

Міністерство освіти і науки України
Полтавський національний технічний університет імені Юрія Кондратюка
Міністерство освіти і науки України
Український державний університет залізничного транспорту

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

Шефер Олександр Віталійович

УДК 621.396.669

ДИСЕРТАЦІЯ
МОДЕЛІ ТА МЕТОДИ ПІДВИЩЕННЯ ЯКОСТІ ФУНКЦІОНУВАННЯ
БОРТОВИХ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИСТЕМ

Спеціальність 05.12.02 – телекомунікаційні системи та мережі
05 – Технічні науки

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

_____ О.В. Шефер

Науковий консультант

Козелков Сергій Вікторович
доктор технічних наук, професор

Харків – 2018

АНОТАЦІЯ

Шефер О. В. Моделі та методи підвищення якості функціонування бортових радіолокаційних систем. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук за спеціальністю 05.12.02 «Телекомунікаційні системи та мережі» (05 – Технічні науки). – Полтавський національний технічний університет імені Юрія Кондратюка Міністерства освіти і науки України, Полтава, 2018; Український державний університет залізничного транспорту Міністерства освіти і науки України, Харків, 2018.

Зміст анотації. Дисертаційне дослідження присвячене вирішенню актуальної науково-практичної проблеми теоретичного обґрунтування та розроблення методології підвищення якості функціонування бортових радіолокаційних систем на основі розроблення адаптивних методів компенсації нелінійних спотворень та синтезу нелінійних адаптивних компенсаторів.

У дисертаційній роботі розроблені такі основні методологічні засади:

Уперше запропоновано аналітичний метод визначення науково обґрунтованих вимог до частотно-залежних параметрів як у цілому, так і окремих каскадів радіоприймальних пристроїв, котрий відрізняється від відомих методів тим, що базується на врахуванні статистичних і спектральних характеристик радіолокаційних сигналів і завад, що дозволяє визначити мажоритарні вимоги до динамічного діапазону каскадів.

Дістав подальшого розвитку метод аналізу впливу нелінійних процесів у багатокаскадних радіоприймальних пристроях за рахунок адекватного опису радіопристроїв високого порядку з максимально повним урахуванням їх нелінійних і динамічних властивостей, що дозволило провести оцінку показників якості бортових радіолокаційних систем в умовах радіоелектронної протидії.

Уперше розроблено метод функціональної залежності показників якості

бортових радіолокаційних систем від ширини лінійного динамічного діапазону радіоприймальних пристроїв, який, на відміну від існуючих, враховує найбільш імовірні умови їх практичного застосування та дозволяє побудувати адекватну модель нелінійних процесів.

Уперше одержано метод локального зниження щільності іоносферної плазми для підтримання надійності зв'язку та підвищення завадостійкості функціонування радіоприймальних пристроїв бортових радіолокаційних систем, котрий відрізняється від відомих методів високою енергоефективністю.

Удосконалено модель урахування впливу частотно-селективних властивостей трансіоносферного розповсюдження радіохвиль на завадостійкість радіоприймальних пристроїв, котра відрізняється від існуючих тим, що дає можливість урахувати взаємозв'язок статистичних параметрів передавальних характеристик каналу зв'язку з фізичними параметрами іоносфери та частотними параметрами радіосигналів бортових радіолокаційних систем.

Розроблено адаптивний метод компенсації нелінійних спотворень у радіопристроях на основі застосування синтезованих нелінійних адаптивних компенсаторів для розширення лінійного динамічного діапазону радіоприймальних пристроїв, котрий відрізняється від відомих тим, що не призводить до зниження надійності бортових радіолокаційних систем як в апаратурному, так і в функціональному сенсі, що дозволило підвищити якість функціонування бортових радіолокаційних систем.

Практичне значення одержаних результатів полягає в наступному:

Використання удосконаленого адаптивного методу компенсації нелінійних спотворень у радіопристроях дозволяє підвищити якість функціонування бортових радіолокаційних систем в умовах радіоелектронної протидії у (1,82-2,03) рази, порівняно з існуючими методами, що забезпечує достовірність та якість прийому й оброблення радіосигналів у реальних умовах.

Розроблені рекурентні алгоритми та методика знаходження ядер Вольтерра багатомірних радіотехнічних систем високого порядку й обернених

нелінійних аналітичних операторів дозволяють покращити точність оцінювання реальних показників якості бортових радіолокаційних систем на (5-7)% у заданих умовах їх функціонування.

Розроблений науково-методичний апарат враховує вплив властивостей трансіоносферного тракту й забезпечує компенсацію негативних чинників (поглинання, відбиття та розсіювання радіосигналу) та дозволяє підвищити завадостійкість функціонування радіообладнання носія бортової радіолокаційної системи в середньому на 23%.

Розроблений метод системного аналізу впливу нелінійних процесів у багатокаскадних радіоприймальних пристроях бортових радіолокаційних систем в умовах радіоелектронної протидії дозволяє визначати оптимальні значення параметрів і способи підключення пристроїв, призначених для пригнічення нелінійних спотворень у радіоприймальних пристроях та проектувати нелінійні адаптивні компенсатори для розширення їх лінійного динамічного діапазону з урахуванням специфіки функціонування бортових радіолокаційних систем.

Використання розробленої методології дозволить забезпечити запас за завадостійкістю бортових радіолокаційних систем до (8-10)%, що враховує можливі перспективи розвитку засобів радіоелектронної протидії на передбачуваний період експлуатації даних телекомунікаційних систем. Очікуваний виграш у величині відносного імовірного показника якості бортових радіолокаційних систем при застосуванні розроблених науково обґрунтованих рекомендацій становить (0,06-0,26) за відсутності завад, (0,61-0,69) в умовах радіоелектронної протидії (порівняно з бортовою радіолокаційною системою із типовим радіоприймальним пристроєм, ширина лінійного діапазону котрого не перевищує (40-50) дБ.

Застосування нелінійних адаптивних компенсаторів дозволяє отримати необхідні значення параметрів і способи підключення радіопристроїв, призначених для пригнічення нелінійних спотворень у радіоприймальних

пристроях, що дозволить на (6-12)% підвищити надійність функціонування бортових радіолокаційних систем.

Ключові слова: бортова радіолокаційна система, динамічний діапазон, радіолокаційний сигнал, засоби телекомунікацій, нелінійна адаптивна компенсація, завадостійкість, амплітудна характеристика, смуга пропускання, нелінійна передавальна функція, структурна матриця системи, радіоелектронна протидія.

Список публікацій здобувача

1. Шефер О. В. Сигнальна і параметрична ідентифікація / А. М. Сільвестров, В. М. Галай, О. В. Шефер // Системи управління навігації та зв'язку. – Полтава: ПолтНТУ, 2013. – вип. 1 (25). – С. 135-137.

2. Шефер О. В. Урахування пружних деформацій у процесі керування складними технічними системами / О. В. Шефер, В. М. Галай // Системи управління навігації та зв'язку. – Полтава: ПолтНТУ, 2013. – Вип. 2 (26). – С. 48-54.

3. Shefer Oleksandr. Algorithm of identification of nonlinear technical systems according to measured data / O. Shefer, V. Galai // Control, Navigation and Communication Systems. – Poltava: Polt NTU, 2014. – no. 3 (31). – P. 91-95.

4. Шефер О. В. Синтез оптимального алгоритму обробки сигналів неконтрольованого випромінювання для ідентифікації об'єктів / О. В. Шульга, О. В. Шефер // Системи управління, навігації та зв'язку. – Полтава: ПолтНТУ, 2016. – Вип. 4 (40). – С.11-13.

5. Шефер О. В. Сучасний підхід до механізму елементарних процесів тліючого розряду функціональних елементів радіотехнічних пристроїв / О. В. Шефер // Телекомунікаційні та інформаційні технології. – К.: ДУТ, 2017. – №1(54). – С.67-72.

6. Шефер О. В. Геометричний чинник та його вплив на похибку визначення навігаційних параметрів у псевдосупутниковій радіосистемі / О. В. Шульга, О. В. Шефер // Системи управління, навігації та зв'язку. – Полтава: ПолтНТУ, 2017. – Вип. 1 (41). – С. 75-77.

7. Шефер О. В. Використання сигнальної і параметричної ідентифікації для підвищення керованості радіонавігаційних систем / О. В. Шефер // Сучасні інформаційні технології у сфері безпеки та оборони. К.: Нац. ун-т оборони України. – 2017. – № 1(28). – С. 63-66.

8. Шефер О. В. Аналіз закономірностей зміни властивостей електричного розряду, як запорука покращення якості функціонування радіонавігаційних систем / О.В. Шефер // Системи управління, навігації та зв'язку. – Полтава: ПолтНТУ, 2017. Вип. 2– (42). – С.13-16.

9. Шефер О. В. Підвищення завадостійкості радіотехнічних систем шляхом адаптивного переналагодження та інверсного кореляційного підходу до виявлення корисного сигналу / О. В. Шефер // Наукові записки УНДІЗ. – К.: ДУТ, 2017. – №1(45). – С. 82-88.

10. Шефер О. В. Принципи формування імпульсного плазмового середовища для підвищення завадостійкості радіосигналів / О. В. Шефер // Авиационно-космическая техника и технология. – Харьков: НАУ «ХАИ», 2017. – Вып. 2 (137). – С. 36-43.

11. Шефер О. В. Сучасний метод ідентифікації нелінійних сигналів радіотехнічних систем / О. В. Шефер // Науково-технічний журнал «Системи озброєння і військова техніка». Харків: ХНУПС, 2017. – №1 (49). – С.185-189.

12. Shefer O. V. Optimization of satellite telecommunication systems due to the space craft orbit injection / O. V. Shefer // The Scientific Journal “Electronics and control systems”. Kyiv: NAU, 2017.– №. 1 (51). – P. 21-28.

13. Шефер О. В. Інтегральний спосіб підвищення завадостійкості передачі інформації у системі організації зв'язку із космічним апаратом / О. В. Шефер // Зв'язок. – К.: ДУТ, 2017. – Вип. 2. – С. 3-5.

14. Шефер О. В. Використання каналів втрати енергії електронів плазмової оболонки для мінімізації спотворень та затухань сигналів зв'язку із космічним апаратом / О.В. Шефер // Системи управління, навігації та зв'язку. – Полтава: ПолтНТУ, 2017. – Вип. 3 (43). – С.139-142.

15. Шефер О. В. Формування завадостійкого каналу зв'язку із космічним апаратом шляхом зниження щільності плазми ударної хвилі / О. В. Шефер // Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. Харків: ХНУПС, 2017. – №. 2 (27). – С.131-134.

16. Шефер О. В. Проблема формування геометрії плазмового середовища імпульсних засобів телекомунікацій / О. В. Шефер // Телекомунікаційні та інформаційні технології. – К.: ДУТ, 2017. – №2(55). – С.69-75.

17. Шефер О. В. Спосіб вимірювання параметрів плазми з метою підвищення завадостійкості супутникових телекомунікацій/ О. В. Шефер // Вісник Хмельницького національного університету. Серія: Технічні науки. – Хмельницький: ХНУ, 2017. – №3 (249). – С. 155-160.

18. Шефер О. В. Оптимізація іонно-електронних процесів приладів радіотехнічного забезпечення, як запорука якісної телеметрії з літальним апаратом / О. В. Шефер // Системи обробки інформації. – Харків: ХНУПС, 2017.– №4 (150). – С. 31-38.

19. Шефер О. В. Концепція підвищення надійності радіотехнічних пристроїв шляхом експериментальних досліджень запалювання та розвитку розряду у плазмових пальниках / О. В. Шульга, О. В. Шефер, Д. М. Нелюба, М. М. Гонтар // Наукові записки УНДІЗ. – К.: ДУТ, 2017. – №2(46). – С. 65-73.

20. Shefer O. V. The prospects and peculiarities of plasma with hollow cathode using for satellite telecommunications noise stability increase / O. V. Shefer // Озброєння та військова техніка: наук.-техн. журн. – К.:Центр. НДІ озброєння та військ. техніки ЗСУ, 2017. – № 2 (14). – С. 62-65.

21. Шефер О. В. Уточнення рівняння моментів обертових електричних машин пристроїв навігації / О. В. Шефер, Д. М. Нелюба // Вісник Кременчуцького національного університету ім. Михайла Остроградського. – Кременчук: КНУ, 2017. – Вип. 3(104). – С. 27-32.

22. Шефер О. В. Дослідження впливу обмеженості динамічного діапазону радіоприймальних пристроїв на показники якості бортових радіосистем /

О. В. Шефер, Є. В. Гаврилко // Наукові записки УНДІЗ. – К.: ДУТ, 2017. – №4(48). – С. 18-23.

23. Шефер О. В. Підвищення надійності старту плазмового пальника для подальшого керування виходом у робочий режим пристроїв супутникового радіозв'язку космічних апаратів / О. В. Шульга, О. В. Шефер // Системи управління, навігації та зв'язку. – Полтава: ПолтНТУ, 2017.– Вип. 4 (44). – С. 164-169.

24. Шефер О. В. Дослідження особливостей роботи джерел випромінювання плазми у різних режимах для підвищення перешкодозахищеності КА/ О. В. Шульга, О. В. Шефер, Д. М. Нелюба, М. М. Гонтар. Зв'язок. – К.: ДУТ, 2017. – Вип. 3. – С. 12-14.

25. Шефер О. В. Основні результати експериментальних досліджень напруженості електричного поля і протяжності плазми для радіотехнічних пристроїв та засобів телекомунікацій / О.В. Шефер // Збірник наукових праць харківського національного університету Повітряних Сил ім. Івана Кожедуба. – Харків: ХНУПС, 2017. – №. 4 (53). – С.134-143.

26. Шефер О. В. Оптимальні умови утворення низькотемпературної плазми для зменшення щільності стохастичного іонізованого середовища навколо космічного апарата / О.В. Шефер // Системи управління, навігації та зв'язку. – Полтава: ПолтНТУ, 2017. – Вип. 5 (45). – С.158-161.

27. Шефер О. В. Удосконалення показників якості бортових радіолокаційних систем у реальних умовах їх застосування / С. В. Козелков, О. В. Шефер, О. В. Шульга // Телекомунікаційні та інформаційні технології. – К.: ДУТ, 2017. – №4(57). – С.23-29.

28. Shefer O. V. Probe studies of localized plasma, as a method of increasing the interference of satellite radionavigational systems on the area of sc's orbit injection / O. V. Shefer // Control, Navigation and Communication Systems. – Poltava: PoltNTU, 2017. – no. 6 (46). – pp. 9-14.

29. Шефер О. В. Методика визначення фазових шумів радіопристроїв та оцінка їх впливу на показники якості бортових радіолокаційних систем /

С. В. Козелков, О. В. Шефер, О. В. Шульга // Зв'язок. – К.: ДУТ, 2017. – Вип. 6. – С. 12-16.

30. Шефер О. В. Алгоритм визначення ядер Вольтерра зведеного нелінійного аналітичного оператора із застосуванням методу нелінійних вхідних сигналів / О. В. Шефер // Збірник тез за матеріалами V міжнародної науково-технічної конференції «Сучасні напрями розвитку інформаційно-комунікаційних технологій та засобів управління». Полтава 3-4 грудня 2014. – Полтава: ПолтНТУ. – С. 7-10.

31. Шефер О. В. Визначення залежності показників якості від ширини лінійного динамічного діапазону типового радіоприймального пристрою / О. В. Шефер, Р. В. Мякушко // Тези 67-ї наукової конференції професорів, викладачів, наукових працівників, аспірантів та студентів університету. Том 1. (Полтава, 2 квітня – 22 травня 2015 р.) – Полтава: ПолтНТУ, 2015. – С. 11-13.

32. Шефер О. В. Проблема фільтрації сигналів та аналітичне градування датчиків мехатронних систем / О. В. Шефер, В. Д. Дзівіцький // Тези 68-ї наукової конференції професорів, викладачів, наукових працівників, аспірантів та студентів університету. Том 1. (Полтава, 19 квітня – 13 травня 2016 р.) – Полтава: ПолтНТУ, 2016. – С. 27-29.

33. Shefer Oleksandr. Problem of creation noise immunity systems telematic by integrating moving objects and the environment properties / O. Shefer. // Synergetics, mechatronics, telematics road machines and systems in educational process and science. Research Papers Collection on International Scientific Conference Materials. – Ukraine, Kharkov, KhNAHU. – March, 16, 2017 – pp. 7-9.

34. Шефер О. В. Сучасні аспекти побудови завадостійкого зв'язку під час взаємодії радіохвиль із іонізованим середовищем / О. В. Шефер // Збірник наукових праць за результатами всеукраїнської науково-практичної конференції «Сучасні аспекти механізації та автоматизації енергоємних виробництв». – Індустріальний інститут ДВНЗ ДонНТУ, Покровськ, 11-12 квітня 2017 р. – С. 272-275.

35. Шефер О. В. Нові властивості плазми для ефективного використання сегменту супутникових телекомунікацій / О. В. Шефер // Тези доповідей VIII Міжнародної науково-технічної конференції «Проблеми інформатизації». ДУТ. – Київ, 12 квітня 2017 р. – С. 183.

36. Шефер О. В. Шляхи побудови надійного телеметричного зв'язку при проходженні радіохвиль через плазму / О. В. Шефер // Збірник матеріалів XI Міжнародної науково-технічної конференції «Проблеми телекомунікацій». НТУУ «КПІ ім. Ігоря Сікорського». – Київ, 18-21 квітня 2017 р. – С. 223-225.

37. Shefer Oleksandr. The analyses of plasma's influence factors on the satellite telecommunications noise immune / O. Shefer. // Proceeding of the XIII International Scientific-Technical Conference "AVIA-2017". – Ukraine, Kyiv, NAU. – 19-21 of April, 2017 – pp. 12.19-12.24.

38. Шефер О. В. Науково-методичний апарат для оцінювання можливостей підвищення завадостійкості супутникових телекомунікацій / О. В. Шефер // Матеріали XXIV Міжнародної науково-практичної конференції „Актуальні проблеми життєдіяльності суспільства”. КрНУ ім. Михайла Остроградського. – Кременчук, 20-21 квітня 2017 р. – С. 73.

39. Шефер О. В. Новітній підхід щодо забезпечення надійної телеметрії під час проходженні електромагнітних хвиль через плазму / О. В. Шефер // Тези 69-ї наукової конференції професорів, викладачів, наукових працівників, аспірантів та студентів університету. Том 1. (Полтава, 19 квітня – 19 травня 2017 р.) – Полтава: ПолтНТУ, 2017. – С. 23-24.

40. Shefer Oleksandr. Characteristics of plasma environment according to the discharge gap parameters / O. Shefer. // Problems of modern power engineering and automation in the system nature management (theory, practice, history, education). Proceeding of the VI International Scientific-Technical Conference. – Ukraine, Kyiv, NULES. – 15-19 of May, 2017 – pp. 64-66.

41. Шефер О. В. Спосіб покращення електромагнітної сумісності зв'язку з рухомим об'єктом, котрий проходить через плазму іоносфери / О. В. Шефер // Проблемы электромагнитной совместимости перспективных беспроводных

сетей связи (ЭМС-2017): Сборник научных трудов третьей международной научно-технической конференции, Харьков 23-24 мая 2017. – Харьков: ХНУРЭ, 2017. – С. 55-57.

42. Шефер О. В. Про можливість часткового просвітлення плазми навколо космічного апарату для покращення якості функціонування наземних та супутникових телекомунікацій / О. В. Шефер // Теоретичні та прикладні аспекти радіотехніки і приладобудування. Матеріали III Всеукраїнської науково-технічної конференції, 8-9 червня 2017 року: збірник тез доповідей – Тернопіль: ТНТУ ім. Івана Пулюя, 2017. – С. 97-99.

43. Shefer O. V. Innovations is the noise immune channel direction with the spacecraft formation / O. V. Shefer. // Mechatronic systems: of innovation and engineering (MSIE-2017). Proceedings of the International Scientific-Practical Conference. – Ukraine, Kyiv, KNUTD. – June, 15, 2017. – pp. 119-120.

44. Shefer Oleksandr. Scientifically-technical solutions that are connected with the increase of satellite telecommunications signals' noise immunity during sc's sea start / O. Shefer. //Modern power plants in transport and technologies and maintenance equipment (MPPTTME-2017). Materials of the VIII International Scientific and Practical Conference. – Ukraine, Kherson, KhSMA. – September, 28-29, 2017 – pp. 177-178.

45. Shefer O. Increasing of satellite telecommunication systems exploitation noise immunity on the area of space craft's near-earth orbit injection / O. Shefer. // Proceeding of the V International Scientific-Technical Conference «Problems of informatization». Cherkasy – Baku – Bielsko-Biala – Poltava – Ukraine, Cherkasy, CherkSTU. – November, 13-15, 2017 – pp. 19-20.

46. Шефер О. В. Інноваційний метод забезпечення зв'язку із високошвидкісними рухомими об'єктами / О. В. Шефер // Матеріали VI Міжнародної науково-практичної конференції «Управління високошвидкісними рухомими об'єктами та професійна підготовка операторів складних систем» 23-24 листопада 2017 року, Кропивницький. – КІА НАУ, 2017. – С. 68-70.

47. Шефер О. В. Аналіз показників якості бортових радіолокаційних систем для дистанційного дослідження об'єктів / О. В. Шефер // Тези III Всеукраїнської науково-практичної Інтернет-конференції «Електронні та мехатронні системи: теорія, інновації, практика» Полтава, ПолтНТУ. – 4 грудня 2017. – С. 106-107.

48. Шефер О. В. Розроблення методики представлення та дослідження складних нелінійних радіопристроїв високого порядку за допомогою модифікованих структурних матриць систем / О. В. Шефер // Збірник наукових праць за матеріалами X Міжнародної науково-практичної конференції «Проблеми й перспективи розвитку академічної та університетської науки», 6-8 грудня 2017 року – Полтава: ПолтНТУ, 2017. – С. 287-293.

49. Шефер О. В. Підвищення пропускнув здатності радіоприймальних пристроїв, шляхом удосконалення математичного апарату для аналізу нелінійностей, на основі рядів Вольтерра / О. В. Шефер // Тези доповідей IX Міжнародної науково-технічної конференції «Проблеми інформатизації». ДУТ. – Київ, 12 грудня 2017 р. – С. 81.

50. Шефер О. В. Метод підвищення перешкодостійкості радіосигналів із урахуванням нелінійних інерційних процесів / О. В. Шефер // Тези доповідей IX Міжнародної науково-технічної конференції «Проблеми інформатизації». ДУТ. – Київ, 13 грудня 2017 р. – С. 81-82.

51. Shefer O. V. Investigation of nonlinear processes in radio devices as a guarantee of increase the quality functioning for radiolocation systems / O. V. Shefer, V. P. Dorohobid // Modern methods, innovations and experience of practical application in the field of technical sciences: International Research and Practice - Conference. – Republic of Poland, Radom, RAE. – December, 27-28, 2017. – pp. 48-52.

ANNOTATION

Shefer O. V. Models and methods of increasing the quality of functioning of onboard radio local systems. – Qualified research results on the rights of the manuscript.

Thesis for the degree of doctor of technical sciences on specialty 05.12.02 – «Telecommunication systems and networks» (05 – technical sciences) – Poltava National technical Yury Kondratyuk University The Ministry of Education and Science, Poltava, 2018; Ukrainian State University of Railway Transport The Ministry of Education and Science, Kharkiv, 2018.

Annotation content. This dissertation is devoted to the solution of an actual scientific and practical problem of theoretic grounding and development of a method of increasing the quality of functioning of onboard radio local systems on the basis of creation of adaptive methods of compensation of non-linear distortions and the synthesis of non-linear adaptive compensators.

In this dissertation some main methodological principles were formulated:

For the first time an analytical method was proposed for the determination of scientifically-grounded requirements for frequently dependent parameters both in general and individual cascades, taking into account the statistical and spectral characteristics of radar signals and obstacles that allows to determine the major requirements to the dynamic diapason of cascades.

A proposed method of the influence of non-linear processes in the radio receiving devices with multi-cascades at the expense of an adequate description of radio receiving devices of high order with the maximum full consideration of their linear and dynamic properties that allowed carrying out the evaluation of indicators of quality of onboard radio local systems in conditions of their radio electronic counteration.

A method of functional dependence of indicators of quality of onboard radio local systems from the width of the linear dynamic diapason of radio receiving devices that unlike existing ones considers the most possible conditions of their

practical utilization and allows creating an adequate model of non-linear processes was further developed.

A method of local reduction of density of ionospheric plasma for the maintenance of reliability of connection and increasing of noise immunity of functioning of radio receiving devices of onboard radio local systems that differs from well-known methods in high energy sufficiency.

A model of taking into consideration the influence of frequently-selective properties of transionospheric propagation of radio waves on the noise immunity of radio local devices, which, unlike existing ones, makes it possible to consider the connection of statistic parameters of transmitting characteristics of channel of communication with physical parameters of ionosphere and frequent parameters of radio signals of onboard radio local systems was developed.

An adaptive method of compensating nonlinear distortions in radio devices on the basis of utilization the synthesized non-linear adaptive compensators for expansion of linear dynamic diapason of radio receiving devices that differs from well-known ones in the fact that it cannot lead to the reduction of reliability of onboard radio local systems both in hardware and functional sense was greatly developed. It helped to increase the quality of functioning of onboard radio local systems.

The practical meaning of the outcomes lies in the following:

The utilization of developed adaptive method of compensation of non-linear distortions in radio devices allows increasing the quality of functioning of onboard radio local systems in conditions of radio local counteraction in (1,82-2,03) times, in comparison with existing methods that provides the certainty and quality of reception and treatment of the radio signals in real conditions.

Developed recursive algorithms and methodic of finding Voltaire corners of complex multi-dimensional high-order radio technical systems and reversed nonlinear analytic operators have made it possible to increase the accuracy of evaluation of real quality indicators of onboard radio local systems in (5-7)% in the given conditions of their functioning.

Developed scientifically methodical apparatus considers the influence of properties of transionospheric highway and provides the compensation of negative factors (absorption, reflection, and dispersion of radio signal) and allows increasing noise immunity of functioning of radio accomodation of the carrier of onboard radio local system on the average in 23%.

Developed method of systematic analysis of the influence of non-linear processes in multi-cascade radio reciving devices of onboard radio local systems in conditions of radio electronic counteraction allows determining the optimal meanings of parameters and the ways of connecting the devices that were created to oppress the non-linear distirtions in radio receiving devices. In addition, they were designed to project non-linear adaptive compensators for the expansion of their linear dynamic diapason taking into consideration the specifics of functioning of onboard radio local systems.

The use of developed methodology allows providing the margin for noise immunity of onboard radio local systems up to (8-10) %, taking into account some possible prospects for the development of electronic counteraction for the estimated period of expluatation of the mentioned telecommunication systems. An expected gain in the magnitude of relative probability of the quality of onboard radio local systems developed by scientifically-substantiated recommendations is (0,06-0,26) during the absence of interference (0,61-0,69) in the conditions of radio electronic counteraction (in comparison with the onboard radio local systems with the typical radio receiving device, the width of the linear range does not exceed (40-50) dB.

The use of nonlinear adaptive compensators allows obtaining the necessary values of parameters and methods of connecting radio devices that are designed to suppress nonlinear distortions in radio receiving devices, which allows increasing the reliability of functioning of onboard radio local systems up to (6-12) %.

Key words: onboard radio local system, dynamic diapason, radio local signal, means of telecommunication, non-linear adaptive compensation, noise immunity, amplitude characteristic, bandwidth, non-linear transmitting function, structural matrix of system, radio electronic counteraction.

List of publications of the applicant

1. Shefer O. V. Signal and parametrical identification / A. N. Silvestrov, V. N. Galai, O. V. Shefer // Control, Navigation and Communication Systems. – Poltava: PoltNTU, 2013, no. 1 (25), pp. 135-137.

2. Shefer O. V. Taking into account the elastic deformation during management complex technical systems / O. V. Shefer, V. N. Galay // Control, Navigation and Communication Systems. – Poltava: PoltNTU, 2013, no. 2 (26), pp. 48-54.

3. Shefer Oleksandr. Algorithm of identification of nonlinear technical systems according to measured data / O. Shefer, V. Galai // Control, Navigation and Communication Systems. – Poltava: PoltNTU, 2014, no. 3 (31), pp. 91-95.

4. Shefer O. V. Synthesis of optimal algorithms uncontrolled radiation signal processing for objects identification / O. V. Shefer // Control, Navigation and Communication Systems. – Poltava: PoltNTU, 2016, no. 4 (40), pp. 11-13.

5. Shefer O. V. Modern approach to the glimmer discharge elementary processes mechanism of radio-technical devices functional elements / O. V. Shefer // Telecommunication and information technologies. – K.: SUT, 2017, no. 1(54), pp. 67-72.

6. Shefer O. V. Geometric factor and its influence on navigation parameters determining error in pseudo-satellite radio system / O. V. Shulga, O. V. Shefer // Control, Navigation and Communication Systems. – Poltava: PoltNTU, 2017, no. 1 (41), pp. 75-77.

7. Shefer O. V. The approach to teaching intelligent decision support system of military solutions using a simulation model of combat operations / O. V. Shefer // Modern information technology in the field of security and defense. K.: NDUU. – 2017, no. 1(28), pp. 63-66.

8. Shefer O. V. Analysis of electric discharge properties variation mechanism as an improving key of radio navigational systems quality / O. V. Shefer // Control, Navigation and Communication Systems. – Poltava: PoltNTU, 2017, no. 2 (42), pp. 13-16.

9. Shefer O. V. The increase of radio technical noise immunity systems by adaptive pre-malignant and inverse correlation approach to the detection of the beneficial signal / O. V. Shefer // Scientific Notes UNDIIZ. – K.: SUT, 2017, no. 1(45), pp. 82-88.

10. Shefer O. V. The principle of pulsed plasma environment formation to improve the signals noise immunity / O. V. Shefer // Air-space technique and technology. – Kharkiv: NAU "KhAI", 2017, no. 2 (137), pp. 36-43.

11. Shefer O. V. Modern method of non-linear signals radiotechnical identification / O. V. Shefer // Systems of Arms and Military Equipment. Kharkiv: KNAFU, 2017, no. 1 (49), pp. 185-189.

12. Shefer O. V. Optimization of satellite telecommunication systems due to the space craft orbit injection / O. V. Shefer // The Scientific Journal "Electronics and control systems". K.: NAU, 2017, no. 1 (51), pp. 21-28.

13. Shefer O. V. An integral method of improving the noise immunity of information transmission in the system of communications with the spacecraft / O. V. Shefer // Zviyazok. – K.: SUT, 2017, no. 2, pp. 3-5.

14. Shefer O. V. Plasma's membrane channels of electrons' loss energy using to minimize the distortions and attenuation of signal connection with spacecraft / O. V. Shefer // Control, Navigation and Communication Systems. – Poltava: PoltNTU, 2017, no. 3 (43), pp. 139-142.

15. Shefer O. V. Noise immunity communication channel with the spacecraft formation by reducing the plasma density shock wave / O. V. Shefer // Science and Technology of the Air Force of Ukraine. Kharkiv: KNAFU, 2017, no. 2 (27), pp. 131-134.

16. Shefer O. V. The problem of plasma's environment geometry of pulsed media telecommunications formation / O. V. Shefer // Telecommunication and information technologies. – K.: SUT, 2017, no. 2(55), pp. 69-75.

17. Shefer O. V. Plasma parameters measuring method for satellite telecommunications noise immunity improve / O. V. Shefer // Announcer of

Khmelnitsky National University. Series: Engineering sciences. – Khmelnsky: KhNU, 2017, no. 3 (249), pp. 155-160.

18. Shefer O. V. Optimization of ionly-electronic processes of devices of radio-technical support, as a guarantee of qualitative telemetry with a fighting apparatus / O. V. Shefer // Information Processing Systems. – Kharkiv: KNAFU, 2017, no. 4 (150), pp. 31-38.

19. Shefer O. V. Radio engineering devices reliability improving concept by experimental research of ignition and discharge development in the plasma torch / O. V. Shulha, O. V. Shefer, D. M. Neliuba, M. M. Hontar // Scientific Notes UNDIIZ. – K.: SUT, 2017, no. 2(46), pp. 65-73.

20. Shefer O. V. The prospects and peculiarities of plasma with hollow cathode using for satellite telecommunications noise stability increase / O. V. Shefer // Arms and military equipment: scientific and technical journal. - K.: Center. Scientific research institute of arms and troops. Technicians of the Armed Forces of Ukraine, 2017. – no 2 (14), pp. 62-65.

21. Shefer O. V. Accurate definition equation of moments of rotating electrical machines of navigation devices / O. V. Shefer, D. M. Neliuba // Newsletter of Kremenchuk Mykhailo Ostrohradskyi National University. – Kremenchuk: KrNU, 2017, no. 3(104), pp. 27-32.

22. Shefer O. V. The investigation of the influence of the limited range of radio receiver devices on the quality of the indicators of radio systems' onboard quality / O. V. Shefer, E. V. Havrilko // Scientific Notes UNDIIZ. – K.: SUT, 2017, no. 4(48), pp. 18-23.

23. Shefer O. V. Plasma torch start reliability improving for further operating mode outputs control in spacecraft satellite radio communication devices / O. V. Shulha, O. V. Shefer // Control, Navigation and Communication Systems. – Poltava: PoltNTU, 2017, no. 4 (44), pp. 164-169.

24. Shefer O. V. Features research of plasma radiation sources in different modes for increasing spacecraft interference protection / O. V. Shulha, O. V. Shefer, D. M. Neliuba, M. M. Hontar // Zviazok. – K.: SUT, 2017, no. 3, pp. 12-14.

25. Shefer O. V. Experimental investigations of the electric field strength and plasma transmission the main results for radio technical devices and telecommunication facilities / O. V. Shefer // Scientific Works of Kharkiv National Air Force University. – Kharkiv: KNAFU, 2017, no. 4 (53), pp. 134-143.

26. Shefer O. V. Optimal low-temperature plasma conditions creation for the reduction of stochastic ionized environment density around the space craft / O. V. Shefer // Control, Navigation and Communication Systems. – Poltava: PoltNTU, 2017, no. 5(45), pp. 158-161.

27. Shefer O. V. Improvement of quality indicators of onboard radio local systems in real conditions of their application / S. V. Kozelkov, O. V. Shefer, O. V. Shulga // Telecommunication and information technologies. – K.: SUT, 2017. – no. 4(57), pp.23-29.

28. Shefer O. V. Probe studies of localized plasma, as a method of increasing the interference of satellite radio navigational systems on the area of sc's orbit injection / O. V. Shefer // Systems of control, navigation and communication. – Poltava: PoltNTU, 2017, no. 6 (46), pp. 9-14.

29. Shefer O. V. Method of determination of phase noises of radio devices and evaluation of their effects on the quality indicators of boat radio local systems / S. V. Kozelkov, O. V. Shefer, O. V. Shulga // Zviazok. – K.: SUT, 2017, no. 6, pp.12-16.

30. Shefer O. V. Algorithm of determining the Voltaire kernels of consolidated nonlinear analytic operator using a nonlinear input signal method / O. V. Shefer // Collection of abstracts on the materials of the V International Scientific and Technical Conference «Modern trends in the development of information and communication technologies and management tools». Poltava 3rd-4th January, 2014. – PoltNTU, pp. 7-10.

31. Shefer O. V. Determination of dependence of quality indicators on the width of linear dynamic range of a typical radio receiving / O. V. Shefer, R. V. Miyakushko // Theses of the 67th Scientific Conference of professors, teachers,

scientists, graduate students and students of the university. vol. 1. (Poltava, 2nd of April – 22th of May) – Poltava: PoltNTU, 2015, pp. 11-13.

32. Shefer O. V. A problem of filtration of signals and analytical graduation of sensors of mechatronic systems / O. V. Shefer, V. D. Dzivitskii // Theses of the 68th Scientific Conference of professors, teachers, scientists, graduate students and students of the university. vol. 1. (Poltava, 19th of April – 13th of May, 2016) – Poltava: PoltNTU, 2016, pp. 27-29.

33. Shefer Oleksandr. Problem of creation noise immunity systems telematic by integrating moving objects and the environment properties / O. Shefer // Synergetics, mechatronics, telematics road machines and systems in educational process and science. Research Papers Collection on International Scientific Conference Materials. – Ukraine, Kharkov, KhNAHU. – March, 16, 2017, pp. 7-9.

34. Shefer O. V. Modern aspects of construction of noise immune communication during the interaction of radio waves with the ionized environment / O. V. Shefer // The collection of scientific works by results of the Ukrainian scientific and practical conference "Modern Aspects of Mechanization and Automation of Power-consuming Industries". – Krasnoarmeysk Industrial Institute, DonNTU, Pokrovsk, 11th -12th of April, 2017, pp. 272-275.

35. Shefer O. V. New properties of plasma for effective use of a segment of satellite telecommunications / O. V. Shefer // Theses of reports of VIII International Scientific and Technical Conference "Problems of informatization". SUT. – Kyiv, 12th of April, 2017, p. 183.

36. Shefer O. V. The ways of construction of the reliable telemetric communication during the radio waves passage through the plasma / O. V. Shefer // The collection of scientific works of XI International Scientific and Practical Conference "Modern challenges in telecommunications". NTUU "Igor Sikorsky KPI". – Kyiv, 18th -21st of April, 2017, pp. 223-225.

37. Shefer Oleksandr. The analyses of plasma's influence factors on the satellite telecommunications noise immune / O. Shefer // Proceeding of the XIII International

Scientific-Technical Conference "AVIA-2017". – Ukraine, Kyiv, NAU. – 19th -21st of April, 2017, pp. 12.19-12.24.

38. Shefer O. V. The scientific and methodical device for assessment the opportunities of increase in noise stability of satellite telecommunications / O. V. Shefer // Materials of the XXIV International Scientific and Practical Conference "Current Problems of Activity of Society". Mykhailo Ostrohradskyi KrNU. – Kremenchuk, 20th -21st of April, 2017, p. 73.

39. Shefer O. V. The latest approach on providing reliable telemetry in time of electromagnetic waves passage through plasma / O. V. Shefer // Theses of the 69th Scientific Conference of professors, teachers, scientists, graduate students and students of the university. vol. 1. (Poltava, 19th of April – 19th of May, 2017) – Poltava: PoltNTU, 2017, pp. 23-24.

40. Shefer Oleksandr. Characteristics of plasma environment according to the discharge gap parameters / O. Shefer // Problems of modern power engineering and automation in the system nature management (theory, practice, history, education). Proceeding of the VI International Scientific-Technical Conference. – Ukraine, Kyiv, NULES. – 15th -19th of May, 2017, pp. 64-66.

41. Shefer O. V. Method of improving the electromagnetic compatibility of communication with a mobile object, which passes through the ionospheric plasma / O. V. Shefer // Problems of electromagnetic compatibility of perspective wireless networks of communication (EMS-2017): Collection of scientific works of the third International Scientific and Technical Conference, Kharkiv 23rd-24th of May, 2017. – Kharkiv: KhNURE, 2017, pp. 55-57.

42. Shefer O. V. About the possibility of plasma partial enlightenment around the spacecraft to improve quality of ground and satellite telecommunications operation / O. V. Shefer // Theoretical and application-oriented aspects of radio engineering and instrument making. Materials of III Ukrainian Scientific and Technical Conference, 8th -9th of June, 2017: collection of theses and reports– Ternopil: Ivan Pul'uj TNTU, 2017, pp. 97-99.

43. Shefer O. V. Innovations is the noise immune channel direction with the spacecraft formation / O. V. Shefer // Mechatronic systems: of innovation and engineering (MSIE-2017). Proceedings of the International Scientific-Practical Conference. – Ukraine, Kyiv, KNUTD. – June, 15, 2017, pp. 119-120.

44. Shefer Oleksandr. Scientifically-technical solutions that are connected with the increase of satellite telecommunications signals' noise immunity during sc's sea start / O. Shefer // Modern power plants in transport and technologies and maintenance equipment (MPPTTME-2017). Materials of the VIII International Scientific and Practical Conference. – Ukraine, Kherson, KhSMA – September, 28-29, 2017, pp. 177-178.

45. Shefer O. Increasing of satellite telecommunication systems exploitation noise immunity on the area of space craft's near-earth orbit injection / O. Shefer // Proceeding of the V International Scientific-Technical Conference "Problems of informatization". Cherkasy – Baku – Bielsko-Biala – Poltava – Ukraine, Cherkasy, CherkSTU. – November, 13-15, 2017, pp. 19-20.

46. Shefer O. V. Innovative method of providing the communication with high-speed moving objects / O. V. Shefer // Materials of the VI International Scientific and Practical Conference "Management of high-speed moving objects and professional training of complex systems operators" 23rd-24th November, 2017, Kropivnitsky. – Flight Academy NAU, 2017. – pp. 68-70.

47. Shefer O. V. Analysis of quality indicators of boat radio local systems for the studies of distance objects / O. V. Shefer // Proceeding of III Ukrainian Scientific and Practical Conference "Electronic and Mechatronic systems: theory, innovation, practice". – Ukraine, Poltava, PoltNTU, December 4, 2017, pp. 106-107.

48. Shefer O. V. Development of the methodic of representation and researching the complicated non-linear radio devices of high order with the help of modified structure matrixes of systems / O. V. Shefer // Abstracts of X International Scientific and Practical Conference "Problems and prospects of the development of academic and university science" – Ukraine, Poltava, PoltNTU, 6th -8th of December, 2017, pp. 287-293.

49. Shefer O. V. Increasing of capacity of radio receivers by improving the mathematical apparatus for the analysis of non-linearities on the basis of Volterra series / O. V. Shefer // Theses of reports of IX International Scientific and Technical Conference "Problems of informatization". SUT. – Kyiv, 12th of December, 2017, p. 81.

50. Shefer O. V. Method of increasing the noise immunity of radio signals including non-linear inertial processes / O. V. Shefer // Theses of reports of IX International Scientific and Technical Conference "Problems of informatization". SUT. – Kyiv, 13th of December, 2017, pp. 81-82.

