gamma(\omega) \end{bmatrix}, \quad (2.4)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}_R^\alpha(\omega) \\ \mathbf{b}_R^\beta(\omega) \\ \mathbf{b}_R^\gamma(\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_R^{\alpha\alpha}(\omega) & \mathbf{Q}_R^{\alpha\beta}(\omega) & \mathbf{Q}_R^{\alpha\gamma}(\omega) \\ \mathbf{Q}_R^{\beta\alpha}(\omega) & \mathbf{Q}_R^{\beta\beta}(\omega) & \mathbf{Q}_R^{\beta\gamma}(\omega) \\ \mathbf{Q}_R^{\gamma\alpha}(\omega) & \mathbf{Q}_R^{\gamma\beta}(\omega) & \mathbf{Q}_R^{\gamma\gamma}(\omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_R^\alpha(\omega) \\ \mathbf{a}_R^\beta(\omega) \\ \mathbf{a}_R^\gamma(\omega) \end{bmatrix}. \quad (2.5)$$

Вирази, що зв'язують блоки змішаних матриць із блоками матриць розсіяння отримані в роботі [242] (див. Додаток Б).

При описі випромінювальних структур з НЕ слід врахувати деякі вимоги, що впливають із необхідності побудови як можна більш загальної моделі [242]. По-перше, з погляду побудови загальної моделі системи БПЕ математична модель випромінювальної структури повинна забезпечити однотипний опис як різних одиночних випромінювачів (провідних, щілинних і т.п.), так і антенних решіток які побудовані на основі цих випромінювачів. По-друге, математична модель випромінювача повинна забезпечити коректний його опис у досить широкому діапазоні частот, тому що при аналізі нелінійних

пристроїв, до яких ставляться АНЕ систем БПЕ, потрібне знання характеристик їхніх лінійних підсхем як на основній частоті, так і на всіх частотах, які виникають через наявність НЕ (на частоті $\omega = 0$, на частотах гармонік, комбінаційних складових). Число цих частот, які потрібно врахувати при аналізі нелінійного режиму системи БПЕ, залежить від структури системи, її режиму роботи (ступеню нелінійності), характеристик лінійних багатополосників і повинно визначатися для кожного конкретного випадку окремо. Тому в подальшому маємо на увазі, що параметри лінійних підсхем (багатополосників) визначені на множині всіх частот ω , коливання яких можуть існувати в системі.

При аналізі випромінювальних структур передавальної підсистеми та ректени режими їх входів будемо описувати в термінах падаючих і відбитих хвиль і тому доцільно використовувати останні при знаходженні матриці розсіяння багатополосника випромінювальної структури передавальної підсистеми та ректени.

Багатополосники випромінювачів передавальної підсистеми та ректени ЛБ-3 та ЛБ-4 описуються матрицями розсіяння $\mathbf{S}_{R_T}(\omega)$ та $\mathbf{S}_{R_R}(\omega)$ (рис. 2.3). Матриця $\mathbf{S}_{R_T}(\omega)$ зв'язує падаючі та відбиті хвилі в перетинах $\beta_T - \beta_T$ і амплітуди збіжних та розбіжних хвиль у каналах вільного простору в перетинах $\delta_T - \delta_T$ багатополосника ЛБ-3 [239, 240]. Аналогічно матриця $\mathbf{S}_{R_R}(\omega)$ зв'язує падаючі та відбиті хвилі в перетинах $\beta_R - \beta_R$ і амплітуди збіжних та розбіжних хвиль у каналах вільного простору в перетинах $\delta_R - \delta_R$ багатополосника ЛБ-4 [239, 240].

Канали вільного простору, за якими відбувається передача електромагнітної енергії інтерпретується як N (по числу мод в лініях передачі, які живлять випромінювачі) ортогональних парціальних полів, що поширюються в деякому багатохвильовому хвилеводі.

Таким чином, системи компонентних рівнянь для ЛБ-3 та ЛБ-4 мають вигляд (2.6) та (2.7), відповідно.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{b}_{R_T}^\beta(\omega) \\ \mathbf{u}_{r_T}^\delta(\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{R_T}^{\beta\beta}(\omega) & \mathbf{S}_{R_T}^{\beta\delta}(\omega) \\ \mathbf{S}_{R_T}^{\delta\beta}(\omega) & \mathbf{S}_{R_T}^{\delta\delta}(\omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{a}_{R_T}^\beta(\omega) \\ \mathbf{u}_{i_T}^\delta(\omega) \end{bmatrix}, \quad (2.6)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{b}_{R_R}^\beta(\omega) \\ \mathbf{u}_{r_R}^\delta(\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{R_R}^{\beta\beta}(\omega) & \mathbf{S}_{R_R}^{\beta\delta}(\omega) \\ \mathbf{S}_{R_R}^{\delta\beta}(\omega) & \mathbf{S}_{R_R}^{\delta\delta}(\omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{a}_{R_R}^\beta(\omega) \\ \mathbf{u}_{i_R}^\delta(\omega) \end{bmatrix}. \quad (2.7)$$

З урахуванням уведених позначень структурна схема системи БПЕ (рис. 2.3) може бути представлена в більш компактному виді (рис. 2.5). Для формування моделі системи випромінювачів об'єднаємо випромінювачі передавальної підсистеми (ЛБ-3) та ректени (ЛБ-4) і будемо розглядати це об'єднання як єдину багатовходову випромінювальну систему, яку показано на рис. 2.5. Символом $\wedge \vee$ відзначена та обставина, що при об'єднанні в один багатополюсник випромінювальних структур передавальної і приймальної підсистем та розсіювачів взаємний зв'язок між ними враховується в параметрах (компонентних рівняннях) об'єданого багатополюсника BC_{TR} .

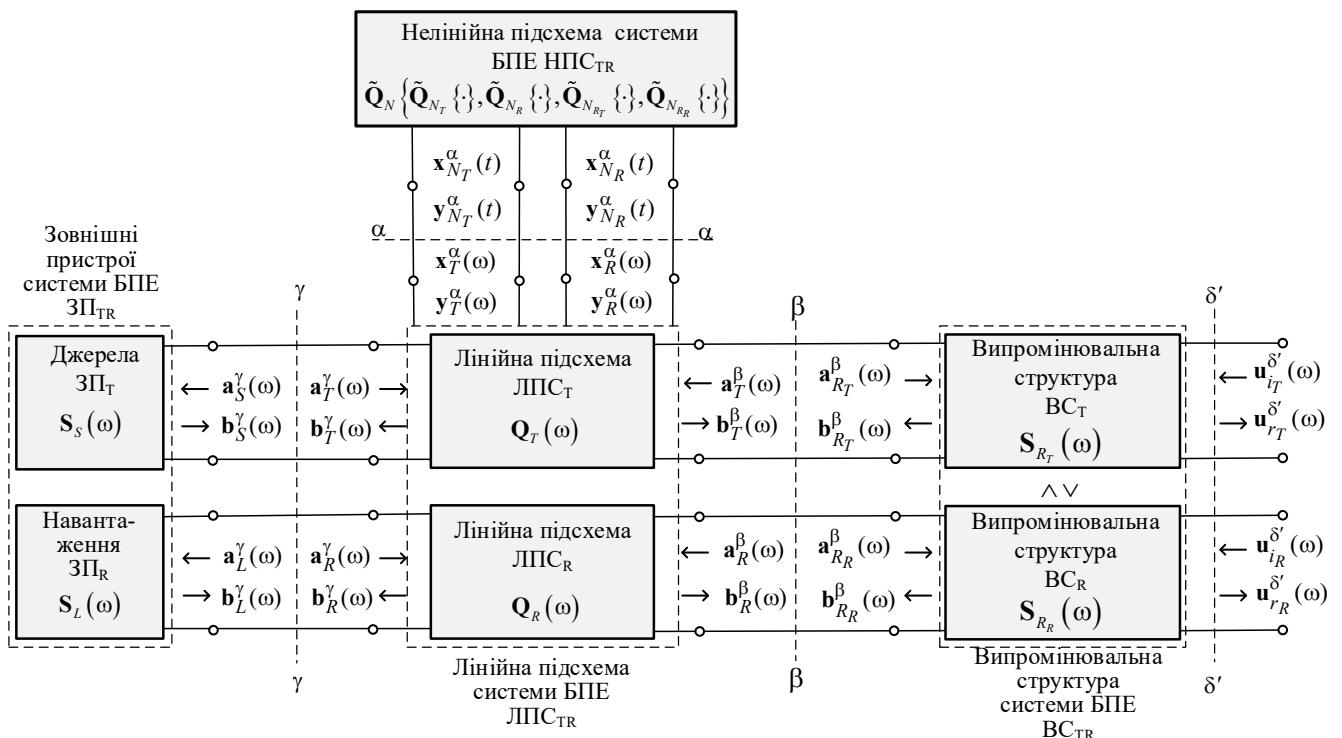


Рисунок 2.5 – Структурна схема системи БПЕ

При такому об'єднанні матриця розсіяння $S_C(\omega)$, що характеризує взаємодію випромінювальних структур передавальної та приймальної підсистем БПЕ (див. рис. 2.3) є частиною матриці $S_R(\omega)$, яка описує багатополосник еквівалентний випромінювальній структурі системи БПЕ (BC_{TR}), яка складається з випромінювачів передавальної антени, випромінювачів ректени й усіляких розсіювачів.

Поставимо у відповідність випромінювальним структурам передавальної антени, ректени й розсіювачам багатополосник із $(N_\beta + N_{\delta'}) = (N_{\beta_T} + N_{\beta_R}) + (N_{\delta'_T} + N_{\delta'_R})$ входами (рис. 2.6).

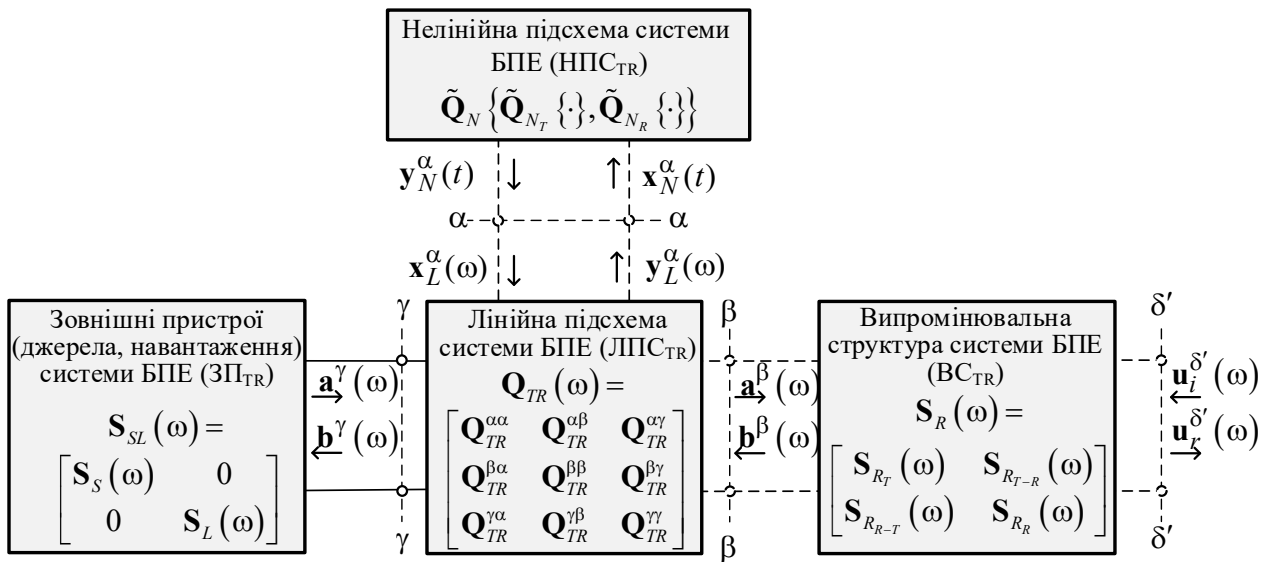


Рисунок 2.6 – Подання системи БПЕ у вигляді багатовходової антени з нелінійними характеристиками

У якості однієї N_β групи входів багатополосника BC_{TR} розглядаються конкретні перетини ліній передачі, що з'єднують випромінювачі з іншими багатополосниками системи. Режим даної групи характеризується нормованими комплексними амплітудами падаючих і відбитих хвиль, що поширюються в лініях передачі (внутрішньосистемна взаємодія). Інша група входів багатополосника характеризує зв'язок системи з вільним простором, який представлено у вигляді деякого радіально-сферичного хвилеводу. Мається

на увазі, що даний хвилевід допускає поширення сферичних взаємоортогональних типів хвиль, у якості яких прийняті $N_{\delta'}$ ортонормованих парціальних діаграм спрямованості $\bar{\mathbf{e}}_n(\omega, \theta, \varphi)$, $\forall n = \overline{1, N_{\delta'}}$ [239] і, отже, описують $N_{\delta'}$ незалежних каналів, по яких відбувається обмін енергією між досліджуваною системою й радіально сферичним хвилеводом.

$$\text{Вектори } \mathbf{u}_i^{\delta'}(\omega) = \left[\mathbf{u}_{iT}^{\delta'}(\omega) \quad \mathbf{u}_{iR}^{\delta'}(\omega) \right]^T \quad \text{та} \quad \mathbf{u}_r^{\delta'}(\omega) = \left[\mathbf{u}_{rT}^{\delta'}(\omega) \quad \mathbf{u}_{rR}^{\delta'}(\omega) \right]^T$$

(рис. 2.6) є комплексними амплітудами сферичних взаємоортогональних типів хвиль за допомогою яких досліджувана система взаємодіє з іншими системами (міжсистемна взаємодія). Таке подання має тільки одне обмеження – взаємодіючі системи повинні перебувати в дальній зоні один одного. Що ж стосується передавальної антени та ректени однієї системи, то вони можуть перебувати на будь-якій відстані. При цьому слід мати на увазі, що елементи матриці $\mathbf{S}_R(\omega)$ (рис. 2.6) повинні визначатися із розв'язку граничної задачі електродинаміки (див. розд. 3).

Таким чином, система БПЕ представляється у вигляді багатовходової антенної системи з нелінійними характеристиками у якій багатополосник зовнішніх пристроїв описується блоковою матрицею розсіяння $\mathbf{S}_{SL}(\omega)$, багатополосник лінійних елементів описується блоковою змішаною матрицею $\mathbf{Q}_{TR}(\omega)$, багатополосник випромінювальної структури системи БПЕ описується блоковою матрицею розсіяння $\mathbf{S}_R(\omega)$ (рис. 2.6). Блоки матриці розсіяння $\mathbf{S}_R(\omega)$ можна визначити експериментально або аналітично шляхом розв'язку граничної задачі електродинаміки, що буде зроблено в розд. 3.

Для лінійної підсхеми ЛПС_{TR} (рис. 2.6) вектор вхідних впливів $\mathbf{x}_L^\alpha(\omega)$ і вектор відгуків $\mathbf{y}_L^\alpha(\omega)$ у перетині $\alpha - \alpha$ записані в наступному виді:

$$\mathbf{x}_L^\alpha(\omega) = \left[\mathbf{x}_T^\alpha(\omega) \quad \mathbf{x}_R^\alpha(\omega) \right]^T,$$

$$\mathbf{y}_L^\alpha(\omega) = \left[\mathbf{y}_T^\alpha(\omega) \quad \mathbf{y}_R^\alpha(\omega) \right]^T.$$

У якості векторів змінних стану системи можуть бути обрані вектори $\mathbf{x}_L^\alpha(\omega)$ або $\mathbf{y}_L^\alpha(\omega)$, що описують режими на входах лінійного багатополюсника ЛПС_{TR} (рис. 2.6). Відповідно, знаючи $\mathbf{x}_L^\alpha(\omega)$ або $\mathbf{y}_L^\alpha(\omega)$ можна розрахувати режими на інших входах ЛПС_{TR}. Для цього необхідно одержати співвідношення, що описують усю лінійну підсхему з боку входів $\alpha - \alpha$.

Визначимо зв'язок $\mathbf{x}_L^\alpha(\omega)$ і $\mathbf{y}_L^\alpha(\omega)$ через параметри ЛБ-2 – ЛБ-5 (рис. 2.3). Для цього скористаємося умовами з'єднання в перетинах $\beta_T - \beta_T$, $\gamma_T - \gamma_T$ і $\beta_R - \beta_R$, $\gamma_R - \gamma_R$:

$$\mathbf{a}_T^\beta(\omega) = \mathbf{b}_{R_T}^\beta(\omega), \quad \mathbf{b}_T^\beta(\omega) = \mathbf{a}_{R_T}^\beta(\omega); \quad \mathbf{a}_T^\gamma(\omega) = \mathbf{b}_S^\gamma(\omega), \quad \mathbf{b}_T^\gamma(\omega) = \mathbf{a}_S^\gamma(\omega); \quad (2.8)$$

$$\mathbf{a}_R^\beta(\omega) = \mathbf{b}_{R_R}^\beta(\omega), \quad \mathbf{b}_R^\beta(\omega) = \mathbf{a}_{R_R}^\beta(\omega); \quad \mathbf{a}_R^\gamma(\omega) = \mathbf{b}_L^\gamma(\omega), \quad \mathbf{b}_R^\gamma(\omega) = \mathbf{a}_L^\gamma(\omega). \quad (2.9)$$

Виразимо відгук ЛПС_T у перетинах $\alpha_T - \alpha_T$, $\delta_T - \delta_T$ через впливи $\mathbf{x}_T^\alpha(\omega)$, $\mathbf{u}_{i_T}^\delta(\omega)$ і $\mathbf{b}_S^\gamma(\omega)$. Враховуючи умови з'єднання багатополюсників ЛБ-1 – ЛБ-3 (2.8) виключимо з (2.4) і (2.6) вектори $\mathbf{a}_T^\beta(\omega)$, $\mathbf{b}_T^\beta(\omega)$ і $\mathbf{a}_{R_T}^\beta(\omega)$, $\mathbf{b}_{R_T}^\beta(\omega)$. Тоді одержимо

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}_T^\alpha(\omega) \\ \mathbf{u}_{i_T}^\delta(\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{Q}}_{L_T}^{\alpha\alpha}(\omega) & \tilde{\mathbf{Q}}_{L_T}^{\alpha\delta}(\omega) & \tilde{\mathbf{Q}}_{L_T}^{\alpha\gamma}(\omega) \\ \tilde{\mathbf{Q}}_{L_T}^{\delta\alpha}(\omega) & \tilde{\mathbf{Q}}_{L_T}^{\delta\delta}(\omega) & \tilde{\mathbf{Q}}_{L_T}^{\delta\gamma}(\omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_T^\alpha(\omega) \\ \mathbf{u}_{i_T}^\delta(\omega) \\ \mathbf{b}_S^\gamma(\omega) \end{bmatrix}, \quad (2.10)$$

де блоки матриці $\tilde{\mathbf{Q}}_{L_T}(\omega)$ визначаються в такий спосіб

$$\tilde{\mathbf{Q}}_{L_T}^{\alpha\alpha}(\omega) = \mathbf{Q}_T^{\alpha\alpha}(\omega) + \mathbf{Q}_T^{\beta\beta}(\omega)\mathbf{S}_{R_T}^{\beta\beta}(\omega)(\mathbf{E} - \mathbf{Q}_T^{\beta\beta}(\omega)\mathbf{S}_{R_T}^{\beta\beta}(\omega))^{-1}\mathbf{Q}_T^{\beta\alpha}(\omega);$$

$$\tilde{\mathbf{Q}}_{L_T}^{\alpha\delta}(\omega) = \mathbf{Q}_T^{\beta\beta}(\omega)\mathbf{S}_{R_T}^{\beta\beta}(\omega)(\mathbf{E} - \mathbf{Q}_T^{\beta\beta}(\omega)\mathbf{S}_{R_T}^{\beta\beta}(\omega))^{-1}\mathbf{Q}_T^{\beta\beta}(\omega)\mathbf{S}_{R_T}^{\beta\delta}(\omega);$$

$$\tilde{\mathbf{Q}}_{L_T}^{\alpha\gamma}(\omega) = \mathbf{Q}_T^{\gamma\gamma}(\omega) + \mathbf{Q}_T^{\beta\beta}(\omega)\mathbf{S}_{R_T}^{\beta\beta}(\omega)(\mathbf{E} - \mathbf{Q}_T^{\beta\beta}(\omega)\mathbf{S}_{R_T}^{\beta\beta}(\omega))^{-1}\mathbf{Q}_T^{\beta\gamma}(\omega);$$

$$\tilde{\mathbf{Q}}_{L_T}^{\delta\alpha}(\omega) = \mathbf{S}_{R_T}^{\delta\beta}(\omega)(\mathbf{E} - \mathbf{Q}_T^{\beta\beta}(\omega)\mathbf{S}_{R_T}^{\beta\beta}(\omega))^{-1}\mathbf{Q}_T^{\beta\alpha}(\omega);$$

$$\tilde{\mathbf{Q}}_{L_T}^{\delta\delta}(\omega) = \mathbf{S}_{R_T}^{\delta\delta}(\omega) + \mathbf{S}_{R_T}^{\delta\beta}(\omega)(\mathbf{E} - \mathbf{Q}_T^{\beta\beta}(\omega)\mathbf{S}_{R_T}^{\beta\beta}(\omega))^{-1}\mathbf{Q}_T^{\beta\beta}(\omega)\mathbf{S}_{R_T}^{\beta\delta}(\omega);$$

$$\tilde{\mathbf{Q}}_{L_T}^{\delta\gamma}(\omega) = \mathbf{S}_{R_T}^{\delta\beta}(\omega)(\mathbf{E} - \mathbf{Q}_T^{\beta\beta}(\omega)\mathbf{S}_{R_T}^{\beta\beta}(\omega))^{-1}\mathbf{Q}_T^{\beta\gamma}(\omega);$$

\mathbf{E} – одинична матриця.

Аналогічно виразимо відгук ЛПС_R у перетинах $\alpha_R - \alpha_R$ і $\delta_R - \delta_R$ через впливи $\mathbf{x}_R^\alpha(\omega)$, $\mathbf{u}_{i_R}^\delta(\omega)$ і $\mathbf{b}_L^\gamma(\omega)$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}_R^\alpha(\omega) \\ \mathbf{u}_{i_R}^\delta(\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{Q}}_{L_R}^{\alpha\alpha}(\omega) & \tilde{\mathbf{Q}}_{L_R}^{\alpha\delta}(\omega) & \tilde{\mathbf{Q}}_{L_R}^{\alpha\gamma}(\omega) \\ \tilde{\mathbf{Q}}_{L_R}^{\delta\alpha}(\omega) & \tilde{\mathbf{Q}}_{L_R}^{\delta\delta}(\omega) & \tilde{\mathbf{Q}}_{L_R}^{\delta\gamma}(\omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_R^\alpha(\omega) \\ \mathbf{u}_{i_R}^\delta(\omega) \\ \mathbf{b}_L^\gamma(\omega) \end{bmatrix}, \quad (2.11)$$

де блоки матриці $\tilde{\mathbf{Q}}_{L_R}(\omega)$ визначаються наступним чином:

$$\tilde{\mathbf{Q}}_{L_R}^{\alpha\alpha}(\omega) = \mathbf{Q}_R^{\alpha\alpha}(\omega) + \mathbf{Q}_R^{\beta\beta}(\omega)\mathbf{S}_{R_R}^{\beta\beta}(\omega)(\mathbf{E} - \mathbf{Q}_R^{\beta\beta}(\omega)\mathbf{S}_{R_R}^{\beta\beta}(\omega))^{-1}\mathbf{Q}_R^{\beta\alpha}(\omega);$$

$$\tilde{\mathbf{Q}}_{L_R}^{\alpha\delta}(\omega) = \mathbf{Q}_R^{\beta\beta}(\omega)\mathbf{S}_{R_R}^{\beta\beta}(\omega)(\mathbf{E} - \mathbf{Q}_R^{\beta\beta}(\omega)\mathbf{S}_{R_R}^{\beta\beta}(\omega))^{-1}\mathbf{Q}_R^{\beta\beta}(\omega)\mathbf{S}_{R_R}^{\beta\delta}(\omega);$$

$$\tilde{\mathbf{Q}}_{L_R}^{\alpha\gamma}(\omega) = \mathbf{Q}_{R_R}^{\gamma\gamma}(\omega) + \mathbf{Q}_{R_R}^{\beta\beta}(\omega) \mathbf{S}_{R_R}^{\beta\beta}(\omega) (\mathbf{E} - \mathbf{Q}_{R_R}^{\beta\beta}(\omega) \mathbf{S}_{R_R}^{\beta\beta}(\omega))^{-1} \mathbf{Q}_{R_R}^{\beta\gamma}(\omega);$$

$$\tilde{\mathbf{Q}}_{L_R}^{\delta\alpha}(\omega) = \mathbf{S}_{R_R}^{\delta\beta}(\omega) (\mathbf{E} - \mathbf{Q}_{R_R}^{\beta\beta}(\omega) \mathbf{S}_{R_R}^{\beta\beta}(\omega))^{-1} \mathbf{Q}_{R_R}^{\beta\alpha}(\omega);$$

$$\tilde{\mathbf{Q}}_{L_R}^{\delta\delta}(\omega) = \mathbf{S}_{R_R}^{\delta\delta}(\omega) + \mathbf{S}_{R_R}^{\delta\beta}(\omega) (\mathbf{E} - \mathbf{Q}_{R_R}^{\beta\beta}(\omega) \mathbf{S}_{R_R}^{\beta\beta}(\omega))^{-1} \mathbf{Q}_{R_R}^{\beta\beta}(\omega) \mathbf{S}_{R_R}^{\beta\delta}(\omega);$$

$$\tilde{\mathbf{Q}}_{L_R}^{\delta\gamma}(\omega) = \mathbf{S}_{R_R}^{\delta\beta}(\omega) (\mathbf{E} - \mathbf{Q}_{R_R}^{\beta\beta}(\omega) \mathbf{S}_{R_R}^{\beta\beta}(\omega))^{-1} \mathbf{Q}_{R_R}^{\beta\gamma}(\omega).$$

2.4. Формування рівнянь стану та вихідних рівнянь системи БПЕ

Для одержання рівнянь стану системи БПЕ виберемо в якості вектора змінних стану вектор $\mathbf{x}_L^\alpha(\omega)$:

$$\mathbf{x}_L^\alpha(\omega) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_T^\alpha(\omega) & \mathbf{x}_R^\alpha(\omega) \end{bmatrix}^T.$$

У перетині $\alpha - \alpha$ повинні виконуватися умови з'єднання НПС_{TR} та ЛПС_{TR} (рис. 2.6):

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_{N_T}^{\alpha 1}(t) &= \mathbf{u}_T^{\alpha 1}(t), & \mathbf{i}_{N_T}^{\alpha 1}(t) &= -\mathbf{i}_T^{\alpha 1}(t), \\ \mathbf{i}_{N_T}^{\alpha 2}(t) &= -\mathbf{i}_T^{\alpha 2}(t), & \mathbf{u}_{N_T}^{\alpha 2}(t) &= \mathbf{u}_T^{\alpha 2}(t), \\ \mathbf{a}_{N_T}^{\alpha 3}(t) &= \mathbf{b}_T^{\alpha 3}(t), & \mathbf{b}_{N_T}^{\alpha 3}(t) &= \mathbf{a}_T^{\alpha 3}(t), \end{aligned} \quad (2.12)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_{N_R}^{\alpha 1}(t) &= \mathbf{u}_R^{\alpha 1}(t), & \mathbf{i}_{N_R}^{\alpha 1}(t) &= -\mathbf{i}_R^{\alpha 1}(t), \\ \mathbf{i}_{N_R}^{\alpha 2}(t) &= -\mathbf{i}_R^{\alpha 2}(t), & \mathbf{u}_{N_R}^{\alpha 2}(t) &= \mathbf{u}_R^{\alpha 2}(t), \\ \mathbf{a}_{N_R}^{\alpha 3}(t) &= \mathbf{b}_R^{\alpha 3}(t), & \mathbf{b}_{N_R}^{\alpha 3}(t) &= \mathbf{a}_R^{\alpha 3}(t), \end{aligned} \quad (2.13)$$

З урахуванням (2.1) і умов з'єднання (2.12), (2.13), отримаємо рівняння стану системи БПЕ в часовій області:

$$\mathbf{y}_L^\alpha(t) = \tilde{\mathbf{Q}}_N \{ \mathbf{x}_L^\alpha(t) \}, \quad (2.14, \text{а})$$

або

$$\mathbf{x}_L^\alpha(t) = \tilde{\mathbf{Q}}_N^{-1} \{ \mathbf{y}_L^\alpha(t) \}, \quad (2.14, \text{б})$$

де

$$\tilde{\mathbf{Q}}_N \{ \cdot \} = \text{diag} \left\{ \tilde{\mathbf{Q}}_{N_T} \{ \cdot \}, \tilde{\mathbf{Q}}_{N_R} \{ \cdot \} \right\},$$

$$\tilde{\mathbf{Q}}_{N_T} \{ \cdot \} = \text{diag} \left\{ -\tilde{\mathbf{G}}_{N_T} \{ \cdot \}, \tilde{\mathbf{R}}_{N_T} \{ -\mathbf{E} \cdot \}, \tilde{\mathbf{S}}_{N_T} \{ \cdot \} \right\},$$

$$\tilde{\mathbf{Q}}_{N_R} \{ \cdot \} = \text{diag} \left\{ -\tilde{\mathbf{G}}_{N_R} \{ \cdot \}, \tilde{\mathbf{R}}_{N_R} \{ -\mathbf{E} \cdot \}, \tilde{\mathbf{S}}_{N_R} \{ \cdot \} \right\}.$$

З розв'язку рівняння стану визначається вектор $\mathbf{x}_L^\alpha(t)$.

Отримані рівняння є рівняннями стану системи БПЕ в часовій області. Надалі буде розглядатися тільки періодичний або квазіперіодичний сталий режим роботи систем БПЕ. Відповідно встановлюється зв'язок між векторами $\mathbf{x}_L^\alpha(t)$ і $\mathbf{x}_L^\alpha(\omega)$, $\mathbf{y}_L^\alpha(t)$ і $\mathbf{y}_L^\alpha(\omega)$.

Вектор вихідних параметрів $[\mathbf{b}^\gamma(\omega) \quad \mathbf{u}_r^{\delta'}(\omega)]^T$ системи БПЕ поєднує в собі два вектори: вектор $\mathbf{b}^\gamma(\omega)$, що характеризує зв'язок системи БПЕ із зовнішніми пристроями (генератором і навантаженням) і вектор $\mathbf{u}_r^{\delta'}(\omega)$, що описує зв'язок системи БПЕ з іншими РЕЗ, що не входять до її складу (міжсистемна взаємодія) при заданих вхідних впливах $\mathbf{a}^\gamma(\omega)$, $\mathbf{u}_i^{\delta'}(\omega)$ і знайденому з розв'язку системи рівнянь стану векторі $\mathbf{x}_L^\alpha(\omega)$ (перетин $\alpha - \alpha$ на рис. 2.6).

Розглянемо вплив на систему БПЕ декількох електромагнітних випромінювань із різними частотами ω_k з боку зовнішнього простору $\mathbf{u}_i^{\delta'}(\omega_k)$ та від внутрішніх генераторів $\mathbf{a}^\gamma(\omega_k)$ ($k = \overline{0, q}$ – число різних частот вхідних впливів), тобто розглянемо періодичний або квазіперіодичний (при некрратних ω_k) режим роботи системи БПЕ.

Через наявність у складі систем БПЕ антен з нелінійними характеристиками її відгук необхідно визначати по всіх можливих комбінаціях частотних вхідних впливів [186]

$$\nu_n = m_0\omega_0 + m_1\omega_1 + \dots + m_q\omega_q, \quad m_k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$$

Використовуючи компонентні рівняння для багатополісників ЛПС_{TR} та ВС_{TR} (рис. 2.6)

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}_L^\alpha(\omega) \\ \mathbf{a}^\beta(\omega) \\ \mathbf{b}^\gamma(\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_{TR}^{\alpha\alpha}(\omega) & \mathbf{Q}_{TR}^{\alpha\beta}(\omega) & \mathbf{Q}_{TR}^{\alpha\gamma}(\omega) \\ \mathbf{Q}_{TR}^{\beta\alpha}(\omega) & \mathbf{Q}_{TR}^{\beta\beta}(\omega) & \mathbf{Q}_{TR}^{\beta\gamma}(\omega) \\ \mathbf{Q}_{TR}^{\gamma\alpha}(\omega) & \mathbf{Q}_{TR}^{\gamma\beta}(\omega) & \mathbf{Q}_{TR}^{\gamma\gamma}(\omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_L^\alpha(\omega) \\ \mathbf{b}^\beta(\omega) \\ \mathbf{a}^\gamma(\omega) \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{b}^\beta(\omega) \\ \mathbf{u}_r^{\delta'}(\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{R_T}(\omega) & \mathbf{S}_{R_T-R}(\omega) \\ \mathbf{S}_{R_R-T}(\omega) & \mathbf{S}_{R_R}(\omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{a}^\beta(\omega) \\ \mathbf{u}_i^{\delta'}(\omega) \end{bmatrix},$$

можна одержати співвідношення, що зв'язують вектори $[\mathbf{b}^\gamma(\nu_n) \quad \mathbf{u}_r^{\delta'}(\nu_n)]^T$ та

$$[\mathbf{x}_L^\alpha(\nu_n) \quad \mathbf{a}^\gamma(\omega_k) \quad \mathbf{u}_i^{\delta'}(\omega_k)]^T$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{b}^\gamma(\nu_n) \\ \mathbf{u}_r^{\delta'}(\nu_n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\alpha}(\nu_n) & \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\gamma}(\nu_n) & \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\delta'}(\nu_n) \\ \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\alpha}(\nu_n) & \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\gamma}(\nu_n) & \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\delta'}(\nu_n) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_L^\alpha(\nu_n) \\ \mathbf{a}^\gamma(\omega_k) \\ \mathbf{u}_i^{\delta'}(\omega_k) \end{bmatrix}, \quad (2.15)$$

де

$$\tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\alpha}(\mathbf{v}_n) = \mathbf{Q}_{TR}^{\gamma\alpha}(\mathbf{v}_n) + \mathbf{Q}_{TR}^{\gamma\beta}(\mathbf{v}_n) \left[\mathbf{S}_{R_T}^{-1}(\mathbf{v}_n) - \mathbf{Q}_{TR}^{\beta\beta}(\mathbf{v}_n) \right]^{-1} \mathbf{Q}_{TR}^{\beta\alpha}(\mathbf{v}_n),$$

$$\tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\gamma}(\mathbf{v}_n) = \mathbf{Q}_{TR}^{\gamma\beta}(\mathbf{v}_n) \left[\mathbf{S}_{R_T}^{-1}(\mathbf{v}_n) - \mathbf{Q}_{TR}^{\beta\beta}(\mathbf{v}_n) \right]^{-1} \mathbf{Q}_{TR}^{\beta\gamma}(\mathbf{v}_n) + \mathbf{Q}_{TR}^{\gamma\gamma}(\mathbf{v}_n),$$

$$\tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta\delta'}(\mathbf{v}_n) = \mathbf{Q}_{TR}^{\gamma\beta}(\mathbf{v}_n) \left[\mathbf{S}_{R_T}^{-1}(\mathbf{v}_n) - \mathbf{Q}_{TR}^{\beta\beta}(\mathbf{v}_n) \right]^{-1} \mathbf{Q}_{TR}^{\beta\alpha}(\mathbf{v}_n) \mathbf{S}_{R_T}^{-1}(\mathbf{v}_n) \mathbf{S}_{R_{T-R}}(\mathbf{v}_n),$$

$$\tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta\alpha}(\mathbf{v}_n) = \mathbf{S}_{R_{R-T}}(\mathbf{v}_n) \mathbf{Q}_{TR}^{\beta\alpha}(\mathbf{v}_n) + \mathbf{S}_{R_{R-T}}(\mathbf{v}_n) \mathbf{Q}_{TR}^{\beta\beta}(\mathbf{v}_n) \left[\mathbf{S}_{R_T}^{-1}(\mathbf{v}_n) - \mathbf{Q}_{TR}^{\beta\beta}(\mathbf{v}_n) \right]^{-1} \mathbf{Q}_{TR}^{\beta\alpha}(\mathbf{v}_n),$$

$$\tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta\gamma}(\mathbf{v}_n) = \mathbf{S}_{R_{R-T}}(\mathbf{v}_n) \mathbf{Q}_{TR}^{\beta\beta}(\mathbf{v}_n) \left[\mathbf{S}_{R_T}^{-1}(\mathbf{v}_n) - \mathbf{Q}_{TR}^{\beta\beta}(\mathbf{v}_n) \right]^{-1} \mathbf{Q}_{TR}^{\beta\gamma}(\mathbf{v}_n) + \mathbf{S}_{R_{R-T}}(\mathbf{v}_n) \mathbf{Q}_{TR}^{\beta\gamma}(\mathbf{v}_n),$$

$$\tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta\delta'}(\mathbf{v}_n) = \mathbf{S}_{R_{R-T}}(\mathbf{v}_n) \mathbf{Q}_{TR}^{\beta\beta}(\mathbf{v}_n) \left[\mathbf{S}_{R_T}^{-1}(\mathbf{v}_n) - \mathbf{Q}_{TR}^{\beta\beta}(\mathbf{v}_n) \right]^{-1} \mathbf{S}_{R_T}^{-1}(\mathbf{v}_n) \mathbf{S}_{R_{T-R}}(\mathbf{v}_n) + \mathbf{S}_{R_R}(\mathbf{v}_n).$$

Рівняння (2.15) є матричним записом системи вихідних рівнянь для системи БПЕ, схема якої приведена на рис. 2.6. Тут і далі \mathbf{v}_n – це множина частот, для яких необхідно визначити вектор вихідних параметрів системи БПЕ й, отже, її зовнішні параметри, а ω_k – частоти вхідних впливів.

Знаючи вектор вхідних параметрів системи БПЕ, можна визначити всі її зовнішні параметри. При цьому необхідно зробити наступні важливі зауваження.

По-перше, співвідношення (2.15), які зв'язують вектор вихідних параметрів і вектори $\mathbf{x}_L^\alpha(\mathbf{v}_n)$, $\mathbf{a}^\gamma(\omega_k)$, $\mathbf{u}_i^{\delta'}(\omega_k)$ є лінійні. У дійсності нелінійна залежність $\mathbf{x}_L^\alpha(\mathbf{v}_n)$ від $\mathbf{a}^\gamma(\omega_k)$ і $\mathbf{u}_i^{\delta'}(\omega_k)$, що описується рівняннями стану, призводить до нелінійної залежності всіх зовнішніх параметрів системи БПЕ від величини вхідних впливів. Тому характеризуючи систему БПЕ значенням того або іншого зовнішнього параметра, необхідно вказати, при яких рівнях зовнішніх впливів отримане дане значення.

По-друге, наявність НЕ призводить до появи в спектрі $\mathbf{x}_L^\alpha(\nu_n)$ на входах лінійної підсхеми (рис. 2.6 перетин $\alpha - \alpha$) нових спектральних складових із частотами ν_n , що не збігаються із частотами вхідних впливів тобто $\nu_n \neq \omega_k$. На цих частотах $\mathbf{a}^\gamma(\nu_n \neq \omega_k) = 0$, $\mathbf{u}_i^{\delta'}(\nu_n \neq \omega_k) = 0$ і (2.15) прийме вид

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}_L^\alpha(\nu_n) \\ \mathbf{b}^\gamma(\nu_n) \\ \mathbf{u}_r^{\delta'}(\nu_n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\alpha\alpha}(\nu_n) \\ \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\alpha}(\nu_n) \\ \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\alpha}(\nu_n) \end{bmatrix} \mathbf{x}_L^\alpha(\nu_n). \quad (2.16)$$

Тому що співвідношення (2.15) та (2.16) отримані для узагальненої схеми системи БПЕ (рис. 2.6), то видно, що будь-яка система БПЕ, до складу антен або антенних трактів якої входять НЕ, є джерелом коливань із частотами $\nu_n \neq \omega_k$. Ці коливання виявляються як на входах багатополосника зовнішніх пристроїв (вектор $\mathbf{b}^\gamma(\nu_n \neq \omega_k)$), так і у вільному просторі у вигляді побічних випромінювань системи (вектор $\mathbf{u}_r^{\delta'}(\nu_n \neq \omega_k)$).

Таким чином визначати зовнішні параметри системи БПЕ потрібно не тільки на частотах вхідних впливів, але й на частотах $\nu_n \neq \omega_k$, що призводить до необхідності характеризувати системи БПЕ більшим числом зовнішніх параметрів.

2.5. Висновки до розділу

1. Показано, що для аналізу та оптимізації систем БПЕ в яких використовуються принципово різні технології безпроводної передачі енергії можна застосувати підхід, в основі якого лежить єдине уявлення, на електродинамічному рівні, про функціонування систем БПЕ широкого класу й призначення. У рамках даного підходу:

- розроблена нелінійна математична модель електродинамічного рівня системи БПЕ, згідно з якою, уся система БПЕ, що включає в загальному

випадку передавальну підсистему, приймальну підсистему (ректену) й систему довільних розсіювачів розглядається як єдина багатовходова антенна система з нелінійними характеристиками;

- отримано рівняння стану системи БПЕ в часовій області;

- обґрунтовано вибір вектора вхідних параметрів системи БПЕ як багатовходової антени з нелінійними характеристиками й запропоновано структурувати його компоненти таким чином, щоб одна із груп вихідних параметрів характеризувала процеси передачі електромагнітної енергії і її перетворення в постійний струм у самій системі (внутрішньосистемні процеси), а друга – процеси електродинамічної взаємодії системи БПЕ з іншими РЕС (міжсистемна взаємодія). Це дозволяє при моделюванні системи БПЕ оцінити її характеристики в умовах одночасного функціонування з РЕС іншого призначення, вирішити задачі з оцінки та забезпечення електромагнітної сумісності, проектувати на фізичному рівні перспективні радіоелектронні системи з одночасною передачею енергії та інформації.

- показано, що характеризуючи систему БПЕ, через наявність в її складі антен з нелінійними характеристиками, значенням того або іншого зовнішнього параметра, необхідно вказати, при яких рівнях зовнішніх впливів отримане дане значення.

- показано, що зовнішні параметри системи БПЕ потрібно визначати не тільки на частотах вхідних впливів (частотах джерел, що входять до складу системи БПЕ (внутрішньосистемні процеси) та частотах зовнішніх джерел (міжсистемна взаємодія)), але й на частотах які виникають при нелінійних перетворюваннях в системі, це призводить до необхідності характеризувати систему БПЕ більшим числом зовнішніх параметрів.

2. Розроблена нелінійна математична модель електродинамічного рівня системи БПЕ дозволяє проводити строгий аналіз та оптимізацію як систем БПЕ широкого класу й призначення в цілому, так і окремих їх підсистем, функціональних блоків та вузлів.

3. МАТРИЦЯ РОЗСІЯННЯ ВИПРОМІНЮВАЛЬНОЇ СТРУКТУРИ СИСТЕМИ БПЕ

У даному розділі визначені параметри математичної моделі системи БПЕ розробленої у розд. 2, а саме, отримані співвідношення для обчислення блоків матриці розсіяння випромінювальної структури системи БПЕ, яка в загальному випадку складається із сукупності випромінювачів (передавальної та приймальної підсистем) довільної конфігурації та розсіювачів.

Наведено фізичний зміст блоків матриці розсіяння випромінювальної структури, стосовно системи БПЕ.

Для визначення блоку матриці розсіяння випромінювальної структури системи БПЕ, що описує внутрішньосистемні процеси використано метод інтегральних рівнянь. Спочатку задача вирішувалась в загальній постановці – передбачалось, що поверхня випромінювальної структури має поверхневий імпеданс з нелінійними властивостями. Для сталого періодичного або майже-періодичного режиму отримано систему нелінійних інтегральних рівнянь (НІР) багатовходових випромінювальних структур. Потім результат розв'язку конкретизувався на випадок системи БПЕ і приводився до вигляду, потрібного для визначення шуканого блоку матриці розсіяння випромінювальної структури системи БПЕ.

Блоки матриці розсіяння, що описують міжсистемну взаємодію були одержати через блок матриці розсіяння, що описує внутрішньосистемні процеси.

Матеріали даного підрозділу опубліковано в роботах [A36, A37, A41].

3.1. Особливості блоків матриці розсіяння випромінювальної структури системи БПЕ

Загальна структурна схема, що дозволяє описувати системи БПЕ широкого класу та призначення, наведена у розд. 2. Окремо розглянемо її

фрагмент – багатополісник поставлений у відповідність випромінювальній структурі системи БПЕ (рис. 3.1).



Рисунок 3.1 – Багатополісник еквівалентний випромінювальній структурі системи БПЕ

Попередньо зробимо наступні зауваження.

По-перше, при формуванні узагальненої нелінійної схеми системи БПЕ було прийнято, що всі елементи з нелінійними властивостями є елементами з зосередженими параметрами і тому вони були виділені в окремий нелінійний багатополісник. Якщо в випромінювальну структуру включено ще і лінійні елементи з зосередженими параметрами, то вони також виділені і віднесені до складу лінійного багатополісника $ЛПС_{TR}$ (рис. 2.6). Це означає, що число входів випромінювальної структури, за допомогою яких вона з'єднується з $ЛПС_{TR}$ визначається як числом реальних навантажень та генераторів системи, так і числом додаткових входів, які призначені для з'єднання безпосередньо включених в випромінювальну структуру зосереджених елементів (лінійних і нелінійних) з лінійною підсхемою.

По-друге, канал поширення електромагнітної енергії між передавальною та приймальною підсистемами системи БПЕ, властивості якого описуються елементами матриці імпедансів випромінювальної структури системи БПЕ, як правило містить втрати (наприклад, втрати в ґрунті, елементах конструкції систем і т.п.). В зв'язку з цим матриця розсіяння випромінювальної структури системи БПЕ визначатиметься як матриця розсіяння випромінювальної структури з втратами, на відміну від роботи [239, 240], в якій втрати в антенній

системі не були враховані. Детальна матрична теорія антенних систем з втратами була розроблена П.Л. Токарським в роботах [244–249]. В них була визначена матриця розсіяння таких антенних систем та проведені їх детальні дослідження. В підрозд. 3.3 запропоновано дещо інший спосіб визначення матриці розсіяння, який враховує специфіку збудження випромінювальної структури системи БПЕ.

У розд. 2 відзначалося, що при об'єднанні в один багатополіусник N_T випромінювачів передавальної антени та N_R випромінювачів ректени системи БПЕ взаємний зв'язок між ними та характеристики каналу поширення електромагнітної енергії враховуються в параметрах об'єданого лінійного прохідного $2(N_\beta + N_{\delta'})$ -поліусника, який описується блоковою матрицею розсіяння $\mathbf{S}_R(\mathbf{v}_n)$ (рис. 3.1), що встановлює зв'язок між векторами $\mathbf{b}^\beta(\mathbf{v}_n) = [\mathbf{b}_T^\beta(\mathbf{v}_n) \quad \mathbf{b}_R^\beta(\mathbf{v}_n)]^T$ та $\mathbf{u}_r^{\delta'}(\mathbf{v}_n) = [\mathbf{u}_{r_T}^{\delta'}(\mathbf{v}_n) \quad \mathbf{u}_{r_R}^{\delta'}(\mathbf{v}_n)]^T$ з одного боку, і векторами $\mathbf{a}^\beta(\mathbf{v}_n) = [\mathbf{a}_T^\beta(\mathbf{v}_n) \quad \mathbf{a}_R^\beta(\mathbf{v}_n)]^T$ та $\mathbf{u}_i^{\delta'}(\omega_k) = [\mathbf{u}_{i_T}^{\delta'}(\omega_k) \quad \mathbf{u}_{i_R}^{\delta'}(\omega_k)]^T$ – з іншого

$$\begin{bmatrix} \mathbf{b}^\beta(\mathbf{v}_n) \\ \mathbf{u}_r^{\delta'}(\mathbf{v}_n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{R_T}(\mathbf{v}_n) & \mathbf{S}_{R_{T-R}}(\mathbf{v}_n) \\ \mathbf{S}_{R_{R-T}}(\mathbf{v}_n) & \mathbf{S}_{R_R}(\mathbf{v}_n) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{a}^\beta(\mathbf{v}_n) \\ \mathbf{u}_i^{\delta'}(\omega_k) \end{bmatrix}. \quad (3.1)$$

Вектори $\mathbf{u}_r^{\delta'}(\mathbf{v}_n)$ та $\mathbf{u}_i^{\delta'}(\omega_k)$ є комплексними амплітудами сферичних взаємо-ортогональних типів хвиль, за допомогою яких досліджувана система взаємодіє з іншими РЕЗ (міжсистемна взаємодія). У розд. 2 відзначалося, що таке подання має тільки одне обмеження – взаємодіючі системи повинні перебувати в дальній зоні одна відносно одної. Що ж стосується передавальної антени та ректени однієї системи (внутрішньосистемні процеси), то вони можуть перебувати на будь-якій відстані, при цьому елементи матриці $\mathbf{S}_R(\mathbf{v}_n)$, а саме її блок $\mathbf{S}_{R_T}(\mathbf{v}_n)$ визначається з розв'язку граничної задачі електродинаміки (див. підрозд. 3.2). Тобто Блок $\mathbf{S}_{R_T}(\mathbf{v}_n)$, який описує при

$\mathbf{u}_i^{\delta'}(\omega_k) = 0$ зв'язок між падаючими та відбитими хвилями на входах випромінювачів можна визначити після обчислення матриці власних і взаємних опорів $\mathbf{Z}(\mathbf{v}_n)$ випромінювальної структури системи БПЕ за відомим співвідношенням [250]:

$$\mathbf{S}_{R_T}(\mathbf{v}_n) = (\mathbf{Z}(\mathbf{v}_n) - \mathbf{E})(\mathbf{Z}(\mathbf{v}_n) + \mathbf{E})^{-1}, \quad (3.2)$$

де \mathbf{E} – одинична матриця.

Перш ніж перейти до визначення блоків матриці розсіяння, визначимо їх фізичний зміст, стосовно системи БПЕ. Перепишемо вираз (3.1) у вигляді

$$\begin{aligned} \mathbf{b}^\beta(\mathbf{v}_n) &= \mathbf{S}_{R_T}(\mathbf{v}_n)\mathbf{a}^\beta(\mathbf{v}_n) + \mathbf{S}_{R_T-R}(\mathbf{v}_n)\mathbf{u}_i^{\delta'}(\omega_k) \\ \mathbf{u}_r^{\delta'}(\mathbf{v}_n) &= \mathbf{S}_{R_R-T}(\mathbf{v}_n)\mathbf{a}^\beta(\mathbf{v}_n) + \mathbf{S}_{R_R}(\mathbf{v}_n)\mathbf{u}_i^{\delta'}(\omega_k) \end{aligned} \quad (3.3)$$

і розглянемо випадок коли $\mathbf{u}_i^{\delta'}(\omega_k) = 0$, тоді

$$\begin{aligned} \mathbf{b}^\beta(\mathbf{v}_n) &= \mathbf{S}_{R_T}(\mathbf{v}_n)\mathbf{a}^\beta(\mathbf{v}_n) \\ \mathbf{u}_r^{\delta'}(\mathbf{v}_n) &= \mathbf{S}_{R_R-T}(\mathbf{v}_n)\mathbf{a}^\beta(\mathbf{v}_n) \end{aligned} \quad (3.4)$$

У формулі (3.4) блок $\mathbf{S}_{R_T}(\mathbf{v}_n)$ матриці розсіяння $\mathbf{S}_R(\mathbf{v}_n)$ описує внутрішньосистемні процеси й має наступну структуру

$$\mathbf{S}_{R_T}(\mathbf{v}_n) = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{R_T}^T(\mathbf{v}_n) & \mathbf{S}_{R_T}^{TR}(\mathbf{v}_n) \\ \mathbf{S}_{R_T}^{RT}(\mathbf{v}_n) & \mathbf{S}_{R_T}^R(\mathbf{v}_n) \end{bmatrix}.$$

$$\text{Враховуючи, що } \mathbf{b}^\beta(\mathbf{v}_n) = [\mathbf{b}_T^\beta(\mathbf{v}_n) \quad \mathbf{b}_R^\beta(\mathbf{v}_n)]^T, \quad \mathbf{a}^\beta(\mathbf{v}_n) = [\mathbf{a}_T^\beta(\mathbf{v}_n) \quad \mathbf{a}_R^\beta(\mathbf{v}_n)]^T$$

перше співвідношення формули (3.4) набуде вигляду

$$\mathbf{b}_T^\beta(\mathbf{v}_n) = \mathbf{S}_{R_T}^T(\mathbf{v}_n)\mathbf{a}_T^\beta(\mathbf{v}_n) + \mathbf{S}_{R_T}^{TR}(\mathbf{v}_n)\mathbf{a}_R^\beta(\mathbf{v}_n)$$

$$\mathbf{b}_R^\beta(\mathbf{v}_n) = \mathbf{S}_{R_T}^{RT}(\mathbf{v}_n)\mathbf{a}_T^\beta(\mathbf{v}_n) + \mathbf{S}_{R_T}^R(\mathbf{v}_n)\mathbf{a}_R^\beta(\mathbf{v}_n),$$

де $\mathbf{S}_{R_T}^T(\mathbf{v}_n)$ – квадратний блок розмірністю $N_T \times N_T$ описує передачу потужності між входами випромінювачів передавальної антенної системи; $\mathbf{S}_{R_T}^R(\mathbf{v}_n)$ – квадратний блок розмірністю $N_R \times N_R$ описує передачу потужності між входами випромінювачів ректенної решітки; $\mathbf{S}_{R_T}^{TR}(\mathbf{v}_n)$ – блок розмірністю $N_T \times N_R$ описує передачу перевипроміненої потужності від ректени до передавальної антени; $\mathbf{S}_{R_T}^{RT}(\mathbf{v}_n)$ – блок розмірністю $N_R \times N_T$ описує передачу потужності від передавальної антени до ректени.

Блок $\mathbf{S}_{R_{R-T}}(\mathbf{v}_n)$ в (3.4) має наступну структуру

$$\mathbf{S}_{R_{R-T}}(\mathbf{v}_n) = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{R_{R-T}}^T(\mathbf{v}_n) & \mathbf{S}_{R_{R-T}}^R(\mathbf{v}_n) \end{bmatrix},$$

тоді друге співвідношення формули (3.4) запишеться у вигляді

$$\mathbf{u}_r^{\delta t}(\mathbf{v}_n) = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{R_{R-T}}^T(\mathbf{v}_n) & \mathbf{S}_{R_{R-T}}^R(\mathbf{v}_n) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{a}_T^\beta(\mathbf{v}_n) \\ \mathbf{a}_R^\beta(\mathbf{v}_n) \end{bmatrix},$$

де $\mathbf{S}_{R_{R-T}}^T(\mathbf{v}_n)$ – блок розмірністю $N_T \times N_T$ визначає поле випромінюване системою БПЕ при різних розподілах збудження випромінювачів передавальної антенної системи; $\mathbf{S}_{R_{R-T}}^R(\mathbf{v}_n)$ – блок розмірністю $N_R \times N_R$ визначає поле випромінюване системою БПЕ при різних розподілах збудження входів ректенної решітки.

При цьому слід зауважити, що поле випромінювання системи БПЕ при збудженні передавальної решітки визначається з врахуванням впливу на неї з боку ректенної решітки і навпаки – поле випромінювання системи БПЕ при

збудженні ректенної решітки визначається з врахуванням впливу на неї передавальної антени.

Розглянемо випадок $\mathbf{a}^\beta(\mathbf{v}_n) = 0$, тоді формула (3.3) набуде вигляду

$$\begin{aligned} \mathbf{b}^\beta(\mathbf{v}_n) &= \mathbf{S}_{R_{T-R}}(\mathbf{v}_n) \mathbf{u}_i^{\delta'}(\omega_k) \\ \mathbf{u}_r^{\delta'}(\mathbf{v}_n) &= \mathbf{S}_{R_R}(\mathbf{v}_n) \mathbf{u}_i^{\delta'}(\omega_k) \end{aligned} \quad (3.5)$$

Блок $\mathbf{S}_{R_{T-R}}(\mathbf{v}_n)$ має наступну структуру

$$\mathbf{S}_{R_{T-R}}(\mathbf{v}_n) = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{R_{T-R}}^T(\mathbf{v}_n) \\ \mathbf{S}_{R_{T-R}}^R(\mathbf{v}_n) \end{bmatrix},$$

Враховуючи, що $\mathbf{u}_r^{\delta'}(\mathbf{v}_n) = \begin{bmatrix} \mathbf{u}_{r_T}^{\delta'}(\mathbf{v}_n) & \mathbf{u}_{r_R}^{\delta'}(\mathbf{v}_n) \end{bmatrix}^T$ та

$\mathbf{u}_i^{\delta'}(\omega_k) = \begin{bmatrix} \mathbf{u}_{i_T}^{\delta'}(\omega_k) & \mathbf{u}_{i_R}^{\delta'}(\omega_k) \end{bmatrix}^T$ перше співвідношення формули (3.5) запишеться у вигляді

$$\begin{aligned} \mathbf{b}_T^\beta(\mathbf{v}_n) &= \mathbf{S}_{R_{T-R}}^T(\mathbf{v}_n) \mathbf{u}_{i_T}^{\delta'}(\omega_k) \\ \mathbf{b}_R^\beta(\mathbf{v}_n) &= \mathbf{S}_{R_{T-R}}^R(\mathbf{v}_n) \mathbf{u}_{i_R}^{\delta'}(\omega_k) \end{aligned}'$$

де $\mathbf{S}_{R_{T-R}}^T(\mathbf{v}_n)$ – блок розмірністю $N_T \times N_T$ характеризує реакцію передавальної антенної решітки на зовнішній позасистемний вплив; $\mathbf{S}_{R_{T-R}}^R(\mathbf{v}_n)$ – блок розмірністю $N_R \times N_R$ характеризує реакцію ректенної решітки на зовнішній позасистемний вплив.

Блок $\mathbf{S}_{R_R}(\mathbf{v}_n)$ в (3.5) розмірністю $N_T \times N_R$ визначає структуру поля, перевипроміненого передавальною антеною та ректеною системи БПЕ для різних падаючих ортогональних сферичних хвиль, які приходять від віддалених джерел (міжсистемна взаємодія).

Таким чином, матриця розсіяння багатополюсника, поставленого у відповідність випромінювальній структурі системи БПЕ має такий вигляд

$$\mathbf{S}_R(\mathbf{v}_n) = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{R_T}^T(\mathbf{v}_n) & \mathbf{S}_{R_T}^{TR}(\mathbf{v}_n) \\ \mathbf{S}_{R_T}^{RT}(\mathbf{v}_n) & \mathbf{S}_{R_T}^R(\mathbf{v}_n) \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{R_{T-R}}^T(\mathbf{v}_n) \\ \mathbf{S}_{R_{T-R}}^R(\mathbf{v}_n) \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{R_{R-T}}^T(\mathbf{v}_n) & \mathbf{S}_{R_{R-T}}^R(\mathbf{v}_n) \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{R_R}(\mathbf{v}_n) \end{bmatrix} \end{bmatrix}. \quad (3.6)$$

3.2. Визначення блоків матриці розсіяння, що описують внутрішньосистемні процеси

В підрозд. 3.1 зазначено, що блоки матриці розсіяння випромінювальної структури системи БПЕ, що описують внутрішньосистемні процеси визначаються через матрицю власних та взаємних опорів $\mathbf{Z}(\mathbf{v}_n)$ випромінювальної структури системи БПЕ за співвідношенням (3.2). В даній постановці задачі для визначення $\mathbf{Z}(\mathbf{v}_n)$ найбільш універсальним та адекватним є метод інтегральних рівнянь. В даному підрозділі спочатку задача вирішувалась в загальній постановці – передбачалось, що поверхня випромінювальної структури має поверхневий імпеданс з нелінійними властивостями. Потім результат розв'язку конкретизувався на випадок системи БПЕ і приводився до вигляду, потрібного для визначення матриці розсіяння її випромінювальної структури.

3.2.1. Інтегральні рівняння випромінювальної структури системи БПЕ

Нижче розглядаються інтегральні рівняння щодо густини поверхневого струму для структур з нелінійним поверхневим імпедансом. Сама процедура їх отримання багато в чому аналогічна процедурі отримання інтегральних рівнянь для лінійних електродинамічних пристроїв, провідники яких мають

поверхневий імпеданс [251]. Істотна відмінність полягає в результаті – отримана система є системою нелінійних інтегральних рівнянь (НІР), що позначається на процедурі її чисельного розв'язку і, зокрема, на переході від інтегральних рівнянь до системи алгебраїчних рівнянь. Тому, отримаємо інтегральні рівняння щодо розподілу густини струму на поверхні провідників структури, не зупиняючись детально на всіх викладках, а особливості чисельного рішення отриманої системи НІР розглянемо більш докладно.

Задача вирішується в такій постановці: в однорідному ізотропному середовищі з параметрами ϵ_a, μ_a розташована система N_{rad} випромінювачів з розподіленою нелінійністю, що являють собою об'єми V_i (рис. 3.2).

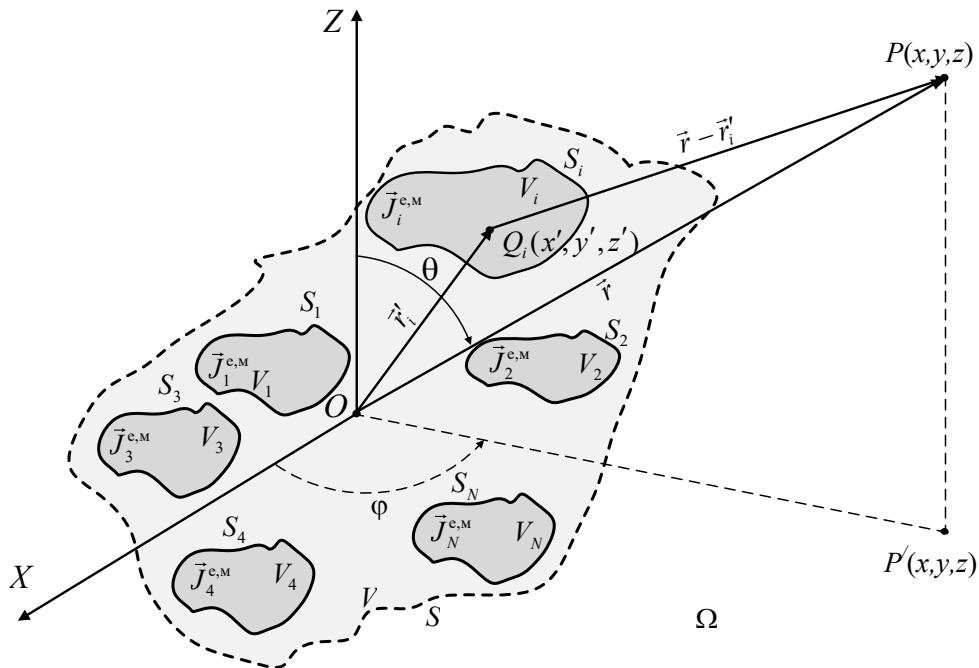


Рисунок 3.2 – Випромінювальна структура системи БПЕ

Випромінювачі збуджуються сторонніми джерелами $\vec{J}_i^{ct,e,m}$ на частотах ω_k ($k = \overline{0, K}$, K – число різних частот зовнішніх сигналів). Ці джерела створюють на поверхні i -го випромінювача в точці q_i напруженості полів $\vec{E}^{ct}(\vec{r}'_i, \omega_k)$, $\vec{H}^{ct}(\vec{r}'_i, \omega_k)$. Потрібно знайти розподіл густини поверхневого струму $\vec{J}_i^{e,m}$ на

поверхні випромінювачів для періодичного або майже-періодичного сталого режиму.

Під випромінювачами з розподіленою нелінійністю будемо мати на увазі тіла, на поверхнях S_i яких виконуються локальні нелінійні граничні умови (НГУ), згідно з якими миттєві значення тангенціальних складових векторів напруженості електричного $\vec{E}(\vec{r}'_i, t)$ і магнітного $\vec{H}(\vec{r}'_i, t)$ полів пов'язані співвідношеннями [252]:

$$\vec{n}(\vec{r}'_i) \times \vec{E}(\vec{r}'_i, t) = \hat{\mathbf{Z}}[\vec{r}'_i, \vec{n}(\vec{r}'_i) \times \vec{H}(\vec{r}'_i, t)] \quad \forall \quad i = \overline{1, N_{rad}}, \quad (3.7)$$

або

$$\vec{J}^m(\vec{r}'_i, t) = -\hat{\mathbf{Z}}[\vec{r}'_i, \vec{J}^e(\vec{r}'_i, t)] \quad \forall \quad i = \overline{1, N_{rad}}. \quad (3.8)$$

Тут: $\vec{n}(\vec{r}'_i)$ – зовнішня нормаль до поверхні тіла в точці \vec{r}'_i ; $\vec{J}^m(\vec{r}'_i, t) = \vec{E}(\vec{r}'_i, t) \times \vec{n}(\vec{r}'_i)$, $\vec{J}^e(\vec{r}'_i, t) = \vec{n}(\vec{r}'_i) \times \vec{H}(\vec{r}'_i, t)$ – миттєві значення еквівалентних поверхневих струмів; $\hat{\mathbf{Z}}[\cdot]$ – нелінійний оператор, що характеризує властивості поверхневого імпедансу. Слід відмітити, що в (3.7) і в (3.8) в операторі $\hat{\mathbf{Z}}[\cdot]$, який описує властивості поверхневого імпедансу, введена залежність від координат. Це зроблено з метою врахування того, що до складу випромінювальних структур можуть входити лінійні і нелінійні елементи як з розподіленими, так і з зосередженими параметрами. Отже, і нелінійні граничні умови повинні враховувати таку можливість.

У загальному випадку, для точного визначення $\hat{\mathbf{Z}}[\cdot]$ необхідно вирішити граничну задачу в строгій постановці. Однак часто в цьому немає необхідності: для низки середовищ з нелінійними властивостями (наприклад, високотемпературні надпровідники [253], метаматеріали з нелінійними

властивостями [254 – 257] та ін.) оператор $\widehat{\mathbf{Z}}[\cdot]$ можна визначити, як і для будь-яких інших еквівалентних граничних умов, на основі розв'язку більш простих (ключових) задач. Тому в подальшому не конкретизуємо вид оператора $\widehat{\mathbf{Z}}[\cdot]$, а використовуємо граничні умови в виді (3.7) або (3.8).

Для вирішення задачі про розподіл струму на поверхні випромінювачів скористаємося запропонованим в [252] методом інтегральних рівнянь, які, в силу нелінійних граничних умов (3.7), (3.8), є нелінійними інтегральними рівняннями. Так як задача нелінійна, в [258] зазначено, що в загальному випадку необхідно оперувати з фізичними величинами – часовими залежностями полів, бо нелінійні операції не можна проводити безпосередньо з комплексними амплітудами. Отже, задача про збудження тіл з НГУ повинна формулюватися та розв'язуватися в просторово-часовій області. Однак в [253] показано, що перехід в просторово-частотну область можливий при аналізі сталого періодичного або майже періодичного режиму збудження з частотами ω_k ($k = \overline{0, K}$, K – число різних частот). В цьому випадку напруженість електричної компоненти стороннього джерела можна записати у вигляді:

$$\vec{E}_i^{\text{ст}}(p, t) = \sum_{k=-K}^K \delta_k \vec{E}_{mi}^{\text{ст}}(p, \omega_k) e^{j\omega_k t}, \quad (3.9)$$

де $\vec{E}_{mi}^{\text{ст}}$ – комплексна амплітуда напруженості електричного поля сторонніх джерел в точці p на частоті ω_k , $\delta_k = 1$, якщо $\omega_k = 0$ і, $\delta_k = 1/2$ якщо $\omega_k \neq 0$.

Відгук нелінійної системи, в якості якого розглядається розподіл густини електричного струму на поверхні випромінювача, визначається на комбінаційних частотах:

$$\nu_n = m_{0n} \omega_0 + m_{1n} \omega_1 + \dots + m_{kn} \omega_k; \quad m_{in} = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, M \quad (3.10)$$

у вигляді:

$$\vec{J}_i^e(q, t) = \sum_{n=-M}^M \delta_n \vec{J}_{mi}^e(q, \nu_n) e^{j\nu_n t}, \quad (3.11)$$

\vec{J}_{mi}^e – комплексна амплітуда густини електричного струму частоти ν_n в точці q на поверхні випромінювача (в подальшому, для скорочення запису, індекс m будемо опускаати).

Узагальнюючи отримані в [252] НІР на систему випромінювачів (рис. 3.2) слід мати на увазі, що в цьому випадку область інтегрування і область точки спостереження являють собою поверхню не одного, а сукупність поверхонь всіх випромінювачів, що входять до випромінювальної системи, але просторово відділені один від одного. В цьому разі система НІР [252] може бути записана наступним чином:

$$\begin{aligned} & \sum_{i=1}^{N_{rad}} \vec{n}_p \times \iint_{S_i} \left\{ -j\nu_n \mu \vec{J}^e(\vec{r}'_i, \nu_n) G_n(\vec{r}, \vec{r}'_i) + \frac{1}{j\nu_n \varepsilon} \text{grad}_p \text{div}_p \left(\vec{J}^e(\vec{r}'_i, \nu_n) G_n(\vec{r}, \vec{r}'_i) \right) - \right. \\ & \left. - \text{rot}_p \left\{ \mathfrak{I}_n \left\{ \hat{\mathbf{Z}} \left[\sum_{n=-M}^M \delta_n \vec{J}^e(\vec{r}'_i, \nu_n) e^{j\nu_n t} \right] \right\} G_n(\vec{r}, \vec{r}'_i) \right\} \right\} dS_i = \\ & = \vec{n}_p \times \vec{E}_i^{\text{ct}}(\vec{r}, \nu_n) \quad \forall \nu_n, \quad n = \overline{-M, M}. \end{aligned} \quad (3.12)$$

Тут \vec{n}_p – орт зовнішньої нормалі до поверхні S_i в точці p , $\vec{J}^e(\vec{r}'_i, \nu_n)$ – комплексна амплітуда розподілу густини поверхневого електричного струму з частотою ν_n на i -му випромінювачі; $G_n(\vec{r}, \vec{r}'_i) = \frac{e^{-jk_n|\vec{r}-\vec{r}'_i|}}{4\pi|\vec{r}-\vec{r}'_i|}$ – функція Гріна вільного простору в частотній області, яка визначається на частоті ν_n ; $k_n = \nu_n/c$ – хвильовий коефіцієнт; M – число комбінаційних частот, що

враховуються при розв'язку НІР; $\mathfrak{F}_n\{\cdot\}$ – оператор перетворення Фур'є, визначений наступним чином

$$\mathfrak{F}\{\bar{y}_0(t)\} = \lim_{T \rightarrow \infty} \left[\frac{1}{T} \int_{-T}^T \bar{y}_0(t) e^{-j\nu_n t} dt \right].$$

Формула (3.12) являє собою систему рівнянь відносно комплексних амплітуд густини поверхневого електричного струму $\vec{J}^e(\vec{r}'_i, \nu_n)$. Кожне рівняння визначено на частоті ν_n , а розмірність системи дорівнює числу частот, що враховуються при розв'язку НІР.