51. Shefer O. V. Investigation of nonlinear processes in radio devices as a guarantee of increase the quality functioning for radiolocation systems / O. V. Shefer, V. P. Dorohobid // Modern methods, innovations and experience of practical application in the field of technical sciences: International Research and Practice - Conference. – Republic of Poland, Radom, RAE. – December, 27-28, 2017, pp. 48-52.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ.....	28
ВСТУП.....	30
РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ ІСНУЮЧИХ ТА ПЕРСПЕКТИВНИХ НАПРЯМІВ ПІДВИЩЕННЯ ЯКОСТІ ФУНКЦІОНУВАННЯ БОРТОВИХ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИСТЕМ (БРЛС).....	43
1.1. Дослідження шляхів удосконалення показників якості БРЛС у реальних умовах їх застосування.....	43
1.2. Порівняльна характеристика сучасних схемних способів розширення динамічного діапазону радіоприймальних пристроїв (РПП).....	59
1.3. Аналітичний огляд відомих і перспективних теоретичних методів дослідження нелінійних процесів у РПП.....	66
1.4. Дослідження впливу середовища розповсюдження радіохвиль на показники якості БРЛС.....	76
1.4.1. Аналіз характеристик середовища розповсюдження радіохвиль.....	76
1.4.2. Аналітичний огляд факторів збурень середовища розповсюдження радіохвиль.....	78
1.4.3. Оцінка використання сучасних методів підвищення завадостійкості РПП БРЛС	94
1.5. Формулювання наукової проблеми та постановка завдань досліджень.....	98
Висновки за розділом.....	103
РОЗДІЛ 2. ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ НЕЛІНІЙНИХ ПРОЦЕСІВ БАГАТОКАСКАДНИХ РПП НА ПОКАЗНИКИ ЯКОСТІ БРЛС.....	106
2.1. Обґрунтування методу визначення нелінійних передавальних функцій (НПФ) широкого класу багатомірних радіопристроїв (РП) на основі використання нелінійних вхідних сигналів.....	106

2.2. Синтез алгоритму визначення ядер Вольтерра оберненого нелінійного аналітичного оператора із застосуванням методу нелінійних вхідних сигналів.....	112
2.3. Розроблення методу представлення та дослідження складних нелінійних радіопристроїв високого порядку за допомогою модифікованих структурних матриць систем.....	114
2.4. Аналіз багатокаскадних РПП БРЛС із урахуванням частотної залежності нелінійних амплітудних характеристик (АХ) їх каскадів.....	118
2.5. Дослідження впливу обмеженості динамічного діапазону РПП на показники якості БРЛС, внаслідок нелінійності його АХ.....	124
2.6. Визначення залежності показників якості БРЛС від ширини лінійного динамічного діапазону типового РПП.....	130
Висновки за розділом.....	134
РОЗДІЛ 3. СИНТЕЗ ФУНКЦІОНАЛЬНОГО МЕТОДУ АНАЛІЗУ НЕЛІНІЙНИХ ІНЕРЦІЙНИХ ПРОЦЕСІВ У РАДІОПРИСТРОЯХ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ ЇХ ВПЛИВУ НА ЗАВАДОСТІЙКІСТЬ БРЛС.....	136
3.1. Аналіз особливостей сигналів неконтрольованого випромінювання і обґрунтування математичних моделей ідентифікації процесів бортової навігаційної апаратури.....	136
3.2. Синтез моделі командно-вимірювальної БРЛС.....	151
3.3. Оцінка впливу обмеженості лінійного динамічного діапазону РПП БРЛС на стійкість і пропускну спроможність.....	160
3.4. Синтез алгоритму оптимального оброблення радіосигналів БРЛС.....	167
Висновки за розділом.....	177
РОЗДІЛ 4. РОЗРОБКА МЕТОДУ ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ ПРОХОДЖЕННЯ РАДІОСИГНАЛІВ БРЛС ЧЕРЕЗ ІОНОСФЕРНЕ СЕРЕДОВИЩЕ.....	179

4.1. Обґрунтування методу підвищення завадостійкості проходження радіосигналів БРЛС.....	179
4.2. Розроблення методу локального зниження щільності іоносферної плівки навколо носія БРЛС для підвищення завадостійкості радіосигналів.....	187
4.3. Метод зондових досліджень енергоефективного від'ємного випромінювання для підвищення якості функціонування БРЛС.....	209
4.4. Розроблення експериментальної установки на основі методу зондових досліджень для покращення завадостійкості радіосигналів та її налаштування.....	216
Висновки за розділом.....	225
РОЗДІЛ 5. ІМІТАЦІЙНЕ МОДЕЛЮВАННЯ І ПРОГНОЗУВАННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ РПП БРЛС В УМОВАХ НЕОДНОРІДНОСТІ ІОНОСФЕРНОГО СЕРЕДОВИЩА.....	227
5.1. Розроблення програми і методики експериментальних досліджень методів підвищення завадостійкості РПП БРЛС	228
5.2. Умови моделювання впливу збурень іоносфери на стійкість РПП БРЛС.....	231
5.3. Синтез моделі розповсюдження радіохвиль у трансіоносферному середовищі.....	240
5.4. Обробка отриманих результатів математичного моделювання.....	246
5.5 Порівняльна оцінка отриманих теоретичних і експериментальних результатів.....	251
Висновки за розділом.....	261
РОЗДІЛ 6. НАУКОВО-ПРАКТИЧНА РЕАЛІЗАЦІЯ РОЗРОБЛЕНИХ МЕТОДІВ ПІДВИЩЕННЯ ПОКАЗНИКІВ ЯКОСТІ ФУНКЦІОНУВАННЯ БРЛС НА ОСНОВІ СИНТЕЗУ АДАПТИВНИХ КОМПЕНСАТОРІВ.....	264

6.1. Синтез адаптивного алгоритму компенсації нелінійних спотворень у радіопристроях.....	264
6.2. Оцінювання динамічних характеристик та точності адаптивної компенсації нелінійних спотворень (АКНС) із урахуванням внутрішніх шумів та неідеальності параметрів їх елементів.....	269
6.3. Експериментальне дослідження моделі АКНС.....	281
6.4. Практичні рекомендації по розширенню лінійного динамічного діапазону РПП для підвищення показників якості БРЛС.....	287
Висновки за розділом.....	298
ВИСНОВКИ	300
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	303
ДОДАТКИ	331

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

АКНС	– адаптивна компенсація нелінійних спотворень;
АНЧ	– автоматичне налаштування частоти;
АРП	– автоматичне регулювання підсилення;
АРЧ	– адаптивне регулювання чутливості;
АФК	– амплітудно-фазова конверсія;
АС	– антенна система;
АХ	– амплітудна характеристика;
БРЛС	– бортова радіолокаційна система;
ВВЧ	– вкрай високочастотний;
ЕМО	– електромагнітне оточення;
ЗЗ	– зворотний зв'язок;
КА	– космічний апарат;
КВС	– контрольно-вимірювальна система;
КЕ	– концентрація електронів;
МНК	– метод найменших квадратів;
МСКП	– мінімум середньоквадратичної похибки;
НВ	– неконтрольоване випромінювання;
НВЧ	– надвисокочастотний;
НПФ	– нелінійна передавальна функція;
РЕП	– радіоелектронна протидія;
РЛЗ	– радіолокаційне зображення;
РЛС	– радіолокаційна система;
РП	– радіопристрій, як такий;
РПП	– радіоприймальний пристрій;
РТС	– радіотехнічна система;
САК	– система автоматичного керування;
СКП	– середньоквадратична похибка;
СМС	– структурна матриця системи;

- ТВЧ – тракт високої частоти;
- ТНЧ – тракт низької частоти;
- ТРЧ – тракт радіо частоти;
- ТПЧ – тракт проміжної частоти;
- ТС – телекомунікаційна система;
- ТТХ – тактико-технічна характеристика;
- ФП – функціональний підсилювач;
- ЧСЗ – частотно-селективне завмирання.

ВСТУП

Актуальність теми. Для забезпечення незалежності й суверенітету, Україна повинна підвищувати рівень економічного потенціалу й народного добробуту держави.

Прогрес у вирішенні комплексу державних завдань із побудови перспективних телекомунікаційних систем тісно пов'язаний із прийняттям "Концепції реалізації державної політики у сфері космічної діяльності на період до 2032 року" [1], котра нерозривна зі Стратегією національної безпеки України [2], а також тенденціями розвитку української космічної програми та удосконаленням науково-технічного і виробничого потенціалу галузі розвитку телекомунікаційної інфраструктури, згідно зі Стратегією сталого розвитку "Україна-2020" [3].

Питання побудови перспективних телекомунікаційних систем та шляхи удосконалення існуючих свідчать, що найбільш ефективним є покращення якості функціонування бортових радіолокаційних систем (БРЛС).

Особливо значне зниження показників якості БРЛС простежується в умовах впливу організованих і несанкціонованих завод на вхід їх радіоприймальних пристроїв (РПП), що характеризує найбільш імовірні, реальні умови функціонування.

Відомий досвід експлуатації БРЛС показав [4-16], що вони мають низькі показники якості функціонування в умовах радіоелектронної протидії (РЕП), тому, з урахуванням перспектив удосконалення засобів РЕП, на передній план висувається проблема підвищення реальних показників якості БРЛС в очікуваних умовах їх використання. Це можливо здійснити на основі більш повної реалізації потенційних можливостей телекомунікаційних систем.

Можливості практичної реалізації потенційних характеристик БРЛС суттєво обмежені низкою внутрішніх (відносно низька апаратурна надійність та нестабільність параметрів телекомунікаційних систем, обмеженість динамічного діапазону приймальних пристроїв БРЛС) і зовнішніх чинників

(нестационарність у часі умов поширення радіохвиль, відхилення носія БРЛС від рівномірного прямолінійного руху, потрапляння завад на вхід РПП БРЛС). Цим насамперед і пояснюється наявне на даний час помітне відставання реальних показників якості БРЛС від їх потенційних можливостей.

Найвагомішим фактором, котрий істотно впливає на якість функціонування БРЛС та їх завадостійкість в умовах РЕП є обмеженість динамічного діапазону реальних РПП внаслідок нелінійності їх амплітудних характеристик (АХ) [4]. Ефект обмеженості динамічного діапазону РПП перевищує дію інших факторів у ряді випадків. Особливо це простежується під час впливу завад різного роду на РПП [17-20].

Практична реалізація потенційних можливостей БРЛС, котрі на даний час суттєво вищі від реально досяжних їх технічних характеристик, є однією із головних задач сучасної теорії і практики телекомунікаційних систем.

На сьогодні можна підвищити якість функціонування БРЛС насамперед застосуванням сучасних радіотехнічних методів, які набули значного розвитку завдяки ґрунтовним дослідженням учених, центральне місце серед яких належить науковим роботам, проведеним М. М. Бугом, С. Грехомом, Дж. Гудменом, М. А. Івановим, С. В. Козелковим, А. В. Корольовим, В. А. Краснобаєвим, С. Маасом, А. І. Погорєловим, С. І. Приходьком, Г. В. Стоговим, В. І. Тіхоновим, С. Е. Фальковичем, А. І. Фальком, Л. М. Фінком, Я. Д. Ширманом та ін.

Необхідно звернути увагу на те, що нелінійні процеси в реальних РПП є мало вивченими й одними з тих, котрі найбільш важко усуваються. Крім того, вони суттєво та багатогранно впливають на якість функціонування телекомунікаційних систем й у загальному випадку недостатньо піддаються суворому й точному опису та обліку. У зв'язку з цим однією з найбільш важливих актуальних задач, спрямованих на підвищення показників якості БРЛС, є розширення динамічного діапазону їх РПП.

Слід також відмітити, що підвищення ступеня лінійності АХ радіоелектронних приладів має дуже важливе значення для удосконалення

систем автоматичного керування (САК). Зокрема нелінійність АХ реальних радіоелектронних приладів – основна перепона на шляху практичного створення інваріантних САК до обстановки за наявності завад.

Однак, відомі способи розширення лінійного динамічного діапазону РПП, до яких належать передусім схеми автоматичного регулювання підсилення (АРП), системи адаптивного регулювання чутливості (АРЧ), а також функціональні підсилювачі (ФП) із нелінійною АХ, не повною мірою придатні для підвищення показників якості БРЛС в умовах РЕП. Дані способи засновані на нелінійному узгодженні динамічного діапазону вхідних впливів із відносно вузьким динамічним діапазоном вихідних сигналів, тому їх застосування супроводжується незворотними втратами частини інформації, зниженням дальності дії БРЛС і значними амплітудними та фазовими нелінійними спотвореннями. Це призводить до суттєвого зниження показників якості телекомунікаційних систем (у ряді випадків їх точність на порядок нижча від точності БРЛС із лінійним РПП через нелінійність АХ), а також до значного погіршення їх завадостійкості.

З іншого боку, для розширення динамічного діапазону РПП БРЛС способи, засновані на застосуванні схем із від'ємним лінійним зворотним зв'язком (ЗЗ) є малоприматними. Це обумовлено зменшенням коефіцієнта передачі РПП і, отже, зниженням його чутливості, що призводить до зниження дальності дії БРЛС і втрати інформації про слабкі радіолокаційні цілі. Груповий характер радіолокаційних сигналів суттєво обмежує можливості застосування методу, заснованого на багаторазовому послідовному в часі використанні лінійної ділянки АХ радіоелектронних приладів. Разом із тим оптимальні в принциповому відношенні відомі лінійні способи розширення динамічного діапазону РПП, засновані на застосуванні схем компенсацій, корекції нелінійних спотворень, а також схем із нелінійним від'ємним ЗЗ, належать до жорстких (тобто постійно включених) заходів захисту, оскільки використовуються детерміновані фільтри з апріорно визначеними й постійними у часі параметрами. У зв'язку із цим дані способи дуже чутливі до неминучих

помилки налагодження, апаратної реалізації та тимчасової нестационарності параметрів реальних радіопристроїв. Як наслідок, відомі лінійні способи мають недостатню точність пригнічення нелінійних спотворень і задовільно функціонують тільки у відносно вузькому динамічному діапазоні вхідних впливів, поза яким вони неефективні й можуть вносити додаткові спотворення.

Тому досить актуальним на даний час є розроблення адаптивних способів розширення лінійного динамічного діапазону РПП БРЛС, котрі були б вільні від зазначених вище недоліків відомих детермінованих лінійних способів. При цьому, з практичної точки зору, найбільш доцільним і перспективним є синтез адаптивних схем компенсації нелінійних спотворень. Це обумовлено тим, що дані схеми є найбільш простими, мають найвищі потенційні характеристики точності та не знижують надійність БРЛС, оскільки вихід із ладу компенсуючого фільтра не призводить до відмови РПП, на відміну від відомих адаптивних компенсаторів завад у лінійних РПП, котрі в цьому контексті тільки умовно названі лінійними.

Очевидно, що можливості підвищення показників якості БРЛС на основі синтезу нелінійних адаптивних компенсаторів можуть бути успішно практично реалізовані лише на основі адекватного уявлення й точного аналізу нелінійних процесів у РПП з урахуванням частотно-залежного характеру його нелінійних АХ. Крім того, для визначення науково-обґрунтованих вимог до ширини лінійного динамічного діапазону як РПП в цілому, так і окремих його каскадів, для заданих умов застосування БРЛС необхідно провести конструктивне дослідження впливу нелінійності АХ реальних багатокаскадних РПП на показники якості БРЛС. При цьому вірогідність знаходження оптимальних варіантів побудови нелінійних адаптивних компенсаторів і способів їх підключення до РПП значною мірою визначається можливістю наочного представлення досліджуваних РП на різних рівнях їх деталізації і зручністю методики аналізу для аналітичних досліджень і чисельних розрахунків із застосування ЕОМ.

На сьогодні вплив нелінійності АХ РПП на якість функціонування БРЛС вивчений недостатньо. Зокрема, відсутня реальна можливість інтегрально оцінити вплив нелінійних процесів у РПП безпосередньо на показники якості БРЛС, котрі справедливі лише для відносно вузького класу порівняно простих однокаскадних безінерційних РПП. З іншого боку, у процесі аналізу завадостійкості БРЛС виходять, як правило, з припущень про лінійність РПП. Однак нелінійний вплив завад унаслідок неминучої нелінійності АХ реальних РПП значною мірою знижує показники якості телекомунікаційних систем (ТС). Урахування нелінійної інтерференції завад і боротьба з нею дуже ускладнені, порівняно з методами дослідження й підвищення завадостійкості лінійних РПП БРЛС. Отримані на даний час результати аналізу впливу завад на БРЛС із нелінійними РПП мають, як правило, досить обмежену область застосування і носять в основному якісний характер [4].

Дотепер дослідження проводилися зазвичай із умов введення досить серйозних припущень щодо спрощення і недостатньою мірою враховували специфічні особливості проходження суміші радіолокаційних сигналів і завад у складних багатокаскадних РПП. Порівняння результатів із даними аналізу в лінійному наближенні, які були отримані різними методами, у ряді випадків досить ускладнене. Деякі результати недостатньо добре поєднуються із критеріями оцінки нелінійних властивостей РПП, котрі використовуються на практиці.

Отже, *актуальною науково-технічною проблемою* є теоретичне обґрунтування та розроблення методології підвищення якості функціонування бортових радіолокаційних систем на основі удосконалення адаптивних методів компенсації нелінійних спотворень.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами і темами. Дисертаційні дослідження проводилися в рамках «Концепції реалізації державної політики у сфері космічної діяльності на період до 2032 року» (постанова Кабінету Міністрів України від 30 березня 2011 р. № 238-р) та «Загальнодержавної цільової науково-технічної космічної програми України на

2013-2017 роки” (постанова Кабінету Міністрів України від 15 лютого 2012 р., № 79) та Національного космічного агентства України шифри: «Впровадження - КС», «Обґрунтування - КС», «Спостереження - НУ», «Інтеграція», «Перспектива – КА»; Міністерства оборони України шифри: «КНК - 58250», «Платан», «Тясмин», «Цямрина - 10», «Метр» відповідно до напрямів наукової діяльності Центрального науково-дослідного інституту навігації і управління (м. Київ) та Полтавського національного технічного університету імені Юрія Кондратюка.

Мета роботи і завдання дослідження. Метою дисертаційної роботи є підвищення якості функціонування бортових радіолокаційних систем.

Для досягнення поставленої мети у дисертаційній роботі сформульовані і вирішені наступні *наукові завдання*:

1. Провести дослідження існуючих та перспективних методів підвищення якості функціонування бортових радіолокаційних систем.

2. Розробити аналітичний метод визначення науково обґрунтованих вимог до частотно-залежних параметрів як у цілому, так і окремих каскадів радіоприймальних пристроїв.

3. Забезпечити подальший розвиток теоретичних основ функціонального методу у напрямку розробки методів визначення ядер Вольтерра багатомірних радіопристроїв високого порядку й обернених нелінійних аналітичних операторів.

4. Провести дослідження функціональної залежності показників якості бортових радіолокаційних систем від ширини лінійного динамічного діапазону.

5. Розробити метод підвищення завадостійкості функціонування бортових радіолокаційних систем шляхом впливу на іоносферне середовище розповсюдження радіохвиль.

6. Удосконалити модель урахування впливу частотно-селективних властивостей трансіоносферного розповсюдження радіохвиль на завадостійкість радіоприймальних пристроїв.

7. Розробити адаптивний метод компенсації нелінійних спотворень у радіопристроях для розширення їх лінійного динамічного діапазону.

8. Провести оцінку ефективності застосування розроблених практичних рекомендацій для підвищення показників якості сучасних і перспективних бортових радіолокаційних систем у найбільш імовірних умовах їх застосування.

Об'єктом дослідження є процес адаптивної компенсації нелінійних спотворень радіосигналу.

Предмет дослідження – радіоприймальні пристрої бортових радіолокаційних систем.

Методи дослідження. Теоретичною базою для вирішення сформульованої науково-технічної проблеми є теорія завадостійкості та статистичної радіотехніки, математичного аналізу й синтезу. У процесі досліджень використані класичні та сучасні методи теорії сигналів і систем, теорії оптимального оцінювання параметрів та станів і теорії виявлення сигналів для визначення вимог до частотно-залежних параметрів системи та функціональної залежності показників якості. Під час вирішення завдань використовувався апарат теорії ймовірностей, функціональний метод рядів Вольтерра для дослідження нелінійних процесів. Методи теорії завадостійкості використані для підвищення надійності зв'язку. Розроблений метод компенсації нелінійних спотворень у радіопристроях ґрунтується на методах виявлення й адаптивного оброблення сигналів для розширення лінійного динамічного діапазону. Основні практичні результати отримано з використанням сучасних методів імітаційного моделювання, обчислювальної математики та прийняття рішень. Одночасно з аналітичними розрахунками отримані експериментальні результати оцінювалися за допомогою методів математичної статистики.

Наукова новизна отриманих результатів:

1. Вперше запропоновано аналітичний метод визначення науково обґрунтованих вимог до частотно-залежних параметрів як у цілому, так і окремих каскадів радіоприймальних пристроїв, котрий відрізняється від відомих методів тим, що базується на урахуванні статистичних і спектральних

характеристик радіолокаційних сигналів і завад, що дозволяє визначити мажоритарні вимоги до динамічного діапазону каскадів.

2. Отримав подальший розвиток метод аналізу впливу нелінійних процесів у багатокаскадних радіоприймальних пристроях за рахунок адекватного опису радіопристроїв високого порядку з максимально повним урахуванням їх нелінійних і динамічних властивостей, що дозволило провести оцінку показників якості бортових радіолокаційних систем в умовах радіоелектронної протидії.

3. Вперше розроблено метод функціональної залежності показників якості бортових радіолокаційних систем від ширини лінійного динамічного діапазону радіоприймальних пристроїв, який, на відміну від існуючих, враховує найбільш імовірні умови їх практичного застосування та дозволяє побудувати адекватну модель нелінійних процесів.

4. Вперше одержано метод локального зниження щільності іоносферної плазми для підтримання надійності зв'язку та підвищення завадостійкості функціонування радіоприймальних пристроїв бортових радіолокаційних систем, котрий відрізняється від відомих методів високою енергоефективністю.

5. Удосконалено модель урахування впливу частотно-селективних властивостей трансіоносферного розповсюдження радіохвиль на завадостійкість радіоприймальних пристроїв, котра відрізняється від існуючих тим, що дає можливість урахувати взаємозв'язок статистичних параметрів передавальних характеристик каналу зв'язку з фізичними параметрами іоносфери та частотними параметрами радіосигналів бортових радіолокаційних систем.

6. Розроблено адаптивний метод компенсації нелінійних спотворень у радіопристроях на основі застосування синтезованих нелінійних адаптивних компенсаторів для розширення лінійного динамічного діапазону радіоприймальних пристроїв, котрий відрізняється від відомих тим, що не призводить до зниження надійності бортових радіолокаційних систем як в апаратурному, так і в функціональному сенсі, що дозволило підвищити якість

функціонування бортових радіолокаційних систем.

Практичне значення одержаних результатів полягає в наступному:

1. Використання удосконаленого адаптивного методу компенсації нелінійних спотворень у радіопристроях дозволяє підвищити якість функціонування бортових радіолокаційних систем в умовах радіоелектронної протидії у (1,82-2,03) рази, порівняно з існуючими методами, що забезпечує достовірність та якість прийому й оброблення радіосигналів у реальних умовах.

2. Розроблені рекурентні алгоритми та методика знаходження ядер Вольтерра багатомірних радіотехнічних систем високого порядку й обернених нелінійних аналітичних операторів дозволяють покращити точність оцінювання реальних показників якості бортових радіолокаційних систем на (5-7)% у заданих умовах їх функціонування.

3. Розроблений науково-методичний апарат враховує вплив властивостей трансіоносферного тракту й забезпечує компенсацію негативних чинників (поглинання, відбиття та розсіювання радіосигналу) та дозволяє підвищити завадостійкість функціонування радіообладнання носія бортової радіолокаційної системи в середньому на 23%.

4. Розроблений метод системного аналізу впливу нелінійних процесів у багатокаскадних радіоприймальних пристроях бортових радіолокаційних систем в умовах радіоелектронної протидії дозволяє визначати оптимальні значення параметрів і способи підключення пристроїв, призначених для пригнічення нелінійних спотворень у радіоприймальних пристроях та проектувати нелінійні адаптивні компенсатори для розширення їх лінійного динамічного діапазону з урахуванням специфіки функціонування бортових радіолокаційних систем.

Використання розробленої методології дозволить забезпечити запас за завадостійкістю бортових радіолокаційних систем до (8-10)%, що враховує можливі перспективи розвитку засобів радіоелектронної протидії на передбачуваний період експлуатації даних телекомунікаційних систем.

Очікуваний виграш у величині відносного ймовірного показника якості бортових радіолокаційних систем при застосуванні розроблених науково-обґрунтованих рекомендацій становить (0,06-0,26) за відсутності завад, (0,61-0,69) в умовах радіоелектронної протидії (порівняно з бортовою радіолокаційною системою з типовим радіоприймальним пристроєм, ширина лінійного діапазону котрого не перевищує (40-50) дБ.

Застосування нелінійних адаптивних компенсаторів дозволяє отримати необхідні значення параметрів і способи підключення радіопристроїв, призначених для пригнічення нелінійних спотворень у РПП, що дозволить на (6-12)% підвищити надійність функціонування БРЛС.

Достовірність результатів дисертаційного дослідження підтверджується їх співставленням та відсутністю протиріч із основними положеннями теорії статистичних рішень нелінійних радіопристроїв, а також збіжністю отриманих висновків із даними математичного моделювання та експериментальної перевірки.

Результати роботи впроваджені у Центральноукраїнському національному технічному університеті, Центрі прийому і обробки спеціальної інформації та контролю навігаційного поля Національного центру управління та випробувань космічних засобів, Центральному науково-дослідному інституті навігації і управління, Інституті фізики напівпровідників ім. В. Є. Лашкарьова Національної академії наук України, Полтавській філії ПАТ «Укртелеком», Державному університеті телекомунікацій, Полтавському національному технічному університеті імені Юрія Кондратюка.

Особистий внесок здобувача. Усі основні наукові результати дисертаційних досліджень отримані автором особисто та опубліковані з необхідною повнотою.

Із опублікованих у співавторстві наукових роботах для дисертаційної роботи взяті саме ті ідеї та положення, котрі особисто розроблені здобувачем. Матеріали досліджень опубліковані в 51 друкованій праці.

У роботах зі співавторством автору безпосередньо належить наступне. У [65] запропоновано підходи щодо розширення динамічного діапазону радіоприймальних пристроїв; у [119] структуровано вплив похибок на навігаційні параметри; в [168] розроблено алгоритм виконання процесу ідентифікації параметрів нелінійних технічних систем; у [169] визначено різницю між апроксимативними і параметричними підходами до задачі ідентифікації та сферу їх коректного застосування; у [172] проведено системний аналіз інтегрального впливу нелінійності амплітудних характеристик реальних радіоприймальних пристроїв; у [173] визначено закономірності впливу негаусівських завад на обробку сигналів неконтрольованих випромінювань та розроблення алгоритмів ідентифікації; у [176] розроблено метод визначення фазових шумів радіопристроїв та алгоритм аналізу впливу нелінійних процесів на показники якості бортових радіолокаційних систем; у [226, 227] визначена залежність, форма та характеристики імпульсного розряду засобів навігації; у [232] розроблена загальна концепція підвищення надійності радіотехнічних пристроїв; у [257, 260] врахування пружних деформацій під час обертання параболічного відбивача та їх вплив на результати експерименту.

Апробація результатів дисертації. Основні положення і результати дисертаційних досліджень, практичні висновки та рекомендації, одержані в процесі досліджень, були апробовані, оприлюднені та отримали позитивну оцінку у ході:

V Міжнародної науково-технічної конференції «Сучасні напрями розвитку інформаційно-комунікаційних технологій та засобів управління» (Полтава, 2014); Регіональної конференції МСЕ «Тенденції розвитку конвергентних мереж: рішення пост-NGN, 4G і 5G» (Київ, 2016); 67-ї, 68-ї та 69-ї наукової конференції професорів, викладачів, наукових працівників, аспірантів та студентів ПолтНТУ (Полтава, 2015-2017); Міжнародної науково-практичної конференції «Synergetics, mechatronics, telematics road machines and systems in educational process and science» (Харків, 2017); VIII та IX

Міжнародної науково-технічної конференції «Проблеми інформатизації» (Київ, 2017); Всеукраїнської науково-практичної конференції «Сучасні аспекти механізації та автоматизації енергоємних виробництв» (Покровськ, 2017); XI Міжнародної науково-технічної конференції «Проблеми телекомунікацій» (Київ, 2017); XIII Міжнародної науково-технічної конференції «AVIA-2017» (Київ, 2017); XXIV Міжнародної науково-практичної конференції «Problems of modern power engineering and automation in the system nature management» (Кременчук, 2017); VI Міжнародної науково-технічної конференції «Проблеми сучасної енергетики і автоматики в системі природокористування» (Київ, 2017); III Міжнародної науково-технічної конференції «Проблеми електромагнітної сумісності перспективних бездротових мереж зв'язку (EMC-2017)» (Харків, 2017); III Всеукраїнської науково-технічної конференції «Теоретичні та прикладні аспекти радіотехніки і приладобудування» (Тернопіль, 2017); Міжнародної науково-практичної конференції «Mechatronic systems: of innovation and engineering (MSIE-2017)» (Київ, 2017); Регіональної конференції МСЕ «Перспективи надання послуг на основі мереж пост-NGN, 4G і 5G. Організаційні та технічні рішення по їх побудові та захисту» (Київ, 2017); VIII Міжнародної науково-практичної конференції «Modern power plants in transport and technologies and maintenance equipment (MPPTTME-2017)» (Херсон, 2017); V Міжнародної науково-технічної конференції «Problems of informatization» (Черкаси, 2017); VI Міжнародної науково-практичної конференції «Управління високошвидкісними рухомими об'єктами та професійна підготовка операторів складних систем» (Кропивницький, 2017); III Всеукраїнської науково-практичної Інтернет-конференції «Електронні та мехатронні системи: теорія, інновації, практика» (Полтава, 2017); X Міжнародної науково-практичної конференції «Проблеми й перспективи розвитку академічної та університетської науки» (Полтава, 2017); Міжнародної науково-практичної конференції «Modern methods, innovations and experience of practical application in the field of technical sciences» (Радом, Польща, 2017), а також на семінарах

Центрального науково-дослідного інституту навігації і управління та розширених засіданнях кафедри автоматики та електроприводу Полтавського національного технічного університету імені Юрія Кондратюка.

Публікації. Основні результати дисертаційних досліджень опубліковано після захисту кандидатської дисертації в 51 науковій праці, 36 з яких – одноосібні.

Усього опубліковано 29 статей у наукових фахових виданнях та збірниках наукових праць, що входять до переліку рекомендованих МОН України [65, 119, 168, 169, 172, 173, 176, 216, 220, 221, 224, 226, 227, 232, 236, 238, 257, 261], (17 з них одноосібні) у тому числі 11 статей – міжнародні публікації або у збірниках, що входять до міжнародних наукометричних баз [200, 201, 214, 215, 217, 234, 237, 239, 243, 249, 260]. Опубліковано 22 доповіді на наукових, науково-практичних і науково-технічних конференціях (семінарах) різного рівня [17, 87, 111, 112, 114, 134, 147, 150, 171, 186, 197, 210, 211, 213, 218, 219, 223, 225, 233, 235, 240, 259], з яких 16 на міжнародних конференціях [87, 111, 114, 134, 147, 150, 171, 186, 197, 210, 213, 218, 219, 223, 233, 240].

Структура та обсяг дисертації. Дисертаційна робота складається з переліку умовних скорочень, вступу, шести розділів, висновків, списку використаних джерел і додатків. Робота містить 388 сторінок: 274 сторінки основного тексту, 79 рисунків і 13 таблиць у тексті, список використаних джерел із 267 найменувань та 9 додатків на 57 сторінках.

РОЗДІЛ 1

**АНАЛІЗ ІСНУЮЧИХ ТА ПЕРСПЕКТИВНИХ НАПРЯМІВ
ПІДВИЩЕННЯ ЯКОСТІ ФУНКЦІОНУВАННЯ БОРТОВИХ
РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИСТЕМ**

1.1. Дослідження шляхів удосконалення показників якості БРЛС у реальних умовах їх застосування

Проведений автором даних дисертаційних досліджень порівняльний аналіз шляхів та напрямів підвищення показників якості БРЛС, із урахуванням їх основних особливостей і реальних умов застосування довів, що в загальному випадку якість функціонування БРЛС найбільш повно характеризується деякою множиною показників якості, вектор яких знаходиться в певній функціональній залежності від внутрішніх властивостей цієї БРЛС і характеристик зовнішнього середовища [4-10]

$$\vec{K} = A[\{\vec{\varepsilon}\}, \{\vec{z}\}], \quad (1.1)$$

де \vec{K} – показник якості БРЛС у векторному вигляді ($\vec{K} = [K_1, K_2, \dots]$);

K_i – скалярний показник якості БРЛС (K_1 – розрізнявальна здатність, K_2 – точність вимірювань і т.п.);

$\{\vec{\varepsilon}\}$ – сукупність параметрів, котрі характеризують БРЛС ($\{\vec{\varepsilon}\} = [\varepsilon_1, \varepsilon_2, \dots]$; ε_1 – апаратна надійність БРЛС, ε_2 – динамічний діапазон РПП БРЛС і т.п.);

$\{\vec{z}\}$ – сукупність характеристик зовнішнього середовища ($\{\vec{z}\} = [z_1, z_2, z_3, z_4, \dots]$; z_1 – характеристики радіолокаційних сигналів, z_2 – характеристики завад, z_3 – коефіцієнт затування під час розповсюдження

радіохвиль, z_4 – ступінь відхилення параметрів руху носія БРЛС – КА від рівномірного прямолінійного руху і т.п.).

Характерною особливістю БРЛС є оцінка якості їх функціонування за одним із скалярних показників якості, котрі наведені в табл. 1.1 [11-15].

Таблиця 1.1

Показники якості БРЛС, котрі характеризують якість функціонування ТС

Тип (призначення) ТС	Основний показник якості функціонування БРЛС
Системи автономної навігації КА	Точність (Розрізнявальна здатність)
Системи космічного виявлення об'єктів	Імовірність вірного виявлення
Космічні системи картографування земної поверхні (системи дистанційного зондування Землі)	Розрізнявальна здатність
Автономні системи наведення військового призначення	Імовірність правильного виявлення (розпізнавання) (Точність. Розрізнявальна здатність)

У зв'язку із цим вважаємо за доцільне ввести поняття узагальненого показника якості БРЛС, під яким розуміється той скалярний показник якості K_i , котрий найбільш повно відображає ступінь пристосованості даної радіотехнічної системи до виконання покладених на неї завдань у заданих умовах застосування [13]. Виходячи із зазначеного, для узагальненого показника якості БРЛС векторне рівняння (1.1) вироджується у скалярну функціональну залежність такого вигляду [13, 14, 16, 17]:

$$K_i = A_i[\{\vec{\varepsilon}\}, \{\vec{z}\}], \quad (1.2)$$

де $A_i[\cdot]$ – проекція векторного функціоналу $A[\cdot]$ на "вісь" K_i .

Із огляду на статистичну незалежність або дуже слабку корельованість між апаратурною надійністю БРЛС, умовами розповсюдження радіохвиль і відхиленнями носія БРЛС від прямолінійного рівномірного руху з одного боку, і сигналами на вході РПП, і його динамічним діапазоном із іншого боку, можна показати, що функціонал $A_i[\cdot]$ є таким, що факторизується [14, 17, 18], отже,

$$K_i = A'_i[\{\bar{\varepsilon}_j\}, \{\bar{z}_k\}] A''_i[\bar{\varepsilon}_2, \{\bar{z}_1, \bar{z}_2\}], \quad (1.3)$$

де $A'_i[\cdot]$ – функціонал залежності узагальненого показника якості БРЛС від сукупностей $\{\bar{\varepsilon}_j\}$, $\{\bar{z}_k\}$; причому $j \neq 2$, $k \neq 1, 2 \dots$;

$A''_i[\cdot]$ – функціонал залежності узагальненого показника якості БРЛС від ширини динамічного діапазону РПП (ε_2) та характеристик радіолокаційних сигналів (z_1) і завад (z_2).

Слід зазначити, що функціональна залежність $A'_i[\cdot]$ на сьогодні достатньо докладно вивчена і на основі проведених досліджень розроблені практичні рекомендації щодо зниження впливу факторів $\{\bar{\varepsilon}_j\}$ і $\{\bar{z}_k\}$ на якість функціонування БРЛС [14, 18, 19]. У ряді практично важливих випадків використання даних рекомендацій є достатнім для зменшення ступеня впливу зазначених чинників до деякого прийняттого рівня [19]. Разом із тим, на даний час недостатньо повно досліджено вплив обмеженості динамічного діапазону реальних РПП на якість функціонування БРЛС в умовах РЕП [20]. Це зумовлено значними ускладненнями теоретичного й обчислювального характеру, котрі виникають під час дослідження складних нелінійних РПП і відсутністю достатньо розроблених і досить точних та зручних методів аналізу нелінійних динамічних РТС високого порядку [21, 22]. Окрім того, актуальність даної проблеми стає очевидною, як правило, на більш пізніх етапах реальної оптимізації й максимально повної практичної реалізації потенційних

можливостей БРЛС [23]. У зв'язку із цим, основну увагу необхідно приділити аналізу впливу обмеженості динамічного діапазону РПП унаслідок нелінійності його АХ на показники якості БРЛС, тобто дослідження функціоналу A_i'' [·].

Серед відомих робіт [24-31], котрі присвячені дослідженню впливу нелінійності АХ РПП на якість функціонування БРЛС, розкрита фізична сутність впливу нелінійних процесів у РПП на якість функціонування БРЛС. Нелінійність АХ РПП призводить до суттєвих амплітудних спотворень сигналу на його виході, що підтверджується виразом [22]

$$\Delta I_n = \Phi_1[U_{ex}, G(U_{ex})], \quad (1.4)$$

де ΔI_n – амплітудні нелінійні спотворення;

U_{ex} – амплітуда вхідного сигналу;

$G(U_{ex})$ – нелінійна АХ РПП;

$\Phi_1[\cdot]$ – функціональна залежність, котра описує амплітудні нелінійні спотворення.

Вплив амплітудних нелінійних спотворень проявляється в зменшенні коефіцієнта передачі РПП, а також у появі додаткового "нелінійного шуму" [10, 28, 32]. Цей шум окремих радіолокаційних цілей додається та утворює сумарний фон, котрий зберігає досить великий рівень на суттєвій відстані уздовж лінії шляху носія БРЛС і може маскувати слабкі сигнали на значній відстані.

У цілому, амплітудні нелінійні спотворення призводять до істотного зниження контрастності та деталізації радіолокаційного зображення (РЛЗ) у наслідок значного погіршення відношення сигнал/шум.

Окрім того, під час проходження сигналів досить великого рівня через РПП із нелінійною АХ внаслідок амплітудно-фазової конверсії (АФК) [22] з'являється фазовий шум, котрий описується формулою вигляду [33]:

$$\Delta\varphi_n = \Phi_2[U_{ex}, G(U_{ex})], \quad (1.5)$$

де $\Delta\varphi_n$ – фазові (амплітудно-фазові) нелінійні спотворення;

$\Phi_2[\cdot]$ – функціональна залежність, котра описує АФК. Фазовий шум зберігає значний рівень на досить великій відстані уздовж лінії шляху носія БРЛС [10], а також викликає суттєве розфазування когерентних БРЛС.

Це призводить до незворотної втрати деякої частини інформації про вимірювані координати цілей, котрі знаходяться у фазі прийнятого радіолокаційного сигналу. З іншого боку, вплив фазових шумів може бути зведений до зменшення максимуму, розширення і зміщення відносно центральної осі головного пелюстка діаграми спрямованості антени (табл. 1.2), а також до появи додаткових бічних пелюсток [34-44].

Таблиця 1.2.

Вплив фазових шумів на характеристики синтезованої діаграми спрямованості РЗА

Швидкість фазових шумів, (рад)	Розширення основного пелюстка, (частка Θ_3)	Відхилення осі основного пелюстка, (частка Θ_3)	Зменшення коефіцієнта передачі основного пелюстка, (дБ)
0,5	0,001-0,002	0,01-0,11	0,1-0,2
1,0	0,006-0,007	0,3-0,4	0,4-0,97
1,5	0,01-0,05	0,4-0,6	0,75-1,3
2,0	0,05-0,08	0,6-0,85	1,0-1,4

(Тут Θ_3 – потенціальна ширина основного пелюстка синтезованої діаграми направленості (розрізнявальна здатність апертури (РЗА)).

Отже, фазові шуми внаслідок АФК у РПП призводять до появи істотних координатних спотворень РЛЗ, а також до значного зниження його детальності й контрастності. Однак, на основі результатів праць [4, 10, 45-49] вплив

нелінійних процесів у реальних інерційних РПП безпосередньо на показники якості БРЛС не завжди можна точно і досить просто інтегрально оцінити [48]. Аналіз впливу нелінійних властивостей РПП на якість функціонування РЛС проведений по відношенню до простих РП із введенням цілого ряду пропозицій і припущень для спрощення [49-51].

Це призведе до того, що отримані результати не матимуть достатньо загального й конструктивного характеру, оскільки не завжди дозволяють однозначно і точно задавати науково обґрунтовані вимоги до параметрів реальних складних РПП [33, 52].

Тому зазначені результати не повною мірою прийнятні для створення єдиної методології проектування БРЛС для використання їх у реальних зовнішніх умовах функціонування ТС [18, 53]. Слід зазначити, що отримані результати в прямій постановці не можуть бути використані під час впливу завад на вхід РПП, відповідно до [10]. Дослідження і забезпечення завадостійкості БРЛС є на даний час найбільш важливою й актуальною проблемою для удосконалення якісних характеристик ТС [54, 55].

У відомих роботах, присвячених дослідженню завадостійкості БРЛС [12, 16, 33, 56-60], отримано ряд дуже важливих результатів, котрі свідчать про те, що потрапляння завад на вхід РПП може викликати суттєве зниження показників якості БРЛС. Зокрема, за наявності завад зменшується дальність дії БРЛС, причому [18, 19]

$$L_n = L_0 10^{\frac{1}{40}(v_0 - v_{nu})} ; v_{nu} \geq v_0, \quad (1.6)$$

де L_n , L_0 – дальність дії БРЛС за наявності та відсутності завад, відповідно;

v_{nu} – відношення потужності зовнішньої завади до потужності внутрішніх шумів РПП (відношення завада/шум), дБ;

ν_0 – порогове відношення завада/шум, починаючи із котрого завада впливає на БРЛС, дБ.