Представимо нелінійний оператор $\hat{\mathbf{Z}}[\cdot]$ у вигляді суми лінійної і нелінійної частин [252], тобто $\hat{\mathbf{Z}}[\cdot] = \hat{\mathbf{Z}}_L[\cdot] + \hat{\mathbf{Z}}_N[\cdot]$. Тоді:

$$\mathfrak{F}_n\{\hat{\mathbf{Z}}[\cdot]\} = \mathfrak{F}_n\{\hat{\mathbf{Z}}_L[\cdot] + \hat{\mathbf{Z}}_N[\cdot]\} = \hat{\mathbf{Z}}_L[\vec{J}^e(p, \nu_n)] + \mathfrak{F}_n\{\hat{\mathbf{Z}}_N[\vec{J}^e(q, t)]\},$$

внаслідок чого (3.12) можна переписати у вигляді

$$\sum_{i=1}^{N_{rad}} \vec{n}_p \times \int_{S_i} \left\{ -j\nu_n \mu \vec{J}^e(\vec{r}'_i, \nu_n) G_n(\vec{r}, \vec{r}'_i) + \frac{1}{j\nu_n \epsilon} \text{grad}_p \text{div}_p (\vec{J}^e(\vec{r}'_i, \nu_n) G_n(\vec{r}, \vec{r}'_i)) - \right. \\ \left. - \text{rot}_p \left\{ \hat{\mathbf{Z}}_L[\vec{J}^e(\vec{r}'_i, \nu_n)] G_n(\vec{r}, \vec{r}'_i) \right\} \right\} dS_i = \vec{n}_p \times \left[\vec{E}_i^{ct}(\vec{r}, \nu_n) + \vec{E}_N(\vec{r}, \nu_n) \right], \quad \forall \nu_n, n = \overline{-M, M},$$

де

$$\vec{E}_N(\vec{r}, \nu_n) = - \sum_{i=1}^{N_{rad}} \vec{n}_p \times \int_{S_i} \text{rot}_p \left\{ \mathfrak{F}_n \left\{ \hat{\mathbf{Z}}_N \left[\sum_{n=-M}^M \delta_n \vec{J}^e(\vec{r}'_i, \nu_n) e^{j\nu_n t} \right] \right\} G_n(\vec{r}, \vec{r}'_i) \right\} dS_i.$$

Видно, що нелінійність $\hat{\mathbf{Z}}[\cdot]$ призвела до появи в НІР доданка $\vec{E}_N(\vec{r}, \nu_n) \neq 0$, який можна інтерпретувати як поле $\vec{E}_N(r, \nu_n)$ додаткових

сторонніх джерел, які збуджують випромінювачі, що містять в своєму складі елементи з нелінійними властивостями. Таким чином, на частотах, які не збігаються з частотами зовнішнього збудження $\vec{E}_N(\vec{r}, \nu_n) \neq 0$ і, отже, $\vec{J}^e(\vec{r}', \nu_n) \neq 0$ при $\nu_n \neq \omega_k$, тобто з'являється відгук структури на побічних частотах. Для частот $\nu_n = \omega_k$ вектор $\vec{E}^{ct}(\vec{r}, \omega_k)$, як поле додаткових джерел, змінює розподіл напруженості стороннього поля $\vec{E}^{ct}(\vec{r}, \omega_k)$ і за рахунок цього змінюється розподіл густини поверхневого струму $\vec{J}^e(\vec{r}', \omega_k)$, що природно веде до зміни зовнішніх характеристик випромінювачів з нелінійними властивостями.

Таким чином, інтегральні рівняння (3.12) характеризують нелінійну систему, яка не може бути безпосередньо описана параметрами розсіяння. Тому, щоб перейти до описання випромінювальної структури за допомогою матриці розсіяння потрібно врахувати особливості структури і належним чином провести перетворення системи (3.12). Однією з таких особливостей, яку потрібно врахувати, це наявність у складі структури елементів з зосередженими параметрами.

У тому випадку, коли в електродинамічну структуру включені елементи з зосередженими параметрами (лінійні або нелінійні), граничні умови повинні враховувати конструктивні особливості їх з'єднання з провідниками структури. При моделюванні найчастіше розглядають місце підключення, наприклад, двополюсників як розрив провідника (рис. 3.3) у вигляді вузької щілини ($\Delta \ll W$). При цьому передбачається, що електричне поле $\vec{E}_{щ}(\vec{r}_k, t)$, створюване падінням напруги на включеному в k -ту щілину зосередженому елементі з характеристикою $u_k(t) = F(i_k(t))$, рівномірно уздовж щілини і має напруженість:

$$\vec{E}_{щ}(\vec{r}_k, t) = \frac{u_k(t)}{\Delta} \vec{e}_l, \quad (3.13)$$

де \vec{r}_k – радіус-вектор довільної точки k -ї щілини; \vec{e}_l – орт вздовж осі l .

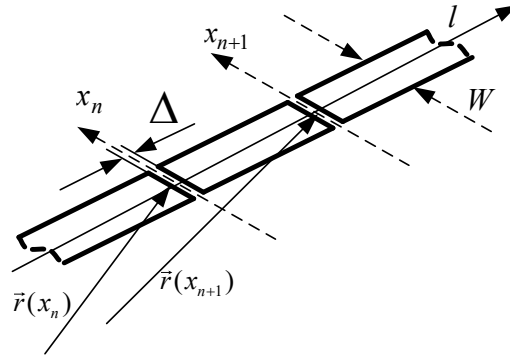


Рисунок 3.3 – Включення зосереджених елементів в структуру випромінювача

Густина струму в перерізі провідника на краях щілини зазвичай вважається рівномірною і рівною

$$\vec{j}_{\text{щ}}(\vec{r}_k, t) = \frac{i_k(t)}{W} \vec{e}_l. \quad (3.14)$$

При такому наближенні в області щілини повинна виконуватися гранична умова:

$$\vec{E}_{\text{щ}}(\vec{r}_k, t) = [\Delta \cdot j_{\text{щ}}]^{-1} F_k[Wj_{\text{щ}}(\vec{r}_k, t)] \vec{j}_{\text{щ}}, \quad (3.15)$$

тобто властивості оператора $\widehat{\mathbf{Z}}[\cdot]$ залежать від характеристик зосереджених елементів, які включені в структуру.

Таким чином, для структури випромінювачів, на поверхнях яких $S = \bigcup_{i=1}^N S_i$ виконуються НГУ та граничні умови (3.15), задача знаходження поверхневих струмів $\vec{J}^e(\vec{r}'_i, v_n)$ зводиться до розв'язку системи інтегральних рівнянь виду (3.12). Отримана система являє собою компонентні рівняння системи випромінювачів.

Зупинимся коротко на процедурі розв'язку отриманої системи рівнянь.

У загальному випадку рішення інтегральних рівнянь навіть для структур з лінійними характеристиками поверхневого імпедансу можливо тільки з використанням чисельних методів [251, 259–266], серед яких найбільшого поширення набув метод моментів, зокрема метод Гальоркіна. Згідно з ним на першому етапі вирішення шуканий розподіл густини струму $\vec{J}^e(\vec{r}'_i, \mathbf{v}_n)$ представляється у вигляді розкладання по деякій системі базисних функцій, а потім вихідне інтегральне рівняння приводиться до системи лінійних алгебраїчних рівнянь [251]. Цей метод для вирішення нелінійних інтегральних рівнянь докладно викладено в [253]. В [253] зазначено, що на відміну від випадку розв'язку лінійних інтегральних рівнянь, для апроксимації шуканого розподілу струму в лінійному операторі і операторі поверхневого імпедансу необхідно використовувати різні системи базисних функцій: $\{\psi_n^{(L)}(\vec{r}'_i, \mathbf{v}_n)\}$ і $\{\psi_n^{(N)}(\vec{r}'_i, \mathbf{v}_n)\}$, відповідно. Індекс "N" відноситься до базисних функцій оператора поверхневого імпедансу підкреслює ту обставину, що в загальному випадку це нелінійний оператор. Таким чином, розподіл струму відшукується у вигляді:

$$\vec{J}^{(L)}(\vec{r}'_i, \mathbf{v}_n) = \sum_{n=1}^M \left[J_{xn}^{(L)}(\mathbf{v}_n) \psi_{xn}^{(L)}(\vec{r}'_i, \mathbf{v}_n) \vec{e}_x + J_{yn}^{(L)}(\mathbf{v}_n) \psi_{yn}^{(L)}(\vec{r}'_i, \mathbf{v}_n) \vec{e}_y \right], \quad (3.16)$$

для лінійного оператора і у вигляді

$$\vec{J}^{(N)}(\vec{r}'_i, \mathbf{v}_n) = \sum_{n=1}^M \left[J_{xn}^{(N)}(\mathbf{v}_n) \psi_{xn}^{(N)}(\vec{r}'_i, \mathbf{v}_n) \vec{e}_x + J_{yn}^{(N)}(\mathbf{v}_n) \psi_{yn}^{(N)}(\vec{r}'_i, \mathbf{v}_n) \vec{e}_y \right], \quad (3.17)$$

для оператора поверхневого імпедансу.

Тут \vec{e}_x, \vec{e}_y – орти вздовж осей x і y місцевої системи координат; $\psi_{xn}^{(L,N)}(\vec{r}'_i, \mathbf{v}_n), \psi_{yn}^{(L,N)}(\vec{r}'_i, \mathbf{v}_n)$ – базисні функції в розкладанні x -ї та y -ї складових густини струму.

Для забезпечення рівності значень густини струму для лінійного $\vec{J}^{(L)}(\vec{r}'_i, \mathbf{v}_n)$ та нелінійного $\vec{J}^{(N)}(\vec{r}'_i, \mathbf{v}_n)$ операторів системи в точках апроксимації вважають, що невідомі коефіцієнти апроксимації в (3.16) і (3.17) однакові [253], тобто:

$$J_{xn}^{(L)}(\mathbf{v}_n) = J_{xn}^{(N)}(\mathbf{v}_n) = J_{xn}(\mathbf{v}_n), \quad J_{yn}^{(L)}(\mathbf{v}_n) = J_{yn}^{(N)}(\mathbf{v}_n) = J_{yn}(\mathbf{v}_n), \quad (3.18)$$

Для вирішення (3.12) скористаємося методом Гальоркіна.

Підставивши (3.16), (3.17) в (3.12), помноживши на вагові функції та проінтегрувавши по поверхні всіх провідників структури i , скориставшись (3.18), отримаємо:

$$\mathbf{Z}(\mathbf{v}_n) \mathbf{J}(\mathbf{v}_n) + \mathfrak{K}[\vec{j}(\vec{r}, t)] = \mathbf{U}_m^{\text{ct}}(\mathbf{v}_n) \quad \forall n = \overline{-N, N}. \quad (3.19)$$

Тут

$$\mathbf{Z}(\mathbf{v}_i) = \begin{bmatrix} \mathbf{Z}^{xx}(\mathbf{v}_n) & \mathbf{Z}^{xy}(\mathbf{v}_n) \\ \mathbf{Z}^{yx}(\mathbf{v}_n) & \mathbf{Z}^{yy}(\mathbf{v}_n) \end{bmatrix}; \quad (3.20)$$

$$\mathfrak{K}[\vec{j}(\vec{r}, t)] = \begin{bmatrix} \mathfrak{K}_x[\vec{j}(\vec{r}, t)] \\ \mathfrak{K}_y[\vec{j}(\vec{r}, t)] \end{bmatrix}; \quad (3.21)$$

$$\mathbf{U}^{\text{ct}}(\mathbf{v}_i) = \begin{bmatrix} \mathbf{U}_x^{\text{ct}}(\mathbf{v}_n) \\ \mathbf{U}_y^{\text{ct}}(\mathbf{v}_n) \end{bmatrix}. \quad (3.22)$$

Елементи матриць та векторів в (3.20) – (3.22) визначаються наступними співвідношеннями:

$$Z_{mn}^{\alpha\beta} = \iint_S \Psi_{xm}^{(L)}(\vec{r}, \mathbf{v}_n) \left\{ \vec{n}_p \times \iint_S \left\{ \begin{aligned} & -j\mathbf{v}_n \mu \Psi_{xn}^{(L)}(\vec{r}', \mathbf{v}_n) G_n(\vec{r}, \vec{r}') + \\ & + \frac{1}{j\mathbf{v}_n \varepsilon} \mathit{grad}_p \mathit{div}_p \left(\Psi_{xn}^{(L)}(\vec{r}', \mathbf{v}_n) G_n(\vec{r}, \vec{r}') \right) \end{aligned} \right\} d|\vec{r}'| d|\vec{r}|, \right. \\ \left. \alpha = x, y; \quad \beta = x, y; \right. \quad (3.23)$$

$$\mathfrak{K}_{(m,n)(x,y)}[\vec{j}(\vec{r}, t)] = - \iint_S \Psi_{(x,y)m}^{(N)}(\vec{r}, \mathbf{v}_n) \times \\ \times \left\{ \vec{n}_p \times \iint_S \mathit{rot}_p \left\{ \mathfrak{S}_n \left\{ \hat{\mathbf{Z}}_N \left[\sum_{n=-M}^M \delta_n \vec{J}^e(\vec{r}', \mathbf{v}_n) e^{j\mathbf{v}_n t} \right] \right\} G_n(\vec{r}, \vec{r}') \right\}_{(x,y)} \right\} d|\vec{r}'| d|\vec{r}|; \quad (3.24)$$

$$U_{m(x,y)}^{\text{ct}}(\mathbf{v}_n) = \iint_S \Psi_{xm}^{(L)}(\vec{r}, \mathbf{v}_n) E_{x,y}^{\text{ct}}(\vec{r}, \mathbf{v}_n) d|\vec{r}|. \quad (3.25)$$

Система рівнянь (3.19) являє собою систему нелінійних алгебраїчних рівнянь відносно невідомих амплітуд комбінаційних складових розподілу густини струму на поверхні провідників структури. Дана система є системою рівнянь гармонійного балансу [267] для нелінійного кола, що являє собою з'єднання нелінійного багатополюсника, описуваного матричним оператором $\mathfrak{K}[\vec{j}(\vec{r}, t)]$, лінійного багатополюсника, описуваного матрицею власних і взаємних опорів $\mathbf{Z}(\mathbf{v}_n)$ і системою незалежних джерел, описуваних вектором $\mathbf{U}^{\text{ct}}(\mathbf{v}_n)$ (рис. 3.4).

Число входів, що з'єднують нелінійний і лінійний багатополюсники дорівнює $2M$. Загальна розмірність системи рівнянь гармонійного балансу для такого кола дорівнює $2M(2N+1)$. Отже, ефективність її рішення, яка в значній мірі визначається розмірністю, залежить від числа входів $2M$, тобто від числа базисних функцій, що апроксимують шуканий розподіл струму. Крім того, вид базисних функцій визначає також і ефективність обчислення елементів матриці

опорів лінійного багатополосника, що також позначається на загальній ефективності вирішення системи (3.19).

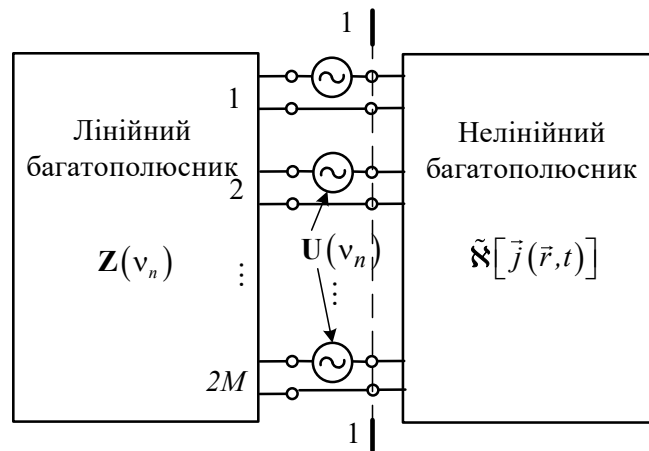


Рисунок 3.4 – Еквівалентна схема багатовходової випромінювальної структури з розподіленою нелінійністю

Для того, щоб остаточно визначити компонентні рівняння для випромінювальної структури системи БПЕ виділимо в операторі поверхневого імпедансу лінійну частину, яка характеризує розподілені його властивості

$$\mathfrak{K}[\vec{j}(\vec{r}, t)] = \tilde{\mathbf{Z}}(\mathbf{v}_n) \vec{J}(\mathbf{v}_n) + \tilde{\mathfrak{K}}[\vec{j}(\vec{r}, t)] \quad (3.26)$$

і запишемо (3.19) наступним чином:

$$(\mathbf{Z}(\mathbf{v}_n) + \tilde{\mathbf{Z}}(\mathbf{v}_n)) \mathbf{J}(\mathbf{v}_n) = \mathbf{U}^{\text{ct}}(\mathbf{v}_n) - \tilde{\mathfrak{K}}[\vec{j}(\vec{r}, t)] \quad \forall n = \overline{-N, N}. \quad (3.27)$$

В співвідношенні (3.27) матриця $\mathbf{Z}(\mathbf{v}_n) + \tilde{\mathbf{Z}}(\mathbf{v}_n)$ характеризує розподілені властивості випромінювальної структури, елементи вектора $\mathbf{U}^{\text{ct}}(\mathbf{v}_n)$ являють собою комплексні амплітуди джерел збудження, які безпосередньо підключені до входів випромінювальної структури, елементи вектора $\tilde{\mathfrak{K}}[\vec{j}(\vec{r}, t)]$ характеризують лінійні та нелінійні елементи з зосередженими параметрами,

які входять до складу випромінювальної структури. Згідно теореми Тевенена вектор $\tilde{\mathfrak{J}}[\vec{j}(\vec{r}, t)]$ можна трактувати як додаткові джерела збудження випромінювальної структури $\mathbf{U}_{add}^{ct}(\mathbf{v}_n)$. Позначимо $\tilde{\mathbf{Z}}(\mathbf{v}_n) = \mathbf{Z}(\mathbf{v}_n) + \tilde{\mathbf{Z}}(\mathbf{v}_n)$, $\tilde{\mathbf{U}}^{ct}(\mathbf{v}_n) = \mathbf{U}^{ct}(\mathbf{v}_n) + \mathbf{U}_{add}^{ct}(\mathbf{v}_n)$. Тоді (3.27) прийме вид:

$$\tilde{\mathbf{Z}}(\mathbf{v}_n)\mathbf{J}(\mathbf{v}_n) = \tilde{\mathbf{U}}^{ct}(\mathbf{v}_n) \quad \forall n = \overline{-N, N}. \quad (3.28)$$

Для узагальненої нелінійної схеми системи БПЕ система рівнянь (3.28) означає, що всі елементи з нелінійними властивостями є елементами з зосередженими параметрами і тому вони були виділені в окремий нелінійний багатополіусник. Якщо в випромінювальну структуру включено ще і лінійні елементи з зосередженими параметрами, то вони також виділені і віднесені до складу лінійного багатополіусника ЛПС_{TR} (рис. 2.6). Це означає, що число входів випромінювальної структури, за допомогою яких вона з'єднується з ЛПС_{TR} визначається як числом реальних навантажень та генераторів системи, так і числом додаткових входів, які призначені для з'єднання безпосередньо включених в випромінювальну структуру зосереджених елементів (лінійних і нелінійних) з лінійною підсхемою.

Перш ніж перейти до визначення матриці розсіяння випромінювальної структури, одержимо матрицю власних та взаємних опорів відносно входів випромінювальної структури.

Для цього упорядкуємо струми та напруги в матрицях-стовпцях $\mathbf{J}(\mathbf{v}_n)$ і $\tilde{\mathbf{U}}^{ct}(\mathbf{v}_n)$ в (3.28) так, щоб їх можна було представити в наступному блоковому виді:

$$\mathbf{J}(\mathbf{v}_n) = (\mathbf{J}_1(\mathbf{v}_n), \mathbf{J}_2(\mathbf{v}_n))^T, \quad \tilde{\mathbf{U}}^{ct}(\mathbf{v}_n) = (\tilde{\mathbf{U}}_1^{ct}(\mathbf{v}_n), \tilde{\mathbf{U}}_2^{ct}(\mathbf{v}_n))^T.$$

Аналогічно розіб'ємо на блоки всю матрицю власних та взаємних опорів базисних функцій:

$$\tilde{\mathbf{Z}}(\mathbf{v}_n) = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{Z}}_{11}(\mathbf{v}_n) & \tilde{\mathbf{Z}}_{12}(\mathbf{v}_n) \\ \tilde{\mathbf{Z}}_{21}(\mathbf{v}_n) & \tilde{\mathbf{Z}}_{22}(\mathbf{v}_n) \end{bmatrix},$$

у результаті чого рівняння (3.28) перетвориться в матрично-блокову рівність

$$\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{Z}}_{11}(\mathbf{v}_n) & \tilde{\mathbf{Z}}_{12}(\mathbf{v}_n) \\ \tilde{\mathbf{Z}}_{21}(\mathbf{v}_n) & \tilde{\mathbf{Z}}_{22}(\mathbf{v}_n) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{J}_1(\mathbf{v}_n) \\ \mathbf{J}_2(\mathbf{v}_n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{U}}_1^{\text{ct}}(\mathbf{v}_n) \\ \tilde{\mathbf{U}}_2^{\text{ct}}(\mathbf{v}_n) \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

В (3.29) у блоках $\mathbf{J}_1(\mathbf{v}_n)$, $\tilde{\mathbf{U}}_1^{\text{ct}}(\mathbf{v}_n)$ і $\tilde{\mathbf{Z}}_{11}(\mathbf{v}_n)$ згруповані величини, що відносяться до елементарних сегментів, клеми яких збігаються з N_{rad} входами самої випромінювальної структури.

Припустимо, що всі входи випромінювальної структури по черзі збуджуються струмом одиничної амплітуди при інших розімкнутих ($J_{mn} = 1$, $n = \overline{1, N}$, $J_{mn} = 0$, $m = \overline{1, N}$, $m \neq n$). Усі ці N_{rad} парціальних розподілів вхідних струмів можна описати одиничною матрицею \mathbf{E} N -го порядку, де кожний її стовпець представляє один з парціальних розподілів. Таким чином, можна вважати, що струми на клемах сегментів, які збігаються зі входами випромінювальної структури, задані:

$$\mathbf{J}_1(\mathbf{v}_n) = \mathbf{E}. \quad (3.30)$$

Оскільки сегменти випромінювальної структури, які не з'єднані з джерелами живлення, лінійними та нелінійними елементами з зосередженими параметрами утворюють неперервну випромінювальну структуру, то напруга $\tilde{\mathbf{U}}_2^{\text{ct}}(\mathbf{v}_n) = 0$. В цьому випадку із (3.29) випливає, що

$$\mathbf{J}_2(\mathbf{v}_n) = -\tilde{\mathbf{Z}}_{22}^{-1}(\mathbf{v}_n) \tilde{\mathbf{Z}}_{21}(\mathbf{v}_n) \mathbf{E}. \quad (3.31)$$

Після цього можна визначити N розподілів амплітуд струмів на клемках усіх сегментів випромінювальної структури у вигляді матриці:

$$\mathbf{J}(\mathbf{v}_n) = (\mathbf{J}_1(\mathbf{v}_n), \mathbf{J}_2(\mathbf{v}_n))^T = (\mathbf{E} \quad \mathbf{H}(\mathbf{v}_n))^T, \quad (3.32)$$

де $\mathbf{H}(\mathbf{v}_n) = \mathbf{J}_2(\mathbf{v}_n) = -\tilde{\mathbf{Z}}_{22}^{-1}(\mathbf{v}_n)\tilde{\mathbf{Z}}_{21}(\mathbf{v}_n)$.

Кожний стовпець матриці $\mathbf{J}(\mathbf{v}_n)$ в (3.32) визначає парціальний розподіл амплітуд струмів на клемках усіх сегментів випромінювальної структури при почерговому збудженні одного з її входів струмом одиничної амплітуди й збереженні режиму холостого входу на інших входах.

Матриця власних та взаємних імпедансів відносно входів випромінювальної структури визначається наступним чином:

$$\tilde{\mathbf{Z}}(\mathbf{v}_n) = \tilde{\mathbf{Z}}_{11}(\mathbf{v}_n) - \tilde{\mathbf{Z}}_{12}(\mathbf{v}_n)\tilde{\mathbf{Z}}_{22}^{-1}(\mathbf{v}_n)\tilde{\mathbf{Z}}_{21}(\mathbf{v}_n). \quad (3.33)$$

Тоді згідно з (3.2) блок матриці розсіяння, що описує внутрішньосистемні процеси визначається наступним чином

$$\mathbf{S}_{R_T}(\mathbf{v}_n) = \left(\tilde{\mathbf{Z}}(\mathbf{v}_n) - \mathbf{E} \right) \left(\tilde{\mathbf{Z}}(\mathbf{v}_n) + \mathbf{E} \right)^{-1}.$$

3.3. Визначення блоків матриці розсіяння, що описують міжсистемну взаємодію

Будемо вважати, що одна група із N_β входів багатополюсника, яка входить у перетин $\beta-\beta$ (рис. 3.1) збігається з реальними входами передавальної та приймальної випромінювальних структур, якими будемо вважати задані площини відліку фаз у лініях передачі. Друга група із N_δ входів

багатоплюсника входить у перетин $\delta' - \delta'$, створена обраними площинами відліку фаз у $N_{\delta'}$ ортогональних каналах вільного простору, яким відповідають $N_{\delta'}$ ортонормованих функцій спрямованості $\vec{e}(\mathbf{v}_n, \theta, \varphi)$ випромінювальної структури системи БПЕ [239]. Умова їх нормування має вигляд:

$$\int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} \vec{e}_l(\mathbf{v}_n, \theta, \varphi) \vec{e}_l^*(\mathbf{v}_n, \theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi = \delta_{lm},$$

де δ_{lm} – символ Кронекера.

Кожній функції $\vec{e}_l(\mathbf{v}_n, \theta, \varphi)$ відповідає певний вектор $\mathbf{a}_l''(\mathbf{v}_n) = [a_{1l}''(\mathbf{v}_n), a_{2l}''(\mathbf{v}_n), \dots, a_{N_{\delta'}l}''(\mathbf{v}_n)]^T$, що характеризує розподіл падаючих хвиль на входах випромінювача, необхідний для створення $\vec{e}_l(\mathbf{v}_n, \theta, \varphi)$. Сукупність векторів $\mathbf{a}_l''(\mathbf{v}_n)$, $\forall l = \overline{1, N_{\delta'}}$ можна записати у вигляді квадратної матриці

$$\mathbf{A}(\mathbf{v}_n) = \begin{bmatrix} a_{11}''(\mathbf{v}_n) & a_{12}''(\mathbf{v}_n) & \dots & a_{1N_{\delta'}}''(\mathbf{v}_n) \\ a_{21}''(\mathbf{v}_n) & a_{22}''(\mathbf{v}_n) & \dots & a_{2N_{\delta'}}''(\mathbf{v}_n) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{N_{\delta'}1}''(\mathbf{v}_n) & a_{N_{\delta'}2}''(\mathbf{v}_n) & \dots & a_{N_{\delta'}N_{\delta'}}''(\mathbf{v}_n) \end{bmatrix}. \quad (3.34)$$

Подібна матриця в [239] названа ортогоналізуючою матрицею струмів. Тому природно дану матрицю назвати ортогоналізуючою матрицею падаючих хвиль.

Таким чином, ортонормовані функції спрямованості випромінювальної структури системи БПЕ $\vec{e}(\mathbf{v}_n, \theta, \varphi)$ можна знайти шляхом ортогоналізації її парціальних функцій спрямованості $\vec{g}(\mathbf{v}_n, \theta, \varphi)$ [239], застосувавши до них наступне матричне перетворення

$$\vec{\mathbf{e}}(\mathbf{v}_n, \theta, \varphi) = \mathbf{A}^T(\mathbf{v}_n) \vec{\mathbf{g}}(\mathbf{v}_n, \theta, \varphi), \quad (3.35)$$

де верхній індекс T позначає операцію транспонування, l -й елемент вектора $\vec{\mathbf{g}}(\mathbf{v}_n, \theta, \varphi)$ являє собою характеристику випромінювача, l -й вхід якого живиться падаючою хвилею одиничної амплітуди $a_l''(\mathbf{v}_n)$, а інші $(N_{\delta} - 1)$ входів навантажені на узгоджені навантаження.

Існує кілька рівноправних визначень $\vec{\mathbf{g}}(\mathbf{v}_n, \theta, \varphi)$, які різняться тільки яким-небудь постійним коефіцієнтом. У нашому випадку вектор $\vec{\mathbf{g}}(\mathbf{v}_n, \theta, \varphi)$ виберемо таким чином, що якщо живити l -й вхід випромінювача, то вектор напруженості випроміненого електричного поля в точці з координатами (r, θ, φ) рівний

$$\vec{E}_l(\mathbf{v}_n, r, \theta, \varphi) = \sqrt{2W_0} a_l''(\mathbf{v}_n) \vec{g}_l(\mathbf{v}_n, \theta, \varphi) \frac{e^{-jk_n r}}{r}, \quad (3.36)$$

де W_0 – хвильовий опір вільного простору.

Якщо ж збудження випромінювача описується вектором $\mathbf{a}^{\beta}(\mathbf{v}_n)$, то

$$\vec{E}(\mathbf{v}_n, r, \theta, \varphi) = \sqrt{2W_0} \mathbf{a}^{\beta T}(\mathbf{v}_n) \vec{\mathbf{g}}(\mathbf{v}_n, \theta, \varphi) \frac{e^{-jk_n r}}{r} = \sqrt{2W_0} \vec{f}(\mathbf{v}_n, \theta, \varphi) \frac{e^{-jk_n r}}{r}, \quad (3.37)$$

де $\vec{f}(\mathbf{v}_n, \theta, \varphi)$ – характеристика спрямованості випромінювача.

Визначимо блоки матриці розсіяння $\mathbf{S}_{R_T-R}(\mathbf{v}_n)$, $\mathbf{S}_{R_R-T}(\mathbf{v}_n)$ і $\mathbf{S}_{R_R}(\mathbf{v}_n)$ (що описують міжсистемну взаємодію) через знайдений вище блок $\mathbf{S}_{R_T}(\mathbf{v}_n)$ і парціальні характеристики спрямованості $\vec{\mathbf{g}}(\mathbf{v}_n, \theta, \varphi)$.

Блоки $\mathbf{S}_{R_T-R}(\mathbf{v}_n)$, $\mathbf{S}_{R_R-T}(\mathbf{v}_n)$ визначимо аналогічно [239]. Для цього розглянемо режим передачі ($\mathbf{u}_i^{\delta}(\omega_k) = 0$ і $\mathbf{b}^{\beta}(\mathbf{v}_n) = \mathbf{S}_{R_T}(\mathbf{v}_n) \mathbf{a}^{\beta}(\mathbf{v}_n)$). Якщо в якості вхідного впливу обрати матрицю $\mathbf{A}(\mathbf{v}_n)$, то

$$\mathbf{E} = \mathbf{S}_{R_{R-T}}(\mathbf{v}_n) \mathbf{A}(\mathbf{v}_n).$$

Звідси

$$\mathbf{S}_{R_{R-T}}(\mathbf{v}_n) = \mathbf{A}^{-1}(\mathbf{v}_n). \quad (3.38)$$

Тому що випромінювачі є лінійними, взаємними пристроями, то в силу принципу взаємності

$$\mathbf{S}_{R_{T-R}}(\mathbf{v}_n) = \mathbf{S}_{R_{R-T}}^T(\mathbf{v}_n) = \left(\mathbf{A}^{-1}(\mathbf{v}_n) \right)^T. \quad (3.39)$$

Щоб знайти з (3.38) і (3.39) блоки $\mathbf{S}_{R_{R-T}}(\mathbf{v}_n)$ та $\mathbf{S}_{R_{T-R}}(\mathbf{v}_n)$, необхідно знати конкретний вид ортогоналізуючої матриці падаючих хвиль. Для цього обчислимо потужність випромінювання, враховуючи (3.35). З однієї сторони

$$\begin{aligned} P_{\Sigma}(\mathbf{v}_n) &= \mathbf{u}_r^{\delta'*}(\mathbf{v}_n) \mathbf{u}_r^{\delta'}(\mathbf{v}_n) = \mathbf{a}^{\beta*}(\mathbf{v}_n) \mathbf{S}_{R_{R-T}}^{*T}(\mathbf{v}_n) \mathbf{S}_{R_{R-T}}(\mathbf{v}_n) \mathbf{a}^{\beta}(\mathbf{v}_n) = \\ &= \mathbf{a}^{\beta*}(\mathbf{v}_n) \left(\mathbf{A}^{-1}(\mathbf{v}_n) \right)^{*T} \mathbf{A}^{-1}(\mathbf{v}_n) \mathbf{a}^{\beta}(\mathbf{v}_n). \end{aligned} \quad (3.40)$$

З іншого боку, скориставшись теоремою Умова-Пойнтинга і співвідношенням (3.37), одержимо

$$\begin{aligned} P_{\Sigma}(\mathbf{v}_n) &= \frac{1}{2W_0} \int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} \vec{E}^*(\mathbf{v}_n) \vec{E}(\mathbf{v}_n) r^2 \sin \theta d\theta d\varphi = \\ &= \mathbf{a}^{\beta*}(\mathbf{v}_n) \left[\int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} \vec{\mathbf{g}}^*(\mathbf{v}_n, \theta, \varphi) \vec{\mathbf{g}}(\mathbf{v}_n, \theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi \right] \mathbf{a}^{\beta}(\mathbf{v}_n) = \\ &= \mathbf{a}^{\beta*}(\mathbf{v}_n) \mathbf{Z}_{\Sigma}(\mathbf{v}_n) \mathbf{a}^{\beta}(\mathbf{v}_n). \end{aligned} \quad (3.41)$$

Тут $\mathbf{Z}_\Sigma(\mathbf{v}_n)$ – квадратна матриця порядку $N_{\mathcal{S}}$ з елементами

$$Z_{\Sigma ml}(\mathbf{v}_n) = \int_0^\pi \int_0^{2\pi} \vec{g}_m^*(\mathbf{v}_n, \theta, \varphi) \vec{g}_l(\mathbf{v}_n, \theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi. \quad (3.42)$$

Порівнюючи (3.40) і (3.41) бачимо, що $\mathbf{Z}_\Sigma(\mathbf{v}_n) = (\mathbf{A}^{-1}(\mathbf{v}_n))^{*T} \mathbf{A}^{-1}(\mathbf{v}_n)$ або

$$\mathbf{A}(\mathbf{v}_n) \mathbf{A}^{*T}(\mathbf{v}_n) = \mathbf{Z}_\Sigma^{-1}(\mathbf{v}_n). \quad (3.43)$$

У загальному випадку, як випливає з (3.41) і (3.42), $\mathbf{Z}_\Sigma(\mathbf{v}_n)$ – ермітова матриця. Для матриці, зворотної $\mathbf{Z}_\Sigma(\mathbf{v}_n)$ справедливе подання [268]

$$\mathbf{Z}_\Sigma^{-1}(\mathbf{v}_n) = \mathbf{T}(\mathbf{v}_n) \left\{ \frac{1}{\Lambda(\mathbf{v}_n)} \right\} \mathbf{T}^T(\mathbf{v}_n), \quad (3.44)$$

де $\left\{ \frac{1}{\Lambda(\mathbf{v}_n)} \right\}$ – діагональна матриця, елементами головної діагоналі якої є величини, зворотні власним числам $\Lambda(\mathbf{v}_n)$ матриці $\mathbf{Z}_\Sigma(\mathbf{v}_n)$; $\mathbf{T}(\mathbf{v}_n)$ – квадратна матриця, складена із власних векторів матриці $\mathbf{Z}_\Sigma(\mathbf{v}_n)$. Підставляючи (3.43) в (3.44) одержимо матричне рівняння відносно $\mathbf{A}(\mathbf{v}_n)$, загальний розв'язок якого має вигляд

$$\mathbf{A}(\mathbf{v}_n) = \mathbf{T}(\mathbf{v}_n) \left\{ \frac{1}{\sqrt{\Lambda(\mathbf{v}_n)}} \right\} \mathbf{U}(\mathbf{v}_n), \quad (3.45)$$

де $\mathbf{U}(\mathbf{v}_n)$ – довільна унітарна матриця.

Отже, для визначення матриці $\mathbf{A}(\mathbf{v}_n)$ необхідно по відомих системах парціальних характеристик спрямованості $\vec{\mathbf{g}}(\mathbf{v}_n, \theta, \varphi)$ знайти матрицю $\mathbf{Z}_\Sigma(\mathbf{v}_n)$, а потім обчислити її власні числа та власні вектори й, нарешті, з (3.45) одержати саму матрицю. Звернувши матрицю $\mathbf{A}(\mathbf{v}_n)$ тим самим визначимо блоки матриці розсіяння $\mathbf{S}_{R_T-R}(\mathbf{v}_n)$ та $\mathbf{S}_{R_R-T}(\mathbf{v}_n)$ випромінювальної структури системи БПЕ.

Визначимо останній блок $\mathbf{S}_{R_R}(\mathbf{v}_n)$ матриці розсіяння випромінювальної структури $\mathbf{S}_R(\mathbf{v}_n)$. Будемо вважати, що у випромінювачах передавальної та приймальної антенних систем є джоулеві втрати, однак у її составі відсутні нелінійні елементи (винесені в нелінійний багатополіусник – НПС_{TR}). Строго говорячи, втрати енергії в елементах конструкції випромінювальної системи, викликані недосконалістю електрофізичних параметрів матеріалів, використовуваних для її виготовлення, є неминучими. Сюди ставляться природні втрати в проводах, ізоляторах, екранах, діелектричних підкладках і т.д. Іншими джерелами втрат у випромінювачах є реактивні та поглинаючі елементи, які останнім часом усе більш часто спеціально вносяться в їхню структуру для досягнення заданих параметрів. Такий спосіб дозволяє розширити робочу смугу частот антенної системи, послабити взаємний зв'язок між її елементами, поліпшити узгодження з генератором [269 – 274]. Відомо, що джоулеві втрати у випромінювачах і системі збудження призводять до зменшення коефіцієнта підсилення антенних решіток і їх ККД, а також до росту рівня власних шумів. Оцінити вплив цих втрат на характеристики систем БПЕ можна тільки у випадку ретельного їхнього коректного врахування при проектуванні її випромінювальної структури.

Розглянемо розсіяння електромагнітних хвиль випромінювачами, навантаженими на багатополіусник з матрицею розсіяння $\mathbf{S}'_L(\mathbf{v}_n)$ (рис. 3.5).

Враховуючи, що $\mathbf{a}^b(\mathbf{v}_n) = \mathbf{S}'_L(\mathbf{v}_n)\mathbf{b}^b(\mathbf{v}_n)$ зі співвідношення (3.3) одержимо зв'язок між амплітудами збіжних і розбіжних хвиль

$$\mathbf{u}_r^{\delta'}(\mathbf{v}_n) = \left(\mathbf{S}_{R_R}(\mathbf{v}_n) + \mathbf{S}_{R_{R-T}}(\mathbf{v}_n) \mathbf{S}'_L(\mathbf{v}_n) (\mathbf{E} - \mathbf{S}_{R_T}(\mathbf{v}_n) \mathbf{S}'_L(\mathbf{v}_n))^{-1} \mathbf{S}_{R_{T-R}}(\mathbf{v}_n) \right) \mathbf{u}_i^{\delta'}(\omega_k). \quad (3.46)$$

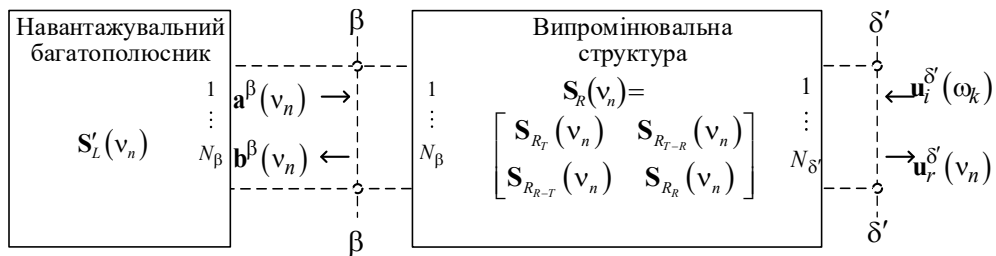


Рисунок 3.5 – До розсіяння електромагнітних хвиль навантаженими випромінювачами

Використовуючи (3.46), запишемо вираз для вектора напруженості перевипроміненого поля $\vec{E}^S(\mathbf{v}_n, r, \theta, \varphi)$

$$\begin{aligned} \vec{E}^S(\mathbf{v}_n, r, \theta, \varphi) &= \sqrt{2W_0} \vec{\mathbf{e}}(\mathbf{v}_n, \theta, \varphi) \mathbf{u}_r^{\delta'}(\mathbf{v}_n) \frac{e^{-jk_n r}}{r} = \sqrt{2W_0} \vec{\mathbf{e}}(\mathbf{v}_n, \theta, \varphi) \times \\ &\times \left(\mathbf{S}_{R_R}(\mathbf{v}_n) + \mathbf{S}_{R_{R-T}}(\mathbf{v}_n) \mathbf{S}'_L(\mathbf{v}_n) (\mathbf{E} - \mathbf{S}_{R_T}(\mathbf{v}_n) \mathbf{S}'_L(\mathbf{v}_n))^{-1} \mathbf{S}_{R_{T-R}}(\mathbf{v}_n) \right) \mathbf{u}_i^{\delta'}(\mathbf{v}_n) \frac{e^{-jk_n r}}{r}. \quad (3.47) \end{aligned}$$

Матриця розсіяння описує тільки "керовану" частину поля перевипромінювання, тобто тільки ту частину поля, яка може бути звернена в нуль належним вибором матриці багатополосника, що навантажує випромінювач [275]. Вважаємо, що $\vec{E}^S(\mathbf{v}_n, r, \theta, \varphi) = 0$ при $\mathbf{S}'_L(\mathbf{v}_n) = \mathbf{S}'_{Lopt}(\mathbf{v}_n)$. Тоді з (3.47) випливає співвідношення для $\mathbf{S}_{R_R}(\mathbf{v}_n)$

$$\mathbf{S}_{R_R}(\mathbf{v}_n) = -\mathbf{S}_{R_{R-T}}(\mathbf{v}_n) \mathbf{S}'_{Lopt}(\mathbf{v}_n) (\mathbf{E} - \mathbf{S}_{R_T}(\mathbf{v}_n) \mathbf{S}'_{Lopt}(\mathbf{v}_n))^{-1} \mathbf{S}_{R_{T-R}}(\mathbf{v}_n). \quad (3.48)$$

Тепер визначимо $\mathbf{S}'_{Lopt}(\mathbf{v}_n)$. Для цього скористаємося наступними міркуваннями. Представимо вектор напруженості електричного поля,

розсіяного випромінювачем, у вигляді суми "керованої" $\vec{E}^S(\mathbf{v}_n)$ і "некерованої" $\vec{E}_{\text{н.к.}}^S(\mathbf{v}_n)$ складових, тобто $\vec{E}_{\Sigma}^S(\mathbf{v}_n) = \vec{E}^S(\mathbf{v}_n) + \vec{E}_{\text{н.к.}}^S(\mathbf{v}_n)$. Потужність випромінювання, що відповідає $\vec{E}_{\Sigma}^S(\mathbf{v}_n)$, рівна

$$\begin{aligned}
 P_{\Sigma}(\mathbf{v}_n) &= \frac{1}{2W_0} \int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} \left(\vec{E}^S(\mathbf{v}_n) + \vec{E}_{\text{н.к.}}^S(\mathbf{v}_n) \right)^* \left(\vec{E}^S(\mathbf{v}_n) + \vec{E}_{\text{н.к.}}^S(\mathbf{v}_n) \right) r^2 \sin \theta d\theta d\varphi = \\
 &= \frac{1}{2W_0} \int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} \left| \vec{E}^S(\mathbf{v}_n) \right|^2 r^2 \sin \theta d\theta d\varphi + \\
 &+ \frac{1}{2W_0} \int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} \left(\vec{E}_{\text{н.к.}}^{S*}(\mathbf{v}_n) \vec{E}^S(\mathbf{v}_n) + \vec{E}^{S*}(\mathbf{v}_i) \vec{E}_{\text{н.к.}}^S(\mathbf{v}_n) \right) r^2 \sin \theta d\theta d\varphi + \\
 &+ \frac{1}{2W_0} \int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} \left| \vec{E}_{\text{н.к.}}^S(\mathbf{v}_n) \right|^2 r^2 \sin \theta d\theta d\varphi \quad (3.49)
 \end{aligned}$$

З отриманого виразу видно, що мінімальне значення $P_{\Sigma}(\mathbf{v}_n)$ відповідає мінімальному значенню $\left| \vec{E}^S(\mathbf{v}_n) \right|$ при постійному $\left| \vec{E}_{\text{н.к.}}^S(\mathbf{v}_n) \right|$. Тому що $\vec{E}_{\text{н.к.}}^S(\mathbf{v}_n)$ не залежить від параметрів навантажувального багатополосника, та при $\mathbf{S}'_L(\mathbf{v}_n) = \mathbf{S}'_{\text{Lopt}}(\mathbf{v}_n)$ виконується рівність $P_{\Sigma}(\mathbf{v}_n) = P_{\Sigma\text{min}}(\mathbf{v}_n)$. Отже, при $\mathbf{S}'_L(\mathbf{v}_n) = \mathbf{S}'_{\text{Lopt}}(\mathbf{v}_n)$ повинно виконуватися

$$P_{\text{в}}(\mathbf{v}_n) = P_{\text{вmax}}(\mathbf{v}_n). \quad (3.50)$$

Тут $P_{\text{в}}(\mathbf{v}_n)$ – повна потужність втрат у випромінювальній структурі (рис. 3.2), що складається з потужності втрат у випромінювачах та потужності, що поглинається в навантажувальному багатополоснику. Щоб знайти $\mathbf{S}'_{\text{Lopt}}(\mathbf{v}_n)$ необхідно обчислити повну потужність втрат $P_{\text{в}}(\mathbf{v}_n)$ залежно від $\mathbf{S}'_L(\mathbf{v}_n)$, а потім, з умови (3.50), визначити значення $\mathbf{S}'_{\text{Lopt}}(\mathbf{v}_n)$. Для цього запишемо загальну систему рівнянь, що описує режим у перетинах $\beta - \beta$ і $\delta' - \delta'$ (рис. 3.1)

$$\begin{cases} \mathbf{b}^\beta(\mathbf{v}_n) = \mathbf{S}_{R_T}(\mathbf{v}_n)\mathbf{a}^\beta(\mathbf{v}_n) + \mathbf{S}_{R_T-R}(\mathbf{v}_n)\mathbf{u}_i^{\delta'}(\omega_k) \\ \mathbf{u}_r^{\delta'}(\mathbf{v}_n) = \mathbf{S}_{R_R-T}(\mathbf{v}_n)\mathbf{a}^\beta(\mathbf{v}_n) + \mathbf{S}_{R_R}(\mathbf{v}_n)\mathbf{u}_i^{\delta'}(\omega_k). \\ \mathbf{a}^\beta(\mathbf{v}_n) = \mathbf{S}'_L(\mathbf{v}_n)\mathbf{b}^\beta(\mathbf{v}_n) \end{cases} \quad (3.51)$$

Потужність $P'_B(\mathbf{v}_n)$, що поглинається в багатополіснику навантаження, рівна

$$\begin{aligned} P'_B(\mathbf{v}_n) &= \mathbf{b}^{\beta*}(\mathbf{v}_n)\mathbf{b}^\beta(\mathbf{v}_n) - \mathbf{a}^{\beta*}(\mathbf{v}_n)\mathbf{a}^\beta(\mathbf{v}_n) = \\ &= \mathbf{b}_0^{\beta*}(\mathbf{v}_n) \left(\mathbf{E} - \mathbf{S}_{R_T}^*(\mathbf{v}_n)\mathbf{S}'_L(\mathbf{v}_n) \right)^{-1T} \left(\mathbf{E} - \mathbf{S}_L'^{*T}(\mathbf{v}_n)\mathbf{S}'_L(\mathbf{v}_n) \right) \times \\ &\quad \times \left(\mathbf{E} - \mathbf{S}_{R_T}(\mathbf{v}_n)\mathbf{S}'_L(\mathbf{v}_n) \right)^{-1} \mathbf{b}_0^\beta(\mathbf{v}_n), \end{aligned} \quad (3.52)$$

де $\mathbf{b}_0^\beta(\mathbf{v}_n) = \mathbf{S}_{R_T-R}(\mathbf{v}_n)\mathbf{u}_i^{\delta'}(\omega_k)$.

Потужність втрат у випромінювачах обчислимо як різницю між потужністю, що надходить в еквівалентний випромінювачам багатополісник з боку входів ($\beta - \beta$), і потужністю випромінювання, відповідної до даного збудження випромінювачів

$$P''_B(\mathbf{v}_n) = \mathbf{a}^{\beta*}(\mathbf{v}_n)\mathbf{a}^\beta(\mathbf{v}_n) - \mathbf{a}^{\beta*}(\mathbf{v}_n)\mathbf{S}_{R_T}^{*T}(\mathbf{v}_n)\mathbf{S}_{R_T}(\mathbf{v}_n)\mathbf{a}^\beta(\mathbf{v}_n) - \mathbf{u}_r^{\delta'*}(\mathbf{v}_n)\mathbf{u}_r^{\delta'}(\mathbf{v}_n). \quad (3.53)$$

Скориставшись (3.41), перепишемо дане співвідношення в більш зручному виді

$$P''_B(\mathbf{v}_n) = \mathbf{a}^{\beta*}(\mathbf{v}_n) \left(\mathbf{E} - \mathbf{S}_{R_T}^{*T}(\mathbf{v}_n)\mathbf{S}_{R_T}(\mathbf{v}_n) - \mathbf{Z}_\Sigma(\mathbf{v}_n) \right) \mathbf{a}^\beta(\mathbf{v}_n). \quad (3.54)$$

Таким чином, повна потужність втрат рівна

$$P_B(\mathbf{v}_n) = \mathbf{b}_0^{\beta*}(\mathbf{v}_n) \left(\mathbf{E} - \mathbf{S}_{R_T}^*(\mathbf{v}_n) \mathbf{S}'_L(\mathbf{v}_n) \right)^{-1T} \left(\mathbf{E} - \mathbf{S}'_L{}^{*T}(\mathbf{v}_n) \mathbf{S}'_L(\mathbf{v}_n) \right) \times \\ \left(\mathbf{E} - \mathbf{S}_{R_T}(\mathbf{v}_n) \mathbf{S}'_L(\mathbf{v}_n) \right)^{-1} \mathbf{b}_0^\beta(\mathbf{v}_n) + \mathbf{a}^{\beta*}(\mathbf{v}_n) \left(\mathbf{E} - \mathbf{S}_{R_T}^{*T}(\mathbf{v}_n) \mathbf{S}_{R_T}(\mathbf{v}_n) - \mathbf{Z}_\Sigma(\mathbf{v}_n) \right) \mathbf{a}^\beta(\mathbf{v}_n). \quad (3.55)$$

Визначення максимуму даного виразу залежно від $\mathbf{S}'_L(\mathbf{v}_n)$ призводить до досить громіздких викладень. Більш простий шлях – знайти його залежно від значення матриці нормованих опорів багатополюсника навантаження $\mathbf{z}'_L(\mathbf{v}_n)$, яка пов'язана зі $\mathbf{S}'_L(\mathbf{v}_n)$ співвідношенням [250]

$$\mathbf{S}'_L(\mathbf{v}_n) = \left(\mathbf{z}'_L(\mathbf{v}_n) + \mathbf{E} \right)^{-1} \left(\mathbf{z}'_L(\mathbf{v}_n) - \mathbf{E} \right). \quad (3.56)$$

Із цією метою перейдемо в (3.55) до матриць нормованих опорів, а вектори $\mathbf{b}_0^\beta(\mathbf{v}_n)$ та $\mathbf{a}^\beta(\mathbf{v}_n)$ виразимо через вектор ЕРС $\mathbf{e}_A(\mathbf{v}_n)$ на входах випромінювачів. Тоді

$$P_B(\mathbf{v}_n) = \frac{1}{2} \mathbf{e}_A^*(\mathbf{v}_n) \left(\mathbf{z}^*(\mathbf{v}_n) + \mathbf{z}'_L(\mathbf{v}_n) \right)^{-1T} \times \\ \times \left(\mathbf{z}'_L{}^{*T}(\mathbf{v}_n) + \mathbf{z}'_L(\mathbf{v}_n) + \mathbf{z}^{*T}(\mathbf{v}_n) + \mathbf{z}(\mathbf{v}_n) - 2\tilde{\mathbf{Z}}_\Sigma(\mathbf{v}_n) \right) \left(\mathbf{z}(\mathbf{v}_n) + \mathbf{z}'_L(\mathbf{v}_n) \right)^{-1} \mathbf{e}_A(\mathbf{v}_n), \quad (3.57)$$

де $\mathbf{z}(\mathbf{v}_n)$ – нормована матриця власних і взаємних опорів випромінювача; $\tilde{\mathbf{Z}}_\Sigma(\mathbf{v}_n) = \left(\mathbf{E} - \mathbf{S}_{R_T}^*(\mathbf{v}_n) \right)^{-1T} \mathbf{A}^{*-1T}(\mathbf{v}_n) \mathbf{A}^{-1}(\mathbf{v}_n) \left(\mathbf{E} - \mathbf{S}_{R_T}(\mathbf{v}_n) \right)^{-1}$. Введемо позначення $\mathbf{z}'(\mathbf{v}_n) = \mathbf{z}(\mathbf{v}_n) + \mathbf{z}'_L(\mathbf{v}_n) - \tilde{\mathbf{Z}}_\Sigma(\mathbf{v}_n)$ та враховуючи, що $\tilde{\mathbf{Z}}_\Sigma(\mathbf{v}_n)$ ермітова матриця, одержимо остаточний вираз для $P_B(\mathbf{v}_n)$:

$$P_B(\mathbf{v}_n) = \frac{1}{2} \mathbf{e}_A^*(\mathbf{v}_n) (\mathbf{z}'^*(\mathbf{v}_n) + \tilde{\mathbf{Z}}_\Sigma^*(\mathbf{v}_n))^{-1T} (\mathbf{z}'^{*T}(\mathbf{v}_n) + \mathbf{z}'(\mathbf{v}_n)) \times$$

$$(\mathbf{z}'(\mathbf{v}_n) + \tilde{\mathbf{Z}}_\Sigma(\mathbf{v}_n)) \mathbf{e}_A(\mathbf{v}_n). \quad (3.58)$$

Співвідношення (3.58) являє собою співвідношення, яке описує передачу потужності від багатополюсника генераторів з матрицею опорів $\tilde{\mathbf{Z}}_\Sigma(\mathbf{v}_n)$ до багатополюсника навантаження з матрицею $\mathbf{z}'(\mathbf{v}_n)$. Умовою максимальної передачі потужності є

$$\mathbf{z}'_{opt}(\mathbf{v}_n) = \tilde{\mathbf{Z}}_\Sigma^{*T}(\mathbf{v}_n) = \tilde{\mathbf{Z}}_\Sigma(\mathbf{v}_n).$$

Отже

$$\mathbf{z}'_{Lopt}(\mathbf{v}_n) = 2\tilde{\mathbf{Z}}_\Sigma(\mathbf{v}_n) - \mathbf{z}(\mathbf{v}_n). \quad (3.59)$$

Підставивши (3.59) в (3.56), а результат в (3.48) одержимо

$$\mathbf{S}_{R_R}(\mathbf{v}_n) = -\mathbf{S}_{R_{R-T}}(\mathbf{v}_n) (2\tilde{\mathbf{Z}}_\Sigma(\mathbf{v}_n) - \mathbf{z}(\mathbf{v}_n) + \mathbf{E})^{-1} (2\tilde{\mathbf{Z}}_\Sigma(\mathbf{v}_n) - \mathbf{z}(\mathbf{v}_n) - \mathbf{E}) \times$$

$$\times (\mathbf{E} - \mathbf{S}_{R_T}(\mathbf{v}_n) (2\tilde{\mathbf{Z}}_\Sigma(\mathbf{v}_n) - \mathbf{z}(\mathbf{v}_n) + \mathbf{E})^{-1} (2\tilde{\mathbf{Z}}_\Sigma(\mathbf{v}_n) - \mathbf{z}(\mathbf{v}_n) - \mathbf{E}))^{-1} \mathbf{S}_{R_{T-R}}(\mathbf{v}_n). \quad (3.60)$$

Таким чином, отримані вирази для визначення всіх блоків матриці розсіяння багатополюсника випромінювальної структури системи БПЕ, необхідні для складання й розв'язку рівнянь стану системи БПЕ і розрахунку її зовнішніх параметрів (див. розд. 4).

3.4. Висновки до розділу

Розроблено загальний обчислювальний алгоритм, що дозволяє проводити електродинамічний аналіз випромінювальних структур систем БПЕ, які складаються із сукупності випромінювачів довільної конфігурації працюючих у режимах передачі, приймання й розсіяння.

1. На основі методу інтегральних рівнянь отримані співвідношення для визначення блоків матриці розсіяння випромінювальної структури системи БПЕ, що дозволило визначити всі параметри математичної моделі системи БПЕ, розробленої у розд. 2.

2. Показано, що блоки матриці розсіяння, які описують міжсистемну взаємодію можна одержати через блок матриці розсіяння, який описує внутрішньосистемні процеси.

3. При визначенні блоків матриці розсіяння випромінювальної структури системи БПЕ були враховані джоулеві втрати в її випромінювачах, що дозволить оцінити їхній вплив на характеристики систем БПЕ на етапі їх комп'ютерного моделювання.

4. Практична значимість отриманих результатів полягає в тому, що вони можуть бути основою для розробки універсальних спеціалізованих систем автоматизованого проектування (САПР), які базуються на строгих підходах, та дозволяють повністю й точно описувати відповідні електродинамічні процеси, що відбуваються в системах БПЕ будь-якого класу та призначення, тобто систем у яких використовуються різні технології безпроводної передачі енергії. Такі пакети САПР дозволять:

- проводити детальний аналіз і оцінку умов функціонування систем БПЕ в складній електромагнітній обстановці, де велике значення має вивчення питань взаємного впливу один на одного їх передавальних та приймальних випромінювальних структур і довільних розсіювачів як штучного так і природного походження (внутрішньосистемна взаємодія);

- здійснювати пошук компромісних варіантів для реалізації як правило суперечливих вимог до характеристик систем БПЕ – забезпечення високих енергетичних характеристик при прийнятних вимогах по біологічній і екологічній безпеці, а також ЕМС (міжсистемна взаємодія);

- значно скоротити дорогі експериментальні дослідження завдяки повному всебічному електродинамічному аналізу нелінійних процесів, що відбуваються в системі БПЕ з врахуванням внутрішніх і зовнішніх факторів.

Узагальнюючи вище сказане, слід зазначити, що побудова математичної моделі системи БПЕ на основі матричних методів у комбінації із правильно організованими електродинамічними дослідженнями є надзвичайно ефективним підходом, що дозволяє вдосконалити процес комп'ютерного моделювання та проектування складних систем БПЕ.

4. РОЗВ'ЯЗОК РІВНЯНЬ СТАНУ. ЗОВНІШНІ ПАРАМЕТРИ СИСТЕМИ БПЕ

В даному розділі вирішені питання, пов'язані з виконанням найбільш трудомісткого етапу аналізу системи БПЕ – етапу визначення змінних стану в частотній області. Запропоновано дворівневий ітераційний алгоритм розв'язання рівнянь стану в частотній області, який істотно розширює можливості чисельних розрахунків. Обговорюються особливості ітераційних процесів обох рівнів.

Отримані співвідношення для визначення зовнішніх параметрів системи БПЕ, що характеризують як внутрішньосистемні, так і міжсистемні взаємодії.

В останньому підрозділі з метою контролю одержаних результатів у теоретичних дослідженнях було проведено порівняльний аналіз розрахункових результатів з відомими з літератури окремими чисельними або експериментальними даними.

Матеріали розділу опубліковані в [A20, A38].

4.1. Дворівневий ітераційний алгоритм розв'язання рівнянь стану в частотній області

Рівняння стану, подібні (2.14), розглядалися раніше при аналізі НВЧ підсилювачів, змішувачів, підсилювачів потужності радіопередавальних пристроїв, найпростіших типів антен з нелінійними елементами. Процес рішення рівнянь виду (2.14) полягає у приведенні їх до більш простої системи нелінійних рівнянь з подальшим вирішенням отриманої системи різного роду ітераційними методами (наприклад, методом Ньютона, або методами, заснованими на мінімізації функцій багатьох змінних). Дані методи відносяться до групи методів гармонійного балансу, або його модифікацій. В даний час ці методи є основою алгоритмів аналізу нелінійного режиму, які реалізовані в сучасних пакетах САПР НВЧ (AWRDE, ANSYS Electronics Desktop, ADS, APlac) і успішно використовуються при моделюванні і проектуванні

різноманітних нелінійних пристроїв НВЧ. Розробники даних пакетів значну увагу приділяють збільшенню швидкодії ітераційного процесу. Однак, орієнтування на розробку пакетів, призначених для аналізу нелінійних схем загального вигляду, не припускало врахування специфічних властивостей лінійних підсхем конкретного класу пристроїв. Тому, як показує практика, алгоритми, засновані на даних методах, дозволяють успішно аналізувати схеми, що містять близько десятка нелінійних елементів, з утриманням при цьому 5...7 спектральних складових струмів або напруг. Безпосереднє застосування згаданих вище методів для аналізу систем БПЕ, які, як правило, містять значну кількість нелінійних елементів, недоцільно, а в низці випадків і неможливо через великий обсяг необхідної оперативної пам'яті ЕОМ і неприйняттого зростання часу обчислень.

Можливості чисельного аналізу можуть бути істотно розширені в разі врахування специфіки АНЕ систем БПЕ (зокрема, ректенних решіток). Однією з таких особливостей є різний зв'язок НЕ, що входять до схеми одного з другим, який визначається видом матриці лінійного багатополіусника системи. Подібні ситуації на практиці зустрічаються досить часто. Для них, ґрунтуючись на ідеї декомпозиції, можна побудувати значно ефективніший алгоритм розв'язання системи (2.14). Надалі ми зупинимося на важливому з практичної точки зору випадку, коли АНЕ системи БПЕ містить тільки двополіусні і триполіусні НЕ (наприклад, напівпровідникові діоди і транзистори).

Ідея декомпозиції полягає в об'єднанні НЕ в окремі групи за ознакою їх зв'язку між собою через лінійну підсхему (лінійний багатополіусник ЛБ). Об'єднання проводиться таким чином, щоб усередині окремих груп містилися так звані "сильнозв'язані" елементи, тобто ті елементи, для яких зміна режиму одного з елементів істотно впливає на режим інших НЕ з даної групи, незначно позначаючись при цьому на режимі нелінійних елементів з інших груп. Це дозволяє організувати дворівневий ітераційний процес розв'язання системи рівнянь гармонійного балансу так, щоб в процесі ітерацій нижнього рівня незалежно визначалися змінні стану, що відносяться до кожної з окремих груп

нелінійних елементів, а їх взаємозв'язок через лінійний багатополіусник ЛБ враховувалася на верхньому рівні ітерацій. Зазначений шлях дозволяє замінити рішення задачі великої розмірності розв'язанням послідовності задач меншої розмірності. Фактично, використання ідеї декомпозиції дозволяє, при однаковій точності одержуваних результатів, аналізувати схеми, що містять НЕ як мінімум в два-три рази більше, ніж це було б можливо при застосуванні однорівневих ітераційних методів. Це дає можливість з використанням персональних комп'ютерів аналізувати нелінійні мікрохвильові пристрої, що містять кілька десятків (а для деяких пристроїв – сотень) нелінійних елементів з урахуванням до десяти-двадцяти спектральних складових на кожному НЕ.

Особливості алгоритму розглянемо на прикладі розв'язання рівнянь стану для пристроїв, що містить тільки двополіусні НЕ. Узагальнення його на випадок коли схема містить як двополіусні, так і триполіусні нелінійні елементи, не являє особливих труднощів, а тільки робить всі викладки більш громіздкими.

Відповідно до ідеї дворівневого ітераційного процесу об'єднаємо ті елементи матриць (що входять в (2.14)), які описують режим довільного l -го та l_1 входів лінійної підсхеми. В цьому разі рівняння (2.14) описує схему, показану на рис. 4.1.

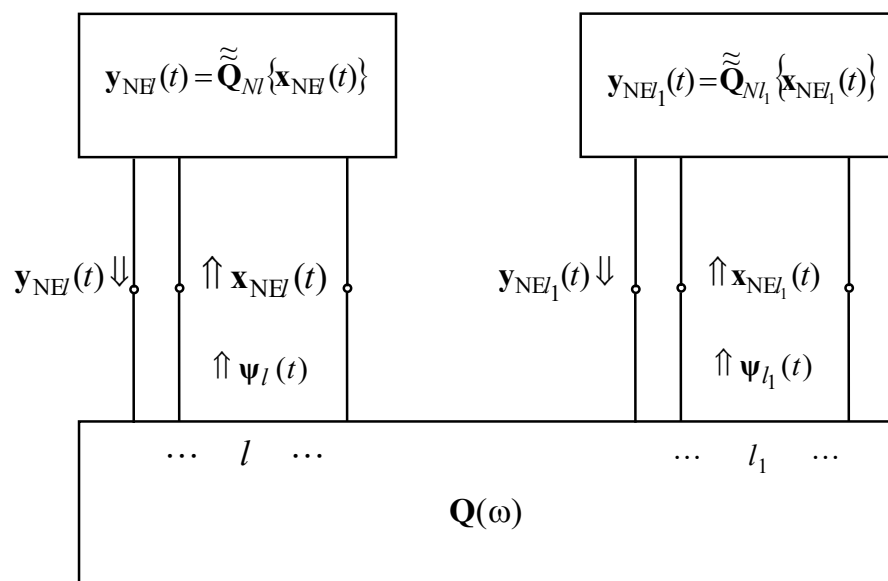


Рисунок 4.1 – До визначення дворівневого ітераційного процесу

Перейдемо в (2.14) до частотної області. При цьому будемо припускати, що в системі існує періодичний або майже періодичний режим, тобто коливання мають дискретний спектр з частотами $-\infty < \nu_n < \infty$. Це зручно зробити, якщо попередньо ввести такі величини

$$\mathbf{f}(t) = \frac{1}{2} \left\{ e^{j\nu_{-N}t}, \dots, e^{j\nu_{-1}t}, 2, e^{j\nu_1t}, \dots, e^{j\nu_Nt} \right\}^T, \quad (4.1)$$

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{x}_l &= \{x_l^\alpha(\nu_{-N}), \dots, x_l^\alpha(\nu_{-1}), x_l^\alpha(0), x_l^\alpha(\nu_1), \dots, x_l^\alpha(\nu_N)\}^T \\ \mathbf{y}_l &= \{y_l^\alpha(\nu_{-N}), \dots, y_l^\alpha(\nu_{-1}), y_l^\alpha(0), y_l^\alpha(\nu_1), \dots, y_l^\alpha(\nu_N)\}^T \\ \mathbf{\Psi}_l &= \{\psi_l^\alpha(\nu_{-N}), \dots, \psi_l^\alpha(\nu_{-1}), \psi_l^\alpha(0), \psi_l^\alpha(\nu_1), \dots, \psi_l^\alpha(\nu_N)\}^T \end{aligned} \right\}, \quad (4.2)$$

$$\{\mathbf{Q}\}_{l_1} = \begin{bmatrix} Q_{l_1}(\nu_{-N}) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Q_{l_1}(\nu_{-1}) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Q_{l_1}(0) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Q_{l_1}(\nu_1) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Q_{l_1}(\nu_N) \end{bmatrix}. \quad (4.3)$$

Тут l, l_1 – номери двополюсних НЕ ($l = \overline{1, M}; l_1 = \overline{1, M}$); \mathbf{x}_l і \mathbf{y}_l – вектори, компонентами яких є комплексні амплітуди гармонік впливу і відгуку на l -му вході ЛБ; M – кількість нелінійних елементів (рівна в даному випадку числу входів лінійної підсхеми в перерізі α – α).

Введені вектори \mathbf{x}_l і \mathbf{y}_l зв'язані між собою співвідношенням:

$$\mathbf{y}_l = \sum_{l_1=1}^M \{\mathbf{Q}\}_{l_1} \mathbf{x}_{l_1} + \mathbf{\Psi}_l, \quad \forall l = \overline{1, M}. \quad (4.4)$$

З використанням співвідношень (4.1) – (4.4) система (2.14) матиме вигляд:

$$\mathbf{f}^T(t)\mathbf{x}_l + \tilde{\mathbf{Q}}_{NI} \left\{ \mathbf{f}^T(t)\{\mathbf{Q}\}_{ll} \mathbf{x}_l + \sum_{\substack{l_1=1 \\ l_1 \neq l}}^M \mathbf{f}^T(t)\{\mathbf{Q}\}_{ll_1} \mathbf{x}_{l_1} + \boldsymbol{\Psi}_l(t) \right\} = 0, \\ \forall l = \overline{1, M} \text{ при } 0 \leq t \leq T. \quad (4.5)$$

Тут $\tilde{\mathbf{Q}}_{NI}$ – нелінійний оператор, що описує зв'язок між впливом і відгуком на клемах l -го нелінійного елемента.

Так як нелінійні елементи, що входять до складу нелінійного багатополюсника, пов'язані між собою тільки через лінійну підсхему (всередині нелінійного багатополюсника зв'язку між елементами немає), то описується цей зв'язок на основній частоті та частотах гармонік тільки другим доданком під знаком оператора $\tilde{\mathbf{Q}}_{NI}$ в (4.5). Ступінь зв'язку визначається як елементами матриць $\{\mathbf{Q}\}_{ll_1}$, ($l \neq l_1$), так і величиною змінних стану (вектором \mathbf{x}_l).

Дворівневий алгоритм рішення (4.5) формулюється наступним чином. Позначимо точне рішення (4.5) через $\tilde{\mathbf{x}}_l$, $l = \overline{1, M}$. Припустимо, що нам відомо наближене рішення системи у вигляді векторів $\mathbf{x}_l^{(k)}$, ($l = \overline{1, M}$). Тоді нове наближення до $\tilde{\mathbf{x}}_l$ можна обчислити, вирішуючи M незалежних рівнянь

$$\mathbf{f}^T(t)\mathbf{x}_l^{(k+1)} + \tilde{\mathbf{Q}}_l \left\{ \mathbf{f}^T(t)\{\mathbf{Q}\}_{ll} \mathbf{x}_l^{(k+1)} + \boldsymbol{\Psi}_l^{(k+1)}(t) \right\} = 0 \quad \forall l = \overline{1, M}, \quad (4.6)$$

де позначено:

$$\boldsymbol{\Psi}_l^{(k+1)}(t) = \boldsymbol{\Psi}_l(t) + \Delta \boldsymbol{\Psi}_l^{(k+1)}(t), \quad (4.7)$$

$$\Delta \Psi_l^{(k+1)}(t) = \sum_{\substack{l_1=1 \\ l_1 \neq l}}^M \mathbf{f}^T(t) \{\mathbf{Q}\}_{ll_1} \mathbf{x}_{l_1}^{(k)}. \quad (4.8)$$

Знаходження послідовності $\mathbf{x}_l^{(k)}$ для $l=0,1,\dots$ являє собою ітераційний процес верхнього рівня. Рішення кожного з рівнянь (4.6) на одній з ітерацій верхнього рівня, тобто визначення $\mathbf{x}_l^{(k)}$ при постійному значенні k , що виконується із застосуванням ітераційних процедур, становить сутність ітераційного процесу нижнього рівня.

Послідовність обчислень згідно даного алгоритму для пристроїв з нелінійними дво полюсниками можна інтерпретувати так. На першому кроці ітерацій ($k=1$) в якості початкового значення приймається $\mathbf{x}_l^{(0)} = 0$, ($l = \overline{1, M}$). Це означає, що при визначенні $\mathbf{x}_l^{(1)}$ l -й вхід багатополюсника ЛБ з'єднаний з відповідним нелінійним елементом, а решта ($M-1$) входів або розімкнуті, або замкнуті, або навантажені на узгоджені навантаження, в залежності від того, якою системою параметрів вони описуються.

Система рівнянь (4.6) при $\mathbf{x}_l^{(0)} = 0$ описує M незалежних між собою кіл, кожне з яких складається з послідовного з'єднання лінійного дво полюсника $Q_{ll}(v_n)$, джерела $\psi_l(t)$ й нелінійного дво полюсника з характеристикою $x_N(t) = \tilde{Q}_{Nl}\{u_N(t)\}$ (рис. 4.2). Розв'язок рівнянь (4.6), здійснюваних на нижньому рівні ітерацій, означає визначення змінних стану $\mathbf{x}_l^{(1)}$ для кожного з таких кіл окремо, незалежно від впливу нелінійних елементів один на одній. У ході подальших ітерацій при розрахунках $\mathbf{x}_l^{(k)}$ до інших ($M-1$) входів замість нелінійних елементів підключаються еквівалентні лінійні джерела $\mathbf{x}_l^{(k)}$. Величина їх вважається відомою з результатів розрахунків на попередній ітерації. Наявність джерел на інших входах багатополюсника ЛБ враховується при розрахунках $\mathbf{x}_l^{(k)}$ введенням у схему (рис. 4.2) джерела $\Delta \Psi_l^{(k)}(t)$.

Величина $\Delta\psi_i^{(k)}(t)$ визначається зі співвідношення (4.8). Таким чином, не тільки для першого, але й для всіх наступних кроків, розрахунки всієї схеми на одній ітерації вищого рівня зводиться до послідовного розрахунку більш простих кіл.

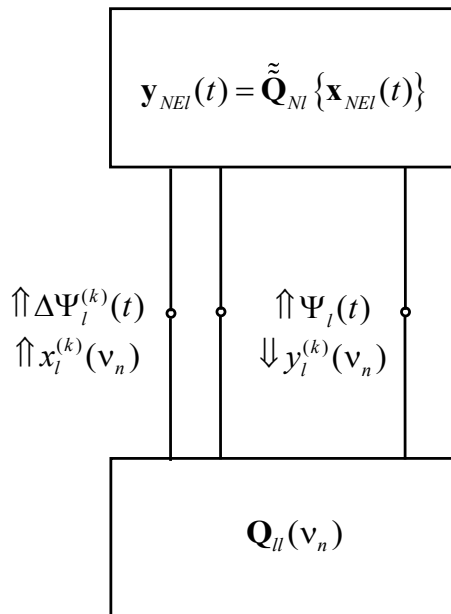


Рисунок 4.2 – Схема, аналіз якої провадиться на нижньому рівні ітераційного процесу

Аналогічно можна представити даний алгоритм і при використанні в схемі триполюсних елементів. У цьому випадку коло, що підлягає розрахункам на нижньому рівні ітерацій містить лінійний триполюсник, описуваний матрицею $\mathbf{Q}_{ll}(v_n)$ нелінійний триполюсний елемент, описуваний, у свою чергу співвідношенням виду

$$\begin{pmatrix} y_{1l}(t) \\ y_{2l}(t) \end{pmatrix} = \tilde{\mathbf{Q}}_{NI} \left\{ \begin{pmatrix} x_{1l}(t) \\ x_{2l}(t) \end{pmatrix} \right\}$$

і джерела $\psi_{1l}(t)$, $\psi_{2l}(t)$, $\Delta\psi_{1l}^{(k)}(t)$, $\Delta\psi_{2l}^{(k)}(t)$.

Якщо в АНЕ системи БПЕ використовуються одночасно двох- і триполюсні нелінійні елементи, то в ході ітерацій нижнього рівня необхідно аналізувати обидва виду раніше розглянутих кіл. Ця обставина трохи ускладнює структуру програм, реалізованих по зазначених алгоритмах, і збільшує час розрахунків, у порівнянні із часом розрахунків схем, що містять тільки двополюсні або тільки триполюсні нелінійні елементи.

4.2. Збіжність ітераційного процесу верхнього рівня

У даному підрозділі розглядаються особливості ітераційного процесу верхнього рівня. Спочатку досліджується питання збіжності ітерацій, визначуваних співвідношенням (4.6). Потім показана можливість побудови такого ітераційного процесу верхнього рівня, який би сходився при довільних параметрах лінійної та нелінійної підсхем. Під збіжністю ітераційного процесу зазвичай розуміється, що

$$\|\mathbf{x}^{(k+1)} - \mathbf{x}^{(k)}\| \rightarrow 0 \text{ при } k \rightarrow \infty. \quad (4.10)$$

Тут $\mathbf{x}^{(k+1)}$, $\mathbf{x}^{(k)}$ – наближені розв'язки системи рівнянь на $(k+1)$ -му і k -му етапах ітерацій.

Перш ніж розглянути умову збіжності ітераційного процесу верхнього рівня покажемо, що в тому випадку, коли ітерації верхнього рівня сходяться, то вони сходяться до точного розв'язку рівняння. Для рівняння (4.6) умова (4.10) призводить до того, що

$$\|\Delta\psi_l^{(k+1)}(t) - \Delta\psi_l^{(k)}(t)\| \rightarrow 0 \text{ при } k \rightarrow \infty, \quad (4.11)$$

якщо тільки норми матриць $\{\mathbf{Q}\}_{ll}$ обмежені. Отже, можна вказати такі $\varepsilon_1 \rightarrow 0$ та $\varepsilon_2 \rightarrow 0$ при $k \rightarrow \infty$, що якщо починаючи з деякого M_ε виконується нерівність

$$\|\Delta\Psi_l^{(k+1)}(t) - \Delta\Psi_l^{(k)}(t)\| < \varepsilon_1, \quad \forall \quad k \geq M_\varepsilon, \quad (4.12)$$

то, у силу неперервності $\tilde{\mathbf{Q}}_{NI}$ також виконується й нерівність

$$\|\tilde{\mathbf{Q}}_{NI} \{\mathbf{f}'(t)\{\mathbf{Q}\}_{II} \mathbf{x}_l^{(k+1)} - \Psi_l^{(k+1)}(t)\} - \tilde{\mathbf{Q}}_{NI} \{\mathbf{f}'(t)\{\mathbf{Q}\}_{II} \mathbf{x}_l^{(k)} - \Psi_l^{(k)}(t)\}\| < \varepsilon_2. \quad (4.13)$$

Тому, якщо послідовність $\mathbf{x}_l^{(k)}$, що обчислюється за (4.6), сходиться при $k \rightarrow \infty$, то вона сходиться до точного розв'язку системи (2.14).

Розглянемо тепер умову збіжності послідовності, що обчислюється за (4.6). Попередньо запишемо більш зручним образом вирази, що характеризують процес ітерацій верхнього рівня. Для цього припустимо, що на $(k+1)$ -й ітерації верхнього рівня з розв'язку рівнянь (4.6) на нижньому рівні ітераційного процесу отримане співвідношення між $x_l^{(k+1)}(t)$ і $y_l^{(k+1)}(t)$. Для стаціонарного режиму його можна записати у вигляді

$$y_l^{(k+1)}(t) = \mathbf{f}^T(t) \mathbf{y}_l^{(k+1)} = -\mathbf{f}^T(t) \{\mathbf{Q}_{NE}\}_l^{(k+1)} \mathbf{x}_l^{(k+1)}, \quad (4.14)$$

тому що на кожній із частот ν_n

$$\mathbf{y}_l^{(k+1)} = -\{\mathbf{Q}_{NE}\}_l^{(k+1)} \mathbf{x}_l^{(k+1)}. \quad (4.15)$$

Тут $\{\mathbf{Q}_{NE}\}_l^{(k+1)}$ – діагональна матриця, елементами якої є параметри l -го НЕ на частоті ν_n .

З іншого боку, з (4.6) з урахуванням (4.7) і (4.8) маємо

$$y_l^{(k+1)}(t) = \mathbf{f}^T(t) \{\mathbf{Q}\}_{II} \mathbf{x}_l^{(k+1)} + \sum_{\substack{l_1=1 \\ l_1 \neq l}}^M \mathbf{f}^T(t) \{\mathbf{Q}\}_{II} \mathbf{x}_{l_1}^{(k)} + \mathbf{f}^T(t) \Psi_l, \quad \forall \quad l = \overline{1, M}. \quad (4.16)$$

З останніх двох рівнянь одержуємо

$$x_l^{(k+1)}(v_n) + \frac{1}{Q_{NEl}^{(k+1)} + Q_{ll}(v_n)} \left\{ \sum_{\substack{l_1=1 \\ l_1 \neq l}}^M Q_{ll_1}(v_n) x_{l_1}^{(k)}(v_n) + \Psi_l(v_n) \right\} = 0, \\ \forall n = \overline{-N, N}; \quad l = \overline{1, M}. \quad (4.17)$$

Використовуючи матричну форму запису перепишемо (4.17) у вигляді

$$\mathbf{x}(v_n)^{(k+1)} = -\{\hat{\mathbf{Q}}'(v_n)\}^{(k+1)} [\hat{\mathbf{Q}}(v_n) \mathbf{x}(v_n)^{(k)} + \mathbf{\Psi}(v_n)] = \\ = \mathbf{B}^{(k)}(v_n) \mathbf{x}(v_n)^{(k)} + \hat{\mathbf{\Psi}}(v_n)^{(k)}, \quad \forall n = \overline{-N, N}. \quad (4.18)$$

Тут $\{\hat{\mathbf{Q}}'(v_n)\}^{(k+1)}$ – діагональна матриця з елементами

$$\hat{Q}'_{ll}(v_n) = \frac{1}{Q_{NEl}^{(k+1)}(v_n) + Q_{ll}(v_n)}, \quad (4.19)$$

$\hat{\mathbf{Q}}(v_n)$ – матриця, одержувана із $\mathbf{Q}_{\alpha\alpha}(v_n)$ заміною елементів головної діагоналі нулями.

Відзначимо одну особливість даних співвідношень. Розв'язок нелінійних рівнянь на нижньому рівні ітерації призвело до того, що на верхньому рівні ітерацій розглядається M незалежних ітераційних процедур. Це дозволяє окремо визначати збіжність по кожній із частотних складових струмів $\mathbf{x}(v_n)^{(k+1)}$. Як показано нижче, збіжність залежить від параметрів лінійної й нелінійної підсхем, а тому збіжність послідовностей $\mathbf{x}(v_n)^{(k+1)}$ для різних v_n буде різною.

Співвідношення (4.18) записані у вигляді, що враховує тільки ітерації верхнього рівня. Вважається, що ітераційний процес нижнього рівня закінчений, у результаті чого отримані співвідношення (4.15).

Видно, що (4.18) являють собою нестационарний ітераційний процес, тобто такий ітераційний процес, для якого елементи матриці $\mathbf{B}^{(k)}(\mathbf{v}_n)$ змінюються від ітерації до ітерації. В [276] показано, що для збіжності даного ітераційного процесу необхідно й достатньо, щоб модулі власних значень матриць $\mathbf{B}^{(k)}(\mathbf{v}_n)$ були менше одиниці для всіх k . Це значить, що для збіжності (4.18) необхідно й достатньо щоб

$$|\Lambda_i^{(k)}| < 1, \quad \forall \quad i = \overline{1, M}; \quad k = 1, 2, \dots, \quad (4.20)$$

де $\Lambda_i^{(k)}$ – власні значення матриці $\mathbf{B}^{(k)}(\mathbf{v}_n)$.

Нерівності (4.20) дають співвідношення між параметрами лінійної та нелінійної підсхем, при яких ітераційний процес сходиться. Наприклад, для схеми, що містить два НЕ, матриця $\mathbf{B}^{(k)}(\mathbf{v}_n)$ має вигляд

$$\mathbf{B}^{(k)}(\mathbf{v}_n) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{Q_{12}}{Q_{11} + Q_{NE1}^{(k+1)}} \\ \frac{Q_{21}}{Q_{22} + Q_{NE2}^{(k+1)}} & 0 \end{bmatrix},$$

а власні значення знаходяться із рівняння

$$\det[\mathbf{B}^{(k)}(\mathbf{v}_n) - \Lambda \mathbf{E}] = \Lambda^2 - \frac{Q_{12}Q_{21}}{(Q_{11} + Q_{NE1}^{(k+1)})(Q_{22} + Q_{NE2}^{(k+1)})} = 0,$$

або

$$\Lambda_{1,2} = \pm \sqrt{\frac{Q_{12}Q_{21}}{(Q_{11} + Q_{NE1}^{(k+1)})(Q_{22} + Q_{NE2}^{(k+1)})}}.$$

Отже, щоб ітераційний процес (4.18) схи́дився, необхідно й достатньо виконання умови

$$\left| \frac{Q_{12}Q_{21}}{(Q_{11} + Q_{NE1}^{(k+1)})(Q_{22} + Q_{NE2}^{(k+1)})} \right| < 1. \quad (4.21)$$

тобто на збіжність ітерацій верхнього рівня значний вплив виявляє величина “зв'язку” між входами ЛПС (значення $|Q_{12}(v_n)|/|Q_{11}(v_n) + Q_{NE1}^{(k+1)}(v_n)|$ й $|Q_{21}(v_n)|/|Q_{22}(v_n) + Q_{NE2}^{(k+1)}(v_n)|$).

Покажемо це на конкретному прикладі збіжності ітерацій верхнього рівня при розв'язку (2.14) для ректенної решітки, що складається із двох ПВЕ (рис. 4.3).

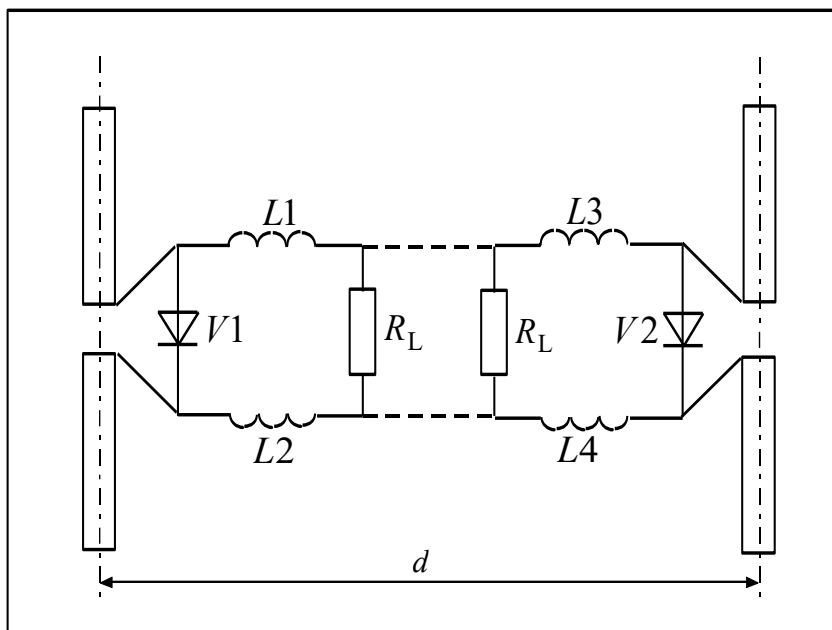


Рисунок 4.3 – Решітка з двох ПВЕ

У ході числових розрахунків передбачалося, що решітка збуджується на частоті $f_0=2,45$ ГГц полем плоскої хвилі із густиною потоку потужності 15 Вт/м^2 , випромінювачі ПВЕ – резонансні симетричні вібратори. Індуктивності в схемі обрані в такий спосіб ($L1=L2=L3=L4 \rightarrow \infty$), щоб перешкоджати проникненню в навантаження струмів із частотами nf_0 , ($n=1,2,\dots$). Нелінійні елементи описувалися залежністю $i_{\text{НЕ}}(t) = \tilde{Q}[u_{\text{НЕ}}(t)]$, а в якості вектора змінних стану $x(v_n)$ був обраний вектор комплексних амплітуд струмів ЛПС у перетині $\alpha-\alpha$, у силу чого для розглянутого прикладу параметри Q мають смисл опорів.

Було розглянуто два варіанти схеми решітки. Перший варіант – одиночні ПВЕ мають роздільні навантаження, гальванічно не зв'язані між собою. У цьому випадку зв'язок між ПВЕ по постійному струму відсутній. Зв'язок на основній частоті й частотах гармонік визначається тільки взаємозв'язком між випромінювачами, тобто відстанню між ними.

На рис. 4.4 для цього варіанта наведена залежність числа ітерацій верхнього рівня $N_{\text{ит}}$, необхідного для розв'язку рівняння (2.14) з точністю $\varepsilon < 10^{-5}$, від відстані між випромінювачами ПВЕ (залежність 1). Видно, що при сильному зв'язку ($d/\lambda < 0,5$) для розв'язку (2.14) необхідно 15...25 ітерацій. Зменшення зв'язку призводить до зменшення $N_{\text{ит}}$. Так, $N_{\text{ит}} = 3...5$ при $1 < d/\lambda < 2,5$, а при $d/\lambda > 2,5$ для досягнення заданої точності потрібно 1...2 ітерації, тобто при $d/\lambda > 2,5$ можна вважати, що взаємний зв'язок у таких решітках не впливає на режими нелінійних елементів. Другий варіант схеми решітки був досліджений, щоб виявити вплив зв'язку по постійному струму на збіжність ітераційного процесу. Цей варіант відрізняється від зазначеного вище тільки наявністю загального для обох ПВЕ опору навантаження (з'єднання ПВЕ показане на рис. 4.3 пунктиром).

Подібна побудова решітки призводить до зміни параметрів лінійної підсхеми по постійному струму. Параметри ЛПС на основній частоті й частотах вищих гармонік не змінюються через те, що $L1=\dots=L4 \rightarrow \infty$. Як показує порівняння наведених на рис. 4.4 залежностей 1 (для першого варіанта схеми) і

2 (для другого варіанта), наявність зв'язку між ПВЕ по постійному струму призводить до погіршення збіжності ітерацій верхнього рівня, особливо при $d/\lambda \leq 0,5$. Так, при $d/\lambda = 0,1$ для розрахунків другого варіанта схеми потрібно 76 ітерацій, у той час як для розрахунків першого варіанта необхідно 15 ітерацій. Зі збільшенням d/λ відмінність зменшується й при $d/\lambda > 1$ для розрахунків решітки із загальним навантаженням потрібно в середньому на дві-три ітерації більше, чим для розрахунків решітки з розділеним навантаженням.

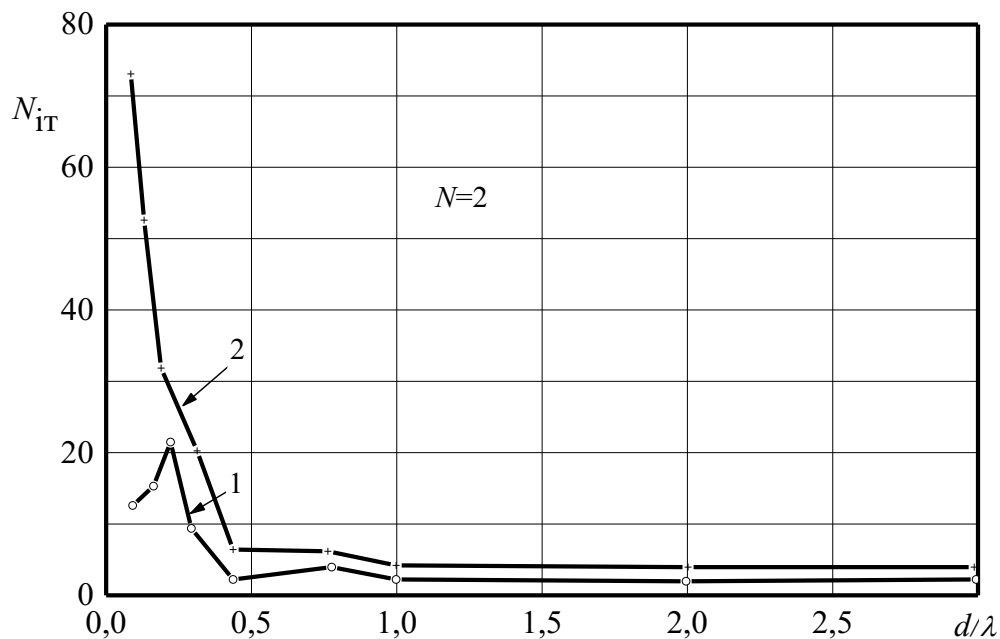


Рисунок 4.4 – Число ітерацій верхнього рівня для двох варіантів решіток ПВЕ

У розглянутому прикладі величина зв'язку між НЕ змінилася за рахунок зміни елементів Q_{12} і Q_{21} матриці ЛПС. Але на збіжність ітерацій, як видно з (4.21), впливають і величини Q_{11} , Q_{22} , $Q_{NE1}^{(k)}$, $Q_{NE2}^{(k)}$, тобто Z_{11} , Z_{22} , $Z_{NE1}^{(k)}$, $Z_{NE2}^{(k)}$. Цим можна розпорядитися з метою забезпечення гарантованої збіжності ітераційного процесу верхнього рівня. Скористаємося наступним штучним прийомом [277, 278]. Будемо вважати, що послідовно l -му входу ЛПС на k -й ітерації верхнього рівня включений опір $-R_l(v_n)$, а щоб компенсувати зміну

режиму схеми послідовно з l -м нелінійним елементом на $(k+1)$ -й ітерації включається опір $R_l(v_n)$ (рис. 4.5).

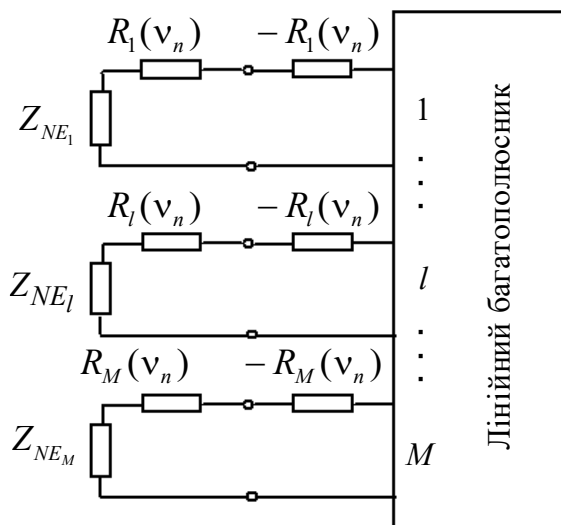


Рисунок 4.5 – До поліпшення збіжності ітераційного процесу верхнього рівня

Включення опорів $\pm R_l(v_n)$ призведе до зміни співвідношення (4.18), яке тепер прийме вигляд

$$\mathbf{x}(v_n)^{(k+1)} = \{\hat{\mathbf{Q}}_1(v_n)\}^{(k+1)} [(\{\mathbf{R}_l(v_n)\}) - \hat{\mathbf{Q}}(v_n)] \mathbf{x}(v_n)^{(k)} - \Psi(v_n). \quad (4.22)$$

Тут $\{\hat{\mathbf{Q}}_1(v_n)\}$ – діагональна матриця з елементами

$$\hat{Q}_{ll}(v_n) = 1/[Q_{ll}(v_n) + Q_{ll}^{(k+1)}(v_n) + R_l(v_n)], \quad (4.23, a)$$

$$\{\mathbf{R}_l(v_n)\} = \begin{bmatrix} R_l(v_n) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & R_l(v_n) & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & R_l(v_n) \end{bmatrix}. \quad (4.23, b)$$

Якщо послідовність $\mathbf{x}^{(k)}$, що обчислюється за (4.22), сходиться, то вона сходиться до точного розв'язку рівняння (4.32), тому що при $\|\mathbf{x}^{(k+1)} - \mathbf{x}^{(k)}\| \rightarrow 0$ співвідношення (4.22) переходить в (4.18), для якого $\mathbf{x}^{(k)} \rightarrow \tilde{\mathbf{x}}$ при $k \rightarrow \infty$.

Покажемо тепер, що ітераційний процес (4.22) належним вибором $R_l(\mathbf{v}_n) > 0$ можна зробити збіжним. Насамперед помітимо, що позадіюганальні елементи матриці

$$\mathbf{B}(\mathbf{v}_n)^{(k)} = \{\hat{\mathbf{Q}}_1(\mathbf{v}_n)\}^{(k+1)} [\{\mathbf{R}_l(\mathbf{v}_n)\} - \hat{\mathbf{Q}}(\mathbf{v}_n)], \quad (4.24)$$

рівні

$$b_{lm} = Q_{lm} / [Q_{ll}(\mathbf{v}_n) + Q_{NEl}^{(k+1)} + R_l(\mathbf{v}_n)],$$

прагнуть до нуля при $R_l(\mathbf{v}_n) \rightarrow \infty$. Таким чином, при $R_l(\mathbf{v}_n) \rightarrow \infty$

$$|\tilde{\Lambda}^{(k)}| \rightarrow |R_l(\mathbf{v}_n) / [Q_{ll}(\mathbf{v}_n) + Q_{NEl}^{(k+1)}(\mathbf{v}_n) + R_l(\mathbf{v}_n)]| < 1, \quad (4.25)$$

якщо тільки $\text{Re}(Q_{ll}(\mathbf{v}_n) + Q_{NEl}^{(k+1)}(\mathbf{v}_n)) > 0$. Тут $\tilde{\Lambda}^{(k)}$ – власні значення матриці $\mathbf{B}(\mathbf{v}_n)^{(k)}$. Остання нерівність є умовою пасивності аналізованої схеми. З наведеного випливає, що для пасивних схем можна вибрати такі $R_l(\mathbf{v}_n) > 0$ ($l = \overline{1, M}$; $n = \overline{-N, N}$), що ітераційний процес верхнього рівня (4.22) буде сходиться при будь-яких співвідношеннях між параметрами лінійної й нелінійної підсхем.

Викладене проілюструємо на найпростішому прикладі збіжності ітерацій верхнього рівня при розрахунках схеми із двома ідентичними НЕ, що мають вольт-амперні характеристики

$$i(t) = au(t) + bu^3(t). \quad (4.26)$$

Розглянемо випадок слабкої нелінійності ($au(t) \gg bu^3(t)$) і припустимо, що елементи матриці власних і взаємних опорів ЛПС не залежать від частоти, а сама матриця рівна

$$\mathbf{Q}_{\alpha\alpha}(\mathbf{v}_n) = \mathbf{Z}_{\alpha\alpha}(\mathbf{v}_n) = \begin{bmatrix} 0,5 & 1 \\ 1 & 0,5 \end{bmatrix}. \quad (4.27)$$

Величину параметра a в (4.26) виберемо таким чином, щоб ітераційний процес (4.18) був розбіжним. Тому що $au \gg bu^3$, то $Q_{NE1}^{(k)} = Q_{NE2}^{(k)} = Q_{NE}^{(k)} \approx a^{-1}$ й для розходимості ітерацій повинна виконуватися умова

$$|\Lambda_1^{(k)}| = |\Lambda_2^{(k)}| = |\Lambda^{(k)}| = \left| \frac{Q_{12}Q_{21}}{(Q_{11} + Q_{NE1}^{(k)})(Q_{22} + Q_{NE2}^{(k)})} \right| \approx \left| \frac{Q_{12}Q_{21}}{(Q_{11} + a^{-1})(Q_{22} + a^{-1})} \right|.$$

Звідси, враховуючи (4.27), одержимо, що для розходимості ітерацій повинно бути $a > 2$. Отже, при $a > 2$ і $Rl > 0$ буде розходитися й ітераційний процес, обумовлений (4.22). Для $a = 2,5$ на рис. 4.6,а наведені залежності числа ітерацій верхнього рівня від $R(\mathbf{v}_n) = R_1(\mathbf{v}_n) = R_2(\mathbf{v}_n)$, отримані для НЕ з різним ступенем нелінійності $b_3 > b_2 > b_1 = 0$ (рівність $b_1 = 0$ означає, що ВАХ, описувана співвідношенням (4.26), лінійна, а збільшення $b > 0$ відповідає збільшенню нелінійності ВАХ).

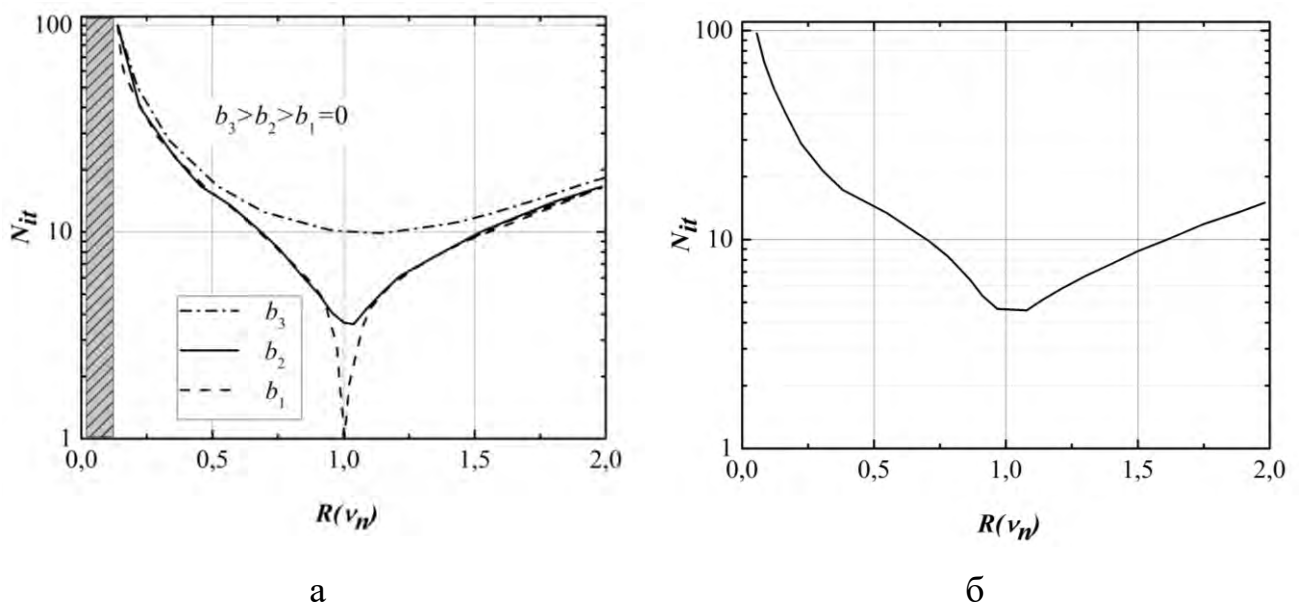


Рисунок 4.6 – Залежність числа ітерацій верхнього рівня від $R(\mathbf{v}_n)$

Заштрихована область при $R(v_n) < 0,08$ відповідає розходимості ітерацій. При $R(v_n) > 0,08$, що обчислюються за (4.22) ітерації верхнього рівня сходяться, а число ітерацій значною мірою залежить від величини $R(v_n)$ й ступеня нелінійності НЕ (коефіцієнта b). Мінімум числа ітерацій для фіксованої величини b спостерігається при тому значенні $R(v_n)$, для якого $|\tilde{\Lambda}_{\max}^{(k)}| \rightarrow \min$. У цьому випадку для лінійних схем ($b=0$) на першій ітерації виходить точний розв'язок (4.32), тому що для них можна вибрати $R(v_n)$ так, щоб $|\tilde{\Lambda}_{\max}| = 0$.

Подальше збільшення $R(v_n)$ призводить до росту числа ітерацій, однак збіжність ітераційного процесу не порушується й при $R(v_n) \rightarrow \infty$. Отже, при використанні на верхньому рівні ітерацій співвідношення (4.22) існує така матриця $\{\mathbf{R}_l(v_n)\}$, для якої $N_{\text{ит}} \rightarrow \min$, чим можна скористатися, щоб прискорити збіжність ітерацій верхнього рівня. На рис. 4.6,б показана залежність числа ітерацій від $R(v_n)$, отримана при аналізі попередньої схеми з нелінійними елементами, ВАХ яких описується (4.26) з $a=1,67$. У цьому випадку ітераційний процес (4.18) сходиться, і для розв'язку (4.32) з точністю 10^{-6} потрібно 168 ітерацій (це відповідає на графіку значенню $N_{\text{ит}}$ при $R(v_n)=0$). Застосовуючи ітераційне співвідношення (4.22) і оптимально вибираючи $R(v_n)$, розв'язок (4.32) з тою же точністю можна одержати за 4 ітерації. При цьому на кожному кроці ітерацій слід визначати значення $R(v_n)$ (у загальному випадку матриці $\{\mathbf{R}_l(v_n)\}$), для яких $|\tilde{\Lambda}_{\max}^{(k)}| \rightarrow \min$, що суттєво збільшує час кожної ітерації. Більш доцільний тому підхід до скорочення $N_{\text{ит}}$, який полягає в наступному. Матриця $\{\mathbf{R}_l(v_n)\}$, що дає мінімум $|\tilde{\Lambda}_{\max}^{(k)}|$, обчислюється на одній з перших ітерацій. Наступні кроки ітераційного процесу проводяться з певної в такий спосіб матрицею $\{\mathbf{R}_l(v_n)\}$. Якщо збіжність ітерацій сповільнилася, то знову визначається $\{\mathbf{R}_l(v_n)\}$ й триває з новою матрицею. При необхідності коректування $\{\mathbf{R}_l(v_n)\}$ може повторюватися кілька раз. І хоча число ітерацій у цьому випадку буде більшим, ніж при визначенні $\{\mathbf{R}_l(v_n)\}$ на кожному кроці

ітераційного процесу, при такому підході можна одержати істотний вигравш у часі обчислень.

4.3. Підвищення ефективності ітераційного процесу верхнього рівня

Зупинимося на питанні ефективності описаного вище алгоритму. Як було помічено раніше, даний алгоритм дозволяє розширити клас аналізованих за його допомогою схем або глибше вивчити їх. Ця обставина пояснюється тим, що при застосуванні для безпосереднього розв'язку рівнянь стану методів із квадратичною швидкістю збіжності (наприклад, методу Ньютонa) потрібний значний об'єм оперативної пам'яті ЕОМ для зберігання матриці Якобі. Збільшення кількості НЕ призводить до того, що для розв'язку рівнянь стану необхідно шукати різні методи, що не вимагають зберігання й обертання матриці Якобі. Як правило, це методи з лінійною швидкістю збіжності. Застосування їх призводить до погіршення швидкодії алгоритмів. У запропонованому алгоритмі на нижньому рівні ітераційного процесу можливе використання методів із квадратичною швидкістю збіжності, тому що розмірність необхідної при цьому матриці Якобі залежить тільки від числа частот, що враховуються при розрахунках, і не залежить від кількості НЕ в схемі. Це вимагає меншого часу рахунку, чим безпосередній розв'язок рівнянь стану (2.14) методами з лінійною швидкістю збіжності. Крім цього існує ще кілька додаткових можливостей збільшення швидкодії запропонованого алгоритму. Розглянемо їх.

Одна з можливостей підвищення ефективності алгоритму заснована на використанні властивостей матриці $\mathbf{Q}_{\alpha\alpha}(\mathbf{v}_n)$. Елементи Q_{ll_1} позадіагональних блоків цієї матриці характеризують ступінь зв'язку між окремими НЕ. Нелінійні елементи з номерами l і l_1 вважаються слабо зв'язаними, тобто незначно впливають один на одного, якщо елементи відповідного позадіагонального блоку близькі до нуля. А якщо ні, то нелінійні елементи вважаються сильно зв'язаними. Ступінь зв'язку між ними значно впливає на збіжність ітераційного

процесу, яка вповільнюється зі збільшенням зв'язку між НЕ. В описаному вище алгоритмі взаємодія між усіма НЕ враховується в ході ітерацій верхнього рівня, що мають лінійну швидкість збіжності. Якщо за ознакою зв'язку розділити нелінійні елементи на групи, то виявляється можливим урахувати взаємодію між сильно зв'язаними елементами на нижньому рівні ітерацій, на якому, як правило, використовуються методи із квадратичною швидкістю збіжності. Це призведе до скорочення часу обчислень за рахунок більш швидкої збіжності ітераційного процесу верхнього рівня, тому що на даному рівні враховується взаємодія тільки слабо зв'язаних елементів. Відзначимо, що питання про те, які з елементів віднести до групи сильно зв'язаних, а які до групи слабо зв'язаних повинен вирішуватися більш конкретно, виходячи із властивостей і параметрів лінійних і нелінійних багатополіусників, що входять до складу досліджуваної системи БПЕ.

Ще одна можливість скорочення часу рахунку полягає в наступному. У деяких випадках може виявитися, що кілька кіл, аналізованих у ході ітерацій нижнього рівня (рис. 4.2), мають ідентичні параметри. У цьому випадку досить одержати розв'язок тільки для одного кола із цієї групи й не аналізувати інші на даній ітерації верхнього рівня, що скорочує час ітерацій верхнього рівня й, як результат, загальний час обчислень.

Наступна можливість збільшення швидкодії алгоритму полягає в тому, що, як правило, ступінь зв'язку НЕ через лінійну схему виявляється різною. Це призводить до ситуації, коли на $(k+1)$ -й ітерації верхнього рівня для деяких з кіл, аналізованих на нижньому рівні ітераційного процесу, значення $\Delta\psi_i^{(k+1)}(t)$ незначне відрізняється від $\Delta\psi_i^{(k)}(t)$, отриманого на попередньому етапі. У цьому випадку розраховувати це коло немає необхідності. Тобто, якщо

$$\frac{\|\Delta\psi_i^{(k+1)}(t) - \Delta\psi_i^{(k)}(t)\|}{\|\Delta\psi_i^{(k+1)}(t)\|} \ll 1,$$

то замість аналізу кола з l -м нелінійним елементом, на $(k+1)$ етапі ітерацій верхнього рівня досить скористатися для цього кола результатами попереднього k -го етапу. Тим самим збільшується загальна швидкодія алгоритму за рахунок скорочення числа кіл, аналізованих на верхньому рівні ітераційного процесу.

Ще одна можливість збільшення швидкодії алгоритму полягає в тому, що іноді не має смислу вирішувати рівняння (4.6) на нижньому рівні ітерацій з точністю, що значно перевищує точність поточної ітерації верхнього рівня, а необхідно тільки щоб точність ітераційних процесів нижнього рівня трохи перевищувала точність поточної ітерації верхнього рівня. У цілому ряді випадків це призводить до скорочення числа ітерацій нижнього рівня й, як результат, до скорочення загального часу обчислень.

Описаний вище алгоритм розв'язку рівнянь стану придатний для аналізу досить широкого класу АНЕ систем БПЭ й при його розробці на вид матриць, що описують лінійну підсхему, не накладалося ніяких обмежень.

Однак урахування особливостей, властивих матрицям ЛБ деяких типів антен з нелінійними багатополіусниками, які входять до складу систем БПЭ, дозволяє в ряді випадків підвищити ефективність розв'язку рівнянь стану. Особливо помітне збільшення ефективності розв'язку рівнянь стану можна одержати, коли матриця лінійного багатополіусника є нескінченномірною блочно-блочно-тепліцевою матрицею, а зовнішній вплив на систему можна представити у вигляді збудження системою джерел з подвійною періодичністю. Цей випадок характерний для аналізу великоапертурних ректенних решіток і буде докладно розглянутий в 6 розділі роботи.

На закінчення даного підрозділу відзначимо, що спільне використання описаних можливостей підвищення швидкодії алгоритму дозволяє суттєво скоротити час розрахунків на ЕОМ, що у свою чергу, або розширює клас аналізованих систем БПЭ, або дає можливість більш точного їхнього дослідження за рахунок утримання в ході розрахунків великого числа гармонійних складових струмів або напруг на НЕ.

На цьому закінчимо розгляд ітераційного процесу верхнього рівня. Для розв'язку рівнянь стану на нижньому рівні ітераційного процесу можна використовувати добре розроблені методи із квадратичною швидкістю збіжності.

Описаний дворівневий алгоритм розв'язку рівнянь стани був покладений в основу розробленого на кафедрі КРiСТЗi ХНУРЕ пакета програм VEGA_D. Пакет реалізований мовою FORTRAN-90 і протестований шляхом порівняння результатів, отриманих за його допомогою, і результатів, отриманих за допомогою пакета AWRDE. Для всіх тестових завдань (аналізувалися приймально-випрямні елементи ректен) отриманий практично повний збіг результатів, що свідчить про їхню достовірність.

4.4. Зовнішні параметри систем безпроводної передачі енергії

У даному підрозділі викладено останній етап побудови математичної моделі систем БПЕ, а саме – визначення їх зовнішніх параметрів, які описують міжсистемну взаємодію та внутрішньосистемні процеси.

Показано, що при проектуванні систем БПЕ необхідно враховувати, той факт, що зовнішні параметри системи БПЕ визначаються не тільки параметрами джерел (генераторів), що входять до складу системи БПЕ, але й параметрами джерел зовнішніх радіоелектронних засобів, а також полями, що виникають при нелінійних перетвореннях у самій системі БПЕ і визначаються вектором змінних стану.

4.4.1. Параметри, що описують міжсистемну взаємодію

У розд. 2 було відзначено, що через наявність у складі системи БПЕ елементів з нелінійними характеристиками, визначати її зовнішні параметри потрібно не тільки на частотах вхідних впливів ω_k , але й на частотах $\nu_n \neq \omega_k$,

що призводить до необхідності характеризувати системи БПЕ більшим числом зовнішніх параметрів.

Зовнішні параметри системи БПЕ, що характеризують її зв'язок з іншими радіоелектронними системами (міжсистемна взаємодія) визначимо використовуючи результати отримані у розд. 2. та розд. 3.

Напруженість електричного поля в дальній зоні визначається наступним чином:

$$\vec{E}(v_n, r, \theta, \varphi) = \sqrt{2W_0} \vec{e}^T(v_n, \theta, \varphi) \mathbf{u}_r^{\delta'}(v_n) \frac{e^{-jk_n r}}{r}, \quad (4.28)$$

де W_0 – хвильовий опір вільного простору; $\vec{e}(v_n, \theta, \varphi)$ – ортонормовані функції спрямованості випромінювальної структури системи БПЕ, які можна знайти шляхом ортогоналізації її парціальних функцій спрямованості $\vec{g}(v_n, \theta, \varphi)$, застосувавши до них матричне перетворення (3.48).

З врахуванням (3.48) і (2.14) напруженість електричного поля системи БПЕ в дальній зоні запишеться в наступному виді:

$$\vec{E}(v_n, r, \theta, \varphi) = \sqrt{2W_0} \left[\vec{g}^T(v_n, \theta, \varphi) \mathbf{A}(v_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\alpha}(v_n) \mathbf{x}_L^\alpha(v_n) + \vec{g}^T(v_n, \theta, \varphi) \mathbf{A}(v_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\gamma}(v_n) \mathbf{a}^\gamma(\omega_k) + \vec{g}^T(v_n, \theta, \varphi) \mathbf{A}(v_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\delta'}(v_n) \mathbf{u}_i^{\delta'}(\omega_k) \right] \frac{e^{-jk_n r}}{r}, \quad (4.29)$$

а її діаграма спрямованості визначається виразом

$$\vec{f}(v_n, \theta, \varphi) = \vec{g}^T(v_n, \theta, \varphi) \mathbf{A}(v_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\alpha}(v_n) \mathbf{x}_L^\alpha(v_n) + \vec{g}^T(v_n, \theta, \varphi) \mathbf{A}(v_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\gamma}(v_n) \mathbf{a}^\gamma(\omega_k) + \vec{g}^T(v_n, \theta, \varphi) \mathbf{A}(v_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\delta'}(v_n) \mathbf{u}_i^{\delta'}(\omega_k). \quad (4.30)$$

Потужність випромінювання системи БПЕ:

$$\begin{aligned}
P_{\Sigma}(\mathbf{v}_n) &= \mathbf{u}_r^{\delta'^*T}(\omega_k) \mathbf{u}_r^{\delta'}(\omega_k) = \mathbf{x}_L^{\alpha'^*T}(\mathbf{v}_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\alpha'}(\mathbf{v}_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\alpha}(\mathbf{v}_n) \mathbf{x}_L^{\alpha}(\mathbf{v}_n) + \\
&+ \mathbf{a}^{\gamma'^*T}(\omega_k) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\gamma'}(\mathbf{v}_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\gamma}(\mathbf{v}_n) \mathbf{a}^{\gamma}(\omega_k) + \mathbf{u}_i^{\delta'^*T}(\omega_k) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\delta'^*}(\mathbf{v}_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\delta'}(\mathbf{v}_n) \mathbf{u}_i^{\delta'}(\omega_k) + \\
&+ \mathbf{x}_L^{\alpha'^*T}(\mathbf{v}_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\alpha'}(\mathbf{v}_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\alpha}(\mathbf{v}_n) \mathbf{a}^{\gamma}(\omega_k) + \mathbf{x}_L^{\alpha'^*T}(\mathbf{v}_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\alpha'}(\mathbf{v}_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\delta'}(\mathbf{v}_n) \mathbf{u}_i^{\delta'}(\omega_k) + \\
&+ \mathbf{a}^{\gamma'^*T}(\omega_k) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\gamma'}(\mathbf{v}_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\alpha}(\mathbf{v}_n) \mathbf{x}_L^{\alpha}(\mathbf{v}_n) + \mathbf{a}^{\gamma'^*T}(\omega_k) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\gamma'}(\mathbf{v}_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\delta'}(\mathbf{v}_n) \mathbf{u}_i^{\delta'}(\omega_k) + \\
&+ \mathbf{u}_i^{\delta'^*T}(\omega_k) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\delta'^*}(\mathbf{v}_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\alpha}(\mathbf{v}_n) \mathbf{x}_L^{\alpha}(\mathbf{v}_n) + \mathbf{u}_i^{\delta'^*T}(\omega_k) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\delta'^*}(\mathbf{v}_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\gamma}(\mathbf{v}_n) \mathbf{a}^{\gamma}(\omega_k). \quad (4.31)
\end{aligned}$$

Тут і в подальших виразах верхній індекс * означає операцію сполучення по Ерміту.

4.4.2. Параметри, що описують внутрішньосистемні процеси

При визначенні параметрів, що описують внутрішньосистемні процеси в системі БПЕ в перетинах $\gamma-\gamma$, $\alpha-\alpha$, і $\beta-\beta$ (рис. 2.6) необхідно виділяти у відповідних багатополюсниках $\mathbb{Z}\Pi_{TR}$, $\mathbb{L}\Pi_{TR}$, $\mathbb{N}\Pi_{TR}$ та $\mathbb{V}\Pi_{TR}$ по дві групи входів. Одна група входів (з індексом T) відповідає передавальній підсистемі, а друга (з індексом R) – приймальної (ректені). Тоді вектори падаючих і відбитих хвиль у перетині $\gamma-\gamma$ багатополюсника $\mathbb{Z}\Pi_{TR}$ мають наступну структуру

$$\mathbf{b}^{\gamma}(\mathbf{v}_n) = \begin{bmatrix} \mathbf{b}_S^{\gamma}(\mathbf{v}_n) \\ \mathbf{b}_L^{\gamma}(\mathbf{v}_n) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{a}^{\gamma}(\omega_k) = \begin{bmatrix} \mathbf{a}_S^{\gamma}(\omega_k) \\ \mathbf{a}_L^{\gamma}(\omega_k) \end{bmatrix}. \quad (4.32)$$

Таким чином, вважаючи відомими вхідні впливи $\mathbf{a}_S^{\gamma}(\omega_k)$ та $\mathbf{a}_L^{\gamma}(\omega_k)$ за допомогою системи рівнянь (2.15) можна одержати наступні функціональні залежності

$$\mathbf{b}_S^\gamma(\mathbf{v}_n) = f(\mathbf{a}_S^\gamma(\omega_k)), \mathbf{b}_L^\gamma(\mathbf{v}_n) = f(\mathbf{a}_L^\gamma(\omega_k)),$$

$$\mathbf{b}_L^\gamma(\mathbf{v}_n) = f(\mathbf{a}_S^\gamma(\omega_k)), \mathbf{b}_S^\gamma(\mathbf{v}_n) = f(\mathbf{a}_L^\gamma(\omega_k)),$$

що повністю описують процеси в системі й дозволяють визначити її параметри.

Повну випромінювану потужність $P_{in}(\omega_k)$ визначимо шляхом складання активних потужностей, що надходять на вхід кожного елемента передавальної антенної системи:

$$\begin{aligned} P_{in}(\omega_k) &= \mathbf{a}_S^{\gamma *T}(\omega_k) \mathbf{a}_S^\gamma(\omega_k) - \mathbf{b}_S^{\gamma *T}(\omega_k) \mathbf{b}_S^\gamma(\omega_k) = \\ &= \mathbf{a}_S^{\gamma *T}(\omega_k) [\mathbf{E} - \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\gamma *T}(\mathbf{v}_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\gamma}(\mathbf{v}_n)] \mathbf{a}_S^\gamma(\omega_k) - \mathbf{x}_{LT}^{\alpha *T}(\mathbf{v}_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\alpha *T}(\mathbf{v}_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\alpha}(\mathbf{v}_n) \mathbf{x}_{LT}^\alpha(\mathbf{v}_n) - \\ &\quad - \mathbf{u}_i^{\delta *T}(\omega_k) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\delta *T}(\mathbf{v}_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\delta}(\mathbf{v}_n) \mathbf{u}_i^{\delta'}(\omega_k) - \mathbf{x}_{LT}^{\alpha *T}(\mathbf{v}_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\alpha *T}(\mathbf{v}_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\gamma}(\mathbf{v}_n) \mathbf{a}_S^\gamma(\omega_k) - \\ &\quad - \mathbf{x}_{LT}^{\alpha *T}(\mathbf{v}_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\alpha *T}(\mathbf{v}_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\delta}(\mathbf{v}_n) \mathbf{u}_i^{\delta'}(\omega_k) - \mathbf{a}_S^{\gamma *T}(\omega_k) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\gamma *T}(\mathbf{v}_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\alpha}(\mathbf{v}_n) \mathbf{x}_{LT}^\alpha(\mathbf{v}_n) - \\ &\quad - \mathbf{a}_S^{\gamma *T}(\omega_k) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\gamma *T}(\mathbf{v}_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\delta}(\mathbf{v}_n) \mathbf{u}_i^{\delta'}(\omega_k) - \mathbf{u}_i^{\delta *T}(\omega_k) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\delta *T}(\mathbf{v}_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\alpha}(\mathbf{v}_n) \mathbf{x}_{LT}^\alpha(\mathbf{v}_n) - \\ &\quad - \mathbf{u}_i^{\delta *T}(\omega_k) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\delta *T}(\mathbf{v}_n) \tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\gamma}(\mathbf{v}_n) \mathbf{a}_S^\gamma(\omega_k). \end{aligned} \quad (4.33)$$

Отримане співвідношення наочно показує, що при проектуванні систем БПЕ необхідно враховувати, ту обставину, що у випромінювану потужність вносять вклад не тільки джерела $\mathbf{a}_S^\gamma(\omega_k)$, що входять до складу системи БПЕ, але й джерела від зовнішніх РЕС $\mathbf{u}_i^{\delta'}(\omega_k)$, а також поля, що виникають при нелінійних перетвореннях, які визначаються вектором змінних стану $\mathbf{x}_{LT}^\alpha(\mathbf{v}_n)$.

Потужність у навантаженні ректени $P_l(\omega_k)$

$$P_l(\omega_k) = \mathbf{b}_L^{\gamma *T}(\mathbf{v}_n) \mathbf{b}_L^\gamma(\mathbf{v}_n) - \mathbf{a}_L^{\gamma *T}(\omega_k) \mathbf{a}_L^\gamma(\omega_k).$$

Враховуючи, що $\mathbf{a}_L^\gamma(\omega_k) = \mathbf{S}_L(\mathbf{v}_n) \mathbf{b}_L^\gamma(\mathbf{v}_n)$ одержимо

$$P_l(\omega_k) = \mathbf{b}_L^{\gamma *T}(\mathbf{v}_n) [\mathbf{E} - \mathbf{S}_L^*(\mathbf{v}_n) \mathbf{S}_L(\mathbf{v}_n)] \mathbf{b}_L^\gamma(\mathbf{v}_n). \quad (4.34)$$

Коефіцієнт корисної дії системи БПЕ

$$\eta = \frac{P_l(\omega = 0)}{P_{in}(\omega_k)}. \quad (4.35)$$

4.5. Обґрунтування адекватності розробленої математичної моделі систем БПЕ

З метою контролю одержаних результатів у теоретичних дослідженнях проведемо порівняльний аналіз розрахункових результатів з відомими з літератури окремими чисельними або експериментальними даними.

4.5.1. Передача потужності між двома антенними решітками

Використовуючи розроблену нелінійну математичну модель системи БПЕ покажемо, що відомі лінійні моделі систем БПЕ можна розглядати як окремий її випадок.

Одержимо співвідношення для оцінки ефективності передачі потужності на робочій частоті ω_0 через вільний простір за допомогою двох орієнтованих одна на іншу антенних решіток у складі яких відсутні елементи з нелінійними характеристиками.

Розглянемо систему БПЕ показану на рис. 2.6. Вважаємо, що НПС_{TR} відключена, а багатополісник зовнішніх пристроїв ЗП_{TR} безпосередньо

підключений до багатополосника випромінювальної структури системи БПЕ $ВС_{TR}$, тобто змішана матриця лінійної підсхеми $ЛПС_{TR}$ системи БПЕ має вигляд

$$\mathbf{Q}_{TR}(\omega_0) = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_{TR}^{\gamma\gamma}(\omega_0) & \mathbf{Q}_{TR}^{\gamma\beta}(\omega_0) \\ \mathbf{Q}_{TR}^{\beta\gamma}(\omega_0) & \mathbf{Q}_{TR}^{\beta\beta}(\omega_0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{E} \\ \mathbf{E} & \mathbf{0} \end{bmatrix}. \quad (4.36)$$

Тоді блоки змішаної матриці $\tilde{\mathbf{Q}}_{TR}(\omega_0)$ (2.14) приймуть наступний вид

$$\tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\alpha}(\omega_0) = 0,$$

$$\tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\gamma}(\omega_0) = \mathbf{S}_{R_T}(\omega_0),$$

$$\tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\gamma\delta'}(\omega_0) = \mathbf{S}_{R_T-R}(\omega_0),$$

$$\tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\alpha}(\omega_0) = 0,$$

$$\tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\gamma}(\omega_0) = \mathbf{S}_{R_R-T}(\omega_0),$$

$$\tilde{\mathbf{Q}}_{TR}^{\delta'\delta'}(\omega_0) = \mathbf{S}_{R_R}(\omega_0).$$

а сама система вихідних рівнянь системи БПЕ запишеться у вигляді

$$\begin{bmatrix} \mathbf{b}^\gamma(\omega_0) \\ \mathbf{u}_r^{\delta'}(\omega_0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{R_T}(\omega_0) & \mathbf{S}_{R_T-R}(\omega_0) \\ \mathbf{S}_{R_R-T}(\omega_0) & \mathbf{S}_{R_R}(\omega_0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{a}^\gamma(\omega_0) \\ \mathbf{u}_i^{\delta'}(\omega_0) \end{bmatrix}. \quad (4.37)$$

Далі вважаючи, що збудження з боку інших систем відсутнє ($\mathbf{u}_i^{\delta'}(\omega_0) = 0$), вихідні рівняння розглянутої системи БПЕ запишуться в наступному вигляді

$$\begin{bmatrix} \mathbf{b}_T^\gamma(\omega_0) \\ \mathbf{b}_R^\gamma(\omega_0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{R_T}^T(\omega_0) & \mathbf{S}_{R_T}^{TR}(\omega_0) \\ \mathbf{S}_{R_T}^{RT}(\omega_0) & \mathbf{S}_{R_T}^R(\omega_0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{a}_T^\gamma(\omega_0) \\ \mathbf{a}_R^\gamma(\omega_0) \end{bmatrix}. \quad (4.38)$$

Виходячи з вище наведених припущень і умови $\mathbf{a}^\gamma(\omega_0) = \mathbf{a}^\beta(\omega_0)$, $\mathbf{b}^\gamma(\omega_0) = \mathbf{b}^\beta(\omega_0)$ схему взаємодії двох антенних решіток можна представити як на рис. 4.6.

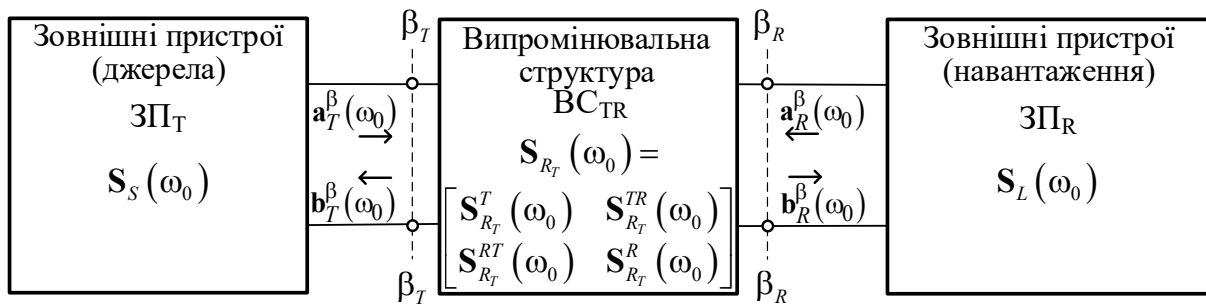


Рисунок 4.6 – Схема передачі потужності між антенними решітками

Перепишемо (4.38) у наступному вигляді

$$\mathbf{b}_T^\beta(\omega_0) = \mathbf{S}_{R_T}^T(\omega_0) \mathbf{a}_T^\beta(\omega_0) + \mathbf{S}_{R_T}^{TR}(\omega_0) \mathbf{a}_R^\beta(\omega_0), \quad (4.39)$$

$$\mathbf{b}_R^\beta(\omega_0) = \mathbf{S}_{R_T}^{RT}(\omega_0) \mathbf{a}_T^\beta(\omega_0) + \mathbf{S}_{R_T}^R(\omega_0) \mathbf{a}_R^\beta(\omega_0).$$

Вважаємо, що вектор впливу $\mathbf{a}_T^\beta(\omega_0)$ заданий і через нього визначимо $\mathbf{a}_R^\beta(\omega_0)$ використовуючи систему (4.39) і співвідношення

$$\mathbf{a}_T^\beta(\omega_0) = \mathbf{S}_S(\omega_0) \mathbf{b}_T^\beta(\omega_0), \quad (4.40)$$

$$\mathbf{b}_R^\beta(\omega_0) = \mathbf{S}_L(\omega_0) \mathbf{a}_R^\beta(\omega_0). \quad (4.41)$$

Із другого рівняння системи (4.39) використовуючи співвідношення (4.41) знайдемо $\mathbf{a}_R^\beta(\omega_0)$

$$\mathbf{a}_R^\beta(\omega_0) = \mathbf{S}_{RT}^{\text{екв}}(\omega_0) \mathbf{a}_T^\beta(\omega_0), \quad (4.42)$$

де $\mathbf{S}_{RT}^{\text{екв}}(\omega_0) = (\mathbf{S}_L(\omega_0) - \mathbf{S}_{R_T}^R(\omega_0))^{-1} \mathbf{S}_{R_T}^{RT}(\omega_0)$ – визначає передачу потужності від передавальної антени до приймальної.

Вважаючи, що, в загальному випадку, приймальна антена може перебувати в довільній зоні випромінювання передавальної антени, тому одержимо співвідношення, що описують взаємний вплив однієї антенної решітки на іншу.

Визначимо $\mathbf{b}_T^\beta(\omega_0)$ через $\mathbf{a}_T^\beta(\omega_0)$. Із другого рівняння системи (4.39) виразимо $\mathbf{a}_R^\beta(\omega_0)$ з врахуванням (4.41):

$$\mathbf{a}_R^\beta(\omega_0) = (\mathbf{S}_L(\omega_0) - \mathbf{S}_{R_T}^R(\omega_0))^{-1} \mathbf{S}_{R_T}^{RT}(\omega_0) \mathbf{a}_T^\beta(\omega_0). \quad (4.43)$$

Підставляємо (4.43) у перше рівняння системи (4.39) замість $\mathbf{a}_R^\beta(\omega_0)$ і одержимо $\mathbf{b}_T^\beta(\omega_0)$

$$\mathbf{b}_T^\beta(\omega_0) = \mathbf{S}_T^{\text{екв}}(\omega_0) \mathbf{a}_T^\beta(\omega_0), \quad (4.44)$$

де

$$\mathbf{S}_T^{\text{екв}}(\omega_0) = \mathbf{S}_{R_T}^T(\omega_0) + \mathbf{S}_{R_T}^{TR}(\omega_0) (\mathbf{S}_L(\omega_0) - \mathbf{S}_{R_T}^R(\omega_0))^{-1} \mathbf{S}_{R_T}^{RT}(\omega_0).$$

Виразимо $\mathbf{b}_R^\beta(\omega_0)$ через $\mathbf{a}_R^\beta(\omega_0)$. З першого рівняння системи (4.39) виразимо $\mathbf{a}_T^\beta(\omega_0)$ з урахуванням (4.40)

$$\mathbf{a}_T^\beta(\omega_0) = \left(\mathbf{S}_S^{-1}(\omega_0) - \mathbf{S}_{R_T}^T(\omega_0) \right)^{-1} \mathbf{S}_{R_T}^{TR}(\omega_0) \mathbf{a}_R^\beta(\omega_0). \quad (4.45)$$

Підставимо (4.45) у друге рівняння системи (4.39) і одержимо $\mathbf{b}_R^\beta(\omega_0)$

$$\mathbf{b}_R^\beta(\omega_0) = \mathbf{S}_R^{\text{екв}}(\omega_0) \mathbf{a}_R^\beta(\omega_0), \quad (4.46)$$

де

$$\mathbf{S}_R^{\text{екв}}(\omega_0) = \mathbf{S}_{R_T}^R(\omega_0) + \mathbf{S}_{R_T}^{RT}(\omega_0) \left(\mathbf{S}_S^{-1}(\omega_0) - \mathbf{S}_{R_T}^T(\omega_0) \right)^{-1} \mathbf{S}_{R_T}^{TR}(\omega_0).$$

Представимо $\mathbf{S}_T^{\text{екв}}(\omega_0)$ та $\mathbf{S}_R^{\text{екв}}(\omega_0)$ у наступному виді

$$\mathbf{S}_T^{\text{екв}}(\omega_0) = \mathbf{S}_{R_T}^T(\omega_0) + \Delta \mathbf{S}_{R_T}^T(\omega_0), \quad (4.47)$$

де

$$\Delta \mathbf{S}_{R_T}^T(\omega_0) = \mathbf{S}_{R_T}^{TR}(\omega_0) \left(\mathbf{S}_L(\omega_0) - \mathbf{S}_{R_T}^R(\omega_0) \right)^{-1} \mathbf{S}_{R_T}^{RT}(\omega_0).$$

$$\mathbf{S}_R^{\text{екв}}(\omega_0) = \mathbf{S}_{R_T}^R(\omega_0) + \Delta \mathbf{S}_{R_T}^R(\omega_0), \quad (4.48)$$

де

$$\Delta \mathbf{S}_{R_T}^R(\omega_0) = \mathbf{S}_{R_T}^{RT}(\omega_0) \left(\mathbf{S}_S^{-1}(\omega_0) - \mathbf{S}_{R_T}^T(\omega_0) \right)^{-1} \mathbf{S}_{R_T}^{TR}(\omega_0).$$

З формул (4.47) та (4.48) випливає, що при зближенні приймальної та передавальної антенних решіток відбувається зміна необхідних умов оптимального узгодження елементів кожної із решіток. При цьому умови оптимального узгодження передавальних решіток виявляються залежними від вибору навантажувального багатополюсника приймальної решітки (його матриця розсіювання $\mathbf{S}_L(\omega_0)$). У свою чергу, умови оптимального узгодження

елементів приймальних решіток залежать від матриці розсіювання джерел $\mathbf{S}_s(\omega_0)$. Слід помітити, що елементи коригуючих матриць $\Delta\mathbf{S}_{R_T}^T(\omega_0)$ і $\Delta\mathbf{S}_{R_T}^R(\omega_0)$ пропорційні добуткам двох блоків $\mathbf{S}_{R_T}^{TR}(\omega_0)$, який описує передачу перевипроміненої потужності від приймальної антени до передавальної антени та блоку $\mathbf{S}_{R_T}^{RT}(\omega_0)$, який описує передачу потужності від передавальної антени до приймальної антени. Тому елементи коригуючих матриць розсіювання порівняно швидко зменшуються при збільшенні відстані між решітками.

Одержимо розрахункові співвідношення для випромінюваної та прийнятої потужностей. Повну випромінювану потужність $P_{\text{вх}}(\omega_0)$ визначим як суму активних потужностей, що надходять у кожний елемент передавальної антенної системи:

$$P_{\text{вх}}(\omega_0) = \mathbf{a}_T^{\beta*T}(\omega_0)\mathbf{a}_T^\beta(\omega_0) - \mathbf{b}_T^{\beta*T}(\omega_0)\mathbf{b}_T^\beta(\omega_0) \quad (4.49)$$

З врахуванням (4.44) вираз (4.49) перепишемо в наступному виді

$$\begin{aligned} P_{\text{вх}}(\omega_0) &= \mathbf{a}_T^{\beta*T}(\omega_0)\mathbf{a}_T^\beta(\omega_0) - \mathbf{a}_T^{\beta*T}(\omega_0)\mathbf{S}_T^{\text{екв}*T}(\omega_0)\mathbf{S}_T^{\text{екв}}(\omega_0)\mathbf{a}_T^\beta(\omega_0) = \\ &= \mathbf{a}_T^{\beta*T}(\omega_0)(\mathbf{E} - \mathbf{S}_T^{\text{екв}*T}(\omega_0)\mathbf{S}_T^{\text{екв}}(\omega_0))\mathbf{a}_T^\beta(\omega_0). \end{aligned} \quad (4.50)$$

Прийнята потужність $P_{\text{н}}(\omega_0)$ може бути знайдена як повна активна потужність, що поглинається у багатополіснику навантаження приймальної антенної решітки:

$$P_{\text{н}}(\omega_0) = \mathbf{a}_R^{\beta*T}(\omega_0)\mathbf{a}_R^\beta(\omega_0) - \mathbf{b}_R^{\beta*T}(\omega_0)\mathbf{b}_R^\beta(\omega_0). \quad (4.51)$$

З врахуванням (4.46) вираз (4.51) перепишемо в наступному виді

$$P_H(\omega_0) = \mathbf{a}_R^{\beta * T}(\omega_0) (\mathbf{E} - \mathbf{S}_R^{\text{екв} * T}(\omega_0) \mathbf{S}_R^{\text{екв}}(\omega_0)) \mathbf{a}_R^\beta(\omega_0). \quad (4.52)$$

Визначимо потужність у навантаженні антенної решітки (4.52) через вектор впливу $\mathbf{a}_T^\beta(\omega_0)$ з урахуванням виразу (4.43)

$$P_H(\omega_0) = \mathbf{a}_T^{\beta * T}(\omega_0) \mathbf{S}_{RT}^{\text{екв} * T}(\omega_0) (\mathbf{E} - \mathbf{S}_R^{\text{екв} * T}(\omega_0) \mathbf{S}_R^{\text{екв}}(\omega_0)) \mathbf{S}_{RT}^{\text{екв}}(\omega_0) \mathbf{a}_T^\beta(\omega_0). \quad (4.53)$$

Коефіцієнт передачі потужності між решітками визначається відношенням прийнятої потужності (4.53) до потужності випромінювання (4.50):

$$\eta = \frac{P_H(\omega_0)}{P_{\text{вх}}(\omega_0)} = \frac{\mathbf{a}_T^{\beta * T}(\omega_0) \mathbf{S}_{RT}^{\text{екв} * T}(\omega_0) (\mathbf{E} - \mathbf{S}_R^{\text{екв} * T}(\omega_0) \mathbf{S}_R^{\text{екв}}(\omega_0)) \mathbf{S}_{RT}^{\text{екв}}(\omega_0) \mathbf{a}_T^\beta(\omega_0)}{\mathbf{a}_T^{\beta * T}(\omega_0) (\mathbf{E} - \mathbf{S}_T^{\text{екв} * T}(\omega_0) \mathbf{S}_T^{\text{екв}}(\omega_0)) \mathbf{a}_T^\beta(\omega_0)}. \quad (4.54)$$

Використовуючи зв'язок матриці розсіювання з матрицею опорів [244]

$$\mathbf{Z}(\omega_0) = (\mathbf{E} - \mathbf{S}(\omega_0))^{-1} (\mathbf{Z}(\omega_0) + \mathbf{E}),$$

можна показати, що (4.54) збігається зі співвідношенням отриманим у роботі [239] і в якій було зроблено ряд висновків відносно отриманих результатів, зокрема:

- коефіцієнт передачі потужності представлений у вигляді пучка двох квадратичні ермітових форм, що дозволяє використовувати стандартні чисельні методи для знаходження умов оптимального узгодження елементів решіток, оптимального амплітудно-фазового розподілу збудження передавальних решіток і відповідних характеристик спрямованості;

- зміни геометричних і електричних параметрів решіток, їх елементів, а також зміни параметрів навантажувального багатополісника та

багатополосника джерел призводять до змін елементів матриць квадратичних форм;

- проведення серій оптимізаційних розрахунків при цілеспрямованому переборі параметрів решіток і приєднаних до них багатополосників дає можливість знайти верхню межу коефіцієнта передачі;

- робоча частота, габарити решіток і відстані між ними можуть розглядатися як заздалегідь задані обмеження;

- порівняно легко може бути чисельно промодельований вплив статистичного розкиду різних параметрів, а також відмов елементів решіток.