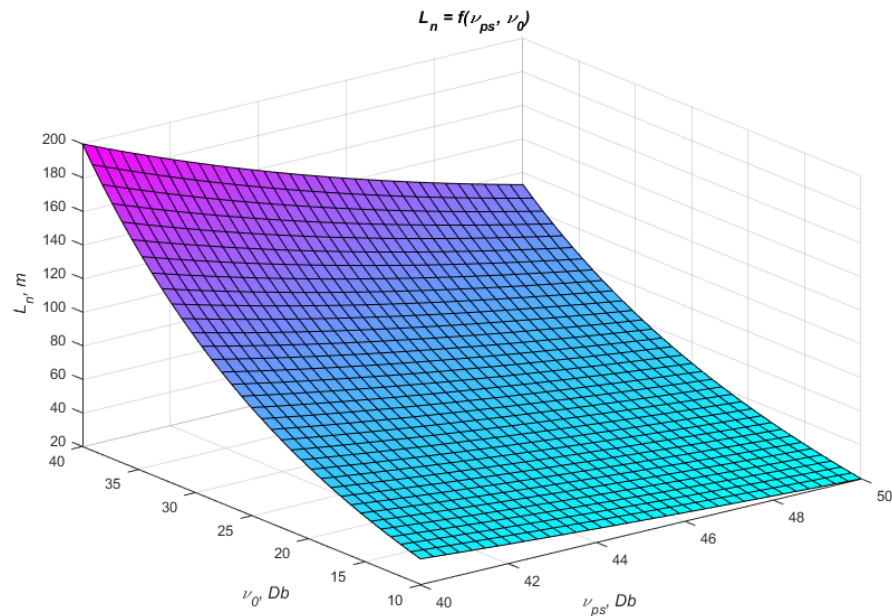


Рис. 1.1 Результати моделювання залежності дальності дії БРЛС від наявності завад на вході РПП

На рис.1.1 наведені прогнозовані результати моделювання залежності дальності дії БРЛС від наявності завад на вході РПП, отримані за формулою (1.6) (див. додаток А). Ефект зниження дальності дії БРЛС за наявності завад можна трактувати як зростання дальності пригнічення БРЛС деяким джерелом завад [20]. Із основного рівняння радіолокації можна отримати вираз для максимальної дальності радіолокаційного спостереження або, що одне і те ж, мінімальної дальності пригнічення БРЛС станцією завад, котра поєднана з радіолокаційною ціллю

$$L_{min_lin} = k_{0c} \sqrt{q}, \quad (1.7)$$

а також для випадку, коли джерело сигналу завади не співпадає з радіолокаційною ціллю

$$L_{min_lin} = k_0 \sqrt[4]{q}, \quad (1.8)$$

де k_{0c} , k_0 – коефіцієнти пропорційності у випадку суміщеної і несуміщеної завад, відповідно;

q – відношення сигнал/шум за потужністю на вході РПП.

У тому випадку, коли завади впливають також на бічні пелюстки діаграми спрямованості, завадостійкість БРЛС зручніше оцінювати секторами й зонами пригнічення.

Зокрема, площу зони придушення БРЛС з лінійним РПП δ_{np} , побудованого на основі РЛС, за умови знаходження станції завади у центрі смуги огляду, можна знайти за формулою:

$$\delta_{np} = k_n q^{-1}, \quad (1.9)$$

де k_n – коефіцієнт пропорційності, котрий залежить, як k_0 та k_{0c} , від характеристик БРЛС, а також станції завад.

Вплив завад призводить також до помітного зниження ймовірності правильного виявлення p_d точкових радіолокаційних цілей за умови заданої ймовірності хибної тривоги Q , що може бути описано наступним виразом [18]

$$p_d = \exp\left[\frac{\ln Q}{1+Q}\right]. \quad (1.10)$$

Потрапляння завад на вхід РПП викликає зменшення розрізнявальної здатності і зниження точності вимірювань БРЛС порівняно з її потенційними можливостями [16, 61]. Але безпосереднє використання загальних виразів, котрі засновані на виділенні просторово-часових кореляційних функцій у процесі оцінки завадостійкості БРЛС, як правило, досить ускладнене [62]. Тому в ряді випадків зручніше застосовувати наближені вирази [16], що дозволяють порівняно просто оцінити збільшення інтервалу дозволяння БРЛС унаслідок погіршення реальної чутливості ("сприйнятливості") РПП під час впливу завади

на його вхід [20]

$$\Delta\alpha_{\text{лін}} \cong \Delta\alpha_{\text{ном}} \left| \frac{N_0(f) + M(f)}{N_0(f)} \right|, \quad (1.11)$$

де $\Delta\alpha_{\text{лін}}$ – реальна ширина інтервалу дозволяння БРЛС із лінійним РПП за параметром α ;

$\Delta\alpha_{\text{ном}}$ – потенційна ширина інтервалу дозволяння за параметром α ;

$N_0(\cdot)$ – миттєвий рівень внутрішніх шумів РПП, котрі перераховані на його вхід;

$M(\cdot)$ – миттєвий рівень завад на вході РПП.

Під час оцінювання реальної точності вимірювань БРЛС в інженерній практиці широко використовують формулу для потенційної точності вимірювань [60]

$$\sigma_{\alpha\text{ном}} = \frac{\Theta_\alpha}{\sqrt{2} \left| \frac{S(f)}{N_0(f)} \right|}, \quad (1.12)$$

де $\sigma_{\alpha\text{ном}}$ – потенційне значення СКП вимірювання параметра α ;

Θ_α – величина, котра характеризує потенційну розрізнявальну здатність БРЛС за параметром α (зазвичай вважають, що $\Theta_\alpha = \Delta\alpha_{\text{ном}}$);

$S(\cdot)$ – миттєвий рівень радіолокаційного сигналу на вході РПП.

Відповідно до вищезазначеного вводяться коефіцієнти втрат, котрі враховують погіршення величини Θ_α і зменшення відношення сигнал/шум [19, 53]. Тоді, урахувавши формулу (1.11) можна отримати вираз для реальної СКП вимірювання БРЛС із лінійним РПП $\sigma_{\alpha\text{лін}}$ [19]

$$\sigma_{\alpha\text{лін}} \cong \sigma_{\alpha\text{ном}} \left| \frac{N_0(f) + M(f)}{N_0(f)} \right|^2. \quad (1.13)$$

Вплив завад призводить також до погіршення інформаційних властивостей БРЛС [19]. Зокрема, якщо БРЛС побудована на основі РЛС, то максимальна кількість інформації V_{max} , котра отримана за сеанс вимірювань, може бути оцінена за формулою вигляду

$$V_{max} = \frac{L_{a1}L_{a2}}{\Delta\alpha_1\Delta\alpha_2} \log_2 K, \quad (1.14)$$

де L_{a1}, L_{a2} – площа смуги радіолокаційного огляду;

$\Delta\alpha_1, \Delta\alpha_2$ – площа розрізнявального елемента;

K – розрізнявальне число градацій сигнальної функції.

Із урахуванням формули (1.11) вираз (1.14) для БРЛС із лінійним РПП може бути переписаний таким чином

$$V_{лін} \cong V_{max} \left| \frac{N_0(f) + M(f)}{N_0(f)} \right|^2. \quad (1.15)$$

При цьому вважалось, що ступінь впливу завад на розрізнявальну здатність за параметрами $\Delta\alpha_1$ та $\Delta\alpha_2$ однакова [20].

Аналіз результатів отриманих за формулами (1.6), (1.10) і (1.14) показує, що надходження завад на вхід РПП у ряді випадків призводить до помітного зниження показників якості БРЛС. Однак дані результати отримані в припущенні про лінійність РПП, що в загальному випадку, знижує їх точність і достовірність [54]. Дійсно, як випливає з формул (1.4) і (1.5), характер впливу завад на БРЛС із реальним РПП має значною мірою залежати від їх амплітуди й виду нелінійності АХ РПП [23]. У ряді робіт [22, 23] показано, зокрема, що під час зростання амплітуди завади збільшується смуга частот її впливу на реальний РПП із неминучою нелінійністю його АХ. Це обумовлено позасмуговим нелінійним впливом завад на РПП - блокування, а також

перехресні і інтермодуляційні спотворення. Відповідним чином зростає ймовірність впливу завад на реальний РПП у порівнянні з ідеальним лінійним РПП, причому [26]

$$p(\Delta f_p) = 1 - [1 - p(\Delta f_i)]^{\Delta f_p / \Delta f_i}, \quad (1.16)$$

де Δf_p , Δf_i – смуга частот впливу завад заданого рівня на ідеальний і реальний РПП, відповідно;

$p(\Delta f_i)$, $p(\Delta f_p)$ – імовірність того, що в смузі частот Δf_i та Δf_p , відповідно, виявиться хоч одна завада даного рівня.

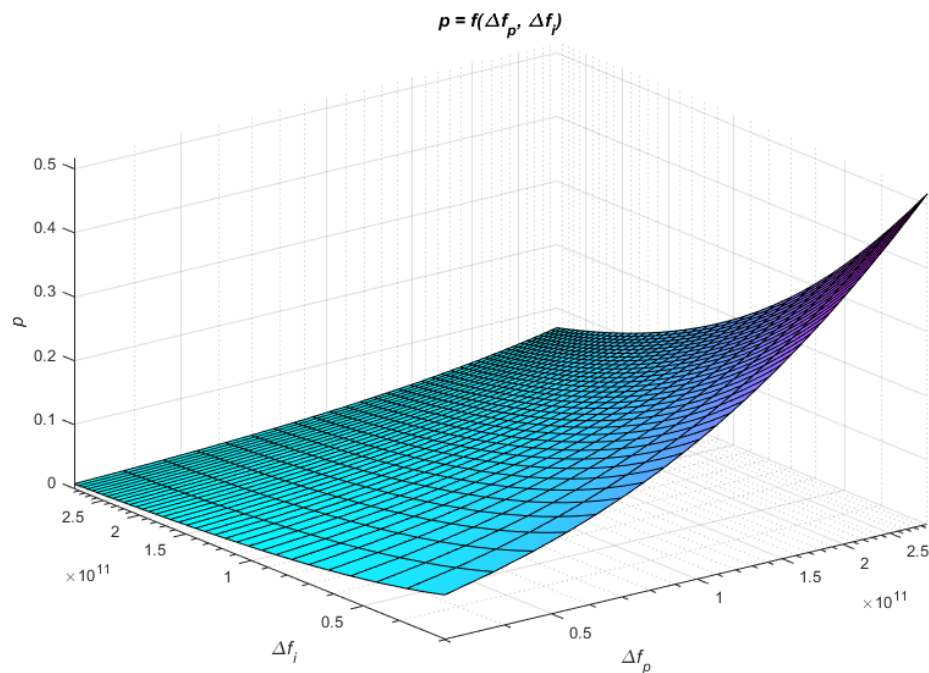


Рис. 1.2 Вплив нелінійностей на якість функціонування БРЛС

Номограма побудована відповідно до формули (1.16) і наведена на рис. 1.2, наочно ілюструє висновок про те, що завадостійкість БРЛС суттєво залежить від нелінійності АХ їх РПП. Крім того, нелінійний вплив завад на якість функціонування БРЛС, як правило, значно складніше враховувати й усунути в порівнянні з лінійним впливом таких же завад [63].

Необхідно зазначити, що відомі результати досліджень впливу завад на РПП із нелінійними АХ зазвичай носять наближений і, в основному, якісний

характер [64, 65]. Недостатньо врахований той факт, що нелінійність АХ реальних РПП є частотно залежною, що особливо важливо під час дослідження позасмугового нелінійного впливу завад [20]. Тому дані результати умовно прийнятні для аналізу й синтезу сучасних БРЛС, РПП котрих, як правило, являють собою складне багатокаскадного з'єднання різнорідних РП із різними значеннями їх частотно залежних параметрів [8, 32, 57, 60, 66]. Це обумовлює актуальність проведення більш чітких і точних досліджень нелінійних процесів в реальних багатокаскадних РПП у заданому електромагнітному оточенні (ЕМО) [20, 54].

Аналітичний огляд відомих на даний час наукових робіт, присвячених дослідженню нелінійних РПП, показує, що отримані результати носять уособлений характер [19, 53]. У ряді випадків дані результати недостатньо поєднуються між собою та з критеріями оцінки нелінійних властивостей РПП, котрі застосовуються на практиці, а також із висновками, отриманими в лінійному наближенні.

Окремі результати теоретичного аналізу важко піддаються ідентифікації, що істотно ускладнює їх експериментальну перевірку та подальше використання. Багато з методів вирішення зазначених нелінійних задач, котрі застосовуються, дуже специфічні і можуть бути використані для аналізу лише окремих властивостей порівняно вузького класу нелінійних ТС [47]. Однак зазначене положення суттєво ускладнює аналіз й обмежує реальні можливості синтезу і проектування РПП деякою шириною динамічного діапазону, котра дозволяє забезпечити необхідні значення показників якості БРЛС у заданому зовнішньому ЕМО [15, 45]. У зв'язку із цим у теперішній час досить актуальним є проведення загальних аналітичних досліджень впливу нелінійних властивостей широкого класу РПП на якість функціонування БРЛС в умовах РЕП. При цьому проведення даних досліджень на основі єдиної розробленої методології дозволило б узагальнити результати наукових розробок цього напрямку. Досить важливою є також вимога ідентифікованості результатів і

порівняння їх між собою та з даними аналізу в лінійному наближенні, а також з практичними інженерними критеріями оцінки нелінійних властивостей РПП.

З урахуванням випадкового характеру вхідних впливів, а також особливостями функціонування БРЛС в умовах РЕП [20], можна записати вираз (1.3) для узагальненого показника якості у вигляді наступного імовірнісного співвідношення [19]:

$$p = p_0[(1 - p_1)p_{брлс1} + p_1p_{брлс2}], \quad (1.17)$$

де p – імовірність практичної реалізації значення узагальненого показника якості БРЛС не гірше заданого рівня;

p_0 – складова ймовірності p , що визначається функціоналом $A'i[\cdot]$;

p_1 – імовірність впливу завад на вхід РПП БРЛС;

$p_{брлс1}, p_{брлс2}$ – складові ймовірності p , котрі визначаються функціоналом $A''i[\cdot]$ за відсутності та наявності завад, відповідно.

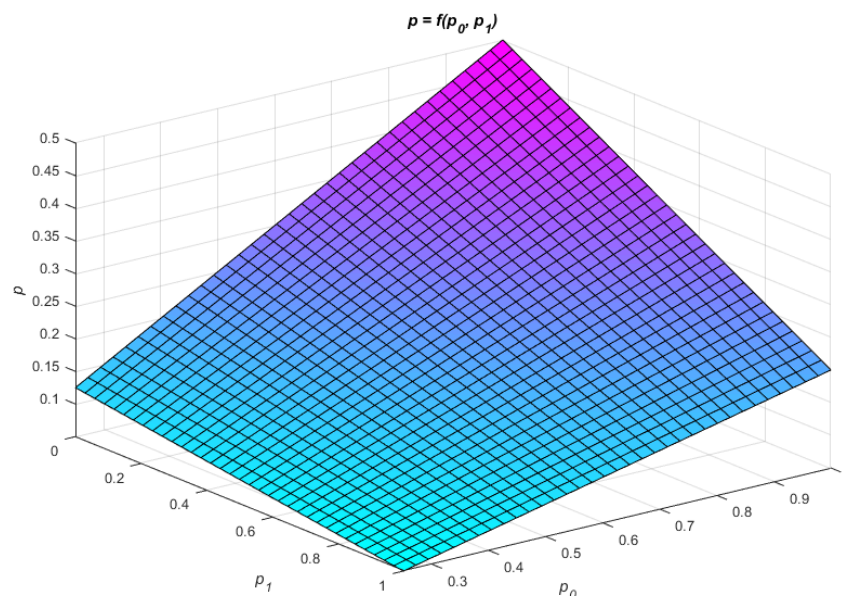


Рис. 1.3 Залежність імовірності практичної реалізації узагальненого показника якості БРЛС від впливу завад на вхід РПП

Із номограми (див. рис. 1.3), побудованої відповідно до формули (1.17), видно, що вирішальне значення ширини динамічного діапазону РПП суттєво зростає зі збільшенням імовірності впливу завад p_1 [19].

Із огляду на те, що смуга пропускання за входом РПП БРЛС зазвичай в десятки або сотні разів перевершує його вихідну смугу пропускання [18, 19], то ймовірність позасмугового нелінійного впливу завад у ряді випадків істотно перевищує ймовірність прямого проходження завад на вихід РПП (особливо за умови використання режиму зміни несучої частоти БРЛС від імпульсу до імпульсу за випадковим законом [19]). У зв'язку із цим, доцільно розділити позасмуговий та прицільний за частотою вплив завад на РПП. Тоді вираз (1.17) перетвориться на наступний [18]:

$$p = p_0 \{ (1 - p_1) p_2 + p_1 [(1 - p_3) p_4 + p_3 p_5] \}, \quad (1.18)$$

$$p_2 \equiv p_{брлс1} = \int_{x_{min}}^{x'_{max} + \Delta x'} B_1(S) dS;$$

$$p_3 = \int_{f_1}^{f_2} C(f) df \quad - \quad \text{імовірність прямого проходження завад на вихід РПП}$$

$$(\Delta f_{вих} = f_2 - f_1);$$

$$p_4 = \int_{x_{min}}^{x''_{max} + \Delta x''} B_2(X) dX \quad - \quad \text{складова ймовірності } p_{брлс2}, \quad \text{обумовлена}$$

позасмуговим впливом завад;

$C(\cdot)$ – щільність розподілу завад за частотою;

X_{min} – нижня межа динамічного діапазону (чутливість) РПП;

X'_{max}, X''_{max} – верхня межа динамічного діапазону РПП за основним та сусіднім каналами прийому, відповідно;

$B_1(\cdot), B_2(\cdot)$ – щільність розподілу амплітуд радіолокаційних сигналів (S) та їх суміші з завадами ($S+M$), відповідно;

X', X'', X''' – величини, котрі визначають гранично допустимі співвідношення між амплітудою сигналу, позасмуговою завадою та прицільною

за частотою завадами, відповідно, а також верхньою межею динамічного діапазону РПП (зазвичай $X'=X''$; $X''' = \frac{x_{extmax}}{x'_{max}} \frac{1}{100}$, причому $x_{extmax} = x'_{max} + \Delta x'$ [67, 68]).

Як правило, у процесі дослідження БРЛС, вводиться припущення нормальності законів розподілу радіолокаційних сигналів, а також їх суміші з завадами [19]. Тоді амплітуда нормальних вхідних впливів з конкретною СКП σ підпорядковується розподілу Релея [18, 69], тобто

$$B(x, \sigma) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right]. \quad (1.19)$$

Однак конкретні значення параметрів законів розподілу вхідних впливів зазвичай апріорно невідомі й можуть змінюватися в часі вздовж лінії шляху та за зоною огляду [70, 71]. Крім того, сигнали, котрі заважають, можуть надходити як за головними, так і за бічними пелюстками діаграми спрямованості антени БРЛС, а також за основними та / або за неосновними каналами прийому РПП [34, 41, 51, 72-74]. Із урахуванням даних факторів можна показати, що в загальному випадку апріорний розподіл амплітуд як радіолокаційних сигналів, так і їх сумішей із завадами, досить коректно описується гіперболічним (рівномірно-логарифмічним) законом [18, 19], причому

$$B_1(S) = \frac{1}{S} \ln \frac{S_{max}}{x_{min}}, \quad B_2(x) = \frac{1}{x} \ln \frac{x_{max}}{x_{min}}. \quad (1.20)$$

Це відповідає загальному апріорному закону розподілу випадкової величини з великим динамічним діапазоном її зміни (закон Шеннона) [58, 60].

Якщо вважати, що порушення нормальної роботи БРЛС можливе у випадку перевищення амплітуди вхідного впливу X деякого рівня X_0 , то

ймовірність даної події можна оцінити за допомогою такого співвідношення [60]:

$$p(x > x_0) = 1 - \int_0^{x_0} B(x) dx \cong 1 - \int_{x_{min}}^{x_0} B(x) dx. \quad (1.21)$$

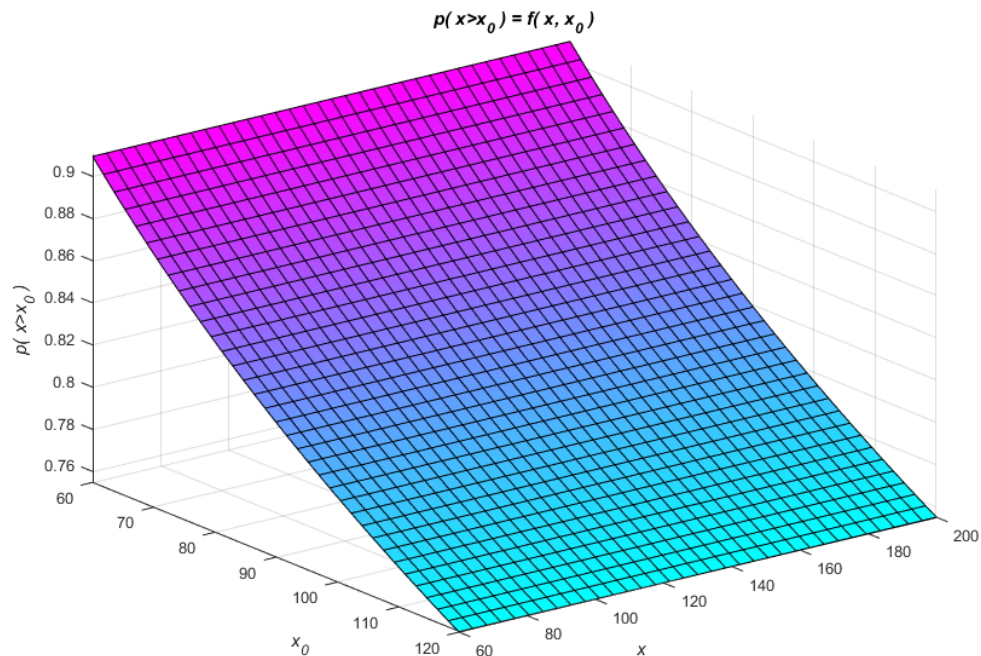


Рис. 1.4 Результати моделювання залежності ймовірності порушення нормальної роботи БРЛС від ширини динамічного діапазону РПП

Залежності ймовірності порушення нормальної роботи БРЛС від ширини динамічного діапазону її РПП із урахуванням того, що граничний діапазон радіолокаційних сигналів і їх сумішей із завадами складає 60 дБ і 120 дБ, відповідно, [58, 60] наведені на рис. 1.4 (див. додаток А).

Слід зазначити, що лінійний динамічний діапазон відомих РПП БРЛС, як правило, не перевищує 40-50 дБ [75, 76]. Тоді на основі аналізу графіків, представлених на рис. 1.4, можна зробити висновок, що ймовірність порушення нормальної роботи БРЛС досить висока і становить 0,16-0,33 за відсутності завад і 0,58-0,66 в умовах РЕП [20]. Це обумовлює необхідність істотного розширення динамічного діапазону РПП.

Дотепер зазначена проблема є досить важливою та актуальною серед досліджень, пов'язаних із розробленням шляхів і методів підвищення якості

функціонування БРЛС в умовах РЕП [55, 77]. Разом з тим створення НВЧ широкосмугових малошумних РПП з лінійним динамічним діапазоном є дуже складною науково-технічною проблемою, яка далека від свого повного вирішення [78]. Перш за все це обумовлено реальними можливостями відомої радіоелементної бази.

Слід зазначити, що на сьогодні немає вагомих підстав очікувати істотного прогресу в цій галузі в найближчому майбутньому [51]. У зв'язку із цим, особливого значення набуває застосування й удосконалення сучасних та розроблення нових ефективних схемних способів розширення динамічного діапазону РПП, котрі можуть бути практично реалізовані на основі існуючої радіоелементної бази [51].

1.2. Порівняльна характеристика сучасних схемних способів розширення динамічного діапазону радіоприймальних пристроїв (РПП)

Розглянемо можливості та практичну доцільність застосування відомих на сьогодні схемних способів побудови РПП із широким динамічним діапазоном для підвищення показників якості БРЛС в умовах РЕП. Сучасні схемні способи за принципом узгодження сигналів на вході РП із його вихідними сигналами можуть бути розділені на лінійні і нелінійні [22, 44, 54]. Класифікація найбільш поширених на сьогодні схемних способів розширення динамічного діапазону РПП, котра побудована відповідно до наведеної вище ознаки, має вигляд, представлений у табл. 1.3 [60, 79, 80].

Нелінійні способи засновані на нелінійному узгодженні вузького динамічного діапазону вихідних сигналів із великим динамічним діапазоном вхідних впливів, тобто [18, 81-84]

$$U_{вих} = G[U_{вх}], \quad (1.22)$$

де $G[\cdot]$ – нелінійна функція, причому $U_{вх\max} / U_{вх\min} > U_{вих\max} / U_{вих\min}$.

Класифікація відомих схемних способів розширення динамічного
діапазону РПП

Схемні способи розширення динамічного діапазону РПП	
Нелінійні способи	Лінійні способи
Схеми АРП	Схеми із лінійним від'ємним ЗЗ
Системи АРЧ	Багатократне використання лінійної ділянки АХ електронних приладів
ФП із нелінійною АХ	Способи пригнічення нелінійних спотворень без зміни коефіцієнта передачі РПП: <ul style="list-style-type: none"> – схеми компенсації; – схеми корекції; – схеми передспотворення; – схеми із нелінійним від'ємним ЗЗ

Це призводить до незворотної втрати частини інформації про радіолокаційний контраст місцевості й появи на виході РПП істотних амплітудних і фазових нелінійних спотворень РЛЗ [19]. За наявності впливу на БРЛС значних за рівнем завад, відбувається різке зменшення коефіцієнта передачі РПП та, як наслідок, втрачається інформація про слабкі радіолокаційні цілі, а також знижується дальність дії БРЛС, що в підсумку призводить до погіршення чутливості його РПП. Тому РПП керується за завадою ефективніше, ніж за сигналом, що призводить до появи значних спотворень РЛЗ. Зокрема, якщо функція $G[\cdot]$ у формулі (1.22) описує характеристику ідеального обмежувача, то зменшення коефіцієнта передачі РПП може бути описано наступним виразом [18, 19]:

$$k = k_{\Lambda} \frac{2}{\pi} \arcsin \frac{x_{\max \text{don}}}{x}, \quad (x \geq x_{\max \text{don}}), \quad (1.23)$$

де k – коефіцієнт передачі РПП за наявності впливу на його вхід завад рівня x ;

k_A – коефіцієнт передачі РПП на лінійній ділянці його АХ;

$x_{\max \text{ don}}$ – верхня межа динамічного діапазону РПП.

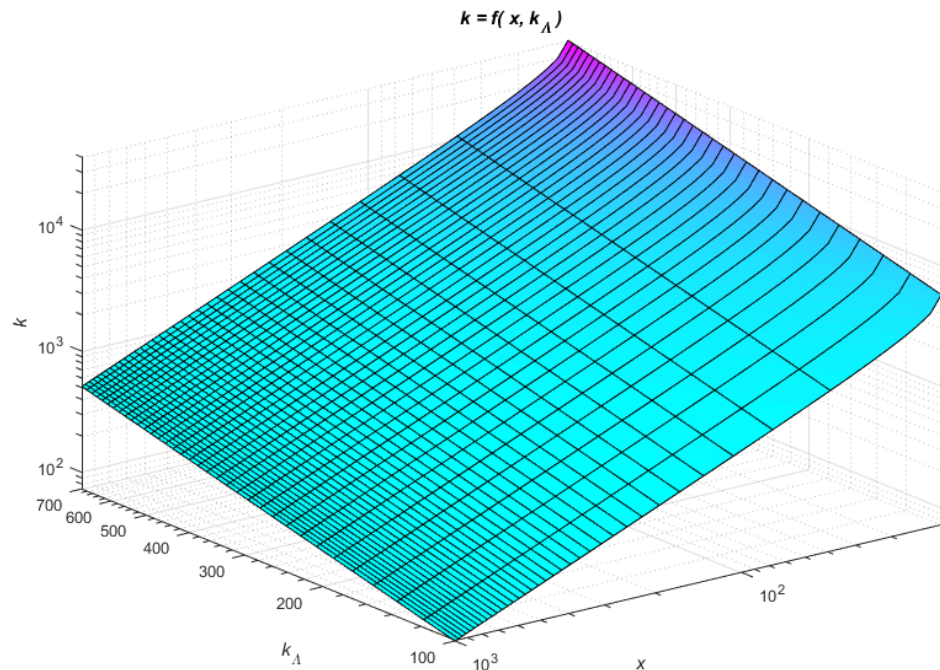


Рис.1.5 Моделювання залежності коефіцієнт передачі РПП від впливу завад та зміни динамічного діапазону

Номограма, побудована відповідно до формули (1.23), представлена на рис. 1.5. Необхідно зазначити також те, що під впливом групового сигналу на вхід РПП із нелінійної АХ спостерігається пригнічення слабких сигналів сильними [85]. Крім того, для РПП з АРП характерна залежність їх швидкодії й рівня вхідного впливу, що зумовлює появу суттєвих спотворень РЛЗ. У наслідок значної інерційності відомих керованих атенуаторів має місце підвищений рівень динамічних спотворень радіолокаційних сигналів [19]. Для РПП із ФП властива висока чутливість до неминучих відхилень реальної АХ від ідеальної розрахункової, а також залежність часу затримки вихідного сигналу РПП відносно вхідного, від його амплітуди [64]. Зокрема, динамічний діапазон радіолокаційних сигналів рівний 30-40 дБ та відповідає зміні часу

затримки на кілька мс, що обумовлює значні помилки у вимірюванні дальності до радіолокаційних цілей [19, 64].

Проведений вище аналіз показав, що застосування нелінійних способів побудови РПП із широким динамічним діапазоном призводить до істотного зниження показників якості БРЛС. Відомо, зокрема, що помилки вимірювання в даному випадку на порядок і більше перевищують помилки вимірювання БРЛС з лінійним РПП [54]. Тому, з точки зору підвищення якості функціонування БРЛС в умовах РЕП, оптимальними в принциповому плані є лінійні способи розширення динамічного діапазону РПП [32, 35, 36, 46].

Однак застосування схем із лінійним від'ємним ЗЗ призводить до зменшення загального коефіцієнта передачі РПП і, як наслідок, до відповідного зниження його чутливості [66]. При цьому зменшується дальність дії БРЛС (1.6) і вимірювальна інформація про слабкі радіолокаційні цілі, тобто знижується радіолокаційний контраст території, котра досліджується. Отже, схеми з лінійним від'ємним ЗЗ малоефективні для РПП БРЛС [14].

З іншого боку, можливості практичного застосування в РПП БРЛС способу багатократного, послідовного в часі використання лінійної ділянки АХ активного приладу суттєво обмежені тим, що на вхід РПП впливає груповий радіолокаційний сигнал із широким динамічним діапазоном амплітуд одночасно діючих складових [46, 47, 70]. Звідси виходить, що для БРЛС найбільш ефективними з практичної точки зору є тільки такі лінійні способи, котрі за рахунок пригнічення нелінійних спотворень дозволяють збільшувати верхню межу динамічного діапазону РПП без зміни його коефіцієнта передачі [14, 79, 86].

На сьогодні розроблено кілька видів схем, котрі реалізують ці методи [18, 19, 53]. Загальним для відомих схем, є наявність фільтра з апріорно визначеними характеристиками і постійними часу. У загальному випадку характеристики даних фільтрів можуть бути знайдені з операційного рівняння наступного виду [53]:

$$H\{H_{РП}[\cdot], H_{\phi}[\cdot]\} = H_{РПn}[\cdot], \quad (1.24)$$

де $H\{\cdot\}$ – оператор, котрий описує схему в цілому;

$H_{РП}[\cdot], H_{РПn}[\cdot]$ – оператор, котрий описує власне РП та його складові n -го порядку, відповідно;

n - порядок корисної компоненти вихідного сигналу;

$H_{\phi}[\cdot]$ – оператор, що описує власне фільтр схеми.

Основні схеми даного типу за способом включення фільтра можуть бути розділені на схеми [18, 33, 53] корекції, передспотворення й компенсації нелінійних спотворень, а також схеми з нелінійним від'ємним ЗЗ. Оскільки РПП БРЛС складаються з вузькосмугових відносно несучої частоти РП, то їх динамічний діапазон обмежений зверху нелійними спотвореннями третього порядку [23, 47]. Тоді з рівняння (1.24) можна знайти вираз для передавальної функції компенсуючого фільтра [22, 66]

$$H_{корф}[\cdot] = H_{РПЗ}[f_1, f_2, -f_3]. \quad (1.25)$$

Коригувальний фільтр складається з двох блоків, передавальні функції яких визначаються наступними формулами [54]:

$$H'_{корф}[\cdot] = 1, \quad H''_{корф}[\cdot] = -\frac{H_{РПЗ}[f_1, f_2, -f_3]}{H_{РП1}[f_1]H_{РП1}[f_2]H_{РП1}[-f_3]}. \quad (1.26)$$

Передспотворювальний фільтр також містить два блоки, передавальні функції яких дорівнюють [22, 54, 66]:

$$H'_{прф}[\cdot] = 1, \quad H''_{прф}[\cdot] = -\frac{H_{РПЗ}[f_1, f_2, -f_3]}{H_{РП1}[f_1 + f_2 - f_3]}. \quad (1.27)$$

Вираз для передавальної функції фільтра в схемі з нелінійним від'ємним ЗЗ має вигляд:

$$H''_{\text{нвззф}} = \frac{1}{H_{\text{РПЗ}}[f_1, f_2, -f_3]} \frac{H_{\text{РПЗ}}[f_1, f_2, -f_3]}{H_{\text{РП1}}[f_1]H_{\text{РП1}}[f_2]H_{\text{РП1}}[-f_3]}. \quad (1.28)$$

Із виразів (1.25-1.28) випливає, що для практичної реалізації даних схем необхідно точно визначати оператори, котрі описують роботу РП. Але сучасні РПП БРЛС характеризуються суттєвим ускладненням схемотехнічних рішень у наслідок широкого впровадження досягнень мікроелектроніки й складних алгоритмів обробки радіосигналів [61, 62]. У зв'язку із цим потрібен докладний опис і всебічне врахування різноманітних факторів, котрі впливають на роботу каскадів РПП [87]. Однак, дані каскади є, як правило, РП високого порядку, побудовані за складною багатоконтурною схемою [88], що й породжує значні труднощі в процесі їх аналізу та синтезу. Правильне визначення вимог до лінійності характеристик кожного каскаду РПП є дуже важливим, виходячи із заданих умов функціонування БРЛС [22, 23]. Але успішне вирішення даної проблеми можливе лише на основі точного дослідження багатокаскадного з'єднання нелінійних РП [22, 24].

Необхідно зазначити, що розглянуті вище лінійні способи розширення динамічного діапазону РПП відносяться до так званих "жорстких" (тобто постійно ввімкнених) заходів захисту РПП [24, 89].

Схеми, котрі реалізують зазначені методи, достатньо критичні до неминучих помилок налагодження в апаратурній реалізації, а також до нестационарності в часі характеристик реальних РПП. Це істотно знижує точність пригнічення нелінійних спотворень [90-92] і призводить до того, що дані схеми на практиці задовільно функціонують лише у відносно вузькому динамічному діапазоні вхідних впливів, поза яким вони мало ефективні й можуть слугувати джерелом додаткових спотворень [49]. Звідси випливає актуальність розробки адаптивних способів розширення лінійного динамічного

діапазону РПП БРЛС, котрі були б вільні від згаданих вище недоліків відомих детермінованих способів.

Однак, відомі приклади розробки адаптивних методів боротьби з нелінійними спотвореннями [18, 53, 73] практично не придатні для розв'язання поставлених завдань. Дійсно, знайдені технічні рішення [75] дозволяють знижувати рівень тільки другої й третьої гармонік, мають досить низьку точність пригнічення нелінійних спотворень і малу швидкодію через керування вихідним сигналом РП. Крім того, синтезовані пристрої не повною мірою адаптивні, оскільки в них відсутнє регулювання сигналом помилки з виходу кола зворотного зв'язку, що значно погіршує їх характеристики точності та суттєво обмежує їх функціональні можливості.

Порівнюючи вирази (1.25-1.28) можна бачити, що компенсуючий фільтр є найбільш простим. Крім того, застосування схем компенсації не знижує надійності РПП, оскільки вихід із ладу компенсуючого фільтра не тягне за собою відмову РП [79]. Можна також показати, що схеми компенсації керовані безпосередньо вхідним сигналом і за інших рівних умов володіють максимальною швидкістю й найвищою точністю пригнічення нелінійних спотворень [93]. Тому, з огляду на сучасні вимоги до надійності, швидкодії та характеристик точності БРЛС [12, 51, 78, 94, 95], основну увагу доцільно приділити розробленню адаптивного методу компенсації нелінійних спотворень [96, 97].

На відміну від широко відомих адаптивних компенсаторів зовнішніх завад у лінійних РПП [18], котрі у зв'язку із цим можуть бути умовно названі лінійними [98], поставлена мета може бути сформульована у вигляді задачі синтезу нелінійних адаптивних компенсаторів.

Разом із тим, з огляду на формулу (1.25), задача розроблення такого адаптивного способу розширення лінійного динамічного діапазону РПП може бути успішно вирішена лише на основі адекватного опису складних РП високого порядку з максимально повним і точним урахуванням їх нелінійних і динамічних властивостей [47, 54, 99]. Досить важливим є те, щоб аналіз даних

РП зводився до суворого дотримання певної послідовності рекурентних операцій, котра є зручною для проведення досліджень в аналітичному й обчислювальному планах, була б також зручною для розрахунків та реалізованою із застосуванням сучасних ЕОМ [69, 100-102]. Необхідно зазначити, що відповідно до загального рівняння (1.24), стає очевидною актуальність дослідження нелінійних процесів у РПП на різних рівнях їх деталізації [13] і аналізу впливу нелінійності характеристик РПП на показники якості БРЛС у заданому ЕМО. Це необхідно, перш за все, для визначення науково-обґрунтованих вимог до ширини лінійного динамічного діапазону як РПП в цілому, так й окремих його каскадів [22]. За вказаних обставин, особливого значення набуває облік топологічних властивостей РПП і можливість наочного представлення механізму утворення в них нелінійних спотворень [79]. Це дозволить більш швидко й правильно знаходити оптимальні варіанти побудови адаптивних схем пригнічення нелінійних спотворень і способи їх підключення до РПП БРЛС. У зв'язку із цим, серед сучасних теоретичних методів аналізу нелінійних РТС необхідно вибрати такий, котрий був би найбільше придатний для розв'язання поставленої проблеми щодо вдосконалення БРЛС, шляхом синтезу адаптивних способів розширення лінійного динамічного діапазону їх РПП.

1.3. Аналітичний огляд відомих і перспективних теоретичних методів дослідження нелінійних процесів у РПП

Основна проблема на етапах проектування та експлуатації БРЛС РПП – зменшення впливу нелінійних інерційних процесів. Для обґрунтованого вибору методологічної основи дослідження впливу нелінійності АХ реальних багатокаскадних РПП на показники якості БРЛС і синтезу нелінійних адаптивних компенсаторів, проведемо порівняльну характеристику основних методів аналізу нелінійних РТС [87]. Вибір того чи іншого методу аналізу РТС часто базується на визначенні фізичних вимог, як до характеру вхідних впливів,

так і до поведінки системи. Відомі на даний час теоретичні методи дослідження нелінійних процесів у РПП умовно можуть бути розділені на чисельні й аналітичні методи [18, 22, 23, 47]. На рис. 1.6 представлена сучасна класифікація найбільш поширених методів аналізу нелінійних процесів, згідно з [49, 87, 97].

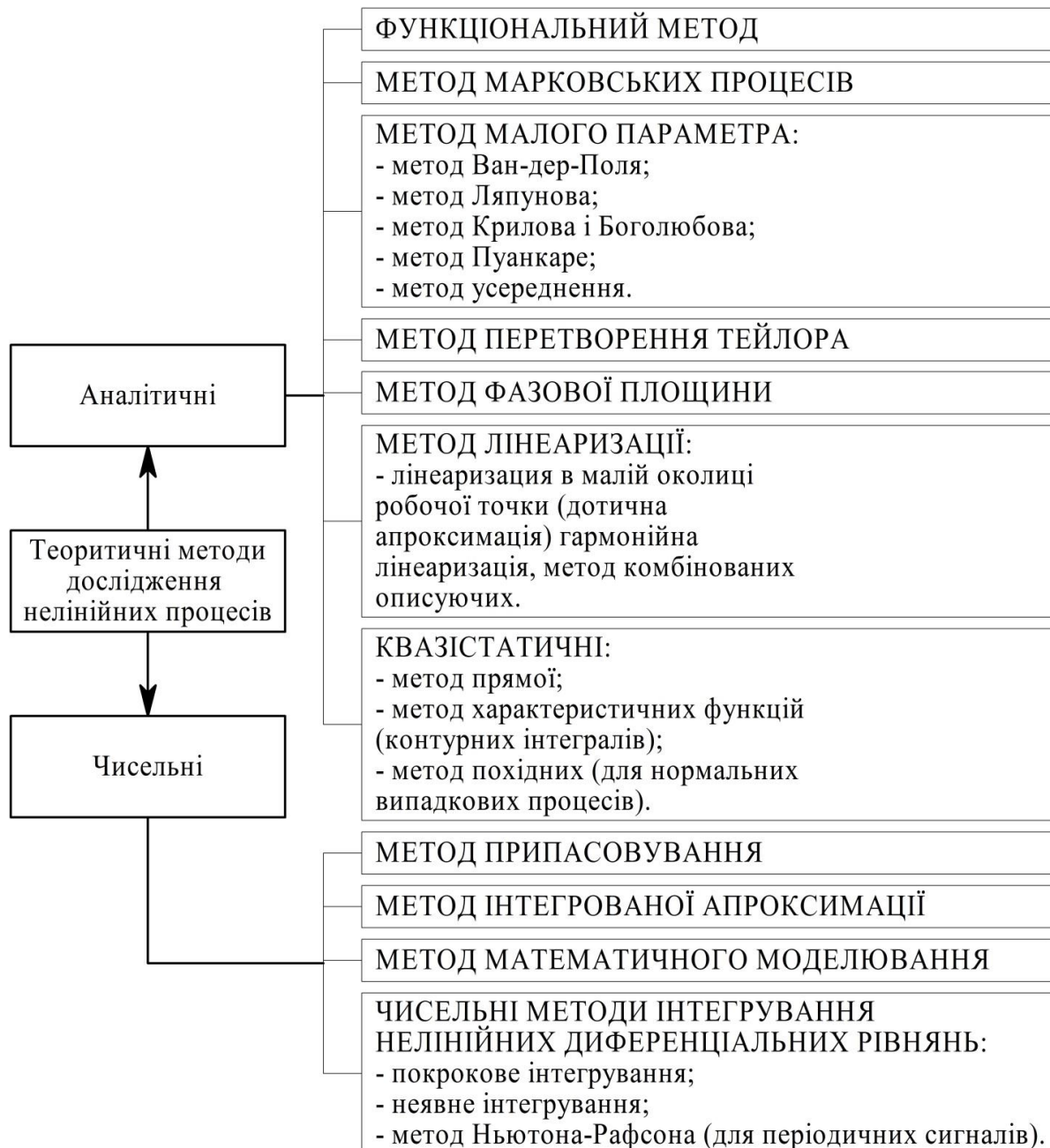


Рис. 1.6 Класифікація теоретичних методів дослідження нелінійних ТС

Недоліками чисельних методів є мала придатність для встановлення загальних залежностей [22], невиправдано великі витрати праці й часу на

розроблення, налагодження й розробку програмного забезпечення [23], а також висока чутливість кінцевих результатів до варіації вихідних даних.