4.5.2. Експериментальна перевірка адекватності запропонованої моделі

Для перевірки адекватності запропонованої моделі та методики аналізу систем БПЕ був проведений розрахунок за розробленою моделлю і порівняння з експериментальними результатами, які отримані різними авторами для простих систем БПЕ. У цьому підрозділі розглядається тільки передача енергії в ближній зоні, так як даний випадок дозволяє, з одного боку, підтвердити достовірність моделі і, з іншого боку, показати її універсальність.

Як перший приклад розглянута передача енергії між двома малими кільцевими антенами і порівняння з експериментальними результатами з [279]. Схема експерименту показана на рис. 4.7. Автори цієї роботи досліджували коефіцієнт передачі за потужністю ($k_p = \frac{P_L}{P_{in}} = |S_{21}|^2$) між передавальною та приймальною антенами, розташованими в ближній зоні один одного. Передавальна та приймальна антени налаштовувалися в резонанс на одній і тій же частоті. Особливістю даної моделі системи БПЕ є те, що автори використовували два випромінювача з узгоджувальними пристроями замість узгодження за допомогою додаткових розсіювачів, що входять до складу системи. Перевагою використовуваної системи є можливість виключення

індуктивностей з магнітним зв'язком, що призводить до спрощення системи. Кожна з цих антен має один виток радіусом 150 мм і підключені послідовно ємності для настроювання на необхідну резонансну частоту. Експеримент проводиться для відстаней між двома антенами відповідно 49, 80, 170 й 357 мм. Передбачалося, що середня робоча частота системи $f_0 \approx 13,5$ МГц ($\lambda_0 \approx 22,2$ м). Таким чином, антени мали радіус $0,0067\lambda_0$, а відстані між ними становили – $0,002\lambda_0$, $0,0036\lambda_0$, $0,0077\lambda_0$ й $0,016\lambda_0$.

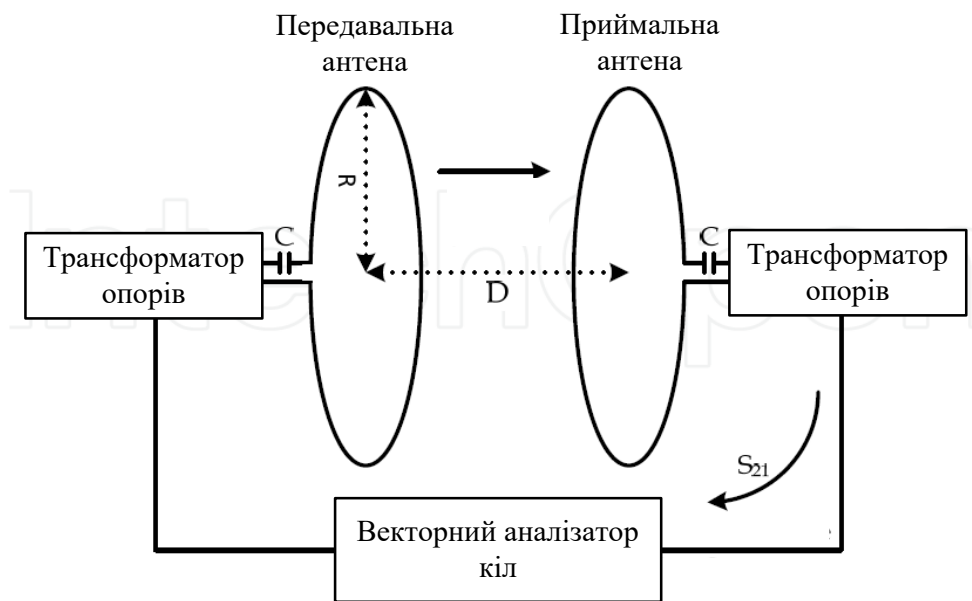


Рисунок 4.7 – Схема експерименту по вимірюванню коефіцієнта передачі системи БПЕ [279]

На рис. 4.8 наведені отримані за запропонованою моделлю частотні залежності коефіцієнта передачі за потужністю даної системи БПЕ при різних відстанях між приймальною і передавальною антенами та результати експериментальних вимірювань з [279]. Як видно з рис. 4.8, при відстані між антенами 49 мм система має найбільший коефіцієнт передачі за потужністю на двох частотах, приблизно на 12,4 МГц і 15,2 МГц. При зменшенні відстані і, отже, зв'язку між антенами, різниця резонансних частот зменшується і вони приблизно рівні 12,7 МГц та 14,6 МГц (рис. 4.8, б), відповідно. При відстанях

більше 170 мм поділ резонансних частот зникає (рис. 4.7, в, г) і система має одну резонансну частоту приблизно 13,6 МГц, а ефективність системи значно знижується зі збільшенням відстані. Порівняння графіків на рис. 4.8, а – рис. 4.8, г показує досить гарний збіг результатів моделювання з експериментальними.

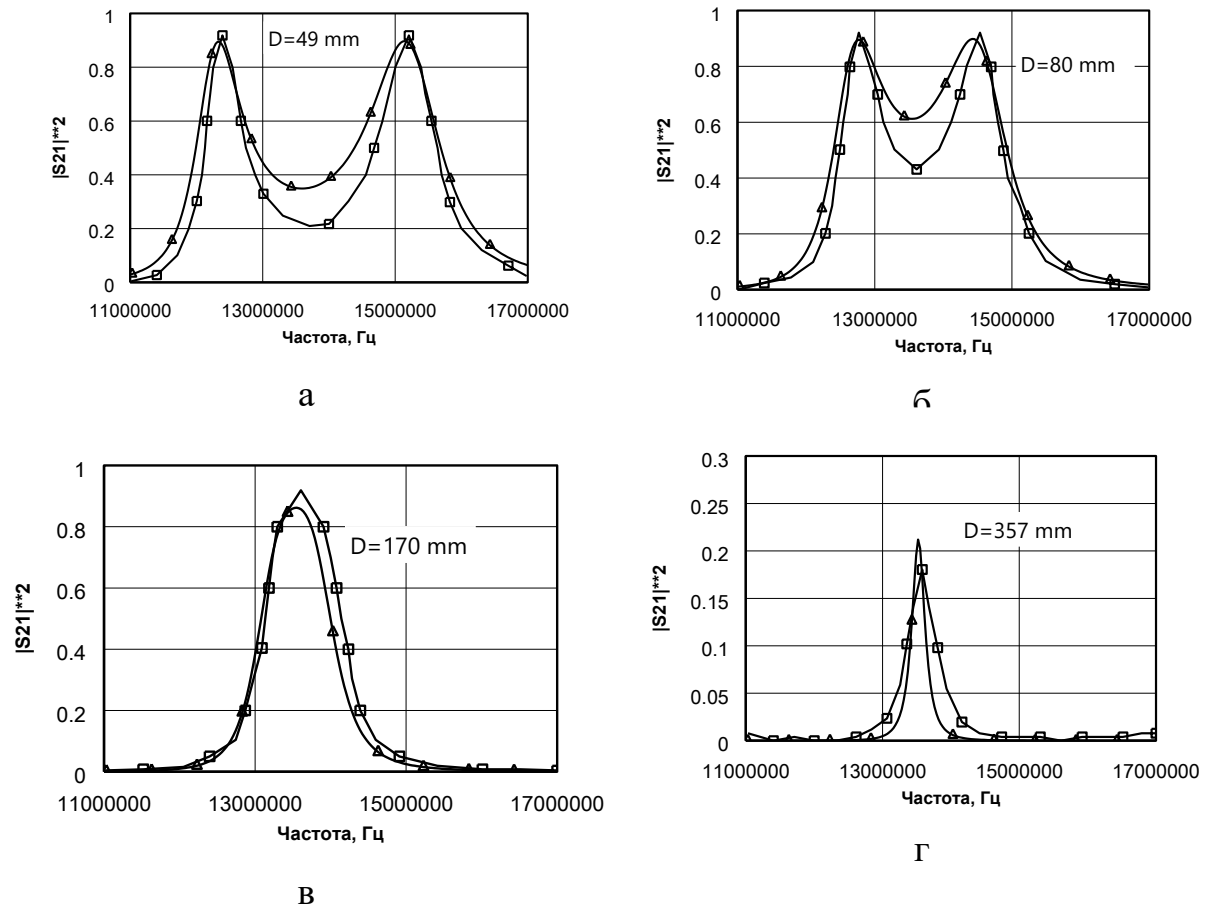


Рисунок 4.8 – Частотні залежності коефіцієнта передачі за потужністю системи БПЕ при різних відстанях між приймальною і передавальною антенами

- Δ - – результати моделювання, - \square - – експериментальні значення [279]

Як другий приклад були використані результати експериментальних вимірювань параметрів розсіювання системи БПЕ, показаної на рис. 4.9 [280]. При виготовленні експериментального макета використані мідні провідники і

керамічні конденсатори ємністю 100 пФ для настроювання випромінювачів в резонанс.

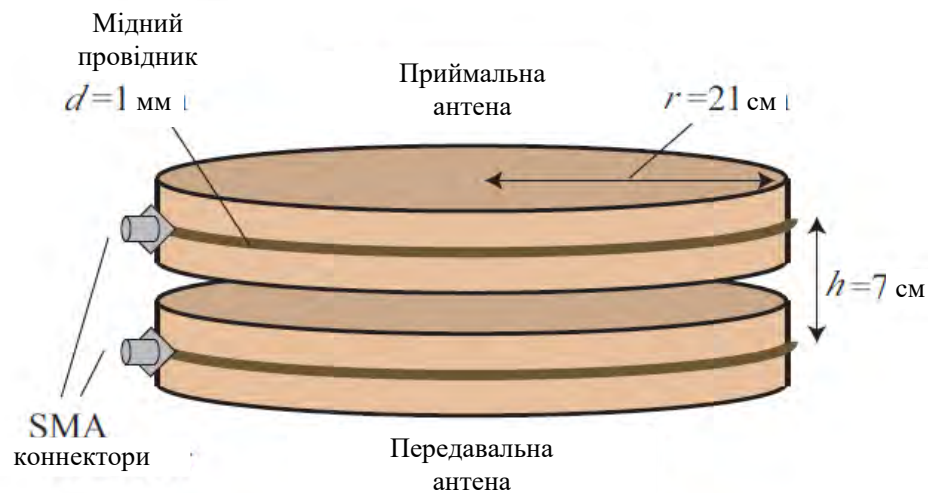


Рисунок 4.9 – Ескіз експериментального макета для вимірювання S-параметрів системи БПЕ [280]

Вимірювання S-параметрів проводилося за схемою, показаної на рис. 4.7, однак без використання трансформаторів опорів. Експериментальні результати з [280] показані на рис. 4.10.

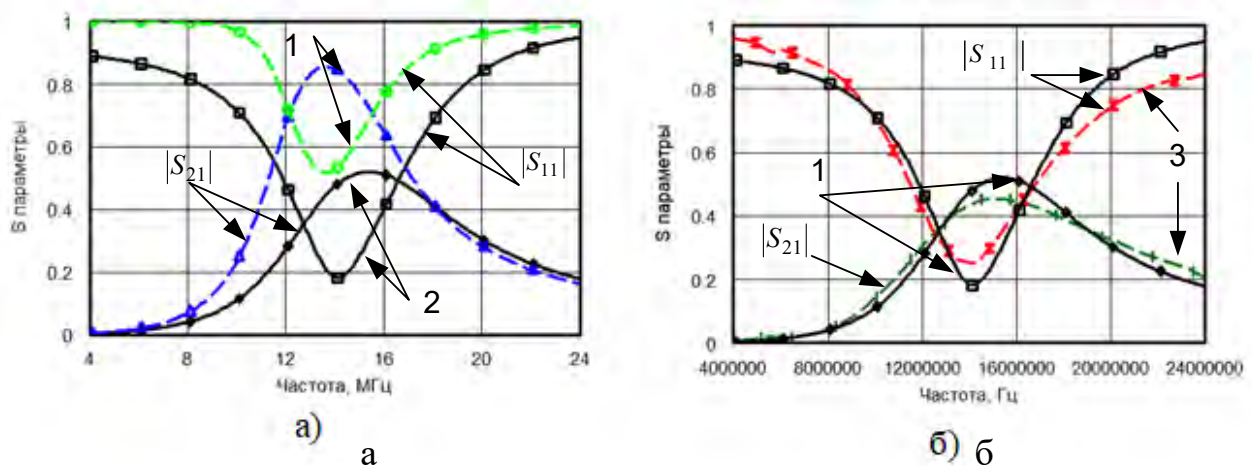


Рисунок 4.10 – Параметри розсіювання системи БПЕ, показаної на рис. 4.9:

- а) – результати моделювання для випромінювачів виконаних з ідеальних провідників (криві 1) та матеріалу з кінцевою провідністю (криві 2);
- б) – порівняння результатів моделювання (криві 1) з результатами експерименту [280] (криві 3)

На цих рисунках показані також S-параметри, отримані в результаті моделювання. За даними авторів роботи провідність матеріалу випромінювачів становила $6,8 \cdot 10^7$ См/м. Таке значення використано при моделюванні випромінювачів, що володіють кінцевою провідністю. Як видно з рис. 4.10, а наявність втрат в провідниках випромінювачів істотно знижує коефіцієнт передачі системи, а рис. 4.10, б демонструє досить гарний збіг теоретичних та експериментальних результатів.

Ще одним із прикладів для порівняння була обрана система БПЕ, фотографія якої, запозичена з [281], показана на рис. 4.11.

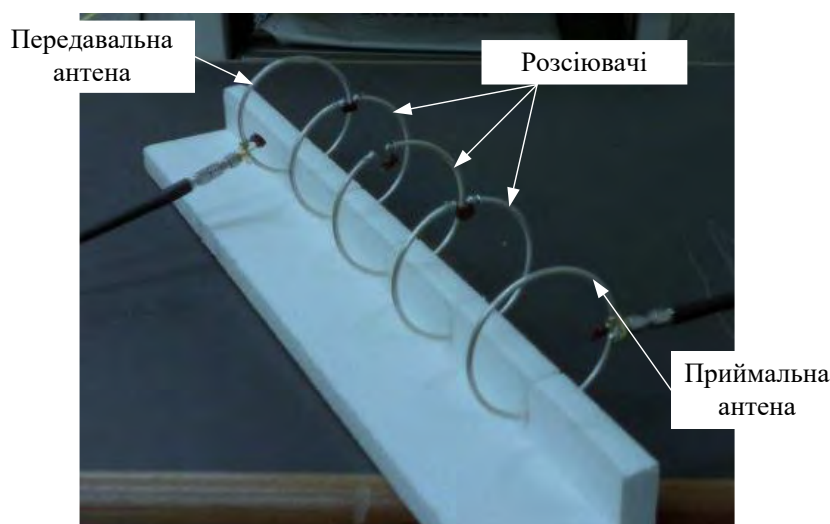


Рисунок 4.11 – Фотографія експериментального макета системи БПЕ з роботи [281]

Система БПЕ на рис. 4.11 складається з двох випромінювачів (передавального і приймального) та трьох розсіювачів. Випромінювачі та розсіювачі за допомогою ємностей налаштовувалися в резонанс на частоту близько 70 МГц. Радіус випромінювачів і розсіювачів становив 37 мм, резонансних ємностей 33 пФ, відстань між елементами 70 мм, а опори джерела і навантаження 50 Ом. На рис. 4.12 наведені частотні залежності коефіцієнта передачі системи отримані за пропонованою моделлю (крива 1),

експериментальні результати з роботи [281] (крива 2) і результати розрахунку по моделі, запропонованої в цій же роботі (крива 3).

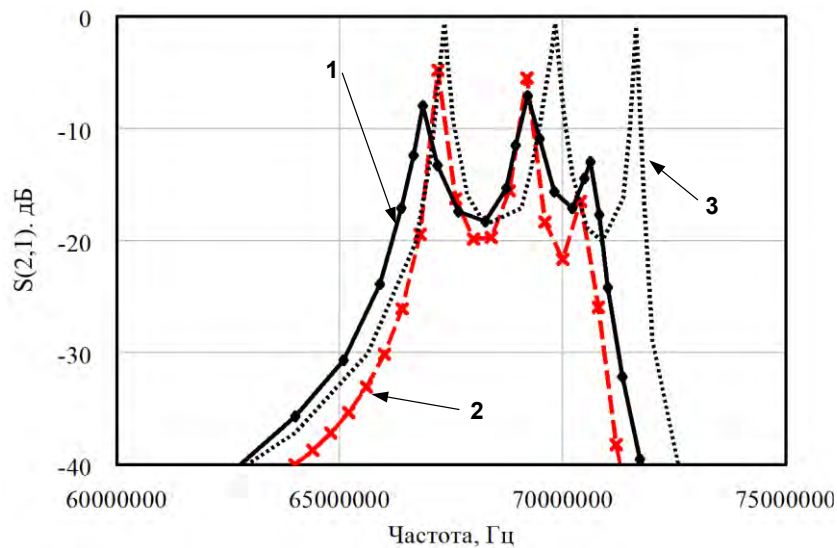


Рисунок 4.12 – Частотні залежності коефіцієнта передачі системи БПЕ, показаної на рис. 4.11

Як видно з порівняння, результати розрахунку за запропонованою моделлю набагато краще збігаються з експериментальними результатами, ніж результати моделювання, отримані авторами роботи [281]. Таким чином наведені в цьому підрозділі результати свідчать про достовірність моделі, запропонованої в даній роботі, адекватності отриманих з її допомогою результатів і її універсальності.

4.6. Висновки до розділу

1. Запропонований дворівневий алгоритм розв'язку рівнянь стану, заснований на об'єднанні нелінійних елементів у групи по ступеню зв'язку між цими елементами. Зв'язок між НЕ усередині групи враховується на нижньому рівні ітераційного процесу, а зв'язок між нелінійними елементами різних груп – на верхньому рівні. Відзначено, що застосування такого алгоритму дозволяє аналізувати системи БПЕ, до складу яких входять АНЕ, або з більшим числом

нелінійних елементів, чим алгоритми на основі однорівневих методів, або підвищити точність аналізу за рахунок утримання більшого числа гармонійних струмів або напруг на нелінійних елементах.

2. Отримані умови збіжності ітераційного процесу верхнього рівня. Розроблена модифікація ітераційного процесу верхнього рівня, що дозволяє гарантувати його збіжність.

3. Викладено заключний етап побудови нелінійної математичної моделі електродинамічного рівня системи БПЕ – визначення її зовнішніх параметрів, що описують міжсистемну взаємодію й внутрішньосистемні процеси. Через наявність у складі системи БПЕ елементів з нелінійними характеристиками її зовнішні параметри необхідно визначати не тільки на частотах вхідних впливів ω_k , але й на частотах $\nu_n \neq \omega_k$.

4. Отримані результати показують, що при строгому аналізі систем БПЕ, до складу яких входять АНЕ, необхідно враховувати те що у випромінювану потужність вносять вклад не тільки генератори, що входять до системи БПЕ, але й електромагнітні поля створювані зовнішніми радіоелектронними засобами, а також поля, що виникають при нелінійних перетвореннях і визначаються вектором змінних стану $\mathbf{x}_{LT}^\alpha(\nu_n)$ (див. розд. 2).

5. Отримані в сукупності результати в даному розділі у розд. 2 та розд. 3 дозволяють розробити загальний строгий обчислювальний алгоритм аналізу на електродинамічному рівні нелінійних систем БПЕ в яких можуть застосовуватися різні технології передачі енергії.

Важливою перевагою розробленого підходу на відміну від відомих, є можливість побудови строгих математичних моделей на електродинамічному рівні систем БПЕ різного класу й призначення до складу яких входять антени й тракти їх живлення з нелінійними характеристиками. За допомогою розробленого підходу можливо знайти шляхи побудови як систем БПЕ в цілому, так і їхніх підсистем зокрема, які дозволяють одержати їхні задані характеристики з урахуванням цілого ряду факторів, у першу чергу таких як:

- наявність корисних і шкідливих нелінійних ефектів у системах БПЕ;

- взаємний зв'язок передавальної антени та ректени;
- наявність у каналі передачі електромагнітної енергії різних розсіювачів як штучного так і природнього походження;
- вплив на характеристики систем БПЕ інших радіоелектронних засобів.

6. Для перевірки адекватності розробленої нелінійної математичної моделі електродинамічного рівня системи БПЕ був зроблений граничний перехід до відомої лінійної математичної моделі, який показав що відомі лінійні моделі можна розглядати як окремий випадок розробленої моделі. А також було проведено порівняння результатів розрахунків по розробленій моделі з відомими експериментальними даними.

5. ПЕРЕДАВАЛЬНА ПІДСИСТЕМА СИСТЕМИ БПЕ МІКРОХВИЛЬОВИМ ПРОМЕНЕМ

У даному розділі розглянуті задачі, пов'язані з питаннями аналізу та проектування передавальних підсистем систем БПЕ мікрохвильовим променем.

Використовуючи узагальнену нелінійну математичну модель електродинамічного рівня системи БПЕ, розроблену у розд. 2–4, вирішена задача визначення електромагнітних полів передавальних підсистем у зоні Френеля з урахуванням виникаючих в них нелінійних ефектів. Дана задача на етапах проектування потужних систем БПЕ мікрохвильовим променем являє собою окремий науковий інтерес тому що виникаючі шкідливі нелінійні ефекти в передавальних підсистемах суттєво впливають, як на електромагнітну сумісність, так і на якість функціонування самої системи БПЕ. Декомпозиція системи БПЕ на підсистеми (передавальну й приймальню) проводилася в припущенні, що ректена розташовується в зоні Френеля на такій відстані відносно передавальної антени, при якій можна знехтувати їхнім взаємним впливом. Вважалося, що міжсистемні взаємодії відсутні.

Запропоновано варіант технічної реалізації систем БПЕ мікрохвильовим променем до важкодоступних об'єктів на основі передавальних багатопозиційних систем випромінювачів (БСВ). Показано, що підхід побудови передавальних підсистем на основі БСВ є привабливим, тому що дозволяє розширити функціональні можливості систем БПЕ.

Вказані подальші напрямки досліджень систем БПЕ з передавальними БСВ.

Матеріали розділу опубліковано в [А6–А9, А12, А16, А17, А27, А29, А31, А33].

5.1. Електромагнітне поле випромінювальної структури з нелінійними характеристиками в зоні Френеля

На рис. 5.1 показані деякі варіанти побудови передавальних підсистем систем БПЕ до складу яких можуть входити випромінювачі й тракти їх збудження, що містять НЕ (рис. 5.1,а,в) принципово необхідні для їх функціонування.

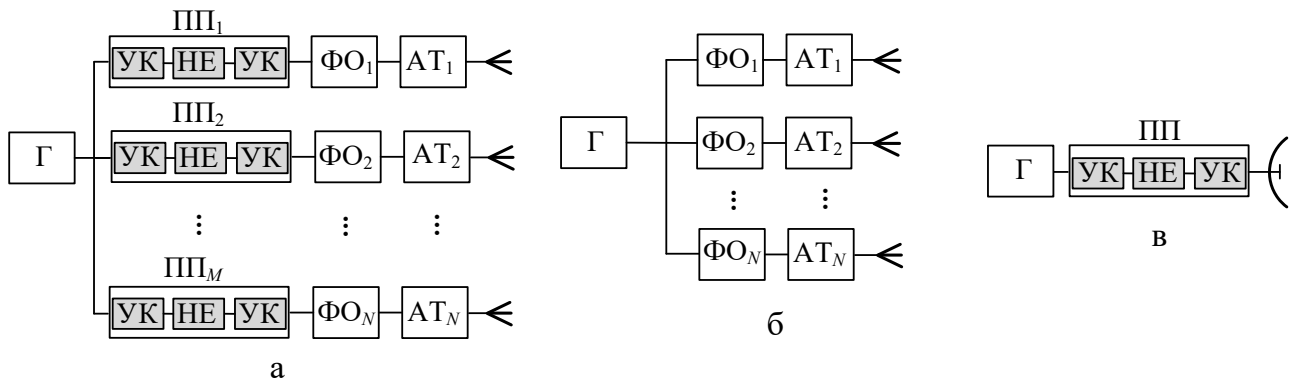


Рисунок 5.1 – Варіанти побудови передавальних підсистем систем БПЕ (Г – генератор, ПП – підсилювач потужності, УК – узгоджувальне коло, НЕ – нелінійний елемент, ФО – фазообертач, АТ – атенюатор)

У передавальних підсистемах за певних умов можлива поява шкідливих нелінійних ефектів, які можуть породжуватися як НЕ, функціонально необхідними для роботи антен і трактів їх збудження (наприклад, АФАР, рис. 5.1,а), так і паразитними в них нелінійностями. Останні можуть бути викликані конструкцією антени (наприклад, які утворюються в місцях з'єднання елементів дзеркальної антени окисними плівками, що мають нелінійні вольтамперні характеристики) або несприятливим режимом роботи активних елементів антени, зокрема активних елементів в АФАР [186].

Таким чином при побудові передавальних сфокусованих антен виникають додаткові питання, що вимагають досліджень, пов'язаних з посиленням ролі різних факторів обумовлених виникненням нелінійних ефектів, що призводять до флуктуації амплітудно-фазового розподілу в антенах який в свою чергу породжує випадковий розкид її параметрів. Це безумовно

накладає обмеження на найважливіші показники якості систем БПЕ залежних від забезпечення фокусування електромагнітного випромінювання на ректені, точності наведення мікрохвильового променя на апертуру ректени, випромінювання передавальної антени в заданих напрямках, ЕМС тощо.

При високих рівнях переданої потужності шкідливі нелінійні ефекти можуть проявляти себе досить помітно.

Зазначені вище обставини викликають необхідність побудови математичних моделей антен з нелінійними характеристиками для зони Френеля, які дозволять проводити ретельний аналіз впливу шкідливих нелінійних ефектів на зовнішні характеристики передавальних підсистем зокрема, та систем БПЕ взагалі.

У загальній постановці задачі досліджень вважаємо, що передавальна підсистема системи БПЕ є нелінійною та невзаємною багатовходовою антеною з нелінійними характеристиками, яка поряд із традиційними параметрами, що характеризують лінійні антенні пристрої, описується ще й параметрами, що враховують наявність нелінійних характеристик (потужність випромінювання на частотах гармонік, потужність споживана від джерел живлення, напруженість ЕМП на частотах гармонік).

Математична модель передавальної підсистеми системи БПЕ повинна враховувати перераховані вище фактори, що впливають зі специфіки нелінійних систем. Досить адекватну математичну модель передавальної підсистеми, до складу якої входять випромінювачі й тракти їх живлення з нелінійними характеристиками можна одержати з універсальної нелінійної математичної моделі електродинамічного рівня системи БПЕ, розробленої в розд. 2–4 зробивши ряд наступних припущень:

- розглядається тільки передавальна підсистема системи БПЕ;
- міжсистемні взаємодії (взаємодія системи БПЕ з іншими РЕС) не враховуються;
- зовнішні характеристики передавальної підсистеми, визначаються в зоні Френеля на відстанях, при яких можна знехтувати взаємним впливом передавальної антени та ректени.

Далі зупинимося на визначенні ЕМП створюваного багатовходовою випромінювальною структурою з нелінійними характеристиками в зоні Френеля. Зазначимо, що потужність випромінювання передавальної підсистеми можна визначити зі співвідношення (4.33) з урахуванням зазначених вище припущень.

Задача вирішується в наступній постановці: в однорідному ізотропному просторі з параметрами ϵ_a, μ_a розташована система довільних випромінювачів з розподіленою нелінійністю, що займають об'єми V_i (рис. 5.2). У об'ємах V_i розміщено сторонні джерела $\vec{J}_i^{\text{ст.е.м}}$, які збуджують випромінювачі з різними частотами ω_k ($k = \overline{0, K}$, K – число різних частот зовнішніх сигналів).

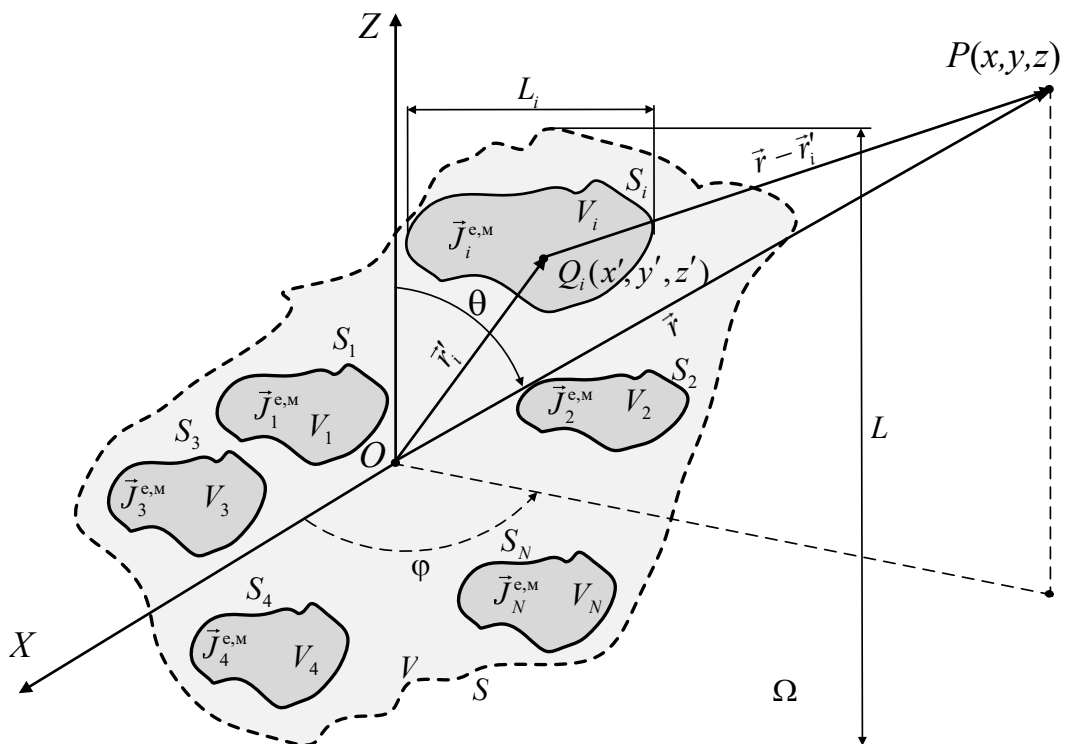


Рисунок 5.2 – Випромінювальна структура передавальної підсистеми системи БПЕ

Вважаємо, що невідомі функції розподілу густини поверхневого електричного струму $\vec{J}^e(\vec{r}'_i, \nu_n)$ на поверхні i -х випромінювачів знайдені з розв'язку нелінійного інтегрального рівняння (3.22), а функції розподілу

густини поверхневого магнітного струму $\vec{J}^M(\vec{r}'_i, \nu_n)$ визначено із нелінійних граничних умов (3.2). Потрібно знайти напруженість електромагнітного поля, яка створюється системою випромінювачів з нелінійними характеристиками (рис. 5.2) у зоні Френеля.

На рис. 5.2 \vec{r}'_i позначений радіус-вектор змінної точки на поверхні об'єму V_i , \vec{r} – радіус-вектор точки не приналежної жодному з об'ємів V_i .

Електромагнітне поле системи електричних і магнітних джерел (рис. 5.3) з розподіленою нелінійністю в режимі, що встановився, визначається двома векторними потенціалами $\vec{A}^e(\vec{r}'_i, \nu_n)$ та $\vec{A}^M(\vec{r}'_i, \nu_n)$

$$\vec{E}(\vec{r}, \nu_n) = -\sum_{i=1}^N \left(\frac{j}{\nu_n \epsilon_a \mu_a} \text{grad}_p \text{div}_p \vec{A}^e(\vec{r}'_i, \nu_n) + j\nu_n \vec{A}^e(\vec{r}'_i, \nu_n) + \frac{1}{\epsilon_a} \text{rot}_p \vec{A}^M(\vec{r}'_i, \nu_n) \right), \quad (5.1)$$

$$\vec{H}(\vec{r}, \nu_n) = -\sum_{i=1}^N \left(\frac{j}{\nu_n \epsilon_a \mu_a} \text{grad}_p \text{div}_p \vec{A}^M(\vec{r}'_i, \nu_n) + j\nu_n \vec{A}^M(\vec{r}'_i, \nu_n) - \frac{1}{\mu_a} \text{rot}_p \vec{A}^e(\vec{r}'_i, \nu_n) \right). \quad (5.2)$$

Якщо джерелами поля є поверхневі електричний і магнітний струми, що задані на поверхнях S_i , то комплексні вектори $\vec{A}^e(\vec{r}'_i, \nu_n)$ та $\vec{A}^M(\vec{r}'_i, \nu_n)$ будуть рівні

$$\vec{A}^e(\vec{r}'_i, \nu_n) = \frac{\mu_a}{4\pi} \iint_{S_i} \vec{J}^e(\vec{r}'_i, \nu_n) \frac{e^{-jk_n|\vec{r}-\vec{r}'_i|}}{|\vec{r}-\vec{r}'_i|} dS_{iq}, \quad (5.3)$$

$$\vec{A}^M(\vec{r}'_i, \nu_n) = \frac{\epsilon_a}{4\pi} \iint_{S_i} \vec{J}^M(\vec{r}'_i, \nu_n) \frac{e^{-jk_n|\vec{r}-\vec{r}'_i|}}{|\vec{r}-\vec{r}'_i|} dS_{iq}, \quad (5.4)$$

де $k_n = \frac{2\pi}{\lambda_n}$, а $\lambda_n = \frac{c}{\nu_n}$.

Розрахунки векторних потенціалів по формулах (5.3), (5.4) у загальному випадку призводить до досить складних математичних викладень і не завжди вдається одержати замкнені вирази для різноманітних випромінювальних структур навіть із простою конфігурацією [266, 282]. В [283 – 285] показано, що аналіз електромагнітних полів у ближній і проміжній зонах спостереження може бути сильно спрощений, якщо не потрібно знання полів на дуже малих відстанях від антени. В зазначених роботах пропонується випромінювальну структуру великих електричних розмірів розбивати на множину малих таких, що відстань дальньої зони цих випромінювачів менше або дорівнює мінімальній відстані, на якій розраховуються поля досліджуваної випромінювальної структури великих електричних розмірів.

З урахуванням вище сказаного співвідношення (5.3) і (5.4) можна спростити, якщо вважати, що точка спостереження стосовно кожного з випромінювачів випромінювальної структури перебуває в дальній зоні, тобто для кожного i -го випромінювача окремо виконується умова

$$|\vec{r} - \vec{r}_i| \gg \frac{2L_i^2}{\lambda_n}, \quad (5.5)$$

де L_i – максимальний лінійний розмір випромінювача випромінювальної структури (рис. 5.2) передавальної підсистеми системи БПЕ, λ_n – максимальна довжина хвилі.

Але стосовно самої випромінювальної структури, ця область є зоною Френеля

$$|\vec{r} - \vec{r}_i| < \frac{2L^2}{\lambda_n}, \quad (5.6)$$

де L – максимальний лінійний розмір випромінювальної структури (рис. 5.2) передавальної підсистеми системи БПЕ.

Введемо для кожних випромінювачів свої локальні системи координат X'_i, Y'_i, Z'_i (рис. 5.3) і визначимо відстані $|\vec{r} - \vec{r}'_i|$ в такий спосіб

$$|\vec{r} - \vec{r}'_i| = |\vec{r}_i - \vec{\rho}'_i| = \sqrt{r_i^2 - \rho_i'^2 - 2r_i\rho_i' \cos \gamma'_i}, \quad (5.7)$$

де γ'_i – кут між радіус-векторами \vec{r} та $\vec{\rho}'_i$ (рис. 5.3).

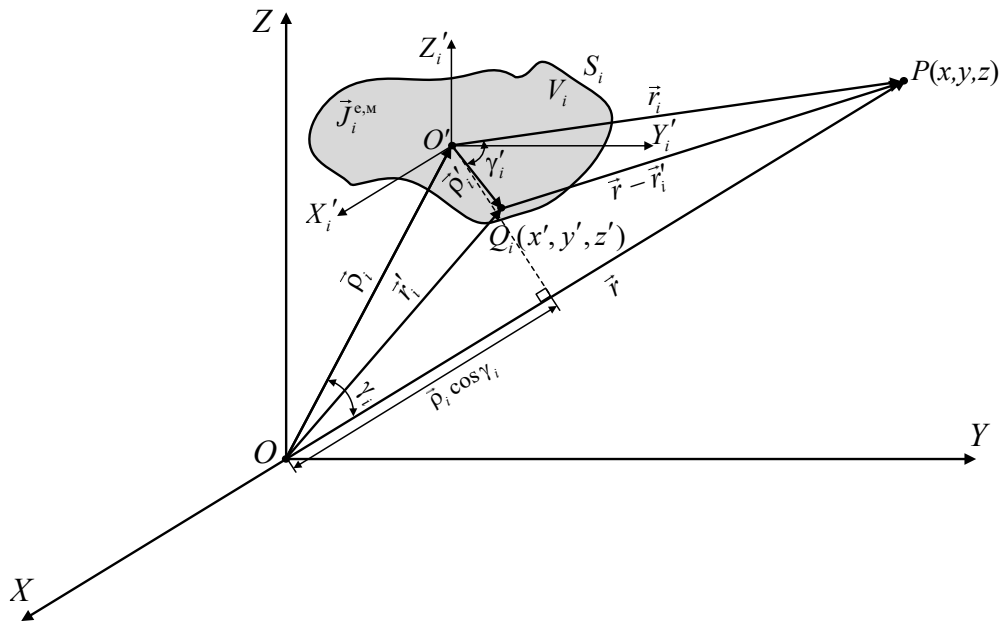


Рисунок 5.3 – Локальна і глобальна системи координат i -го випромінювача

Як відзначалося вище, точка спостереження $P(x, y, z)$ відносно випромінювача випромінювальної структури перебуває на достатній відстані ($r_i \gg \rho'_i$, дальня зона) від поверхні S_i , тоді відстань $|\vec{r}_i - \vec{\rho}'_i|$ можна представити у

вигляді ряду по зростаючих ступенях відношення $\frac{\rho'_i}{r_i}$ [286]

$$|\vec{r}_i - \vec{\rho}'_i| = r_i \left(1 - \frac{\rho'_i}{r_i} \cos \gamma'_i + \frac{\rho_i'^2}{2r_i^2} (1 - \cos^2 \gamma'_i) + \frac{\rho_i'^3}{2r_i^3} \cos \gamma'_i (1 - \cos^2 \gamma'_i) + \dots \right). \quad (5.8)$$

Оскільки, точка спостереження відносно кожного з випромінювачів випромінювальної структури перебуває в дальній зоні (5.5), тоді у формулах (5.3) і (5.4), враховуючи рівність (5.7) у знаменнику підінтегрального виразу приблизно можна покласти $|\vec{r} - \vec{r}'_i| \approx r_i$ і множник $\frac{1}{r_i}$ винести з під знаку інтеграла, а в показнику експоненти під інтегралом відстань $|\vec{r} - \vec{r}'_i|$ можна наближено обчислювати, обмежившись першими двома членами ряду (5.8), по формулі

$$|\vec{r} - \vec{r}'_i| = r_i - \rho'_i \cos \gamma'_i, \quad (5.9)$$

функція $e^{-jk_n r_i}$ також виходить з під знака інтеграла.

Добавок $\rho'_i \cos \gamma'_i$ до величини r_i зветься різницею ходу променів, яка являє собою проекцію (див. рис. 5.3) вектора $\vec{\rho}'_i = \vec{e}_x x'_i + \vec{e}_y y'_i + \vec{e}_z z'_i$ ($\vec{e}_x, \vec{e}_y, \vec{e}_z$ – орти декартової системи координат) на напрямок одиничного вектора \vec{e}_p , що виходить із початку координат у точку спостереження $P(x, y, z)$

$$\vec{e}_p = \vec{e}_x \sin \theta \cos \varphi + \vec{e}_y \sin \theta \sin \varphi + \vec{e}_z \cos \theta.$$

Перемножуючи скалярно ці вектори, знаходимо явний вираз для різниці ходу

$$\rho'_i \cos \gamma'_i = x'_i \sin \theta \cos \varphi + y'_i \sin \theta \sin \varphi + z'_i \cos \theta. \quad (5.10)$$

У загальному випадку при довільному розташуванні в просторі відносно початку сферичної системи координат випромінювачів випромінювальної структури напрямок прямої ρ'_i , що з'єднує початкову точку відліку з фазовим центром i -го випромінювача, має напрямні косинуси $\cos \alpha_i, \cos \beta_i, \cos \delta_i$, тоді (5.12) запишеться у вигляді

$$\rho'_i \cos \gamma'_i = x'_i \cos \alpha_i \sin \theta \cos \varphi + y'_i \cos \beta_i \sin \theta \sin \varphi + z'_i \cos \delta_i \cos \theta. \quad (5.11)$$

З урахуванням вище сказаного, співвідношення (5.3) і (5.4) приймуть наступний вигляд

$$\begin{aligned} \vec{A}^e(\vec{r}'_i, \nu_n) &= \frac{\mu_a}{4\pi} \frac{e^{-jk_n r_i}}{r_i} \iint_{S_i} \vec{J}^e(\vec{r}'_i, \nu_n) e^{jk_n(x'_i \cos \alpha_i \sin \theta \cos \varphi + y'_i \cos \beta_i \sin \theta \sin \varphi + z'_i \cos \delta_i \cos \theta)} dS_{iq} = \\ &= \frac{\mu_a}{4\pi} \frac{e^{-jk_n r_i}}{r_i} \vec{f}_i^e(\theta, \varphi, \nu_n), \end{aligned} \quad (5.12)$$

$$\begin{aligned} \vec{A}^M(\vec{r}'_i, \nu_n) &= \frac{\varepsilon_a}{4\pi} \frac{e^{-jk_n r_i}}{r_i} \iint_{S_i} \vec{J}^M(\vec{r}'_i, \nu_n) e^{jk_n(x'_i \cos \alpha_i \sin \theta \cos \varphi + y'_i \cos \beta_i \sin \theta \sin \varphi + z'_i \cos \delta_i \cos \theta)} dS_{iq} = \\ &= \frac{\varepsilon_a}{4\pi} \frac{e^{-jk_n r_i}}{r_i} \vec{f}_i^M(\theta, \varphi, \nu_n), \end{aligned} \quad (5.13)$$

де

$$\vec{f}_i^{e,M}(\theta, \varphi, \nu_n) = \iint_{S_i} \vec{J}^{e,M}(\vec{r}'_i, \nu_n) e^{jk_n(x'_i \cos \alpha_i \sin \theta \cos \varphi + y'_i \cos \beta_i \sin \theta \sin \varphi + z'_i \cos \delta_i \cos \theta)} dS_{iq} -$$

векторні функції залежні тільки від кутових координат точки спостереження (θ, φ) обумовлені заданими розподілами струмів $\vec{J}^{e,M}(\vec{r}'_i, \nu_n)$, що характеризують залежність створюваного ними поля в дальній зоні від кутових координат на частотах ν_n .

Далі знайдемо електромагнітне поле в зоні Френеля, створюване багатовходновою випромінювальною структурою з розподіленою нелінійністю. Для цього підставимо вирази (5.12) і (5.13) у формули (5.1) та (5.2). В (5.1) і (5.2) векторні операції беруться по координатах точки спостереження й

враховуючи, що у виразах $grad_p div_p \left(\frac{e^{-jk_n r_i}}{r_i} \vec{f}_i^{e,M}(\theta, \varphi, v_n) \right)$ і $rot \left(\frac{e^{-jk_n r_i}}{r_i} \vec{f}_i^{e,M}(\theta, \varphi, v_n) \right)$ члени порядку $\frac{1}{r_i}$ з'являються лише в тих доданках, у яких диференціюється по r_i співмножник $e^{-jk_n r_i}$ (інші доданки дадуть члени порядку $\frac{1}{r_i^2}$ й нижче), одержимо для векторів електричного поля \vec{E} та магнітного поля \vec{H} наступні вирази

$$\vec{E}(r, \theta, \varphi, v_n) = \frac{v_n \mu_a}{4\pi j} \sum_{i=1}^N \frac{e^{-jk_n r_i}}{r_i} \left(\left[\vec{e}_{r_i} \left[\vec{f}_i^e(\theta, \varphi, v_n) \vec{e}_{r_i} \right] \right] + \sqrt{\frac{\epsilon_a}{\mu_a}} \left[\vec{f}_i^M(\theta, \varphi, v_n) \vec{e}_{r_i} \right] \right), \quad (5.14)$$

$$\vec{H}(r, \theta, \varphi, v_n) = \frac{v_n \epsilon_a}{4\pi j} \sum_{n=1}^N \frac{e^{-jk_n r_i}}{r_i} \left(\sqrt{\frac{\mu_a}{\epsilon_a}} \left[\vec{e}_{r_i} \vec{f}_i^e(\theta, \varphi, v_n) \right] + \left[\vec{e}_{r_i} \left[\vec{f}_i^M(\theta, \varphi, v_n) \vec{e}_{r_i} \right] \right] \right), \quad (5.15)$$

де \vec{e}_{r_i} – одиничний орт у напрямку r_i .

Запишемо співвідношення (5.14) і (5.15) у більш компактному вигляді

$$\vec{E}(r, \theta, \varphi, v_n) = \sum_{i=1}^N \vec{E}_i(r, \theta, \varphi, v_n) e^{-jk_n r_i}, \quad (5.16)$$

$$\vec{H}(r, \theta, \varphi, v_n) = \sum_{i=1}^N \vec{H}_i(r, \theta, \varphi, v_n) e^{-jk_n r_i}, \quad (5.17)$$

де $\vec{E}_i(r, \theta, \varphi, \nu_n)$, $\vec{H}_i(r, \theta, \varphi, \nu_n)$ – напруженості електричного і магнітного полів, створюваних i -м випромінювачем багатовходової випромінювальної структури на частотах ν_n .

При однаковій поляризації випромінювачів, а також за рахунок вибору початкових фаз випромінювачів можна добитися того, що в обраній точці простору з координатами (x_F, y_F, z_F) на відстані фокусування r_F ЕМВ створювані випромінювачами багатовходової випромінювальної структури складаються синфазно. Значення початкових фаз i -х випромінювачів у багатовходовій випромінювальній структурі необхідних для синфазного складання парціальних полів у точці з координатами (x_F, y_F, z_F) на частотах ν_n визначаються з умови

$$\psi_i(\nu_n) = k_n r_{Fi} \quad (5.18)$$

де

$$r_{Fi} = \sqrt{(x_F - x'_i)^2 + (y_F - y'_i)^2 + (z_F - z'_i)^2} - \quad (5.19)$$

відстань між точкою фокусування з координатами (x_F, y_F, z_F) й центром i -го випромінювача з координатами (x'_i, y'_i, z'_i) .

Тоді з урахуванням умови (5.18) вирази (5.16) і (5.17) перепишуться в наступному вигляді

$$\vec{E}(r, \theta, \varphi, \nu_n) = \sum_{n=1}^N \vec{E}_i(r, \theta, \varphi, \nu_n) e^{-j(k_n r_i - \psi_i(\nu_n))}, \quad (5.20)$$

$$\vec{H}(r, \theta, \varphi, \nu_n) = \sum_{n=1}^N \vec{H}_i(r, \theta, \varphi, \nu_n) e^{-j(k_n r_i - \psi_i(\nu_n))}. \quad (5.21)$$

На робочій частоті ($\nu_{n=1} = \omega_0$) співвідношення (5.18) має досить наочний фізичний зміст. Початкова фаза випроміненого поля випромінювачами багатовходової випромінювальної структури повинна відповідати сполученому значенню початкової фази електромагнітного поля створюваного ними у точці фокусування. Такий фазовий розподіл забезпечує повну компенсацію набігу фази випромінювачів багатовходової випромінювальної структури до точки фокусування при заданій робочій частоті. Цей спосіб фокусування в літературі [228] називають просторово-фазовим (ПФ) фокусуванням.

Наявність розподіленої нелінійності у випромінювачах призводить до утворення на їхніх поверхнях густини електричного струму на комбінаційних частотах ν_n , це у свою чергу призводить до розфокусування електромагнітного випромінювання на основній частоті й значному розширенню зони Френеля поля побічного випромінювання. Дальня границя зони Френеля на частоті n -ї гармоніки визначається співвідношенням

$$r_n = \frac{2L^2 n}{\lambda_0},$$

тобто n -й частотній гармоніці відповідає своя довжина зони Френеля, яка росте зі збільшенням номера гармоніки й приблизно в n разів перевищує дальність передачі енергії. Таким чином, розглянуті випромінювальні структури з розподіленою нелінійністю на частотах гармонік можуть створювати в певних напрямках поля значної інтенсивності й суттєво погіршувати функціонування інших РЕС, що перебувають навіть на значних відстанях від ректени.

5.2. Передавальна підсистема системи БПЕ на основі багатопозиційної системи випромінювачів

У даному підрозділі запропоновано варіант технічної реалізації систем БПЕ мікрохвильовим променем до важкодоступних об'єктів на основі БСВ.

Побудова передавальних підсистем систем БПЕ на основі БСВ дозволяє розширити зону Френеля в якій відбувається фокусування електромагнітного випромінювання в площині розташування ректени, тобто збільшити дальність передачі енергії мікрохвильовим променем. Це досягається за рахунок можливості здійснювати будь-яке необхідне просторове розташування джерел випромінювання в БСВ та зміни її геометричних розмірів L (рис. 5.2). Також у передавальних підсистемах систем БПЕ на основі БСВ можливо при відносно невеликих потужностях випромінювання окремих джерел випромінювання в БСВ, одержувати необхідне високе значення густини потоку потужності в точці фокусування за рахунок збільшення числа джерел випромінювання в БСВ. Це дозволяє зменшити для БСВ обмеження по розмірах зон безпеки для обслуговуючого персоналу та населення в порівнянні з необхідними розмірами і потужністю однопозиційних великоапертурних ФАР для здійснення передачі енергії з тією ж, що й для БСВ густиною потоку потужності ЕМВ на таку ж відстань.

5.2.1. Постановка задачі досліджень

Запропоновані для реалізації наприкінці ХХ століття системи БПЕ будувалися на основі передавачів з однопозиційними сфокусованими ФАР або дзеркальними антенами (див. розд. 1). Така побудова передавальних підсистем систем БПЕ з ряду причин суттєво обмежує галузі їх застосування. Розглянемо коротко ці причини.

Для безпроводної передачі енергії на великі відстані необхідно використовувати великоапертурні передавальні антени. Це пов'язано із залежністю довжини зони Френеля $R_{з.ф}$, де здійснюється фокусування ЕМВ, від геометричних розмірів L передавальної антени [266]

$$\frac{L}{4} + \frac{L}{2} \left(\frac{L}{\lambda} \right)^{1/3} \leq R_{з.ф} \leq \frac{2L^2}{\lambda}.$$

Однак, при використанні передавальних антен великих розмірів доводиться зустрічатися зі складністю їх технічної реалізації, високою вартістю їх виготовлення, появою флуктуації їх апертури при сильних вітрових навантаженнях, а отже й флуктуації фазового розподілу на апертурі, що призводить, як показано в [287, 288], до випадкових відхилень мікрохвильового променя від заданого напрямку. Ця обставина веде не тільки до істотного погіршення енергетичних характеристик систем БПЕ, але й погіршенню ЕМС, екологічної та біологічної безпеки.

Використання однопозиційних передавальних антен обмежує і галузі застосування систем БПЕ. Наприклад, при створенні мобільних систем БПЕ для забезпечення аварійного енергопостачання в зонах лиха, енергопостачання БЛА і т.п. де відстань фокусування може бути довільною, а розміри передавальної антени та ректени розраховуються на фіксовану відстань фокусування (передачі енергії).

Для досягнення високих значень густини потоку потужності на ректені необхідно випромінювати ЕМВ великої потужності. Це призводить до збільшення відстані до зони біологічної безпеки для населення й обслуговуючого персоналу навколо передавальної підсистеми системи БПЕ (що накладає обмеження по її розміщенню на місцевості), можливій прояві нелінійних ефектів (див. підрозд. 5.1).

Усунути зазначені вище недоліки традиційних систем БПЕ мікрохвильовим променем можна шляхом переходу від однопозиційних передавальних антен до багатопозиційних антенних систем. Цей перехід дозволить збільшити розмір передавальної антени, тим самим збільшити довжину її зони Френеля, отже, і дальність передачі електромагнітної енергії.

Під сфокусованою багатопозиційною антеною надалі будемо розуміти багатопозиційну систему випромінювачів з фокусуванням ЕМВ, що представляє собою систему, яка поєднує окремі джерела випромінювання.

Таким чином, успішне дослідження питань, пов'язаних з побудовою передавальних підсистем систем БПЕ на основі сфокусованих БСВ дозволить

перейти на якісно новий рівень розв'язку завдань безпроводного енергопостачання різних об'єктів. У зв'язку із цим стає актуальною задача удосконалення принципів побудови систем БПЕ.

5.2.2. Структурна схема системи БПЕ з передавальною БСВ

Системи БПЕ побудовані на основі БСВ (рис. 5.4) поєднують у єдину когерентну систему N (до декількох десятків) передавальних модулів (ПМ) з рознесеними в просторі їх випромінювальними структурами та загальним центром керування (ЦК).

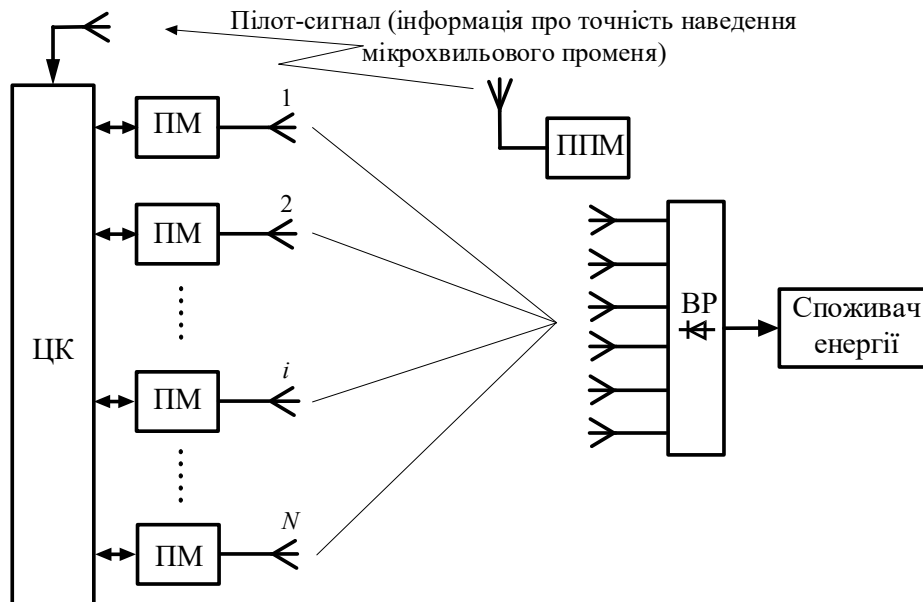


Рисунок 5.4 – Структурна схема системи БПЕ з передавальною БСВ

ПМ системи БПЕ об'єднані в єдину мережу, за допомогою якої виконується обмін інформацією (формування необхідного розподілу поля на апертурі ректени, наведення мікрохвильового променя на апертуру ректени по пілот-сигналу, формованого приймально-передавальним модулем (ППМ), фокусування та розфокусування ЕМВ у випадку позаштатних ситуацій, контроль точності установки амплітуди і фази на передавальних випромінювальних системах і т.д.) між ведучим передавальним модулем і

підлеглими передавальними модулями. Об'єднання ПМ у мережу дозволяє забезпечити функціонування їх просторово-розподілених випромінювальних систем як єдиної системи, з єдиним центром керування. Залежно від необхідних у даний момент часу просторових і енергетичних характеристик ЕМВ на великоапертурній ректені (ВР) для кожної випромінювальної позиції задаються певні координати й встановлюються на них необхідні амплітудно-фазові розподіли (АФР).

Ведучий модуль виступаючи, як і підлеглі модулі, елементарним передавачем забезпечує їх усім набором необхідної інформації: початкова фаза, амплітуда, вид електромагнітного випромінювання, час випромінювання та ін. Ведучі функції можна здійснити по різних схемах, наприклад, по типу «зірка» (рис. 5.5,а) або більш складної – «кожний з кожним», причому з «плаваючою» роллю ведучого модуля (рис. 5.5,б).

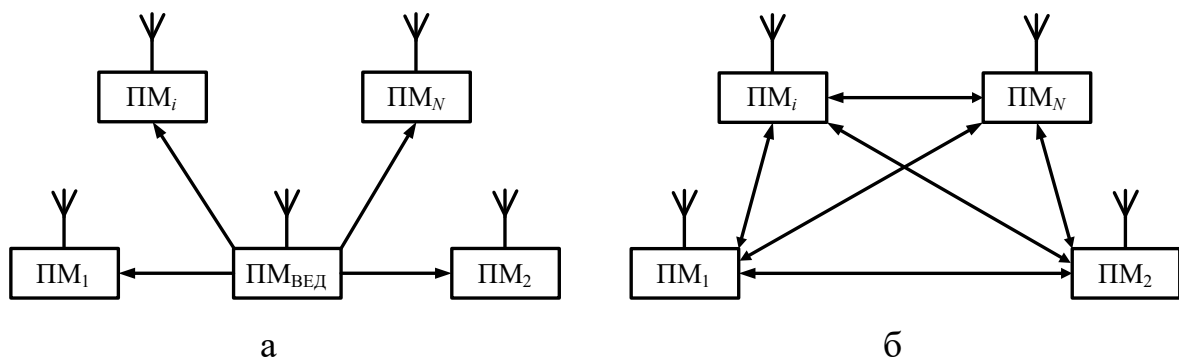


Рисунок 5.5 – Способи об'єднання передавальних модулів у групу

Перш ніж перейти до моделювання поля створюваного БСВ на апертурі ректени, відзначимо ще одну обставину, яка робить привабливими системи БПЕ з передавальними БСВ. Ця обставина пов'язана з тим, що передавальні позиції можна реалізувати на основі морально застарілих РЛС із ФАР або дзеркальними антенами з когерентними простими імпульсними або неперервними сигналами, наприклад, РЛС наведення ракет зенітно-ракетного комплексу (ЗРК) «ТОР-М1» (частота випромінювання – 4,3 ГГц) [289], або РЛС станції виявлення цілей ЗРК «Оса-Акм» (частота випромінювання – 10 ГГц),

РЛС типу «Огляд-3» (1РЛ141), що входить до складу радіовисотоміра ПРВ-17 української розробки (частота випромінювання – 2,45 ГГц). Технічні й конструктивні параметри, яких можна прийняти вихідними для оцінки характеристик систем БПЕ на основі БСВ.

5.2.3. Електромагнітне поле створюване БСВ на апертурі ректени

Проведемо математичне моделювання поля на апертурі ректени на основній частоті (10 ГГц) створюваного сфокусованою БСВ із квадратною апертурою і геометрією розташування випромінювачів показаної на рис. 5.6

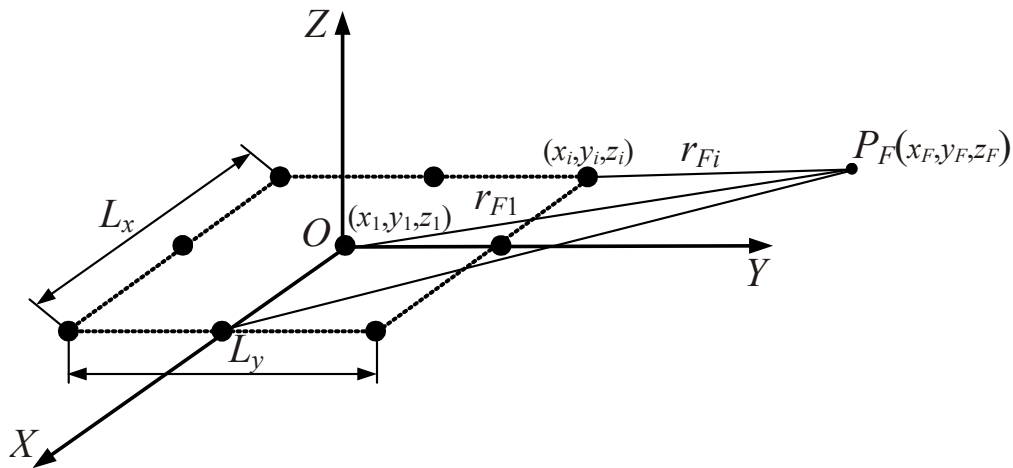


Рисунок 5.6 – Розташування випромінювачів у БСВ

Вираз для густини потоку потужності в точці фокусування має такий вигляд [228]:

$$\Pi(x, y, z) = \left| \sum_{i=1}^N \sqrt{\frac{P_i G_i}{4\pi r_i^2}} F_i(\theta, \varphi) e^{-j \left[2\pi f_0 \left(t - \frac{r_i}{c} \right) + \psi_{0i} \right]} \right|^2, \quad (5.22)$$

де P_i – потужність, що підводиться до i -го випромінювача БСВ; G_i – максимальний коефіцієнт підсилення i -го випромінювача БСВ; $F_i(\theta, \varphi)$ –

нормована діаграма спрямованості по полю i -го випромінювача в локальній системі координат; $r_i = \sqrt{(x-x_i)^2 + (y-y_i)^2 + (z-z_i)^2}$ – відстань від i -го випромінювача до точки спостереження; $\Psi_{0i} = -2\pi f_0 \left(\frac{z_F}{c} - \frac{r_{Fi}}{c} \right)$ – початкові фази випромінювачів БСВ необхідні для синфазного складання полів у точці фокусування; c – швидкість світла; $r_{Fi} = \sqrt{(x_F-x_i)^2 + (y_F-y_i)^2 + (z_F-z_i)^2}$ – відстань від випромінювача, розташованого в точці (x_i, y_i, z_i) до точки фокусування $P_F(x_F, y_F, z_F)$.

На рис. 5.7, наведені результати математичного моделювання поля в площині розташування ректени на частоті $f_0 = 10$ ГГц для різних відстаней фокусування.

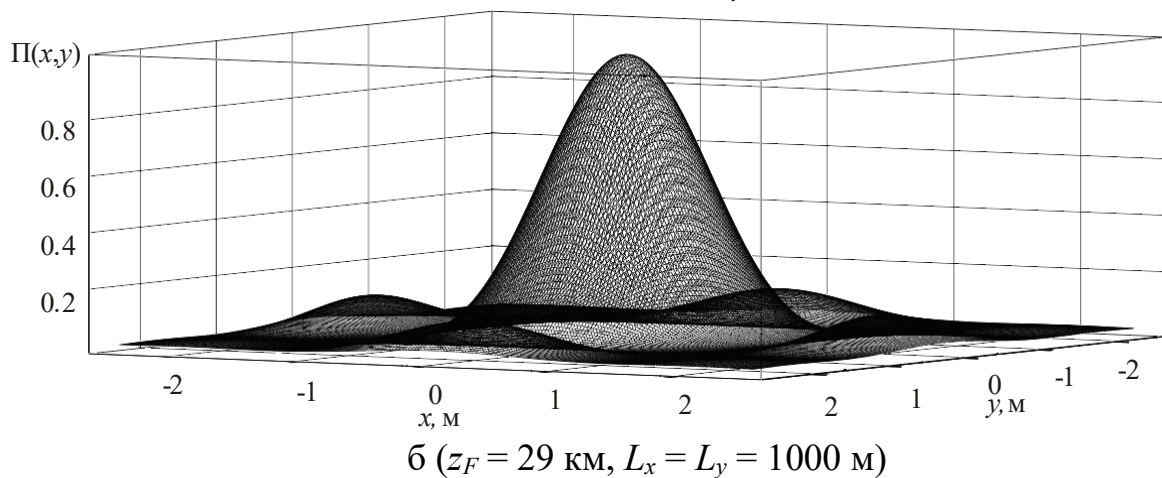
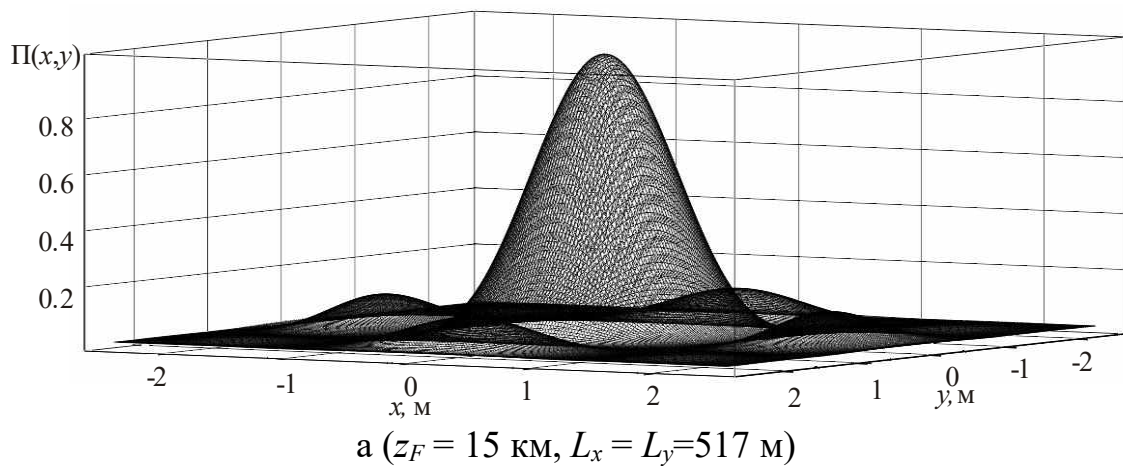


Рисунок 5.7 – Розподіл нормованої густини потоку потужності в площині розташування ректени

При моделюванні передбачалося, що випромінювачами БСВ є рупорної ФАР модульного типу. ФАР складається з 4 модулів, кожний з яких являє собою квадратні решітки з розмірами $85 \times 85 \text{ см}^2$ і числом випромінювачів 144.

Для порівняння на рис. 5.8 на одному графіку наведені розподіли нормованої густини потоку потужності на апертурі ректени радіусом $\rho=1,3 \text{ м}$ при фокусуванні на відстань 15 км (суцільна лінія) і на 29 км (кружечки).

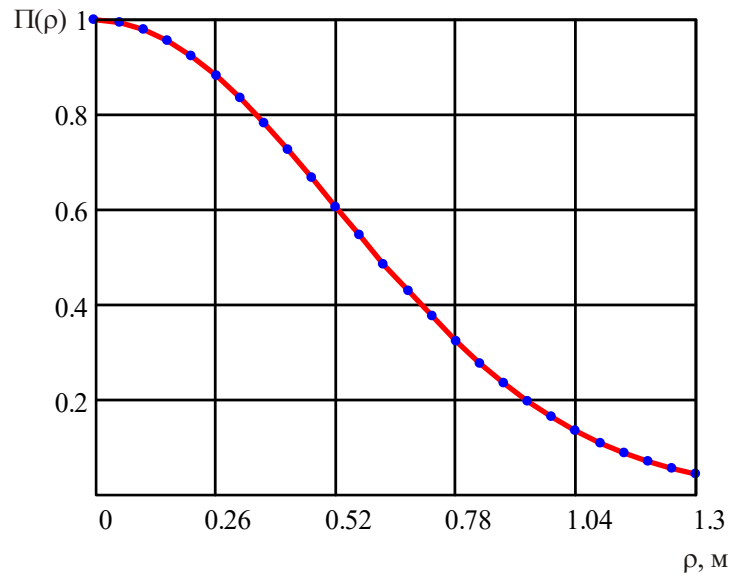


Рисунок 5.8 – Розподіл нормованої густини потоку потужності на апертурі ректени

Поперечні лінійні розміри (ширина) фокальної плями Δx_F , Δy_F по координатах x і y , відповідно, (яку необхідно навести на апертуру ректени) визначаються в першому наближенні по відомих виразах для синфазної ФАР [228]:

$$\Delta x_F \approx \frac{\lambda}{L_x} z_F, \Delta y_F = \frac{\lambda}{L_y} z_F, \quad (5.23)$$

де L_x , L_y – лінійні розміри БСВ (рис. 5.2) по осях OX і OY відповідно, z_F – відстань фокусування.

Видно, що в системах БПЕ із БСВ однакову ширину фокальної плями на різних відстанях фокусування можна забезпечити варіюючи геометричним розміром системи випромінювачів ($L_x \times L_y$).

На підставі отриманих результатів можна виділити ряд переваг систем БПЕ побудованих на основі БСВ в порівнянні із системами БПЕ побудованих на основі однопозиційних антен:

- у системах БПЕ із БСВ можливо при відносно невеликих потужностях випромінювання окремих передавальних позицій, одержувати необхідне високе значення густини потоку потужності в точці фокусування за рахунок збільшення числа позицій N ;

- на основі БСВ можна порівняно легко створювати мобільні системи БПЕ, що швидко розгортаються, наприклад, для енергопостачання об'єктів у зонах стихійних лих, тому що варіюванням конфігурації БСВ (геометрія, число випромінювачів) можна забезпечувати той самий режим збудження ректени (однаковий амплітудний розподіл поля і його інтенсивність), тобто при фіксованих розмірах ректени одержувати однакові її характеристики на різних відстанях фокусування.

Зі сказаного вище видно, що застосування БСВ дозволяє значно розширити функціональні можливості систем БПЕ. Однак, при технічній реалізації систем БПЕ із БСВ необхідно буде вирішувати й ряд додаткових задач.

1. Виникає необхідність розробки алгоритму для спільного керування рознесеними передавальними позиціями. Спільне керування вимагає вирішувати задачі узгодженого сканування простору (наприклад, для енергопостачання рухливих об'єктів), контролю частот випромінювання [290] і параметрів випромінюваного ЕМВ, використання тих або інших методів формування сфокусованого мікрохвильового випромінювання. Для організації спільної роботи ПМ необхідні надійні міжпозиційні канали зв'язку та канал зв'язку ЦК з ВР по яких передається командна інформація для керування та контролю параметрів усієї системи БПЕ в цілому.

2. Для керування ПМ та завдання алгоритму їх спільної роботи, необхідно точне знання координат їхніх випромінювальних структур, тобто необхідно здійснювати геодезичну або навігаційну прив'язку.

Очевидно, що системи БПЕ з декількох передавальних випромінювальних позицій з лініями зв'язку й центрами керування складніші й дорожче, чим однопозиційні. Однак, слід зазначити, що порівняння по складності й вартості правомірно лише при близьких технічних характеристиках систем БПЕ. Деякі характеристики систем БПЕ із БСВ технічно недосяжні для систем БПЕ на основі передавачів з однопозиційними антенами.

Таким чином, видно, що застосування систем БПЕ із БСВ доцільно тоді, коли традиційна система БПЕ не може задовольнити поставленим задачам, а розробка методів аналізу й конструкційного синтезу БСВ з метою побудови ефективних і багатоцільових систем БПЕ представляє певний науковий і практичний інтерес. Тому із практичної точки зору підхід до побудови передавальної підсистеми системи БПЕ на основі БСВ є привабливим, однак при цьому залишаються не до кінця з'ясованими питання пов'язані з оцінкою ефективності великоапертурних антен збуджуваних нерівномірним полем. Розв'язку цих питань присвячений розділ 7.

5.3. Висновки до розділу

1. Отримані співвідношення, що дозволяють визначати електромагнітні поля, створювані багатовходовими випромінювальними структурами в зоні Френеля в складі яких є антени й тракти їх збудження з нелінійними характеристиками. Тобто узагальнена теорія АНЕ на зону Френеля.

2. Наявність розподіленої нелінійності у випромінювачах призводить до розфокусування електромагнітного випромінювання на основній частоті й значному розширенню зони Френеля поля побічного випромінювання. Тобто n -й частотній гармоніці відповідає своя довжина зони Френеля, яка росте зі

збільшенням номера гармоніки й приблизно в n разів перевищує дальність передачі енергії. Таким чином, випромінювальні структури з розподіленою нелінійністю на частотах гармонік можуть створювати в певних напрямках поля значної інтенсивності й суттєво погіршувати функціонування інших РЕС, що перебувають навіть на значних відстанях від ректени.

3. Вироблені пропозиції по технічній реалізації перспективних систем БПЕ на основі передавальних сфокусованих багатопозиційних систем випромінювачів.

4. Розглянута структурно-алгоритмічна схема побудови систем БПЕ із БСВ. Привабливість таких систем БПЕ є те, що їхні передавальні підсистеми (випромінюючі позиції в БСВ) можна реалізувати на базі існуючих типових радіолокаційних комплексів або інших джерел мікрохвильового випромінювання, що дозволить: суттєво знизити вартість систем БПЕ; прискорити процес їх технічної реалізації та проведення експериментальних досліджень; розширити функціональні можливості РЕС, тобто забезпечити виконання декількох функцій – безпроводна передача енергії, функціональне ураження РЕС [A16, A17, A33].

5 Результати моделювання поля створюваного БСВ на апертурі ректени дозволяють зробити ряд висновків про переваги систем БПЕ із БСВ в порівнянні з системами БПЕ на основі однопозиційних передавальних антен:

- системи БПЕ із БСВ можуть покривати досить протяжні області простору, тому що на практиці не виникає принципових проблем у реалізації БСВ значних розмірів, тобто варіюючи геометричними розмірами БСВ можна розширювати границі зони Френеля, тим самим збільшуючи дальність передачі енергії.

- у системах БПЕ із БСВ можливо при відносно невеликих потужностях випромінювання окремих передавальних позицій, одержувати необхідне високе значення густини потоку потужності в точці фокусування за рахунок збільшення числа позицій;

- порівняно легко забезпечуються задані геометричні розміри області фокусування, що дозволяє зменшити розміри зон біологічної безпеки для обслуговуючого персоналу і населення та виконати вимоги по електромагнітній сумісності в порівнянні із системами БПЕ з однопозиційними передавальними антенами;

- простотою реалізації мобільних систем БПЕ, які швидко розгортаються, тому що варіюванням конфігурації передавальної БСВ можливо забезпечувати на різних відстанях фокусування однаковий режим збудження ректени (сталість амплітудного розподілу поля і його інтенсивності), тобто на різних відстанях фокусування отримувати однакові характеристики ректени.

6. ВЕЛИКОАПЕРТУРНІ РЕКТЕНИ ПРИ РІВНОМІРНОМУ ЗБУДЖЕННІ (МОДЕЛЬ НЕСКІНЧЕННИХ РЕШІТОК)

Використовуючи узагальнену нелінійну математичну модель електродинамічного рівня системи БПЕ у даному розділі була вирішена задача обґрунтування можливості й умов застосування наближення моделі нескінченних решіток для аналізу великоапертурних ректен.

Розглянута узагальнена схема великоапертурної ректенної решітки й показані, що матриці, які характеризують її лінійну підсхему, володіють рядом специфічних особливостей, які необхідно враховувати при формуванні математичної моделі ВРР.

Отримано рівняння стану для нескінченної ректенної решітки й доведено, що тільки у випадку періодичного або майже періодичного режиму збудження ректени, розрахунок її нелінійного режиму зводиться до обчислення на основній частоті й частотах вищих гармонік параметрів одного «еквівалентного» ПВЕ, якщо ПВЕ з'єднані по постійному струму з навантаженням або послідовно, або паралельно. При інших схемах збору можливість застосування наближення нескінченних решіток повинна бути встановлена експериментально.

Отримані співвідношення для визначення зовнішніх параметрів і характеристик ВРР.

Проведена оцінка потенційних енергетичних характеристик ПВЕ у складі ректенної решітки в яких використовувалися однопівперіодні схеми випрямлення.

Матеріали розділу опубліковані у роботах [A1, A5, A15, A32].

6.1. Схема великоапертурної ректенної решітки

У системах БПЕ великої потужності ректени можуть містити десятки й сотні тисяч ПВЕ (див. розд. 1), тому ректени потужних систем БПЕ являють

собою великоапертурні нефазовані антенні решітки (див. розд. 1). Приймально-випрямний елемент ВРР являє собою приймальну антену, яка навантажена на НВЧ-випрямляч. Потужність постійного струму з виходів усіх ПВЕ підсумовується схемою збору потужності. Один з можливих варіантів побудови великоапертурної ректенної решітки наведений на рис. 6.1.

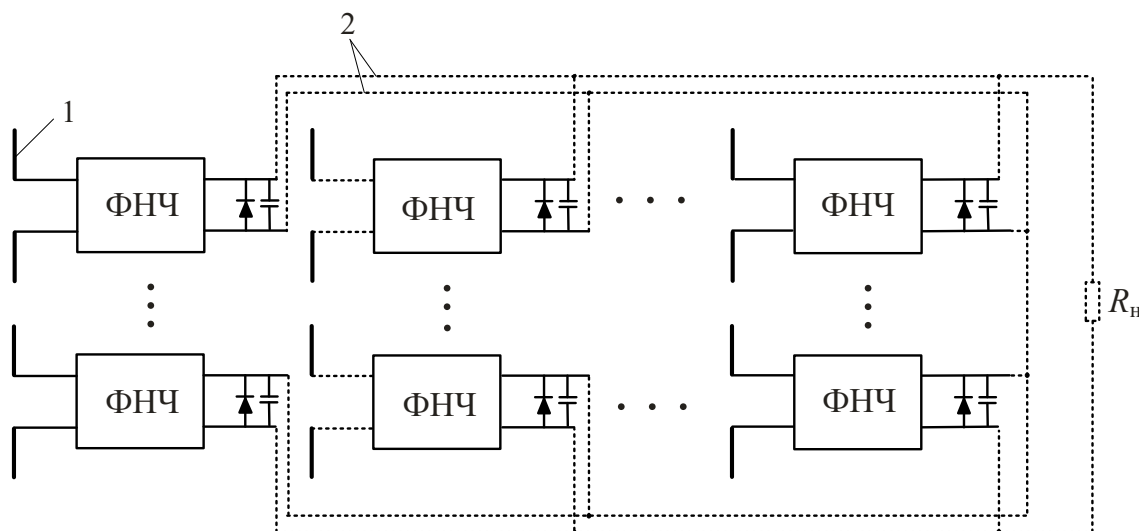


Рисунок 6.1 – Схема фрагменту ректенної решітки:

1 – випромінювач; 2 – схема збору потужності; ФНЧ – фільтр нижніх частот

Використовуючи результати, отримані у розд. 2, розв'яжемо окрему задачу, пов'язану з розробкою підходу щодо аналізу великоапертурних ректенних решіток систем БПЕ мікрохвильовим променем. Розглянемо тільки приймальну підсистему системи БПЕ (ВРР), не враховуючи взаємний зв'язок передавальної антени й ректени та міжсистемні взаємодії. У розд. 2 показано, що ректену зображену на рис. 6.1, можна уявити у вигляді з'єднання лінійних і нелінійних багатополіусників (рис. 6.2).

Лінійна підсхема ЛПС-4 на рис. 6.2 відповідає системі випромінювачів, ЛПС-6 відповідає схемі збору потужності й навантаженню. Для кожного ПВЕ виділені лінійна (ЛПС-5) і нелінійна (НПС-2) підсхеми, що поєднують, відповідно, усі лінійні й нелінійні елементи кожного ПВЕ.

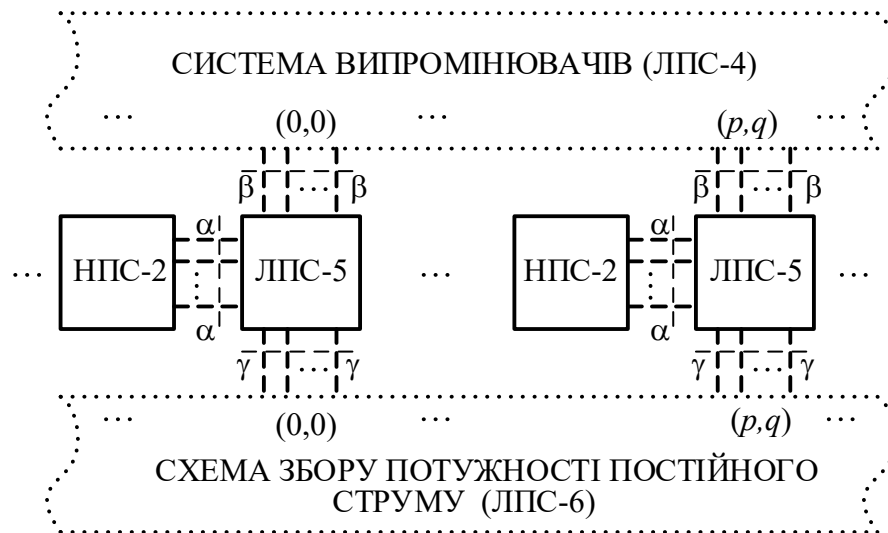


Рисунок 6.2 – Структурна схема великоапертурної ректенної решітки

Відзначимо, що при складанні моделі ректени нелінійність характеристик навантажень підсхеми ЛПС-6 не враховується. Якщо за якимись причинами необхідно врахувати нелінійність характеристик навантажень, то останні треба вважати частиною ректени, а їх нелінійні елементи слід увести до складу нелінійного багатополосника.

Розглянемо плоску ректенну решітку розташовану в нескінченному, однорідному та ізотропному просторі, що складається з ідентичних ПВЕ які в загальному випадку можуть мати випромінювачі з довільною конфігурацією. ПВЕ однаковим образом розташовані у вузлах косокутної сітки з подвійною періодичністю уздовж осей x і l (рис. 6.3). Період уздовж осі x рівний dx , період уздовж осі l рівний dl . Вісь l утворює з віссю x кут α_r . Чарунку з індексом $(0,0)$ будемо називати центральною. Положення кожного ПВЕ визначимо індексами (p,q) , яким відповідає геометрична точка з радіус-вектором $\vec{\rho}_{pq} = pd_x \vec{x}_0 + qd_l \vec{l}_0$, де \vec{x}_0, \vec{l}_0 – одиничні вектори в напрямку осей x і l .

Нехай ректенна решітка збуджується на частоті ω_0 (довжина хвилі у вільному просторі λ_0) плоскою електромагнітною хвилею, що приходить із напрямку θ, φ (рис. 6.3). Вектор напруженості електричного поля збуджуючої

плоскої хвилі в довільній точці з координатами (x,y,z) визначається співвідношенням

$$\vec{E}_n(x,y,z) = \vec{E}_0 \exp[jk_0(x\sin\theta\cos\varphi + y\sin\theta\sin\varphi + z\cos\theta)], \quad (6.1)$$

де $k_0 = 2\pi/\lambda_0$, \vec{E}_0 – амплітуда падаючої хвилі.

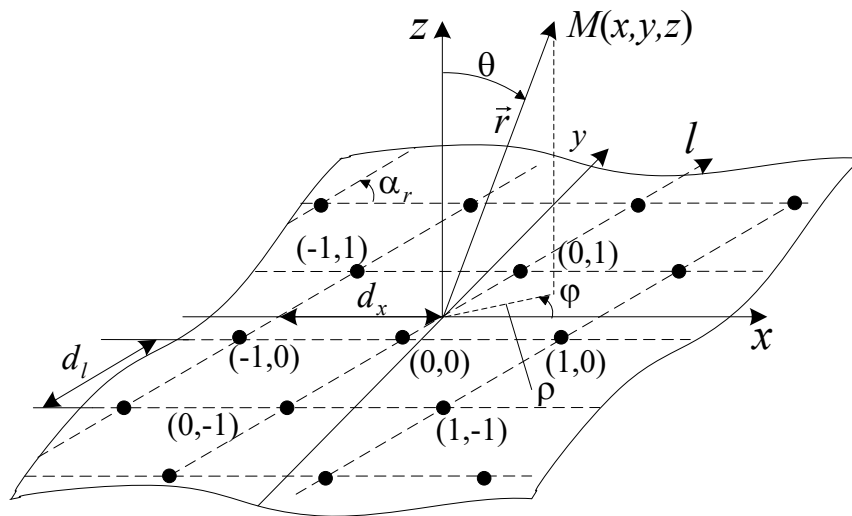


Рисунок 6.3 – Геометрія періодичної випромінювальної структури
ректенної решітки

Одержимо рівняння стану й зовнішні параметри великоапертурної ректенної решітки, з урахуванням схеми збору потужності, користуючись узагальненою нелінійною математичною моделлю електродинамічного рівня системи БПЕ розробленої у розд. 2. На підставі якої, усю процедуру аналізу великоапертурної ректенної решітки можна розділити на наступні етапи:

- етап розрахунків режиму роботи великоапертурної ректенної решітки;
- етап визначення її зовнішніх параметрів.

Етапи аналізу для великоапертурних ректенних решіток мають свої особливості, які полягають у наступному.

Згідно з наближенням нескінченних решіток, яким будемо користуватися, передбачається, що режим роботи кожного із ПВЕ такий, яким він був би, якби

даний елемент перебував у складі нескінченної решітки. Отже, на першому з перерахованих вище етапів повинна розглядатися нескінченна ($N_x, N_l \rightarrow \infty$) решітка ПВЕ й, виходить, що багатополюсники ЛБ-4, ЛБ-6 (рис. 6.2) мають нескінченне число входів. При цьому визначальними є параметри, що характеризують лінійні багатополюсники з боку тих входів, які з'єднуються один з одним, тобто щодо перетинів $\alpha - \alpha$, $\beta - \beta$ і $\gamma - \gamma$.

На другому етапі – етапі визначення зовнішніх параметрів, ректена розглядається як решітка з кінцевим числом ПВЕ ($N_x \times N_l$). Отже, багатополюсники ЛБ-4 і ЛБ-6 описуються матрицями кінцевої розмірності. Крім того, на цьому етапі для системи випромінювачів повинні бути відомі й параметри, що характеризують її зв'язок із зовнішнім простором, тобто потрібно більш повна система параметрів, що описують ЛБ-4. Тому природно, що на різних етапах аналізу можуть бути обрані різні системи параметрів, що описують лінійні багатополюсники. Основним визначальним критерієм застосування тих або інших параметрів, є зручність їх використання при розв'язку конкретних задач.

НПС-2 будемо подавати у вигляді деякого нелінійного $2-N_\alpha$ багатополюсника (НБ-2) (рис. 6.4,а), описуваного відображенням $\tilde{\mathbf{R}}_N$ (див. підрозд. 2.3), що переводить вектор напруг

$$\mathbf{u}_h(t) = (u_{h1}(t), u_{h2}(t), \dots, u_{hN_\alpha}(t))^T$$

на його входах у вектор струмів

$$\mathbf{i}_h(t) = (i_{h1}(t), i_{h2}(t), \dots, i_{hN_\alpha}(t))^T,$$

тобто

$$\mathbf{i}_h(t) = \tilde{\mathbf{R}}_N \{ \mathbf{u}_h(t) \} \quad (6.2,а)$$

або навпаки

$$\mathbf{u}_H(t) = \tilde{\mathbf{R}}_N^{-1} \{ \mathbf{i}_H(t) \}. \quad (6.2,6)$$

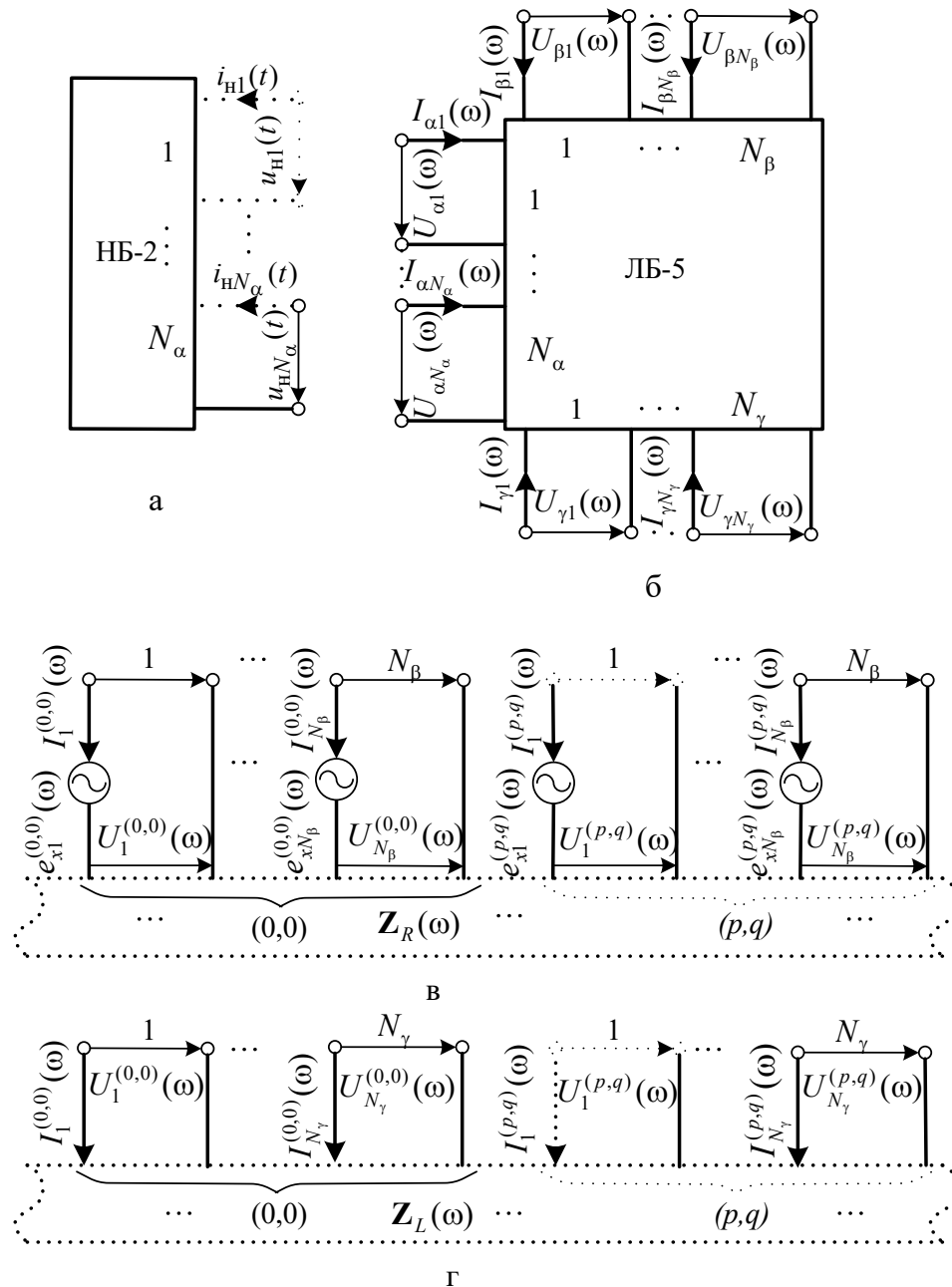


Рисунок 6.4 – Подання підсхем ректени у вигляді багатополісників на етапі визначення змінних стану

У цих співвідношеннях N_α – кількість входів, що з'єднують НБ із багатополісником, відповідним до підсхеми ЛПС-3 (перетин $\alpha-\alpha$); індекс T означає операцію транспонування.

Кожній лінійній підсхемі поставимо у відповідність лінійні багатополюсники ЛБ-4, ЛБ-6 та ЛБ-5 (рис. 6.4,б, в, г). У розд. 2 відзначалося, що на відміну від нелінійних багатополюсників, лінійні багатополюсники більш зручно характеризувати в частотній області.

6.2. Аналіз нелінійного режиму великоапертурної ректенної решітки

Визначення режиму нелінійного пристрою полягає в розв'язку його рівнянь стану (див. розд. 2). Нижче розглянуті аспекти формування такої системи і її особливості для випадку великоапертурної ректенної решітки.

6.2.1. Опис лінійних багатополюсників

Для формування системи рівнянь стану багатополюсник ЛБ-4, який характеризує нескінченну періодичну систему випромінювачів, зручно описувати на частоті ω матрицею власних і взаємних опорів $\mathbf{Z}_R(\omega)$ і вектором комплексних амплітуд електрорушійних сил (ЕРС) $\mathbf{e}_\beta(\omega)$ випромінювачів, що наводяться на входах полем плоскої хвилі (рис. 6.4, в). В даному випадку (плоскі періодичні нескінченні решітки випромінювачів, збуджувані полем плоскої хвилі) матриця $\mathbf{Z}_R(\omega)$ є нескінченномірною блочно-блочно теплицевою (ББТ) матрицею. Зовнішній вплив на входах випромінювачів представимо системою джерел ЕРС із подвійною періодичністю. Це обумовлено тим, що якщо зовнішнє збудження описується співвідношенням (6.1), то напруженість поля плоскої хвилі в точці M_{00} , яка належить центральній чарунці і напруженість поля в точці M_{pq} , яка має такі ж координати щодо границь чарунки (p,q) , як і координати точки M_{00} щодо границь чарунки з номером $(0,0)$, зв'язані співвідношенням

$$\vec{E}(M_{p,q}) = \vec{E}(M_{0,0}) \exp[j(ap + bq)], \quad (6.3)$$

де $a = k_0 d_x \sin \theta \cos \varphi$, $b = k_0 d_l (\sin \theta \cos \varphi \cos \alpha_r + \sin \theta \sin \varphi \sin \alpha_r)$.

У силу цього вектори комплексних амплітуд ЕРС, що наводяться полем плоскої хвилі на входах випромінювачів, розташованих у чарунках $(0,0)$ й (p,q) і перераховані до перетинів $\beta - \beta$ (рис. 6.3), зв'язані співвідношенням

$$\mathbf{e}_{\beta}^{(p,q)}(\omega_0) = \mathbf{e}_{\beta}^{(0,0)}(\omega_0) \exp[j(ap + bq)], \quad (6.4)$$

де $\mathbf{e}_{\beta}^{(p,q)}(\omega_0)$ і $\mathbf{e}_{\beta}^{(0,0)}(\omega_0)$ – вектори комплексних амплітуд ЕРС випромінювачів, розташованих у вузлах періодичної сітки з номерами (p,q) і $(0,0)$ відповідно.

Така залежність описує систему джерел ЕРС із подвійною періодичністю.

Багатополісник ЛБ-2 (рис. 6.4,г) має нескінченне число входів і описується матрицею опорів $\mathbf{Z}_L(\omega)$, яка зв'язує вектори комплексних амплітуд струмів $\mathbf{I}(\omega)$ і напруг $\mathbf{U}(\omega)$ на його входах (перетин $\gamma - \gamma$):

$$\mathbf{U}(\omega) = \mathbf{Z}_L(\omega) \mathbf{I}(\omega). \quad (6.5)$$

Тут вектори $\mathbf{I}(\omega)$ й $\mathbf{U}(\omega)$ сформовані в такий спосіб:

$$\mathbf{I}(\omega) = \left(\dots, I_1^{(-1,0)}, I_2^{(-1,0)}, \dots, I_{N_{\gamma}}^{(-1,0)}, I_1^{(0,0)}, I_2^{(0,0)}, \dots, I_{N_{\gamma}}^{(0,0)}, I_1^{(1,0)}, I_2^{(1,0)}, \dots, I_{N_{\gamma}}^{(1,0)}, \dots \right)^T,$$

$$\mathbf{U}(\omega) = \left(\dots, U_1^{(-1,0)}, U_2^{(-1,0)}, \dots, U_{N_{\gamma}}^{(-1,0)}, U_1^{(0,0)}, U_2^{(0,0)}, \dots, U_{N_{\gamma}}^{(0,0)}, U_1^{(1,0)}, \dots, U_{N_{\gamma}}^{(1,0)}, \dots \right)^T.$$

Далі будемо вважати, що ПВЕ навантажені на однакові опори. Відповідний до підсхем ЛПС-5 багатополісник ЛБ-5 (рис. 6.4, б), будемо

описувати матрицею опорів, яка зв'язує комплексні амплітуди струмів і напруг у перетинах $\alpha - \alpha$, $\beta - \beta$ і $\gamma - \gamma$. Цей зв'язок запишемо в блоковому виді:

$$\begin{pmatrix} \mathbf{U}_\alpha(\omega) \\ \mathbf{U}_\beta(\omega) \\ \mathbf{U}_\gamma(\omega) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{Z}'_{\alpha\alpha}(\omega) & \mathbf{Z}'_{\alpha\beta}(\omega) & \mathbf{Z}'_{\alpha\gamma}(\omega) \\ \mathbf{Z}'_{\beta\alpha}(\omega) & \mathbf{Z}'_{\beta\beta}(\omega) & \mathbf{Z}'_{\beta\gamma}(\omega) \\ \mathbf{Z}'_{\gamma\alpha}(\omega) & \mathbf{Z}'_{\gamma\beta}(\omega) & \mathbf{Z}'_{\gamma\gamma}(\omega) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{I}_\alpha(\omega) \\ \mathbf{I}_\beta(\omega) \\ \mathbf{I}_\gamma(\omega) \end{pmatrix}. \quad (6.6)$$

У наведеному співвідношенні $\mathbf{I}_j(\omega) = (I_{j1}(\omega), I_{j2}(\omega), \dots, I_{jN_j}(\omega))^T$ й $\mathbf{U}_j(\omega) = (U_{j1}(\omega), U_{j2}(\omega), \dots, U_{jN_j}(\omega))^T$ – вектори, елементами яких є комплексні амплітуди струмів і напруг на клеммах ЛБ-5, що з'єднуються з іншими багатополосниками (перетини $\alpha - \alpha$, $\beta - \beta$ і $\gamma - \gamma$).

Таким чином, співвідношення (6.2) – (6.6) повністю характеризують усі багатополосники, що входять в узагальнену схему ректени й необхідні для формування рівнянь стану. Для цього необхідно визначити властивості матриці власних і взаємних опорів і системи векторів ЕРС, що описують усю лінійну підсхему щодо перетинів $\alpha - \alpha$, у яких вона з'єднується з нелінійними багатополосниками. Дані властивості надалі дозволять, використовуючи наближення нескінченної ректенної решітки, спростити розв'язок системи рівнянь стану великоапертурної ректени.

6.2.2. Властивості лінійної підсхеми нескінченної ректенної решітки

Перетворимо лінійну підсхему ректени, яка включає три лінійні підсхеми (рис. 6.2) таким чином, щоб лінійна підсхема ЛПС-5 залишилася без змін, а підсхеми ЛПС-4 та ЛПС-6 утворювали б нову об'єднану підсхему, з'єднану з підсхемою ЛПС-5 у перетині $\sigma - \sigma$ (рис. 6.5).

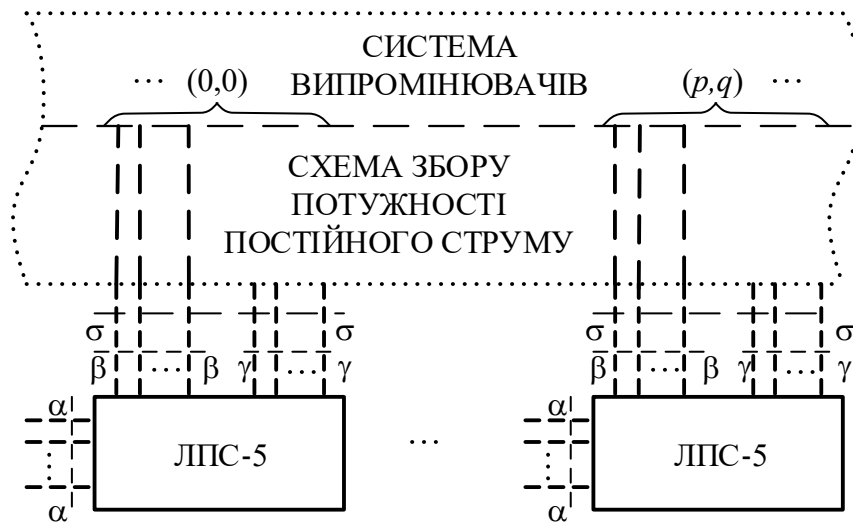


Рисунок 6.5 – Видозмінена лінійна підсхема ректени

Позначимо через $\mathbf{Z}^\Sigma(\omega)$ матрицю власних і взаємних опорів об'єднаного багатополюсника, відповідного до системи випромінювачів і схеми збору потужності постійного струму щодо перетинів σ – σ . Тому що матриця багатополюсника ЛБ-4 і матриця багатополюсника ЛБ-6 є ББТ матрицями, то й матриця $\mathbf{Z}^\Sigma(\omega)$ має ті ж властивості в силу зробленого припущення про ідентичні навантаження ПВЕ.

Представимо матриці багатополюсників ЛБ-5 у блоковому виді:

$$\mathbf{Z}(\omega) = \begin{pmatrix} \mathbf{Z}'_{\alpha\alpha}(\omega) & \mathbf{Z}'_{\alpha\sigma}(\omega) \\ \mathbf{Z}'_{\sigma\alpha}(\omega) & \mathbf{Z}'_{\sigma\sigma}(\omega) \end{pmatrix}, \quad (6.7)$$

де $\mathbf{Z}'_{ij}(\omega)$ – блоки, які описують взаємодію входів, що належать перетинам i , із входами, що належать перетинам j ($i, j = \alpha, \sigma$). З урахуванням прийнятих позначень, матриця власних і взаємних опорів $\mathbf{Z}_{\alpha\alpha}(\omega)$ щодо входів, до яких підключаються нелінійні багатополюсники (рис. 6.5), і вектор комплексних амплітуд ЕРС $\mathbf{e}_x(\omega)$ на цих же входах можуть бути визначені зі співвідношень

$$\mathbf{Z}_{\alpha\alpha}(\omega) = \mathbf{Z}_{\alpha\alpha}''(\omega) - \mathbf{Z}_{\alpha\sigma}''(\omega) \left(\mathbf{Z}_{\sigma\sigma}''(\omega) + \mathbf{Z}^{\Sigma}(\omega) \right)^{-1} \mathbf{Z}_{\sigma\alpha}''(\omega),$$

$$\mathbf{e}_x(\omega) = -\mathbf{Z}_{\alpha\sigma}''(\omega) \left(\mathbf{Z}_{\sigma\sigma}''(\omega) + \mathbf{Z}^{\Sigma}(\omega) \right)^{-1} \mathbf{e}_{x\sigma}(\omega), \quad (6.8)$$

де $\mathbf{Z}_{ij}''(\omega)$ – нескінченномірні блочно-діагональні матриці. Елементами цих матриць є блоки $\mathbf{Z}'_{ij}(\omega)$ матриць $\mathbf{Z}(\omega)$. В (6.8) вектор $\mathbf{e}_{x\sigma}(\omega)$ – нескінченномірний вектор, сформований у такий спосіб:

$$\mathbf{e}_{x\sigma}(\omega) = \left(\dots, \mathbf{e}_{\beta}^{(-1,-q)}(\omega), \mathbf{0}, \mathbf{e}_{\beta}^{(0,-q)}(\omega), \mathbf{0}, \dots, \mathbf{e}_{\beta}^{(-1,0)}(\omega), \mathbf{0}, \mathbf{e}_{\beta}^{(0,0)}(\omega), \mathbf{0}, \dots, \dots, \mathbf{e}_{\beta}^{(-1,q)}(\omega), \mathbf{0}, \mathbf{e}_{\beta}^{(0,q)}(\omega), \mathbf{0}, \dots \right)^T. \quad (6.9)$$

Тут $\mathbf{e}_{\beta}^{(p,q)}(\omega)$ – вектор, обумовлений співвідношенням (6.4); $\mathbf{0}$ – нульовий вектор з розмірністю, рівної числу входів одного ПВЕ в перетині $\gamma - \gamma$.

Наявність нульового вектора в (6.9) відображає той факт, що в складі багатополюсника ЛБ-6 незалежні джерела відсутні. Тому що діагональні блоки в кожній з матриць $\mathbf{Z}_{ij}''(\omega)$ однакові, ці матриці є окремим випадком ББТ матриць, які, у свою чергу, мають властивості циркулянтних матриць. Зокрема, циркулянтні матриці з комплексними елементами мають наступні властивості [276]:

- якщо циркулянтна матриця – невироджена, то зворотна до неї матриця – циркулянтна;
- множина циркулянтних матриць є комутативне кільце;
- множина невироджених циркулянтних матриць є комутативна група по множенню.

Ці властивості дозволяють затверджувати, що матриці $\mathbf{Z}_{\alpha\alpha}(\omega)$ і $\mathbf{Z}_{\alpha\sigma}''(\omega)(\mathbf{Z}_{\sigma\sigma}''(\omega) + \mathbf{Z}^{\Sigma}(\omega))^{-1}\mathbf{Z}_{\sigma\alpha}''(\omega)$ є ББТ матрицями, а вектор $\mathbf{e}_x(\omega)$ – нескінченномірний вектор, елементи якого так само, як і елементи вектора $\mathbf{e}_\beta(\omega)$, підпорядковуються співвідношенню (6.4), тобто

$$\mathbf{e}_x^{(p,q)}(\omega) = \mathbf{e}_x^{(0,0)}(\omega) \exp[j(ap + bq)]. \quad (6.10)$$

У цьому співвідношенні $\mathbf{e}_x^{(p,q)}(\omega)$ й $\mathbf{e}_x^{(0,0)}(\omega)$ – вектори комплексних амплітуд ЕРС, що наводяться полем падаючої хвилі на клемах випромінювальної системи й перелічених до перетинів $\alpha-\alpha$ ПВЕ, які розташовані в чарунках з номерами (p,q) і $(0,0)$ відповідно. Звідси для вектора ЕРС у часовій області одержимо

$$\mathbf{e}_x^{(p,q)}(t) = \mathbf{e}_x^{(0,0)}[t + (a/\omega)p + (b/\omega)q]. \quad (6.11)$$

Покажемо, як ці властивості лінійної підсхеми й вектора ЕРС можна використовувати при розв'язку рівнянь стану великоапертурної ректени в наближенні нескінченних решіток ПВЕ.

6.2.3. Рівняння стану великоапертурної ректенної решітки

При виводі рівнянь стану виконаємо наступні перетворення:

а) позначимо через $\mathbf{Z}_{p,q}^{k,l}(\omega)$ блок матриці $\mathbf{Z}_{\alpha\alpha}(\omega)$, що описує взаємодію між групами входів, з якими з'єднуються нелінійні багатополіусники ПВЕ (рис. 6.6) та відносяться до чарунок із номерами (p,q) і (k,l) . Вважаємо, що верхні індекси характеризують рядок, а нижні – стовпець, на перетинанні яких розташований блок $\mathbf{Z}_{p,q}^{k,l}(\omega)$;

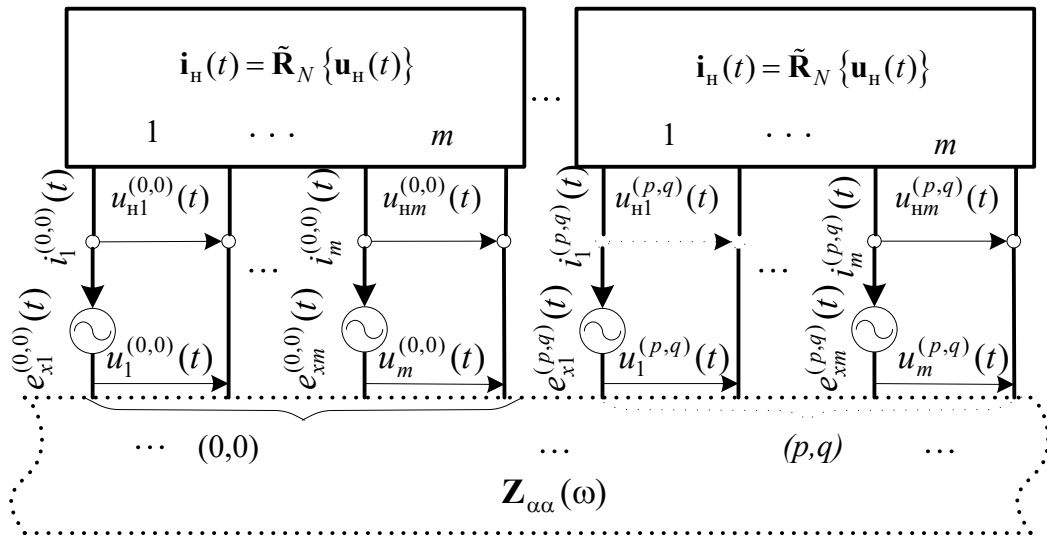


Рисунок 6.6 – Подання схеми нескінченної періодичної решітки ПВЕ

б) сформуємо з елементів нульового рядка ($k = 0, l = 0$) матриці $\mathbf{Z}_{\alpha\alpha}(\omega)$ матричну послідовність $\{\mathbf{Z}_{p,q}\}$ у такий спосіб:

$$\left\{ \dots, \mathbf{Z}_{-1,-q}(\omega), \mathbf{Z}_{0,-q}(\omega), \mathbf{Z}_{1,-q}(\omega), \dots, \mathbf{Z}_{-1,0}(\omega), \mathbf{Z}_{0,0}(\omega), \mathbf{Z}_{1,0}(\omega), \dots, \right. \\ \left. \dots, \mathbf{Z}_{-1,q}(\omega), \mathbf{Z}_{0,q}(\omega), \dots, \mathbf{Z}_{1,q}(\omega), \dots \right\}, \quad (6.12)$$

де $\mathbf{Z}_{p,q}(\omega) = \mathbf{Z}_{p,q}^{0,0}(\omega)$;

в) покладемо, що нелінійні багатополосники ПВЕ містять $m = N_\alpha$ входів (рис. 6.6) і описуються характеристикою виду (6.2,а).

Розглянемо подання стосовних до чарунки (p,q) векторів струмів $\mathbf{i}^{(p,q)}(t)$ і напруг $\mathbf{u}^{(p,q)}(t)$, що описують режим групи входів ЛПС, які з'єднуються з нелінійним багатополосником. При періодичному вхідному впливі змінні стану (струми або напруги на нелінійних елементах) представляються у вигляді ряду Фур'є

$$\mathbf{i}^{(p,q)}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta_n \mathbf{I}_n^{(p,q)} \exp(jn\omega_0 t), \quad (6.13)$$

де $\mathbf{I}_n^{(p,q)}$ – вектор розмірності m , елементами якого є комплексні амплітуди струмів n -ї гармоніки для груп входів ЛПС із номерами (p, q) (перетину $\alpha - \alpha$); $\delta_n=1$ при $n=0$ і $\delta_n=1/2$ при $n \neq 0$. Тому що для вектора ЕРС виконується умова (6.11), а матриця лінійної підсхеми є ББТ матрицею, то

$$\mathbf{i}^{(p,q)}(t) = \mathbf{i}^{(0,0)} \left[t + (a/\omega_0)p + (b/\omega_0)q \right]. \quad (6.14)$$

З порівняння формул (6.13) і (6.14) одержимо зв'язок вектора комплексних амплітуд струмів n -ї гармоніки входів ЛПС із номерами (p, q) з вектором комплексних амплітуд струмів n -ї гармоніки для входу з нульовим номером $(0,0)$:

$$\mathbf{I}_n^{(p,q)} = \mathbf{I}_n^{(0,0)} \exp[jn(ap + bq)]. \quad (6.15)$$

Для часової залежності вектора напруг на тих же входах ЛПС маємо

$$\mathbf{u}^{(p,q)}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta_n \mathbf{U}_n^{(p,q)} \exp(jn\omega_0 t), \quad (6.16)$$

де $\mathbf{U}_n^{(p,q)}$ – вектор комплексних амплітуд напруг n -ї гармоніки на входах ЛПС із номерами (p,q) . Вектори $\mathbf{U}_n^{(p,q)}$ й $\mathbf{I}_n^{(p,q)}$ зв'язані між собою співвідношенням

$$\mathbf{U}_n^{(p,q)} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \mathbf{Z}_{k,l}^{p,q}(n\omega_0) \mathbf{I}_n^{(k,l)} = \tilde{\mathbf{Z}}(n\omega_0) \mathbf{I}_n^{(p,q)}, \quad (6.17, a)$$

де

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{Z}}(n\omega_0) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \mathbf{Z}_{k,l}^{p,q}(n\omega_0) \exp\{jn[a(k-p)+b(l-q)]\} = \\ &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \mathbf{Z}_{k,l}(n\omega_0) \exp\{jn[ak+bl]\}.\end{aligned}\quad (6.17,б)$$

Внаслідок цього

$$\mathbf{u}^{(p,q)}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta_n \tilde{\mathbf{Z}}(n\omega_0) \mathbf{I}_n^{(p,q)} \exp\{jn\omega_0 t\}.\quad (6.18)$$

Отримане подання векторів $\mathbf{i}^{(p,q)}(t)$ і $\mathbf{u}^{(p,q)}(t)$ дозволяє записати систему рівнянь стану ректени в наступному виді:

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta_n \mathbf{I}_n^{(p,q)} \exp\{jn\omega_0 t\} + \tilde{\mathbf{R}}_N \left\{ \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta_n \tilde{\mathbf{Z}}(n\omega_0) \mathbf{I}_n^{(p,q)} \exp\{jn\omega_0 t\} + \mathbf{e}^{(p,q)}(t) \right\} = 0, \quad (6.19)$$

$$\forall p, q \in -\infty, \infty; \quad t \in [0, T].$$

Розв'язком цієї системи рівнянь є вектори амплітуд гармонік струмів $\mathbf{I}_n^{(p,q)}$ для всіх груп входів ЛПС. Усі рівняння системи визначені для одного часового інтервалу $t \in [0, T]$. Приймавши до уваги співвідношення (6.14), (6.15), (6.16), перетворимо рівняння отриманої системи для вектора струмів входів з нульовим номером (центральна чарунка)

$$\begin{aligned}& \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta_n \mathbf{I}_n^{(0,0)} \exp\{jn\omega_0 [t + (a/\omega_0)p + (b/\omega_0)q]\} + \\ & + \tilde{\mathbf{R}}_N \left\{ \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta_n \tilde{\mathbf{Z}}(n\omega_0) \mathbf{I}_n^{(0,0)} \exp\{jn\omega_0 [t + (a/\omega_0)p + (b/\omega_0)q]\} + \right.\end{aligned}$$

$$+\mathbf{e}^{(0,0)}[t+(a/\omega_0)p+(b/\omega_0)q]=0, \quad \forall p,q \in -\infty, \infty; \quad t \in [\Delta t^{(p,q)}, T + \Delta t^{(p,q)}], \quad (6.20)$$

де $\Delta t^{(p,q)} = (a/\omega_0)p + (b/\omega_0)q$.

Видно, що визначення струмів $\mathbf{I}_n^{(p,q)}$ ($\forall p,q \in -\infty, \infty$) із системи (6.19), кожне з рівнянь якої було визначено на інтервалі $t \in [0, T]$, звелось до розв'язку системи рівнянь відносно тільки одного вектора $\mathbf{I}_n^{(0,0)}$, визначеного на різних часових інтервалах $(a/\omega_0)p + (b/\omega_0)q \leq t \leq T + (a/\omega_0)p + (b/\omega_0)q$. Тому що ці інтервали однакові й дорівнюють періоду коливання основної частоти, то досить розв'язати рівняння (6.20) тільки для одного з них, наприклад для $p=q=0$:

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta_n \mathbf{I}_n^{(0,0)} \exp\{jn\omega_0 t\} + \tilde{\mathbf{R}}_N \left\{ \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta_n \tilde{\mathbf{Z}}(n\omega_0) \mathbf{I}_n^{(0,0)} \exp\{jn\omega_0 t\} + \mathbf{e}^{(0,0)}(t) \right\} = 0, \quad (6.21)$$

$\forall t \in [0, T]$.

Таким чином, при зазначених властивостях матриці ЛПС і системи джерел збудження, аналіз схеми на рис. 6.6 зводиться до аналізу кола, наведеного на рис. 6.7.

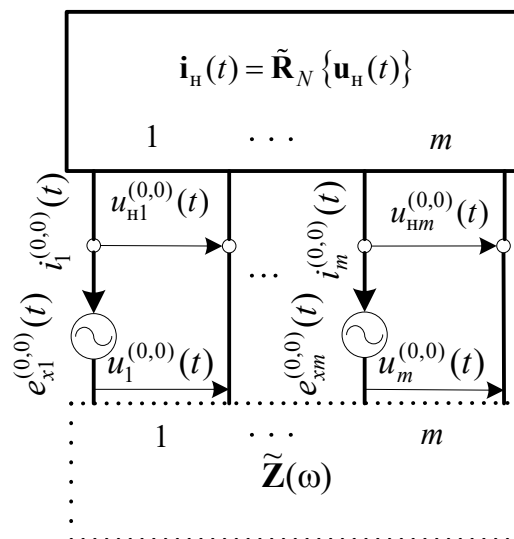


Рисунок 6.7 – «Еквівалентний» ПВЕ в складі нескінченної решітки

Це коло складається з одного нелінійного $2m$ -поліосника, описуваного характеристикою (6.2,а), і одного лінійного багатополіосника, матриця опорів якого визначена на частотах усіх гармонік і рівна $\tilde{\mathbf{Z}}(n\omega_0) \forall n \in (-\infty, \infty)$. У ході аналізу такого кола необхідно розв'язати систему рівнянь $m(2N+1)$ -го порядку (N – число утримуваних у ході розрахунків гармонік струмів).

Отже, розв'язок рівнянь стану великоапертурної ректени в наближенні нескінченних решіток зводиться до розв'язку системи для одного «еквівалентного» ПВЕ в складі нескінченної решітки, параметри схеми якого визначені в даному підрозділі. Це дозволяє розробити ефективну методіку розрахунків ректен при рівноамплітудному їх збудженні з використанням наявних алгоритмів і програм розрахунків одиночних ПВЕ. Отриманий результат подібний відомої з теорії лінійних антенних решіток концепції «одиночної» чарунки [291].

6.3. Зовнішні параметри великоапертурних ректенних решіток

6.3.1. Опис лінійних багатополіосників

У п. 6.2.1 при розгляді опису вхідних у схему ректени лінійних багатополіосників було зазначено, що на етапі розв'язку рівнянь стану їх доцільно характеризувати матрицями власних і взаємних опорів. Однак при визначенні зовнішніх параметрів ректен більш зручно інший опис. Так, на даному етапі багатополіосник ЛБ-4, еквівалентний системі випромінювачів, більш доцільно характеризувати матрицею розсіяння $\mathbf{S}_R(\omega)$, стовпцем ортонормованих діаграм спрямованості (ДС) $\vec{e}(\omega, \theta, \varphi)$, стовпцем парціальних ДС $\vec{g}(\omega, \theta, \varphi)$ та ортогоналізуючою матрицею падаючих хвиль, тобто скористатися описами, введеними у розд. 2, 3. Це пов'язано з тим, що, як було сказано раніше, при визначенні зовнішніх параметрів ректени для системи

випромінювачів повинні бути відомі й параметри, що характеризують її зв'язок із зовнішнім простором. Такими параметрами є ДС $\vec{\mathbf{e}}(\omega, \theta, \varphi)$ і $\vec{\mathbf{g}}(\omega, \theta, \varphi)$.

Матриця $\mathbf{S}_R(\omega)$ ЛБ-4 зв'язує між собою амплітуди падаючих $\mathbf{a}_R^\beta(\omega)$ і відбитих $\mathbf{b}_R^\beta(\omega)$ хвиль на входах системи випромінювачів (перетину $\beta - \beta$, рис. 6.8, а) і амплітуди збіжних $\mathbf{u}_i^\delta(\omega_0)$ і розбіжних $\mathbf{u}_r^\delta(\omega)$ сферичних хвиль у каналах вільного простору (перетину $\delta - \delta$)

$$\begin{pmatrix} \mathbf{b}_R^\beta(\omega) \\ \mathbf{u}_r^\delta(\omega) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{S}_{\beta\beta}(\omega) & \mathbf{S}_{\beta\delta}(\omega) \\ \mathbf{S}_{\delta\beta}(\omega) & \mathbf{S}_{\delta\delta}(\omega) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{a}_R^\beta(\omega) \\ \mathbf{u}_i^\delta(\omega_0) \end{pmatrix}. \quad (6.22)$$

Вектор $\mathbf{u}_i^\delta(\omega_0)$ пов'язаний з напруженістю електричного поля $\vec{E}_\Pi(\omega_0, \theta, \varphi)$ збуджуючої плоскої хвилі, що приходить із напрямку (θ, φ) , у такий спосіб:

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_i^\delta(\omega_0) &= -\frac{j\lambda_0}{\sqrt{2W_0}} \vec{E}_\Pi(\omega_0, \theta, \varphi) \vec{\mathbf{e}}(\omega_0, \theta, \varphi) = \\ &= -\frac{j\lambda_0}{\sqrt{2Z_0}} \vec{E}_\Pi(\omega_0, \theta, \varphi) \mathbf{A}^T(\omega_0) \vec{\mathbf{g}}(\omega_0, \theta, \varphi), \end{aligned} \quad (6.23)$$

де W_0 – хвильовий опір вільного простору.

В (6.23) враховано, що зв'язок між $\vec{\mathbf{e}}(\omega_0, \theta, \varphi)$, $\vec{\mathbf{g}}(\omega_0, \theta, \varphi)$ та $\mathbf{A}(\omega)$ визначається за співвідношенням (3.44).

Багатополісник ЛБ-2, що описує приймачі енергії, які підключаються до ректени, характеризується матрицею розсіяння $\mathbf{S}_L(\omega)$. Ця матриця зв'язує комплексні амплітуди падаючих $\mathbf{a}_L^\gamma(\omega)$ і відбитих $\mathbf{b}_L^\gamma(\omega)$ хвиль на його входах (перетину $\gamma - \gamma$, рис. 6.8, б)

$$\mathbf{b}_L^\gamma(\omega) = \mathbf{S}_L(\omega) \mathbf{a}_L^\gamma(\omega). \quad (6.24)$$

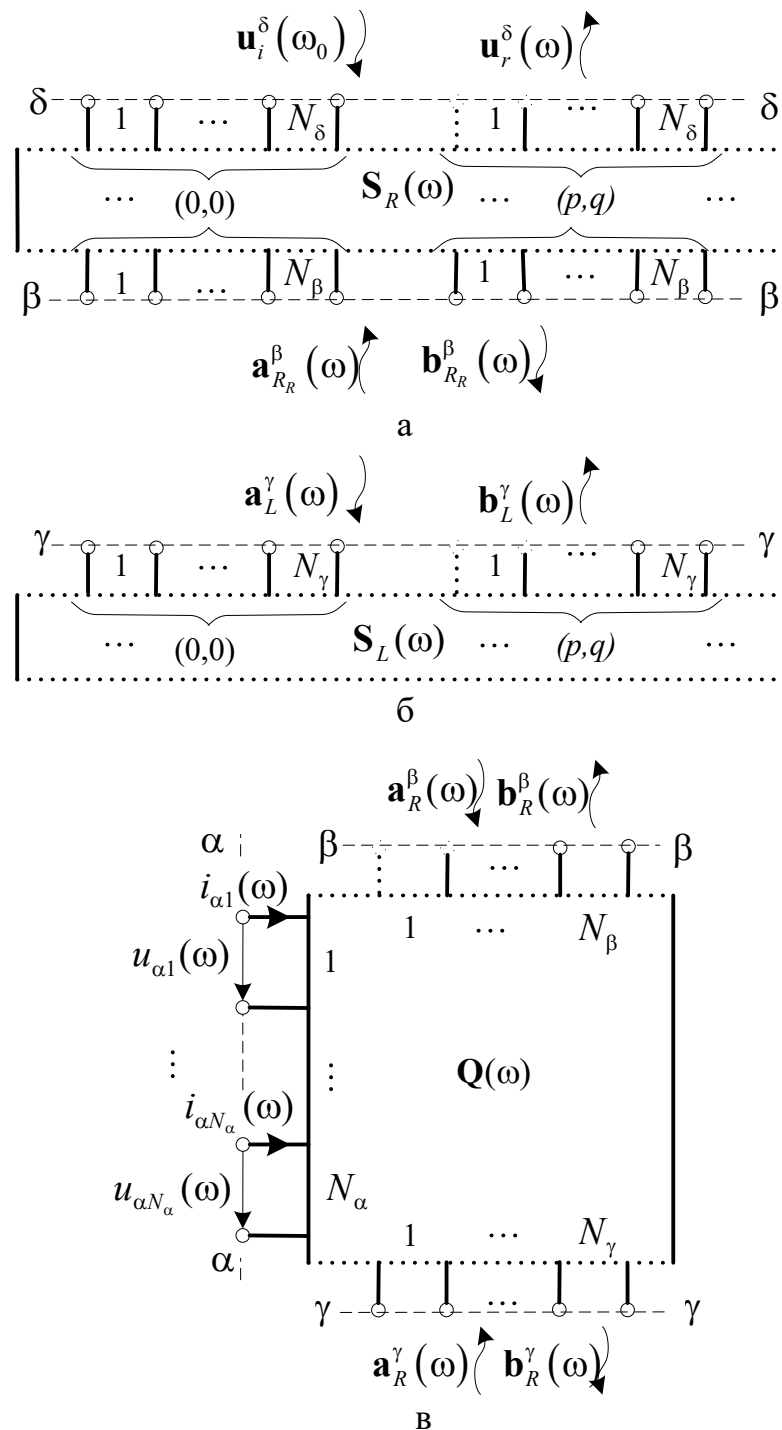


Рисунок 6.8 – Подання лінійних підсхем ректени на етапі визначення зовнішніх параметрів

Лінійний багатополіусник ЛБ-3 будемо описувати змішаною матрицею $\mathbf{Q}(\omega)$, яка зв'язує (див. рис. 6.8, в) падаючі й відбиті хвилі в перетинах $\beta-\beta$ і $\delta-\delta$ з нормованими струмами $\mathbf{i}_\alpha(\omega)$ й напругами $\mathbf{u}_\alpha(\omega)$ в перетині $\alpha-\alpha$, що з'єднує ЛБ-3 з нелінійним багатополіусником:

$$\begin{pmatrix} \mathbf{u}_\alpha(\omega) \\ \mathbf{b}_R^\beta(\omega) \\ \mathbf{b}_R^\gamma(\omega) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{Q}_{\alpha\alpha}(\omega) & \mathbf{Q}_{\alpha\beta}(\omega) & \mathbf{Q}_{\alpha\gamma}(\omega) \\ \mathbf{Q}_{\beta\alpha}(\omega) & \mathbf{Q}_{\beta\beta}(\omega) & \mathbf{Q}_{\beta\gamma}(\omega) \\ \mathbf{Q}_{\gamma\alpha}(\omega) & \mathbf{Q}_{\gamma\beta}(\omega) & \mathbf{Q}_{\gamma\gamma}(\omega) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{i}_\alpha(\omega) \\ \mathbf{a}_R^\beta(\omega) \\ \mathbf{a}_R^\gamma(\omega) \end{pmatrix}. \quad (6.25)$$

Блоки змішаної матриці $\mathbf{Q}(\omega)$ можуть бути обчислені, якщо відома матриця розсіяння $\mathbf{S}(\omega)$ багатополюсника ЛБ-3 по співвідношеннях, наведених у Додатку Б.

Нормовані струми $\mathbf{i}_\alpha(\omega)$ й напруги $\mathbf{u}_\alpha(\omega)$ пов'язані з векторами комплексних амплітуд струмів $\mathbf{I}_\alpha(\omega)$ і напруг $\mathbf{U}_\alpha(\omega)$ відомими співвідношеннями:

$$\mathbf{i}_\alpha(\omega) = \frac{1}{2} \{\mathbf{Z}_x\}^{1/2} \mathbf{I}_\alpha(\omega),$$

$$\mathbf{u}_\alpha(\omega) = \frac{1}{2} \{\mathbf{Z}_x\}^{-1/2} \mathbf{U}_\alpha(\omega),$$

де $\{\mathbf{Z}_x\}^{1/2}$ й $\{\mathbf{Z}_x\}^{-1/2}$ – діагональні матриці, елементами яких є числа $\sqrt{Z_{xl}(\omega)}$ (для $\{\mathbf{Z}_x\}^{1/2}$) і $1/\sqrt{Z_{xl}(\omega)}$ (для $\{\mathbf{Z}_x\}^{-1/2}$); $Z_{xl}(\omega)$ – хвильовий опір (на частоті ω) лінії передачі, підключеної в перетині α – α до l -го входу нелінійного багатополюсника. Надалі вважаємо, що хвильові опори всіх ліній однакові, тобто $Z_{xl}(\omega) = Z_x(\omega)$ ($l = 1, \dots, N_\alpha$). При такому описі лінійних багатополюсників для розрахунків зовнішніх параметрів ректени вихідними є наступні дані: робоча частота ω_0 ; вектор вхідних впливів $\mathbf{u}_i^\delta(\omega_0)$; параметри вхідних у схему лінійних багатополюсників; вектори комплексних амплітуд струмів $\mathbf{I}_n^{(p,q)}$, отримані при розв'язку рівнянь стану, що визначає вектор нормованих струмів $\mathbf{i}_\alpha(\omega)$ на частоті n -ї гармоніки в перетинах α – α усіх ПВЕ решітки:

$$\sqrt{Z_B} \mathbf{i}_\alpha(n\omega_0) = \left(\dots, \mathbf{I}_n^{(-1,-q)}, \mathbf{I}_n^{(0,-q)}, \mathbf{I}_n^{(1,-q)}, \dots, \mathbf{I}_n^{(-1,0)}, \mathbf{I}_n^{(0,0)}, \mathbf{I}_n^{(1,0)}, \dots, \mathbf{I}_n^{(-1,q)}, \mathbf{I}_n^{(0,q)}, \mathbf{I}_n^{(1,q)}, \dots \right)^T. \quad (6.26)$$

6.3.2. Параметри ректени

Зовнішні параметри ректени на частоті ω можна визначити, обчисливши вектори $\mathbf{a}_L^\gamma(\omega)$ й $\mathbf{u}_r^\delta(\omega)$ при заданому вхідному впливі $\mathbf{u}_i^\delta(\omega_0)$ й відомому (знайденому за результатами розв'язку рівнянь стану) вектору $\mathbf{i}_\alpha(\omega)$ (тут і далі, де не потрібно спеціального уточнення, під ω розуміється кожна із частот $n\omega_0$ для $n = 0, 1, \dots$). При описі параметрів лінійної підсхеми будемо користуватися змішаною матрицею $\mathbf{Q}^A(\omega)$, визначення якої й співвідношення для обчислення її блоків через параметри ЛБ-4, ЛБ-6 та ЛБ-5 наведені в [186]. Співвідношення, які описують зв'язок між векторами $\mathbf{a}_L^\gamma(\omega)$, $\mathbf{u}_r^\delta(\omega)$, з одного боку, і векторами $\mathbf{u}_i^\delta(\omega_0)$ й $\mathbf{i}_\alpha(\omega)$, з іншого боку – мають вигляд

$$\mathbf{a}_L^\gamma(\omega) = \mathbf{Q}_{\gamma\alpha}^A(\omega)\mathbf{i}_\alpha(\omega_0) + \begin{cases} \mathbf{Q}_{\gamma\delta}^A(\omega_0)\mathbf{u}_i^\delta(\omega_0) & \text{при } \omega = \omega_0 \\ 0 & \text{при } \omega \neq \omega_0, \end{cases} \quad (6.27)$$

$$\mathbf{u}_r^\delta(\omega) = \tilde{\mathbf{Q}}_{\delta\alpha}(\omega)\mathbf{i}_\alpha(\omega_0) + \begin{cases} \tilde{\mathbf{Q}}_{\delta\delta}(\omega_0)\mathbf{u}_i^\delta(\omega_0) & \text{при } \omega = \omega_0 \\ 0 & \text{при } \omega \neq \omega_0. \end{cases} \quad (6.28)$$

Отримані вирази являють собою систему вихідних рівнянь і описують реакції в перетинах $\gamma - \gamma$ і $\delta - \delta$ узагальненої схеми ректени (рис. 6.2), у якій НБ представлений еквівалентними джерелами струму $\mathbf{i}_\alpha(\omega)$. Їхня величина визначається з розв'язку рівнянь стану при заданому зовнішньому впливі $\mathbf{u}_i^\delta(\omega_0)$.

Відзначимо, що співвідношення (6.27) та (6.28) формально є лінійними співвідношеннями, які зв'язують вектор вихідних параметрів і вектори $\mathbf{u}_i^\delta(\omega_0)$ й $\mathbf{i}_\alpha(\omega)$. У дійсності нелінійна залежність $\mathbf{i}_\alpha(\omega)$ від $\mathbf{u}_i^\delta(\omega_0)$, описувана рівняннями стану, призводить до нелінійної залежності вектора вихідних

параметрів $[\mathbf{a}_L^\gamma(\omega) \quad \mathbf{u}_r^\delta(\omega)]^T$ від вектора вхідних впливів $\mathbf{u}_i^\delta(\omega_0)$. У свою чергу, це призводить до нелінійної залежності всіх зовнішніх параметрів ректени від величини вхідного впливу. Тому, характеризуючи ректену значенням того або іншого зовнішнього параметра, необхідно обов'язково вказувати, при якому рівні зовнішнього впливу отримане дане значення. Крім того, наявність нелінійних випрямних діодів призводить до появи нових спектральних складових у спектрі струмів $\mathbf{i}_\alpha(\omega)$ (на входах $(\alpha - \alpha)$ лінійної підсхеми) із частотами ω , що не збігаються із частотами вхідних впливів ω_0 . На цих частотах $\mathbf{u}_i^\delta(\omega \neq \omega_0) \equiv 0$ і (6.27), (6.28) спрощуються

$$\mathbf{a}_L^\gamma(\omega) = \mathbf{Q}_{\gamma\alpha}^A(\omega) \mathbf{i}_\alpha(\omega_0), \quad (6.29)$$

$$\mathbf{u}_r^\delta(\omega) = \tilde{\mathbf{Q}}_{\delta\alpha}(\omega) \mathbf{i}_\alpha(\omega_0). \quad (6.31)$$

Далі визначимо зовнішні ключові параметри ректен: струм і напруга постійної складової у навантаженні; потужність постійного струму, що поглинається у багатополоснику навантаження; ККД ректени; поле, перевипромінене ректеною на основній частоті й частотах вищих гармонік. Зазначені параметри розраховуються в такий спосіб.

У межах апертури ректени передбачається однотипне з'єднання ПВЕ по постійному струму. З урахуванням цього припущення визначаються струм і напруга постійної складовій у навантаженні решітки. Для послідовної схеми збору маємо

$$U_0 = N_0 U_{0e}, \quad I_0 = I_{0e}. \quad (6.31)$$

Для паралельної схеми збору напруга й струм

$$U_0 = U_{0e}, \quad I_0 = N_0 I_{0e}. \quad (6.32)$$

Тут U_{0e} , I_{0e} – напруга й струм у навантаженні одного ПВЕ; U_0 , I_0 – напруга й струм у навантаженні ректени, з кількістю ПВЕ рівним N_0 .

Слід зазначити, що при однотипному (паралельному або послідовному) з'єднання ПВЕ по постійному струму при рівноамплітудному збудженні ККД таких схем збору дорівнює одиниці (за умови рівності навантажень ПВЕ на основній частоті й частотах вищих гармонік). Це впливає з ідентичності характеристик ПВЕ ректени як генераторів постійного струму (напруги). Разом з тим, опори навантаження, при яких забезпечується максимум ККД елемента, а отже, і ректени в цілому, будуть різними для послідовної й паралельної схем збору. Варіанти структур оптимальних схем збору не обмежуються однотипним з'єднанням усіх ПВЕ ректени. Наприклад, усі послідовно-паралельні схеми ієрархічного типу, у яких на будь-якому рівні ієрархії кількості поєднаних (послідовно або паралельно) елементів однакові, будуть також мати ККД рівний одиниці.

Потужність постійного струму, що поглинається у багатополіуснику навантаження, обчислюється за формулою

$$P_0 = \mathbf{a}_L^{\gamma *T}(\omega) (\mathbf{E} - \mathbf{S}_L^{*T}(\omega) \mathbf{S}_L(\omega)) \mathbf{a}_L^\gamma(\omega) \Big|_{\omega \rightarrow 0}. \quad (6.33)$$

Тут вектор $\mathbf{a}_L^\gamma(\omega) \Big|_{\omega \rightarrow 0}$ визначається з рівняння (6.29),

$$\mathbf{a}_L^\gamma(\omega) \Big|_{\omega \rightarrow 0} = \mathbf{Q}_{\gamma\alpha}^A(n\omega_0) \mathbf{i}_\alpha(n\omega_0) \Big|_{n=0}; \quad \mathbf{E} - \text{одинична матриця.}$$

ККД ректени визначається як відношення потужності P_0 до максимального значення потужності P_M , яку може витягти з падаючого поля система випромінювачів при оптимальному її навантаженні:

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{P_0}{P_M} = \frac{P_0}{\mathbf{u}_i^{\delta *T}(\omega_0) \mathbf{u}_i^\delta(\omega_0)} = \\ &= \frac{2W_0 P_0}{\lambda_0^2 \left| \vec{E}_n \right|^2 \vec{\mathbf{g}}^{*T}(\omega_0, \theta, \varphi) \mathbf{A}^*(\omega_0) \mathbf{A}^T(\omega_0) \vec{\mathbf{g}}(\omega_0, \theta, \varphi)}, \end{aligned} \quad (6.34)$$

де \vec{E}_n – вектор напруженості електричного поля збуджуючої плоскої хвилі, що визначається співвідношенням (6.1).

При збудженні ректени електромагнітною хвилею із частотою ω_0 у навколишньому просторі утворюється вторинне поле \vec{E}_S . На основній частоті розсіяне поле в дальній зоні можна представити у вигляді двох складових [239, 240]:

$$\begin{aligned}\vec{E}_S(\omega_0, \theta, \varphi) &= \vec{E}_\Sigma(\omega_0, \theta, \varphi) + \vec{E}_C(\omega_0, \theta, \varphi) = \\ &= \sqrt{2Z_0} \mathbf{a}_{R_R}^{\beta T}(\omega_0) \vec{\mathbf{g}}(\omega_0, \theta, \varphi) \frac{e^{-jk_0 r}}{r} + \vec{E}_C(\omega_0, \theta, \varphi),\end{aligned}\quad (6.35)$$

де $\vec{E}_\Sigma(\omega_0, \theta, \varphi)$ – вторинне поле, викликане протіканням струмів на клеммах випромінювачів ректени; $\vec{E}_C(\omega_0, \theta, \varphi)$ – поле розсіяння на узгоджених випромінювачах і елементах конструкції ректени; $\mathbf{a}_{R_R}^\beta$ – вектор падаючих хвиль на входах випромінювачів ректени визначуваний як

$$\mathbf{a}_{R_R}^\beta(\omega) = (\mathbf{E} - \mathbf{S}_{\beta\beta} \tilde{\mathbf{Q}}_{\beta\beta})^{-1} \left(\mathbf{S}_{\beta\beta} \tilde{\mathbf{Q}}_{\beta\alpha} \mathbf{i}_\alpha(\omega) + \begin{cases} \mathbf{S}_{\beta\gamma} \mathbf{u}_i^\delta(\omega_0) & \text{при } \omega = \omega_0 \\ 0 & \text{при } \omega \neq \omega_0 \end{cases} \right). \quad (6.36)$$

В (6.36) матриці $\tilde{\mathbf{Q}}_{ij}$ обчислюються через параметри лінійних багатополосників за виразом:

$$\tilde{\mathbf{Q}}_{ij} = \mathbf{Q}_{ij} + \mathbf{Q}_{i\gamma} (\mathbf{E} - \mathbf{S}_L \mathbf{Q}_{\gamma\gamma})^{-1} \mathbf{S}_L \mathbf{Q}_{\gamma j}, \quad i = \alpha, \beta; \quad j = \alpha, \beta. \quad (6.37)$$

На частотах вищих гармонік випромінювачі ректени збуджуються з боку вхідних клем, тому розсіяне поле на кожній із частот $\omega_n = n\omega_0$ має тільки одну

складову $\vec{E}_\Sigma(\omega_n, \theta, \varphi)$. Поле розсіяння ректени в дальній зоні на основній частоті й частотах вищих гармонік визначається виразом [239, 240]

$$\vec{E}_S(\omega_n, \theta, \varphi) = \sqrt{2Z_0} \mathbf{a}_{R_R}^{\beta T}(\omega_n) \vec{\mathbf{g}}(\omega_n, \theta, \varphi) \frac{e^{-jk_0 r}}{r}. \quad (6.38)$$

Оскільки в рівноамплітудно збудженої ректені параметри всіх ПВЕ ідентичні, то вираз (6.38) можна представити у вигляді

$$\vec{E}_S(\omega_n, \theta, \varphi) = \sqrt{2Z_0} \mathbf{a}_{R_R}^{\beta T}(\omega_n) (\omega_n) \vec{\mathbf{g}}_0(\omega_n, \theta, \varphi) F(\omega_n, \theta, \varphi) \frac{e^{-jk_0 r}}{r}, \quad (6.39)$$

де $\mathbf{a}_{R_R}^{\beta T}(\omega_n) \mathbf{a}_0^{\beta T}(\omega_n)$ й $\vec{\mathbf{g}}_0(\omega_n, \theta, \varphi)$ – амплітуда падаючої хвилі й парціальна ДС випромінювача ПВЕ решітки на частоті n -ї гармоніки; $F(\omega_n, \theta, \varphi)$ – множник решітки на тій же частоті.