Остання обставина призводить до необхідності застосування досить трудомістких методів регуляризації задачі. Тому чисельні методи мають обмежене використання для конструктивного дослідження загальних закономірностей впливу нелінійності АХ РПП на показники якості БРЛС у заданому ЕМО.

Квазістатичний розгляд може використовуватися лише в тих випадках, коли інерційністю (частотно-залежним характером АХ) РП можна знехтувати [21]. Однак, це припущення не завжди коректне для РПП БРЛС, що особливо важливо в процесі аналізу позасмугового впливу завод.

Метод фазової площини застосовується для аналізу та дослідження порівняно простих РП тільки за умови детермінованості вхідних впливів, причому дозволяє отримувати, в основному, лише якісні результати [22, 87]. У зв'язку із цим, даний метод практично непридатний для точного аналізу складних РПП БРЛС, на вхід яких впливають стохастичні радіолокаційні сигнали й завади.

Лінеаризація в околі робочої точки справедлива лише в дуже вузькій малосигнальній області й не дозволяє враховувати нелінійні властивості РП та нелінійні динамічні процеси в НВЧ та ВВЧ діапазонах [23]. При цьому помилка за рахунок лінеаризації швидко зростає в процесі збільшення сигналів на вході РП. Тому даний метод принципово непридатний для дослідження нелінійних процесів у РПП БРЛС, котрі функціонують у широкому динамічному діапазоні вхідних впливів.

Застосування гармонійної лінеаризації допустиме лише в тих випадках, коли в РП, що досліджуються, міститься не більше одного нелінійного елемента зі стаціонарними в часі АХ і за умови періодичних вхідних і вихідних сигналів, основні частоти котрих повинні збігатися [87, 103]. Окрім того, даний метод не дозволяє досліджувати динаміку РП. Отже, метод гармонійної лінеаризації непридатний для дослідження складних багатокаскадних РПП

БРЛС, котрі містять значну кількість нелінійних інерційних елементів і, найчастіше, перебудовуються в часі.

Використання методу статистичної лінеаризації засноване на введенні цілого ряду припущень і вимагає досить трудомістких викладок, причому обсяг обчислень різко наростає з ростом складності [47, 87]. Це суттєво обмежує можливості використання даного методу для дослідження як РПП БРЛС, так й окремих його каскадів.

Метод комбінованих функцій опису зберігає основні недоліки методів гармонійної й статистичної лінеаризації і характеризується надзвичайно складними обчисленнями, у результаті чого він майже не використовується [23].

Під час використання методів малого параметра зазвичай користуються тільки першим наближенням до розв'язку системи, котре має низьку точність і недостатньою мірою враховує нелінійні властивості РП [21, 22]. Однак, знаходити наближення вищих порядків дуже складно. Крім того, для РП, порядок яких вище другого, методи малого параметра частково втрачають свою простоту і фізичну наочність. Тому дані методи недостатньою мірою можуть застосовуватись для дослідження РПП БРЛС, котрі представляють собою, як правило, багатокаскадного з'єднання нелінійних РП високого порядку.

Метод перетворень Тейлора використовується для аналізу нелінійних РП тільки за умови детермінованих вхідних впливів [104], що істотно ускладнює його застосування для дослідження нелінійних перетворень стохастичних радіолокаційних сигналів і завад у РПП БРЛС.

Можливості методу марковських процесів, заснованого на використанні рівнянь Колмогорова-Фокера-Планка, суттєво обмежені значним обсягом складних і громіздких викладок, із якими пов'язане використання математичного апарату теорії марковських процесів для аналізу нелінійних РП вище другого порядку [23, 47]. Тому, даний метод повною мірою неприйнятний для дослідження нелінійних процесів у реальних складних РПП БРЛС.

Функціональний метод [21, 22], котрий є одним із найбільш результативних і перспективних напрямків у теорії нелінійних систем і заснований на представленні вихідного сигналу нелінійного РП у вигляді функціонального ряду Вольтерра від вхідного впливу [105], не має вище зазначених недоліків:

$$y(t) = \sum_{i=1}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} h'_n(\tau_1, \dots, \tau_n) \prod_{i=1}^n x(t - \tau_i) d\tau_i, \quad (1.29)$$

або в багатомірній комплексній площині [106, 107]

$$\begin{aligned} Y(S_1, S_2, \dots) &= \sum_{n=1}^{\infty} H_n(S_1, \dots, S_n) \prod_{i=1}^n X(S_i) /_{S_i = j2\pi f_i}, \quad \forall i \in [1, 2, \dots] = \\ &= Y(f_1, f_2, \dots) = \sum_{n=1}^{\infty} H_n(f_1, \dots, f_n) \prod_{i=1}^n X(f_i), \end{aligned} \quad (1.30)$$

де $x(\cdot), y(\cdot), X(\cdot), Y(\cdot)$ – відповідно, вхідний і вихідний сигнали й їх перетворення Лапласа (Фур'є);

$h'_n g(\cdot), H_n(\cdot)$ – ядро Вольтерра n -го порядку в часовій і в багатомірній комплексній площині, відповідно (ядро Вольтерра радіопристрою в багатомірній комплексній площині зазвичай називають його нелінійною передавальною функцією (НПФ) n -го порядку);

$S_i(f_i)$ – аргумент багатомірного перетворення Лапласа (Фур'є);

$j = \sqrt{-1}$ – уявна одиниця;

\forall – квантор спільності.

Можливості та доцільність застосування функціонального методу для вирішення поставлених у даній дисертаційній роботі задач, щодо вдосконалення БРЛС, обумовлені такими принципово важливими перевагами даного методу, як інваріантність щодо виду вхідних впливів (тобто можливість розв'язання завдань як для детермінованих, так і для випадкових вхідних сигналів) [25]; сучасний і компактний контроль нелінійних і динамічних

властивостей РПП [21, 89], а також можливість дослідження як амплітудних, так і фазових нелінійних спотворень [64, 108], включаючи АФК [91-93]; універсальність методу щодо різних елементів РПП і способів їх підключення, діапазонів частот і т.д. [91, 92]; простий зв'язок критеріїв оцінки нелінійних властивостей РПП характеристиками їх НПФ, котрі на практиці змінюються [47]; явні співвідношення між вхідними та вихідними сигналами РПП [82]; можливість використання як в аналітичному, так і в обчислювальному планах [109, 110]; інтерпретованість лінійних систем як підкласу нелінійних, що дозволяє використовувати добре розроблені часові та спектральні методи під час досліджень нелінійних процесів у РПП [21]; можливість ідентифікації [105].

Тому, обґрунтовано можна стверджувати, що функціональний метод є одним із найбільш зручних теоретичних методів для дослідження нелінійних процесів у РПП БРЛС [22, 23, 47, 82].

У процесі практичного використання функціонального методу центральною й найбільш складною задачею є визначення ядер Вольтерра (НПФ), котрі повністю й однозначно описують властивості нелінійного РП, що досліджується й не залежать від виду вхідних впливів [105, 110]. Тому методи визначення ядер Вольтерра складають теоретичні основи функціонального методу [82, 105, 109, 111]. У зв'язку із цим, необхідно розглянути відомі на даний час методи визначення ядер Вольтерра і вибрати найбільш придатний для дослідження нелінійних процесів у РПП БРЛС.

Однак, відомий математичний апарат має обмежені можливості для розробки жорстких обґрунтованих вимог до характеристик БРЛС. Це пояснюється ускладненнями, пов'язаними із оцінкою впливу нелінійних динамічних процесів на стійкість і пропускну спроможність НВЧ і ВВЧ сигналів, за допомогою традиційних наукових положень [106].

Метод прямого розкладання, заснований на підстановці ряду Вольтерра (1.29) або (1.30) у рівняння, що описує РП, котре досліджується подальшим порівнянням членів, що мають подібний вхідний сигнал [82, 105-107]. Даний метод може бути використаний як у часовій, так і в комплексній області та

дозволяє визначати ядра Вольтерра досить високого порядку для вельми складних РП. Однак застосування методу прямого розкладання супроводжується складними й громіздкими викладками (особливо в часовій області), котрі не мають рекурентного характеру та істотно обмежують область практичного застосування даного методу [31, 63, 112, 113].

Під час визначення НПФ для порівняння простих РП відчутний вигравш, у порівнянні з методом прямого розкладання, дає застосування методу гармонійного випробувального сигналу [104, 116-120]. У зв'язку із цим, НПФ n -го порядку визначається як коефіцієнт при $\exp[j2\pi(f_1 + f_n)]$ із розкладання вихідного сигналу РП у ряд Фур'є. Однак, у міру наростання складності РП, що досліджуються та порядку визначених НПФ, даний метод значною мірою втрачає свої переваги [82, 106, 107].

Останнім часом розроблено ряд загальних алгоритмів визначення ядер Вольтерра систем, котрі описуються в формі рівнянь стану [106, 107]. Однак ці методи можуть бути використані тільки в часовій області, що не зручно для фахівців ТС, крім того, дуже ускладнює практичне застосування [47].

Метод "нелінійних струмів", що застосовується до РП, описується диференціальними рівняннями вигляду [105-107]

$$\sum_{i=0}^{\infty} a_i \frac{d^i y(t)}{dt^i} + \sum_{n=2}^{\infty} b_n y^n(t) = x(t). \quad (1.31)$$

Застосування даного нелінійного рівняння зводиться до багаторазового використання одного й того ж лінійного диференціального рівняння

$$\sum_{i=0}^{\infty} a_i \frac{d^i y(t)}{dt^i} = -x_k, \quad (1.32)$$

кожного разу за наявності різних збурюючих впливів - "нелінійних струмів" x_k , що визначаються в такий спосіб

$$x_1 = -x(t), \quad x_n = \sum_{m=2}^n b_m y_{n,m}, \quad (n \geq 2), \quad y_{n,m} = \sum_{i=1}^{n-m+1} y_i y_{n-i,m-1}, \quad (1.33)$$

причому $y_{m,m} = y_1^m$; $y_{m,m-1} = (m-1)y_1^{m-2}y_2$; ...; $y_{m,1} = y_m$.

Метод "нелінійних струмів" зручний для використання в часовій і частотній області, а також дозволяє зручно, для реалізації на ЕОМ, рекурентним способом визначати НПФ для складних РП. Зазначена обставина дає підставу стверджувати, що метод "нелінійних струмів" є одним із найбільш зручних і ефективних для РП [21, 23].

Однак метод "нелінійних струмів" можна застосовувати лише по відношенню до досить вузького класу одномірних РП, котрі описуються рівняннями вигляду (1.31), тобто пристрої радіотехнічного призначення на нелінійні елементи котрих надходить вихідний сигнал даного РП [21, 23]. Разом із тим РПП БРЛС містять багатомірні РП (перетворювачі частоти, когерентні детектори), а також такі РП і (або) їх сполучення, котрі не можуть бути описані виразом (1.31). Зокрема, це обмежує можливості точного аналізу багатокаскадних РПП із частотно залежними і, у загальному випадку, різними АХ їх каскадів [47]. Загальним недоліком відомих методів визначення НПФ є їх недостатня конструктивність [82]. Під цим розуміють досить обмежені можливості застосування даних методів для визначення науково обґрунтованих вимог до лінійності характеристик РПП і його каскадів, а також для синтезу РПП із заданою шириною лінійного динамічного діапазону [106, 107]. Зазначені задачі можуть бути ефективно розв'язані шляхом обернення нелінійного оператора, котрий описує роботу РПП або його каскаду [21, 63, 116-118]. Необхідно підкреслити, що знаходження ядер Вольтерра оберненого нелінійного оператора відомими методами дуже важко реалізується і пов'язане з трудомісткими викладками [69]. При цьому не завжди вдається отримати кінцеві результати у зручному вигляді для подальшого використання.

Крім того, відомі на сьогодні методи знаходження НПФ РП, як правило, засновані на розв'язанні складних матричних рівнянь [69]. Тому, дані методи не мають наочності представлення РП, що досліджуються й практично не використовують значний обсяг інформації, котрий міститься в топологічних (структурних) властивостях піддослідних РП. Це істотно ускладнює знаходження оптимальних варіантів побудови й підключення схем пригнічення нелінійних спотворень у РПП та обмежує можливості аналізу, на різних рівнях, деталізації РЛЗ. Також значною мірою ускладнюються дослідження під час зміни умов завдання, оскільки кожен раз необхідно практично заново проводити всі викладки і міркування.

Необхідність розв'язання часто досить громіздких матричних рівнянь [119] і, особливо, обернення матриць високого порядку зумовлює значну складність знаходження НПФ відомими методами [21, 82, 105-107]. Зазначена обставина призводить до обмеження області практичного використання функціонального методу. Слід відзначити також той факт, що функціональний метод розроблений і застосовувався, в основному, для схемотехнічного аналізу нелінійних РП, що має на меті визначення характеристик вихідного сигналу цього РП на заданий вхідний вплив. Однак, для вирішення поставленої в даній роботі проблеми необхідно оцінювати вплив нелінійності АХ РПП безпосередньо на показники якості БРЛС.

Слід зауважити, що внаслідок досить великої швидкості руху КА виникає доплерівське зміщення частоти в процесі прийому радіосигналів БРЛС. Зазначена особливість радіосигналів вимагає розширення смуг пропускання, зокрема динамічного діапазону РТС, що у свою чергу викликає ускладнення під час виділення зашумлених завадами радіосигналів.

Подолання описаних ускладнень можливе завдяки урахуванню специфічних властивостей траєкторій КА, зокрема певної детермінованості. Однак, як відомо із [35], траєкторії КА аеродинамічного типу відрізняються досить слабкою детермінованістю, особливо під час пуску. Причиною подібної властивості є саме рух КА, обумовлений силою тяги та опором атмосфери,

зокрема на іоносферній ділянці руху. Наслідком зазначеної причини є породження великого розмаїття можливих траєкторій руху КА під час виведення його на орбіту.

Космічним РТС притаманні також особливості, пов'язані з енергетичними, габаритними й ваговими обмеженнями, що висувуються до бортової апаратури КА. Ці обмеження змушують використовувати на борту передавачі мінімально допустимої потужності випромінювання, малогабаритні приймачі та антенні системи (АС) й вживати спеціальні заходи для підвищення рівня сигналів і пригнічення завад.

Збільшення потужності сигналів можливе за рахунок використання на вході РПП направлених антен. Оскільки збільшення спрямованості за інших рівних умов досягається за рахунок збільшення габаритів антен, прагнуть до підвищення спрямованості АС. Підвищення спрямованості цих АС ускладнює пошук і супроводження цілі за кутовими координатами. При цьому робляться всі необхідні заходи щодо зниження рівня завад у радіоканалах [64, 65], зокрема для НВЧ і ВВЧ каналів, котрі характеризуються частотно-селективними завмираннями на іоносферній ділянці поширення радіохвиль. Завадостійкість БРЛС, котрі працюють у вказаних діапазонах, суттєво знижується за рахунок нелінійних інерційних процесів.

Ураховуючи вищезазначене можна зробити висновок про недостатню ефективність відомого науково-методичного апарату для конструктивного аналізу нелінійних динамічних процесів в НВЧ і ВВЧ діапазонах сигналів БРЛС.

Із проведеного аналізу випливає актуальність подальшого розвитку теоретичних основ функціонального методу в напрямку розробки нової методології визначення НПФ РП, котра не має вище зазначених недоліків, а також обґрунтування методики системи досліджень інтегрального впливу нелінійних процесів безпосередньо в самих багатокаскадних РПП на показники якості БРЛС в заданому зовнішньому ЕМО.

1.4. Дослідження впливу середовища розповсюдження радіохвиль на показники якості БРЛС

1.4.1. Аналіз характеристик середовища розповсюдження радіохвиль

Для РП, котрі мають пристрій передачі та пристрій прийому радіосигналів, проміжною ланкою є середовище, у якому поширюються радіохвилі. Під час поширення радіохвиль у природних трасах, середовище розповсюдження електромагнітних коливань є тією ланкою радіосистеми, котра практично не піддається управлінню [120]. Найбільш вагомими нелінійними недетермінованими характеристиками, з точки зору впливу на показники якості функціонування БРЛС, має трансіоносферна ділянка розповсюдження радіохвиль [120]. При цьому виникають збої радіообміну в діапазонах частот у межах від 3 до 30 ГГц ("Земля - Космос" та "Космос - Земля") [121]. Зазначена ділянка являє собою суміш газів нейтральних атомів і молекул (здебільшого кисню O_2 і азоту N_2) у поєднанні з квазінейтральною плазмою [122].

Іоносфера Землі починається на висотах 50 – 90 км у денний та нічний час, відповідно, і продовжується на висоту 120 – 200 км, минаючи лінію Кармана. Іоносфера утворюється в результаті іонізації атмосфери електромагнітним випромінюванням і корпускулами сонячного та космічного походження [123].

За фізичними процесами, котрі відбуваються в іоносфері, її прийнято поділяти на нижню, середню і зовнішню.

У нижній іоносфері (50 – 100 км) спостерігається висока концентрація нейтральних частинок $10^{16} - 10^{13}$ см та мала довжина вільного пробігу електронів і велика частота їх зіткнень ($10^7 - 10^5$ с⁻¹) [122, 123]. Концентрація електронів n_e (КЕ) змінюється в межах $10 - 10^5$ см⁻³ (у день) та $10 - 10^4$ см⁻³ (вночі). Горизонтальні й вертикальні рухи мають характерні швидкості $10 - 10^2$ м/с та $1 - 10$ м/с, відповідно. Турбулентне перемішування в квазінейтральному газі призводить до утворення неоднорідностей із розмірами від 1 м до 10 км.

Середня іоносфера (100 – 300 км), в котрій домінують фотохімічні процеси, відрізняється регулярністю. На висотах 100 – 150 км електрони утримуються геомагнітним полем, а іони захоплюються нейтральними частинками. Це призводить до генерації іоносферних струмів щільністю порядку 10^{-7} – 10^{-5} А/м², а також до генерації певного класу неоднорідностей. Концентрація нейтральних частинок досягає 10^{13} – 10^9 см⁻³, а $n_e=10^5$ – 10^6 см⁻³. Вільні електрони суттєво впливають на електричні властивості іоносфери й обумовлюють можливість відбиття від іоносфери радіохвиль довше 10 м.

Зовнішня іоносфера (300 – 400 км) характеризується високою ступінню іонізації, основним джерелом котрої є електромагнітні хвилі сонячного випромінювання довжиною коротше 0,1 мкм – нижня ділянка ультрафіолетового діапазону й м'які рентгенівські промені, а також потоки заряджених частинок, що випускаються Сонцем [122, 123].

Більшість фізичних явищ, у тому числі й утворення неоднорідностей, обумовлені електродинамічними причинами.

Концентрація в одиниці об'єму електронів та іонів по висоті іоносфери розподіляється нерівномірно, тому іоносферу умовно поділяють на області D, E і F, які не мають чітко визначених меж, відповідно до [123, 124] рис. 1.7.

У іоносфері, згідно з [123], прийнято розрізняти такі області:

D (висота 60 – 90 км), E (висота 90 – 120 км) і F (висота 120 – 900 км). Розташування й насиченість областей іоносфери постійно змінюються протягом доби, сезону й сонячного циклу. На іонізацію області D впливає, в основному, рентгенівське випромінювання Сонця, а також додаткові слабкі джерела іонізації, наприклад, метеорити. Для області D характерно різке зниження ступеня іонізації вночі.

Область E характеризується великою щільністю плазми, основне джерело іонізації – сонячна короткохвильова радіація.

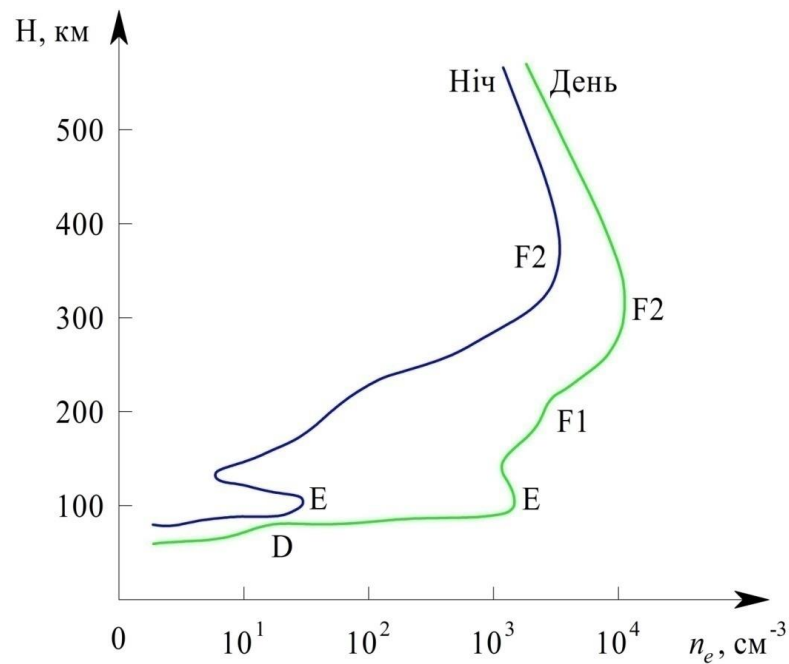


Рис. 1.7 Залежність щільності плазми від висоти над поверхнею Землі

У цій області відбувається зростання КЕ у денний час, а в нічний – КЕ різко зменшується (див. рис. 1.7). Оскільки в цій області висока концентрація вільних зарядносіїв, то вона має вирішальне значення в розподілі середньохвильового й короткохвильового випромінювання.

В іоносфері спостерігається зростання температури та КЕ до області F. Максимальне іоноутворення спостерігається на висотах 150 – 200 км. Іонний склад області F визначається сонячною активністю, але вона не впливає на відбиття електромагнітних хвиль із частотою менше 10 МГц. У верхній частині області F КЕ зменшується поступово до плазмопаузи, а потім різко падає в міжпланетному середовищі.

Дослідження свідчать, що наведена структура, морфологія й фізичні процеси справедливі лише для стану спокійної іоносфери [123-126].

1.4.2. Аналітичний огляд факторів збурень середовища розповсюдження радіохвиль

Збуреннями є будь-які відхилення параметрів середовища розповсюдження радіохвиль від їх спокійного стану, котрі мають тривалість від

кількох хвилин до кількох діб та мають прояв у масштабах порядку $10 - 10^4$ км [127, 128].

Розрізняють такі типи збурень іоносфери [127, 129].

Раптові іоносферні збурення супроводжуються збільшенням іонізації в нижній іоносфері в періоди сонячних спалахів. КЕ на висотах 60 – 90 км збільшується більше ніж на порядок, а в областях E і F, згідно з рис. 1.7, збільшення становить 50 – 200% і 10 – 30%, відповідно. Спостерігається ефект поглинання радіохвиль у полярній шапці, пов'язаний із вторгненням космічних променів (протонів із енергіями $10-10^2$ MeV), які випромінюються під час спалахів на Сонці. При цьому, n_e збільшується на півтора – два порядки на висотах 50-70 км, на висотах 70-90 км – на порядок. Тривалість ефекту поглинання радіохвиль набагато більша, ніж тривалість інших збурень. Окрім того, ефект поглинання розвивається не тільки на денному, а й на нічному боці Землі. Тому ефект поглинання радіохвиль у полярній шапці вважають найбільш значним збуренням у високоширотній нижній іоносфері [123].

Авроральне поглинання радіохвиль пов'язане із продукуванням електронів із енергіями $10 - 10^2$ KeV із магнітосфери в іоносферу. Вказаний процес пов'язаний із взаємодією іоносфери із зарядженими частинками сонячного вітру (потоків мегаіонізованих частинок гелієво-гідрогенної плазми) та виникає в періоди магнітосферних збурень.

Збурення F області (рис. 1.7) мають місце в глобальних масштабах у періоди магнітних бурь та характеризуються значними варіаціями критичних частот f_0 . Так для області F2 (10 – 100%) максимуму іонізації (10 – 100 км).

Іоносферні збурення, котрі переміщуються [129-131], викликають варіації частоти і висоти. Величина квазіперіода складає від 15 хв до 3 год. Розрізняють іоносферні збурення, котрі переміщуються, за такими показниками:

- широкомасштабними (з горизонтальними розмірами від 300 до 1000 км, періодами від 0,5 до 3 год., фазовою швидкістю від 300 до 1000 м/с);
- середньомасштабними (горизонтальні розміри від 100 до 300 км, періоди від 0,2 до 1 год., фазові швидкості від 100 до 300 м/с);

- вузькомасштабними – з параметрами меншими ніж у попередніх.

Зазначені збурення рухаються від високих до низьких широт, що свідчить про зміну фронту поширення хвилі [131].

Поширення радіохвиль в іоносферному середовищі супроводжується зміною амплітуди хвилі, як правило її зменшенням, зміною швидкості і напрямку поширення, поворотом площини поляризації і спотворенням сигналів. Під час поширення радіохвилі в неоднорідному іоносферному середовищі її траєкторія викривляється. За великої електронної щільності викривлення траєкторії хвилі може виявитись настільки сильним, що хвиля повернеться до місця випромінювання.

Відбиття радіохвиль, котрі були надіслані з поверхні Землі на іоносферу, відбувається не на кордоні повітря – іонізований газ, а саме в товщі іонізованого газу. Слід зазначити, що відбиття радіосигналу може відбуватись лише в тій області іоносфери, де діелектрична проникність зменшується, а електронна щільність зростає.

Крім того, потік плазми з магнітним полем, що постійно випромінюється Сонцем, утворює “сонячний вітер”, швидкість якого складає 300 – 1200 км/с.

Сонячний вітер, в основному, складається з електронів, протонів й альфа-частинок [122, 123]. Дослідження показали, що сонячний вітер структурований і має спокійний і збурений стан. Спокійні потоки поділяють на два класи: повільні (300-500 км/с) і швидкі (500-800 км/с).

Із впливом Сонця пов’язані збурення, котрі викликані проходженням лінії кордону “день-ніч”, або “ніч-день”, а також сонячними затемненнями. У цих випадках в областях E і F, відповідно до рис. 1.7, генеруються збурюючі хвилі, котрі призводять до генерації квазіперіодичних збурень KE із періодами 5-20 хв, загальною тривалістю близько 1,5 год. Вказані неоднорідності KE у нижній іоносфері є аперіодичними.

Входження в щільні шари атмосфери метеоритів із швидкостями 10-75 км/с є джерелом збурень іоносфери, при цьому утворюються потужні метеорні сліди з KE $10^{11} - 10^{12} \text{ см}^{-3}$. Вони витягнуті уздовж траєкторії руху

метеорита та генерують збурюючі хвилі тривалістю в кілька секунд (висоти 80-120 км). Утворення блискавок у нижній іоносфері також призводить до підсилення неоднорідностей.

Усі зазначені фізичні явища впливають на поширення радіохвиль різних частотних діапазонів. Ефекти збурень в іоносфері, разом із збуреннями неоднорідної структури, мають глобальний характер. Тому, в іоносферному каналі зв'язку спостерігається зростання потужності P_{PC} розсіяних сигналів, а також істотне збільшення потужності $P_{ШРВ}$ шумового радіовипромінювання $P_{ШРВ}$. Зростання $P_{ШРВ}$ та P_{PC} характеризуються збільшенням КЕ в іоносфері на 10-100%, що призводить до підсилення флуктуації. Розподіл КЕ за висотою H у природній (незбуреній) іоносфері, як показано на рис. 1.8, можна охарактеризувати сукупністю деякого регулярного середнього значення $n_{\text{едт}}(H)$ і випадковими відхиленнями КЕ в просторі $\Delta n_e(x, y, z) = \Delta n_e(\rho, H)$, щодо цього середнього $n_e = n_{\text{еср}}(H) + \Delta n_e(\rho, H)$.

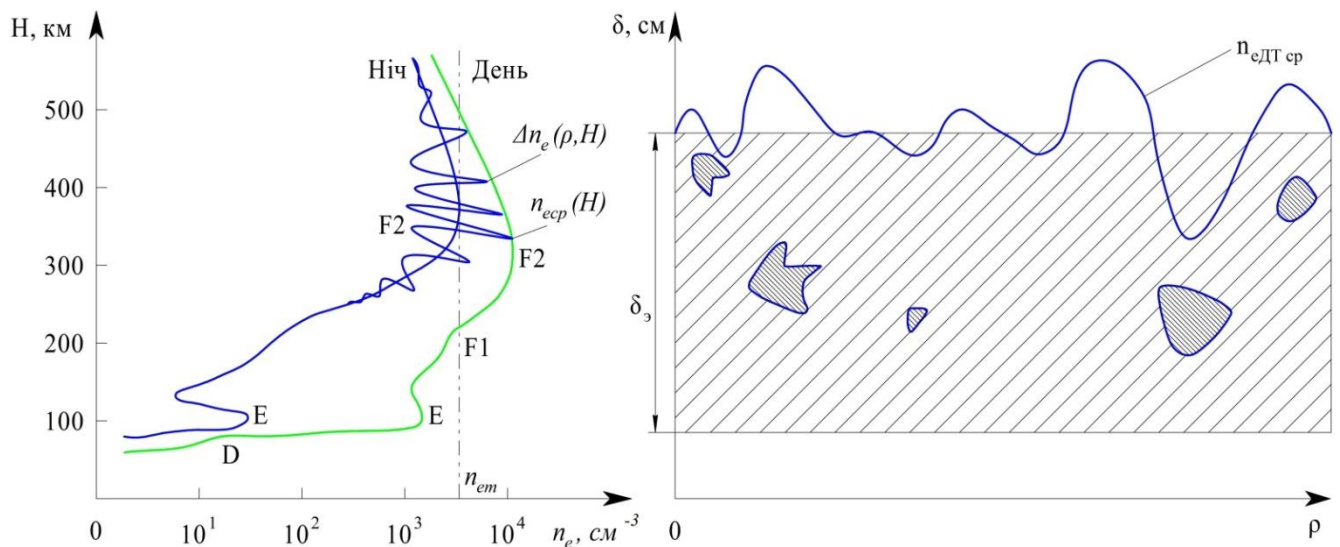


Рис. 1.8 Розподіл КЕ у незбудженій іоносфері (а) та комплексна модель розподілу КЕ (б)

Детерміновану частину розподілу КЕ характеризує інтегральне середнє [132-134]

$$n_{e \text{ ДТ ср}} = \int_0^{\infty} n_{\text{еср}}(H) dH = \delta_e \cdot n_{em}, \quad (1.34)$$

де δ_e – еквівалентна товщина іоносфери;

n_{em} – максимальне середнє значення КЕ (в іоносферному F – шарі).

Відповідно до (1.34), її модель можна представити у вигляді однорідного шару з δ_e та КЕ n_{em} .

Флуктуаційну частину розподілу КЕ в неоднорідностях іоносфери за всією товщиною δ_e , можна охарактеризувати флуктуаційними складовими інтегральної КЕ. Її модель представляється у вигляді тонкого шару неоднорідностей із флуктуаціями КЕ $\Delta n_e(\rho)$, розміщеними на виході іоносферного шару.

Комплексна модель розподілу КЕ в іоносфері представляється у вигляді сукупності однорідного шару товщиною δ_e із КЕ n_{em} та розташованого над ним тонкого шару неоднорідностей із флуктуаціями КЕ, котрим відповідає складова $\Delta n_e(\rho)$.

Вплив на іоносферне середовище розповсюдження радіохвиль збурюючих факторів викликає зростання як середньої інтегральної n_e ДТ ср, так і флуктуаційної складової $\Delta n_e(\rho)$ [133, 135]. Вважаємо, що збільшення $\Delta n_e(\rho)$ відбувається пропорційно зростанню n_e ДТ ср, це обумовлено збільшенням n_e .

Проведемо аналіз впливу перших двох чинників трансіоносферного розповсюдження радіохвиль на якість функціонування РПП БРЛС. Завадостійкість $P_{ПС}$ будь-якого оптимального радіоприймача оцінюється за допомогою залежності $P_{ПС} = \psi(h_0^2)$, де h_0^2 – вхідне відношення, котре відповідає відношенню потужностей сигналу й завади на виході приймача [133, 136] $h_0^2 = (P_C / P_\tau)_{вих}$.

Вплив поглинання радіохвиль в іоносфері і їх рефракція призводять до зростання $P_{ПС}$ унаслідок зменшення вхідного відношення h_0^2 , у порівнянні з ідеалізованим розповсюдженням $h^2 = \eta_{погл} \cdot \eta_{реф} \cdot h_0^2$, де $\eta_{погл}$ – коефіцієнт енергетичних втрат, обумовлений поглинання радіохвиль в іоносфері, котрий

завжди менший від одиниці; η_{ref} – коефіцієнт енергетичних втрат, обумовлений неточністю наведення антен через іоносферну рефракцію радіохвиль ($\eta_{ref} < 1$).

Для зазначених коефіцієнтів втрат характерні залежності вигляду $\eta_{погл} \cdot \eta_{ref} \sim n_e \text{ ДТ ср}$. Однак, величина η_{ref} суттєво залежить від кута та місця радіотрас. Однак, $\eta_{ref} = 0$, коли кут розповсюдження радіохвиль становить 90° .

Загальні закономірності впливу послаблюючого й рефракційного факторів трансіоносферного розповсюдження радіохвиль на якість функціонування РПП БРЛС полягають у збільшенні інтегральної середньої КЕ іоносфери й зменшенні несучої частоти переданих сигналів f_0 , що у свою чергу викликає зменшення відношення сигнал/шум на вході РПП та зростання $P_{ПС}$.

Коли монохроматична хвиля, котра падає на іоносферний шар, є пласкою й спрямована за нормаллю до нього, то амплітудний фронт хвилі на виході даного шару (у площині δ_e) практично не змінюється. Фазовий фронт зазначеної хвилі на виході іоносферного шару може змінюватися, що пояснюється його залежністю від величини відносної діелектричної проникності іоносфери $\varepsilon(\rho, \delta)$ [56, 135-137]

$$\varphi(\rho, \delta) = 2\pi/\lambda \int_0^\delta \sqrt{\varepsilon(\rho, \delta)} d\delta = 2\pi/\lambda \int_0^{\delta_e} \sqrt{\bar{\varepsilon}(\delta) + \Delta\varepsilon(\rho, \delta)} d\delta. \quad (1.35)$$

Ураховуючи (1.35), середнє значення та флуктуації діелектричної проникності іоносфери визначаються параметрами її КЕ

$$\bar{\varepsilon}(\delta) = 1 - \frac{80,8}{f_0^2} \cdot n_{exp}(\delta); \quad \Delta\varepsilon(\rho, \delta) d\delta = -\frac{80,8}{f_0^2} \cdot n_{exp}(\rho, \delta) \quad (1.36)$$

З урахуванням частот f_0 , котрі використовуються в БРЛС, справедливе відношення $f_0^2 \gg 80,8\lambda[n_{\text{exp}}(\delta) + \Delta n_e(\rho)]$, причому функцію $\varepsilon(\rho, \delta)$ можна розкласти в біноміальний ряд, обмежившись двома першими членами. У результаті перетворень отримано

$$\varphi(\rho, \delta) = k_0 \delta_e + \bar{\varphi}(\delta) + \Delta\varphi(\rho, \delta), \quad (1.37)$$

де $k_0 = 2\pi / \lambda = 2\pi f_0 / c$;

$$\bar{\varphi}(\delta) = -\frac{80,8}{cf_0} \cdot n_{\text{exp}}(\delta) = -\frac{80,8}{cf_0} \delta_e \cdot n_e;$$

$$\Delta\varphi(\rho, \delta) = -\frac{80,8}{cf_0} \cdot \Delta n_e(\rho).$$

Із (1.37) видно, що фазовий фронт хвилі на виході іоносферного шару визначається як сума набігання фази у вільному просторі на товщину іоносферного шару δ_e та середнього значення фазового запізнювання в іоносфері $\varepsilon(\delta)$, котре спричинене однорідним шаром КЕ і флуктуацією фазового запізнювання $\Delta\varphi(\rho, \delta)$, що обумовлено інтегральними неоднорідностями іоносфери.

Оскільки внесок у зазначені флуктуації роблять безліч неоднорідностей КЕ уздовж лінії візування, то, згідно з центральною граничною теоремою, вони підкоряються нормальному закону розподілу ймовірностей [133, 138, 139].

Побудувати моделі трансіоносферних каналів передачі сигналів можна визначивши аналітичну залежність прийнятого сигналу $S_p(t)$ від переданого $S_\tau(t)$ та передавальні характеристики каналів передачі радіосигналів, а також встановити їх статистичні параметри згідно з [9, 140, 141].

Переданий монохроматичний сигнал описується таким співвідношенням

$$S_\tau(t) = \sqrt{2R_e} [\sqrt{P_\tau} \exp^{j\omega_0 t}], \quad (1.38)$$

де P_τ – потужність переданого сигналу, Вт.

Опис переданого сигналу $S_\tau(t)$ за допомогою перетворення Фур'є здійснюється у такий спосіб: беруть позитивний знак при $\exp^{j\omega_0 t}$ з просторовим множником $\exp^{jk\rho} = \exp^{-j\varphi[\rho, \delta]}$ [27, 133, 142] та представляють фазовий фронт монохроматичної хвилі на виході іоносферного шару сукупністю його елементарних ділянок $\varphi(\rho, \delta) = \sum_{i=1}^n \varphi(\rho_i)$ й ототожнюючи сигнал на вході приймача з полем електромагнітної хвилі в точці прийому, його комплексну амплітуду записують так

$$S_p(t) = \sum_{i=1}^n A_0 \cdot \exp^{-j\varphi(\rho_i)} = \sum_{i=1}^n A_0 \cdot \exp^{-j\Delta\varphi(\rho_i)} \cdot \exp^{-j(k_0\delta + \bar{\varphi})}. \quad (1.39)$$

Вираз (1.39) можна записати співвідношенням

$$A_0^2 = P_\tau \cdot F_0, \quad (1.40)$$

де F_0 – множник ослаблення радіохвиль у вільному просторі.

Формулу (1.40) можна представити у вигляді

$$\varphi(\omega_0, \rho, \delta) = \omega_0[\delta_e / c + \bar{\tau} + \Delta\tau(\rho)], \quad (1.41)$$

де $\bar{\tau} = -\frac{40,4(2\pi)^2}{\omega_0^2 \cdot c} \cdot n_e \text{ ДТ оп}$ – середній час затримки фронту

електромагнітної хвилі в іоносферному шарі; $\Delta\tau(\rho) = -\frac{40,4(2\pi)^2}{\omega_0^2 \cdot c}$ – флуктуації

часу затримки різних ділянок $\Delta\tau(\rho_i)$ фронту хвилі на виході іоносферного середовища, відносно $\bar{\tau}$.

Оскільки $\Delta\tau(\rho_i)$ визначає відносний час запізнювання $\Delta\tau_i$ окремих променів радіосигналу в точку прийому, тоді маємо:

$$\bar{S}_p(t) = \sqrt{P_\tau} \sum_{i=1}^n \exp^{-j\omega_0 \Delta\tau_i} \cdot \exp^{-j\omega_0 \left(\frac{\delta}{c} + \bar{\tau} \right)}. \quad (1.42)$$

Сигнал, котрий приймається, описується співвідношенням [133]

$$S_p(t) = \sqrt{2} R_e[\bar{S}_p \exp^{j\omega_0 t}] = \sqrt{2} R_e[\sqrt{P_\tau} \cdot b \cdot \exp^{j\omega_0(t - \tau_{cp})}], \quad (1.43)$$

де $\tau_{cp} = \frac{\delta}{c} + \bar{\tau} = t_0 + \bar{\tau}$ – середній час запізнення за всіма променями радіосигналу;

$b = \sum_{i=1}^n k_i \cdot \exp^{j\Omega_i} = \sum_{i=1}^n \sqrt{F_0} \cdot \exp^{-j\omega_0 \Delta\tau_i}$ – коефіцієнт передачі каналу зв'язку.

Зазначений коефіцієнт відображає наявність загальних завмирань у прийнятому сигналі (1.43), котрі обумовлені розсіювальними властивостями іоносферних неоднорідностей $\Delta n_e(\rho)$. Оскільки флуктуації фазового фронту хвилі на виході іоносфери (1.37) мають нормальний розподіл, то традиційне припущення для РПП БРЛС про гаусівський характер завмирань для трансіоносферних каналів зв'язку є цілком обґрунтованими.

Модуль b [27, 142] характеризується дисперсією $|\bar{b}|^2 = \alpha^2 + 2\sigma_b^2$, де α^2 , $2\sigma_b^2$ – потужності регулярної та флуктуаційної складових коефіцієнта передачі каналу зв'язку, відповідно.

Зазначені статистичні параметри передавальної характеристики b спільно з (1.43) повністю задають модель каналів зв'язку з загальними завмираннями й дозволяють визначити середню потужність сигналу і його регуляторну та флуктуаційну складові $\bar{P}_p = \alpha^2 P_\tau + 2\sigma_b^2 P_\tau = P_p + P_{флук}$.

Визначення середньої потужності прийнятого сигналу за каналами зв'язку з розсіюванням, дає можливість оцінити $P_{ПС}$ [6], однак оцінка завадостійкості прийому проводиться для випадку передачі модульованих сигналів, а не монохроматичних. Тому, користуючись аналогічним підходом, проаналізуємо випадок трансіоносферного поширення модульованої хвилі. Остання характеризується наявністю огибаючого й високочастотного заповнення (f_0) і має кінцеву ширину спектра частот (Δf_0).

Процес розповсюдження модульованої хвилі через іоносферу можна описати виразом, аналогічним до розповсюдження монохромної хвилі, але з однією відмінністю – застосуванням параметра $f = \omega/2\pi$, що відповідає поточному значенню частоти модульованої електромагнітної хвилі в межах ширини її спектру $\Delta\omega_0 = \omega - \omega_0 = 2\pi\Delta f_0$. У цьому випадку зміни фазового фронту хвилі на виході іоносферного шару будуть залежати додатково й від ω .