Зведення розв'язку рівнянь стану ВРР у наближенні нескінченних решіток у випадку періодичного її збудження до розв'язку системи для одного «еквівалентного» ПВЕ в складі нескінченних решіток дозволило колективу ХНУРЕ під керівництвом А.І. Лучанинова розробити для дослідження електродинамічних і енергетичних характеристик ВРР ефективний алгоритм аналізу періодичних плоских решіток мікросмужкових випромінювачів довільної геометрії [A1], а також комплект оригінальних програм (INFARS), тестування якого довело ефективність його практичного застосування й перевагу перед відомими аналогами за рахунок реалізованих можливостей проектування електродинамічних структур ректен довільної конфігурації спільно зі схемою збору потужності постійного струму й розрахунків їх параметрів з урахуванням усієї сукупності нелінійних ефектів.

6.4. Потенційні характеристики ПВЕ великоапертурних ректен

Використовуючи розроблений вище підхід аналізу ВРР проведемо оцінку потенційних енергетичних характеристик ПВЕ у складі решітки. Розв'язок даної задачі дозволить виробити вимоги до конструктивних елементів ПВЕ для одержання їх енергетичних характеристик близьких до максимально можливих.

Розглянемо один з можливих варіантів побудови ПВЕ ректен у яких використовуються однопівперіодні схеми випрямлення (рис. 6.14).

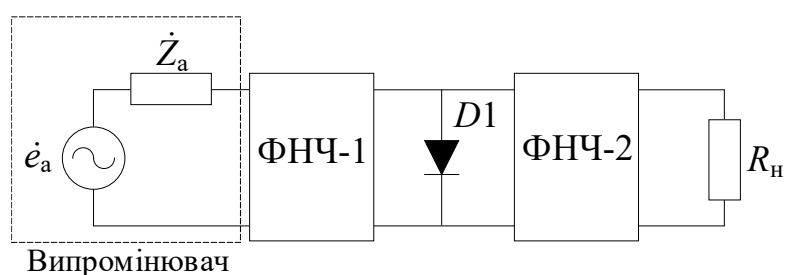


Рисунок 6.14 – Приймально випрямний елемент ректени

Випромінювач приймає падаюче на нього високочастотне електромагнітне випромінювання й спрямовує його енергію до випрямляча. Вхідний фільтр нижніх частот ФНЧ-1 запобігає втратам потужності за рахунок перевипромінювання, придушуючи вищі гармоніки, які генеруються в процесі випрямлення. Діод здійснює випрямлення високочастотних випромінювань, що надходять на його вхід. Вихідний фільтр ФНЧ-2 виконує функцію згладжувального фільтра, усуваючи з вихідного струму складові струмів основної частоти і її гармонік, а також є елементом розв'язки між діодом і навантаженням.

Параметри ПВЕ, зокрема ККД випрямлення, будемо визначати як і в підрозд. 1.3.

Представимо ПВЕ на рис. 6.14 у вигляді з'єднання лінійних і нелінійних підсхем (рис. 6.15) як описано в розд.2. Для аналізу лінійної підсхеми ЛПС-4 скористаємося комплектом програм розроблених у ХНУРЕ (INFARS), що дозволяють проводити моделювання мікросмужкових випромінювачів

довільної конфігурації в складі нескінченних решіток. Аналіз НПС-2 проведемо в пакеті САПР AWR до складу якого входить модуль схемотехнічного моделювання.

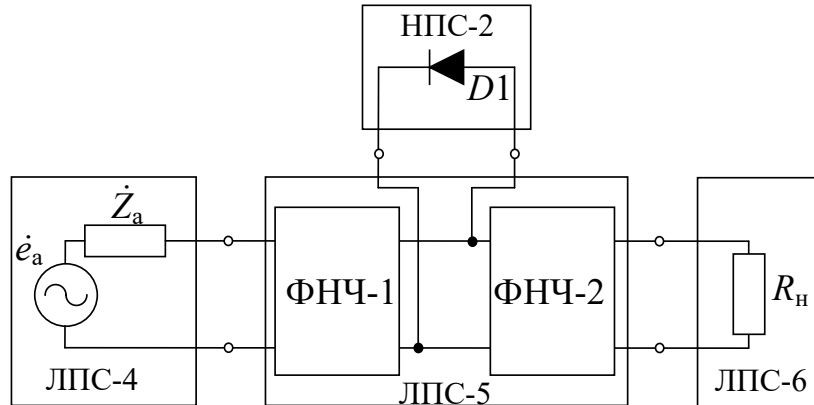


Рисунок 6.15 – Подання ПВЕ у вигляді з'єднань ЛПС та НПС

Потужність постійного струму в навантаженні ПВЕ відрізняється від $P_{\text{вх}}$ на величину потужності втрат, яка, у свою чергу, складається з потужності втрат у випрямному діоді, потужності втрат в елементах вхідного й вихідного фільтрів, потужності, що втрачається за рахунок випромінювання ПВЕ на частотах вищих гармонік і за рахунок проходження цих гармонік у навантаження, а також потужності перевипромінюваної ПВЕ на основній частоті.

Для того, щоб оцінити вплив потужності втрат у діоді на ККД елемента ректени бажане, по можливості, виключити з розгляду втрати потужності за рахунок інших факторів. Це можна зробити припустивши, що вхідний (ФНЧ-1) і вихідний (ФНЧ-2) фільтри (рис. 6.15) мають характеристики ідеальних фільтрів, тобто втрати в елементах фільтрів відсутні, а вихідний опір ФНЧ-1, навантаженого по входу на випромінювач, рівний

$$Z_{\text{вих}}^{(1)}(n\omega_0) = \begin{cases} \infty & \text{при } n = 0 \\ R_{\text{вих}}^{(1)} & \text{при } n = 1 \\ 0 & \text{при } n > 1 \end{cases} \quad (6.40)$$

Вхідний опір ФНЧ-2 навантаженого на R_H , повинен бути

$$Z_{\text{вх}}^{(2)}(n\omega_0) = \begin{cases} R_H & \text{при } n = 0 \\ \infty & \text{при } n = 1 \\ 0 & \text{при } n > 1 \end{cases} \quad (6.41)$$

Тут n – номер гармоніки.

Рівність нулю $Z_{\text{вих}}^{(1)}(n\omega_0)$ й $Z_{\text{вх}}^{(2)}(n\omega_0)$ на частотах вищих гармонік виключає втрати потужності через випромінювання вищих гармонік, а також втрати потужності цих гармонік в R_H . Крім цього, припущення про активний характер $R_{\text{вих}}^{(1)}(\omega_0)$ а також умова $Z_{\text{вх}}^{(2)}(\omega_0) \rightarrow \infty$ й використання моделі діода у вигляді нелінійного резистивного опору дозволяє зміною тільки опору навантаження R_H повністю узгодити схему випрямлення з випромінювачем. У цьому випадку ПВЕ буде витягати з поля падаючої плоскої хвилі потужності $P_{\text{вх}} = P_{\text{max}}$ й усі втрати обумовлені тільки втратами у випрямному діоді. Одержувані при цьому значення ККД є гранично досяжними значеннями (при даному $R_{\text{вих}}^{(1)}(\omega_0)$), тому що будь-яка зміна характеристик фільтрів призводить до додаткових втрат потужності за рахунок інших факторів, тобто до зменшення ККД.

У якості випромінювача ПВЕ (рис. 6.15) будемо використовувати симетричний вібратор довжиною $l_p = 0,234\lambda_0$, шириною $a = 0,0005\lambda_0$, який розміщений над екраном на висоті $h = 0,25\lambda_0$ (λ_0 – довжина хвилі вільного простору). Результати розрахунків вхідного опору випромінювача (у наближенні нескінченних решіток) на основній частоті (2,45 ГГц) і на частотах гармонік наведені в табл.6.1.

У випрямних схемах ректен найбільше широко використовуються діоди з бар'єром Шоттки (ДБШ), які відрізняються високою швидкодією, технологічною й конструктивною простотою. Випрямні діоди

характеризуються великою кількістю параметрів [292] які відображують інтереси окремих груп розроблювачів.

Таблиця 6.1 – Вхідний опір випромінювача на основній частоті й частотах гармонік

f/f_0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
R_a , Ом	80,2	1924,0	78,13	1075,0	84,99	903,6	116,6	636,3	136,2	475,0
X_a , Ом	0	-399,7	-116,5	-258,9	-194,3	1,22	-246,7	67,76	-294,3	106,9

Виділимо декілька груп параметрів ДБШ, що визначають ККД ректенного елемента.

1. Вольтамперна характеристика (ВАХ) діода. У загальному випадку випрямний діод моделюється резистивним нелінійним елементом (рис. 6.16) з ВАХ виду [293]

$$i = I_s \left(e^{\frac{q}{kTm}u} - 1 \right) - I_s e^{A(U_{np} - Bu)}, \quad (6.42)$$

де i – струм через діод; u – напруга на переході діода; $I_s = J_s S_n$ – струм насичення; J_s – густина струму насичення; S_n – площа переходу діода; $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл – заряд електрона; $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постійна Больцмана; T – температура переходу (°К); m – коефіцієнт неідеальності характеристики діода; A і B – параметри, які визначаються по зворотній гілці ВАХ в області пробою; U_{np} – напруга пробою.

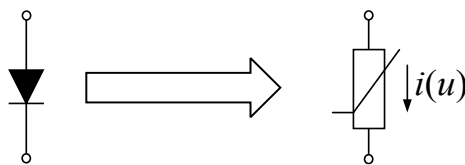


Рисунок 6.16 – Модель діода у вигляді резистивної нелінійності (simple diode model (AWR))

2. Параметри, що характеризують еквівалентну схему діода. Еквівалентні схеми корпусного та безкорпусного випрямних діодів наведені на рис. 6.17,а та 6.17,б відповідно.

На рис. 6.17: $C_{\text{пер}}$ – ємність переходу, що залежить від режиму; R – опір переходу; $r_{\text{в}}$ – втрати в базі діода, омичних переходах і виводах; величини $L_{\text{в}}$ (індуктивність виводів) і $C_{\text{к}}$ (конструктивна ємність між виводами при відсутності контакту з діодною структурою) визначаються конструкцією діода.

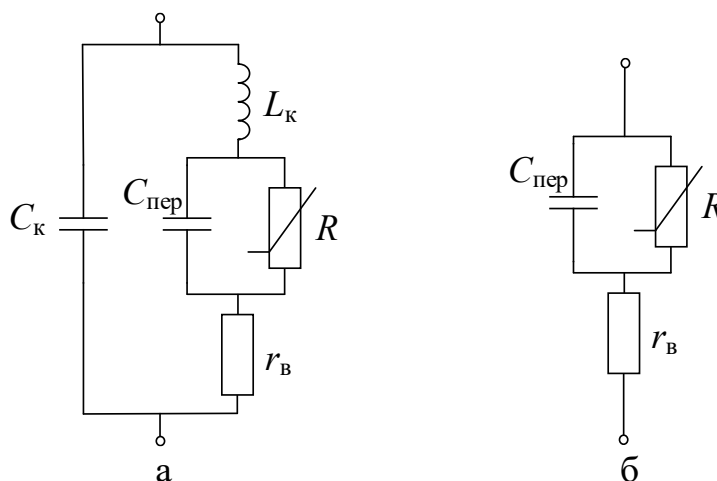


Рисунок 6.17 – Еквівалентні схеми корпусного (а) і безкорпусного (б) діодів (physical diode model (AWR))

Через падіння напруги на $r_{\text{в}}$ і $L_{\text{в}}$ прикладена до переходу напруга виявляється менше, чим підведена до діода, а ємність $C_{\text{к}}$ шунтує його. Реактивності $L_{\text{в}}$ і $C_{\text{к}}$ збільшують частотну залежність опору діода. Відзначені вище параметри називають паразитними. У безкорпусних діодів значення $C_{\text{к}}$ і $L_{\text{в}}$, менше приблизно на порядок, завдяки чому їх ефективність вище.

3. Група параметрів, які характеризують припустимі режими та граничні параметри: припустимий діапазон робочих температур, імпульсних і неперервних потужностей, що розсіюються в діоді, гранична частота $f_{\text{гр}}$ діода (визначає максимальну робочу частоту ефективної роботи діода).

Для оцінки потенційних енергетичних характеристик ПВЕ скористаємося моделлю діода, наведеної на рис. 6.16 (ступінь впливу паразитних параметрів діода на характеристики ПВЕ буде розглянуто в наступному розділі).

Розглянемо вплив параметрів ВАХ діода на величину ККД ректенного елемента вважаючи, що потужність, яка прикладається до діода $P_{\text{вх}}$ не перевищує потужності, припустимої для розсіювання діодом, тобто діод має ВАХ виду.

$$i = I_s \left(e^{\frac{q}{kTm} u} - 1 \right), \quad (6.43)$$

Вважають $m=(1...1,3)$ [292].

Межі зміни I_s приблизно можна оцінити, скориставшись співвідношенням [294]

$$I_s = J_s S_n = S_n A_p T^2 e^{-\frac{q\phi_b}{kT}},$$

де A_p – постійна Ричардсона; ϕ_b – висота бар'єра Шотткі.

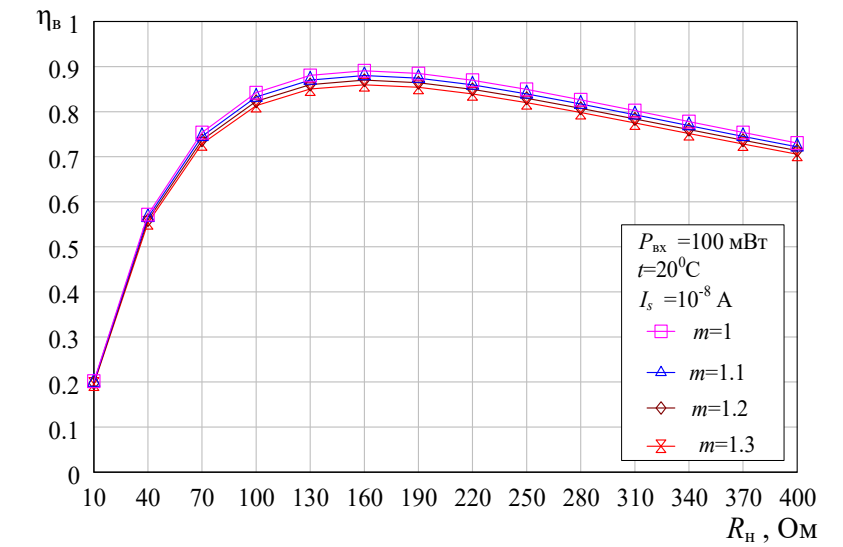
Таким чином, надалі при моделюванні характеристик ПВЕ будемо вважати, що струм насичення може змінюватися в межах $(10^{-15}...10^{-6})$ А.

Розглянемо, як зміняться характеристики ПВЕ при зміні m , I_s у зазначених межах, а також від температури T .

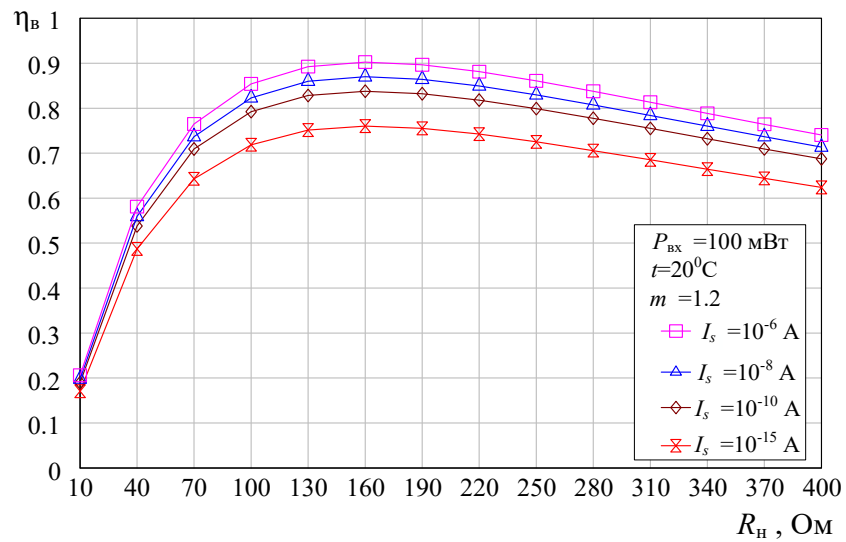
Результати розрахунків залежностей КПД ПВЕ ректени від опору навантаження $R_{\text{н}}$ при різних значеннях m , I_s і T наведені на рис. 6.18 у припущенні, що вихідний опір ФНЧ-1 на основній частоті дорівнює вхідному опору резонансного вібратора над екраном (табл. 6.1), тобто $R_{\text{вих}}^{(1)}(\omega_0) = R_a(\omega_0) = 80,2$ Ом.

Можна показати, що в розглянутому випадку (коли $Z_{\text{вих}}^{(1)}(n\omega_0) = 0, \forall n > 1$ або $Z_{\text{вих}}^{(2)}(n\omega_0) = 0, \forall n > 1$) величина оптимального опору навантаження $R_{\text{нopt}}$ пов'язана із $R_{\text{вих}}^{(1)}(\omega_0)$ простим співвідношенням [A1]

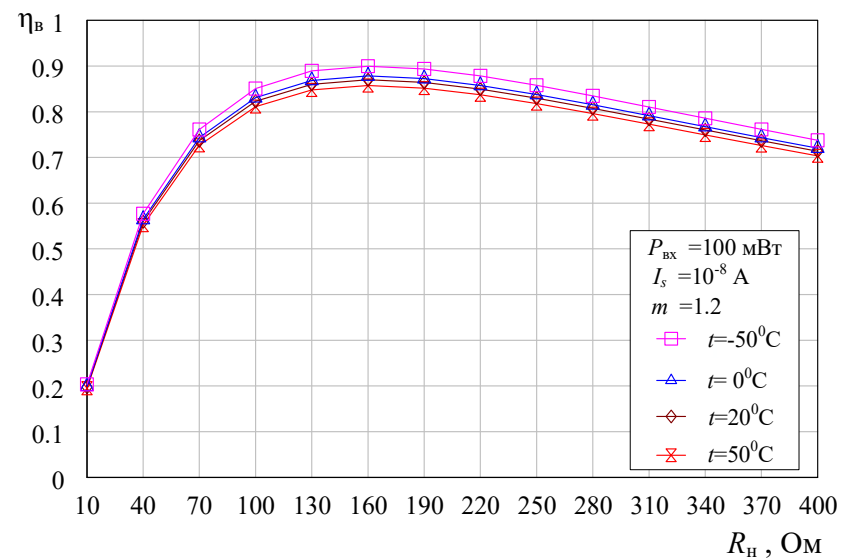
$$R_{\text{нopt}} = 2R_{\text{вих}}^{(1)}(\omega_0) \quad (6.20)$$



а



б



в

Рисунок 6.18 – Залежності ККД ПВЕ ректени від опору навантаження $R_{н}$ при різних значеннях m (а), I_s (б) та T (в)

і не залежить від зміни параметрів m , I_s і T що й підтверджується графіками наведеними на рис. 6.18.

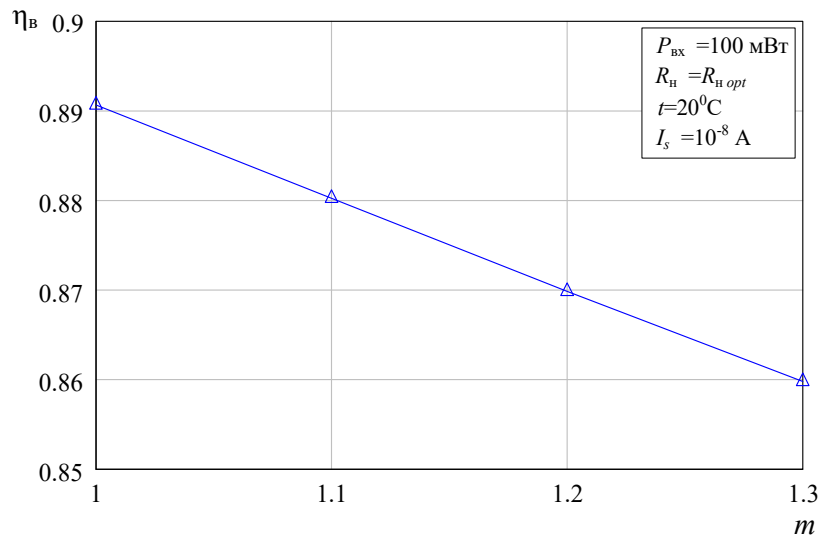
На рис. 6.19 для оптимального опору навантаження $R_{\text{порт}} = 160,4$ Ом наведені залежності ККД випрямлення від коефіцієнта неідеальності характеристики діода m , струму насичення I_s й температури T . З рис. 6.19,а та 6.19,б видно, що зменшення m і збільшення I_s при тому самому рівні вхідної потужності й тому самому опорі навантаження призводить до росту коефіцієнта корисної дії ПВЕ. Це цілком природній результат, тому що з (6.43) видно, що при постійній напрузі на діоді зі зменшенням m або збільшенням I_s збільшується струм діода, тобто зменшується його внутрішній опір, і, як результат, зменшується потужність втрат у діоді.

Показник m тісно пов'язаний з величиною низькочастотних шумів діода. Основні шляхи зменшення m – ретельна попередня обробка поверхні напівпровідника, удосконалювання процесів нанесення металевих і діелектричних шарів на поверхню напівпровідника, оптимізація конструкції діода [292].

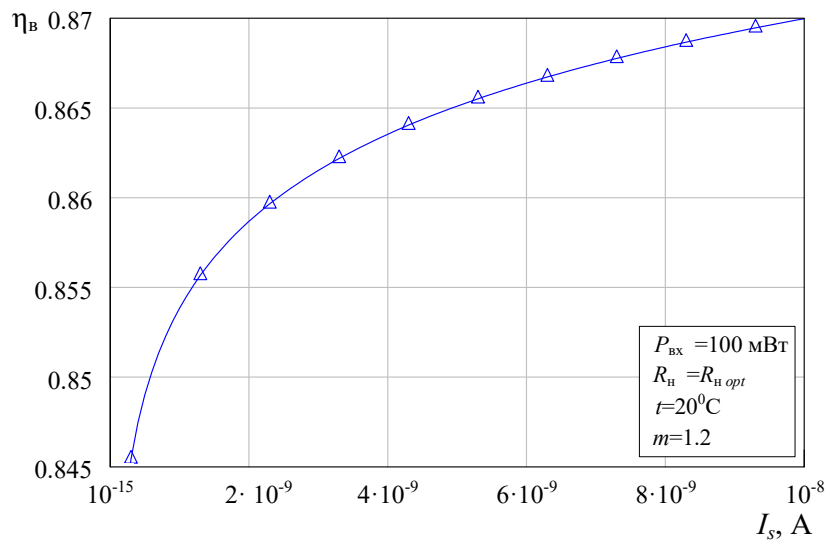
З рис. 6.19,в видно, що на ККД випрямлення впливає й температурний режим роботи діодів, тому цю обставину необхідно враховувати при проектуванні ректен систем БПЕ, які працюють у різних кліматичних умовах.

Результати розрахунків залежностей ККД ПВЕ ректени від рівня вхідної потужності $P_{\text{вх}}$ при різних значеннях m , I_s наведені на рис. 6.20. З ростом рівня вхідної потужності при різних m та I_s коефіцієнт корисної дії ПВЕ зростає.

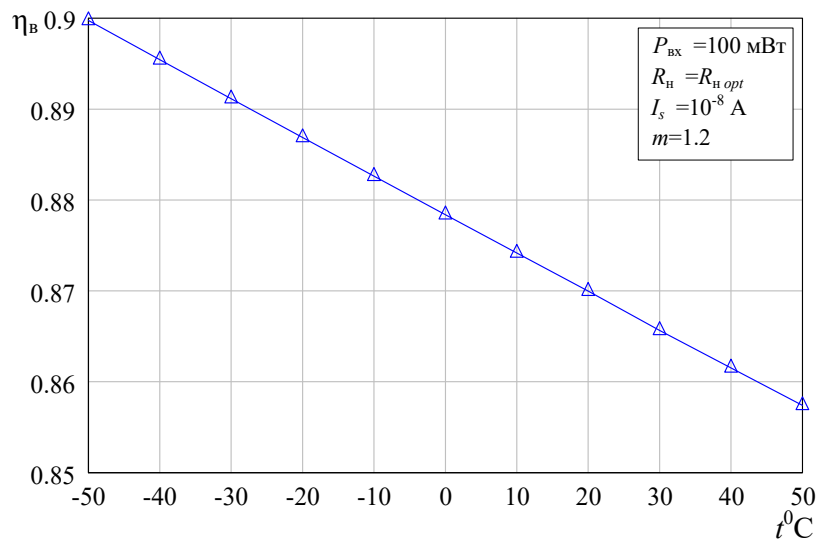
Наведені вище результати моделювання (рис. 6.19 – 6.20) служать орієнтиром при виборі випрямних діодів. Для забезпечення максимально можливого ККД випрямлення бажане використовувати діоди з коефіцієнтом m близьким до 1 і струмом насичення I_s порядку 10^{-6} А. Також при проектуванні ректен застосовуваних у різних системах БПЕ необхідно враховувати й температурний режим їх експлуатації.



а

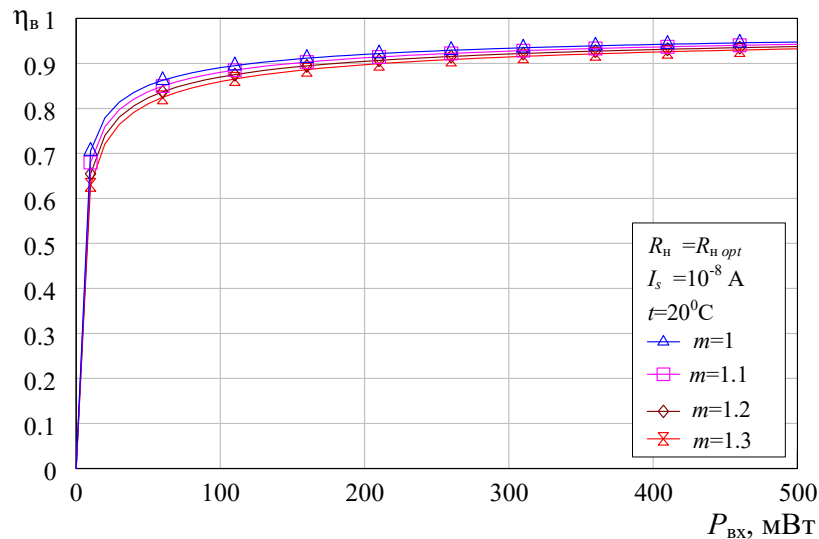


б

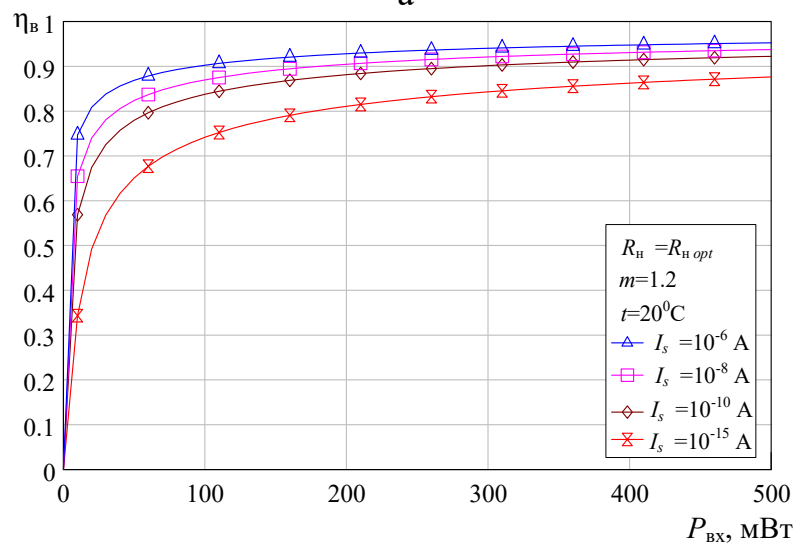


в

Рисунок 6.19 – Залежності ККД ПВЕ ректени від m (а), I_s (б) та T (в)



а



б

Рисунок 6.20 – Залежності ККД ПВЕ ректени від рівня вхідної потужності при різних значеннях m (а) та I_s (б)

Відзначимо, що оцінку потенційних характеристик ПВЕ аналогічно можна провести й для інших можливих варіантів побудови схем випрямлення й ця оцінка повинна бути обов'язковою на початкових етапах проектування ректен різного призначення.

6.5. Висновки до розділу

1. Використовуючи електродинамічний підхід аналізу систем БПЕ, який був розроблений у розд. 2 проведено аналіз її приймальної підсистеми

(великоапертурної ректенної решітки). Розглянута узагальнена схема нескінченної ректенної решітки й проаналізовані специфічні особливості матриць, що характеризують її лінійну підсхему.

2. Отримані рівняння стану для нескінченної ректенної решітки й теоретично доведено, що розрахунок її нелінійного режиму зводиться до обчислення на основній частоті й частотах вищих гармонік параметрів одного «еквівалентного» ПВЕ тільки у випадку періодичного або майже періодичного режиму її збудження.

3. Отримані співвідношення для визначення зовнішніх параметрів великоапертурних ректенних решіток.

4. Розроблений алгоритм моделювання великоапертурних ректенних решіток, який дозволяє враховувати конкретні параметри всіх лінійних і нелінійних елементів, що входять у ректену та ефективно проводити її проектування по заданих характеристиках, як за допомогою оригінальних пакетів програм моделювання (розроблених у ХНУРЕ), так і за допомогою комерційних, що мають у своєму складі модулі електродинамічного та схемотехнічного моделювання (наприклад, AWR, ADS, ANSYS Electronics Desktop).

5. На підставі розробленого алгоритму моделювання ВР була проведена оцінка потенційних енергетичних характеристик ПВЕ в складі нескінченної ректенної решітки.

З'ясований вплив параметрів ВАХ діода на енергетичні характеристики однопівперіодних ПВЕ.

Отримані результати можуть служити орієнтиром при виборі випрямних діодів ректенних елементів.

7. АНАЛІЗ ВЕЛИКОАПЕРТУРНИХ РЕКТЕН ПРИ НЕРІВНОМІРНОМУ ЇХ ЗБУДЖЕННІ

На підставі результатів досліджень, отриманих у розд.6 розроблена методика аналізу великоапертурних ректен із нерівномірним їхнім збудженням. Можливість практичного застосування розробленої методики аналізу великоапертурних ректен при нерівномірному їх збудженні підтверджена шляхом порівняння результатів розрахунків по ній з відомими експериментальними даними.

На прикладі моделювання системи БПЕ з передавальною БСВ викладений алгоритм аналізу ВРР.

Проведено моделювання ВРР випромінювальна структура якої складалася із системи паралельних мікросмужкових провідників у розриви яких через рівні проміжки включені випрямні діоди Шоттки. Вибір такої конструкції випромінювальної структури дозволяє реалізувати двошарову мікросмужкову ректену перетворюючу електромагнітні поля із круговою поляризацією в постійний струм. У нижньому шарі були розміщені приймально-випрямні елементи перетворюючі поле з вертикальною поляризацією, а у верхньому – з горизонтальною.

Для заданого режиму збудження ректени був розроблений алгоритм побудови схеми збору потужності постійного струму та проведена оцінка її результуючого КПД.

Викладені напрямки підвищення енергетичних характеристик ВРР.

Матеріали розділу опубліковані в роботах [A11, A21 A22, A26, A28, A30, A40].

7.1. Підхід до аналізу великоапертурних ректен при нерівноамплітудному їх збудженні

Розглянемо ВРР збуджувану полем (рис. 5.8) створюваним БСВ (рис.5.6). Аналіз ВРР при такому нерівноамплітудному збудженні являє собою складну

задачу. Складність аналізу при такому збудженні полягає в тому, що через його нерівномірність ВРР не може бути описана моделлю у вигляді нескінченних періодичних решіток, у рамках якої її аналіз зводиться до аналізу одиночного центрального ПВЕ, що рівномірно опромінюється (див. підрозд.6.2).

Створення ефективної методики аналізу ВРР у цьому випадку можливо лише при введенні припущення. Суть цього припущення полягає в тому, що амплітудний розподіл у розкритті ВРР є повільно мінлива функція координат. При регулярному розташуванні ПВЕ це дозволяє представити апертуру ректени у вигляді ряду кільцевих зон, у яких розміщені рівноамплітудно збуджувані ПВЕ з однаковими параметрами (рис. 7.1), тобто апроксимувати амплітудний розподіл (рис. 5.8) східчастою функцією (рис. 7.2).

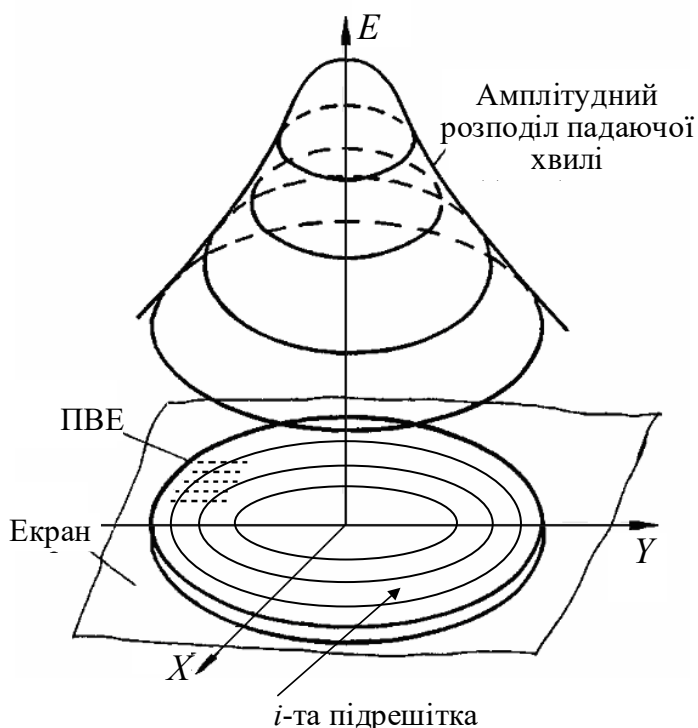


Рисунок 7.1 – Представлення апертури ректени у вигляді набору концентричних зон

У підсумку це дозволяє розглядати апертуру ректени як сукупність невзаємодіючих періодичних підрешіток ПВЕ, а кожну таку підрешітку, при

визначенні режиму її роботи, аналізувати як фрагмент нескінченної періодичної антени з нелінійними елементами (див. підрозд. 6.2).

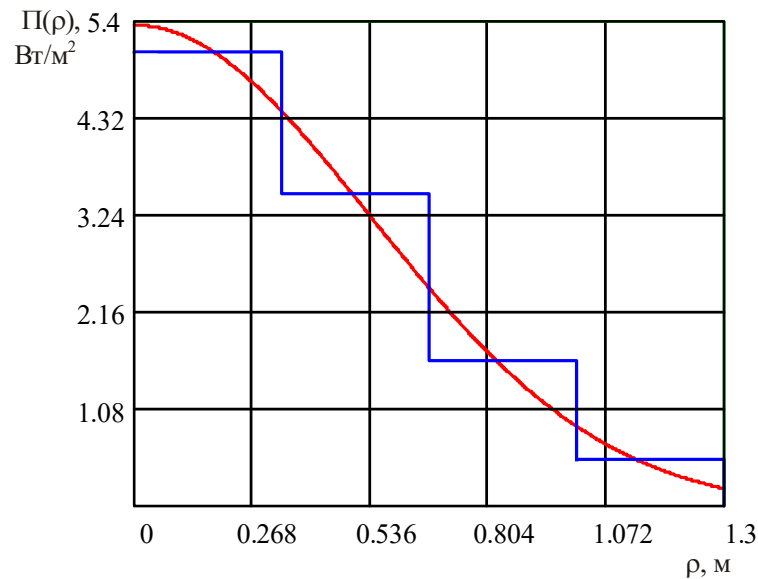


Рисунок 7.2 – Розподіл густини потоку потужності на ректені і його апроксимація

Значення апроксимуючої функції в кожній зоні необхідно визначати таким чином, щоб перепад амплітуд поля на лівій і правій границях зони щодо значень цієї величини в точці апроксимації був по можливості мінімальним.

На рис.7.2. апертура ректени була розбита на чотири зони ($N=4$), поділом радіуса апертури ρ на чотири рівні відрізки з координатами кінців

$$\rho_i = \frac{\rho}{N}i, \quad i = 1 \dots N. \quad (7.1)$$

Величини сходинок Π_i , що апроксимують амплітудний розподіл $\Pi(\rho)$ визначалися зі співвідношення

$$\Pi_i = \frac{\int_{\rho_{i-1}}^{\rho_i} \Pi(\rho) d\rho}{\rho_i - \rho_{i-1}}. \quad (7.2)$$

Дане співвідношення впливає з умови рівності площ фігур, одна з яких обмежена кривою реального амплітудного розподілу $\Pi(\rho)$ в межах i -ї зони й відрізка довжиною $\rho_i - \rho_{i-1}$, а інша являє собою еквівалентний по площі прямокутник зі сторонами Π_i та $\rho_i - \rho_{i-1}$.

Для з'ясування можливості практичного застосування запропонованої методики аналізу ректен було проведене порівняння результатів розрахунків по ній з даними, отриманими на експериментальній установці системи БПЕ (рис. 7.3) [А1] колективом ХНУРЕ під керівництвом В.М. Шокало та А.І. Лучанинова.

Для наочності коротко викладемо суть експерименту.

Виміри характеристик ректени проводилися в безлунній камері 1 розміром $6 \times 2,5$ м. Передавальна частина системи БПЕ складалася з генератора НВЧ 2, блоку керування 3, який винесений за межі безлунної камери та передавальної антени 4. Передача енергії здійснювалася гармонічним мікрохвильовим випромінюванням на частоті 2,45 ГГц.

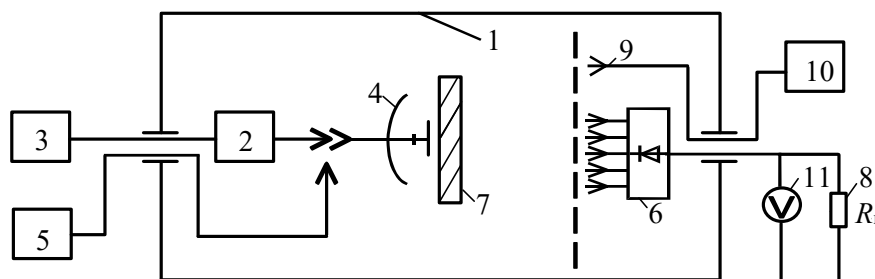
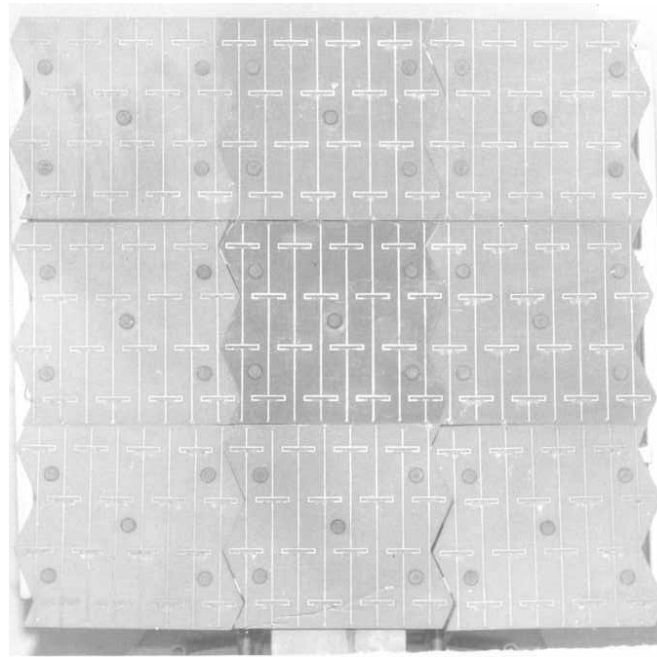


Рисунок 7.3 – Структурна схема експериментальної установки з БПЕ

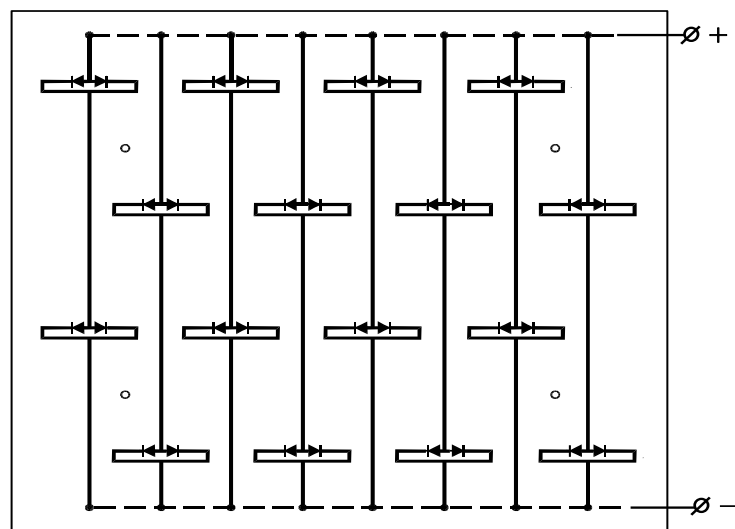
У застосовуваній конструкції вихідна потужність не регулювалася, і її величина, обмірювана за допомогою ватметра 5, рівнялася 550 Вт. Для зміни густини потоку потужності падаючої на ректену 6 НВЧ-пучка, застосовувався встановлюваний поруч із передавальною антеною поглинаючий екран 7. Величина загасання в екрані від 4,5 до 15 дБ змінювалася за рахунок збільшення його товщини (кількості вертикально встановлених листів поглинаючого матеріалу).

У якості передавальної антени використовувалася дзеркальна антена з опромінювачем у вигляді вібратора з рефлектором. Поверхня дзеркала мала параболічну утворюючу з відношенням $f/2R_1 = 0,38$, де R_1 – радіус дзеркала ($2R_1=90$ см), f – фокусна відстань.

Конструкція випробуваної ректени (рис. 7.4,а) складалася з дев'яти однотипних модулів (три ряди й три поверхи) і мала квадратну форму з габаритним розміром 0,7 м. Схема одного модуля зображена на рис. 7.4,б.



а



б

Рисунок 7.4 – а) Конструкція ректени, б) схема модуля ректени

До складу модуля входило 16 ПВЕ (вісім паралельно включених лінійок, у кожній з яких ПВЕ з'єднані послідовно). ПВЕ розташовувалися у вузлах решітки із трикутною сіткою з кроком $\lambda/2$. У якості випромінювачів ректени в експерименті використовувалися петльові вібратори (рис.7.5) над екраном із зустрічно включеними в його розсічки діодами 3A208A, що мають припустиму потужність 0,5 Вт.

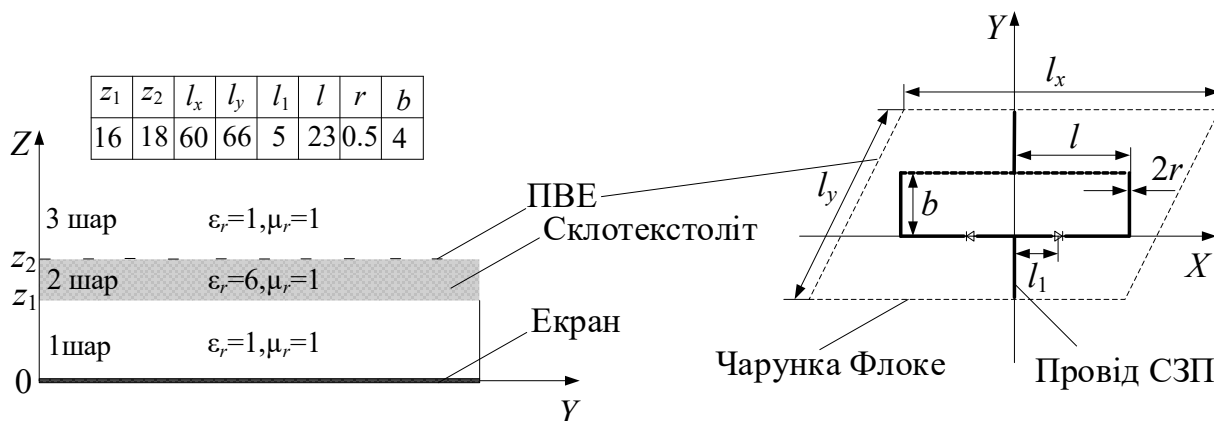


Рисунок 7.5 – Топологія ПВЕ

Петльовий вібратор настраювався в резонанс разом з ємністю діода ($C_{пер}$). Особливість модуля полягала в тому, що розв'язка випрямних схем ПВЕ та кіл постійного струму в ньому здійснюється за рахунок включення проводів схеми збору потужності (СЗП) (рис.7.5) у точки нульового потенціалу петльових вібраторів. Плата модуля виготовлялася з фольгованого склотекстоліту ($\epsilon_r=6$) товщиною 2 мм. Ректена містила 144 ПВЕ.

Конструктивно ректена була виконана таким чином, що модулі могли бути з'єднані між собою по постійному струму послідовно, паралельно або послідовно-паралельно. У ректені передбачалося можливість підключення свого опору навантаження до кожного модуля. Технологічно можливо було й підключення навантаження по постійному струму до будь-якої лінійки модуля.

Розподіл нормованої густини потоку потужності в розкриві ректени і її апроксимація наведені на рис. 7.6. Графік на рис. 7.6. був побудований при вказаних вище розмірах передавальної антени та ректени, відстані передачі енергії рівної 3 м і

частоті мікрохвильового променя 2,45 ГГц, що відповідає числу Френеля $\tau = 1,535$ (див. підрозд.1.4).

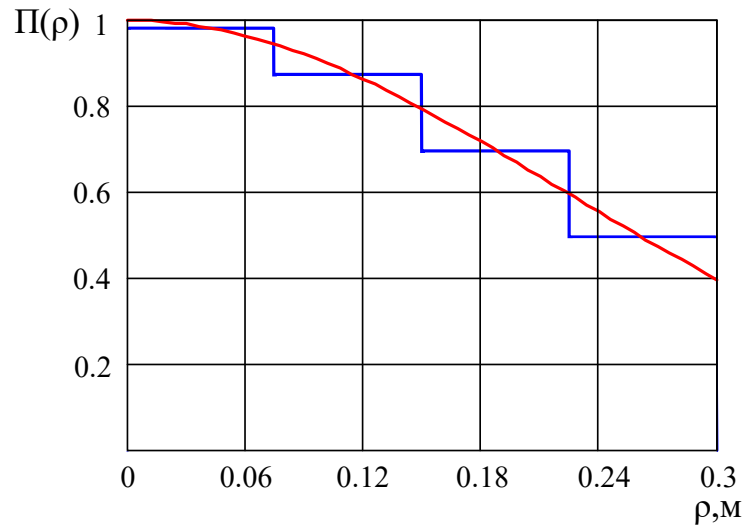
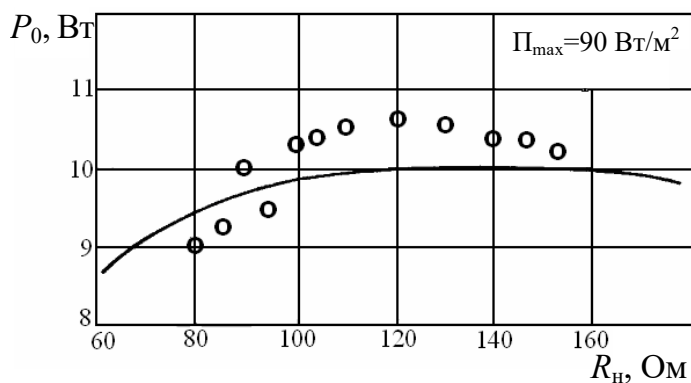


Рисунок 7.6 – Розподіл нормованої густини потоку потужності на ректені і її апроксимація східчастою функцією

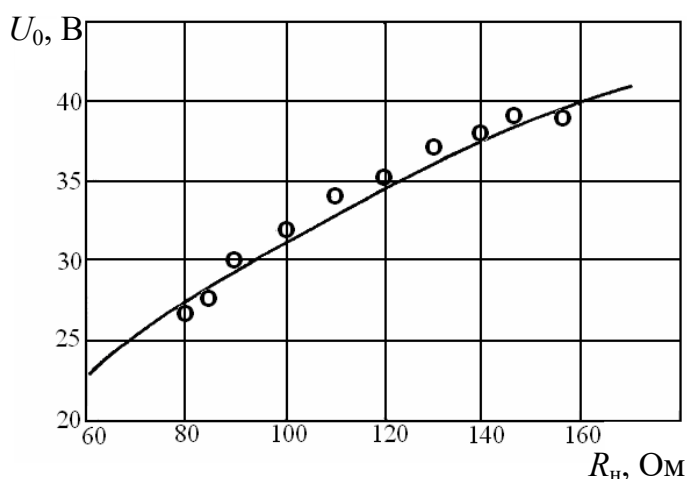
Результати експерименту й розрахунків по розробленій математичній моделі ректени відображені на рис. 7.7. Порівнювалися залежності потужності постійного струму (рис. 7.7, а) і напруги (рис. 7.7, б) на виході ректени від опору навантаження. Кружечками показані середні значення обмірюваних величин. Теоретичні значення параметрів (суцільна лінія), розраховувалися з використанням усереднених характеристик діодів.

Відзначимо, що в описуваному експерименті по БПЭ при відомій величині оптимального опору навантаження ($R_{\text{opt}} = 120$ Ом, див. рис. 7.7,а) був також обмірюваний і ККД випрямлення (87,9 %) лабораторного зразка ректени. ККД знаходиться як відношення потужності постійного струму в навантаженні ректени до потужності випромінювання передавальної антени із вказівкою значення густини потоку потужності на апертурі ректени, при якому проводилися виміри. Потужність постійного струму в навантаженні P_0 розраховувалася за результатами виміру вольтметром 11 напруги U_0 на опорі R_n .

Відносна погрішність вимірів складала $\Delta_m = \pm 19,5$ %.



а



б

Рисунок 7.7 – Результати порівняння параметрів ректени отриманих теоретичним і експериментальним шляхами (передача енергії проводилася на відстань 3 м)

З порівняння наведених теоретичних і експериментальних результатів можна зробити наступне узагальнення. При реалізованих у лабораторному зразку системи БПЕ погрішностях вимірів теоретичні значення параметрів перебувають у межах довірчих інтервалів експериментальних характеристик системи БПЕ. Слід указати, що для досягнення більш точних розрахункових даних необхідно було б використовувати не довідкові (як робилося в розрахунках), а обмірювані характеристики тієї партії діодів, яка безпосередньо використовувалася в макеті ректени.

На підставі вище викладеного можна вважати, що запропонована методика аналізу ректен при нерівномірному її опроміненні цілком може бути застосовна на практиці.

7.2. Моделювання великоапертурної ректени при її нерівномірному збудженні

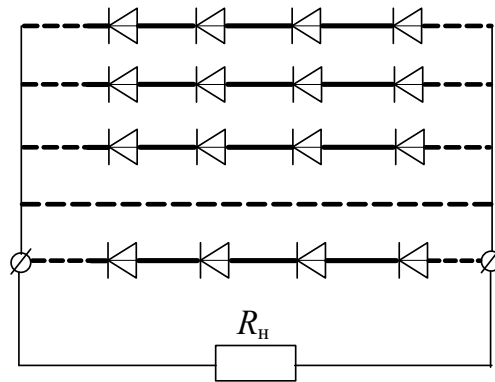
У даному підрозділі поетапно викладений алгоритм розрахунків ВРР на прикладі її комп'ютерного моделювання як прикінцевого пристрою системи БПЕ з передавальною БСВ.

В [А9, А28] запропоновано використовувати в якості випромінювачів БСВ передавальної підсистеми системи БПЕ морально застарілі РЛС наведення ракет зенітно-ракетного комплексу (ЗРК) «ТОР-М1» (частота випромінювання – 4,3 ГГц), або РЛС станції виявлення цілей ЗРК «Оса-АКМ» (частота випромінювання – 10 ГГц), або РЛС типу «Огляд-3» (1РЛ141), що входить до складу радіовисотоміра ПРВ-17 української розробки (частота випромінювання – 2,45 ГГц).

Тому виникає науковий і практичний інтерес у дослідженні й подальшій розробці ВРР функціонуючих на зазначені вище частотах у складі систем БПЕ побудованих на основі БСВ.

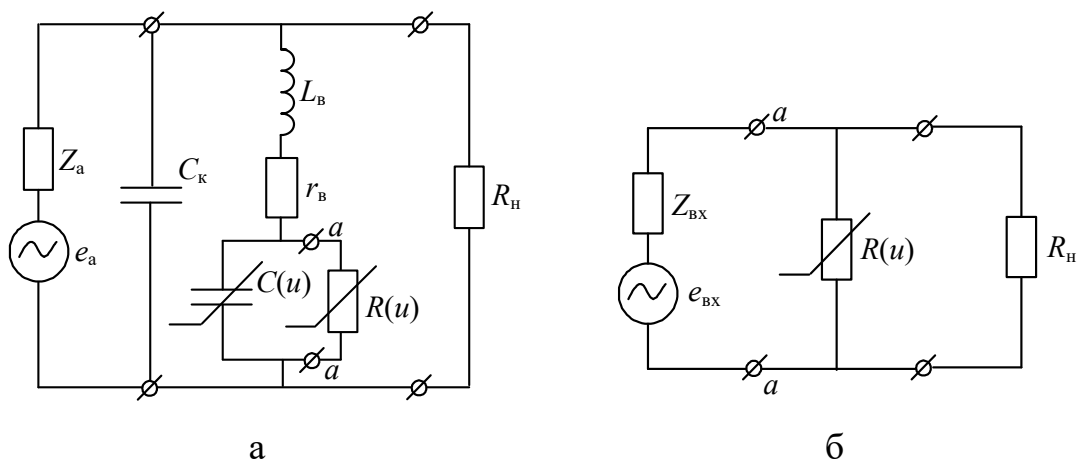
7.2.1. Розрахунок ПВЕ в складі нескінченної решітки

Розглянемо ВРР випромінювальна структура якої складається із системи паралельних мікросмужкових провідників (рис. 7.8) у розриви яких через рівні проміжки включені випрямні діоди Шотткі. Моделі таких ПВЕ (рис. 7.9,а), що враховують вплив паразитних елементів випрямного діода на їхні енергетичні характеристики вивчалися в [295].



Рисюнок 7.8 – Фрагмент ВРР

На рис. 7.9,а випромінювач ПВЕ представлений у вигляді еквівалентної ЕРС холостого ходу e_a , наведеної полем падаючої хвилі в точці живлення, і внутрішнім опором $Z_a(\omega) = R_a(\omega) + jx_a(\omega)$, рівним входному опору випромінювача. Інші елементи схеми позначені так: $R(u)$, $C(u)$ – нелінійні опір і ємність діода, C_k – ємність корпусу діода, L_b – індуктивність виводів діода, r_b – опір втрат діода; R_n – опір навантаження.



Рисюнок 7.9 – Еквівалентна схема ПВЕ

Конструкція випромінювальної структури, яка наведена на рис. 7.8 дозволяє реалізувати ректену перетворюючу електромагнітні поля із круговою поляризацією в постійний струм, наприклад, двошарову мікросмужкову ректену, у нижньому шарі якої розміщені ПВЕ перетворюючі поле з вертикальною поляризацією, а у верхньому – з горизонтальною (рис. 7.10). Така конструкція ректени також дозволяє зменшити її розміри й збільшити питому потужність постійного струму, що знімається з одиниці площі апертури.

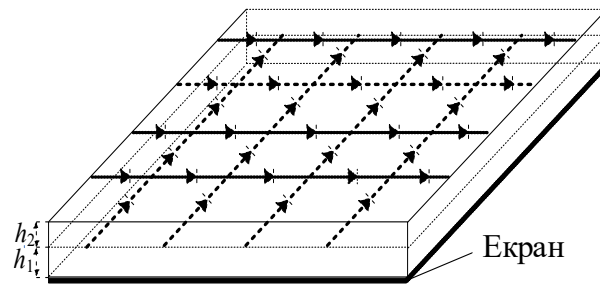


Рисунок 7.10 – Ректена, що працює на ортогональних поляризаціях

Моделювання ПВЕ проведемо за допомогою розробленого в ХНУРЕ комплекту програм [296–299], що дозволяє аналізувати випромінювальні мікросмушкові структури складної геометрії спільно зі СЗП постійного струму. При моделюванні ПВЕ необхідно забезпечити такий режим його роботи, при якому випромінювач витягав би з падаючого поля максимальну потужність. Для цього розміри його випромінювача вибиралися таким чином, щоб зміною тільки опору навантаження R_H можна було б узгодити вихід випромінювача із входом схеми випрямлення. Узгоджений режим забезпечується, якщо випромінювач разом з нелінійною ємністю й паразитними елементами діода (клем $a-a$ на рис. 7.9,а) має чисто активний опір $R_{вх}$. Для визначення $R_{вх}$ використовуючи теорему Тевенена в [295] було зроблено перерахування параметрів випромінювача Z_a і e_a разом з паразитними елементами діода (у припущенні, що нелінійна ємність діода $C(u)$ моделювалася в лінійному наближенні, тобто приймалася рівної ємності переходу C_0 при нульовій напрузі на $p-n$ -переході) до клем $a-a$ за формулами

$$Z_{вх}(\omega) = R_{вх}(\omega) + jX_{вх}(\omega) = \frac{\left(\frac{Z_a(\omega) \frac{1}{j\omega C_K}}{Z_a(\omega) + \frac{1}{j\omega C_K}} + j\omega L_B + r_B \right) \frac{1}{j\omega C_0}}{\frac{Z_a(\omega) \frac{1}{j\omega C_K}}{Z_a(\omega) + \frac{1}{j\omega C_K}} + j\omega L_B + r_B + \frac{1}{j\omega C_0}},$$

$$e_{\text{вх}}(\omega) = \frac{e_a(\omega)/j\omega C_0}{\left(\frac{1}{j\omega C_K} - \left(Z_a(\omega) + \frac{1}{j\omega C_K} \right) \left(\frac{1}{\frac{1}{j\omega C_K} + j\omega L_B + r_B + \frac{1}{j\omega C_0}} \right) \right)}$$

У результаті еквівалентна схема ПВЕ на рис. 7.9,а зводиться до схеми на рис. 7.9,б. Далі шляхом пошуку розмірів випромінювача ПВЕ забезпечується узгоджений режим, тобто $Z_{\text{вх}}(\omega) = R_{\text{вх}}(\omega)$.

Проведемо оцінку потенційних можливостей ПВЕ з різними типами безкорпусних випрямних діодів, параметри яких наведені в табл. 7.1.

Таблиця 7.1 – Параметри безкорпусних випрямних діодів

Тип діода	I_s , А	C_0 , Ф	r_v , Ом	P_d , Вт	α
SMS7630	$5 \cdot 10^{-6}$	$0,14 \cdot 10^{-12}$	20	0,1	28,25
SMS7621	$4 \cdot 10^{-8}$	$0,1 \cdot 10^{-12}$	12	0,1	28,25
SMS3928	$9 \cdot 10^{-13}$	$0,39 \cdot 10^{-12}$	4	0,1	28,25
BB914	$130 \cdot 10^{-15}$	$260 \cdot 10^{-15}$	4,5	0,1	28,25
3A149A-3	$2,5 \cdot 10^{-10}$	$0,1 \cdot 10^{-12}$	6	0,1	23,026
3A208A	$2,94 \cdot 10^{-4}$	$0,5 \cdot 10^{-12}$	8	0,5	3,69

У табл. 7.1 прийняті наступні позначення: I_s – струм насичення; C_0 – ємність переходу при нульовій напрузі на p - n -переході; r_v – опір втрат; P_d – припустима вхідна потужність; $\alpha = \frac{q}{kTm}$ – постійний коефіцієнт у показнику ступеня ВАХ діода ($i(u) = I_s (e^{\alpha u} - 1)$) при температурі переходу $T=300$ К; k – постійна Больцмана; m – коефіцієнт неідеальності ВАХ діода.

Результати розрахунків залежностей ККД випрямлення (при вхідній потужності $P_{\text{вх}}$ рівної припустимій потужності діода P_d) ПВЕ з різними діодами від його вхідного опору $R_{\text{вх}}$ (клеми a - a на рис. 7.9,б) на різних частотах наведені на рис 7.11.

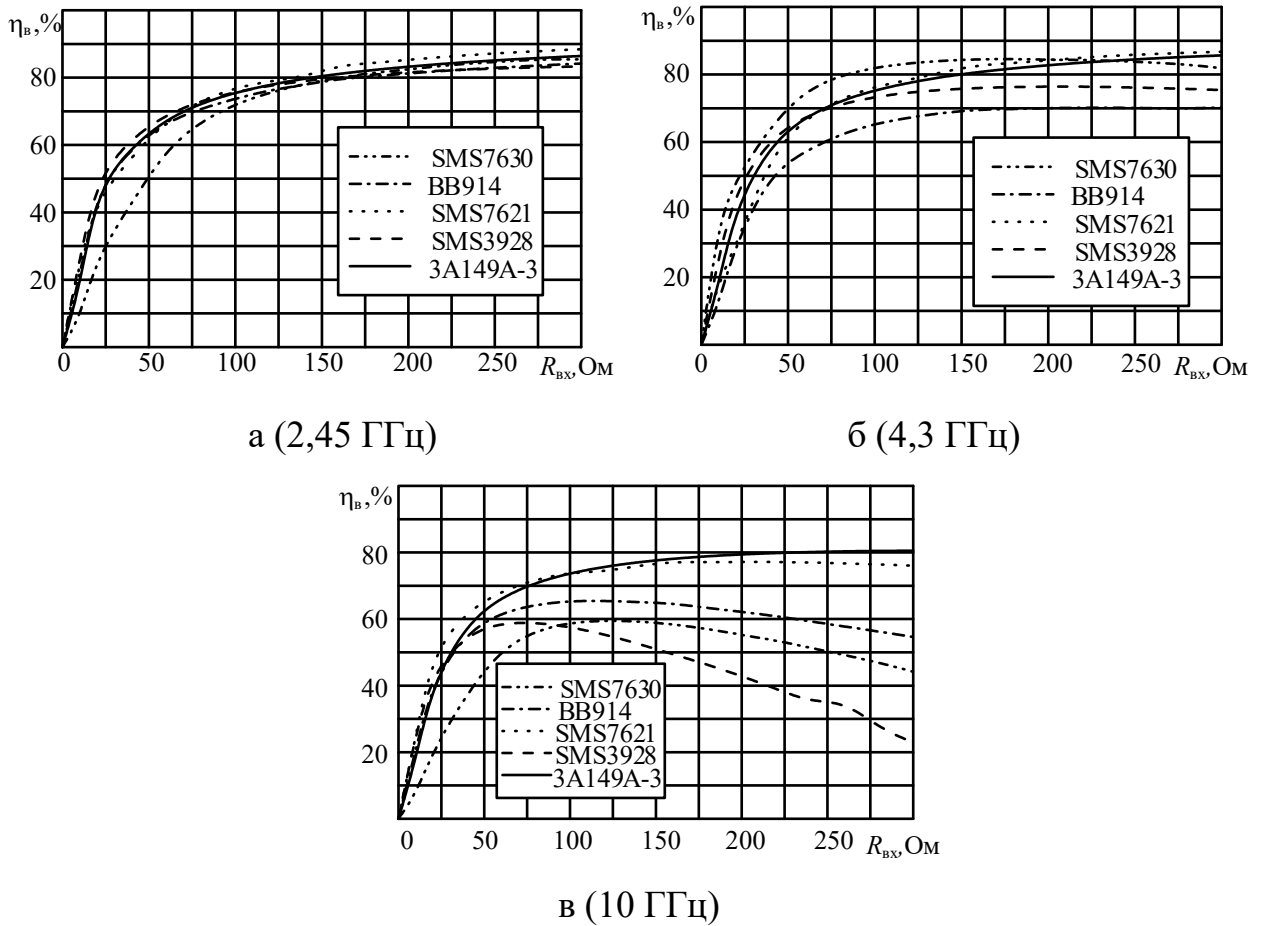


Рисунок 7.11 – Залежність ККД випрямлення ПВЕ від $R_{вх}$

Тому що діод 3A208A має іншу припустиму потужність (див. табл. 7.1), то характеристики ПВЕ на його основі наведені на окремому графіку (рис. 7.12.).

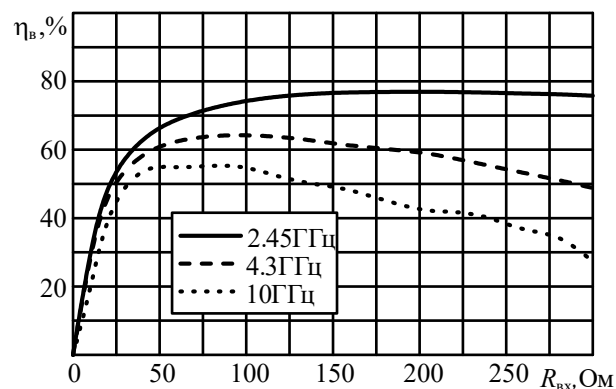


Рисунок 7.12 – Залежність ККД випрямлення ПВЕ від $R_{вх}$

З результатів моделювання видно, що ККД випрямлення для обраної конструкції ПВЕ суттєво залежить від типу випрямного діода, а саме визначається частотними властивостями його паразитних елементів, які проявляються з ростом частоти. З рис. 7.11 це видно для діодів BV914, SMS7630, SMS3928. Найкращими характеристиками володіє ПВЕ з безкорпусним діодом Шотткі 3A149A-3, використання якого дозволяє досягти ККД випрямлення порядку 85% на частотах 2,45 і 4,3 ГГц, і 80% на частоті 10 ГГц. Крім того, паразитні елементи цього діода менше впливають на ККД випрямлення в діапазоні розглянутих частот.

Для центрального ПВЕ (чарунки Флоке) (рис. 7.13) проведений розрахунок її характеристик. Узгоджений режим на клеммах $a-a$ забезпечувався настроюванням випромінювальної структури разом з паразитними елементами діода в резонанс шляхом варіювання розмірів чарунки Флоке ($l_x \times l_y$) і товщини діелектричних шарів h_1, h_2 (рис. 7.10) при фіксованій ширині випромінювача d .

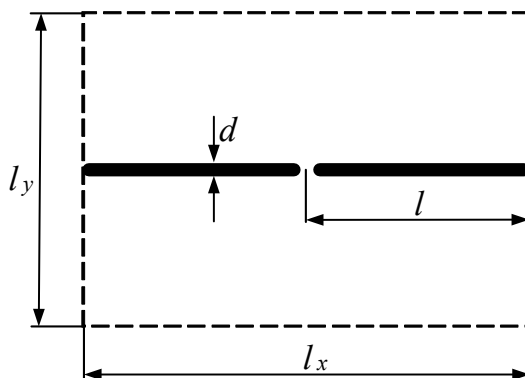


Рисунок 7.13 – Топологія чарунки Флоке

Отримані в результаті розрахунків геометричні розміри випромінювальної структури, вхідні опори лінійної підсхеми ПВЕ щодо клем $a-a$ (рис. 7.9, б) на основній частоті й частотах гармонік, а також рівні гармонік ξ_n наведені в табл. 7.2. Рівень випромінювання n -ї гармоніки ξ_n визначався як відношення потужності випромінювання цієї гармоніки $P_{\Sigma n}$ до вхідної потужності $P_{\text{вх}}$ прийнятої 0,1 Вт.

Таблиця 7.2 – Результати розрахунків ПВЕ на різних частотах

Номер гармоніки	1	2	3	4	5
Частота 2,45 ГГц ($kh_1 = 0,39, kh_2 = 0,35, kl = 0,5, kl_x \times kl_y = 1,0 \times 1,0$)					
$Z_{вх}(nf_0)$, Ом	418	310,1 – $j184,0$	165,2 – $j205,1$	92,0 – $j173,0$	56,2 – $j143,1$
ξ_n , дБ	–	–9,747	–23,77	–29,289	–30,588
Частота 4,3 ГГц ($kh_1 = 0,42, kh_2 = 0,37, kl = 0,5, kl_x \times kl_y = 1,0 \times 1,0$)					
$Z_{вх}(nf_0)$, Ом	514	174,9 – $j244,2$	59,0 – $j67,6$	27,0 – $j116,3$	16,2 – $j89,1$
ξ_n , дБ	–	–9,9	–22,69	–31,272	–40,205
Частота 10 ГГц ($kh_1 = 0,28, kh_2 = 0,31, kl = 0,5, kl_x \times kl_y = 1,0 \times 1,0$)					
$Z_{вх}(nf_0)$, Ом	956	25,0 – $j154,0$	6,5 – $j78,0$	2,9 – $j52,0$	1,6 – $j39,1$
ξ_n , дБ	–	–18,24	–25,95	–30,703	–32,414

На рис. 7.14 наведені залежності ККД випрямлення від рівня вхідної потужності (пунктирна крива).

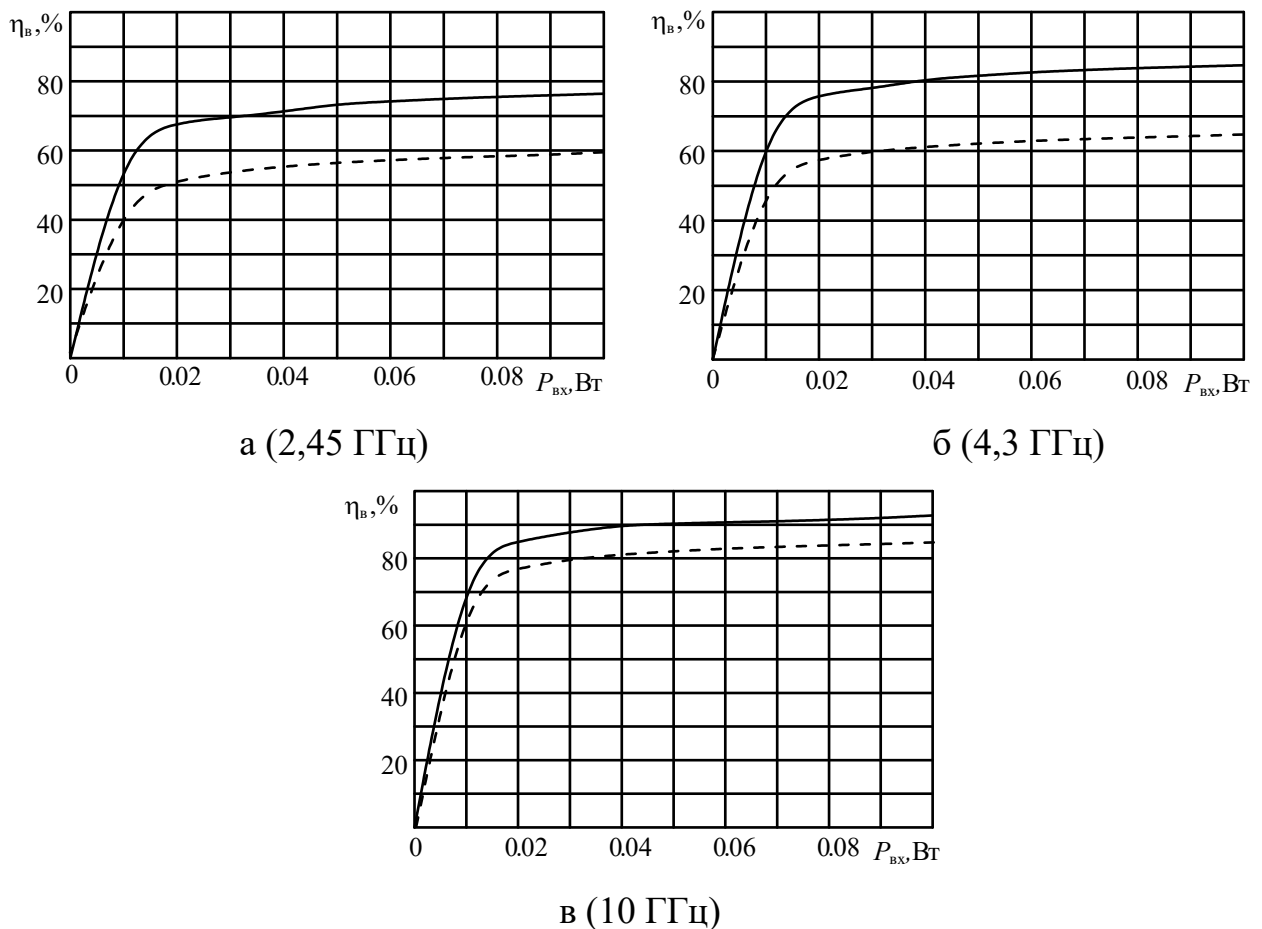


Рисунок 7.14 – Залежність ККД випрямлення від рівня вхідної потужності

Для наочності на рис.7.14 наведені такі ж залежності, які побудовані в припущенні, що в конструкцію ПВЕ між виходом випромінювача й входом випрямної схеми включений ідеальний фільтр гармонік (суцільна крива) ФНЧ-1 (див. підрозд. 6.4). Видно, що недоліком обраної конструкції ПВЕ є обмежені фільтруючі властивості випромінювача.

7.2.2. Еквівалентні параметри ПВЕ по постійному струму

Ефективність роботи ВРР залежить не тільки від ККД випрямлення окремих ПВЕ, але й від того, як організований збір потужності постійного струму з виходів цих елементів. Моделлю ПВЕ по постійному струму є або еквівалентний генератор напруги холостого ходу E_i із внутрішнім опором R_i , або еквівалентний генератор струму короткого замикання I_i із внутрішньою провідністю G_i , параметри яких залежать від рівня густини потоку потужності падаючого поля Π та опору навантаження R_n по постійному струму:

$$E_i = f(\Pi, R_n), \quad R_i = f(\Pi, R_n)$$

Така модель дозволяє при розрахунках кіл постійного струму ВРР представити досить складну схему ПВЕ еквівалентним генератором постійного струму. Застосовуючи цю модель, можна скласти еквівалентну схему кіл постійного струму ВРР і розрахувати СЗП із позицій теорії електричних кіл [300 – 303].

Проведемо розрахунки параметрів ПВЕ по постійному струму при опроміненні ректени на частоті 10 ГГц нерівномірним НВЧ-пучком із густиною потоку потужності $5,4 \text{ Вт/м}^2$ у його центрі. Апроксимація амплітудного розподілу на апертурі ректени наведена на рис. 7.2. Ректена була розбита на чотири зони. У табл. 7.3 наведені значення густини потоку потужності Π_i для кожної зони при яких розраховувалися ККД випрямлення η_{bi} , вхідні

потужності $P_{\text{вх}i}$, еквівалентні напруги E_i й опори R_i ПВЕ по постійному струму.

Таблиця 7.3 – Результати розрахунків параметрів ректени

Номер зони	Π_i , Вт/м ²	$\eta_{\text{вн}i}$, %	$P_{\text{вх}i}$, мВт	E_i , В	R_i , Ом
1	4,98	65,74	2,32	3,09	1179,9
2	3,10	55,98	1,43	2,42	1045,8
3	1,16	44,54	0,54	1,49	1042,3
4	0,27	15,88	0,13	0,72	1053,8

З табл. 7.3 видно, що в силу нерівномірності опромінення ректени (рис. 7.2) еквівалентні напруги E_i й внутрішні опори R_i , які залежать від густини потоку потужності Π_i падаючого променя, суттєво відрізняються. Із цієї причини однотипне послідовне або паралельне об'єднання неідентичних генераторів для роботи на одне неоптимальне для них навантаження призводить до втрати частини потужності. Таким чином, питання розробки принципів побудови ректен із високим КПД збору при суттєво нерівномірному опроміненні їх апертур є досить актуальним.

7.2.3. Схема збору потужності великоапертурної ректени

Вихідними даними для аналізу параметрів ректени з урахуванням схеми збору потужності постійного струму є: структура СЗП, характеристики ПВЕ ректени по постійному струму (табл. 7.3), значення опору навантаження. У ході обчислень повинні бути знайдені: потужність, що віддається ректеною у навантаження, струм і напруга в навантаженні, ККД збору ректени.

Необхідні значення струму й напруги в навантаженні ректени досягаються об'єднанням ПВЕ, як еквівалентних генераторів постійного струму

або напруги, схемою збору потужності. На практиці великоапертурні ректени зручно будувати по модульному принципу (рис. 7.15).

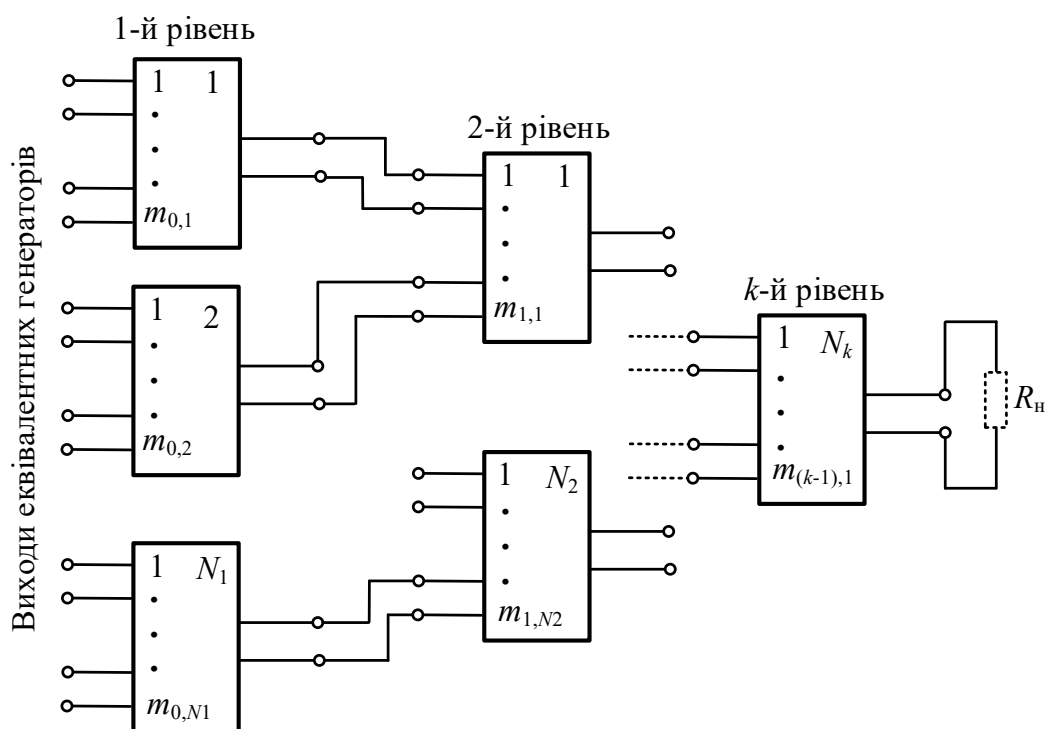


Рисунок 7.15 – Схема збору ректени

У межах модулів ПВЕ ректени об'єднуються послідовно (або паралельно), які назвемо модулями першого рівня. Потім модулі першого рівня об'єднуються паралельно (або послідовно) у модулі другого рівня і т.д. На останньому k -му рівні модулі $k-1$ рівня підключаються послідовно або паралельно до навантаження ректени. Даний спосіб побудови великоапертурних ректен привабливий, насамперед, його технологічністю, а, отже, і більш низькою вартістю виготовлення ректен.

Схема збору потужності являє собою багаторівневу послідовно-паралельну схему. Структурною одиницею послідовно-паралельних схем є модулі, утворені однотипним (послідовним або паралельним) з'єднанням модулів попереднього рівня. Кожний з них може бути розглянутий як еквівалентний генератор напруги, характеристики якого визначаються параметрами еквівалентних генераторів модулів попереднього рівня.

Розглянемо спосіб зменшення втрат збору потужності постійного струму за рахунок ускладнення топології СЗП, тобто застосуванням такої комбінації послідовно-паралельних з'єднань ПВЕ або модулів, при якій мінімізуються перепади (відносні різниці) еквівалентних параметрів генераторів напруги, поєднаних в одну групу або в ряд груп і між групами. На першому рівні в межах відповідних зон формуються модулі в яких ПВЕ об'єднуються по постійному струму однотипно (послідовно або паралельно), на другому рівні модулі в межах зон об'єднуються послідовно або паралельно в групи, на третьому рівні групи об'єднуються послідовно або паралельно й підключаються послідовно або паралельно до навантаження ректени.

У силу нерівномірного опромінення ректени в них завжди будуть мати місце втрат збору потужності постійного струму. Очевидно, що існує максимально припустимий перепад ЕРС у паралельній схемі й струмів у послідовній схемі збору, при яких втрати не будуть перевищувати необхідну величину.

Численні розрахунки показали, що для типових одно- і двохпівперіодних ПВЕ втрати при зборі потужності постійного струму не перевищують (2-2,5) %, якщо перепади ЕРС і струмів, об'єднаних еквівалентних генераторів будуть не більш 30 % [A1]. Покажемо це на прикладі розрахунків паралельно-послідовної схеми збору ректени із круглою апертурою.

Для розглянутої конструкції великоапертурної двошарової ректенної решітки й заданому опорі навантаження ректени ($R_n = 340 \text{ Ом}$) пропонується такий алгоритм побудови СЗП:

- а) розіб'ємо кожну кільцеву зону верхнього й нижнього шару ректени на чотири модулі (рис. 7.16); номери модулів індексовано двома числами (перше число позначає номер зони, до якої вони належать, а друге – номер модуля);
- б) формуємо незалежно СЗП для верхнього й нижнього шару ректени;
- в) об'єднаємо ПВЕ як еквівалентні генератори напруги в кожному модулі (верхнього й нижнього шару ректени) послідовно;

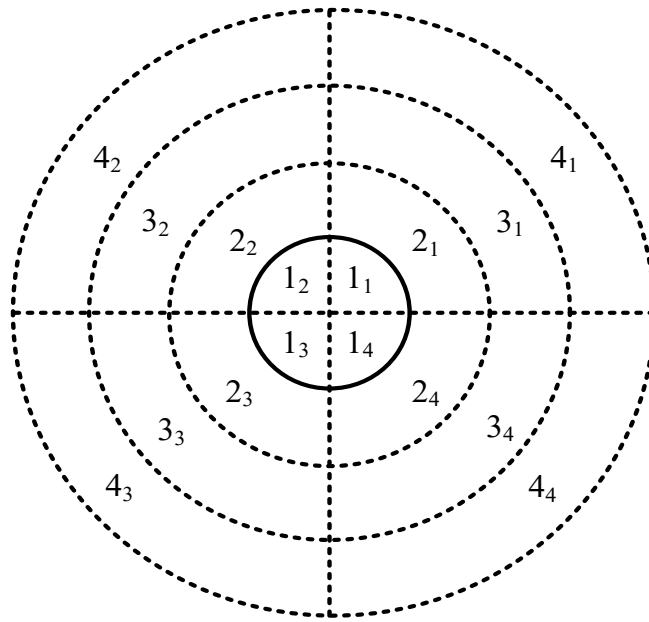


Рисунок 7.16 – Розбивка ректени на модулі для формування СЗП

г) комплектуємо групи з послідовно й паралельно з'єднаних модулів, за умови, що перепад напруги в межах групи не перевищує 30 %: для верхнього шару ректени дотримуємося наступного порядку включення модулів у групи – спочатку з'єднуємо перший, другий, третій і четвертий модулі першої зони послідовно; модулі другої зони паралельно, модулі третьої зони паралельно; модулі четвертої зони послідовно, потім сформовані групи з'єднуємо паралельно (рис. 7.17);

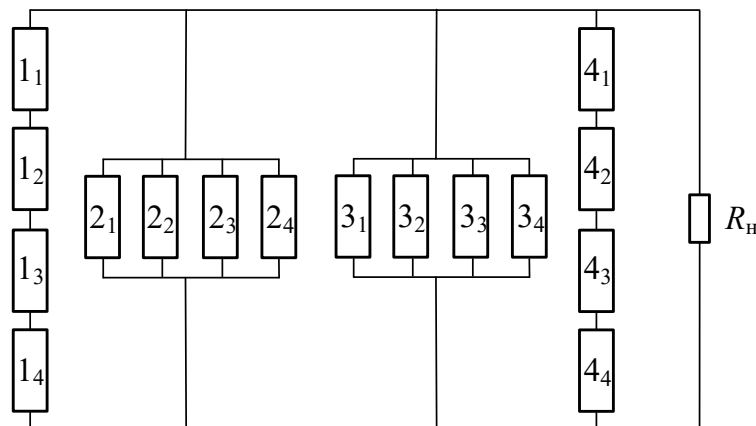


Рисунок 7.17 – Схема збору для першого шару ректени

д) по такій же схемі, як і на рис. 7.17 формуємо схему збору для нижнього шару ректени й підключаємо паралельно СЗП верхнього й нижнього шару ректени до загального навантаження R_n .

Далі по відомим співвідношенням отриманим на основі теорії кіл, наприклад в [303, А1], визначаються P_0 , P_{0max} , а потім по наступній формулі розраховується ККД ректени:

$$\eta = \eta_v \eta_0 = \frac{P_{0max}}{P_{max}} \frac{P_0}{P_{0max}},$$

де η_v – ККД випрямлення, η_0 – КПД збору потужності постійного струму, P_{0max} – потужність постійного струму на виході ректени, P_{max} – максимальна потужність, яку витягує випромінювальна структура ректени з вільного простору, за умови, що її ПВЕ навантажені на оптимальні навантаження, P_0 – потужність постійного струму, що віддається в опір навантаження R_n .

Прямуючи за описаним вище алгоритмом можна показати, що ККД схеми збору ректени досягає $\eta_0 = 89,7\%$, що доводить ефективність пропонуваної методики оптимізації СЗП й можливість мінімізації втрат потужності постійного струму, ККД випрямлення ректени рівний $\eta_v = 45,6\%$, а результуючий ККД ректени η рівний $35,6\%$.

Слід зазначити, що представлена на рис. 7.17 схема не є єдиною можливою. Отриманий результат $\eta_0 = 89,7\%$ є гарним, але не оптимальним. У зв'язку із цим подальші дослідження повинні вестися в напрямку розробки методики оптимального проектування схем ліній збору постійного струму.

Недоліком розробленої СЗП (рис. 7.17) є невисока її надійність обумовлена більшою кількістю послідовно з'єднаних ПВЕ як еквівалентних генераторів напруги холостого ходу. У цьому випадку втрата працездатності одного із ПВЕ призводить до виходу з ладу всього кола послідовно з'єднаних еквівалентних генераторів. Звідси впливає ще одна задача подальшого

дослідження ліній збору постійного струму, яка полягає в розробці способів підвищення їх надійності, наприклад, за рахунок уведення додаткових елементів, що забезпечують при виході з ладу одного або декількох ПВЕ збереження працездатності іншої частини модуля.

7.3. Висновки до розділу

1. Показано, що розроблений підхід для аналізу великоапертурних ректенних решіток з рівноамплітудно збуджуваною апертурою можна взяти за основу для створення алгоритму розрахунків великоапертурних ректен, що нерівномірно опромінюються мікрохвильовим променем. Суть алгоритму полягає в тому, що при аналізі характеристик ректени за рахунок апроксимації реального повільно спадаючого амплітудного розподілу кусочно-східчастими функціями апертура ректени представляється у вигляді ряду концентричних зон, які можна розглядати як нескінченні решітки при властивих їм рівнях збудження. Це дозволяє використовувати отримані вирази для розрахунків зовнішніх характеристик ректен збуджуваних полем з нерівномірним амплітудним розподілом.

2. Можливість розрахунків великоапертурних ректен у наближенні нескінченних періодичних решіток і практична придатність запропонованих теоретичних моделей ректен доведена шляхом порівняння результатів моделювання ректени за розробленою методикою з відомими експериментальними даними.

3. На прикладі моделювання ВР системи БПЕ викладений алгоритм аналізу її енергетичних характеристик.

4. За результатами моделювання ВР можна зробити ряд практичних рекомендацій та напрямків подальших досліджень для поліпшення їхніх енергетичних та експлуатаційних характеристик.

а). Відсутність у складі ПВЕ ФНЧ-1 суттєво погіршує ККД випрямлення, через втрати потужності за рахунок її перевипромінювання на частотах

гармонік. За результатами моделювання видно, що ці втрати становлять порядку 20 % на частотах 2,45 ГГц (рис. 7.14,а) та 4,3 ГГц (рис. 7.14,б). На частоті 10 ГГц (рис. 7.14,в) втрати за рахунок перевипромінювання на частотах гармонік становлять порядку 10 %. Це пояснюється тим, що з ростом частоти проявляються фільтруючі властивості ємності переходу безкорпусного діода, який підключений в розсічки випромінювача ПВЕ. Слід очікувати, що фільтруючі властивості паразитних елементів корпусних діодів будуть проявлятися в більшій мірі. Таким чином, для збільшення ККД випрямлення потрібно усунути перевипромінювання на частотах гармонік, що виникають у процесі випрямлення. Це забезпечується включенням у структуру ПВЕ ФНЧ-1, або застосуванням випромінювачів ПВЕ, які мають активний вхідний опір на частотах гармонік, що прагне до нуля, або використанням частотно-селективних поверхонь (рис.1.14).

б). Збільшити ККД випрямлення в крайніх зонах ректени (табл.7.3) можна такими способами:

- за рахунок конструктивного синтезу передавальної БСВ (вибір геометрії розташування випромінювачів та реалізації необхідного на них АФР) забезпечити на апертурі ректени розподіл поля близький до рівномірного;

- за рахунок застосування випрямних схем, що дозволяють при малих вхідних потужностях підвищити ККД випрямлення, наприклад, використовувати варіанти випрямних схем, які застосовуються в технологіях перетворення малопотужних електромагнітних полів у постійний струм (рис.1.22, а,б, рис.1.29).

в). Необхідно провести додаткові дослідження побудови схем збору ректен, що опромінюються суттєво нерівномірним полем з урахуванням вище сказаного. Така задача виникає у зв'язку з тим що при заданому збудженні ректени не вдалося досягти ККД збору порядку 98 %, як це було зроблено в системах БПЕ з однопозиційними передавальними антенами [А1]. Це пов'язане з тим, що перепади ЕРС і струмів при об'єднанні еквівалентних генераторів (крайні зони) перевищували 30 %.

г). Необхідно провести додаткові дослідження з пошуку конструктивних рішень побудови схем збору потужності постійного струму великоапертурних ректенних решіток. Це пов'язане з тим, що при об'єднанні послідовно великої кількості ПВЕ як еквівалентних генераторів напруги холостого ходу суттєво погіршується надійність СЗП, тому що вихід з ладу одного ПВЕ призводить до виходу з ладу всього ланцюга послідовно з'єднаних еквівалентних генераторів.

ВИСНОВКИ

У дисертаційній роботі вирішено актуальну наукову *проблему*, що пов'язана із створенням та розвитком строгих підходів і методів для розв'язку задач аналізу та оптимізації з єдиних позицій систем БПЕ в яких використовуються різні технології передачі енергії. Проблему вирішено шляхом розробки нової більш коректної математичної моделі, яка враховує нелінійні ефекти, що виникають у досліджуваних системах БПЕ через наявність у їхньому складі антен та трактів їх живлення з нелінійними характеристиками, а також шляхом розробки методики алгоритмів аналізу та проектування таких систем.

Основні результати дисертаційної роботи полягають в наступному.

1. На основі проведеного аналізу існуючих рішень в галузі безпроводної передачі енергії проведена класифікація систем БПЕ за різними ознаками. Показано що більшість розроблених до теперішнього часу математичних моделей систем БПЕ базується на припущенні про їх лінійність, а відомі нелінійні моделі мають обмежені можливості, щодо проведення строгого аналізу усієї сукупності нелінійних ефектів, що виникають в досліджуваних системах БПЕ. Тому вирішення проблеми побудови коректної математичної моделі систем БПЕ, у складі яких присутні антени з нелінійними властивостями є актуальним.

2. Розроблено нову узагальнену нелінійну математичну модель електродинамічного рівня, що придатна для аналізу систем БПЕ в яких використовуються різні технології передачі енергії. Відповідно до розробленої моделі вся система БПЕ, яка включає в себе передавальну підсистему, приймальну підсистему і систему різних розсіювачів розглядається як єдина багатовходова антенна система з нелінійними характеристиками. Наведено узагальнену структурну схему нелінійної системи БПЕ. В передавальній та приймальній підсистемах системи БПЕ виділено нелінійні підсхеми, лінійні підсхеми, випромінювальні

структури, генератори та навантаження. У відповідність кожній підсхемі системи БПЕ поставлено відповідні лінійні та нелінійні багатополіусники для яких складені компонентні рівняння.

3. Отримано систему рівнянь стану в часовій області системи БПЕ. Обґрунтовано вибір вектору вихідних параметрів системи БПЕ. Запропоновано структурувати компоненти вектору вихідних параметрів системи БПЕ таким чином, що одна з груп вихідних параметрів характеризує процеси передачі, приймання та перетворення електромагнітної енергії у постійний струм у самій системі (внутрішньосистемні процеси), а друга процеси електродинамічної взаємодії системи БПЕ з іншими РЕС (міжсистемна взаємодія). Таке компонування вектору вихідних параметрів дозволяє дослідити характеристики системи БПЕ з урахуванням всього різноманіття нелінійних ефектів, пов'язаних як із виникненням електромагнітних випромінювань на побічних частотах, так і з нелінійною залежністю характеристик антен системи БПЕ від рівня вхідної дії. При цьому враховуються не тільки нелінійні ефекти, що виникають у досліджуваній системі, а й ті що утворюються за рахунок міжсистемної взаємодії.

4. Отримано систему нелінійних інтегральних рівнянь багатовходових випромінювальних структур (для сталого періодичного або майже-періодичного режиму), до складу яких входять лінійні та нелінійні елементи з зосередженими параметрами. На основі цих рівнянь отримані співвідношення для обчислення блоків матриці розсіяння випромінювальної структури системи БПЕ, що характеризують внутрішньосистемні процеси. Показано, що блоки матриці розсіяння, які описують міжсистемну взаємодію можна одержати через блок матриці розсіяння, що описує внутрішньосистемні процеси.

5. Розроблено дворівневий ітераційний алгоритм числового розв'язання системи рівнянь стану, який у порівнянні з традиційними, розширює можливість аналізу нелінійних підсхем систем БПЕ. Отримано

доказ збіжності розробленого дворівневого ітераційного алгоритму. Досліджено збіжність ітераційних процесів верхнього та нижнього рівнів. Запропоновано модифікований ітераційний процес верхнього рівня, який має збіжність за будь-яких параметрів лінійної та нелінійної підсхем системи БПЕ. Для підвищення ефективності алгоритму, на прикладі великоапертурних ректен, обґрунтовано способи врахування специфічних властивостей їх лінійних підсхем.

6. Отримані співвідношення для визначення зовнішніх параметрів систем БПЕ, що описують міжсистемну взаємодію та внутрішньосистемні процеси.

7. Встановлено, що розроблений підхід для аналізу та оптимізації систем БПЕ відрізняється широкими функціональними можливостями, універсальністю, що дозволяє узагальнити його на інші радіоелектронні системи (наприклад, системи МІМО, системи радіоелектронної боротьби) на етапі їхнього електродинамічного моделювання з наступним уточненням зовнішніх характеристик для конкретних типів РЕС.

8. Показано, що на основі розробленої нелінійної математичної моделі електродинамічного рівня системи БПЕ при певних умовах можна проводити аналіз і оптимізацію не тільки систем БПЕ в цілому, але і їх підсистем, окремих функціональних блоків і вузлів. Зокрема, були отримані нові результати в напрямку досліджень передавальних та приймальних підсистем систем БПЕ сфокусованим мікрохвильовим променем.

8.1. Отримала подальший розвиток теорія передавальних антен з нелінійними характеристиками в зоні Френеля. Встановлено, що наявність нелінійності у випромінювачах призводить до утворення на їхніх поверхнях густини електричного струму на побічних частотах, це у свою чергу призводить до розфокусування електромагнітного випромінювання на основній частоті й значному розширенню зони Френеля поля побічного випромінювання. Тобто m -й частотній гармоніці відповідає своя довжина

зони Френеля, яка росте зі збільшенням номера гармоніки й приблизно в m разів перевищує дальність передачі енергії. Таким чином, випромінювальні структури з нелінійними властивостями на частотах гармонік можуть створювати в певних напрямках поля значної інтенсивності й суттєво погіршувати функціонування інших РЕС, що перебувають навіть на значних відстанях від ректени.

8.2. Запропоновано варіант технічної реалізації систем БПЕ сфокусованим мікрохвильовим променем на основі передавальних БСВ. Використання БСВ в передавальних підсистемах, на відміну від однопозиційних антен, дозволяє розширити функціональні можливості і галузі застосування систем БПЕ. Це пов'язано з тим, що шляхом варіювання розмірами БСВ та числом випромінюючих в них позицій, на різних відстанях фокусування (відстанях передачі енергії) можна забезпечити однаковий режим збудження великоапертурних ректен і, отже, однакові їх характеристики по постійному струму.

8.3. Теоретично обґрунтована умова застосування наближення моделі нескінченних решіток для аналізу ВРР. Розглянута узагальнена схема ВРР й показано, що матриці, які характеризують її лінійну підсхему, володіють рядом специфічних особливостей, які необхідно враховувати при формуванні математичної моделі ВРР. Отримано рівняння стану для нескінченної ректенної решітки й доведено, що тільки у випадку періодичного або майже періодичного режиму збудження ректени, розрахунок її нелінійного режиму зводиться до обчислення на основній частоті й частотах вищих гармонік параметрів одного «еквівалентного» ПВЕ, якщо ПВЕ з'єднані по постійному струму з навантаженням або послідовно, або паралельно.

Отримані співвідношення для визначення зовнішніх параметрів і характеристик ВРР.

8.4. На основі наведеного доказу розроблена методика аналізу ВРР при рівномірному їх збудженні. Ця методика вельми ефективна, так як

базується на використанні швидкодіючих алгоритмів і програм створених в ХНУРЕ, або з використанням існуючих комерційних пакетів САПР до складу яких входять модулі електродинамічного і схемотехнічного моделювання.

На базі розробленої методики проведена оцінка потенційних енергетичних характеристик ПВЕ у складі ректенної решітки в яких використовувалися однопівперіодні схеми випрямлення. На основі отриманих результатів сформульовані практичні рекомендації, щодо вибору випрямних діодів в ПВЕ для досягнення високих енергетичних характеристик, дотримуючись яких можна збільшити ККД випрямлення ПВЕ на 10–12 %.

8.4. Розроблена методика аналізу ВРР при нерівномірному їх збудженні. Порівняння результатів розрахунків по ній та відомих експериментальних даних підтвердило її вірогідність.

На прикладі моделювання системи БПЕ з передавальною БСВ викладений алгоритм аналізу та проектування ВРР.

Показано, що відсутність вхідного ФНЧ у складі ПВЕ призводить до зменшення ККД випрямлення порядку 20 %. За результатами моделювання були сформульовані практичні рекомендації, щодо подальшого підвищення енергетичних характеристик ВРР.

9. Результати дисертаційної роботи впроваджені в науково-дослідні роботи, які виконувалися в ХНУРЕ та ХНУ імені В.Н. Каразіна, а також в освітній процес кафедри КРіСТЗІ, що підтверджено відповідними актами про впровадження.

Підводячи остаточний підсумок про виконану роботу слід зазначити, що отримані у роботі результати науково обґрунтовані в рамках розробленої нелінійної математичної моделі електродинамічного рівня системи БПЕ. Надійність отриманих результатів базується на числових розв'язках граничних задач електродинаміки у строгій постановці й на застосуванні широко апробованих відомих методів теорії антен з

нелінійними характеристиками. Крім того, з метою контролю одержаних результатів у дослідженнях було проведено їх порівняльний аналіз з відомими з літератури окремими теоретичними та експериментальними даними.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Shinohara N. *Wireless Power Transfer via Radiowaves* / N. Shinohara., 2014. – 238 p.
2. Nikolettseas S. *Wireless Power Transfer Algorithms, Technologies and Applications in Ad Hoc Communication Networks* / S. Nikolettseas, Y. Yang, A. Georgiadis., 2016. – 745 p.
3. Ржоненицкий В.Н. Никола Тесла / В.Н. Ржоненицкий., 1959. – 222 с.
4. Goubau G., Schwering P. On the guided propagation of electromagnetic wave beams // *IRE Transactions on Antennas and Propagation*. – 1961. – Vol. 9 , Issue: 3 – P. 248–256.
5. Brown W.C. Experimental involving a microwave beam to power and position a helicopter // *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. – 1969. – Vol. AES-5, Issue: 5 – P. 692–702.
6. Brown W.C., Eves E.E. Microwave power transmission and its application to space // *IEEE Transactions, on Microwave Theory and Techniques*. – 1992. – Vol. 40., N 8. – P. 1239–1250.
7. Brown W.C. The history of power transmission by radio waves // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 1984. – Vol. 32 , Issue: 9 . – P. 1230–1242.
8. Бурдаков В.П. Электроэнергия из космоса / В.П. Бурдаков. – Москва: Энергоатомиздат, 1991. – 152 с.
9. Dickinson R.M. Microwave Transmission System for Space Power / R.M. Dickinson. // *Raumfahrtforschung*. – 1976. – P. 236–242.
10. A novel design project for space solar power station (SSPS-OMEGA) / [Y. Yang, Y. Zhang, B. Duan at al.]. // *Acta Astronautica*. – 2016. – Vol. 121. – P 51–58.
11. Morris C.E. Microwave powered, unmanned, high-altitude airplanes // *Journal of aircraft*. – 1984. – Vol. 21, N 12. – P. 966–970.

12. Brown W.C. Microwave powered, long duration, high-altitude platform // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. – 1986. – P. 507–510.
13. Glaser P.E. Microwave power transmission for use In space // Microwave Journal. – 1986. – N 12. – P. 44–58.
14. Arndt G.D., Kerwin E.M. Application of earth-orbit power transmission // Space power. 1986. – N 12. – P. 44–58.
15. Landis G.A. A new space station power system // Acta Astronautica. – 1988. – Vol. 17, N 9. – P. 975–977.
16. Chang K., McCleary J.C., Pollock M.A. Feasibility study of 35 GHz microwave transmission in space // Solar power. – 1989. – Vol. 8, N 3. – P. 365–370.
17. Hoffert M.I., Miller G., Kadiramangalam M., Ziegler W. Earth-to-satellite microwave power transmission // Journal of propulsion and power. – 1989. – Vol. 5, N 6. – P. 750–758.
18. Minovith M.A. Solar powered, self refueling, microwave propelled interorbital transportation system // AIAA Paper. – 1983. – P 25.
19. Brown W.C. Earth to space DC power transmission system utilizing a microwave beam as a source of energy for electric propelled interorbital vehicles // AIAA Paper. – 1985. – P. 10.
20. Brown W.C. All electronic propulsion – key to future spaceship design // AIAA Paper. – 1988. – P 84.
21. Glaser P.E. Power from the Sun: its future // Science. – 1968. – Vol. 162. – P. 857–861.
22. Ванке В.А., Лопухин В.М., Саввин В.Л. Проблемы солнечных космических электростанций // Успехи физических наук. – 1977. – Т. 123. – № 4. – С. 633–656.
23. Satellite power system concept development and evaluation program // Reference system report. Wash.: DOE/ER. – 1978. (DOE/ER–0023).

24. Книжник Р.С., Кочубей А.Н. Передача энергии пучком СВЧ радиоволн и солнечные космические электростанции // Зарубежная радиоэлектроника. – 1983. – № 7. – С. 75–84.
25. Rogers T.P. Reflector satellites for solar power // IEEE Spectrum. 1981. – Vol. 18, N 7. – P. 38–43.
26. Angelini A.M. On the possibility of intercontinental power transmission via satellite // Space power. – 1988. – Vol. 7, N 2. – P. 175–186.
27. Glaser P.E. An overview of the solar power satellite option // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques . – 1992. – Vol. 40, Issue: 6. – P. 1230–1238.
28. Shinohara N. Power without wires // IEEE Microwave Magazine. – 2011. – V.12, N 7. – P. 64 – 73.
29. Shoki H. Issues and Initiatives for Practical Use of Wireless Power Transmission Technologies in Japan // Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications (IMWS), IEEE MTT-S International. – 2011. – P. 87–90.
30. Мельников В.М. Особенности создания и применения космических солнечных электростанций (КСЭС) мощностью 1-10 ГВт на волоконных лазерах с солнечной накачкой / В.М. Мельников. // Автономная энергетика. – 2014. – №32. – С. 3–9.
31. Array Designs for Long-Distance Wireless Power Transmission: State-of-the-Art and Innovative Solutions / A. Massa, G. Oliveri, F. Viani, P. Rocca. // Proceedings of the IEEE. – 2013. – Vol. 101, N 6. – P. 1464 – 1481.
32. Solar power systems (SPS) – investigations at the institute of Space and astronautically science of Japan / M. Nagatomo, S. Sasaki, Y. Naruo, V.A. Vanke. // Physics-Uspekhi. – 1994. – Vol. 37 (6). – P. 589–599.
33. Ванке В.А. СВЧ-электроника – перспективы в космической энергетике // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2007. – № 6. – С. 12 – 15.

34. Райкунов Г.Г. Проблемы создания космических солнечных электростанций (КСЭС) мощностью 1–10 ГВт, транслирующих энергию на Землю / Г.Г. Райкунов, В.М. Мельников, А.С. Чеботарёв. // *Авиационные и космические технологии*. – 2011. – №3. – С. 69 – 73.

35. Еськов Ю.М. Экологически чистая мировая электроэнергетика и космонавтика в XXI веке. – Москва, 2004. – 167 с.

36. Department of Defense, “Space-Based Solar Power as an Opportunity for Strategic Security” Report to the director, National Security Space Office, 10 October 2007 p. 75.

37. Mankins Y.C. A technical overview of the “suntower” solar power satellite concept Acta // *Astronautica*. – 2002. – Vol. 50, N 6. – P. 369-377.

38. Ванке В.А. Электроэнергия из космоса – солнечные космические электростанции // *Журнал радиоэлектроники*. – 2007. – № 12. – С. 1–10.

39. Masumoto H. Research on Solar Power Satellites and Microwave Power transmission in Japan // *IEEE Microwave Magazine*. – 2002. – Vol. 3, Issue 4. – P. 36–45.

40. Study on High-efficiency and Low-noise Wireless Power Transmission for Solar Power Station/Satellite / T. Mitani, N. Shinohara, K. Hashimoto, H. Matsumoto. // *The 2nd Joint International Conference on “Sustainable Energy and Environment (SEE 2006)*. – 2006. – P. 1–4.

41. Hashimoto K., Shinohara N. Solar Power Satellite and its EMC Issues // *EMC’09/Kyoto*. – 2009. – P. 29 – 32.

42. Iizuka K., Matsumoto H., Shinohara N. Technology and Applications of Microwave Power Transmission // *Mitsubishi Heavy Industries, Ltd. Technical Review*. – 2004. – Vol.40, N 6. – P. 1–5.

43. Gökalp I., Calabro M., Hollanders H., Deschamps L. Space solar energy: A challenge for the European (and international) community // *Space Technol.* – 2003. – Vol. 23, N 1. – P. 1 –10.

44. Шубов А.Г. О некоторых подходах к созданию систем беспроводной передачи энергии // *Радиотехника*. – 2010. – № 161. – С. 37–51.

45. Receiving rectifying antenna for the International Space Year - Microwave Energy Transmission in Space (ISY-METS) rocket experiment / J. McSpadden, N. Kaya, A. Brown, K. Chang. // IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine. – 1994. – Vol. 9, N 11. – P. 36–41.

46. Shinohara N. Beam Control Technologies with a High Efficiency Phased Array for Microwave Power Transmission in Japan // Proceedings of the IEEE. – 2013. – Vol. 101, Issue 6. – P. 1448–1463.

47. Возобновляемая энергетика. Пути повышения энергетической и экономической эффективности // Труды Междунар. форума «Возобновляемая энергетика. Пути повышения энергетической и экономической эффективности REENFOR – 2014». под. ред. О.С. Попеля, Д.О. Дуникова. – Москва: ОИВТ РАН. 2014. – 478 с.

48. Franceschetti G. Innovative Antenna Systems for Efficient Microwave Power Collection / G. Franceschetti, A. Massa, P. Rocca. // Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications (IMWS), IEEE MTT-S International. – 2011. – P. 275–278.

49. Сигов А.С. Проблемы и перспективы создания космических солнечных электростанций и беспроводной передачи энергии [Электронный ресурс] / А.С. Сигов, В.Ф. Матюхин, В.П. Лукин // МГТУ МИРЭА – Режим доступа к ресурсу: <http://reenfor.org/upload/files/Сигов, Матюхин, Лукин.pdf>.

50. Little F.E. Meeting the challenges of implementing portable space-based solar power General Assembly and Scientific Symposium // XXXth URSI. – 2011. – P. 1–4.

51. Сигов А.С., Матюхин В.Ф. Пути развития солнечных стратосферных аэрокосмических энергетических комплексов с дистанционной передачей энергии // Труды Междунар. форума «Возобновляемая энергетика. Пути повышения энергетической и экономической эффективности REENFOR – 2014». – 2014. – Москва: ОИВТ РАН, 2014. – С. 388 – 397.

52. Концепция разработки космической солнечной электростанции / [В.К. Сысоев, К.М. Пичхадзе, Л.И. Фельдман и др.]. // Вестник ФГУП «НПО им. С.А. Лавочкина». Космонавтика и ракетостроение. – 2011. – №2. – С. 12 – 19.

53. Легостаев В.П., Лопота В.А., Синявский В.В. Перспективы и эффективность применения космических ядерно-энергетических установок и ядерных электроракетных двигательных установок // Космическая техника и технологии. – 2013. – №1. С. 4 – 15.

54. Koert P., Cha J.T. Millimeter wave technology for space power beaming // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1992. – Vol. 40, N 6. – P. 1251–1258.

55. The Grand-Bassin Case Study: Technical Aspects / A. Celeste, J-D. Lan Sun Luk, J.P. Chabriat, G. Pignolet. // Proc. of SPS'97. – 1997. – P. 255–258.

56. Celeste A. Case study in Reunion island / A. Celeste, P. Jeanty, G. Pignolet. // Acta Astronautica. – 2004. – Vol. 54. – P. 253–258.

57. Point-to-point microwave power transmission experiment / N. Shimokura, N. Kaya, M. Shinohara, H. Matsumo. // Scripta Technica, Inc. Electr Eng Jpn. – 1997. – N 120(1). – P. 33–39.

58. Applications of wireless power transmission via radio frequency beam / Report ITU-R SM.2392-0. – 2016. – 33 p.

59. MHI Successfully Completes Ground Demonstration Testing of Wireless Power Transmission Technology for SSPS – Expanding the Potential for New Industrial Applications [Электронный ресурс] // Press information. – 2015. – Режим доступа к ресурсу: <http://www.mhi-global.com/news/story/1503121879.html>.

60. Franceschetti G. A Look at the Wide Spectrum of Wireless Power Transmission [Электронный ресурс] / G. Franceschetti, V. Gervasio, R. Mittra // Forum for Electromagnetic Research Methods and Application Technologies (FERMAT). – 2014. – Режим доступа к ресурсу: <http://www.e-fermat.org/files/articles/1546116408479a.pdf>.

61. Fisher A. Secret of perpetual flight? Beam-power plane // Popular Science. – 1988. – Vol. 232, N 1. – P. 62–65.
62. East T. A self-steering array for the SHARP microwave-powered aircraft // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. –1992. – Vol. 40, N 12 . – P. 1565–1567.
63. Sohlesak J.J., Alden A., Ohno T. SHARP (Stationary high altitude platform): rectenna and low altitude tests // Globecom 85: IEEE Glob. Telecommun. conf. New Orleans. – 1985. – Vol. 2. – P. 960–964.
64. Jull G.W., Lillemark A., Turner R.M. SHARP (Stationary high altitude platform): telecommunication missions and systems // Globecom 85: IEEE Glob. Telecommun. conf. New Orleans. – 1985. – Vol. 2. – P. 955–959.
65. Schlesak J.J., Alden A., Ohno T. A Microwave Powered High Altitude Platform // IEEE MTT-S International Microwave Symposium. – 1988. – P. 283–286.
66. Brown W.C. Beamed Microwave Power Transmission and its Application to Space // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1992. – Vol. 40, N 6. P. 1239–1250.
67. Fujino Y., Fujita M., Kaya N., et al. A Dual Polarization Microwave Power Transmission System for Microwave Propelled Airship Experiment // ISAP'96 Proceedings, Chiba, Japan. 1996. – P. 393 – 396.
68. Fujino Y. Development of a High-Efficiency Rectenna for Wireless Power Transmission – Application to Microwave-Powered Airship Experiment / Y.Fujino, M.Fujita. // J. Commun. Res. Lab. – 1999. – Vol. 43, N 3. – P. 367–37.
69. Gavan J. Microwave wireless-power transmission to high-altitude-platform systems / J. Gavan, S. Tapuchi. // URSI Radio Science Bulletin. – 2010. – Vol. 2010, N 334. – P. 25 – 42.
70. Gavan J. MW WPT for HAPS and SPS: Concepts, EMI and biological hazards issues / J. Gavan, S. Tapuchi. // XXXth URSI General Assembly and Scientific Symposium. – 2011. – P. 1–4.

71. Skuza J., Park Y., et al. Feasibility Study Cargo Airship Transportation Systems Powered by New Green Energy Technologies // Technical Report NASA/TM–2014-218241.

72. Dickinson R.M. Power in the sky: Requirements for microwave wireless power beamers for powering high-altitude platforms // IEEE Microwave Magazine. – 2013. – Vol. 14, Issue 2. – P. 36 – 47.

73. Yuichiro O. Study of Electric Aircraft Charged by Beamed Microwave Power / O. Yuichiro, T. Naohiro. // IHI Engineering Review. – 2015. –Vol.48, N 2. – P. 29–32

74. Feasibility study of microwave wireless powered flight for micro air vehicles / [K. Shimamura, H. Sawahara, A. Oda et al.]. // Wireless Power Transfer. – 2017. – Vol. 4, N 2. – P. 146–159.

75. Integration of MAV Wireless Power Transmission Systems / [A. Oda, H. Sawahara, M. Ishiba et al.]. // 8th Annual International Energy Conversion Engineering Conference. – 2010. – P. 1 – 6.

76. Wireless Power Transmission and Telecommunication using a Microwave Active Phased Array / M. Ishiba, J. Ishida, K. Komurasaki, Y. Arakawa. // 9th Annual International Energy Conversion Engineering Conference. – 2011. – P. 1 – 8.

77. Ahn C-J. Prototype of 5.8 GHz Wireless Power Transmission System for Electric Vehicle System // 2nd International Conference on Environmental Science and Technology IPCBEE. – 2011. – Vol. 6. – P. 128 – 131.

78. Study on Microwave Power via Rectenna for Airship Applications / [T.B. Stout, P. Basappa, F. Williams et al.]. // Proceedings of SPIE – The International Society for Optical Engineering. – 2008. – P. 1–14.

79. Wireless Power Transmission using Modulated Microwave / M. Ishiba, J. Ishida, K. Komurasaki, Y. Arakawa. // IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications. – 2011. – P. 51–54.

80. Power Transmission to a Micro Aerial Vehicle / [S. Komatsu, K. Katsunaga, R. Ozawa et al.]. // 45th AIAA Aerospace Sciences Meeting and Exhibit. – 2007. – P. 1–6.

81. Feasibility study of microwave wireless powered flight for micro air vehicles / [K. Shimamura, H. Sawahara, A. Oda et al.]. // Wireless Power Transfer. – 2017. – Vol. 4, N 2. – P. 146–159.

82. A 2.45-GHz Vivaldi Rectenna for the Remote Activation of an End Device Radio Node / F. Congedo, G. Monti, L. Tarricone, V. Bella. // IEEE Sensors Journal. – 2013. – Vol. 13, N 9. – P. 3454–3461.

83. Brinster I. An Evolved Rectenna for Sensor Networks / I. Brinster, J Lohn, D. Linden. // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2013. – P. 418–419.

84. Pinuela M. Analysis of scalable rectenna configurations for harvesting high frequency ambient radiation / M. Pinuela, P.D. Mitcheson, S. Lucyszyn. // The 10th International Workshop on Micro and Nanotechnology for Power Generation and Energy Conversion Applications (PowerMEMS 2010). – 2010. – P. 41–44.

85. Wireless power transmission for medical applications / [J. Payne, K.D. Song, S.Y. Yang et al.]. // Nanosensors, Biosensors, and Info-Tech Sensors and Systems 2009. Ed. Vijay K. Varadan. San Diego, CA, USA:SPIE. – 2009. – P. 1–9.

86. Cheng H.-W. Direct current driving impedance matching method for rectenna using medical implant communication service band for wireless battery charging / H.W. Cheng, T.C. Yu, C.H. Luo. // IET Microwaves, Antennas & Propagation. – 2013. – Vol. 7, N 4. – P. 277 – 282.

87. The Rectenna Design on Contact Lens for Wireless Powering of the Active Intraocular Pressure Monitoring System / [H. W. Cheng, B. M. Jeng, C. Y. Chen et al.]. // 35th Annual International Conference of the IEEE EMBS. – 2013. – P. 3474–3450.

88. Rectenna Application of Miniaturized Implantable Antenna Design for Triple-Band Biotelemetry Communication / [F.-J. Huang, C.-M. Lee, C.-L. Chang et

al.]. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2011. Vol. 59, N 7. – P. 2646–2653.

89. Sakamuri V. Design of a 2.4 GHz Interrogator for a Rectenna-Based Sensor System / V. Sakamuri, J. Frolik. // WAMICON 2011 Conference Proceedings. – 2011. – P. 1–4.

90. Kazanc O. Simulation Oriented Rectenna Design Methodology for Remote Powering of Wireless Sensor Systems / O. Kazanc, F. Maloberti, C. Dehollain. // IEEE International Symposium on Circuits and Systems. – 2012. – P. 2877–2880.

91. Design and implementation of a rectenna for satellite application / A. Takacs, H. Aubert, L. Despoisse, S. Fredon. // IEEE Wireless Power Transfer (WPT). – 2013. – P. 183–186.

92. DTV band micropower RF energy-harvesting circuit architecture and performance analysis / C. Mikeka, H. Arai, A. Georgiadis, A. Collado. // IEEE Int. Conf. RFID-TA. Dig. – 2011. – P. 561–567.

93. Modeling of RF energy scavenging for batteryless wireless sensors with low input power / [Y. Wu, J.-P. Linnartz, H. Ga et al.]. // IEEE 24th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC). – 2013. – P. 527 – 531.

94. Nishimoto H., Kawahara Y., Asami T. Prototype implementation of ambient RF energy harvesting wireless sensor networks // IEEE Sensors Conference. 2010. – P. 1282 – 1287.

95. Wireless Networks With RF Energy Harvesting: A Contemporary Survey / [X. Lu, P. Wang, D. Niyato et al.]. // IEEE Communications Surveys & Tutorials. – 2015. – Vol. 17, N 2. – P. 757 – 789.

96. Zhang R., Ho C.K. MIMO broadcasting for simultaneous wireless information and power transfer / IEEE Transactions on Wireless Communications. – 2013, Vol. 12, N 5. – P. 1989–2001.

97. Ali M. A new circularly polarized rectenna for wireless power transmission and data communication / M. Ali, G. Yang, R. Dougal. // IEEE Antennas and Wireless Propag. Lett. – 2005. – Vol. 4, N 3. – P. 205– 208.

98. A Novel Compact Printed Rectenna for Data Communication Systems / [X.-X. Yang, C. Jiang, A. Z. Elsherbeni et al.]. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2013. – Vol. 61, N 5. – P. 2532–2539.

99. Huang K., Lau V.K.N. Enabling wireless power transfer in cellular networks: architecture, modeling and deployment / IEEE Transactions on Wireless Communications. – 2014. – Vol 13, N 2, P. 902–912.

100. Yang G., Ho C.K., Guan Y.L. Dynamic resource allocation for multiple-antenna wireless power transfer / IEEE Transactions on Signal Processing. – 2014. – Vol. 62, N 14. – P. 3565–3577.

101. Chen X., Wang X., Chen X. Energy-efficient optimization for wireless information and power transfer in large-scale MIMO systems employing energy beamforming / IEEE Wireless Communications Letters. – 2013. – Vol. 2, N 6. – P. 667–670.

102. Обоснование оптимальных конструктивно-технологических решений перспективных отечественных солнечных батарей / [Н.В. Замерец, В.Н. Борщев, А.М. Листратенко и др.]. // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-тех. сб. – 2011. – №165. – С. 161–168.

103. Дьячков П.Н. Углеродные нанотрубки: строение, свойства, применение / П.Н. Дьячков. – Москва: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2006. – 293 с.

104. Дьячков П.Н. Электронные свойства и применения нанотрубок / П.Н. Дьячков. – Москва: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2011. – 488 с.

105. Слепьян Г.Я. Современные тенденции развития наноэлектромагнетизма: аналитический обзор [Электронный ресурс] / Г.Я. Слепьян, С.А. Максименко, П.П. Кужир // НИУ «Ин-т ядерных проблем» БГУ. – 2012. – Режим доступа к ресурсу: http://elib.bsu.by/bitstream/123456789/18999/1/fanem_2012.pdf.

106. Novotny L. Antennas for Light / L. Novotny, N. van Hulst. // Nat. Photon. – 2011. – N 5. – P. 83–90.

107. Optical rectenna solar cells using graphene geometric diodes / Z. Zhu, S. Grover, K. Krueger, G. Moddel. // 37th IEEE Photovoltaic Specialists Conference. – 2011. – P. 20–22.

108. Infrared Optical Response of Geometric Diode Rectenna Solar Cells / S. Joshi, Z. Zhu, S. Grover, G. Moddel. // 38th IEEE Photovoltaic Specialists Conference. – 2012. – P. 2976–2978.

109. Theory and manufacturing processes of solar nanoantenna electromagnetic collectors / D. K. Kotter, S. D. Novack, W. D. Slafer, P.J. Pinhero. // Journal of Solar Energy Engineering-transactions of The Asme. – 2010. – Vol. 132, N 1. – P. 1–10.

110. Design and performance of micro-rectenna arrays for thermal energy harvesting / [Y. Pan, M. C. Rosamond, A. McDonald at al.]. // 40th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz waves (IRMMW-THz). – 2015. – P. 1–2.

111. Gutmann R.J., Borrego J.M. Power combining in an array of microwave power rectifiers // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. – 1979. – Vol. MTT-27, N 12. P. 958–968.

112. Егоров А.Н. К расчету КПД элемента ректенны // Антенны / Под ред. А.А. Пистолькорса. № 33. М.: Радио и связь, 1986. С. 88–94.

113. Егоров А.Н., Калмыков А.И. и др. Экспериментальное исследование эффективности элементов антенны-выпрямителя (ректенны) // Радиотехника и электроника. – 1983. – № 3. С. 613–615.

114. McSpaden J.O. Space solar power program and microwave wireless power transmission technology / J.O. McSpaden, J.C. Mankins. // IEEE Microwave magazine. – 2002. – P. 46–57.

115. Shinohara N. Rectennas for microwave power transmission / Naoki Shinohara. // IEICE Electronics Express. – 2013. – Vol. 10, N 21. – P. 1–13.

116. Шифрин Я. С. Приемно-выпрямительные элементы ректенных систем / Я.С. Шифрин, А.И. Лучанинов, В.М. Шокало. – Харьков: Харьковский

институт радиоэлектроники: Деп. в УкрНИИНТИ. 31.03.89. № 941–Ук89, 1988. – 182 с.

117. A dual polarization patch rectenna for high power application. / [Y. Fujino, M. Fujita, N. Kaya et al.]. // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. – 1996. – P. 1560–1563.

118. High efficiency C-band 1000 element rectenna array for microwave powered applications / [S.S. Bharj, R. Camisa, S. Grober et al.]. // IEEE MTT-S Microwave Symposium Digest. – 1992. – P. 301–303.

119. Gutmann R.J. Power Combining in an Array of Microwave Power Rectifiers / R.J. Gutmann, J.M. Borrego. // IEEE Microwave Theory and Techniques Society. – 1979. – Vol. 27, N 12. – P. 958 – 968.

120. Gutmann R.J. Power Combining in an Array of Microwave Power Rectifiers / R.J. Gutmann, J.M. Borrego. // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. – 1979. – P. 453–455.

121. Shinohara N. Experimental Study of Large Rectenna Array for Microwave Energy Transmission / N. Shinohara, H. Matsumoto. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1998. – Vol. 46, N 3. – P. 261–268.

122. Shinohara N. Point-to-Point Microwave Power Transmission Experiment / N. Shinohara, N. Kaya. // Electrical Engineering in Japan. – 1997. – Vol. 120, N 1. – P. 648–653.

123. Shinohara N. Dependence of dc Output of a Rectenna Array on the Method of Interconnection of Its Array Elements / N. Shinohara, H. Matsumoto. // Electrical Engineering in Japan. – 1998. – Vol. 125, N 1. – P. 1254–1261.

124. Shimanuki Y. Theoretical and Experimental Study on Rectenna Array for Microwave Power Transmission / Y. Shimanuki, S. Adachi. // Electronics and Communications in Japan. – 1985. – Part 1, Vol. 68, N 10. – P. 110 –118.

125. Relation between Spacing and Receiving Efficiency of Finite Rectenna Array / [M. Otsuka, N. Omuro, K. Kakizaki et al.]. // Electronics and Communications in Japan. – 1991. – Part 1, Vol. 74, N 2. – P. 133–139.

126. Yoo T.-W. Theoretical and experimental development of 10 and 35 GHz rectennas / T.-W. Yoo, K. Chang. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1992. – Vol. 40, N 6. – P. 1259–1263.

127. Array Designs for Long-Distance Wireless Power Transmission: State-of-the-Art and Innovative Solutions / A. Massa, G. Oliveri, F. Viani, P. Rocca. // Proceedings of the IEEE. – 2013. – Vol. 101, N 6. – P. 1464 – 1481.

128. Strassner B. 5.8-GHz Circularly Polarized Rectifying Antenna for Wireless Microwave Power Transmission / B. Strassner, K. Chang. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2002. – Vol. 50, N 8. – P. 1870–1876.

129. Strassner B. 2. Highly Efficient C-Band Circularly Polarized Rectifying Antenna Array for Wireless Microwave Power Transmission / B. Strassner, K. Chang. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2003. – Vol. 51, N 6. – P. 1347–1356.

130. Ahn C.-H. A High Gain Rectifying Antenna Combined With Reflectarray For 8 GHz Wireless Power Transmission / C.-H. Ahn, S.-W. Oh, C. Kai. // Antennas and Propagation Society International Symposium. – 2009. – P. 1–4.

131. Чунь Я. Моделирование многоэлементных ректенн для приема энергии в диапазоне микроволн : автореф. дис. на получение степени канд. физ.-мат. наук : спец. 01.04.03 "радиофизика" / Чунь Ян – Москва, 2007. – 22 с.

132. Harouni Z. Efficient 2.45 GHz Rectenna Design with High Harmonic Rejection for Wireless Power Transmission / Z. Harouni, L. Osman, A. Gharsallah. // IJCSI International Journal of Computer Science Issues. – 2010. – N 7. – P. 424–427.

133. A Study on the Fundamental Transmission Experiment for Wireless Power Transmission System / D.-G. Youn, Y.-H. Park, K.-H. Kim, Y.-C. Rhee. // IEEE Tencon. – 1999. – P. 1419–1422.

134. A compact, dual-polarized 8.51 GHz rectenna for high voltage (50 V) actuator applications / L.W. Epp, A.R. Khan, H.K. Smith, R.P. Smith. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2000. – Vol. 48, N 1. – P. 111–120.

135. Ren Y.-J. 5.8-GHz Circularly Polarized Dual-Diode Rectenna and Rectenna Array for Microwave Power Transmission / Y.-J. Ren, K. Chang. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2006. –Vol. 54, N 4. – P. 1495–1502.

136. Ren Y.-J. New 5.8-GHz Circularly Polarized Retrodirective Rectenna Arrays for Wireless Power Transmission / Y.-J. Ren, K. Chang. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2006. –Vol. 54, N 7. – P. 2970–2976.

137. Development of a new type of electric off-road vehicle powered by microwaves transmitted through air / [A. Oida, H. Nakashima, J. Miyasaka et al.]. // Journal of Terramechanics. – 2004. – N 44. – P. 329–338.

138. Performance characterization of flexible dipole rectennas for smart actuator use / [J. Kim, S. Y. Yang, K. D. Song et al.]. // Smart Materials and Structures. – 2006. –Vol. 15, N 3. – P. 809–815.

139. 5.8 GHz High Sensitivity Rectenna Array / [K. Nishida, Y. Taniguchi, K. Kawakami et al.]. // Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications (IMWS), IEEE MTT-S International. – 2011. – P. 19–22.

140. Study on an S-band rectenna array for wireless microwave power transmission / [W. Huang, B. Zhang, X. Chen et al.]. // Progress In Electromagnetics Research. – 2013. – N 135. – P. 747–758.

141. Semenikhina D. V. Electrodinamic model of microstrip rectenna / D.V. Semenikhina, A.I. Semenikhin. // International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications. – 2011. – P. 175–178.

142. Space Diversity for Robust Wireless Power Transmission in Multipath Environments / [T.Q.V. Hoang, L.H. Trinh, F. Ferrero et al.]. // 2014 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation. – 2014. – P. 1125–1126.

143. Rectenna measurement in a realistic environment / [T.Q.V. Hoang, L.H. Trinh, F. Ferrero et al.]. // 2014 IEEE Conference on Antenna Measurements & Applications (CAMA). – 2014. – P. 1–4.

144. Strassner B. 5,8-GHz circularly polarized rectifying antenna for wireless microwave power transmission / B. Strassner, K. Chang. // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. – 2002. – Vol. 50, N 8. – P. 1548–1553.

145. Strassner B. Highly efficient C-band circularly polarized rectifying antenna array for wireless microwave power transmission / B. Strassner, K. Chang. // IEEE Transactions on antennas and propagation. – 2003. – Vol. 51, N 6. – P. 1347–1356.

146. Suh Y.H. A high-efficiency dual-frequency rectenna for 2.45- and 5.8-GHz wireless power transmission / Y.H. Suh, K. Chang. // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. – 2002. – Vol. 50, N 7. – P. 1784–1789.

147. McSpaden J.O. Space solar power program and microwave wireless power transmission technology / J.O. McSpaden, J.C. Mankins. // IEEE Microwave magazine. – 2002. – P. 46–57.

148. Wang Y.-Q. Design of A High-Efficiency Circularly Polarized Rectenna for 35 GHz Microwave Power Transmission System / Y.-Q. Wang, X.-X. Yang. // Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference. – 2012. – P. 1–4.

149. Ren Y.J. 35 GHz rectifying antenna for wireless power transmission / Y.J. Ren, M.-Y. Li, K. Chang. // Electronics Letters. – 2007. – Vol. 43, N 11. – P. 602 – 603.

150. Chiou H.-K. High-Efficiency Dual-Band On-Chip Rectenna for 35- and 94-GHz Wireless Power Transmission in 0.13- μm CMOS Technology / H.K. Chiou, I.S. Chen. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2010. – Vol. 58, N 12. – P. 3598 – 3606.

151. Flexible substrate technology for millimeter wave wireless power transmission / Z. Yang, A. Takacs, S. Charlot, D. Dragomirescu. // Wireless Power Transfer. – 2016. – Vol.3, N 1. – P. 24–33.

152. Comparative Study of Rectenna for Electromagnetic Energy Harvesting / S. Pradhan, Seong-Ro, L. S.-K. Noh, D.-Y. Choi. // International Journal of Control and Automation. – 2014. – Vol. 7, N 3. – P. 101–112.

153. Duncan G.-R. Nokia developing phone that recharges itself without mains electricity [Электронный ресурс] / G.-R. Duncan. – 2009. – Режим доступа к ресурсу: <http://www.guardian.co.uk/environment/2009/jun/10/nokia-mobile-phone>.

154. Broadband Rectenna Arrays for Randomly Polarized Incident Waves / J.A. Hagerty, N.D. Lopez, B. Popovic, Z. Popovic. // 30th European Microwave Conference. – 2000. – P. 1–4.

155. Recycling ambient microwave energy with broad-band rectenna arrays / [J.A. Hagerty, F.B. Helmbrecht, Z.B. Popovic и др.]. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2004. – N 523. – P. 1014 – 1024.

156. Popović Z.B. Wireless Powering for Low-Power Distributed Sensors / Zoya B. Popović. // Serbian Journal of Electrical Engineering. – 2006. – Vol. 3, N 2. – P. 149–162.

157. Popović Z.B. Wireless Powering for Low-Power Distributed Sensors / Zoya B. Popović. // Serbian Journal of Electrical Engineering. – 2006. – Vol. 3, N 2. – P. 149–162.

158. RF-Powered Variable Duty Cycle Wireless Sensor / D. Costinett, E. Falkenstein, R. Zane, Z. Popovic. // The 40th European Microwave Conference. – 2010. – P. 41–44.

159. Dolgov A. Power Management System for Online Low Power RF Energy Harvesting Optimization / A. Dolgov, R. Zane, Z. Popovic. // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers. – 2010. Vol. 57, N 7. – P. 1802 – 1811.

160. Custom IC for Ultra-low Power RF Energy Scavenging / T. Paing, E. Falkenstein, R. Zane, Z. Popovic. // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2011. – Vol. 26, N 6. – P. 1620 – 1626.

161. Far-Field RF-Powered Variable Duty Cycle Wireless Sensor Platform / E. Falkenstein, D. Costinett, R. Zane, Z. Popovic. // IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs. – 2011. – Vol.58, N 12. – P. 822 – 826.

162. Falkenstein E. Low-Power Wireless Power Delivery / E. Falkenstein, M. Roberg, Z. Popović. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2012. – Vol.60, N 7. – P. 2277 – 2286.

163. Roberg M. High-efficiency harmonically-terminated rectifier for wireless powering applications / M. Roberg, E. Falkenstein, Z. Popovic. // IEEE/MTT-S International Microwave Symposium Digest. – 2012. – P. 1–3.

164. Resistor Emulation Approach to Low-Power RF Energy Harvesting / T. Paing, J. Shin, R. Zane, Z. Popovic. // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2008. – Vol. 23, N 3. – P. 1494 – 1501.

165. Low-Power Far-Field Wireless Powering for Wireless Sensors / Z. Popovic, E.A. Falkenstein, D. Costinett, R. Zane. // Proceedings of the IEEE. – 2013. – Vol. 101, N 6. – P. 1397 – 1409.

166. Popovic Z. Low-Power Density Wireless Powering for Battery-less Sensors / Z. Popovic, E. Falkenstein, R. Zane. // IEEE Radio and Wireless Symposium. – P. 31–33.

167. Popovic Z. Far-Field Wireless Power Delivery and Power Management for Low-Power Sensors / Zoya Popovic. // IEEE Wireless Power Transfer (WPT). – 2013. – P. 1–4.

168. Korhummel S. Over-Moded Cavity for Multiple-Electronic-Device Wireless Charging / S. Korhummel, A. Rosen, Z. Popović. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2014. – Vol. 62, N 4. – P. 1074 – 1079.

169. Olgun U. Low-profile planar rectenna for batteryless RFID sensors / U. Olgun, C.-C. Chen, J. Volakis. // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. – 2010. – P. 1–4.

170. Olgun U. Investigation of Rectenna Array Configurations for Enhanced RF Power Harvesting / U. Olgun, C. Chi-Chih, V. John L. // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2011. – N 10. – P. 262–265.

171. Sun H.-C. A High-Sensitivity 2.45 GHz Rectenna for Low Input Power Energy Harvesting / H.-C. Sun, Y.-H. Guo, Z. Zhong. // Proceedings of the IEEE International Symposium on Antennas and Propagation. – N 2012. – P. 1–2.

172. A Dual-Band Rectenna Using Broadband Yagi Antenna Array for Ambient RF Power Harvesting / H. Sun, Y. Guo, M. He, Z. Zhong. // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2013. – N 12. – P. 918–921.

173. A Compact Dual-Band Rectenna Using Slot-Loaded Dual Band Folded Dipole Antenna / [K. Niotaki, S. Kim, S. Jeong et al.]. // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2013. – N 12. – P. 1634 – 1637.

174. Zhang J.-W. An Investigation of Wideband Rectennas for Wireless Energy Harvesting / J.-W. Zhang, Y. Huang, P. Cao. // Wireless Engineering and Technology. – 2014. – N 5. – P. 107–116.

175. Noguchi A. Small loop rectenna for RF energy harvesting / A. Noguchi, H. Arai. // Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC). – 2013. – P. 86–86.

176. Monti G. UHF Wearable Rectenna on Textile Materials / G. Monti, L. Corchia, L. Tarricone. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – Vol. 61, N 7. – 2013. – P. 3869–3873.

177. E-WEHP: A Batteryless Embedded Sensor-Platform Wirelessly Powered From Ambient Digital-TV Signals / R.J. Vyas, B.B. Cook, K. Yoshihiro, M.M. Tentzeris. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2013. – Vol. 61, N 6. – P. 2491–2505.

178. Monti G. X-Band Planar Rectenna / G. Monti, L. Tarricone, M. Spartano. // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2011. – Vol. 10. – P. 1116–1119.

179. Collado A. 24 GHz Substrate Integrated Waveguide (SIW) Rectenna for Energy Harvesting and Wireless Power Transmission / A. Collado, A. Georgiadis. // Microwave Symposium Digest (IMS), IEEE MTT-S International. – 2013. – P. 1–3.

180. Wang W. A high-efficiency full-wave CMOS rectifying charge pump for RF energy harvesting applications / W. Wang, H. Wong, Y. Han. // Microelectronics Journal. – 2015. – N 46. – P. 1447–4452.

181. Шифрин Я.С., Лучанинов А.И., Посохов А.С. Матричный метод анализа антенн с нелинейными многополюсниками при периодическом или почти периодическом воздействии // Харьковск. ин-т радиоэлектрон. 1986. 54 С. Деп. в УкрНИИНТИ 25.06.86 . № 1456-Ук. 86.