З урахуванням того, що в БРЛС використовуються вузькосмугові сигнали в радіотехнічному сенсі ($\omega_0 \gg \Delta\omega_0$), функцію $\varphi(\omega, \rho, \delta_e)$ можна розкласти в ряд Тейлора в околі ω_0 й обмежитися трьома першими членами розкладу

$$\varphi(\omega, \rho, \delta_e) = \varphi(\omega_0, \rho, \delta_e) + \varphi'(\omega_0, \rho, \delta_e)(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2} \varphi''(\omega_0, \rho, \delta_e)(\omega - \omega_0)^2. \quad (1.44)$$

Перший член ряду (1.44) відображає властивості розсіювання іоносферних неоднорідностей, що викликають появу загальних завмирань у прийнятих сигналах.

$$\text{Другий член ряду } \varphi'(\omega_0, \rho, \delta_e)(\omega - \omega_0) = \left[\frac{\delta_e}{c} + \bar{\tau} + \Delta\tau(\rho) \right] (\omega - \omega_0),$$

залежить від різниці частот $\omega - \omega_0 = \Omega$ і складається з двох доданків. Доданок $\Omega\Delta\tau(\rho_i)$ відображає факт того, що хвильовий фронт кожної частотної складової на вході іоносфери випадковим чином змінюється в часі. Унаслідок цього, окремі ділянки хвильового фронту $\Delta\tau(\rho_i)$ кожної частотної складової

спектру будуть приходити в точку прийому, маючи різні значення відносного часу запізнювання $\Delta\tau_i$. У результаті їх інтерференції, спектр сигналу буде схильний до ЧСЗ. Тому, другий член ряду відображає властивості розсіювання іоносферних неоднорідностей, котрі викликають ЧСЗ прийнятих сигналів.

Третій член ряду складається з двох доданків

$$\frac{1}{2} \varphi''(\omega_0, \rho, \delta_e)(\omega - \omega_0)^2 = \frac{40,4(2\pi)^2}{\omega_0^3 \cdot c} (\omega - \omega_0)^2 n_e \ddot{\Delta} n_e - \frac{40,4(2\pi)^2}{\omega_0^3 \cdot c} (\omega - \omega_0)^2 \Delta n_e(\rho).$$

Другим доданком можна знехтувати, оскільки він набагато менший від першого, а також усіх інших членів ряду. Тоді, маємо

$$\frac{1}{2} \varphi''(\omega_0, \rho, \delta_e)(\omega - \omega_0)^2 \approx \frac{40,4(2\pi)^2}{\omega_0^3 \cdot c} (\omega - \omega_0)^2 n_e \ddot{\Delta} n_e.$$

Дане рівняння визначає фазовий зсув частотних складових модульованої хвилі та обумовлений нелінійністю фазо-частотних характеристик іоносфери, а також характеризує її дисперсійні властивості.

Отже, якісний аналіз фазових ефектів, що виникають при трансіоносферному поширенні модульованої хвилі вказує на те, що прийняті в РПП сигнали будуть піддані дисперсійним спотворенням і завмиранням загального або частотно-селективного типу.

Встановлено, що $\overline{\Delta n_e^2} / \overline{\Delta n_{e0}^2} < 10$ (індекс «0» відноситься до незбурених параметрів), однак просторовий спектр n_e до сьогодні досліджено недостатньо [143]; в областях E і F генеруються іоносферні збурення, що переміщуються з періодами від 5 до 20 хв.

Збурення іоносфери здатні викликати завмирання не лише загального типу, але й ЧСЗ, коли виконується умова

$$\Delta f_0 \geq \Delta f_k, \quad (1.45)$$

де Δf_0 – несуча частота сигналу радіозв'язку;

Δf_k – смуга когерентності іоносферних каналів зв'язку.

Виконання зазначеної умови виникнення ЧСЗ, згідно з роботою [144], призводить до випадкових флуктуацій до яких будуть схильні не тільки амплітуди і фази прийнятого сигналу, але й форма його огибаючої. Це обумовлює енергетичні втрати під час обробки радіосигналів, котра пов'язана із неузгодженістю форми переданого сигналу з опорним сигналом приймача. Тому, відбувається додаткове зниження завадостійкості РПП БРЛС.

Збурення іоносфери викликають звуження Δf_k , тому відповідно до (1.45), іоносферні канали зв'язку, котрі використовують сигнали з розширеним спектром найбільше схильні до небезпеки виникнення ЧСЗ.

Прогнозування завадостійкості некогерентного прийому сигналів радіозв'язку з розширеним спектром (залежності ймовірності похибки – $P_{ПС}$ від відношення середньої енергії сигналу на вході приймача до спектральної щільності флуктуаційних перешкод) у РПП при різних співвідношеннях між Δf_k і Δf_0 , наведені на рис. 1.9. Детальний аналіз наведених кривих дозволяє стверджувати, що енергетичний потенціал існуючих радіоліній може виявитися недостатнім для отримання необхідного значення ($P_{\tau} \sim 10^{-5}$) в умовах збурень.

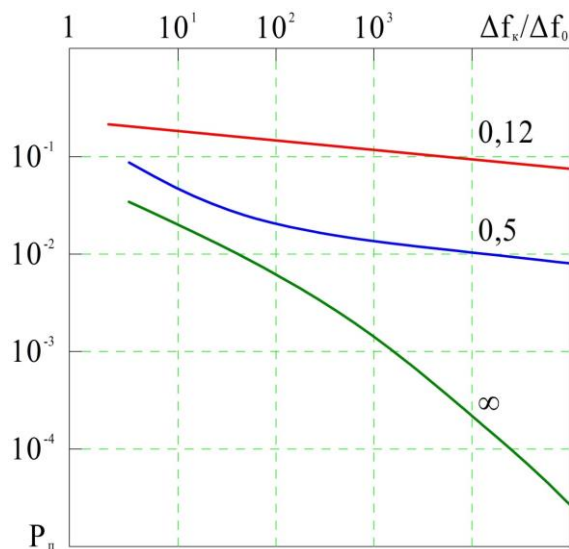


Рис. 1.9 Прогнозування завадостійкості когерентного прийому сигналів із антенними пристроями

Збільшення смуги сигналу з розширеним спектром може призводити до суттєвого погіршення завадостійкості РПП БРЛС.

Під час руху КА з надзвуковою швидкістю, у безпосередній близькості до лінії Кармана, у щільних шарах атмосфери утворюється плазмова оболонка, котра негативно впливає на поширення радіосигналів. На якість зв'язку мають суттєвий вплив процеси амбіполярної дифузії й дрейфового перенесення елементарних частинок. Зазначений вплив визначається тим, що електромагнітна хвиля приводить у рух вільні електрони, концентрація їх у просторі змінюється, викликаючи різноманітність форм траєкторій радіохвиль. Їх інтерференція призводить до спотворень й ослаблення радіосигналу, як наслідок, радіохвиля, відбивається від іоносферної плазми [137].

Для вирішення поточних практичних завдань необхідно забезпечити безперервний зв'язок із носієм БРЛС – КА. Оскільки плазмова оболонка утворює радіонепроникне середовище навколо корпусу КА, завдяки іонізації елементарних частинок атмосферного повітря [145, 146], то вирішення зазначених завдань надзвичайно ускладнюється.

Іоносферна плазмова плівка навколо КА має значну КЕ, котра може змінюватися від 10^7 до 10^{16} см^{-3} у залежності від швидкості й висоти руху [147-149]. Дана обставина призводить до перешкоджання поширенню радіохвиль у просторі, частково їх поглинаючи і відбиваючи від своєї поверхні.

Для оцінки величини КЕ плазми були використані результати досліджень із [143, 150], котрі наведені у вигляді графіків на рис. 1.10.

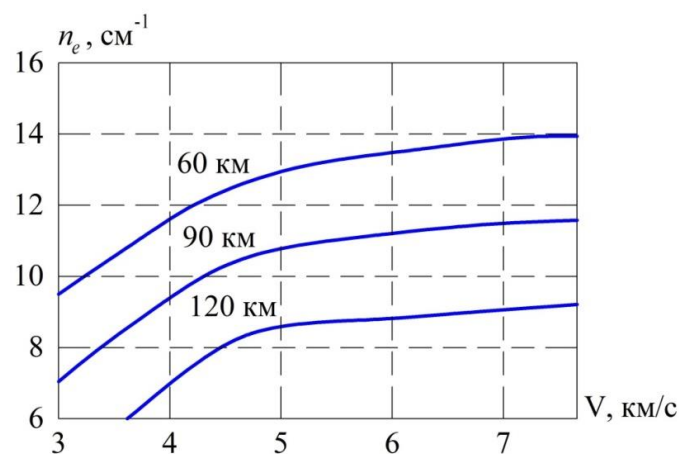


Рис. 1.10 Концентрація електронів n_e у залежності від висоти та швидкості руху КА

Оскільки концентрація молекул на висоті 120 км мала, ця висота розглядатися не буде. З урахуванням рис. 1.10, можна зробити висновок, що значення n_e плазми навколо носія БРЛС залежить від швидкості та висоти руху.

Для порівняння величин плазмової частоти ω_0 , що вимірювалася в роботі [142], з величинами частот електромагнітних хвиль Ω , котрі падають на плазму, необхідно перевести плазмову частоту в Гц ($f_p = \frac{\omega_0}{2\pi}$, де f_p – плазмова частота, Гц).

Таким чином, можна зробити висновки про можливість поширення радіохвиль через плазму, згідно з [40]. Якщо $\Omega < f_p$, то радіосигнал не може поширюватися в даній плазмі. Якщо $\Omega > f_p$, то існує можливість поширення радіохвилі через плазму.

Однак, визначення величини n_e і ω_0 при різних значеннях швидкості руху КА – V та висотах знаходження КА – H , досить складно математично описати, унаслідок зміни швидкості руху в залежності від щільності плазми.

Необхідно зауважити, що розроблення радіотехнічних методів, котрі дозволяють забезпечити безперервний та надійний радіозв'язок, можливе лише за умов вивчення параметрів згасання сигналів і фаз, котрі показують як, та з якими втратами радіохвилі поширюються в трансіоносферному середовищі.

Товщина фронту ударної хвилі має порядок довжини вільного пробігу молекул, що дозволяє замінити фронт ударної хвилі поверхнею розриву, для зручності розрахунків, як зазначено в роботі [149]. За фронтом газ утворює структуру з прошарками, але всередині шарів газ відносно однорідний, однак розігрів газу призводить до іонізації й значного підвищення електропровідності.

В урівноваженому термодинамічному середовищі КЕ визначається формулою Саха [151, 152]. Для газу, що складається з атомів одного роду, рівняння Саха має вигляд

$$n_e = (2\pi m_e)^{3/4} (kT)^{1/4} P_0^{1/2} h^{-3/2} \exp\left(-\frac{\chi_r}{2kT}\right), \quad (1.46)$$

де χ_r – енергія іонізації, Дж/моль;

h – постійна Планка, Дж с;

T – кінетична температура, °К;

P_0 – тиск газу, Па.

Для стаціонарного випадку формула (1.46) може бути використана для суміші газів [152]. Газова плазма характеризується наявністю колективних електродинамічних процесів. Зокрема, виникають електронні плазмові коливання, але їх розвитку перешкоджають зіткнення електронів, як найбільш рухливих частинок.

Основними радіофізичними характеристиками плазмового середовища є частота зіткнень електронів $\nu_e = \frac{u_e}{\lambda}$ і плазмова частота $\omega_0 = \left(\frac{n_e e^2}{\varepsilon_0 m_e}\right)^{1/2}$.

Плазмове середовище може стати радіопрозорим у наступних випадках:

- коли $\omega_0 > 2\pi\nu_e$ маємо $\omega_{0k} = \omega_0$;

- коли $2\pi\nu_e > \omega_0$ буде $\omega_{0k} = 2\pi\nu_e$.

де ω_{0k} – критичні частоти.

Відбиття радіохвиль спостерігається за частотою нижчою критичних частот, якщо $\omega_0 > 2\pi\nu_e$. Поглинання радіохвилі відбувається у товщі плазмового шару δ без відбиття, якщо $2\pi\nu_e > \omega_0$. У роботі [153] отримано значення ω_0 для КА на висоті 75 км (швидкість 5,3 км/с $n_e \approx 10^{16} \text{ см}^{-3}$): $\omega_0 = 56,5 \cdot 10^9 \text{ рад/с}$, або $\nu_0 = 9 \text{ ГГц}$, це свідчить про те, що перехідна частотна область досить протяжна.

Для довжини хвилі λ виконується умова: $\lambda > \delta$, де δ – Дебаєвський радіус. Поширення радіосигналів НВЧ діапазону в іонізованому газі описується рівняннями макроскопічної електродинаміки [154, 155]. Для фазового параметра β та параметра згасання – α , маємо частотні залежності

$$\beta^2 \frac{c^2}{\omega^2} = \frac{1}{2} \left(\left[\left(1 - \frac{\omega_p^2}{v_e^2 + \omega^2} \right)^2 + \frac{v_e^2}{\omega^2} \left(\frac{\omega_p^2}{v_e^2 + \omega^2} \right)^2 \right]^{1/2} + \left(1 - \frac{\omega_p^2}{v_e^2 + \omega^2} \right) \right), \quad (1.47)$$

$$\alpha^2 \frac{c^2}{\omega^2} = \frac{1}{2} \left(\left[\left(1 - \frac{\omega_p^2}{v_e^2 + \omega^2} \right)^2 + \frac{v_e^2}{\omega^2} \left(\frac{\omega_p^2}{v_e^2 + \omega^2} \right)^2 \right]^{1/2} + \left(1 - \frac{\omega_p^2}{v_e^2 + \omega^2} \right) \right). \quad (1.48)$$

Проаналізувавши отримані співвідношення (1.47) та (1.48), можна відзначити, що у разі незначної частоти зіткнень електронів іоносферне середовище прозоре для радіохвиль тільки для значення їх частот більше плазмової. Це характеризується оберненням фазової сталої у нуль у випадку, коли значення плазмової частоти менше частоти радіосигналу.

У цьому випадку значення згасання радіосигналу починає різко зростати, це підтверджує той факт, що в ідеальній плазмі частота радіопрозорості (критична частота), значення котрої визначає нижню межу для радіохвиль, котрі можуть поширюватися в даному плазмовому середовищі, дорівнює плазмовій частоті. У разі збільшення v_e фазова стала не обертається у нуль при плазмовій частоті, що перевищує частоту радіосигналу. Значення параметра згасання зростає з меншою швидкістю, ніж в плазмовому випадку.

Отже, частота зіткнень електронів впливає на критичну частоту для даного середовища, котра вже не буде дорівнювати плазмовій частоті.

Оцінити зміну глибини проникнення радіохвилі в середовище можна скориставшись визначенням товщини плазми δ , як зворотної величини від параметра згасання, згідно з [155-157]

$$\delta \frac{\omega}{c} = \left(\frac{1}{2} \left[\left(1 - \frac{\omega_p^2}{v_e^2 + \omega^2} \right)^2 + \frac{v_e^2}{\omega^2} \left(\frac{\omega_p^2}{v_e^2 + \omega^2} \right)^2 \right]^{1/2} - \frac{1}{2} \left(1 - \frac{\omega_p^2}{v_e^2 + \omega^2} \right) \right)^{-1/2}. \quad (1.49)$$

Із аналізу (1.49) видно, що товщина поверхневого шару характерно збільшується зі збільшенням частоти радіосигналу в області f_0 . Але таке значне збільшення товщини поверхневого шару характерно лише для незначних величин частоти зіткнень електронів (коли $\omega_0 > 2\pi\nu_e$).

Зі зростанням значень ν_e , збільшення товщини поверхневого шару відбувається набагато повільніше і його значення залишається досить високим у всьому діапазоні частот. Указана зміна подібна до зміни β і α та показує, що частота зіткнень електронів суттєво впливає на характер поширення радіосигналів у іонізованому середовищі.

Зазначені результати дозволяють дійти до вкрай важливого висновку про існування задачі забезпечення необхідної завадостійкості РПП БРЛС в умовах збурень іоносфери, яка може бути вирішена тільки за рахунок удосконалення методів локального зменшення щільності іоносферної плазми.

1.4.3 Оцінка використання сучасних методів підвищення завадостійкості РПП БРЛС

Необхідно зазначити, що іоносферне середовище поширення радіохвиль розглядалося як "чорна скриня", згідно з [14, 35, 158]. Основна увага приділялася виключно передавальним характеристикам для вирішення конкретних прикладних завдань, наприклад, аналізу впливу середовища поширення радіохвиль на завадостійкість радіосистем, за наперед визначеною схемою оброблення радіосигналів; синтезу оптимальних, для наперед заданих умов поширення радіохвиль, схем обробки сигналів.

У випадку впливу збурень плазмової іоносферної плівки навколо конструкції носія БРЛС, принципово неможливо забезпечити необхідну завадостійкість РПП БРЛС на фоні флуктуаційних перешкод за рахунок підвищення енергетичного ресурсу радіоліній.

Аналіз існуючих методів впливу на іоносферну плазму показав, що на сьогодні не існує таких методів, котрі давали б якісний результат. Це пов'язано або з підвищеними масогабаритними показниками, або зі значними енергетичними витратами, або із погіршенням аеродинаміки КА [147, 153, 154, 159-162].

У роботах [159-161] пропонується спосіб передачі інформації через іоносферну плазму, котрий засновано на одночасному впливові на плазму потоком електронів, акустичною хвилею та інформаційним сигналом.

Інжекція електронного потоку в плазму супроводжується збудженням у ній поздовжніх плазмових коливань різної щільності заряду. У цьому процесі коливання відбуваються на власній плазмовій частоті ω_p і не вимагають додаткової модуляції електронного потоку. Така модуляція, згідно з роботою [159], здійснюється автоматично й саме вона призводить до бунчування пучка й збудження досить сильних хвиль. За наявності звукових хвиль у плазмі, відбувається взаємодія плазмових й акустичних хвиль. Як наслідок, утворюються хвилі з частотою, меншою за резонансну. Процес взаємодії вихідних хвиль й утворення нових носить вибуховий характер (нестійка модуляція) і призводить до появи каверн зі зниженою щільністю в плазмі. Такі каверни утворюються уздовж пучка електронів, а їх кількість залежить від числа напівхвиль акустичних коливань.

Відповідно до роботи [159], поперечні розміри каверн рівні довжині радіохвилі ($\lambda = 3$ см). Час розвитку модуляційної нестійкості для плазми з $T = 4$ еВ і концентрацією електронів $n_e \sim 10^{15}$ см⁻³ буде рівним 10^{-10} с.

$$\frac{E^2}{8\pi n T} > K^2 \delta_\delta, \quad (1.50)$$

де $K = \frac{2\pi}{\lambda}$ – хвильове число, $\lambda_\delta = \frac{V_T}{\omega_p}$, V_T – теплова швидкість частини

плазми, котра визначає потужність електронного пучка.

Для товщини плазми $\delta_{nl} = 10$ см стаціонарна потужність пучка, згідно з (1.50), повинна бути не меншою від $P \sim 1$ кВт. При цьому зменшення щільності у вільних каналах плазми відбувається в 20 разів, а кількість їх на довжині 10^2 (довжина хвилі акустичних коливань у плазмі може сягати значення довжини вільного пробігу іона $1 < 10^{-5}$, за діаметра рівного $\lambda = 3$ см).

Кожен із вільних каналів у плазмі займає 1/4 частину просторового періоду. Тому, зменшення ефективної щільності відбувається в 15 раз, що знижує значення критичної частоти не менше ніж у 4 рази.

Факт появи вільних каналів в атмосферній плазмі зі зниженою щільністю (більше ніж в 10 разів, коли повна енергія потоку електронів в імпульсі $Q_z \sim 2$ Дж) підтверджений експериментальними даними в роботах [159, 161].

Величину напруженості електричного поля, котру необхідно створювати у хвильовому потоці радіосигналу, щоб останній пройшов через плазму, можна

оцінити в такий спосіб. Зміною осциляторної швидкості $\frac{d\tilde{V}}{dt} = -\frac{eE}{m}$, звідки $\tilde{V} \approx \frac{eE}{m\omega}$. Причому $\omega \rightarrow 0$ та $V \rightarrow c$.

Для довжини електромагнітної хвилі $\lambda = 10$ см напруженість електричного поля становить:

$$E \approx \frac{cm\omega}{e}; \omega = 2\pi f; f = \frac{c}{\lambda}; \omega = 2\pi \frac{c}{\lambda}. \quad (1.51)$$

Відповідно до (1.51), маємо: $E \approx \frac{c^2 m \cdot 2\pi}{e\lambda} \approx \frac{9 \cdot 10^{20} \cdot 10^{-27} \cdot 6,28}{5 \cdot 10^{-10} \cdot 10} \approx 10^5$ В/см.

Таку напруженість електричного поля створити не складно.

Час існування вільних каналів у щільній плазмі становить 15-20 мкс. Для висоти Н - 10 км, зазначений час складає не менше від 100 мкс, що дозволяє забезпечити розширення діапазону радіозв'язку (приблизно до Н - 10 км).

Але обмеження висоти значно звужує використання запропонованих методів підвищення завадостійкості РПП БРЛС. Саме на висотах 60-120 км (області D-E, рис. 1.7) спостерігається втрата зв'язку із носієм БРЛС.

Розв'язання зазначеної задачі на основі методів, за допомогою яких отримані наведені вище результати, виглядає достатньо проблематичним.

Пояснюється це тим, що дані методи є чисельно-аналітичними й отримані результати можна вважати коректними лише для конкретних фізичних параметрів збуреної іоносфери.

У роботах [158, 163] встановлено, що статистичні характеристики фронту радіохвилі визначають параметри характеристик РПП, це дозволяє встановити взаємозв'язок фізичних параметрів іоносфери з частотними параметрами радіосигналів РП.

Вплив таких факторів [158, 164] як поглинання енергії радіохвиль; зміна напрямку їх поширення (рефракція); розсіювання радіохвиль на неоднорідностях іоносфери; відмінність фазової та групової швидкостей поширення через іоносферу різних частотних складових випромінюваної хвилі, обумовлених дисперсійними властивостями іоносфери, проявляється в зміні параметрів електромагнітних хвиль у точці прийому. Вони відповідають зміні параметрів сигналу, котрий приймається на вході схем обробки РПП [165]. Внаслідок чого завадостійкість прийому сигналів буде погіршуватися.

Враховуючи, що розглянуті вище параметри для різного ступеня збурення іоносфери можуть змінюватись у досить широкому інтервалі, доцільною є розробка методики підвищення завадостійкості РПП, котра враховувала, або хоча б частково компенсувала вплив збурень іоносфери на поширення радіосигналів. Розроблення такої методики дозволить встановити функціональний взаємозв'язок параметрів іоносферної плазми й радіосигналів із завадостійкістю заданої схеми їх обробки, що у свою чергу дозволить здійснити подальше вирішення проблеми підвищення якості функціонування БРЛС в умовах збурень середовища розповсюдження радіохвиль [147].

У результаті проведеного аналізу, виявлені властивості іоносферного середовища, котрі суттєво впливають на радіозв'язок. Отримані математичні залежності створюють підґрунтя для врахування частоти зіткнення електронів із електромагнітною хвилею, що, на відміну від існуючих методів, дозволяє використовувати зазначені властивості з метою створення локальної радіопрозорості іоносферної плазмової плівки навколо КА. Врахування властивих неоднорідностей, котрі змінюють КЕ на шляху трансіоносферного розповсюдження радіохвиль, дає змогу впливати на покращення завадостійкості радіозв'язку та підвищення якості функціонування РПП БРЛС, у цілому.

1.5. Формулювання наукової проблеми та постановка завдань досліджень

На основі аналізу літературних джерел та результатів проведених досліджень нелінійних приймальних пристроїв у підрозділах 1.1-1.4, можна зробити висновок, що науково-методичний апарат, котрий традиційно використовується в процесі проектування БРЛС, має низку недоліків. Так особливе значення має урахування нелінійних спотворень у радіопристроях і розробка ефективних методів боротьби з ними для вдосконалення ТС різного призначення. Зокрема, зменшення рівня інтермодуляційних спотворень у РПП усього на 1 дБ дозволить понизити мінімальний поріг упевненого прийому з декількох мВ до одиниць мкВ, що еквівалентно збільшенню дальності впевненого прийому короткохвильовою РТС зв'язку більш ніж на 1000 км [45, 54].

Виходячи із зазначеного видно, що теоретичне обґрунтування, розроблення та створення РПП із широким динамічним діапазоном є однією з актуальних та найважливіших науково-технічних проблем сучасної радіотехніки [18, 53]. Однак, по відношенню до застосування БРЛС, складність

даної проблеми суттєво зростає внаслідок ряду специфічних особливостей їх РПП, основні з яких полягають у наступному.

1. Використання БРЛС передбачає їх функціонування в умовах РЕП, що супроводжується суттєвим збільшенням ненавмисних завад [20]. Це пояснюється ввімкненням значної кількості РТС, недотриманням прийнятих у даний час регламентів й обмежень на роботу РТС, а також потужними електромагнітними сигналами [60]. Виходячи із цього, очікуваний динамічний діапазон завад у ряді випадків може досягати 120-140 дБ і більше [27, 34, 73, 98]. Але і в цьому електромагнітному оточенні БРЛС параметри радіолокаційних сигналів, амплітуда яких може змінюватись за апріорно невідомим законом у динамічному діапазоні, котрий складає 40-60 дБ, повинні бути виміряні з високою точністю. Радіолокаційні сигнали, що впливають на вхід РЛП БРЛС, являють собою, як правило, нестационарні в часі групові радіосигнали зі значним перепадом за рівнем їх одночасно діючих складових [93]. При цьому, корисну інформацію про радіолокаційний контраст території котра досліджується, несуть як слабкі, так і відносно великі за рівнем складові групового радіолокаційного сигналу. Оскільки ширина лінійного динамічного діапазону відомих РПП БРЛС, як правило, не перевищує 40-50 дБ [19], є досить велика ймовірність порушення нормальної роботи БРЛС. В умовах РЕП дана ймовірність у ряді випадків може досягати величини 0,58-0,67 [14]. Це обумовлює актуальність розширення динамічного діапазону РПП БРЛС.

2. Проектний термін експлуатації БРЛС складає 15-25 років [35]. Однак на сьогодні немає достатнього обсягу фактичних даних про всі можливі перспективи розвитку засобів РЕП [20]. Тому, ускладненим є точне й достовірне передбачення параметрів зовнішнього ЕМО [9, 20, 120, 140]. Це означає, що для уникнення передчасного морального старіння перспективних ТС та тих що розробляються, необхідно створювати певний запас за їх завадостійкістю і в першу чергу – за шириною лінійного динамічного діапазону РПП даних БРЛС.

3. Для забезпечення високої розрізнявальної здатності БРЛС за дальністю, необхідно забезпечити широку смугу пропускання за виходом [6], що призводить до підвищення рівня нелінійних спотворень унаслідок взаємодій між складовими радіолокаційних сигналів і завад [18, 19]. Крім того, через особливості властивостей відбивання земної поверхні, умов поширення радіохвиль і використання високошвидкісних носіїв, БРЛС реалізуються, як правило, у сантиметровому або міліметровому діапазонах [9, 90, 120, 140]. Прагнення до скорочення довжини хвилі (використання сантиметрового 1-10 см (надвисокочастотного НВЧ – 3-30ГГц) та міліметрового 1-10 мм (вкрай високочастотного ВВЧ – 30-300 ГГц) діапазонів [35, 72]) пов'язано із збільшенням пропускну здатності та підвищенням точності радіонавігації. Разом із тим, підвищення діапазонів частот РТС дозволяє істотно зменшити масогабаритні показники БРТС. Однак, унаслідок значних технічних ускладнень апаратурної реалізації високодобротних НВЧ фільтрів [18, 60, 81, 98], це призводить до ще більшого розширення смуги пропускання вхідних каскадів РПП у порівнянні з наявною досить широкою смугою пропускання за виходом РПП. Це істотно підвищує ймовірність позасмугового нелінійного впливу завад на РПП БРЛС. З огляду на те, що ширина смуги пропускання вхідних РП часто на один-два порядки перевищує ширину смуги пропускання за виходом РПП, ймовірність позасмугового нелінійного впливу завад може значно перевищувати ймовірність прямого проходження завад на вихід БРЛС [15]. Слід зазначити, що остання ймовірність може бути дуже ефективно знижена, наприклад, шляхом зміни несучої частоти БРЛС від імпульсу до імпульсу за випадковим законом [22]. Однак даний метод не дозволяє помітно зменшити позасмугові нелінійні спотворення, що також обумовлює підвищення важливості задачі розширення лінійного динамічного діапазону РПП БРЛС.

4. БРЛС функціонують, як правило, за досить малих рівнів радіолокаційних сигналів (близько 10^{-20} - 10^{-22} Вт/Гц), що обумовлює вимогу високої чутливості їх РПП [18]. Але вимоги високої чутливості й широкого лінійного динамічного діапазону РПП суперечать одна одній. У той же час

чутливість РПП однозначно визначається умовами функціонування БРЛС (висотою польоту носія, дальністю до цілі, потужністю радіопередавача й властивостями відбивання земної поверхні) [53, 140]. З урахуванням того, що рівні завад на вході БРЛС мають певні абсолютні значення, можна зробити висновок про те, що розширення динамічного діапазону їх РПП доцільно здійснювати, у першу чергу, шляхом підвищення його верхньої межі, тобто на основі зниження рівня нелінійних спотворень у РПП [24, 82, 89].

5. Високоточні БРЛС часто є когерентними РТС [18, 53], що використовують корисну інформацію, котра міститься як в амплітуді, так і в фазі радіолокаційних сигналів. Тому дані БРЛС дуже чутливі і до амплітудних і до фазових нелінійних спотворень, включаючи АФК, котра властива нелінійним РП. Окрім того, у когерентних БРЛС нелінійні спотворення зберігають досить високий рівень на значній відстані вздовж лінії шляху КА. У зв'язку із цим, для підвищення показників якості БРЛС необхідно розширювати лінійний динамічний діапазон їх РПП.

Однак, можливості відомої сучасної радіоелементної бази й реальні перспективи її розвитку на найближче майбутнє [18, 53] значною мірою обмежують практичні можливості створення малогабаритних НВЧ широкопasmових високочутливих РП із великим лінійним динамічним діапазоном [26]. Тому, особливого значення набувають так звані схемні способи розширення динамічного діапазону РПП, практична реалізація котрих принципово можлива на основі відомої радіоелементної бази.

У зв'язку із цим, проведений аналітичний огляд відомих на сьогодні теоретичних методів дослідження нелінійних РТС [21, 22, 47], який показав, що із точки зору можливостей проведення конструктивного аналізу впливу нелінійності АХ складних РПП на показники якості БРЛС і синтезу нелінійних адаптивних компенсаторів з метою розширення лінійного динамічного діапазону РПП, одним із найбільш зручних, у принциповому плані, є функціональний метод. Однак, даний метод розроблений і застосовувався, в основному, лише для вирішення задач схемотехнічного типу, пов'язаних з

визначенням характеристик вихідного сигналу нелінійних РП за наявності впливу на їх вхід деяких заданих сигналів [105, 109, 110]. Область практичного використання функціонального методу істотно обмежена досить високою складністю відомих алгоритмів знаходження ядер Вольтерра РП – центральної і найбільш важливої задачі, котра виникає у процесі використання даного методу. Це зумовлено тим, що визначення ядер Вольтерра РП зводиться, як правило, до розв'язання громіздких матричних рівнянь високого порядку, унаслідок чого функціональний метод реально може бути використаний для досліджень лише вузького класу порівняно простих і, як правило, одномірних РП. Функціональний метод недостатньою мірою придатний для конструктивних досліджень, що пояснюється, у першу чергу, суттєвими труднощами наочного представлення РПП, що досліджуються [23, 47, 105], а також значними ускладненнями обернення нелінійних операторів, котрі описують РП, що піддаються аналізу [82]. Тому суттєво ускладнені прямі і зворотні переходи до дослідження на різних рівнях деталізації РПП, аналіз у процесі зміни умов завдання і, отже, пошук оптимальних варіантів побудови й підключення нелінійних адаптивних компенсаторів [18, 106].

Отже, розроблення методології адаптивної компенсації нелінійних спотворень можна сформулювати як загальну науково-технічну проблему синтезу нелінійних адаптивних компенсаторів.

У зв'язку із цим, метою даної дисертаційної роботи є підвищення якості функціонування БРЛС. Це можливе на основі аналізу впливу нелінійності АХ реальних багатокаскадних РПП та доведення якісних показників функціонування БРЛС, в умовах РЕП, до вимог сьогодення, а також синтез нелінійних адаптивних компенсаторів для розширення лінійного динамічного діапазону РПП зазначених БРЛС.

Висновки за розділом

1. Обмеженість динамічного діапазону РПП через нелінійність його АХ є одним із найважливіших чинників, котрі впливають на показники якості БРЛС, що в умовах РЕП значною мірою визначає їх стійкість. Як наслідок, вдосконалення БРЛС можливо на основі розширення лінійного динамічного діапазону їх РПП.

2. Імовірність порушення нормальної роботи БРЛС із типовим РП через перевищення верхньої межі його лінійного динамічного діапазону (ширина котрого, як правило, обмежена величинами 40-50 дБ) радіолокаційними сигналами та їх сумішшю з завадами, досить велика й становить 0,16-0,3 або 0,58-0,66, відповідно.

У зв'язку із цим, достатньо актуальною є задача розширення динамічного діапазону РПП БРЛС.

3. Можливості безпосередньої побудови РПП із широким лінійним динамічним діапазоном на даний час суттєво обмежені практично досяжними характеристиками відомої радіоелементної бази і реальними перспективами її удосконалення на найближче майбутнє. Звідси випливає, що основну увагу слід приділити розробленню методів розширення динамічного діапазону РПП, апаратна реалізація котрих можлива на основі сучасної радіоелементної бази.

4. Застосування схемних способів, заснованих на нелінійному узгодженні великого динамічного діапазону вхідних впливів із відносно малим динамічним діапазоном вихідних сигналів РПП (схеми АРП, системи АРЧ, ФП із нелінійною АХ), призводить до втрати частини інформації про радіолокаційний контраст, а також до значних амплітудних і фазо-нелінійних спотворень. Зазначена обставина викликає суттєве погіршення показників точності, якості та завадостійкості БРЛС (точність вимірювань знижується на порядок і більше, порівняно з БРЛС із лінійним РПП). Тому, з точки зору вдосконалення БРЛС, оптимальними, в принциповому плані, є в першу чергу лінійні способи

розширення динамічного діапазону РПП, котрі засновані на пригніченні нелінійних спотворень без зниження, при цьому, коефіцієнта передачі РПП.

5. Відомі лінійні способи розширення динамічного діапазону РПП (схеми компенсації, передспотворення й корекції нелінійних спотворень, а також системи з нелінійним від'ємним ЗЗ), як правило, засновані на застосуванні детермінованих фільтрів із визначеними і постійними в часі параметрами, через що вони відносяться до "жорстких" (постійно ввімкнених) засобів захисту та достатньо чутливі до неминучих помилок налагодження під час апаратурної реалізації і нестационарності в часі параметрів реальних РП. Тому, відомі лінійні способи мають невисоку точність пригнічення нелінійних спотворень і задовільно функціонують лише у відносно вузькому динамічному діапазоні, через що вони малоефективні й можуть служити додатковим джерелом спотворень.

Оскільки відомі детерміновані способи пригнічення нелінійних спотворень у РПП недостатньо ефективні і дозволяють лише частково вирішувати проблему підвищення показників якості функціонування БРЛС в умовах РЕП, необхідно провести розробку адаптивних способів розширення лінійного динамічного діапазону РПП. Тому, з практичної точки зору, найбільш доцільним є синтез нелінійних адаптивних компенсаторів, котрі характеризуються найвищими потенційними характеристиками точності, підвищеною надійністю та простотою в процесі програмної та апаратурної реалізації.

6. Синтез нелінійних адаптивних компенсаторів і використання їх для вдосконалення БРЛС можуть бути успішно реалізовані тільки на основі адекватного опису складних РП високого порядку з максимально повним урахуванням їх нелінійних і динамічних властивостей, а також конструктивного системного аналізу впливу нелінійних процесів, котрі мають місце в багатокаскадних РПП, на показники якості БРЛС. Однак, відомі результати по оцінюванню впливу нелінійних властивостей РПП на якість функціонування БРЛС, як правило, носять відокремлений характер, оскільки

вони справедливі для відносно вузького класу порівняно простих безінерційних однокаскадних РПП. Вони також не дозволяють безпосередньо досліджувати вплив нелінійності АХ РПП на показники якості БРЛС та мають обмежене використання для оцінки завадостійкості БРЛС. У ряді практичних випадків суттєво ускладнене порівняння результатів, котрі отримані різними методами, а також за критеріями оцінки нелінійних властивостей РПП, що широко використовуються на практиці з даними аналізу в лінійному наближенні. Необхідно зауважити, що відомі методи характеризуються обмеженими конструктивними можливостями, котрі ускладнюють їх використання для визначення науково-обґрунтованих вимог до параметрів РПП БРЛС, а також для розроблення схемних способів розширення динамічного діапазону РПП. У зв'язку із цим, для вдосконалення БРЛС необхідно розробити методологію підвищення якості функціонування БРЛС на основі синтезу нелінійних адаптивних компенсаторів, вільну від зазначених вище недоліків.

7. Відповідно до поставлених у даній дисертаційній роботі задач, найбільш зручним є функціональний метод дослідження нелінійних РТС. Однак, даний метод має відносно вузьку область практичного використання, котра обмежена достатньою складністю методів визначення НПФ РП високого порядку; недостатніми конструктивними можливостями, через унеможливлення наочного уявлення РПП у процесі їх досліджень та проблем із знаходженням ядер Вольтерра оберненого нелінійного оператора. Крім цього, функціональний метод розроблений і застосовувався, в основному, для схемотехнічного аналізу. Тому, необхідно здійснити подальший розвиток теоретичних основ функціонального методу в напрямку розроблення загальних рекурентних методів визначення НПФ широкого класу складних РП, що дозволяють проводити конструктивні дослідження нелінійних процесів у реальних багатокаскадних РПП, а також розробити методику використання функціонального методу для системного аналізу інтегрального впливу нелінійних властивостей на показники якості БРЛС.

РОЗДІЛ 2

ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ НЕЛІНІЙНИХ ПРОЦЕСІВ У БАГАТОКАСКАДНИХ РПП НА ПОКАЗНИКИ ЯКОСТІ БРЛС

2.1. Обґрунтування методу визначення нелінійних передавальних функцій (НПФ) широкого класу багатомірних радіопристроїв (РП) на основі використання нелінійних вхідних сигналів

Проведемо конструктивний аналіз впливу обмеженості динамічного діапазону РПП унаслідок нелінійності його АХ на якість функціонування БРЛС в умовах РЕП. Однією із перших задач, що виникають у зв'язку із цим, є подальший розвиток теоретичних основ функціонального методу й розширення сфери його практичного застосування. З цією метою узагальнимо метод визначення за допомогою нелінійних струмів [4, 22, 134] на більш широкий клас багатомірних РП, як один із найбільш конструктивних методів для РТС. Необхідно зазначити, що термін "нелінійний струм" був уведений для рівняння вигляду (1.32), причому розмірність електричного струму й "нелінійних струмів" збігалася [4, 22]. З огляду на те, що в загальному випадку ця умова не виконується, а також для того, щоб підкреслити, що розглядається більш широкий клас РП, уведемо новий термін – "нелінійні вхідні сигнали", котрий є узагальненням поняття "нелінійних струмів" [28, 66, 98, 166]. При цьому, розмірність нелінійних вхідних сигналів визначається з конкретних умов задачі [66, 167].

Визначимо "нелінійні вхідні сигнали" для багатомірних РП, котрі можна описати диференціальним рівнянням вигляду [4, 66, 166]:

$$\sum_{i=1}^k x_i = \sum_{j=0}^{\infty} a_j \frac{d^j y}{dt^j} + \sum_{l=2}^{\infty} b_l y^l, \quad (2.1)$$

де x_i – i -ий вхідний сигнал, причому точки прикладання вхідних сигналів, у загальному випадку, не збігаються.

Тут і далі для скорочення запису опускаємо залежність сигналу й величин від часу (комплексних змінних). Для наочності покладемо $k=2$, а потім поширимо отриманий результат на більш загальний випадок. Розклавши y у подвійний ряд Вольтерра $y = \sum_{m,r=0}^{\infty} y_{m,r}$ підставимо в формулу (2.1).

Прирівнявши члени, що містять $x_{(1)}$ ($x_{(2)}$) в однаковому степені, отримаємо такі вирази для нелінійних вхідних сигналів другого і третього порядків [4, 167]

$$\begin{aligned} \tilde{o}_{20} &= b_2 y_{10}^2; \\ \tilde{o}_{02} &= b_2 y_{01}^2; \\ \tilde{o}_{11} &= 2b_2 y_{10} y_{01}; \end{aligned} \quad (2.2)$$

$$\begin{aligned} x_{30} &= 2b_2 y_{10} y_{20} + b_3 y_{10}^3; \\ x_{03} &= 2b_2 y_{01} y_{02} + b_3 y_{01}^3; \\ x_{21} &= 2b_2 (y_{01} y_{20} + y_{10} y_{11}) + 3b_3 y_{10}^2 y_{01}; \\ x_{12} &= 2b_2 (y_{10} y_{02} + y_{01} y_{11}) + 3b_3 y_{10} y_{01}^2. \end{aligned} \quad (2.3)$$

Використовуючи аналогічні міркування для загального випадку k вхідних сигналів, після відповідних перетворень, формули для нелінійних вхідних сигналів можуть бути отримані в наступному вигляді [66, 167]:

$$x_{n_1, \dots, n_k} = \sum_{m=2}^n b_m y_{n_1, \dots, n_k; m_1, \dots, m_k}, \quad (2.4)$$

$$\sum_{i=1}^k n_i = n; \quad \sum_{i=1}^k m_i = m; \quad m_i \leq n_i; \quad i = 1, 2, \dots, k,$$

$$y_{n_1, \dots, n_k; m_1, \dots, m_k} = \sum_{\substack{\sum_{j=1}^k i_j = n-m+1 \\ \sum_{j=1}^k i_j = 1}} y_{i_1, \dots, i_k} y_{n_1-i_1, \dots, n_k-i_k; m'_1, \dots, m'_k}, \quad (2.5)$$

причому

$$\sum_{i=1}^k m'_i = m-1, \quad n_j - i_j \geq m'_j;$$

$$y_{n_1, \dots, n_k; m_1, \dots, m_k} \left| \begin{array}{l} = g \prod_1^m y_{i_1, \dots, i_k}, \\ m_i = n_i, \\ \sum_{i=1}^n m_i = m_1, \end{array} \right. \quad (2.6)$$

де $\sum_{j=1}^k i_j = 1$,

$$y_{n_1, \dots, n_k; m_1, \dots, m_k} \left| \begin{array}{l} = (m-1) g \left(\prod_1^{m-2} y_{i_1, \dots, i_k} \right) y_{j_1, \dots, j_k}, \\ \sum_{j=1}^k m_j = \left(\sum_{j=1}^k n_j \right) - 1, \end{array} \right. \quad (2.7)$$

$$\sum_{l=1}^k i_l = 1; \quad \sum_{l=1}^k j_l = 2; \quad \sum_{l=1}^k n_l = m,$$

$$y_{n_1, \dots, n_k; m_1, \dots, m_k} \left| \begin{array}{l} = y_{n_1, \dots, n_k}, \\ \sum_{j=1}^k m_j = 1, \\ \sum_{j=1}^k n_j = n, \end{array} \right. \quad (2.8)$$

У виразах (2.6) та (2.7) g – коефіцієнт, котрий визначається числом різних співмножників у $\prod_1^m (\cdot)$ і рівний коефіцієнту при відповідному члені в розгорнутому запису $\left(\sum_{i=1}^k e_i \right)^m$, де e_i – довільні, нерівні між собою величини.

Символ $\prod_1^m y_{i_1, \dots, i_k}$ означає, що перемножуються m величин вигляду

$y_{i_1, \dots, i_k} \left| \sum_{j=1}^k i_j = 1 \right.$, причому сума індексів i_j при різних y повинна бути рівна m_j для

$j = 1, 2, \dots, k$. Символ $\prod_1^{m-2} y_{i_1, \dots, i_k}$ має аналогічне значення з тією відмінністю, що

перемножуються $(m-2)$ таких елементів, а результат множиться на y_{j_1, \dots, j_k} при

$\sum_{e=1}^k j_e = 2$, причому в результаті повинно вийти y_{m_1, \dots, m_k} . Крім того, усі можливі

варіанти такого добутку підсумовуються.

Визначимо "нелінійні вхідні сигнали" для класу одномірних РП, котрі можна описати диференціальним рівнянням наступного виду [167]

$$\sum_{j=0}^{\infty} a_j \frac{d^j y}{dt^j} + \sum_{k=2}^{\infty} C_k (x+y)^k = \sum_{n=1}^{\infty} b_n x^n. \quad (2.9)$$

Розклавши y в ряд Вольтерра $y = \sum_{n=1}^{\infty} y_n$, підставимо в формулу (2.9).

Прирівнюючи члени, що містять x в однаковому степені, отримаємо такі вирази для нелінійних вхідних сигналів другого й третього порядків [18]

$$x_2 = b_2 x^2 - C_2 (x+y_1)^2, \quad (2.10)$$

$$x_3 = b_3 x^3 - C_3 (x+y_1)^3 - 2C_2 y_2 (x+y_1), \quad (2.11)$$

Із виразів (2.10) та (2.11) випливає, що нелінійні елементи за виглядом сигналу на їх вході можуть бути розділені на два класи [29, 167]. На вхід нелінійних елементів першого класу впливає сигнал Z_y , котрий являє собою, у загальному випадку, довільне нелінійне перетворення від суміші сигналів x і y (для рівняння (2.9) $y = x + y$). Слід зазначити, що для елементів 1 класу вираз для нелінійних вхідних сигналів має такий вигляд [105, 166, 168]

$$x_n^1 = \sum_{m=2}^n C_m Z_{y_{n,m}}, \quad (2.12)$$

де C_m – коефіцієнт m -го порядку розкладання характеристики нелінійного елемента першого класу в ряд Вольтерра (Тейлора);

$$Z_{y_{n,m}} = \sum_{i=1}^{n-m+1} Z_{y_{n-i,m-1}} Z_{y_i}, \quad (2.13)$$

$$\text{причому } Z_{y_{m,m}} = Z_{y_1}^m; \quad Z_{y_{m,m-1}} = (m-1)Z_{y_1}^{m-2}Z_{y_2}; \quad Z_{y_{m,1}} = Z_{y_m}.$$

На вхід нелінійних елементів другого класу надходить сигнал Z_x , котрий у загальному випадку, є довільним лінійним перетворенням із сигналу x (для рівняння (2.9) $Z_x = x$). "Нелінійні вхідні сигнали" від елементів 2 класу визначаються наступним чином [29, 30, 105, 166-168]:

$$x_n^2 = b_n Z_x^n, \quad (2.14)$$

де b_n – коефіцієнт n -го порядку розкладання характеристики нелінійного елемента 2 класу в ряд Вольтерра (Тейлора).

Об'єднавши вираз (2.4) із формулами (2.12), (2.14) отримаємо рекурентні вирази для нелінійних вхідних сигналів широкого класу багатомірних нелінійних РП [169]. Для нелінійних елементів першого класу маємо [26, 30, 83, 105, 166, 168]:

$$x_{n_1, \dots, n_k}^1 = \sum_{m=2}^n C_m Z_{y_{n_1, \dots, n_k, m_1, \dots, m_k}}, \quad (2.15)$$

де $Z_{y_{n_1, \dots, n_k, m_1, \dots, m_k}}$ – визначається за формулою (2.5) із заміною y на Z_y .

Для нелінійних елементів другого класу отримаємо [22, 110, 167]:

$$x_{n1, \dots, nk}^2 = b_n g \prod_1^n Z_{x_{i1, \dots, ik}} ; \quad \sum_{j=1}^k n_j = n ; \quad \sum_{j=1}^k i_j = 1. \quad (2.16)$$

Припустимо, що нелінійний РП, котрий досліджується, описується системою неоднорідних рівнянь стану, котра в матричній формі запису, згідно із [23, 69, 104], має такий вигляд:

$$[a][y]=[b][x], \quad (2.17)$$

де $[a] = \begin{bmatrix} a_{11} & \dots & a_{n1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{1n} & \dots & a_{nn} \end{bmatrix}$ – матриця коефіцієнтів системи рівнянь стану;

$[y] = \begin{bmatrix} y_{(1)} \\ \vdots \\ y_{(n)} \end{bmatrix}$ – матриця-стовпець змінних стану (координат РП);

$[b][x] = \begin{bmatrix} b_{11} & \dots & b_{n1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ b_{1n} & \dots & b_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{(1)} \\ \vdots \\ x_{(1)} \end{bmatrix}$ – матриця вхідних впливів;

a_{ij}, b_{ij} ($i, j = 1, 2, \dots, n$) – в загальному випадку довільні нелінійні аналітичні оператори. Звідси передавальна функція (НПФ першого порядку) РП визначається виразом такого вигляду [23, 104, 105, 168]

$$[H_1] = [a^*]^{-1} [b^*] \cdot [1]. \quad (2.18)$$

НПФ n – го ($n=2, 3, \dots$) порядку знаходяться з наступної формули [22, 23]

$$[H_n] = [a^*]^{-1} [F_n] = [a^*]^{-1} \{ [F_n^{II}] - [F_n^I] \}. \quad (2.19)$$

У виразах (2.18), (2.19) $[H_n]$ – матриця НПФ n – го ($n=1, 2, \dots$) порядку;

$[1]$ – одинична матриця. $[F_n][x]^n=[x_n]$ – матриця нелінійних вхідних сигналів 2 – го порядку, кожен із яких записується в рядках матриці $[F_n]$ з такими ж номерами, як і рядки матриці $[a]$, де знаходяться нелінійні елементи, котрі породжують дані ”нелінійні вхідні сигнали”. Зірочка (*) означає асоційовану лінійну частину відповідної матриці, тобто лінійні елементи вихідної матриці залишаються, а на місці її нелінійних елементів розташовані тільки їх лінійні складові з розкладання характеристик даних елементів у ряд Вольтерра (Тейлора) [21, 115-118]. Необхідно зазначити, що під час визначення НПФ m -го порядку матриці $[a^*]^{-1}$ є функцією суми m комплексних змінних [63, 105, 167]

$$[a^*]^{-1} = [H^*] \equiv [H^*(S_1 + \dots + S_m)]. \quad (2.20)$$

Із викладеного вище випливає, що метод ”нелінійних вхідних” дозволяє досліджувати РП, котрі описуються складними нелінійними операторними рівняннями загального вигляду [54, 66, 167]. Оскільки зведені нелінійні аналітичні оператори характеризуються рівняннями такого типу [22, 24], то доцільно використовувати метод нелінійних вхідних сигналів для визначення його ядер Вольтерра.

2.2. Синтез алгоритму визначення ядер Вольтерра оберненого нелінійного аналітичного оператора із застосуванням методу нелінійних вхідних сигналів

Розробимо алгоритм знаходження ядер Вольтерра оберненого нелінійного оператора $\Gamma\{Y\}$, котрий, за визначенням, є математичною моделлю РП типу ”вихід-вхід” і може бути представлений у наступному вигляді [114-118]:

$$X = \Gamma\{Y\} = \sum_{i=1}^{\infty} \Gamma_i(S_1, \dots, S_i) \prod_{j=1}^i Y(S_j). \quad (2.21)$$

Так як для оператора $\Gamma\{Y\}$ вхідним впливом є сигнал Y , а вихідним – сигнал X [116], то, підставляючи вираз (2.21) у формулу (1.30), отримаємо

$$Y = \sum_{k=1}^{\infty} H_k \left[\sum_{i=1}^{\infty} \Gamma_i Y^i \right]^k. \quad (2.22)$$

Відповідно до методу нелінійних вхідних сигналів, із формули (2.22) можна отримати вираз для ядер Вольтерра оберненого нелінійного оператора, згідно з [26, 31, 54, 106, 114]:

$$\Gamma_k(S_1, \dots, S_k) = \frac{1}{H_1(S_1 + \dots + S_k)} \left[-F_k^1(S_1, \dots, S_k) \right], \quad (2.23)$$

де $F_k^1(\cdot)$ – нелінійний вхідний сигнал першого класу [105, 166-168], котрий визначається формулами такого вигляду [26, 31, 106, 114] $F_1^1 = 1$;

$$F_n^1 = \sum_{m=2}^n H_m \Gamma_{n,m}, \quad n=2,3,\dots, \quad \text{тут} \quad \Gamma_{m,n} = \sum_{i=1}^{n-m+1} \Gamma_i \Gamma_{n-i,m-1}, \quad \text{причому}$$

$$\Gamma_{m,m} = \Gamma_1^m; \Gamma_{m,m-1} = (m-1)\Gamma_1^{m-2}\Gamma_2; \dots; \Gamma_{m,1} = \Gamma_m.$$

Відповідно до [26, 31, 106], можна показати що ядра Вольтерра оберненого нелінійного оператора, котрі були отримані за допомогою формули (2.23), повністю збігаються з відомими результатами [4, 54, 55, 59], однак визначаються значно простішим і коротшим шляхом.

У цілому можна зробити висновок, що розробка методу нелінійних вхідних сигналів дозволяє суттєво розширити область практичного застосування функціонального методу й підвищити його можливості для проведення конструктивних досліджень [26, 31, 54, 106, 114].

Однак, метод нелінійних вхідних сигналів, разом з іншими відомими методами визначення НПФ, не має необхідної наочності подання РП, що досліджуються [21, 26, 47, 105, 166]. Окрім того, застосування даного методу

супроводжується складними матричними викладками [53]. У зв'язку із цим, виникає необхідність розроблення нового методу знаходження НПФ, вільного від зазначених вище недоліків.

2.3. Розроблення методу представлення та дослідження складних нелінійних радіопристроїв високого порядку за допомогою модифікованих структурних матриць систем

Насамперед необхідно провести обґрунтування методики дослідження РП, котра дозволяє забезпечити наочність їх представлення та не пов'язана зі складними матричними перетвореннями. На даний час одним із найбільш вдалим в цьому сенсі є метод структурних матриць систем (СМС) [69, 170-172], котрий розроблений, в основному, для дослідження лінійних РП [24, 69]. Разом із тим застосування методу СМС до визначення НПФ із виразів (2.18) та (2.19) принципово можливе внаслідок їх лінійності [105, 168]. Тоді, відповідно до методу СМС, формули (2.18) і (2.19) можна записати в наступному вигляді [69, 171]:

$$[\tilde{a}^*] \cdot [H_1] = [b^*] \cdot [1], \quad (2.24)$$

$$[\tilde{a}^*] \cdot [H_n] = [F_n], \quad n = 2, 3, \dots, \quad (2.25)$$

де $[\tilde{a}^*]$ – СМС, у котрій за визначенням [69], всі недіагональні елементи мають протилежні знаки в порівнянні з відповідними елементами матриці $[a^*]$.

Безпосереднє застосування методу СМС до рівнянь (2.24) та (2.25) дозволяє досить просто знаходити НПФ [98, 105, 170-172], проте це не зовсім зручно, тому що доводиться багаторазово розв'язувати рівняння з однією і тією ж СМС, але для різних вхідних впливів [69]. Тому введемо в розгляд новий вигляд СМС, спеціально пристосований для розглянутого випадку, котрий можна назвати модифікованою СМС [69, 98, 167, 171, 172].

Необхідно зазначити, що всі правила оперування з СМС [69] залишаються справедливими й для модифікованих СМС із урахуванням наступних двох доповнень [171].

Перше додаткове правило впливає із запропонованого способу запису модифікованих СМС, у силу якого НПФ першого порядку визначається розв'язком модифікованої СМС із урахуванням в її правій частині тільки матриці вхідних сигналів [54, 69, 171]:

$$[H_1]=[H^*][b^*][1]. \quad (2.26)$$

Відповідно, НПФ n -го порядку визначається розв'язком тієї ж модифікованої СМС із використанням в її правій частині матриці нелінійних вхідних сигналів тільки n -го порядку, причому оперують з нею точно так, як і з матрицею вхідних сигналів [54, 69, 171], тобто

$$[H_n]=[H^*][F_n]. \quad (2.27)$$

У рівняннях (2.26) та (2.27), символом H^* позначено передавальну функцію лівої частини СМС (асоційованої лінійної частини).

Друге додаткове правило для модифікованих СМС обумовлене застосуванням методу нелінійних вхідних сигналів, згідно з яким у процесі визначення НПФ n -го порядку передавальна функція лівої частини СМС є функцією суми n комплексних змінних [69], тобто

$$[H^*] \equiv [H^*(S_1 + \dots + S_n)]. \quad (2.28)$$

Методи визначення передавальних функцій лінійних РП були детально розроблені в роботі [69] за допомогою СМС. Показано, що для одноконтурних РП одним із найбільш зручних є алгоритм методу СМС [69, 98, 171], згідно з

яким передавальна функція лівої частини СМС від точки прикладання вхідного впливу до точки зняття вихідного сигналу визначається наступною формулою:

$$H_{kl}^* = \frac{\prod_{j=k}^{l-1} a_{ji}^* \prod_{j=l+1}^{k-1} a_{jj}^*}{\prod_{j=1}^n a_{jj}^* \prod_{j=1}^n a_{ji}^*}, \quad (2.29)$$

де n – кількість координат (змінних стану) РП;

k – номер рядка модифікованої СМС, де знаходиться оператор даного вхідного сигналу (нелінійного вхідного сигналу);

l – номер рядка модифікованої СМС, де розташована точка зняття вихідного сигналу.

У разі багатоконтурних РП передавальну функцію лівої частини СМС можна визначити за формулою Мезона з теорії графів [69], тобто:

$$H_{kl}^* = \frac{\sum P_i T_i}{T}, \quad (2.30)$$

де T – визначник графа РП, що досліджується (причому граф будувати не потрібно, тому що за СМС легко простежити шляхи проходження сигналів);

P_i – передача i -го наскрізного шляху від точки k до точки l ;

T_i – алгебраїчне доповнення до P_i .

Однак, у разі подальшого зростання порядку РП, котрий побудовано за складною багатоконтурною схемою, дослідження за допомогою теорії графів різко ускладнюється [54, 69, 98] і вимагає максимально можливої міри нормалізації, котра може бути досягнута в результаті переходу до теоретико-множинних методів аналізу [23, 47, 69, 171]. Зокрема, за допомогою методу узагальнених чисел передавальна функція лівої частини СМС може бути виражена таким чином:

$$H_{kl}^* = (-1)^\xi \frac{\det \Omega_\xi(\varepsilon)}{\det \Omega_\psi(\varepsilon)}, \quad (2.31)$$

де $\Omega_\xi(\varepsilon), \Omega_\psi(\varepsilon)$ – детермінантні узагальнені числа [69].

У роботах [69, 105, 167, 171] показано, що застосування модифікованих СМС дозволяє також істотно скоротити, порівняно з відомими методами, кількість обчислювальних операцій у процесі знаходження НПФ складних РП високого порядку. Дійсно, якщо використовувати відомі (зазвичай матричні) методи, кількість обчислювальних операцій зростає пропорційно кубу порядку РП, що досліджується, то для методу модифікованих СМС число обчислювальних операцій збільшується пропорційно лише до першого ступеня даного порядку [98].

У підрозділах 2.1-2.3, розроблена конструктивна методика дослідження нелінійних процесів у складних РП, котра заснована на комплексному застосуванні методів нелінійних вхідних сигналів і модифікованих СМС [26, 54, 98]. Перевірка ефективності даної методики здійснена на прикладах аналізу й синтезу ряду РТС, в однозначності схем, призначених для пригнічення нелінійних спотворень [22, 109, 110]; систем перенесення частоти квантових стандартів частоти в основі схем автоматичного підстроювання частоти [5, 33, 46] та інших.

Запропонована методика відповідає тим вимогам, котрі до неї висуваються та дозволяє приступити до розв'язання задач, що раніше не розв'язувалися, зокрема – до поставлених у даній дисертаційній роботі.

Найбільш перспективними галузями використання даної методики є також розроблення єдиної функціональної теорії нелінійних РТС; створення універсальних і спеціалізованих обчислювальних програм; розв'язання низки складних нелінійних задач теорії автоматичного управління та інші [173].

Оскільки розроблена методика зручна для аналізу складних РТС високого порядку, пропонується використати її для детального дослідження багатокаскадних РПП із урахуванням частотнозалежного характеру параметрів

каскадів. Це необхідно для визначення науково обґрунтованих вимог до параметрів РПП і його каскадів у заданих умовах функціонування БРЛС.

2.4. Аналіз багатокаскадних РПП БРЛС із урахуванням частотної залежності нелінійних амплітудних характеристик (АХ) їх каскадів

Проведемо дослідження складних багатокаскадних РПП із частотно-залежними і, у загальному випадку, різними нелінійними АХ їх каскадів із метою знаходження оптимальних умов узгодження РПП БРЛС із вхідними впливами.

Відомо, що для вузькосмугових (по відношенню до несучої частоти) РПП, котрі працюють у малосигнальному режимі, найбільшу "вагу" мають нелінійні спотворення третього порядку [22, 47, 105, 109, 110, 168]. Тоді, ряд Вольтерра (1.30) може бути переписаний наступним чином [105, 168]:

$$Y(f_1, f_2, \dots, f_n) = \sum_{n=1}^{\infty} H_n(f_1, f_2, \dots, f_n) \prod_{i=1}^n X(f_i) \cong \quad , \quad (2.32)$$

$$\cong H_1(f_1)X(f_1) + H_3(f_1, f_2 - f_3)X(f_1)X(f_2)X(-f_3)$$

де $X(\cdot), Y(\cdot)$ – перетворення Фур'є вхідного і вихідного сигналів, відповідно;

H_n – нелінійна передавальна функція (ядро Вольтерра) n -го порядку.

У цьому випадку динамічний діапазон РПП за перехресними спотвореннями можна визначити виразом вигляду [105, 168]

$$D_n = \frac{1}{|X_{min}(f_n)|} \sqrt{K_n \frac{H_1(f_n)}{H_3(f, f_1, -f_2)}}, \quad (2.33)$$

де $|X_{min}(f_n)|$ – мінімальний рівень вхідного сигналу, котрий визначає чутливість РПП ($|X_{min}(f_n)|$ за величиною можна порівняти з рівнем внутрішніх

шумів РПП, перерахованих по відношенню до його входу);

K_n – константа, котра визначає максимально допустимий для даного РПП рівень перехресних спотворень (іноді $K_n=0,01$; або $0,1$);

f , f_1 , f_2 – частоти радіолокаційних сигналів і вхідних впливів, (суміші радіолокаційних сигналів і завад) відповідно, причому частота $f_n = f + f_1 - f_2$ повинна потрапляти в смугу пропускання за виходом РПП ($\Delta f_{\text{вих}}$), а частоти f , f_1 , $-f_2$ повинні потрапляти в смугу пропускання за входом РПП ($\Delta f_{\text{вх}}$).

Аналогічно динамічний діапазон РПП за інтермодуляційними спотвореннями знаходиться з наступної формули [105, 168]

$$D_i = \frac{1}{|X_{\min}(f_i)|^{2/3}} \sqrt[3]{K_i \frac{H_1(f_i)}{H_3(f_1, f_2, -f_3)}}, \quad (2.34)$$

де f_1 , f_2 , f_3 – частоти вхідного впливу, причому частота $f_u = f + f_1 - f_2$ повинна потрапляти в $\Delta f_{\text{вих}}$, а частоти f_1 , f_2 , f_3 повинні потрапляти в смугу пропускання по входу радіопристрою $\Delta f_{\text{вх}}$.

K_i – константа, котра визначає максимально допустимий для даного РПП рівень інтермодуляційних спотворень (іноді $K_i = 0,01$; $0,1$);

Нехай РПП являє собою каскадне з'єднання n ($n = 2, 3, \dots$), тоді за допомогою методу модифікованих СМС можна показати, що динамічний діапазон даного РПП за перехресними та інтермодуляційними спотвореннями визначається, відповідно, за допомогою наступних формул:

$$D_n = \frac{1}{|X_{\min}(f_i)|} \sqrt{K_i \frac{\prod_{e=i}^1 H_{e1}(f_i)}{\sum_{j=1}^i [\prod_{l=n}^{j+1} H_{l1}(f, f_1, -f_2)] H_{j3}(f, f_1, -f_2) \prod_{i=1}^3 [\prod_{K=j-1}^1 H_{K1}(f_i)]}}, \quad (2.35)$$

$$D_i = \frac{1}{|X_{\min}(f')|^{2/3}} \sqrt[3]{K_e \left| \frac{\prod_{e=i}^1 H_{e1}(f_i)}{\sum_{j=1}^i \left[\prod_{l=m}^{j+1} H_{l1}(f_1, f_2, -f_3) \right] H_{g3}(f_1, f_2, -f_3) \prod_{i=1}^3 \left[\prod_{K=j-1}^1 H_{K1}(f_i) \right]} \right|}, \quad (2.36)$$

де $H_{ji}(\cdot)$ – НПФ i -го ($i=1,3$) порядку j -го ($j=1,2,\dots,n$) каскаду, причому першими вважаються вхідні каскади РПП.

Із формул (2.35) та (2.36) випливає, що $D_n(D_i)$ менше $D_{jn}(D_{ji})$ для всіх j , де $D_{jn}(D_{ji})$ – динамічний діапазон j -го каскаду за перехресними (інтермодуляційними) спотвореннями. Зокрема, якщо динамічні діапазони всіх n каскадів рівні $D_{jn}(D_{ji})$ та $\Delta f_{\text{вх}j} = \Delta f_{\text{вих}j}$, $\forall j=[1,\dots,n]$, то динамічний діапазон даного РПП може бути знайдений із наступних виразів [110]

$$D_n = \frac{D_{j2}}{\sqrt{n}}, \quad (2.37)$$

$$D_i = \frac{D_{j1}}{\sqrt[3]{n}}. \quad (2.38)$$

У разі, коли динамічний діапазон вхідних впливів ширший, ніж у РПП, то для їх узгодження необхідно розширити динамічні діапазони каскадів РПП, що може бути досягнуто зменшенням їх НПФ третього порядку [22]. Якщо динамічні діапазони всіх каскадів РПП рівні між собою й дорівнюють динамічному діапазону вхідних впливів, то для узгодження n -каскадного РПП із даними вхідними впливами необхідно зменшити величину НПФ третього порядку j -їх каскадів у m_j разів [105, 168], тобто

$$\left\{ H_{j3}^*(f_1, f_2, -f_3) \right\} = \frac{1}{m_j} |H_{j3}(f_1, f_2, -f_3)|, \quad (2.39)$$

причому

$$\sum_{j=1}^n \frac{1}{m_j} \leq 1, \quad (2.40)$$

де $\left\{H_{j3}^*(\cdot)\right\}'$, $|H_{j3}(\cdot)|$ – величини, відповідно, коригованої (зменшеної) і вихідної НПФ третього порядку i -го каскаду; $m_j = m_{jn}, m_{ji}$.

Це еквівалентно розширенню динамічного діапазону j -го каскаду, причому ступінь цього розширення визначається наступним чином:

$$\left\{D_{jn}\right\}' = D_{jn} \sqrt{m_{jn}}, \quad (2.41)$$

$$\left\{D_{ji}\right\}' = D_{ji} \sqrt[3]{m_{ji}}. \quad (2.42)$$

Певна свобода вибору величин коефіцієнтів m_j в області, котра визначається формулою (2.40), створює теоретичну основу для оптимізації багатокаскадних РПП за заданими критеріями з необхідними обмеженнями [22].

У більш загальному випадку, коли динамічні діапазони окремих каскадів РПП не рівні між собою і / або не рівні динамічному діапазону вхідних впливів ($D_{вх}$), то необхідна степінь достатності величини НПФ третього порядку j -го каскаду може бути знайдена з наступної формули [22]:

$$\eta_j = r_j n_j, \quad (2.43)$$

$$\text{де } r_{jn} = \left[\frac{D_{вх}}{D_{jn}} \right]^2, \quad r_{ji} = \left[\frac{D_{вх}}{D_{ji}} \right]^3, \quad r_j = r_{jn}, r_{ji}.$$

Отримані вище результати можуть бути використані не тільки для підсилювальних каскадів, а й до таких РП, корисна складова вихідного сигналу котрих визначається НПФ k -го ($k=2,3,\dots$) порядку [105, 168]. Для цього необхідно представити дані РП у вигляді "еквівалентного підсилювача" [63, 98]. Тоді:

$$\left. \begin{aligned} H_k(\cdot) &\doteq H_{1екв}(\cdot) \\ H_{k-2}(\cdot) &\doteq H_{3екв}(\cdot) \end{aligned} \right\} \quad (2.44)$$

Потім, із $H_{1екв}(\cdot)$ та $H_{3екв}(\cdot)$ слід оперувати як із звичайною НПФ першого й третього порядків, відповідно [26, 166].

Відзначимо, що при виведенні формул (2.37)-(2.43) вважалося, що смуги пропускання по входу і виходу РПП рівні [20]. Однак для РПП БРЛС ця умова, в загальному випадку, не виконується [18, 98]. Тому вважаємо за доцільне досліджувати багатокаскадні РПП з урахуванням відмінності параметрів частотної вибірконості окремих каскадів [22, 109, 110, 166]. Для цього визначимо загальну "вагу" складових перехресних й інтермодуляційних спотворень на частотах f_n та f_i , відповідно. При цьому отримаємо [105, 109, 166, 168]:

$$Y_n(f_n) = \int_{\Delta f_{вх}} \int_{\Delta f_{вх}} \int_{\Delta f_{вх}} |H_3(f, f_1, -f_2) S(f) X(f_1) X(-f_2)| df df_1 df_2, \quad (2.45)$$

$$Y_i(f_i) = \int_{\Delta f_{вх}} \int_{\Delta f_{вх}} \int_{\Delta f_{вх}} |H_3(f_1, f_2, -f_3) X(f_1) X(f_2) X(-f_3)| df_1 df_2 df_3, \quad (2.46)$$

де $X(\cdot) = S(\cdot) + M(\cdot)$, $S(\cdot)$, $M(\cdot)$ – перетворення Фур'є вхідного впливу, радіолокаційного сигналу і завади, відповідно.

З урахуванням даних співвідношень, можна оцінити вплив неідеальності параметрів частотної вибірконості каскадів РПП за умови довільних радіолокаційних сигналах і завад [20]. Однак, найбільш небезпечні на практиці направлені завади, котрі маскують (загороджують) основний радіосигнал мають рівномірну спектральну щільність у широкому діапазоні частот, та досить часто застосовуються [4, 20, 55]. Припустимо, що величина $H_3(\cdot)$ істотно не змінюється в межах смуги частот $\Delta f_{вх}$. Тоді, у порівнянні з ідеальним РПП

[19], котрий нечутливий до завад за межами смуги частот $\Delta f_{iz} \leq \Delta f_{ex}$, із формул (2.45) та (2.46) можна отримати [55, 166]:

$$\frac{Y_n(f_n)}{Y_{niz}(f_n)} \cong \frac{(\Delta f_{ex})^2 \Delta f_{вих}}{(\Delta f_{iz})^3}. \quad (2.47)$$

$$\frac{Y_i(f_i)}{Y_{iiz}(f_i)} \cong \left(\frac{\Delta f_{ex}}{\Delta f_{iz}} \right)^3, \quad (2.48)$$

де $Y_{niz}(f_n)$, $Y_{iiz}(f_i)$ – загальна ”вага” перехресних та інтермодуляційних спотворень, відповідно, на обраній частоті для ідеального РПП;

Δf_{iz} – смуга частот, необхідна для прийому радіолокаційних сигналів із заданою якістю.

Вирази (2.47) та (2.48) отримані для найбільш небезпечних умов функціонування РПП [53, 174, 175]. Тому, вони можуть слугувати основою для визначення мажоритарних вимог до динамічному діапазону каскадів РПП [18, 53], котрі можуть бути знайдені з наступних співвідношень

$$d_{jn} = \frac{(\Delta f_{exj})^{2/3} (\Delta f_{вихj})^{1/3}}{\Delta f_{iz}}, \quad (2.49)$$

$$d_{ji} = \frac{\Delta f_{exj}}{\Delta f_{iz}}, \quad (2.50)$$

де Δf_{exj} – смуга пропускання по входу j -го каскаду РПП, рівна смузі пропускання за виходом $(j-1)$ -го каскаду;

$\Delta f_{вихj}$ – смуга пропускання по виходу j -го каскаду, рівна смузі пропускання за виходом $(j+1)$ -го каскаду.

Отже, мажоритарні інтегральні вимоги до ширини динамічного діапазону за перехресними та інтермодуляційними спотвореннями визначаються, відповідно, з формул вигляду

$$\{D_{jn}\}_{\Sigma}' = D_{jn}\sqrt{m_{jn}}\sqrt{r_{jn}}d_{jn}, \quad (2.51)$$

$$\{D_{ji}\}_{\Sigma}' = D_{ji}\sqrt[3]{m_{ji}}\sqrt[3]{r_{ji}}d_{ji}. \quad (2.52)$$

Необхідно відзначити, що питання про узгодження РПП БРЛС із динамічним діапазоном вхідних впливів може бути остаточно й досить обґрунтовано вирішене лише на основі детального дослідження впливу нелінійних процесів у РПП на показники якості БРЛС [4, 22, 24, 109, 110]. У зв'язку із цим, необхідно узагальнити розроблену в підрозділах 2.1-2.3 методику на клас задач системного аналізу і, у першу чергу, на оцінювання інтегрального впливу нелінійності АХ реальних РПП на показники якості БРЛС.

2.5. Дослідження впливу обмеженості динамічного діапазону РПП на показники якості БРЛС, внаслідок нелінійності його АХ

Проведемо аналіз впливу нелінійних процесів у РПП на показники якості БРЛС. Для цього представимо вихідний сигнал вузькосмугового (по відношенню до несучої частоти) РПП у вигляді усіченого ряду Вольтерра [105, 171, 176]

$$Y(f) \cong H_1(f)[S(f) + M(f)] + H_3(f_1, f_2, -f_3) \prod_{i=1}^3 [S(f_i) + M(f_i)]. \quad (2.53)$$

Коли фазові шуми внаслідок АФК у РПП із урахуванням властивості нелінійних функціоналів типу Вольтерра (1.30), названого в математиці

”однорідністю ступеню k ” [4, 10, 20-22, 47, 104, 105, 168], можуть бути визначені за формулою такого вигляду [16, 19, 172, 176]:

$$\Delta\varphi = \arg\{H_3(f_1, f_2, -f_3) \prod_{i=1}^3 [S(f_i) + M(f_i)]\}. \quad (2.54)$$

Використовуючи характеристики фазових шумів, знайдені з виразу (2.54), або відповідно до табл. 1.2 [21, 22] можна оцінити вплив АФК у РПП на показники якості БРЛС [16, 174, 177].

Однак, якщо фазові шуми помітно впливають, в основному, на когерентні БРЛС [62], то амплітудні нелінійні спотворення погіршують функціонування практично всіх типів БРЛС (додаток Б, табл. Б.1) [22]. Як наслідок, нелінійні властивості РПП проявляються в зменшенні рівня радіолокаційних сигналів і появі на виході БРЛС так званих ”нелінійних шумів” – складових нелінійних спотворень у вихідному сигналі РПП [4, 24]. Це призводить до зниження відношення сигнал/шум на виході РПП у порівнянні з указаним відношенням на його вході [139, 174]. Але, у відомій літературі відсутні аналітичні співвідношення, котрі дозволяють інтегрально враховувати вплив всіх нелінійних ефектів у РПП на зменшення вихідного відношення сигнал/шум [174]. У зв’язку із цим, визначимо відносне зменшення коефіцієнта передачі РПП наступним чином [55, 58, 174]:

$$R(f) = 1 - \left| \frac{H_3(f_1, f_1, -f_1) \{S(t) [S(f_1)S(-f_1) + M(f_1)M(-f_1)]\}}{H_1(f) [S(f) + M(f)]} \right|. \quad (2.55)$$

Тоді нелінійний шум може бути описаний виразом вигляду

$$J(f) = \left| \{H_3(f_1, f_2, -f_3) \prod_{i=1}^3 [S(f_i) + M(f_i)]\}^* \right|, \quad (2.56)$$

де знак (*) означає, що в фігурних дужках формули (2.56) опущені складові, котрі враховані в чисельнику виразу (2.55). Не важко побачити, що формула (2.55) характеризує нелінійні явища типу блокування ("забиття") і зниження чутливості РПП, а вираз (2.56) описує перехресні та інтермодуляційні шуми [6, 26, 54, 66].

У процесі оцінювання показників якості БРЛС широко застосовується відношення сигнал/шум на вході РПП, котре зазвичай вважають лінійним [6, 8, 26, 66]. Тому, доцільно ввести поняття ефективного відношення сигнал/шум $\rho_{ef}(\cdot)$ на вході еквівалентно лінійного РПП [6]. Отже, РПП умовно вважаємо лінійним із передавальною функцією $H_1(\cdot)$, а складові нелінійних спотворень необхідно перерахувати по відношенню до його входу [6, 10, 22]. З урахуванням формул (2.55) та (2.56), а також одночасністю появи таких нелінійних ефектів, як зниження коефіцієнта передачі РПП і виникнення нелінійних шумів вираз для $\rho_{ef}(\cdot)$ має такий вигляд:

$$\rho_{ef}(f) = \frac{|S(f)|R(f)}{|N_0(f) + M(f) + J(f)|H_1(f)} = \rho(f)\gamma(f), \quad (2.57)$$

де $N_0(\cdot)$ – внутрішні шуми РПП, перераховані на його вхід;

$$\rho(f) = \frac{|S(f)|}{|N_0(f) + M(f)|} \text{ – миттєве відношення сигнал/шум на вході РПП;}$$

$$\gamma(f) = \frac{|N_0(f) + M(f)|R(f)}{|N_0(f) + M(f) + J(f)|H_1(f)} \text{ – коефіцієнт погіршення}$$

відношення сигнал/шум внаслідок нелінійності АХ РПП ($0 \leq \gamma \leq 1$).

Чисельні значення коефіцієнта γ можуть бути знайдені з номограми, котра розраховується відповідно до формули (2.57) і представлена на рис. 2.1.

Обґрунтування методики розрахунку фазових шумів унаслідок АФК у РПП і поняття ефективного відношення сигнал/шум на вході еквівалентно лінійного РПП дозволяє проводити системні дослідження по комплексній

оцінці впливу нелінійних процесів у РТС різного призначення на їх якісні характеристики [20, 55]. Зокрема, дані результати можуть бути використані для розробки загальної теорії точності вимірювально-інформаційних РТС, дослідження ефективності систем зв'язку, а також широкого класу САК [6, 32] з урахуванням їх нелінійних властивостей.

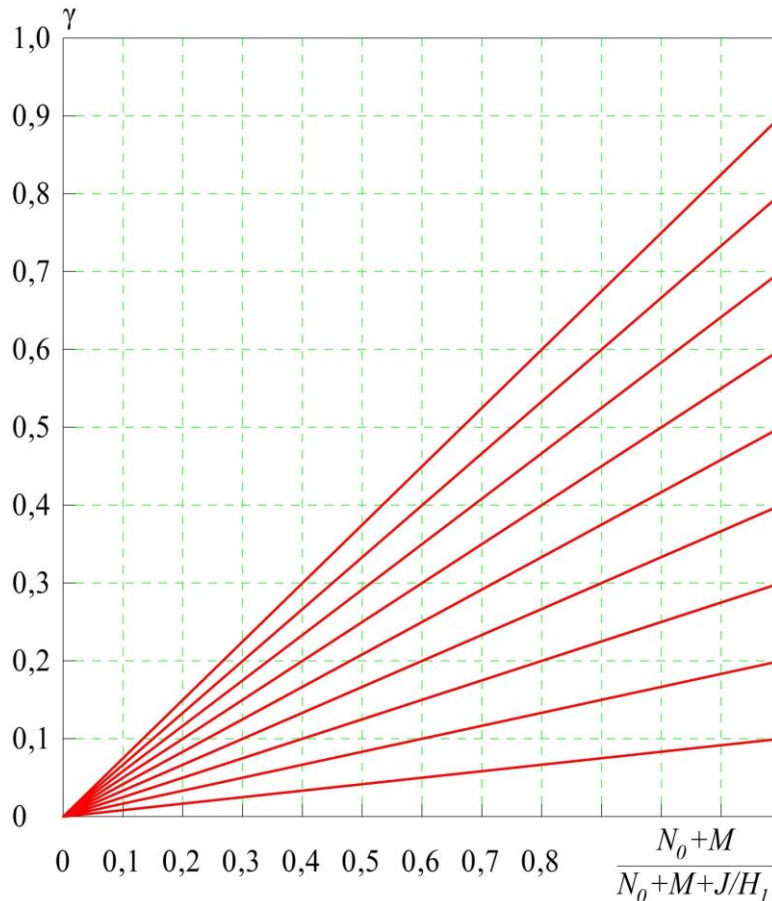


Рис. 2.1 Залежності величин коефіцієнта γ від відносного зменшення коефіцієнта підсилення J і рівня нелінійного шуму R

Використаємо отримані результати для оцінки впливу нелінійності АХ РПП на показники якості БРЛС. Якщо розрізнявальна здатність БРЛС за параметром характеризується інтервалом дозволяння $\Delta\alpha$, то, відповідно до формул (1.11) і (2.57), можна отримати [21, 23, 109]

$$\Delta\alpha = \Delta\alpha_{\text{лін}}\gamma^{-1}(f). \quad (2.58)$$

Аналогічно, з урахуванням формул (1.13), (2.57) і (2.58), можна отримати такий вираз для СКП вимірювань параметра α [109, 110]:

$$\sigma_{\alpha} = \sigma_{\text{анот}} \left[\left| \frac{N_0(f) + M(f)}{N_0(f)} \right| \frac{1}{\gamma(f)} \right]^2 = \sigma_{\text{алін}} \gamma^{-2}(f). \quad (2.59)$$

Відомий вираз (1.10) для визначення ймовірності правильного виявлення точкової цілі за умови заданої ймовірності хибної тривоги включає відношення сигнал/шум [55]. Тоді, вплив нелінійності АХ РПП на ймовірність виявлення з урахуванням виразу (2.57) можна оцінити за допомогою такої формули [22]:

$$p_d = \exp \left[\frac{\ln Q}{1 - \rho^2(f) \gamma^2(f)} \right]. \quad (2.60)$$

Нелінійні процеси в РПП призводять також до погіршення інформаційних властивостей БРЛС унаслідок зниження розрізнявальної здатності й зменшення числа розрізнявальної градації сигнальної функції [169]. Оскільки БРЛС будуються, переважно, на основі РЛС [18, 71], необхідно провести оцінювання впливу нелінійності АХ РПП на максимальну кількість інформації, котру отримують РЛС за сеанс вимірювань. Із урахуванням виразів (1.15) і (2.58), відповідно до [14, 170], можна отримати:

$$V = V_{\text{лін}} \gamma^2(f) \frac{\log_2 K}{\log_2 K_0} \cong V_{\text{лін}} \gamma^2(f), \quad (2.61)$$

де K, K_0 – необхідне й реально розрізнявальне число градацій сигнальної функції, відповідно.

Найважливішою характеристикою завадостійкості БРЛС є мінімальна дальність пригнічення, у вирази для котрої (1.7) і (1.8) входить відношення сигнал/шум. Тому, ураховуючи формулу (2.57), можна отримати

співвідношення, що дозволяють оцінити вплив нелінійних процесів, котрі відбуваються в РПП, на мінімальну дальність пригнічення БРЛС [14, 170]:

$$L_{min} = L_{min\text{ лін}} \gamma^{0,5}(f), \quad (2.62)$$

$$L_{minC} = L_{minC\text{ лін}} \gamma(f). \quad (2.63)$$

В окремому випадку, коли станція завод розташована в центрі смуги огляду БРЛС, котра побудована на основі РЛС, площа зони пригнічення, у виразі (1.9) до якої входить відношення сигнал/шум [8], з урахуванням формули (2.57), визначається наступним чином:

$$\delta_n = \delta_{n\text{ лін}} \gamma^{-2}(f). \quad (2.64)$$

Отримані вище результати свідчать про помітний вплив нелінійності АХ реальних РПП на показники якості БРЛС [16, 22]. Звідси випливає необхідність пригнічення нелінійних процесів, котрі мають місце в РПП, перш за все зниження рівня нелінійних спотворень третього порядку [22]. При цьому необхідний ступінь розширення лінійного динамічного діапазону РПП і його каскадів, а також необхідна для цього точність пригнічення нелінійних спотворень можуть бути визначені на основі результатів отриманих у підрозділах 2.4 і 2.5. Слід відзначити, що безпосереднє застосування матеріалів підрозділу 2.5 не зовсім зручне внаслідок спільності визначення коефіцієнта $\gamma(\cdot)$, згідно з (2.57). Дійсно, величина $\gamma(\cdot)$ залежить від вигляду нелінійності АХ РПП, параметрів його частотної вибіркості, а також від характеристик радіолокаційних сигналів і завод [22]. Тому, з метою більшої конкретизації міркувань і наочної ілюстрації отриманих результатів, доцільно провести дослідження впливу нелінійності АХ типового РПП на показники якості БРЛС в найбільш імовірній зовнішній ЕМО [70].

2.6. Визначення залежності показників якості від ширини лінійного динамічного діапазону типового РПП

Оцінимо вплив обмеженості динамічного діапазону типового РПП унаслідок нелінійності його АХ на показники якості функціонування ТС при найбільш імовірному зовнішньому ЕМО. Уведемо припущення про апроксимацію АЧХ усіх каскадів РПП трапецієвидною формою з деякими коефіцієнтами прямокутності $k_{0,01}$ [22, 109, 110]. Тоді, вибіркові властивості РПП і його каскадів можуть бути повністю описані трьома параметрами – пропускною спроможністю за входом Δf_{ex} і за виходом $\Delta f_{вих}$, а також коефіцієнтом $k_{0,01}$. Усереднені значення даних параметрів для найбільш розповсюджених типових РПП БРЛС сантиметрового діапазону [14, 18, 53, 55], наведені в табл. 2.1.