182. Шифрин Я.С., Лучанинов А.И. Побочное излучение антенн с нелинейными элементами // Антенны. М.: Радио и связь. – 1989. № 36. С. 23–33.
183. Шифрин Я.С., Лучанинов А.И., Посохов А.С. Нелинейные эффекты в активных антенных решетках // Радиотехника и электроника. –1994. – Т. 39. № 7. – С. 1095-1106.
184. Шифрин Я.С., Лучанинов А.И., Щербина А.А. Нелинейные антенные эффекты // Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника. – 1990. – Т. 33. № 2. – С. 4–13.
185. Шифрин Я.С., Лучанинов А.И. Современное состояние теории антенн с нелинейными элементами// Изв. вузов. Сер. Радиоэлектроника. – 1996. – № 9. – С. 4–16.
186. Шифрин Я.С., Лучанинов А.И. Антенны с нелинейными элементами // Глава в кн. Справочник по антенной технике. Т.1. (Под. ред. Л.Д. Бахраха и Е.Г. Зелкина).-М.: ИПРЖР, 1997, С. 207–235.
187. Лучанинов А.И. Электродинамические устройства с нелинейными свойствами поверхностного импеданса. Условие конвергентности / А.И. Лучанинов, В.В. Журбенко. // Радиотехника. – 2005. – № 140. – С. 19–27.
188. Luchaninov A.I., Gavva D.S., Krikun E.V. Convergence condition for non-linear electrodynamic devices // Radioelectronics and Communications Systems. Allerton Press, Inc. – 2011. – Vol. 54, N 2, P. 104–113.
189. Крикун Е.В. Условие конвергентности нелинейных электродинамических устройств / Е.В. Крикун, А.И. Лучанинов, Д.С. Гавва. // Радиоэлектроника. Известия вузов. – 2011. – № 2. – С. 54–63.
190. Luchaninov A.I. , Krikun E.V. , Gavva D.S. Simulation of Nonlinear Effects of High Temperature Superconducting Resonators and Filters // Telecommunications and radio engineering. – 2013. – Vol. 72, N 9. – P. 829–840.
191. Luchaninov A.I., Gavva D.S., Wide S.R. Oscillators with a nonuniform distribution of surface impedance nonlinearity // Telecommunications and Radio Engineering. – 2015. - Vol. 74, N 6. – P. 469–494.

192. Лучанинов А.И., Гавва Д.С., Крикун Е.В. Современное состояние теории и техники электродинамических устройств с нелинейными характеристиками поверхностного импеданса // Проблемы телекоммуникаций. – 2011. – № 1 (3). – С. 62–83.

193. Лучанинов А.И., Гавва Д.С., Крикун Е.В., Вишнякова Ю.В. Результаты исследования нелинейных эффектов в микрополосковых линиях с ВТСП // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. – 2012. № 2/9 (56) – С. 4–8.

194. Лучанинов А.И., Гавва Д.С., Крикун Е.В., Вишнякова Ю.В. Моделирование нелинейных эффектов в ВТСП фильтрах // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – № 169. – С. 239–242.

195. Лучанинов А.И., Гавва Д.С., Уайд С.Р. Хаотические процессы в тонкопроволочных излучателях с нелинейными свойствами поверхностного импеданса // Scientific Journal «ScienceRise». – 2014. – №2(2). – С. 90–98.

196. Лучанинов А.И., Гавва Д.С., Уайд С.Р. Увеличение эффективности генерации гармоник нелинейными рассеивателями // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. – 2014. – №9 (70). – С. 51–58.

197. Лучанинов А.И., Гавва Д.С., Уайд С.Р. Вибраторы с неравномерным распределением нелинейности поверхностного импеданса // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2014. – № 177. – С. 202–222.

198. Аналіз нелінійних ефектів у надпровідникових мікросмужкових резонаторах / Лучанинов А.І., Шокало В.М., Журбенко В.В., Омаров М.А. // Вісник національного університету "Львівська політехніка". Радіoeлектроніка та телекомунікації. – 2002. – №440. – С.150–154.

199. Лучанинов А.И., Шокало В.М., Щербина А.А. Двухполупериодные приемно-выпрямительные элементы ректенн // Радиотехника. – 1991. № 94. С. 122–126.

200. Experimental study of rectennas with full-wave receiving-rectifying elements / [A.A. Konovaltsev, A.I. Luchaninov, A.M. Rybalko et al.]. // Proc. of the International Conference on Antenna Theory and Techniques. – 1995. – P. 108.

201. Омаров М.А., Грецких Д.В. Приближенная модель расчета КПД выпрямления крупноапертурных ректенн // Радиотехника. – 2002. – № 129. – С. 43–45.

202. Омаров М.А., Грецких Д.В., Шокало В.М. Потенциальные возможности антенн-выпрямителей миллиметрового диапазона волн // Радиотехника. – 2002. – № 130. – С. 24–28.

203. Омаров М.А., Грецких Д.В., Сухомлинов Д.В. Потенциальные характеристики ректенн КВЧ-диапазона // Радиотехника. – 2003. – № 131. – С. 211–214.

204. Omarov. M.A., Gretskih D.V., Sukhomlinov D.V. Investigation into receiving-rectifying elements of EHF rectennas // Proceedings IV-th International conference on Antenna theory and techniques. – 2003. – P. 842–845.

205. Шокало В.М. Два подхода к анализу систем передачи энергии СВЧ лучом // Труды 4-го Украинско-Российско-Китайского Симпозиума по космической науке и технике. – 1996. – С.181–183.

206. Шокало В.М., Рыбалко А.М. Эффективность системы передачи энергии СВЧ-лучом // Харьк.техн.ун-т.радиоэлектроники. – 1995. –40 с. - Деп. в ГНТБ Украины -13.04.95, № 856-Ук95.

207. Shifrin J.S., Shokalo V.M., Rybalko A.M. Efficiency of Energy Transmission Systems with Microwave Beam // Proc. 5th International Symposium on Recent Advances in Microwave Technology. – 1995. - Vol. 1. – P. 242–249.

208. Губо Г., Шверинг Ф. Передача пучков электромагнитных волн в свободном пространстве. СВЧ-энергетика (Под редакцией Э. Окреса). - М.; 1971, Т.1, С. 331–350.

209. Шокало В.М., Омаров М.А., Грецких Д.В., Лучанинов Ю.А. Моделирование крупноапертурных ректенн космических энергосистем. 1. Модель крупноапертурной ректенны для расчета КПД выпрямления при соосном расположении передающей и приемной апертур и изменяющейся дальности передачи энергии // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. – №. 121. – С. 3–10.

210. Шокало В.М., Рыбалко А.М., Омаров М.А., Грецих Д.В. Моделирование крупноапертурных ректенн космических энергосистем 2. Расчет коэффициента полезного действия перехвата при несоосном расположении передающей и приемной апертур // Радиотехника. – 2002. – № 125. – С. 3–7.

211. Нарыжная В.В., Шокало В.М. Макромодель приемно-выпрямительного элемента ректенны по постоянному току // Радиотехника. – 1991. – №. 96. – С. 79–82.

212. Шокало В.М. Анализ и проектирование схем сбора мощности постоянного тока ректенн. Сообщение 1. КПД схем сбора с последовательным или параллельным соединением приемно-выпрямительных элементов по постоянному току // Радиотехника. – 1993. №. 97 – С. 67–72.

213. Лучанинов А.И., Шокало В.М. Анализ и проектирование схем сбора мощности постоянного тока ректенн. Сообщение 2. Способы повышения КПД схемы сбора, основанный на выравнивании по апертуре ректенны распределения ЭДС или токов приемно-выпрямительных элементов // Радиотехника. – 1993. –№ 97. – С. 73–78.

214. Шокало В.М., Коновальцев А.А. Исследование путей создания высокоэффективных ректенн // Труды международной конференции по теории и технике антенн. – 1995. – С. 107.

215. Shifrin Y.S., Luchaninov A.I., Shokalo V.M., Shcherbina A.A. Methods for Increasing of Large Rectenna Efficiency. - Turkish Journal of Physics. – 1996. – Vol. 3. – P. 51–55.

216. Shifrin Y.S., Shokalo V.M., Rybalko A.M. Efficiency of Energy Transmission Systems with Microwave Beam // Proc. of the 5-th International Symposium on Recent Advances in Microwave Technology. – 1995. – Vol. 1. – P. 242–249.

217. Лучанинов А.И., Токарский П.Л., Шокало В.М. Побочные излучения крупноапертурных приемно-выпрямительных антенн (ректенн) // Сб. науч.

трудов Одесского электротехнического ин-та связи им. А.С.Попова. – 1988. С. 91.

218. Shifrin Y.S., Luchaninov A.I., Shokalo V.M., Shcherbina A.A. Spurious radiation of rectenna receiving-rectifying elements // International Wroclaw Symposium on Electromagnetic Compatibility, (EMC-94). – 1994. – P. 67–72.

219. Шокало В.М., Коновальцев А.А., Лучанинов Ю.А. Снижение направленности побочного излучения ректенных решеток // Радиотехника. 1998. – №. 106. – С. 74–79.

220. Shokalo V.M. Decrease in the Directivity of Spurious Radiation of Rectenna Arrays / V.M. Shokalo, A.A. Konovaltsev, Y.A. Luchaninov // Telecommunications and Radio Engineering. – 1998. – N 52(6). – P. 97–100.

221. Theoretical and Experimental Studies of Large-Aperture Rectenna Arrays / [A.I. Luchaninov, V.M. Shokalo, A.A. Konovaltsev et al.]. // Telecommunications and Radio Engineering. – 1988. – Vol. 52, Issue 6. – P. 87–92.

222. Гомозов В.И., Гомозов А.В., Титов С.В. Пространственно-фазово-частотная фокусировка сигналов в плоских ФАР при V-образной дискретизации частот // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2001. – № 122. – С. 201–207.

223 Гомозов В.И., Гомозов А.В., Лоскутов А.А., Титов С.В. Пространственно-фазово-частотная фокусировка сигналов в цилиндрических ФАР при V-образной дискретизации частот // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2002. – № 127. – С. 42–49.

224. Гомозов В.И., Гомозов А.В., Титов С.В. Метод формирования последовательностей сфокусированных пространственно-временных импульсов при использовании многоступенчатого V-образного распределения частот по апертуре плоских ФАР // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2002. – № 130. – С. 33–38.

225. Гомозов А.В., Лоскутов А.А., Титов С.В. Пространственно-фазово-частотная фокусировка непрерывных сигналов в цилиндрических и плоских ФАР при равномерной дискретизации частот // Сб. науч. тр. ХГТУРЭ по

материалам 5-го Международного молодежного форума "Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке". – 2001. Ч.2. – С. 6–7.

226. Гомозов В.И., Гомозов А.В., Титов С.В. Управление пространственно-фазово-частотной фокусировкой сигналов в плоских ФАР при использовании различных видов V-образной дискретизации частот // Сб. науч. тр. ХНУРЭ по материалам 6-го Междунар. молодежного форума "Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке". – 2002. – Ч. 1. – С. 30–31.

227. Гомозов В.И., Гомозов А.В. Новый метод фокусировки электромагнитных излучений // Антенны. – 2001. – № 3(49). – С. 54–60.

228. Фокусировка электромагнитного излучения и ее применение в радиоэлектронных средствах СВЧ / А.В. Гомозов, В.И. Гомозов, Г.В. Ермаков, С.В. Титов. – Харьков: Городская типография, 2011. – 330 с.

229. Geyi W. Foundation of applied of electrodynamics / W. Geyi., 2010. – 522 p.

230. Geyi W. Foundations for radio frequency engineering / W. Geyi. – Singapore: World Scientific Publishing Company, 2015. – 668 p.

231. Sun H., Geyi W. Optimum Design of Wireless Power Transmission Systems in Unknown Electromagnetic Environments // IEEE Access. – 2017. – Vol. 5. – P. 20198–20206.

232. Chen Z., Sun H., Geyi W. Maximum Wireless Power Transfer to the Implantable Device in the Radiative Near Field // IEEE Journals & Magazines. – 2017. – Vol. 16. – P. 1780 – 1783.

233. Sun H., Geyi W. A New Rectenna Using Beamwidth-Enhanced Antenna Array for RF Power Harvesting Applications // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2016. – Vol. 16. – P. 1451–1454.

234. Sun H., Geyi W., Cai X. Wireless power transmission to a device shielded by unknown electromagnetic media // 10th Global Symposium on Millimeter-Waves. – 2017. – P. 159–160.

235. Xie F., Yang G.-M., Geyi W. Optimal Design of an Antenna Array for Energy Harvesting // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2013. – P. 155–158.

236. Xiaodong Y., Geyi W., Sun H. Optimum Design of Wireless Power Transmission System Using Microstrip Patch Antenna Arrays // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2017. – Vol. 16. – P. 1824–1827.

237. Sun H., Geyi W. A New Rectenna Using Beamwidth-Enhanced Antenna Array for RF Power Harvesting Applications // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2016. – Vol.16. – P. 1451–1454.

238. Chen Z., Sun H., Geyi W. Maximum Wireless Power Transfer to the Implantable Device in the Radiative Near Field // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2017. – Vol. 16. – P. 1780–1783.

239. Сазонов Д.М. Многоэлементные антенные системы. Матричный подход // Москва: Радиотехника, 2015. – 144 с.

240. Сазонов Д.М. Основы матричной теории антенных решеток / Д.М. Сазонов // Сборник научно-методических статей по прикладной электродинамике / Д.М. Сазонов. – Москва: Высшая школа, 1983. – С. 111–161.

241. Lang H.-D. Optimization of Wireless Power Transfer Systems Enhanced by Passive Elements and Metasurfaces / H.-D. Lang, D.S. Costas. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2017. – Vol. 65, Issue: 10 – P. 5462 – 5474.

242. Luchaninov A. I., Shifrin Ya. S. Mathematical model of antenna with lumped nonlinear elements // Telecommunications and Radio Engineering, Vol. 66, N 9 – 2007. – P. 763–803.

243. Шифрин Я. С., Лучанинов А. И., Посохов А. С. Структурная модель антенны с нелинейными элементами // Я. С. Шифрин, А. И. Лучанинов, А. С. Посохов. – Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб., – 2001. – № 122. – С. 22–34.

244. Токарский П.Л. Матрица рассеяния антенной решетки с джоулевыми потерями в излучателях / П.Л. Токарский // Радиотехника (Изв. высш. учеб. заведений). – 1984. – Т. 27, № 2. – С. 81–83.

245. Токарский П.Л. Взаимные связи в системе излучателей с джоулевыми потерями / П.Л. Токарский // Радиотехника и электроника. – 1986. – № 9. – С. 1717–1723.

246. Токарский П.Л. Матричная модель диссипативной антенной решетки // П.Л. Токарский. – Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб., – 2006. – № 146. – С. 156–170.

247. Peter L. Tokarsky Matrix theory of dissipative antenna arrays / Peter L. Tokarsky // 6th International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT'06). – 2007. – P. 87 – 92.

248. Tokarsky P.L. Wave Matrices in the Analysis of Noises of Dissipative Antenna Arrays / P.L. Tokarsky // Telecommunications and Radio Engineering. – 2002. – Vol. 57. – P. 6–7.

249. Tokarsky Peter L. Mutual Impedance Properties in a Lossy Array Antenna / Peter L Tokarsky // International Journal of Antennas and Propagation. – 2019. – Vol. 2019. – P. 1–9.

250. Сазонов Д. М. Антенны и устройства СВЧ / Д.М. Сазонов. – Москва: Высшая школа, 1988. – 432 с.

251. Moment methods in electromagnetics / Techniques & Applications // Ed. by J. Moore and R. Pizer. N.Y.: McMillan. – 1984. – 346 p.

252. Шифрин Я.С., Лучанинов А.И., Омаров М.А. Анализ антенн с распределенной нелинейностью // Антенны (Москва). – 2000. – № 1. – С. 70–83.

253. Лучанинов А.И. Нелинейные эффекты в элементах электродинамических микрополосковых устройств на основе высокотемпературных сверхпроводников: Монография / А.И. Лучанинов, Д.С. Гавва, Е.В. Шарапова. – Харьков: Коллегиум, 2015. – 159 с.

254. Reconfigurable and Tunable Metamaterials: A Review of the Theory and Applications [Electronic resource] / [J.P. Turpin, J.A. Bossard, K.L. Morgan at al.] //

International Journal of Antennas and Propagation. – 2014. – Resource access mode: <https://www.hindawi.com/journals/ijap/2014/429837/>.

255. Huang D. Analysis of the power dependent tuning of a varactor-loaded metamaterial at microwave frequencies / D. Huang, E. Poutrina, D. R. Smith. // Applied Physics Letters. – 2010. – Vol. 96. – №10. – P. 1–3.

256. Shadrivov I.V. Tunable splitting resonators for nonlinear negative-index metamaterials / I.V. Shadrivov, S.K. Morrison, Y.S. Kivshar. // Optics Express. – 2006. – Vol. 14. – №20. – P. 9344–9349.

257. Katko A.R. RF limiter metamaterial using p-i-n diodes / A.R. Katko, A.M. Hawkes, J.P. Barrett, S.A. Cummer. // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2011. – Vol. 10. – P. 1571–1574.

258. Каценеленбаум Б.З. Высокочастотная электродинамика. – М.: Наука, 1966. – 240 с.

259. Митра Р. Вычислительные методы в электродинамике / Р. Митра. – Москва: Мир, 1977. – 486 с.

260. Mittra R. Computational Electromagnetics: Recent Advances and Engineering Applications / R. Mittra. – New York: Springer Science+Business Media, 2014. – 712 p.

261. Чаплин А.Ф. Анализ и синтез антенных решеток / А.Ф. Чаплин. – Львов: Вища шк. Львовский государственный университет, 1987. – 180 с.

262. Sadiku Matthew N.O. Numerical Techniques in Electromagnetics / Matthew N.O. Sadiku. – CRC Press, 2000. – 750 p. – (Second Edition).

263. Gibson W.C. The Method of Moments in Electromagnetics / W.C. Gibson. – USA: CRC Press, 2014. – 272 p. – (Second Edition).

264. Банков С.Е. Электродинамика и техника СВЧ для пользователей САПР / С.Е. Банков, А.А. Курушин. – Москва, 2008. – 276 с.

265. Григорьев А.Д. Методы вычислительной электродинамики / А.Д. Григорьев. – Москва: ФИЗМАТЛИТ, 2012. – 432 с.

266. Гринев А. Ю. Математические основы и методы решения задач электродинамики / А.Ю. Гринев, А. И. Гиголо. – Москва: Радиотехника, 2015. – 216 с.

267. Maas S. Nonlinear Microwave and RF Circuits / S. Maas // Norwood, MA: Artech House, Inc. – 2003. – 580 p.

268. Гантмахер Ф.Р. Теория матриц / Ф.Р. Гантмахер. – Москва: Физматлит, 2010. – 558 с.

269. Nesterenko M.V. Formation of the radiation field with the set spatial-polarization characteristics by the crossed impedance vibrators system / M.V. Nesterenko, V.A. Katrich, V.M. Dakhov // Radiophysics and Quantum Electronics. – 2010. – Vol 53. – P. 371–378.

270. Thin Impedance Vibrators. Theory and Applications / [M.V. Nesterenko, V.A. Katrich, Y.M. Penkin et al.]. – New York: Springer Science+Business Media, 2011. – 223 p.

271. Nesterenko M. V. Impedance vibrator with arbitrary point of excitation / M. V. Nesterenko, V. A. Katrich, V. M. Dakhov, S. L. Berdnik // Progress In Electromagnetics Research B. – 2008, Vol. 5. – P. 275–290.

272. Nesterenko M. V. Analytical methods in the theory of thin impedance vibrators // Progress In Electromagnetics Research B. – 2010. – Vol. 21. – P. 299–328.

273. Application of the generalized method of induced EMF for investigation of characteristics of thin impedance vibrators / [M.V. Nesterenko, V.A. Katrich, S.L. Berdnik et al.] // Progress In Electromagnetics Research B. – 2010. – Vol. 26. – P. 149–178.

274. Penkin Yu. M. Development of fundamental theory of thin impedance vibrators / Yu. M. Penkin, V. A. Katrich, M. V. Nesterenko // Progress In Electromagnetics Research M. – 2016. – Vol. 45. – P. 185-193.

275. Шифрин Я.С. Современное состояние теории антенн с нелинейными элементами / Я.С. Шифрин, А.И. Лучанинов // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 1996. – №9. – С. 4–16.

276. Воеводин В.В. Матрицы и вычисления / В.В. Воеводин, Ю.А. Кузнецов. – Москва: Наука, 1984. – 320 с.
277. Hicks R.G. Numerical technique for determining pumped nonlinear device waveforms / R.G. Hicks, P.J. Khan // *Electron. Letters.* – 1980. –Vol. 16. – N 10. – P. 375–377.
278. Hicks R.G. Numerical analysis of nonlinear solid-state device excitation in microwave circuits / R.G. Hicks, P.J. Khan // *IEEE Trans.* –1982. –Vol. MTT-30. – N 3. – P. 251–259.
279. H. Hoang, F. Bien. Maximizing Efficiency of Electromagnetic Resonance Wireless Power Transmission Systems with Adaptive Circuits // Chapters 11 in: *Wireless Power Transfer – Principles and Engineering Explorations* Ed. by K.Y. Kim, InTech, 2012, P. 207–226.
280. H. Hirayama. Equivalent Circuit and Calculation of Its Parameters of Magnetic-Coupled-Resonant Wireless Power Transfer // Chapters 6 in: *Wireless Power Transfer – Principles and Engineering Explorations* Ed. by K.Y. Kim, InTech, 2012, P. 117–132.
281. M. Dionigi, M. Mongiardo. Magnetically coupled resonant Wireless Power Transmission systems with relay elements // Conference: *Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications (IMWS)*, 2012. Режим доступа <https://www.researchgate.net/publication/233783839>.
282. Фельд Я.Н. Основы теории антенн: учебное пособие для вузов / Я.Н. Фельд, Л.С. Бененсон. – Москва: Дрофа, 2007. – 491 с.
283. Hansen R.C. A new method of near field analysis / R.C. Hansen, L.L. Bailin. // *IRE Trans. Antennas Propagat.* – 1959. –Vol. 7.– P. 458–467.
284. Hansen R.C. *Apertures* / New York, London: Academic Press, – *Microwave Scanning Antennas*, 1964. –Vol. 1. – 442 p.
285. Walter C.H. *Traveling Wave Antennas* / New York, McGraw-Hill, 1965. – 429 p.

286. Корн Г. Справочник по математике / Г. Корн, Т. Корн. – Москва: Наука, 1970. – 720 с.

287. Должиков В.В. Средние характеристики круглой сфокусированной апертуры со спадающим амплитудным распределением при наличии квазидетеминированных случайных фазовых ошибок // Радиотехника: Всеукр. міжвед. науч.-техн. сб. – Харьков, 2002. – № 129. – С. 35–43.

288. Должиков В.В. Продольное распределение средней интенсивности поля круглой сфокусированной апертуры при наличии флуктуаций фазы // Вісник Харківського національного університету. Сер. „Радіофізика та електроніка”. – 2002. – № 570. – С. 30–35.

289. Иванец Г.В., Решетник В.М., Яловега Н.А. Боевые средства зенитной ракетной системы "Тор". – Харьков: МОУ, ХВУ, 1997.

290. T. Johnsen. Time and Frequency Synchronization in Multistatic Radar // 2002 P.–141–147.

291. Амитей Н. Теория и анализ фазированных антенных решеток / Н. Амитей, В. Галиндо, Ч. Ву. – Москва: Мир, 1974. – 458 с.

292. Полупроводниковые приборы. Сверхвысокочастотные диоды. Справочник / [Б.А. Наливайко, А.С. Берлин, В.Г. Божков и др.]. – Томск: МГП "РАСКО", 1992. – 223 с.

293. Ильин В.Н. Основы автоматизации схемотехнического проектирования / В.Н. Ильин. – Москва: Энергия, 1979. – 392 с.

294. Зи С. Физика полупроводниковых приборов. Т.1 / С. Зи. – Москва: Мир, 1984. – 456 с.

295. Gretskih D.V., Omarov M.A., Sukhomlinov D.V. Investigation into receiving-rectifying elements of EHF rectennas // IVth International conference on Antenna theory and techniques. 2003. P. 842–845.

296. Лучанинов А.И. и др. Алгоритм анализа эквидистантной решетки ленточных микрополосковых излучателей произвольной геометрии, адаптированный к расчету крупноапертурных антенн с нелинейными элементами.
1. Модель, описание геометрии и система интегральных уравнений для токов

ленточных микрополосковых излучателей сложной геометрии в составе бесконечной решетки // Радиотехника. 2001. № 117. С. 78–84.

297. Лучанинов А.И. и др. Алгоритм анализа эквидистантной решетки ленточных микрополосковых излучателей произвольной геометрии, адаптированный к расчету крупноапертурных антенн с нелинейными элементами. 2. Решение системы интегральных уравнений // Радиотехника. 2001. № 118. С. 3–7.

298. Лучанинов А.И. и др. Алгоритм анализа эквидистантной решетки ленточных микрополосковых излучателей произвольной геометрии, адаптированный к расчету крупноапертурных антенн с нелинейными элементами. 3. Особенности численной реализации алгоритма // Радиотехника. 2001. № 119. С. 199–210.

299. Лучанинов А.И. и др. Алгоритм анализа эквидистантной решетки ленточных микрополосковых излучателей произвольной геометрии, адаптированный к расчету крупноапертурных антенн с нелинейными элементами. 4. Результаты решения тестовых задач // Радиотехника. 2001. № 120. С. 8–11.

300. Gutmann R.J., Borrego J.M. Power combining in an array of microwave power rectifiers // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1979. Vol. 27. No. 12. P. 958–968.

301. Ishizawa Y. Efficiency estimation of microwave power transmission antenna system // Electronics and Communications in Japan, Part 1. 2000. Vol. 83. No. 8. P. 94–104.

302. Miura T., Shinohara N., Matsumoto H. Experimental study of rectenna connection for microwave power transmission // Electronics and Communications in Japan, Part 2. 2001. Vol. 84, No. 2. P. 27–36.

303. Takabayashi N., Shinohara N., Mitani T., Furukawa M., Fujiwara T. Rectification Improvement With Flat-Topped Beams on 2.45-GHz Rectenna Arrays // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2019. P. 1–13.

ДОДАТОК А. ГАЛУЗІ ЗАСТОСУВАННЯ СИСТЕМ БПЕ. КОНСТРУКЦІЇ РЕКТЕНН

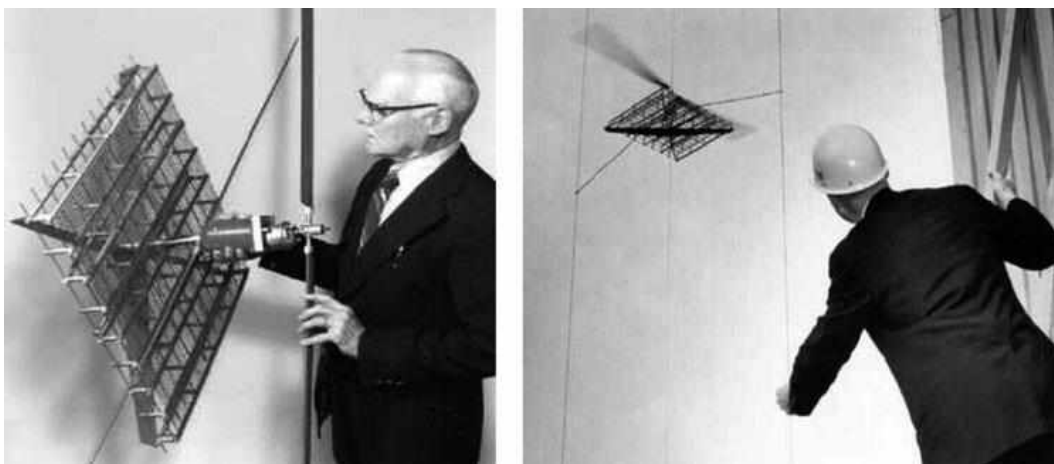


Рисунок Д.1 – Літальний апарат, що живиться мікрохвильовим променем на частоті 2450 МГц (час польоту 10 годин на висоті 15 метрів; потужність постійного струму 200 Вт, 1964 р.)



Рисунок Д.2 – Експеримент по БПЕ проведений у США, Голдстоун, 1975 р. (ректена $3,4 \times 7,2$ м² містила 5 тис. ПВЕ кожний з яких перетворював 6 Вт НВЧ-потужності; обмірюваний ККД ректени 82 % на частоті 2388 МГц; потужність постійного струму в навантаженні ректени 30 кВт)

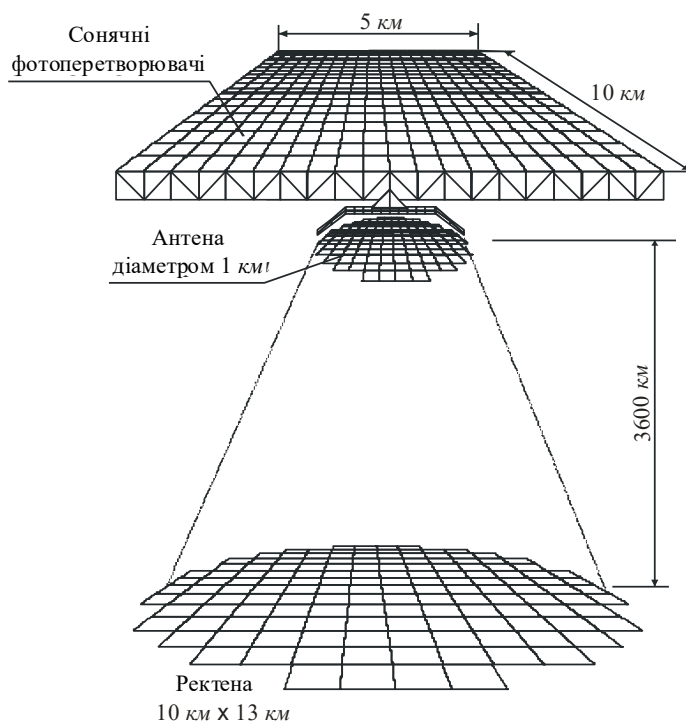


Рисунок Д.3 – Конструктивне виконання базового проекту СКЕС у науково-дослідній програмі ДОО/НАСА

Таблиця Д.1 – Характеристика базового варіанта СКЕС

Параметр	Чисельне значення
Загальна кількість СКЕС	60
Вихідна потужність одиної СКЕС	5 ГВт
Площа панелей сонячних батарей	5×10 км ²
Маса енергосупутника:	
СКЕС з Si фотобатареями	50 000 т
СКЕС з GaAs фотобатареями	34 000 т
Діаметр передавальної антени	1 км
Розміри приймальної антени	10×13 км
Робоча довжина хвилі	12,245 см
Максимальна густина потужності на приймальній антені	0,23 кВт/м ²
Максимальна густина потужності на передавальній антені	23 кВт/м ²
Форма розподілу поля на передавальній антені:	
- фазовий розподіл	- квадратичний, з фокусуванням на центр приймальної антени
- амплітудний розподіл	- гаусовський, зі спаданням до країв апертури на 10 дБ
Поляризація поля	лінійна
ККД передачі енергії	95 %
Загальний ККД тракту передачі енергії	63 %

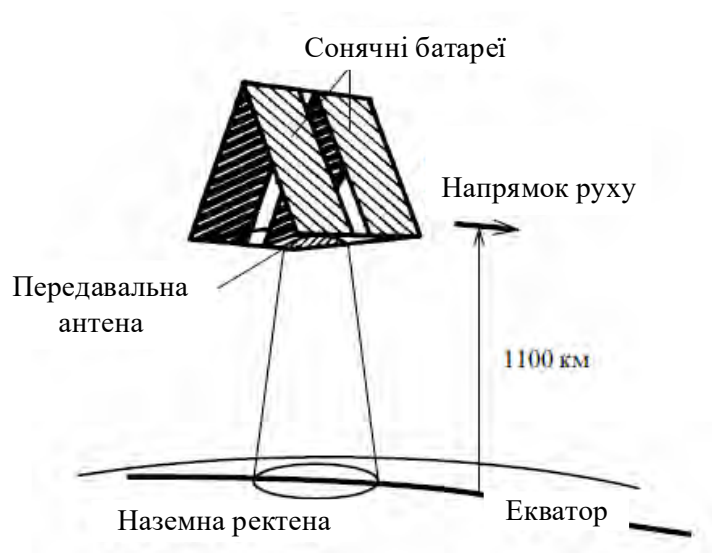


Рисунок Д.4 – Проект СКЕС 2000 (SPS 2000) Інституту космічних досліджень Японії



Рисунок Д.5 – Діючий макет SPS2000 у виставочному залі Інституту космічних досліджень Японії

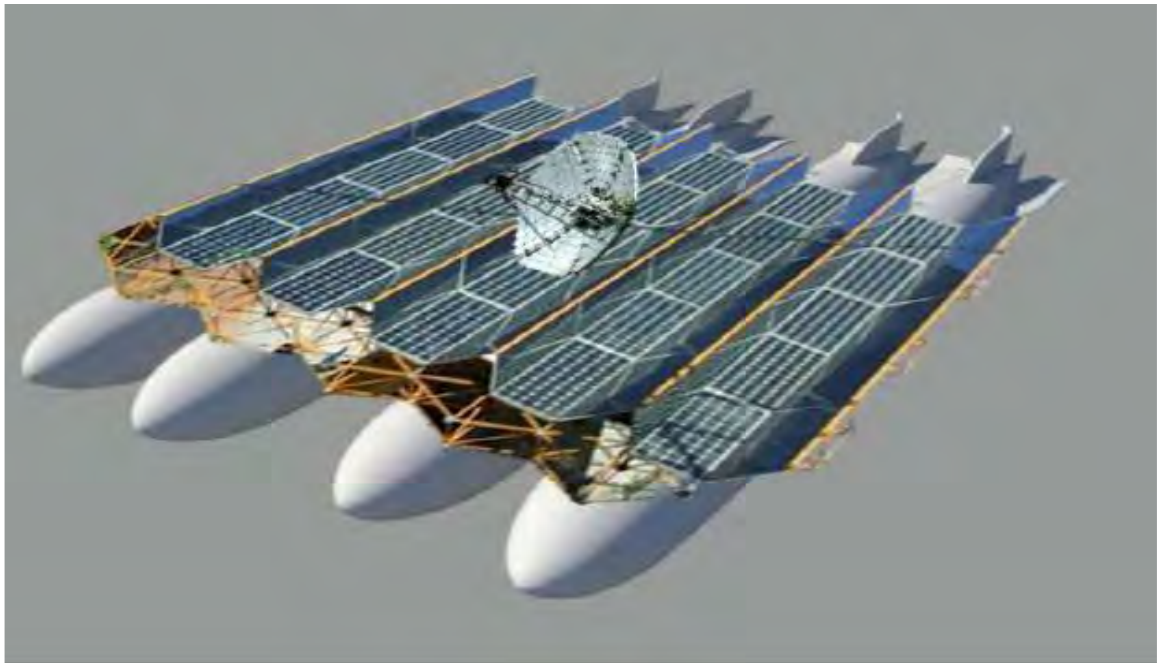


Рисунок Д.6 – Проект сонячної стратосферної електростанції
 (при розмірі сонячних батарей 300×300 м рівень падаючої на них потужності сонячного випромінювання може досягати сотні МВт і якщо прийняти ККД перетворення потужності сонячного випромінювання в постійний струм 20 %, то потужність, що поставляється споживачеві, може становити десятки МВт)

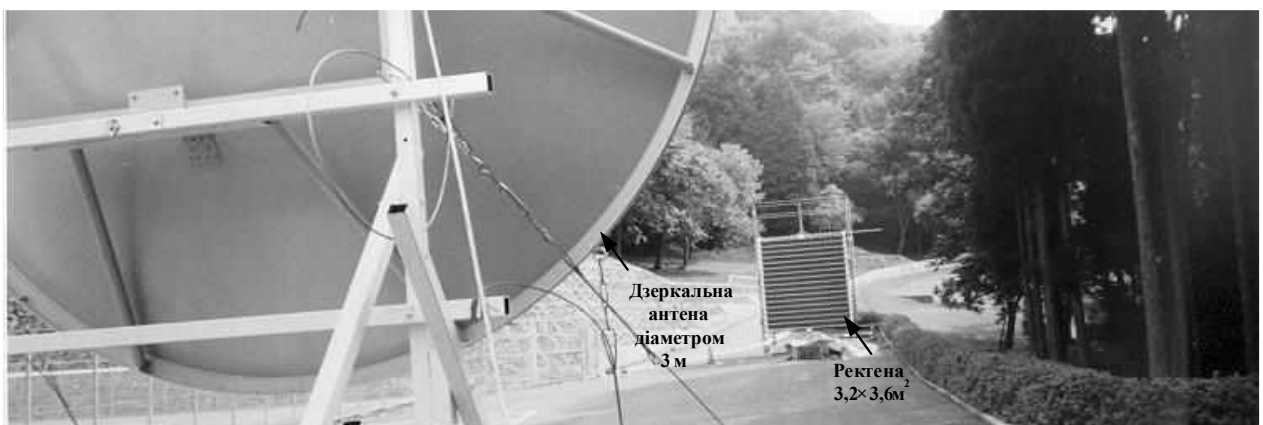


Рисунок Д.7 – Експеримент по передачі 5 кВт потужності на відстань 42 м

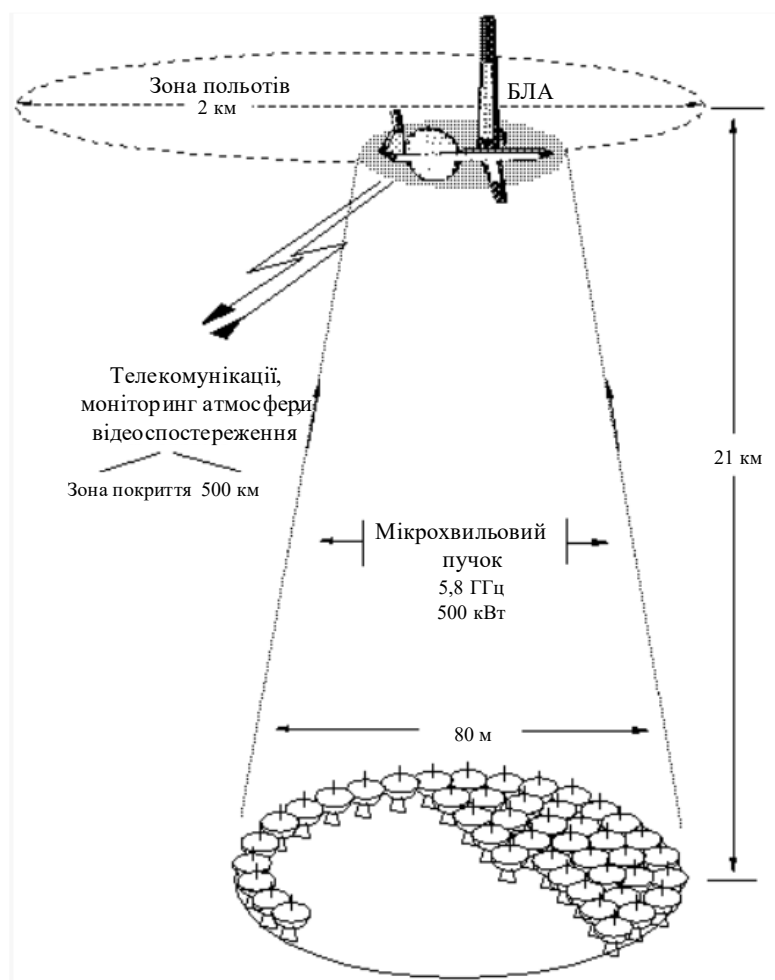
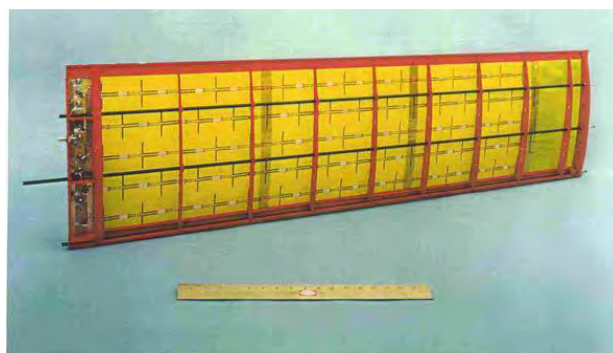


Рисунок Д.8 – Конфігурація системи SHARP

(передавальна антенна система складається з 260 параболоїдів; діаметр передавальної решітки – 80 м; випромінювана потужність – 500 кВт; діаметр мікрохвильового пучка на висоті 20 км близько 30 м, тобто приблизно дорівнює розміру літака; величина густини потоку потужності на ректені – 500 Вт/м^2 ; потужність постійного струму для живлення електромотора 300 кВт)



а



б

Рисунок Д.9 – Модель SHARP (масштаб 1:8) (а) і її крило з розміщеною на ньому ректеною (б)

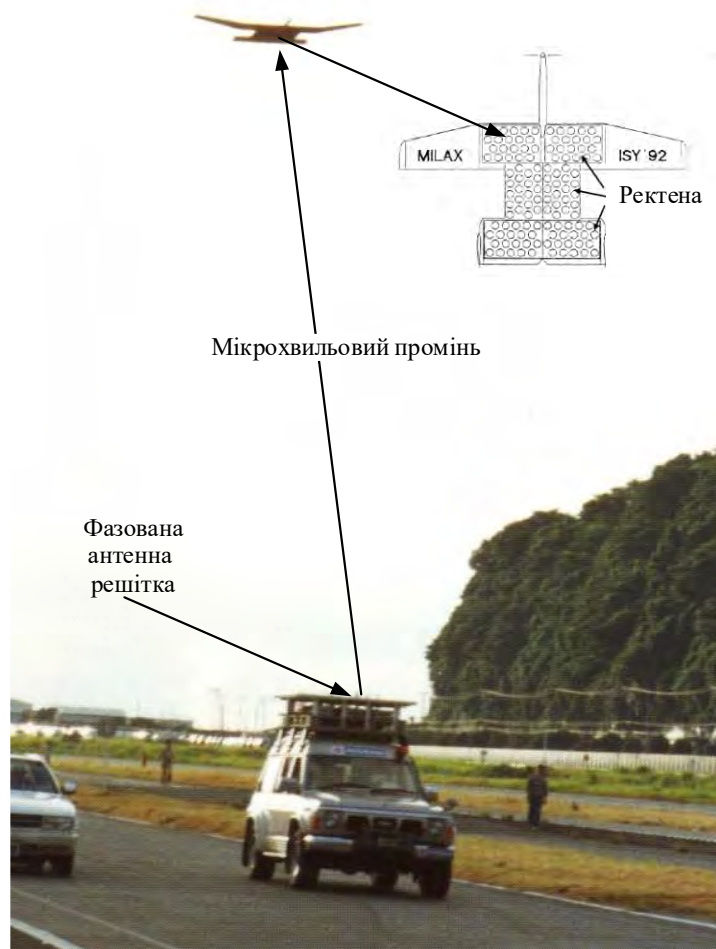


Рисунок Д.10 – Експеримент по передачі енергії мікрохвильовим променем на БЛА, що рухається

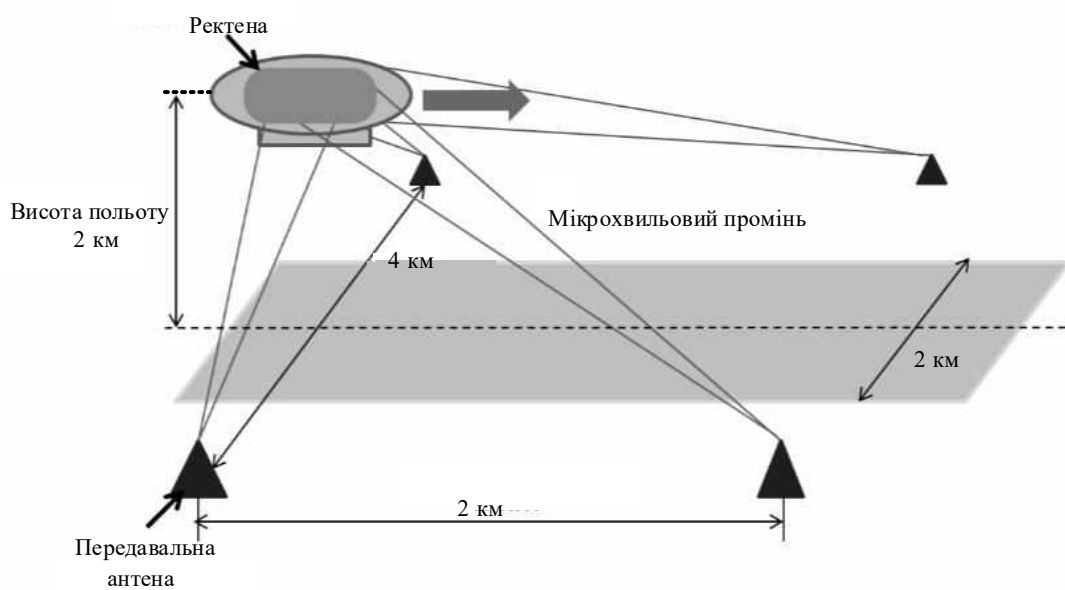


Рисунок Д.11 – Схема безпроводного енергопостачання мікрохвильовим променем вантажних дирижаблів

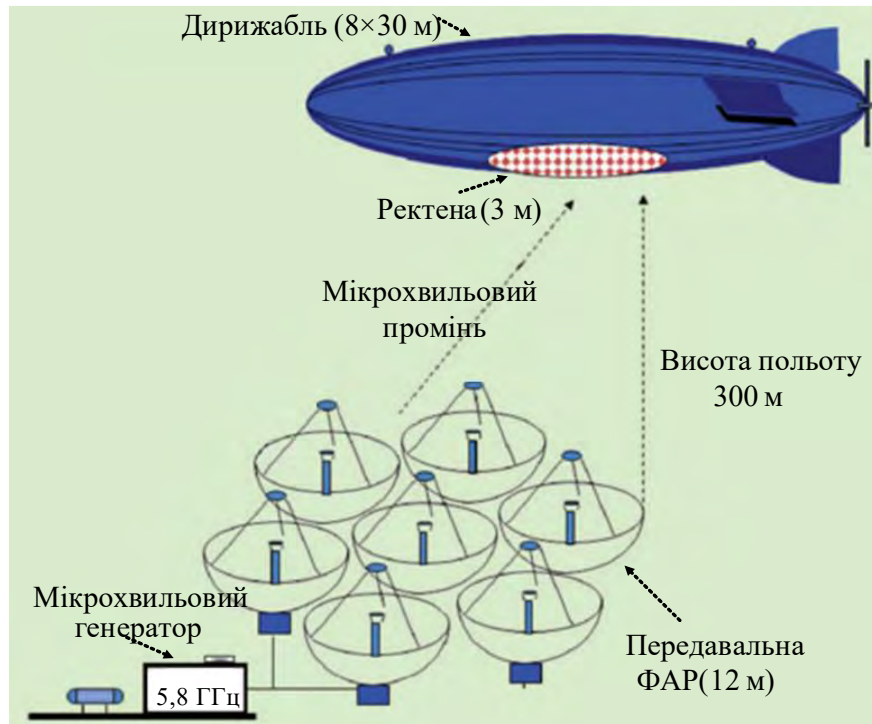


Рисунок Д.12 – Демонстрація польоту дирижабля, що живиться мікрохвильовим променем

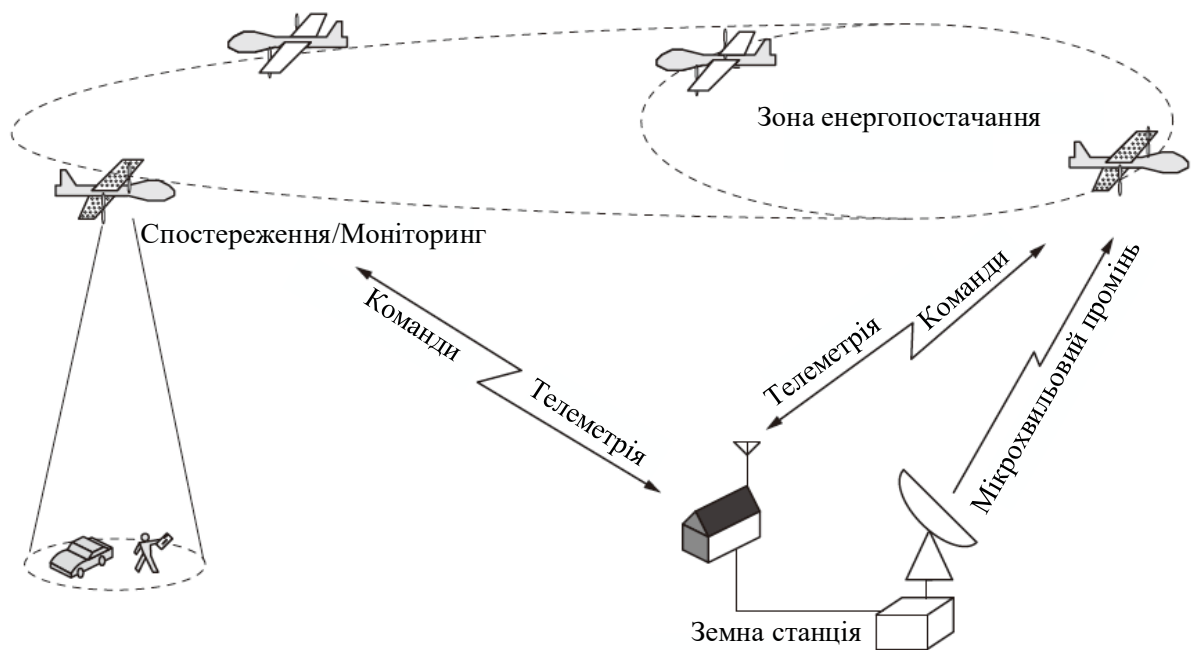


Рисунок Д.13 – Концепція безпроводного енергопостачання мережі БЛА

Таблиця Д.2 – Типові характеристики МБЛА

Розмір	<15,24 см
Вага	~ 100 гр.
Дальність польоту	1 – 10 км
Час польоту	60 мін.
Висота польоту	<150 м
Швидкість польоту	15 м/с
Корисне навантаження	20 гр.
Вартість	1500 \$

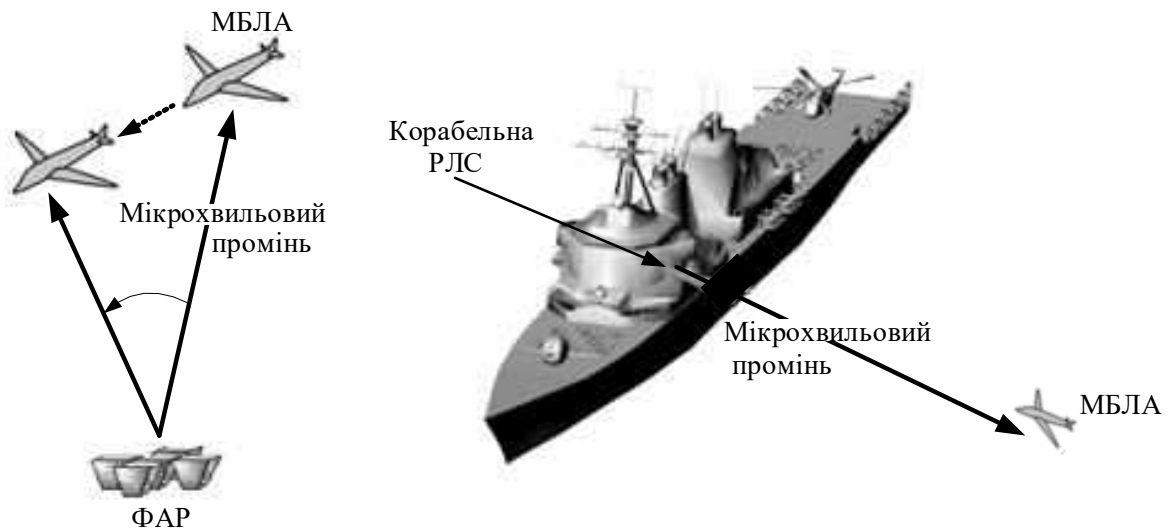


Рисунок Д.14 – Безпроводне енергопостачання МБЛА

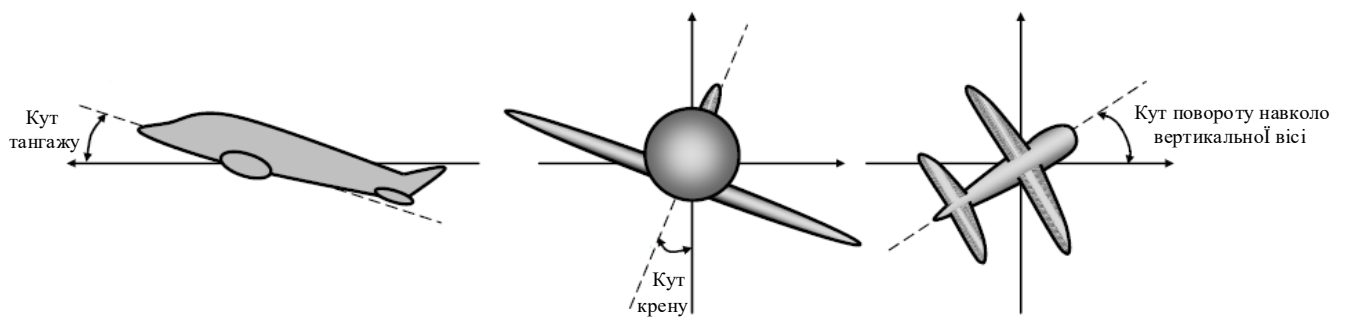
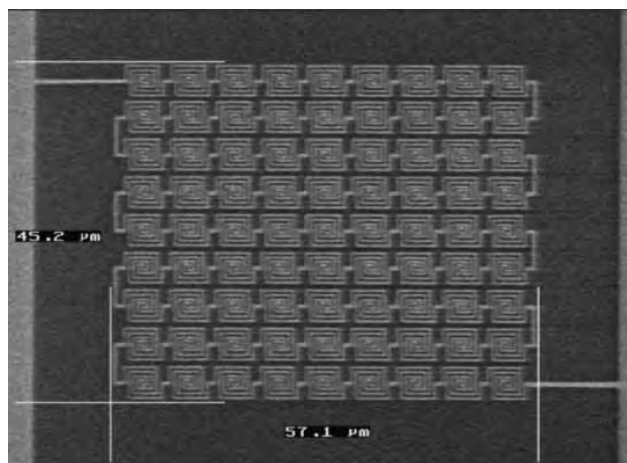
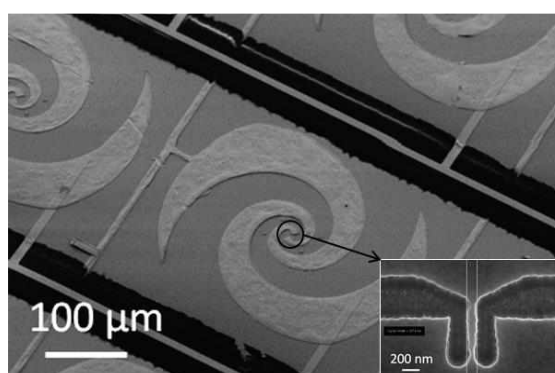


Рисунок Д.15 – Зміни кутового положення МБЛА

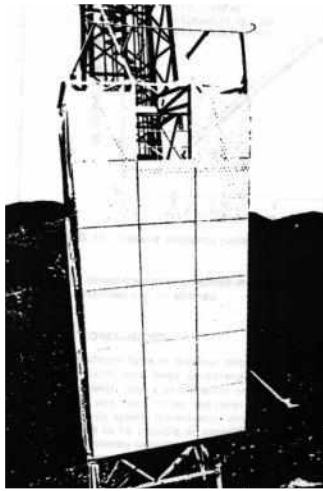


а

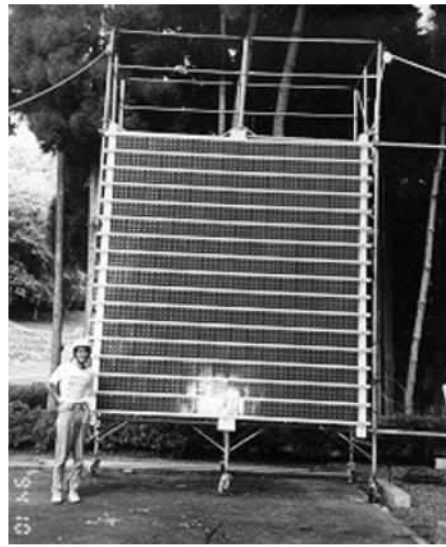


б

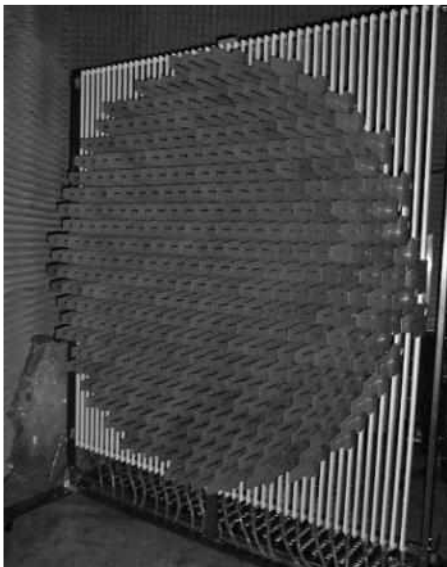
Рисунок Д.16 – Наноректена



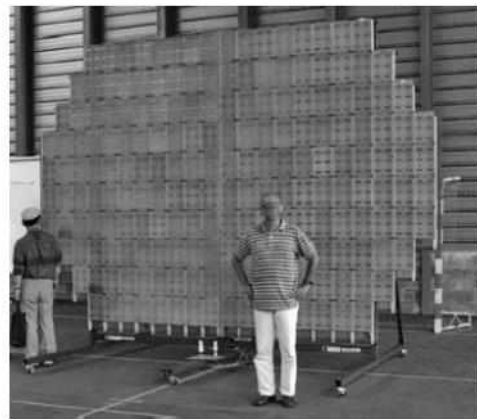
а (3,4 м×7,2 м, США)



б (3,54 м × 3,2 м, Японія)



в (Кіото, Японія)

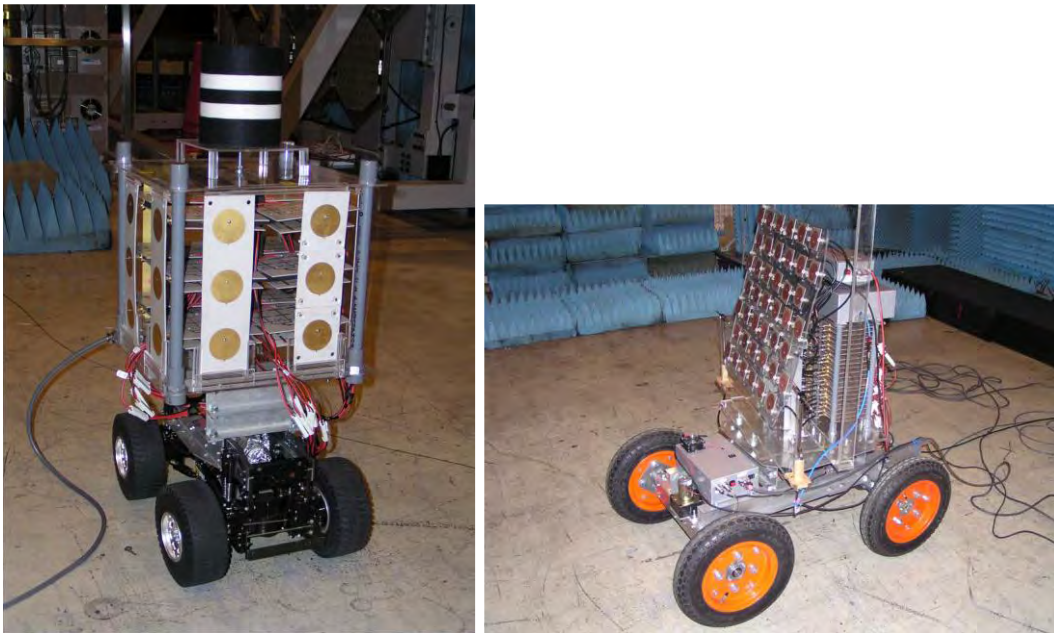


г (селище Гранд-Басін)



д (ректена енергосистеми дирижабля, Японія)

Рисунок Д.17 – Великоапертурні ректенні решітки



а

б

Рисунок Д.18 – Малоелементні ректенні решітки

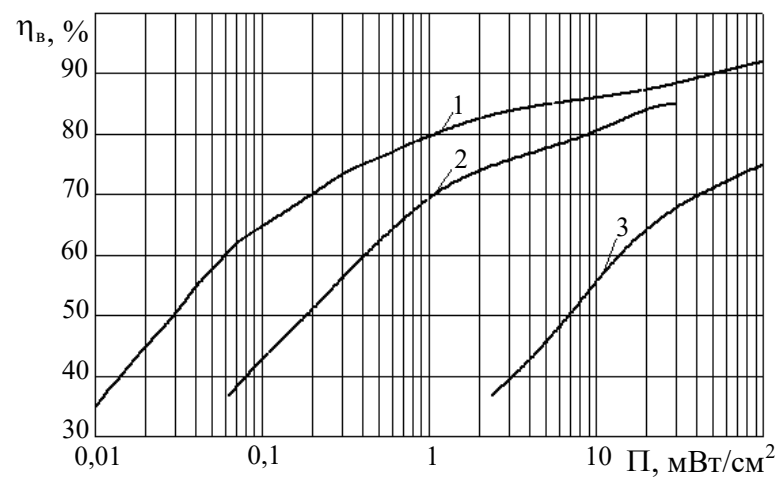


Рисунок Д.19 – Залежність КПД випрямлення від падаючої густини потоку потужності (крива 1 – частота 2,45 ГГц, крива 2 – частота 5,8 ГГц, крива 3 – частота 35 ГГц)

ДОДАТОК Б. ЗВ'ЯЗОК МІЖ МАТРИЦЕЮ РОЗСІЮВАННЯ ТА ЗМІШАНИМИ МАТРИЦЯМИ

Для багатополосника з трьома групами входів α - α , β - β и γ - γ що описується матрицею розсіювання

$$\mathbf{S}(\omega) = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{\alpha\alpha}(\omega) & \mathbf{S}_{\alpha\beta}(\omega) & \mathbf{S}_{\alpha\gamma}(\omega) \\ \mathbf{S}_{\beta\alpha}(\omega) & \mathbf{S}_{\beta\beta}(\omega) & \mathbf{S}_{\beta\gamma}(\omega) \\ \mathbf{S}_{\gamma\alpha}(\omega) & \mathbf{S}_{\gamma\beta}(\omega) & \mathbf{S}_{\gamma\gamma}(\omega) \end{bmatrix}$$

блоки змішаної матриці $\mathbf{Q}(\omega)$ виражаються через блоки матриці розсіювання наступним чином:

$$\mathbf{Q}_{\alpha\alpha}(\omega) = (\mathbf{E} - \mathbf{S}_{\alpha\alpha}(\omega))^{-1} (\mathbf{E} + \mathbf{S}_{\alpha\alpha}(\omega));$$

$$\mathbf{Q}_{\alpha\beta}(\omega) = 2(\mathbf{E} - \mathbf{S}_{\alpha\alpha}(\omega))^{-1} \mathbf{S}_{\alpha\beta}(\omega);$$

$$\mathbf{Q}_{\alpha\gamma}(\omega) = 2(\mathbf{E} - \mathbf{S}_{\alpha\alpha}(\omega))^{-1} \mathbf{S}_{\alpha\gamma}(\omega);$$

$$\mathbf{Q}_{\beta\alpha}(\omega) = \mathbf{S}_{\beta\alpha}(\omega)(\mathbf{E} - \mathbf{S}_{\alpha\alpha}(\omega))^{-1};$$

$$\mathbf{Q}_{\beta\beta}(\omega) = \mathbf{S}_{\beta\beta}(\omega) + \mathbf{S}_{\beta\alpha}(\omega)(\mathbf{E} - \mathbf{S}_{\alpha\alpha}(\omega))^{-1} \mathbf{S}_{\alpha\beta}(\omega);$$

$$\mathbf{Q}_{\beta\gamma}(\omega) = \mathbf{S}_{\beta\gamma}(\omega) + \mathbf{S}_{\beta\alpha}(\omega)(\mathbf{E} - \mathbf{S}_{\alpha\alpha}(\omega))^{-1} \mathbf{S}_{\alpha\gamma}(\omega);$$

$$\mathbf{Q}_{\gamma\alpha}(\omega) = \mathbf{S}_{\gamma\alpha}(\omega)(\mathbf{E} - \mathbf{S}_{\alpha\alpha}(\omega))^{-1};$$

$$\mathbf{Q}_{\gamma\gamma}(\omega) = \mathbf{S}_{\gamma\gamma}(\omega) + \mathbf{S}_{\gamma\alpha}(\omega)(\mathbf{E} - \mathbf{S}_{\alpha\alpha}(\omega))^{-1} \mathbf{S}_{\alpha\gamma}(\omega).$$

ДОДАТОК В. АКТИ ПРО ВПРОВАДЖЕННЯ РЕЗУЛЬТАТІВ ДИСЕРТАЦІЙНОЇ РОБОТИ

Проректор з наукової роботи
Харківського національного
університету радіоелектроніки


М.В. Неофітний

“ ” 2020 р.



АКТ

про впровадження у науково-дослідні роботи Харківського національного університету радіоелектроніки результатів дисертаційної роботи Грецьких Дмитра Вячеславовича «Розвиток теорії систем безпроводної передачі енергії», поданої на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук за спеціальністю 05.12.07 – антени та пристрої мікрохвильової техніки

Комісія у складі: голови – проф. д.ф.-м.н. Должикова В.В. – проф. каф. КРіСТЗІ, керівника НДР №260; проф., д.ф.-м.н. Лучанінова А.І. – керівника розділу №260-5; с.н.с., к.т.н. Бабкіна С.І. – відповідального виконавця НДР № 260, складала цей акт про те, що результати дисертаційної роботи доцента кафедри КРіСТЗІ Д.В. Грецьких були використані при виконанні держбюджетної науково-дослідної роботи №260-5 «Розробка методів моделювання інформаційних мереж побудованих на основі реконфігурованих антен», № ДР 0111U002903 (2011–2013 рр.) яка виконувалася у ХНУРЕ згідно з тематичним планом, затвердженим Міністерством освіти і науки України.

Науково-технічний ефект від використання результатів дисертаційної роботи полягає у тому, що використані в НДР методики та алгоритми аналізу і моделі тонкопровідних антен дозволили провести більш повне дослідження ректен мікрохвильового та оптичного діапазонів з довільною конфігурацією їх випромінюючих структур з урахуванням всієї сукупності нелінійних ефектів, що виникають в результаті перетворення електромагнітних полів у постійний струм.

Результати наукових досліджень використані в науково-технічному звіті з НДР №260.

Голова комісії
д.ф.-н., проф.



В.В. Должиков

Члени комісії:

д.ф.-н., проф.



А.І. Лучанінов

к.т.н., с.н.с.



С.І. Бабкін

Проректор з наукової роботи
Харківського національного
університету імені В.Н. Каразіна


“ _____ 2020 р.

В.О. Катрич



А К Т

про впровадження результатів дисертаційної роботи доцента
кафедри комп'ютерної радіоінженерії та систем технічного
захисту інформації Харківського національного університету
радіоелектроніки Грецьких Дмитра Вячеславовича

Комісія у складі голови к.ф.-м.н., с.н.с. Бердника С.Л., керівника НДР №23-14-19 (№ ДР 0119U002522) та членів комісії: д.ф.-м.н., с.н.с. Нестеренка М.В, відповідального виконавця НДР № 23-14-19, к.ф.-м.н., доц. Думіна О.М. підготували цей акт про те, що результати досліджень дисертаційної роботи Грецьких Д.В. «Розвиток теорії систем безпроводної передачі енергії», поданої для розгляду на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук за спеціальністю 05.12.07 – антени та пристрої мікрохвильової техніки, були використані при виконанні держбюджетної науково-дослідної роботи №23-14-19 «Дослідження багатоелементних випромінюючих електродинамічних структур та двовимірних антенних решіток з нелінійними та імпедансними елементами», № ДР 0119U002522 (2019–2021 рр.) яка виконується у Харківському національному університеті імені В.Н. Каразіна згідно з тематичним планом, затвердженим Міністерством освіти і науки України. А саме:

- побудова математичних моделей випромінюючих структур з нелінійними елементами та визначення фізичних властивостей випромінюючих структур з урахуванням нелінійних ефектів;

- математичне моделювання й системний аналіз ефективності перетворення НВЧ потужності в потужність постійного струму, а також поля побічного випромінювання ректен з випромінюючими елементами різної геометрії, що дозволяють перетворювати, зокрема, і поля довільної поляризації.

Голова комісії
к.ф.-н., с.н.с.



С.Л. Бердник

Члени комісії:
д.ф.-н., с.н.с.



М.В. Нестеренко

к.ф.-н., доц.



О.М. Думін

Перший проректор
Харківського національного
університету радіоелектроніки

“ _____ І.В. Губан _____ 2021 р.



АКТ

про використання в освітньому процесі Харківського національного університету радіоелектроніки результатів дисертаційної роботи доцента кафедри комп'ютерної радіоінженерії та систем технічного захисту інформації Грецьких Дмитра Вячеславовича
«Розвиток теорії систем безпровідної передачі енергії», поданої на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук

Комісія у складі: зав.каф. КРіСТЗІ проф. Антіпова І.Є., начальника навчально-методичного відділу, проф. каф. КРіСТЗІ Милютченка І.О., проф. каф. КРіСТЗІ Олейнікова А.М. склали цей акт про те, що результати дисертаційної роботи Д.В. Грецьких, які пов'язані з розвитком методів аналізу та оптимізації систем безпровідної передачі енергії в яких використовуються різні технології передачі енергії, впровадженні в освітній процес на кафедрі КРіСТЗІ при підготовці та проведенні занять з навчальних дисциплін «Аналіз та оптимізація НВЧ структур» (розділ «Моделі НВЧ структур з нелінійними характеристиками»), «Системи автоматизованого проектування» (розділ «Моделювання електродинамічних пристроїв з використанням методу інтегральних рівнянь») та «Спеціальні розділи фізики» (розділ «Нелінійні явища в електродинамічних пристроях»).

Результати, отримані в дисертаційній роботі, були також використані у дипломному проектуванні та при виконанні магістерських атестаційних робіт студентів спеціальностей 172 «Телекомунікації та радіотехніка» освітньої програми «Радіотехніка» та 125 «Кібербезпека» освітньої програми «Системи технічного захисту інформації, автоматизація її обробки».

Впровадження результатів дисертаційної роботи Д.В. Грецьких дало можливість ознайомити студентів з сучасним станом нелінійних систем різного призначення та методами їх аналізу та оптимізації, а також підвищити кваліфікаційний рівень випускників зазначених спеціальностей.

Зав. каф. КРіСТЗІ
д.т.н., проф.

І.Є.Антіпов

Начальник навчально-методичного
відділу, проф. каф. КРіСТЗІ
к.т.н., доц.

І.О. Милютченко

проф. каф. КРіСТЗІ
к.т.н., проф.

А.М. Олейніков