Таблиця 2.1

Характеристики частотної вибіркості типового РПП БРЛС сантиметрового діапазону, побудованого на основі РЗА

Тип каскаду РПП	Параметри каскадів РПП		
	Смуга пропускання за входом Δf_{ex} , МГц	Смуга пропускання за виходом $\Delta f_{вих}$, МГц	Коефіцієнт прямокутності $k_{0,01}$
Тракт радіочастоти (ТРЧ)	500	100	1,5
Тракт проміжної частоти (ТПЧ)	100	10	1,25
Тракт низької частоти (ТНЧ)	10	5	1,2

Як видно із формули (2.57), для визначення величини γ необхідно знайти НПФ першого й третього порядків РПП, котрий, у даному разі, є n - каскадним

($n=2,3,\dots$). За допомогою методу модифікованих СМС можна отримати [26, 67, 112]:

$$H_1(f) = \prod_{l=n}^1 H_{1l}(f), \quad (2.65)$$

$$H_3(f_1, f_2, -f_3) = \sum_{j=1}^n \left[\prod_{m=n}^{j+1} H_{m1}(f_1 + f_2 - f_3) \right] H_{j3}(f_1, f_2, -f_3) \prod_{i=1}^3 \left[\prod_{k=j-1}^1 H_{k1}(f_i) \right]. \quad (2.66)$$

Припустимо також, що спектр вхідних впливів є різницеvim і найбільш небезпечним та досить імовірним випадком функціонування БРЛС за наявності маскуючих шумових завад [18, 70]. Залежність величини γ від відносної ширини динамічного діапазону вхідних впливів розрахована за формулою (2.57) з урахуванням співвідношень (2.65) і (2.66), коли $n = 3$ [16, 22, 109, 110]. Аналогічні залежності для значень показників якості БРЛС визначаються відповідно до виразів (2.58)-(2.64). [22, 38, 109, 110]. Незважаючи на те, що викладки проводилися для РПП із певними значеннями його параметрів, отримані результати мають достатню спільність [22]. Окрім того, отримані результати можуть слугувати в якості мажоритарної оцінки для вхідних впливів, що відрізняються від білого шуму [4, 21].

Перш ніж перейти до оцінки ймовірного показника якості БРЛС, відзначимо, що для телекомунікаційних систем одним із найбільш загальних і окремих показників є розрізнявальна здатність БРЛС (табл. 1.1). Необхідно зазначити, що основні показники якості функціонування БРЛС (точність, інформативність і т.п.) залежать від її розрізнявальної здатності (формули (1.12)-(1.15), (2.59), (2.61)) [18, 20]. Імовірність правильного виявлення цілі також визначається розрізнявальною площею елемента [18, 112]

$$q = \frac{\ln Q}{[\ln D - 1]} \cong \lambda / \lambda_0 \Delta \alpha_1 \Delta \alpha_2, \quad (2.67)$$

де λ , λ_0 – відповідно питома й загальна ефективна площа розсіювання цілі.

Характеристики завадостійкості можна трактувати як максимальну дальність функціонування БРЛС із розрізнявальною здатністю не гірше заданої [14, 18]. Тому, доцільно досліджувати ймовірнісний показник якості стосовно розрізнявальної здатності, яка є найважливішим тактичним показником БРЛС [18].

Тому, вважаємо, що максимально допустима ступінь розрізнення реального розрізнявального інтервалу, в порівнянні з його потенційним значенням, дорівнює 100% [10], тобто

$$\Delta\alpha_{nom} \leq \Delta\alpha \leq 2\Delta\alpha_{nom}. \quad (2.68)$$

Тоді у залежності від розрізнявальної здатності БРЛС від динамічного діапазону вхідних впливів випливає, що має виконуватись наступна нерівність [55]

$$D_{\text{вх}} \leq 1,3 \cdot D_{\text{РПП}}, \quad (2.69)$$

отже

$$\Delta x' = \Delta x'' = 2,28 \text{ дБ}, \quad (2.70)$$

$$\Delta x''' = -17,72 \text{ дБ}. \quad (2.71)$$

Використовуючи знайдені значення $\Delta x'$, $\Delta x''$ та $\Delta x'''$, а також формули (1.18) для щільності розподілу амплітуд вхідних впливів, визначаємо залежність імовірностей p_2 , p_4 та p_5 від ширини динамічного діапазону РПП $D_{\text{РПП}}$.

Необхідно зазначити, що внаслідок істотного перевищення смугою пропускання за входом РПП смуги пропускання за його виходом, значних технічних труднощів миттєвого вимірювання точних значень параметрів БРЛС

і своєчасної постановки прицільних завад, імовірність p_3 прямого проходження завад на вихід РПП дуже мала [21, 22, 109, 110]. За рахунок цього ймовірність p_3 може бути наближено визначена з наступного співвідношення [21, 22]:

$$p_3 = \Delta f_{\text{вихРПП}} / \Delta f_{\text{вхРПП}} \cdot \quad (2.72)$$

Для РПП, котрий досліджується, імовірність $p_3 \approx 0,01$ (табл. 2.1). З урахуванням цього знайдемо залежність імовірнісного показника якості БРЛС від ширини лінійного динамічного діапазону його РПП за умови різних значень імовірності впливу завад p_1 [21]. Для підвищення наочності результатів аналізу й зручності обчислень, уведемо поняття відносного ймовірного показника якості БРЛС [24, 174], значення котрого визначається з формули (1.18) шляхом ділення її лівої і правої частин на величину p_0 , тобто

$$p/p_0 = (1 - p_1)p_2 + p_1[(1 - p_3)p_4 + p_3p_5]. \quad (2.73)$$

Як згадувалося вище, лінійний динамічний діапазон відомих типових РПП БРЛС не перевищує, як правило, 40-50 дБ [6, 54, 98, 174].

Таблиця 2.2.

Значення відносного ймовірного показника якості БРЛС при різних величинах ймовірності впливу завад

$D_{РПП}$, дБ	p_1				
	0	0,25	0,5	0,75	1
40	0,73	0,60	0,49	0,38	0,30
50	0,93	0,77	0,63	0,50	0,38

Тоді, як однозначно видно з отриманої вище залежно p/p_0 від $D_{РПП}$, значення відносного ймовірнісного показника якості РПП БРЛС лежить у

межах від 0,3 (коли $p_1=1$, $D_{РПП}=40$ дБ) до 0,93 (коли $p_1=0$, $D_{РПП}=50$ дБ) [20, 26, 98]. Проміжні значення величини p/p_0 представлені в табл. 2.2.

Із аналізу результатів, наведених у табл. 2.2, видно, що якість функціонування відомих БРЛС не повною мірою задовольняє сучасні вимоги, котрі висуваються до РПП [16, 60]. Особливо це помітно в умовах РЕП [20], що характеризує найбільш імовірні умови застосування БРЛС.

Тому, на сьогодні дуже актуальним є розроблення нових ефективних і, в першу чергу, адаптивних методів розширення лінійного динамічного діапазону РПП.

Висновки за розділом

1. Розроблення методу "нелінійних вхідних сигналів" дозволяє з високою точністю досліджувати реальні РПП БРЛС без введення марнотратної кількості традиційних припущень щодо спрощення. При цьому суттєво розширюється область практичного застосування функціонального методу, причому аналіз зводиться до суворого формалізованої послідовності рекурентних операцій, зручних для використання ЕОМ. Окрім того, значною мірою поліпшуються конструктивні можливості функціонального методу.

2. Уведення модифікованих СМС забезпечило наочність представлення РПП БРЛС, котрі досліджуються, що дозволяє проводити аналіз на різних рівнях його деталізації, а також значно швидше й більш обґрунтовано знаходити оптимальні варіанти побудови та підключення схем для пригнічення нелінійних спотворень у РПП. Крім того, представлення РПП у вигляді модифікованих СМС підвищує гнучкість методики аналізу у випадку зміни умов завдання, а також дозволяє суттєво спростити дослідження складних РП високого порядку.

3. Комплексне застосування нелінійних вхідних сигналів і модифікованих СМС дозволило побудувати точну адекватну модель нелінійних процесів у складних РП, що може служити в якості методологічної основи для

конструктивного аналізу нелінійних спотворень у РПП БРЛС, а також для розроблення адаптивних методів розширення їх лінійного динамічного діапазону за допомогою нелінійних адаптивних компенсаторів.

4. Урахування частотної залежності АХ (інерційності) РПП дозволило суттєво уточнити відомі результати щодо оцінювання динамічного діапазону багатокаскадних РПП. Показано, зокрема, що мажоритарні вимоги до динамічного діапазону каскадів РПП залежать від смуги пропускання за їх входом і загального числа каскадів даного РПП. Отримані результати є основою для оптимізації РПП за критеріями нелінійності й розроблення методики узгодження багатокаскадних РПП БРЛС із вхідними впливами з урахуванням їх статистичних і спектральних властивостей.

5. Обґрунтування поняття ефективного відношення сигнал/шум на вході еквівалентного лінійного РПП дозволило провести системний аналіз інтегрального впливу нелінійності АХ реальних РПП на показники якості БРЛС, а також визначити науково обґрунтовані вимоги до параметрів РПП виходячи з необхідних значень показників якості БРЛС у заданому ЕМО. Показано, що значення щодо ймовірнісного показника якості відомих когерентних БРЛС із типовими РПП, ширина лінійного динамічного діапазону котрих не перевищує, як правило, 40-50 дБ, знаходиться в межах від 0,3-0,38 в умовах РЕП; до 0,73-0,93, за відсутності завад. Це не повною мірою задовольняє сучасні вимоги до ТС та обумовлює актуальність розроблення нових, насамперед, адаптивних методів розширення лінійного динамічного діапазону РПП БРЛС.

РОЗДІЛ 3

СИНТЕЗ ФУНКЦІОНАЛЬНОГО МЕТОДУ АНАЛІЗУ НЕЛІНІЙНИХ ІНЕРЦІЙНИХ ПРОЦЕСІВ У РАДІОПРИСТРОЯХ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ ЇХ ВПЛИВУ НА ЗАВАДОСТІЙКІСТЬ БРЛС

Представлений розділ дисертаційної роботи присвячений розробленню науково-методичного апарату аналізу нелінійних динамічних процесів у напрямку визначення ядер Вольтерра для ідентифікації багатокаскадних систем та дослідженню впливу зазначених процесів на пропускну спроможність і стійкість радіосигналів ВВЧ і НВЧ діапазонів. При цьому набуває подальшого розвитку наукова теорія функціональних розкладів у напрямку розширення їх аналітичних можливостей для дослідження нелінійних інерційних динамічних процесів, котрі відбуваються із радіосигналами.

3.1. Аналіз особливостей сигналів неконтрольованого випромінювання і обґрунтування математичних моделей ідентифікації процесів бортової навігаційної апаратури

Проведемо дослідження особливостей отримання й обробки інформації під час ідентифікації цілі. У якості ідентифікаційних показників доцільно використовувати характеристики постійно функціонуючих блоків апаратури БРЛС, вибравши неконтрольовані випромінювання (НВ) ті, що "просочуються" через антенні системи. Зокрема, в якості таких блоків можуть використовуватись гетеродини і генератори завдання приймального тракту РПП БРЛС.

Проведення ідентифікації цілі за НВ гетеродинів приймального тракту і генераторів завдання вимагає вимірювання характеру зміни параметрів коливальних гетеродинів і виділяє ознаки, котрі відрізняють коливання одного

генератора від іншого. Оскільки зазначені випромінювання гетеродинів є гармонійними коливаннями, то параметрами даних сигналів є амплітуда, частота і початкова фаза. Використання з метою ідентифікації амплітуди сигналу і початкової фази не представляється можливим через те, що на дані параметри суттєво впливає середовище поширення радіохвиль. Найбільш інформативною є частота коливань, а точніше, характер зміни частоти в часі. Така зміна пов'язана з нестабільністю частоти бортових генераторів завдання. Характер зміни частоти залежить від поєземплярних особливостей кожного бортового генератора [178], що і є основою ідентифікації. Процес ідентифікації умовно можна розділити на два етапи: перший етап пов'язаний із вирішенням задачі обґрунтування моделей і алгоритмів оцінювання, а другий етап передбачає класифікацію результатів обробки (оцінювання).

Розглянемо характеристики процесу нестабільності частоти бортового генератора завдання і виділимо складові процесу для ідентифікації.

На початковому етапі проведемо аналіз характеристик нестабільності частоти неконтрольованих випромінювань. Бортовий генератор завдання забезпечує формування коливань, котрі після множення є опорними для гетеродинів приймального тракту, нестабільність у відповідності із [178, 179]

визначається величиною $E_f = \frac{f_r(T+t) - f_r(t)}{f_0}$, де $\Delta f_r(t)$ – зміна частоти

генератора; f_0 – номінальне значення частоти; T – інтервал часу між моментами вимірювання частоти; r – номер інтервалу усереднення частоти.

Відносну нестабільність частоти визначимо через величину фази сигналу опорного генератора [178], якщо сигнал, котрий приймається РПП, представити у такому вигляді $S(t) = E(t) \cos(2\pi f_0 t + \varphi(t))$, де $E(t)$ – огибаюча.

Значення відносної нестабільності визначається таким чином

$E_\varphi = \frac{\varphi(t-T) - \varphi(t)}{2\pi f_0 T}$, а величини E_f та E_φ пов'язані між собою наступною

залежністю $E_\varphi = \int_t^{T+t} E_f df$.

На практиці застосовують і спектральне визначення нестабільності, розглядаючи щільність потужностей фази або частоти сигналу генератора.

Нестабільність частот генераторів завдання РП може бути оцінена спектральною щільністю потужності процесу цієї нестабільності. Однак, безпосередніми вимірами складно оцінити цю спектральну щільність потужності, її складові малі порівняно з потужністю складової основної частоти. Більш доступними для вимірювання сигналів неконтрольованих випромінювань є часові характеристики нестабільності частоти. При цьому нестабільність визначається усередненням в часі значення фазового зсуву коливань досліджуваного й опорного генераторів, віднесеним до відрізка часу вимірювання і номінального значення частоти. На практиці, якщо для другого напрямку оцінки нестабільності генератора завдання РП у більшості випадків достатньо використання штатних РПП, то для вимірювання щільності потужності процесу нестабільності частоти генератора необхідна розробка і використання додатково до штатних технічних засобів РП спеціальних корелометрів [180]. Тому вважаємо за доцільне для універсальності в РПП для ідентифікації цілі передбачити різну оцінку процесів нестабільності БРЛС.

Умовно джерела нестабільності частоти БРЛС можна класифікувати за такими ознаками [178-180]:

1. Систематичні зміни частоти, що викликаються відведенням або дрейфами. Ці зміни відбуваються за рахунок старіння матеріалу резонатора і є надзвичайно повільними. Їх називають також "довготривалою" нестабільністю, оцінюють відносною зміною частоти за годину, добу, місяць або рік, залежно від типу пристрою або характеру застосування.

2. Детерміновані періодичні відхилення частоти, котрі виникають внаслідок паразитної частотної модуляції сторонніми процесами, наприклад, за рахунок нестабільності джерел живлення, наводками, змінами температури, вібрації, тиску і т.п.

3. Зміни частоти за рахунок випадкових флуктуацій, обумовлені застосуванням в апаратурі електронних компонентів. Відповідні флуктуації частоти називають "короткочасною" нестабільністю

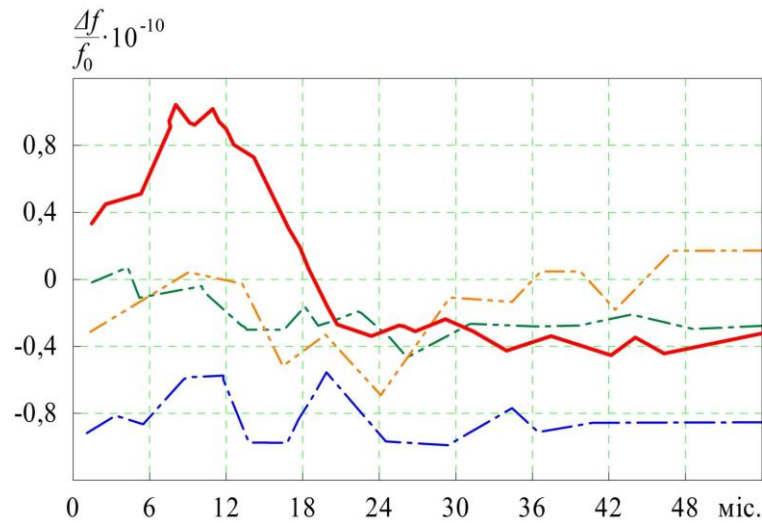


Рис. 3.1 Типові характеристики нестабільності частоти генераторів

Типові характеристики нестабільності частоти кварцових генераторів наведені на рис. 3.1, де представлені графіки нестабільності частоти чотирьох бортових кварцових генераторів завдання одного типу, отримані в лабораторних умовах [180].

Аналіз наведених залежностей дозволяє зробити висновок про індивідуальну особливість у характері зміни частоти [178, 180].

Для параметричної ідентифікації неконтрольованих випромінювань сигналів цілі необхідно виконати обґрунтування вибору моделі процесів нестабільності частоти. Слід враховувати, що створення математичної моделі процесів нестабільності здійснюється зазвичай з метою вирішення завдання підвищення стабільності опорних генераторів за допомогою прогнозування відхилень частоти від номіналу і формування керуючих впливів, що компенсують ці відхилення. Можна виділити два напрямки створення математичної моделі:

- перший напрямок заснований на дослідженні процесу нестабільності частоти експериментальним шляхом. Генератор розглядають у вигляді "чорної скрині" без детального аналізу його внутрішньої структури;

- другий напрямок заснований на теоретичному розгляді елементів схеми опорного генератора, котрі забезпечують отримання гармонійного коливання опорного генератора. Модель у такому випадку повинна враховувати внесок окремих елементів схеми в нестабільність, описувати шумові параметри і параметри старіння, зміни їх під дією зовнішніх умов. Ця модель досить громіздка, оскільки кількість факторів і елементів, що призводять до нестабільності, зазвичай велика.

Подальше використання математичних моделей засновано на дослідженні процесу нестабільності частоти експериментальним шляхом.

Головна причина довготривалої нестабільності – старіння елементів кварцових генераторів. Рівень шумів, викликаних унаслідок зазначених причин на порядок і більше перевищує рівень шумів, викликаних короткотривалою нестабільністю, котра обумовлена флуктуаційними завадами внутрішнього і зовнішнього походження, наприклад, наводки гармонік напруги живлення. Слід зазначити, що флуктуаційні завади можна вважати розподіленими за нормальним законом.

Залежність середньоквадратичного відхилення нестабільності частоти σ_E від часу усереднення (рис. 3.2) містить дві зони; короткотривалу і довготривалу нестабільності.

Вхідний сигнал опорного генератора можна записати у вигляді

$$S(t) = [E + \alpha(t)] \sin(2\pi f_0 + \varphi(t)), \quad (3.1)$$

де $\alpha(t)$ – випадковий процес, котрий описує флуктуації амплітуди.

У реальних генераторах флуктуаціями амплітуди нехтують, тому що основний внесок в нестабільність роблять фазові і частотні складові.

Тоді з урахуванням зазначеного (3.1) можна спростити до вигляду $S(t) = E \sin[2\pi f_0 + \varphi(t)]$. Позначимо довготривалу нестабільність $\varphi_g(t)$, а короткотривалу – $\varphi_k(t)$.

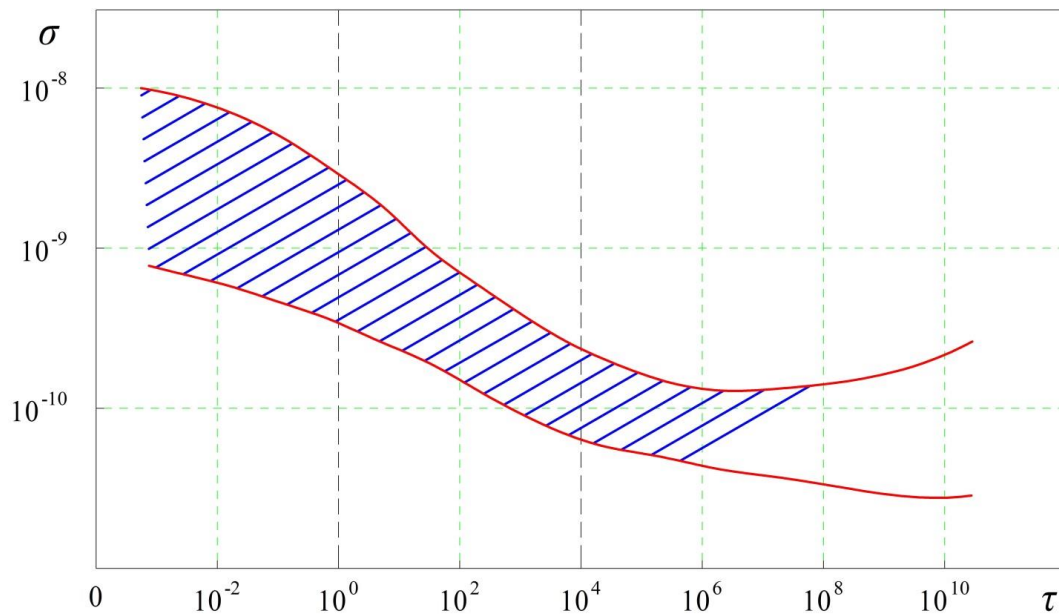


Рис. 3.2 Результати вимірювання потужності складових нестабільності

Виходячи з цього, маємо

$$\varphi(t) = \varphi_g(t) + \varphi_k(t). \quad (3.2)$$

Найважливішим є прогнозування довготривалих складових нестабільності, оскільки вони роблять основний внесок у нестабільність частоти опорного генератора. Для процесу ідентифікації довготривала складова $\varphi_g(t)$ умовно вважається корисною, а короткотривала $\varphi_k(t)$ – тією, котра заважає. Відомі два типи математичних моделей нестабільності опорних генераторів: динамічні та нединамічні. Нединамічна модель процесу нестабільності представляється у вигляді [181]

$$\varphi(t) = \sum_{i=0}^N c_i t^i + \varphi_k(t), \quad (3.3)$$

де c_i , $i = 0, 1, \dots, N$ – коефіцієнти моделі. Часто приймають $N \leq 2$.

Коефіцієнти мають певний фізичний зміст:

c_0 – помилка початкового значення фази;

c_1 – так званий ”відхід” частоти, згідно із роботою [179];

c_2 – швидкість ”відходу” частоти.

У випадку, коли в процес нестабільності входить початкова ділянка $\varphi(t)$, котра відповідає виходу генератора в номінальний режим роботи, доцільно застосувати таку модель [180]

$$\varphi(t) = \beta_1 \{1 - \exp(-\beta_1 t)\} + c_1 t + c_2 t^2 + \varphi_k(t), \quad (3.4)$$

де короткотривалу нестабільність $\varphi_k(t)$ апроксимують процесом типу білий шум β_1, β_2 – коефіцієнти, котрі визначаються прирівнюванням до нуля

$$\beta_0 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N f_i, \text{ у відповідності з [178]}$$

Нединамічні моделі (3.3) і (3.4) зручні під час роботи з кварцовими генераторами, котрі мають більшу стабільність при відносно невеликих інтервалах прогнозування (~ 1 години), коли справедлива параболічна апроксимація процесу нестабільності, в (3.4) $N \leq 2$.

Однак, слід урахувати, що поява у процесі нестабільності складових типу гармонійних, котрі виникають під час дії, наприклад, збурювальних впливів, не дозволяє вирішити задачу прогнозування за допомогою параболічної апроксимації.

Значно ширші можливості має динамічна модель, котра побудована на основі методу управління стану. Ця модель передбачає, що процеси нестабільності формують на виході чотириполюсника збудженням білим гаусовим шумом. Параметри білого шуму та формувального чотириполюсника вибирають такими, щоб моментні або інші характеристики процесу на виході чотириполюсника збігалися, із необхідною точністю, з характеристиками експериментально отриманих процесів нестабільності.

Порівняння характеристик процесів можна виконувати у такий спосіб. На основі експериментально отриманого процесу нестабільності генератора

обчислюють його кореляційну функцію $R(\tau)$. За кореляційною функцією отримують спектральну щільність середньої потужності процесу нестабільності, котра збігається з точністю до коефіцієнтів із квадратом модуля коефіцієнта передачі чотиріполюсника. Динамічна модель являє собою опис проходження білого шуму через чотиріполюсник за допомогою системи диференціальних рівнянь першого порядку.

Системою таких рівнянь можна описати будь-який процес із раціональним спектром, що наближається до нуля на високих частотах.

Позначимо коефіцієнт передачі чотиріполюсника через $K_f(p)$; білий шум, котрий збуджує цей чотиріполюсник $\xi(t)$, процес на виході чотиріполюсника – $x(t)$, а коефіцієнт передачі задамо дробово-раціональною функцією вигляду

$$K_f(p) = \frac{\lambda_1 p^q + \lambda_2 p^{q-1} + \dots + \lambda_q}{p^m + \psi_1 p^{m-1} + \dots + \psi_m}, \quad (3.5)$$

де $\lambda_1, \dots, \lambda_q, \psi_1, \dots, \psi_m$ – постійні; m та q – цілі позитивні.

Тоді процес із раціональним спектром можна представити матричним диференціальним рівнянням [181]

$$\dot{x}(t) = F(t)X(t) + G(t)\xi(t), \quad (3.6)$$

де $X(t) = [x(t) \dots x_m(t)]$ – вектор стану, $x(0) = x_0$; $t \in [0; T]$ – інтервал спостереження;

$$F(t) = \begin{bmatrix} -\psi_1(t) & \psi_m(t) & 0 & \dots & 0 \\ -\psi_2(t) & 0 & \psi_2(t) & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -\psi_m(t) & 0 & 0 & \dots & \psi_m(t) \end{bmatrix};$$

$$G(t) = \begin{bmatrix} \lambda_1(t) \\ \lambda_2(t) \\ \lambda_m(t) \end{bmatrix} - \text{матриця інтенсивностей формуючих шумів.}$$

Нестабільність частоти, згідно із [178], можна описати так

$$\varphi(t) = H(t)x(t), \quad (3.7)$$

де $H(t)$ – вихідна матриця.

Із урахуванням вище викладеного, схему формування сигналу нестабільності частоти опорного генератора можна представити у вигляді, зображеному на рис. 3.3 [182].

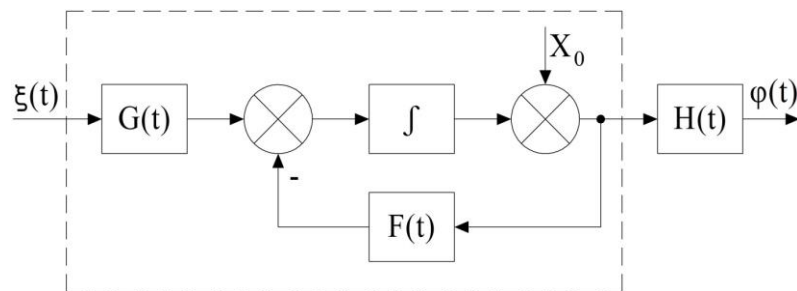


Рис. 3.3 Функціональна схема формувача сигналу нестабільності частоти опорного генератора

Пунктир вказує на блоки котрі виконують функцію фільтра формування з коефіцієнтом передачі $K_f(p)$.

Вигляд матриці $F(t)$ визначається видом нестабільності. Якщо, наприклад, нестабільність є корельований стаціонарний процес, то в цьому випадку $F(t) = [0; \psi]$ і рівняння (3.7) вироджується у скалярне рівняння першого порядку: $H(t)x(t) = \varphi_1(t)$. У випадку, коли нелінійний процес нестабільності являє собою квазігармонійне коливання, адекватною цьому коливанню є модель другого порядку з матрицею $F(t) = \begin{bmatrix} 0 & \psi_1(t) & 0 \\ 0 & 0 & \psi_2(t) \end{bmatrix}$.

Визначити порядок математичної моделі можна таким способом. Розв'язання задачі полягає в обчисленні коефіцієнтів $\psi_1, \dots, \psi_m; \lambda_1, \dots, \lambda_m$ чотириполюсника на основі відомої спектральної щільності процесу нестабільності. Вимоги до точності апроксимації визначають порядок моделі. Зазначений спосіб, незважаючи на уявну простоту, досить складний через те, що процес обробки нестабільності опорних генераторів вимагає суттєвих витрат машинного часу, а точність апроксимації спектральної щільності, врешті-решт, залежить від багатьох факторів.

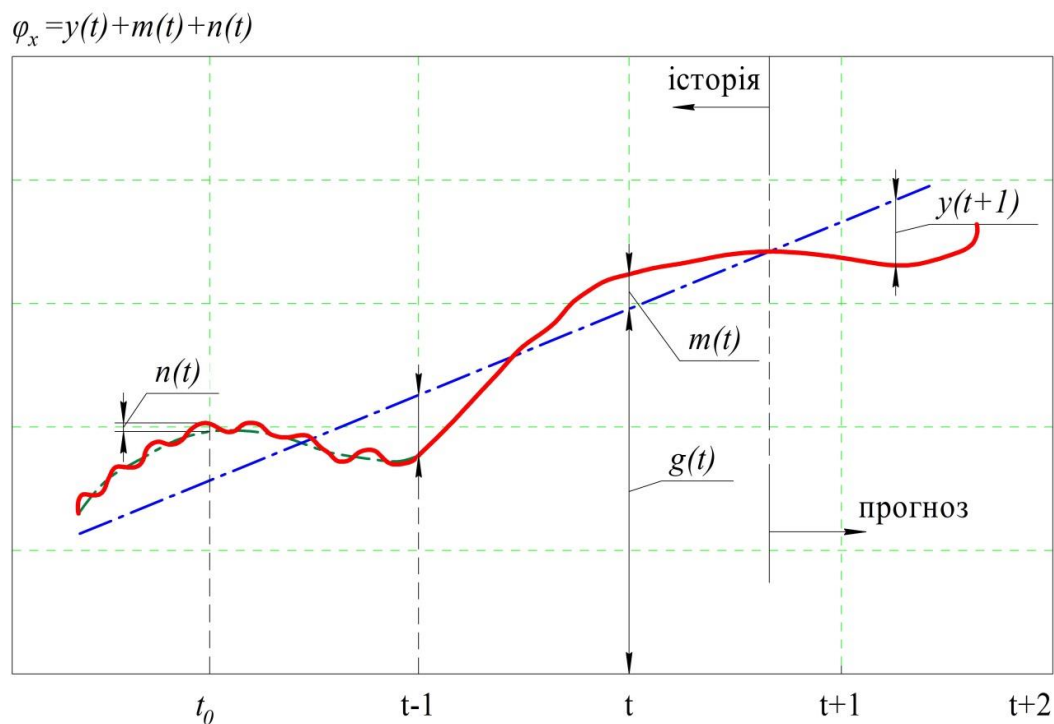


Рис. 3.4 Складові процесу нестабільності

У подальшому для спрощення розрахунків нестабільність представимо трьома основними компонентами рис. 3.4.

Перша компонента $g(t)$ повільно змінюється (рис. 3.4 – пунктирна лінія), вона визначає нестаціонарність процесу. Її можна трактувати, як детерміновану компоненту на даній вибірці. Ця компонента згідно із роботою [182] визначається поліномом $g(t) = c_0 + c_1t + c_2t^2 + \dots$

Другою компонентою $\varphi(t)$ можна вважати функції $m(t)$, котрі повільно

змінюються відносно $g(t)$. Цю складову можна вважати локальним стаціонарним процесом випадкового характеру з великим часом кореляції. Тоді, якщо $g(t) = g_0 = const$ також є об'єктом прогнозування.

Третя компонента $n(t)$ – швидкі флуктуації частоти, стаціонарні за всією вибіркою, але з малим часом кореляції. Отже, процес нестабільності, котрий характеризується відходами фази $\varphi(t)$, має вигляд [182]:

$$\varphi(t) = g(t) + m(t) + n(t). \quad (3.8)$$

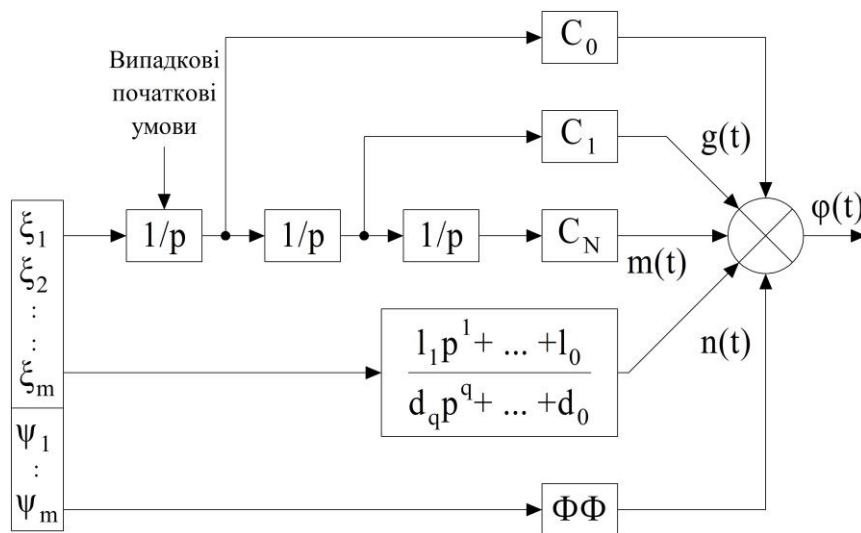


Рис. 3.5 Безперервна модель процесу нестабільності частоти генератора завдання

Виходячи з апіорного представлення процесу нестабільності у вигляді трьох компонент (3.8), за умови, що параметри стабільності на тривалому інтервалі постійні, безперервну модель представимо у вигляді схеми рис. 3.5 [180].

Джерела збудження моделі $\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_m; \psi_1 \dots \psi_m$ являють собою нормальний гаусівський розподіл із одиничною спектральною щільністю. Робота окремих блоків визначається відповідними флуктуаціями передачі в безперервному перетворенні Лапласа з оператором $p = \lambda + i\omega$. За умови дискретної фіксації частоти безперервну модель зручно замінити дискретною,

котра збуджується також білим шумом, але в дискретному вигляді. Тоді робота блоків визначається функцією передачі в дискретному перетворенні Лапласа або в Z - перетворенням.

Для використання цієї моделі необхідно визначити значення і потужності шумів. На даний час зазначену процедуру, за наявності невизначених збуджень, практично розв'язати неможливо [180, 182]. Параметри c_0, c_1, c_2 та λ_3 входять до чисельника відповідних функцій передачі. Якщо записати векторні рівняння

$$X(t) = Fx(t) + Gg(t), \quad Y(t) = H x(t), \quad (3.9)$$

то доводиться ідентифікувати відразу три матриці: матрицю коефіцієнтів F , котрі входять до знаменника відповідної функції передачі, матрицю-стовпець збудження G - коефіцієнти чисельника, та матрицю-рядок H , котра в загальному випадку не дорівнює $[10 \dots 0]$.

Існуючі методи ідентифікації лінійної моделі представлені на рис. 3.4 і вони добре розроблені для випадків, коли немає чисельника в співвідношенні (3.5) або коли $G^T = [10 \dots 0]$, тобто, коли система має один вхід і один вихід. У процесі роботи з моделлю нестабільності можливі наступні шляхи, у випадку, коли вдається розділити складові $g(t)$ та $m(t)$, то за цими відокремленими даними можна оцінювати параметри відповідних каналів моделі, причому функції передачі цих каналів слід модифікувати таким чином, щоб вони не містили чисельник. Якщо, наприклад, у функції передачі $K(z)$, котра отримана з формули (3.5), чисельник і знаменник розділити на чисельник, то отримаємо, у відповідності із роботою [180], коефіцієнт передачі формуючого

$$\text{чотиріполюсника } H(z) = \frac{1}{1 + \psi_1 z^{-1} + \psi_2 z^{-2} \dots}.$$

Обриваючи ряд знаменника, можемо одержати наближену форму $H(z)$. Однак, це призводить до збільшення числа відліків, котре необхідно здійснювати в процесі ідентифікації. Така методика незручна для практичного

застосування. Можна $H(z)$ представити у вигляді:

$$H(z) = \frac{\varphi_{\hat{a}\hat{\delta}}(z)}{\varphi_{\hat{a}\hat{\sigma}}(z)} = \frac{B(z)}{A(z)} = c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2} + c_3 z^{-3} + \dots, \quad (3.10)$$

або у вигляді функції від часу:

$$\varphi_{\text{вих}}(kt) = c_1 \varphi_{\text{вх}}(kT - T) + c_2 \varphi_{\text{вх}}(kT - 2T) + \dots, \quad (3.11)$$

де $\varphi_{\text{вих}}$ та $\varphi_{\text{вх}}$ – вихідні та вхідні сигнали фільтра $H(z)$.

Оскільки на практиці вибірка обмежена, то, обмежуючи число вагових коефіцієнтів, можемо отримати наближений розв'язок і використати його для обчислення відповідних компонент у співвідношенні (3.8).

Крім підходів, пов'язаних із визначенням передавальної функції $H(z)$, або визначенням матриць векторного рівняння, задача обґрунтування моделей розв'язується методом послідовного ускладнення моделі. Вибирається найпростіша модель і аналізується якість апроксимації реального процесу. Якщо апроксимація невдала, то для опису процесу використовується більш складна модель і т.д. Для оцінювання параметрів моделі або вектора стану, може бути використаний метод найменших квадратів (МНК) або метод динамічної фільтрації. МНК широко відомий, використання його на кінцевих вибірках у випадку детермінованого сигналу та апіорі невідомих характеристиках завад, як правило, виправдовується. Використання цього методу, однак, має свої особливості. Вони полягають у наступному.

Припустимо, що для виділення $m(t)$ використані результати вимірювань на інтервалі часу від одиниці до kT . Якщо $m(t)$ є нестационарною функцією, то бажано побудувати рекурентну процедуру обробки під час надходження нових даних [183]. Така процедура призводить до форми фільтра, котра подібна до фільтра Калмана, проте, у разі не стаціонарності $m(t)$ вона вимагає великого

часу оброблення і великого обсягу вимірювань.

Інший напрямок полягає в розбитті наявної вибірки на невеликі ділянки, наприклад по 3-5 точок, і зсувові цих точок від нульового відліку до n -го відліку (ковзне спостереження). Утворені в процесі цього окремі оцінки в подальшому складають ряд, за котрим розраховуються прогнозовані оцінки параметрів процесу $m(t)$.

У випадку великого значення "ковзного вікна" значення $m(t)$ виступають в якості завад. Навпаки, коли довжина вікна мала, вони можуть істотно впливати на значення оцінок параметрів $m(t)$.

Дослідження показали, що існує певна міра вибору "ковзного вікна" залежно від характеристики складової $m(t)$. Оцінювання за МНК, для випадку гаусівського апріорного розподілу параметрів, котрі оцінюються, еквівалентно оцінюванню за методом максимуму правдоподібності (ММП) [182].

Метод із використанням динамічної моделі заснований на представленні процесу, як результат збудження білим шумом фільтра-формувача. Дослідження цього методу показують, що прийнятні результати можна отримати для виборок вимірювань процесу об'ємом від сотень до тисяч [180, 182]. Такий обсяг інформації означає оцінювання вектора стану для стабільних кварцових генераторів протягом достатньо тривалих (до одиниць годин) інтервалів часу. Процедура використання цього методу розроблена для простих рекурентних співвідношень.

Практичне застосування цього методу для оцінювання сигналу нестабільності пов'язане з певними труднощами, котрі викликані чутливістю алгоритму до вибору початкових умов. Крім того, якщо дисперсія випадкової складової $n(t)$ невідома, то цей факт змінює і суттєво ускладнює алгоритм отримання оцінки. На практиці в цьому випадку в якості значення дисперсії приймають найбільш можливе і далі вважають його постійним. Вибір значення дисперсії меншого ніж у реалізації, призводить до нестійкої роботи алгоритму і до його непрацездатності.

У тому випадку, коли реалізація нестабільності охоплює великий інтервал

часу, припущення про сталість окремих параметрів моделі виявляється хибним. Зазначені параметри слід вважати змінними і їх можна представити як випадковий процес, породжений марківською моделлю (підрозділ 1.3).

Алгоритми ідентифікації на основі динамічних моделей розроблені у вигляді рекурентних співвідношень як для критерію максимуму правдоподібності, так і для критерію максимуму апостеріорної імовірності розподілу параметра, котрий оцінюється. Однак, якщо невідомі параметри розподілені рівномірно або є значна невизначеність в апіорному розподілі, то алгоритми ідентифікації для названих вище критеріїв еквівалентні.

На основі (3.9) для складових $m(t)$ і $n(t)$ будуть справедливі вирази:

$$X(t) = Fx(t) + Gg(t), \quad m(t) = H(t)x(t), \quad (3.12)$$

а рівняння спостерігача можна представити у вигляді

$$Z(t) = H_1 m(t) + n(t), \quad (3.13)$$

де $Z(t) = \varphi(t) - g(t) = m(t) + n(t)$;

$n(t)$ – складова нестабільності, котра має малий час кореляції;

H_1 – матриця спостережень для випадку $H_1 = [100 \dots 0]$, що розглядається.

Оптимальна оцінка вектора $\hat{x}(t)$ має вигляд:

$$\hat{x}(k+1) = \Phi \hat{x}(k) + K(k+1)[Z(k+1) - H_1 \Phi \hat{x}(k)], \quad (3.14)$$

де Φ – перехідна матриця; $K(k+1)$ – матриця коефіцієнтів підсилення;

k – номер вимірювання, котрий надходить в обробку.

Матричний коефіцієнт підсилення визначається з рівняння Рікатті, як функція характеристик шумів $g(t)$, матриць F , H та G рівняння (3.12).

Отже, дослідження сигналів неконтрольованих випромінювань і аналіз

існуючих математичних моделей обробки інформації дозволяє розробити більш досконалі за критерієм швидкодії нові методи ідентифікації.

3.2. Синтез моделі командно-вимірювальної БРЛС

На основі реальної схеми автоматичного супроводження цілі, котра має вигляд, представлений на рис. 3.6, згідно із [184, 185], з урахуванням ортогональності та ідентичності азимутального каналу та каналу визначення кута місця, розглянемо нелінійні інерційні процеси в БРЛС, на прикладі одного каналу, у відповідності з роботою [106].

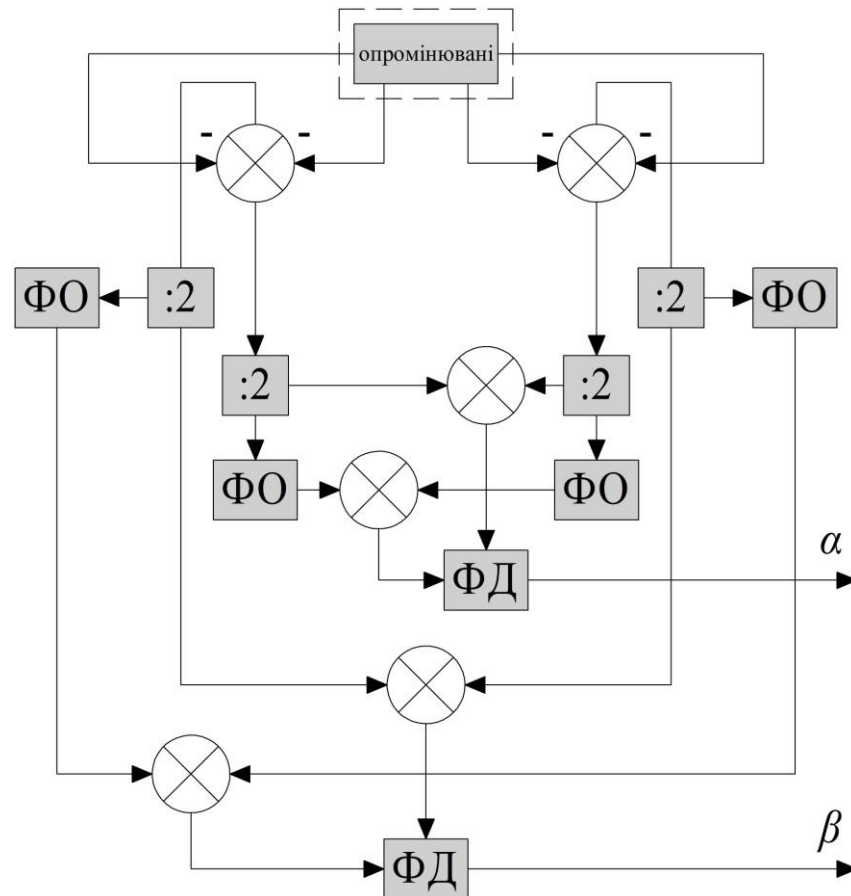


Рис. 3.6 Функціональна схема моноімпульсного антенного пристрою автосупроводження: ФД – фазовий детектор; α , β – координати наведення; ФО – фазообертач

У процесі розроблення даної методики скористаємось амплітудним моноімпульсним принципом наведення на максимум діаграми спрямованості, що відзначається високою точністю і простотою реалізації, згідно із рекомендаціями в роботах [187, 188].

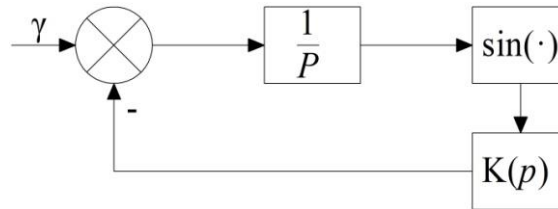


Рис. 3.7 Схема моноімпульсної системи автосупроводу

Еквівалентна модель системи, котра досліджується, набуває вигляду, рис. 3.7 та описується нелінійним диференціальним рівнянням [24, 89, 189, 190]

$$k^* \cdot PE(t) + k_1^* \cdot U_C \cdot K(p)F(E) = k_2^* \cdot U_n k_3^* \dot{Q}(t) = k_4^* \cdot x(t), \quad (3.15)$$

де $P = \frac{d}{dt}$ – оператор диференціювання;

E – сигнал помилки;

$F(E)$ – нелінійність фазового детектора (дискримінатора);

k^* , k_1^* , k_2^* , k_3^* , k_4^* – коефіцієнти пропорційності, котрі характеризують кути місця системи [189].

U_C – смуга стабільного автосупроводу;

$K(p)$ – передавальна функція фільтра;

U_n – початкове розузгодження під час пошуку цілі;

$\dot{Q}(t)$ – збурення, котре діє на систему автосупроводу.

Розв'язати представлене диференційне рівняння в загальному вигляді можна функціональним методом за методикою, наведеною в [31, 111]. Тоді розв'язок рівняння (3.15) можна записати у вигляді ряду Вольтерра

$$E(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} d\tau_1, \dots, d\tau_n \times h'_n(\tau_1, \dots, \tau_n) \prod_{i=1}^n (t - \tau_i), \quad (3.16)$$

де $h'_n(\tau_1, \dots, \tau_n)$ – ядра Вольтерра n -го порядку, котрі характеризують систему автосупроводу ($n = 1, 2, \dots$).

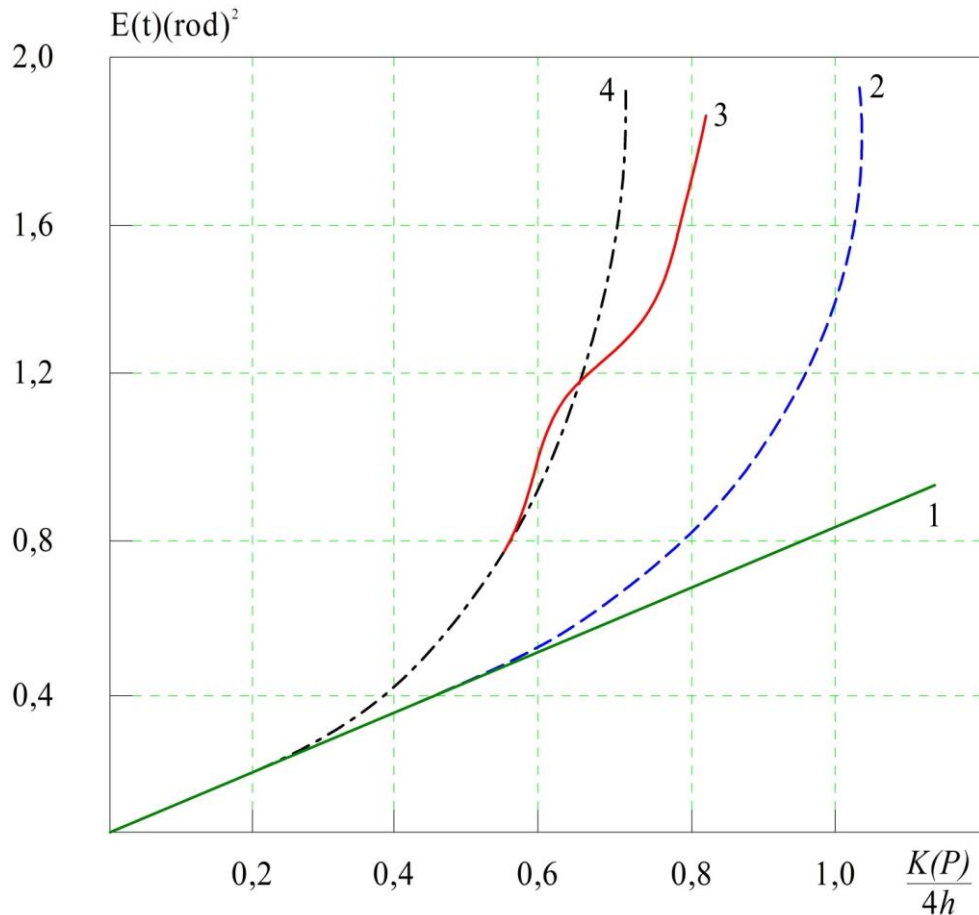


Рис. 3.8 Порівняння розв'язків за оцінкою точності моноімпульсної системи автосупроводу: 1 – лінійна модель; 2 – функціональний розв'язок другого порядку; 3 – точний розв'язок Тихонова із [188]; 4 – функціональний розв'язок третього порядку

У роботах [30, 31] проведені дослідження з оцінки точності моноімпульсних РТС різними методами, результати досліджень представлені на графіках (рис. 3.8). Із урахуванням досліджень, проведених у [31, 111, 191], та розв'язуючи рівняння відносно $E(t)$, отримаємо вираз для ядер Вольтерра в операторній формі [166].

$$H_1(p_1) = \frac{1}{p_1 + U_C K(p_i)}, \quad (3.17)$$

$$H_2(p_1, p_2) = 0, \quad (3.18)$$

$$H_3(p_1, p_2, p_3) = \frac{1}{3!} \frac{U_C K(p_1 + p_2 + p_3)}{p_1 + p_2 + p_3 + U_C K(p_1 + p_2 + p_3)} \prod_{i=1}^3 \frac{1}{p_1 + U_C K(p_i)}, \quad (3.19)$$

Отримані ядра Вольтерра мають прийнятну наочність, що свідчить про конструктивність розробленого методу дослідження моноімпульсних систем автосупроводу.

Для дослідження впливу нелінійних динамічних процесів на якість функціонування БРЛС, котрі проектується, важливою обставиною є визначення стійкості систем НВЧ і ВВЧ діапазонів. Як наслідок, виникає потреба у розгляді показника стійкості за допомогою розробленої вище методики [186].

Для цього необхідно дослідити область стійкої роботи системи автосупроводу за допомогою функціональних рядів Вольтерра. Для керування ряду (3.16) мажоруючий ряд буде мати вигляд

$$\|\Phi\| = \sum_{i=1}^{\infty} \|\Phi_i\|, \quad (3.20)$$

$$\|\Phi_i\| = \max_{-\infty < t < \infty} |E_i[t]| = \max_{-\infty < t < \infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} d\tau_1 \dots d\tau_i h_i(\tau_1, \dots, \tau_j) \prod_{j=1}^i (t - \tau_j).$$

Провівши розклад нелінійностей фазового детектора системи в ряд Тейлора і обмежившись першими двома членами розкладання, отримуємо

$$\sin E = E - \frac{1}{3!} E^3, \quad (3.21)$$

Для нелінійності типу $f(\cdot) = C_1(\cdot) + C_m(\cdot)^m$, де m – позитивне число більше 2, співвідношення (3.20) набуває вигляду

$$\|\Phi_1\| = \|\Phi\| - \|g_1\| \|C_m\| \|\Phi\|^m, \quad (3.22)$$

точки на площині, у котрих $\frac{dF(\Phi)}{d\Phi} = 0$, як доведено в роботах [105, 106], задовольняють рівнянню

$$1 - m \|g_1\| \|C_m\| \|\Phi\|^m = 0, \quad (3.23)$$

розв'язок (3.23) дає $m-1$ розв'язків $\Phi^{(1)}, \Phi^{(2)}, \dots, \Phi^{(m-1)}$ вигляду

$$\exp(j Z_v), \text{ де } b = \left(\frac{1}{m \|g_1\| \|C_m\|} \right)^{\frac{1}{m-1}}, Z_v = \frac{2\pi v}{m-1}, v = 0, 1, 2, \dots, m-2.$$

Припустимо, що контур аналітичності C на площині Φ , на котрому існують всі функціональні похідні Φ , є колом із радіусом $r < \hat{a}$ з центром на початку координат. Відображення C , контура \tilde{A} на площині $\|\Phi_1\|$ має вигляд [106]

$$\|\Phi_1\|_r = r \left[(\cos \theta - \|g_1\| \|C_m\| r^{m-1} \cos m\theta) + j (\sin \theta - \|g_1\| \|C_m\| r^{m-1} \sin m\theta) \right], \quad (3.24)$$

$$\|\Phi_1\|_{\tilde{A}} = r \exp(j\theta) - \|g_1\| \|C_m\| r^m \exp(jm\theta), \quad (3.25)$$

де $0 \leq \theta \leq 2\pi, r < \hat{a}$.

Під час зміни θ в наведеному рівнянні від θ до 2π можна отримати замкнений контур \tilde{A} на площині $\|\Phi_1\|$, котра містить початок координат. Найближчий до початку координат контур \tilde{A} достатньо просто визначити шляхом мінімізації $\|\Phi_1\|_{\tilde{A}}$ за θ . Для (3.25) у відповідності із роботою [106]

маємо

$$\begin{aligned} \min_{0 \leq \theta \leq 2\pi} \|\Phi_1\|_T &= \min_{0 \leq \theta \leq 2\pi} \left\{ r \sqrt{\|g_1\|^2 |C_m|^2 r^{2(m-1)} - 2\|g_1\| |C_m| r^{m-1} \cos[(m-1)\theta] + 1} \right\} = \\ &= r \sqrt{\|g_1\|^2 |C_m|^2 r^{2(m-1)} - 2\|g_1\| |C_m| r^{m-1} + 1} = r \left(1 - \|g_1\| |C_m| r^{m-1} \right) \end{aligned} \quad (3.26)$$

де $r < \epsilon$.

Чим менший r у порівнянні з ϵ , тем менший мінімум функціоналу $\min_{0 \leq \theta \leq 2\pi} \|\Phi_1\|_T$. З урахуванням нелінійності (3.22) ряд Вольєрра буде сходиться, згідно із [105, 106, 190], коли

$$\|\Phi_1\| = \max_{-\infty < t < \infty} |E_1(t)| < \frac{m-1}{m} \left(\frac{1}{m \|g_1\| |C_m|} \right)^{\frac{1}{m-1}}, \quad (3.27)$$

$$\|g_1\| = \int_{-\infty}^{\infty} |\alpha_p^{-1}[G_1(p)]| dt, \quad (3.28)$$

Знак α_p^{-1} характеризує обернене перетворення Лапласа функції, що міститься в квадратних дужках

$$G_1(p) = K(p) C U_C, \quad (3.29)$$

де $K(p) = \frac{1/T}{p + 1/T}$ – передавальна функція пропорційно-інтегрального фільтра;

$$H_1(p) = \frac{1}{p + U_C K(p)} \text{ – ядро Вольєрра першого порядку;}$$

$$U_C = S y I_{\Phi D \max} \text{ – смуга утримання;}$$

У відповідності із роботами [192] маємо $m = 3$, $C = 1$, $C_m = C_3 = -\frac{1}{3!}$.

З урахуванням вище викладеного, вираз (3.29) набуває вигляду:

$$G_1 = \frac{U_C - 1/T}{p^2 + (1/T)p + U_C(1/T)C}, \quad (3.30)$$

У випадку, коли корені рівняння

$$p^2 + \frac{1}{T}p + U_C \frac{1}{T} = 0, \quad (3.31)$$

дійсні та від'ємні (для сильного згасання радіосигналу, що характерно для пошуку антенно-приймальних пристроїв) то, у відповідності із [106], отримаємо:

$$\|g_1\| = \frac{1}{C_1} = 1, \quad (3.32)$$

Якщо корені рівняння (3.31) комплексні з від'ємною дійсною частиною (у випадку слабого згасання, котре характерне для супроводження цілі, за великих відстаней та наявності РЕП), згідно із [106], маємо

$$\|g_1\| = \frac{\left(1 - \exp \frac{D\pi}{F}\right)}{1 - \exp \frac{D\pi}{F}}, \quad (3.33)$$

$$\text{де } D = -\frac{1}{2T}, \quad F = \frac{1}{2} \sqrt{4\Omega_y \frac{1}{T} - \Omega_y^2}.$$

У випадку сильного згасання радіосигналів зв'язку, враховуючи (3.31) та (3.32), має місце залежність

$$\|\Phi_1\| < \frac{2}{3} \left(\frac{1}{3! - \frac{1}{6}} \right)^{1/2} = 0,27, \quad (3.34)$$

$$\|\Phi\| = \|\Phi_1\| + \frac{|C_3|}{|C_1|} \|\Phi_1\|^3 = 0,27 + \frac{1}{6} \cdot 0,019 = 0,273. \quad (3.35)$$

Для нелінійностей типу (3.22) область стійкої роботи РТС, у відповідності із джерелом [31], визначається виразом

$$U_C = \frac{U_C C_1 (m-1)}{m} \left(\frac{C_1}{m|C_m|} \right)^{\frac{1}{m-1}}, \quad (3.36)$$

Після підстановки (3.30) в (3.36) отримано $U = U_C \frac{2}{3} \sqrt{3} \approx U_C$, отже, у загальному вигляді має місце

$$\lim_{n \rightarrow \infty} U = U_C. \quad (3.37)$$

З урахуванням наведених вище викладок область стійкої роботи РТС, котра описується нелінійним диференціальним рівнянням (3.15), збігається зі смугою стійкого супроводу в тому випадку, якщо нелінійність фазового детектора слідкуючої системи має вигляд (3.22), а в якості фільтра нижніх частот використовується інтегруючий фільтр. Отриманий результат підтверджує висновок, наведений у роботах [105, 106], де вказується, що в таких БРЛС, із точки зору стійкої роботи, не накладається ніяких обмежень на величину смуги утримання згідно з виразом (3.30). Представимо вираз (3.35) графічною залежністю (див. рис. 3.9).

На рис. 3.9 подвійною лінією зображена залежність $\|\Phi\|$ від $\|\Phi_1\|$ для лінійної моделі РПП, кривою 2 – для РПП із нелінійністю типу (3.32).

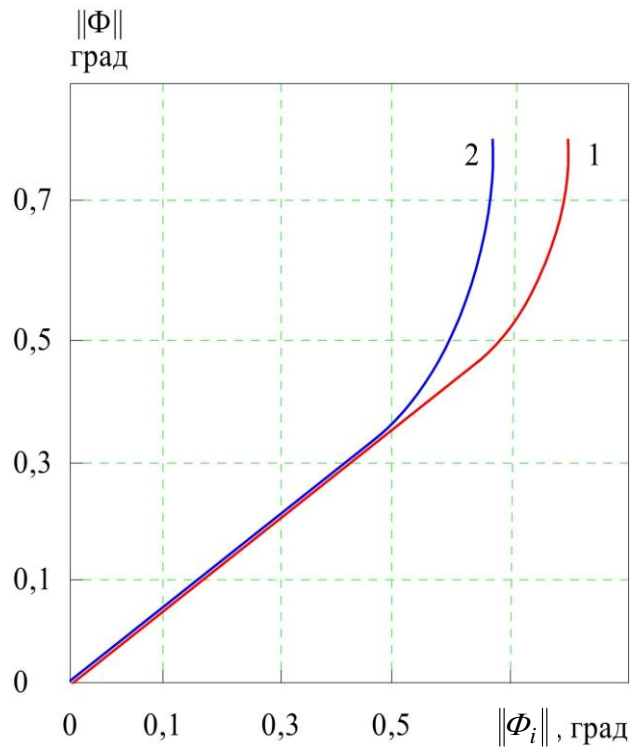


Рис. 3.9 Залежність верхньої межі $\|\Phi\|$ від верхньої межі $\|\Phi_i\|$: 1 - випадок сильного згасання радіосигналу, характерний для режиму наведення; 2 - випадок слабого згасання радіосигналу, характерний для режиму супроводу цілі

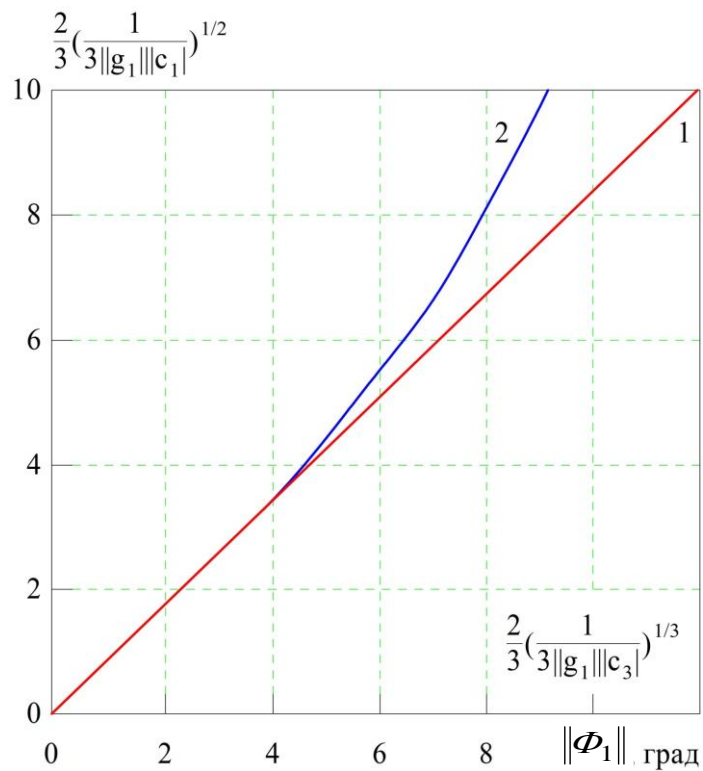


Рис. 3.10 Графік залежності $\|\Phi\|$ від $\|\Phi_1\|$: 1 – лінійна залежність; 2 – нелінійна залежність, отримана дослідним шляхом

Із аналізу рис. 3.10 випливає, що лінеаризація системи, котра використовується в переважній більшості робіт, допускається лише в дуже вузькій смузі значень $\|\Phi_1\|$, близько 25% від області можливих значень $\|\Phi_1\|$. У решті випадків необхідно враховувати нелінійний характер інерційних динамічних процесів, що протікають у РПП БРЛС із радіосигналами НВЧ і ВВЧ діапазонів.

Однак, базуючись на рис. 3.10, для оцінки області стійкої роботи можемо користуватися лінійною теорією для дослідження кута місця систем. Для цього знаходимо $\|\Phi_1\| = \max_{-\infty < t < \infty} |E(t)|$, відклавши по вісі абсцис отримане значення, $\|\Phi_1\|$ і визначаємо $\|\Phi\|$.

За допомогою графіка залежності $\|\Phi\|$ від $\|\Phi_1\|$ (рис. 3.10) та співвідношень (3.30), (3.35) можна задавати обґрунтовані вимоги до конструювання і розробки НВЧ і ВВЧ БРЛС. Однак, для оцінки завадостійкості БРЛС, окрім розгляду динамічних характеристик та характеристик точності системи стеження, необхідно враховувати вплив нелінійних процесів, котрі протікають в КВС на якість прийому/передачі інформаційних повідомлень.

Для цього необхідно провести дослідження нелінійних інерційних спотворень інформаційних сигналів у плазмовому іоносферному середовищі.

3.3. Оцінка впливу обмеженості лінійного динамічного діапазону РПП БРЛС на стійкість і пропускну спроможність

Перш за все необхідно дослідити вплив нелінійних інерційних процесів у КВС на якість функціонування БРЛС. Для цього, у відповідності із викладками підрозділу 2.6, розглянемо залежність завадостійкості РП від зміни рівня радіосигналу РПП. Амплітуда флуктуацій прийнятого КВС сигналу досягає 30 дБ, а час кореляції змінюється в межах від 1 до 5 с у відповідності із роботою [192]. Флуктуації сигналу викликають збільшення динамічної δ_δ і флуктуаційної σ_ψ^2 помилок [25, 193-195]. Динамічна помилка зростає в 2 рази

за малого відношення сигнал/шум і в 1,3 рази – у разі наявності великих відношень [31, 111]. Флуктуаційна помилка, у свою чергу, зростає ще істотніше: у разі наявності малих відношень сигнал/шум вона зростає в 6 разів, а великих – в 1,5 рази.

Використання в якості критерію ефективності РПП імовірності помилки вказує на те, що обраний критерій дозволяє оцінити пропускну спроможність БРЛС і вплив нелінійних інерційних процесів. Тому з урахуванням формул (1.15), (1.16) і (2.57) отримаємо вирази

$$P_{авт} = 0,5 \exp(h^2 y^2), \quad (3.38)$$

$$P_{ког} = 2F(\sqrt{2}hy) [1 - F(\sqrt{2}hy)]. \quad (3.39)$$

Розрахунки свідчать, що у разі фіксованої імовірності помилки $P_0 = 10^{-5}$ автокореляційний прийом (3.38) за умов відсутності частотно-селективних процесів програє 1,9 дБ когерентному прийому, як доводить (3.39). Однак, за їх наявності пропускну спроможність когерентних систем знижується на 3 дБ, зменшуючи ефективність використання методів пропускну здатності РПП [196, 197].

Вважаємо за доцільне застосувати в каналах з ЧСЗ механізм адаптації під час прийому радіохвиль сантиметрового і міліметрового діапазонів.

Аналіз проведених розрахунків показує, що ефективності використання НВЧ і ВВЧ БРЛС виявляється недостатньо, тому виникає необхідність у підвищенні завадостійкості на 1 дБ для ефективного функціонування систем радіосупроводу цілі [49, 63, 192].

За результатами аналізу формул (3.38) та (3.39) отримано порівняльну характеристику залежності ймовірності помилки від відношення сигнал/шум для когерентного і автокореляційного режимів прийому НВЧ і ВВЧ

радіосигналів при наявності та відсутності частотно-селективних завмирань на трасі поширення рис. 3.11.

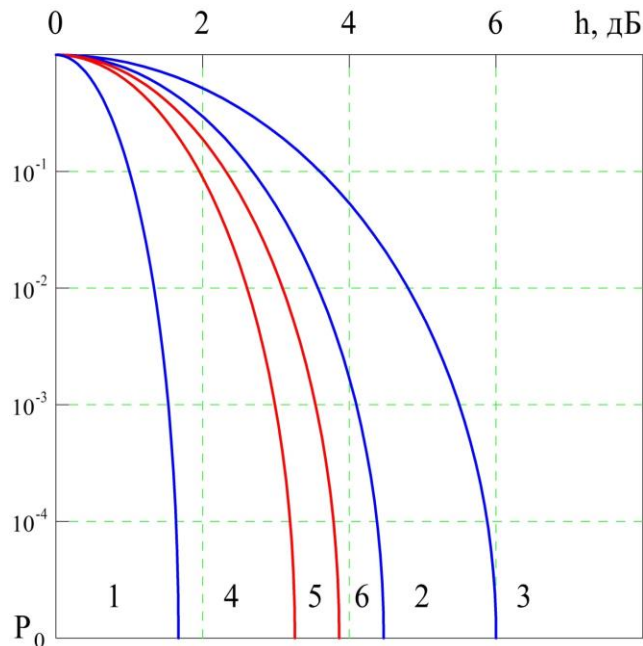


Рис. 3.11 Порівняльна характеристика залежності ймовірності помилки P_0 від відношення сигнал/шум h : 1,2,3 – когерентний прийом сигналів, коли $\Delta\varphi = 0^\circ$, $\Delta\varphi = 60^\circ$, $\Delta\varphi = 80^\circ$; 4,5,6 – автокореляційний прийом радіосигналів у випадку, якщо $\Delta\varphi = 0^\circ$, $\Delta\varphi = 60^\circ$, $\Delta\varphi = 80^\circ$

Привівши ретельний аналіз виразів (3.38), (3.39) і залежності на рис. 3.11, проведемо порівняльну оцінку когерентного і автокореляційного прийому НВЧ і ВВЧ радіосигналів у табл. 3.1.

У дисертаційній роботі пропонується забезпечувати прийом і обробку слабких сигналів, котрі характеризуються тим, що відношення спектральної щільності сигналу $S_c(t)$ до повної потужності сигналу $S_n(t)$ суттєво менше одиниці. Як наслідок, по відношенню до такого сигналу, значне розширення смуги пропускання каналу в порівнянні з інформаційною смугою частот без збільшення швидкості передачі не призведе до будь-яких втрат, за винятком того факту, що займану такою системою смугою частот можна використовувати для передачі іншої інформації.

Таблиця 3.1

Оцінка когерентного і автокореляційного прийому НВЧ і ВВЧ радіосигналів із відносною фазорізницевою модуляцією

h	Імовірність помилки під час когерентного прийому				
	$\Delta\varphi = 0^\circ$	$\Delta\varphi = 30^\circ$	$\Delta\varphi = 45^\circ$	$\Delta\varphi = 60^\circ$	$\Delta\varphi = 80^\circ$
1	0,27	0,32	0,25	0,45	0,48
2	0,04	0,08	0,081	0,39	0,471
3	0,0025	0,003	0,016	0,19	0,48
4	$5,9 \cdot 10^{-5}$	$4,9 \cdot 10^{-4}$	0,0022	0,07	0,4
5	$5,6 \cdot 10^{-7}$	$1,4 \cdot 10^{-5}$	0,0001	0,021	0,43
k	Імовірність помилки під час автокореляційного прийому				
	$\Delta\varphi = 0^\circ$	$\Delta\varphi = 30^\circ$	$\Delta\varphi = 45^\circ$	$\Delta\varphi = 60^\circ$	$\Delta\varphi = 80^\circ$
I	0,303	0,345	0,393	0,44	0,475
2	0,065	0,11	0,18	0,3	0,47
3	0,0055	0,017	0,053	0,16	0,43
4	0,00016	0,0013	0,009	0,067	0,39
5	$1,8 \cdot 10^{-6}$	$4,2 \cdot 10^{-5}$	0,0009	0,02	0,34

У таких радіоканалах відношення швидкості передачі до пропускної здатності каналу не змінюється зі зміною займаної смуги частот. У дійсності розширення смуги пропускання системи дозволяє ближче підійти до теоретичної величини пропускної здатності каналу [198]. Розширення смуги частот при цьому використовується не тільки для боротьби з шумами, котрі заважають процесу передачі інформації, а також для збільшення дальності в траєкторній системі і вимірювання дальності до цілі за сигналами неконтрольованих випромінювань навігаційної апаратури БРЛС [199].

З урахуванням отриманих вище результатів маємо змогу отримати залежність пропускної здатності РПП від відношення сигнал/шум на його вході $h_{\text{до}}$ рис. 3.12 для різних значень величини смуги пропускання РПП Δf .

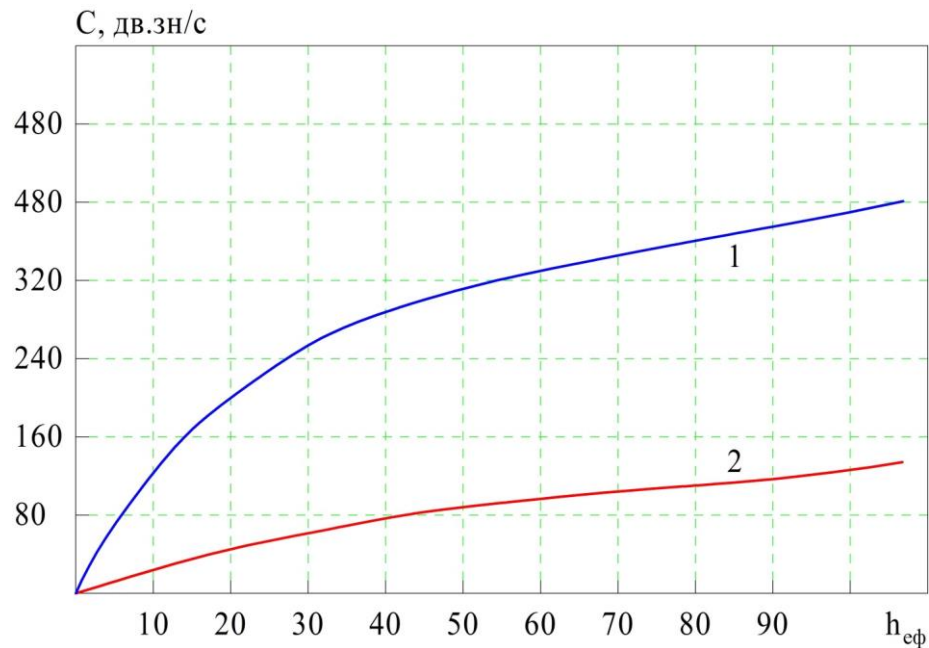


Рис. 3.12 Графічна залежність пропускної здатності C від відношення сигнал/шум $h_{эф}$: 1 – для $\Delta f = 60$ Гц; 2 – для $\Delta f = 20$ Гц

Розглянемо випадок, коли має місце мале відношення сигнал/шум $h_{эф} \ll 1$. Тоді за наявності малого $h_{эф}$, у розкладанні

$$\log_2^e \ln(1 + h_{эф}) = \log_2^e \left(h_{эф} - \frac{h_{эф}^2}{2} + \frac{h_{эф}^3}{3} \dots \right)$$

у відповідності із [198] можна обмежитись першим членом ряду та отримати

$$C = \Delta f \log_2(1 + h_{эф}) = \Delta f h_{эф} \log_2 e \approx 1,443 \Delta f h_{эф}. \quad (3.40)$$

Зазначений вираз вказує на те, що за наявності малого $h_{эф}$ пропускна спроможність каналу прямопропорційна відношенню сигнал/шум $h_{эф}$ та ширині смуги частот Δf .

За умови великого відношення ($h \gg 1$) із достатнім наближенням маємо логарифмічну залежність пропускної здатності від зазначеного відношення $h_{эф}$

$$C = \Delta f \log_2(1 + h_{эф}) \approx \Delta f \log_2 h_{эф}. \quad (3.41)$$

Вираз (3.48) свідчить про те, що за умови зменшення відношення сигнал/завада h об'єм інформації, котра передається, можна зберегти шляхом розширення смуги Δf або, навпаки, шляхом звуження смуги каналу за рахунок збільшення $h_{\text{еф}}$.

Перш за все необхідно встановити залежність пропускної здатності від ширини смуги каналу. У випадку рівномірного енергетичного $P_n = N_0 \Delta f$ (де P_n потужність шуму, N_0 – спектральна щільність потужності шуму) вираз, котрий визначає граничні можливості системи зв'язку, можна визначити у вигляді співвідношення

$$C = \Delta f \log_2 \left(\frac{P_0}{\Delta f N_0} \right). \quad (3.42)$$

З урахування наведеного виразу, залежність пропускної здатності C від ширини смуги РТС матиме вигляд, представлений на рис. 3.13 [198].

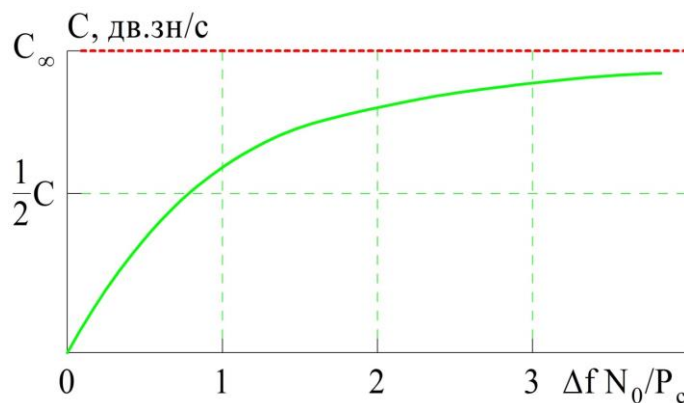


Рис. 3.13 Залежність пропускної здатності від ширини смуги частот Δf

Як видно із рис. 3.13, зі збільшенням ширини смуги частот Δf пропускна спроможність монотонно зростає, асимптотично наближаючись до граничного значення

$$\tilde{N}_\infty = \lim_{\Delta f \rightarrow \infty} C = \frac{P_0}{N_0} \log_2 e = 1,443 \frac{P_0}{N_0}. \quad (3.43)$$

Для визначення ефективності БРЛС за швидкістю прийому-передачі інформації слід зазначити, що результат узгодженої фільтрації з адитивним нормальним шумом можна виразити через відношення спектральної щільності сигналу до спектральної щільності потужності шуму S/N_0 , котре не залежить від смуги пропускання системи.

Для будь-якого РПП (для якого визначено тип сигналу і метод прийому) допустима ймовірність помилки P_0 визначає певне конкретне значення необхідного h_{ef} . У процесі узгодженої фільтрації зазначене необхідне значення h_{ef} напряду пов'язано із потужністю прийнятого сигналу S та спектральною щільністю потужності шуму N_0 виразом $h_{ef} = \frac{ST}{N_0}$, у відповідності до [198].

Швидкість передачі інформації можна визначити на підґрунті роботи [198]

$V_u = \frac{1}{T} = \frac{S}{N_0 h}$. У РТС із низьким рівнем сигналу, коли $S/N_0 F \ll 1$, відношення

дійсної швидкості передачі інформації до теоретичної пропускнуої здатності каналу має вигляд

$$\eta_{e\delta} = \frac{V_u}{C_\infty} \equiv \frac{1}{h} \log_2 e \approx \frac{0,963}{h}. \quad (3.44)$$

Отже, якщо, наприклад, у двійковій системі відносної фазорізницевої модуляції для забезпечення ймовірності помилки $P_0 = 5 \cdot 10^{-4}$ необхідно мати $h = 6,93$ (8,4 дБ), то ефективність такого БРЛС за швидкістю приймання-передачі буде дорівнювати 10%. З огляду на те, що під час наближення швидкості прийому-передачі до теоретичної пропускнуої здатності каналу поліпшення системи зв'язку дає все менший ефект (максимально можливе поліпшення не перевищує 10 дБ, як зазначено в дослідженнях [198]) отриману ефективність БРЛС, за швидкістю, слід вважати достатньо високою і можна заздалегідь спрогнозувати, що подальше збільшення ефективності реальних

РТС, котрі працюють за каналами з адитивним гаусівським шумом, наштовхнеться на значні труднощі.

3.4. Синтез алгоритму оптимального оброблення радіосигналів БРЛС

Якість функціонування системи ідентифікації об'єктів, у відповідності із роботами [200-202], напряду залежить від можливостей прийому радіосигналів КА і алгоритмів їх оброблення. Прийом неконтрольованих випромінювань (НВ), близько 10^{-8} Вт, залежить від технічних характеристик РПП, що використовуються [200, 202], та істотної складності за певних умов, не представляє [183]. Але проблематика оброблення зазначених радіосигналів, наприклад, підвищення оперативності та достовірності, на сьогоднішній день у достатній мірі не вивчені [202]. Зазначена проблематика обумовлена перш за все тим, що процеси нестабільності генераторів завдання БРЛС, як зазначено у підрозділі 3.1, обумовлюють необхідність вибору саме оптимального алгоритму оброблення прийнятої інформації із урахуванням адитивного шуму вимірювань. У цьому підрозділі зосереджено особливу увагу на спільному дослідженні компонент процесу ідентифікації $g(t)$, що швидко $n(t)$ та повільно $m(t)$ змінюються [168, 173]. Використання сучасних ЕОМ для оброблення радіосигналів зазначеного класу визначає актуальність розроблення принципів побудови дискретних алгоритмів, котрі дозволяють будувати більш прості, з точки зору практичної реалізації, алгоритми оброблення зазначених сигналів. Також виникає необхідність в аналізі принципів оброблення сигналів НВ на сучасному рівні [201]. Це дозволить виконати нормалізацію впливів завад та здійснити функціональне перетворення в аналого-цифрових алгоритмах і можливістю виконувати фазове оброблення радіосигналів на виході частотно-виборкових кіл, на основі точок перетину нульового рівня.

Існуючі алгоритми оброблення сигналів, як зазначено в роботах [201, 202] враховують, в основному, сигнали завад, котрі мають нормальний (гаусівський) закон розподілу. Відомі методи оброблення сигналів завад, що мають відмінний

від нормального закон розподілу, призводять до суттєвого ускладнення алгоритмів обчислень, що, у свою чергу, істотно впливає на швидкодію і показники якості функціонування РПП.

Сучасні дослідження, направлені на розв'язання зазначеної задачі [203], показали, що найбільш поширене, на сьогодні фазове оброблення сигналів. Зазначений процес оброблення радіосигналів ґрунтується на аналізі точок перетину сигналів нульового рівня, котрі приймаються [204]. Обґрунтування та особливості застосування такого оброблення сигналів розглянуті в [203, 205]. Необхідно зазначити, що ступінь впливу частотно-вибіркових кіл БРЛС на розподіл точок перетину нульового рівня на сьогодні не досліджений. Також мають місце значні ускладнення із побудовою алгоритму оброблення складових радіосигналів неконтрольованих випромінювань.

Характерні особливості процесів нестабільності частоти генераторів завдання визначають вимоги до алгоритмів оцінювання параметрів моделей нестабільності.

Основною відмінністю компоненти процесу ідентифікації $g(t)$ є його повільна зміна на інтервалі спостереження. Тому слід вважати її постійною на даному інтервалі і в подальшому аналізі моделей нестабільності не розглядати.

Доданок $m(t)$ є локальним стаціонарним процесом із достатньо великим часом кореляції, тому для визначення його характеристик доцільно використовувати МНК, або метод динамічної фільтрації [206]. Для зменшення часу оброблення радіосигналів та підвищення оперативності, необхідно використовувати їх рекурентні модифікації із залученням для оброблення невеликої частини закумуляованої інформації.

Складова процесу $n(t)$ описує швидкі зміни фази в часі, котрі є найбільш інформативними для виявлення особливостей генераторів завдання. Висока інформативність компоненти $n(t)$, порівняно з $m(t)$, обумовлена наявністю в складовій $m(t)$ доплерівського зсуву частоти. Наявність невідомого

доплерівського зсуву призводить до неможливості ідентифікації генераторів за компонентою $m(t)$.

Подальший розгляд компоненти $m(t)$ процесу зміни фази $\varphi(t)$ в математичній моделі будемо продовжувати на основі рівнянь спостерігача

$$\begin{cases} z(t) = H_1(t) + n(t) \\ z(t) = \varphi(t) - g(t) \end{cases}, \text{ та стану } \begin{cases} \dot{x}(t) = Fx(t) + Gg(t) \\ m(t) = Hx(t) \end{cases}, \text{ згідно із [173], відповідно.}$$

Необхідно зазначити, що процес $n(t)$ має нормальний розподіл, оскільки час його кореляції значно менший часу кореляції компоненти $m(t)$. Математична модель може бути використана для побудови модифікованого алгоритму динамічної фільтрації.

Важливим кроком у процесі розроблення алгоритму є оцінювання параметрів моделі складової $m(t)$ МНК $z(t) = \varphi(t) - q(t) = m(t) + n(t)$, де $m(t)$ – складова оцінювання параметрів лінійної моделі за МНК; $n(t)$ – складова процесу ідентифікації.

Як зазначено в роботах [195, 205, 207], доцільно та достатньо ефективно застосовувати авторегресійні моделі для опису швидкоплинних $n(t)$ процесів.

Подальший аналіз доданка $n(t)$ буде базуватись на термінології авторегресійних моделей

$$y(t) = \sum_{i=1}^n a_i y(t-i) + e_i(t); \quad n(t) = e_1(t) + e_2(t), \quad (3.45)$$

де a_i – коефіцієнти авторегресійної моделі;

$e_2(t)$ – білий шум вимірювань, $e_2(t) = e_1(t) - \sum_{i=1}^n a_i e_2(t-i)$;

$y(t)$ – процес зміни фази коливання, викликаний слабо корельованою компонентою нестабільності;

$n(t)$ – складова процесу $\varphi(t)$, моделі (3.8).

Для подальших досліджень необхідно вивести співвідношення, котрі визначають алгоритми оцінювання складових $m(t)$ і $n(t)$ для моделей (3.45).

Зважаючи на особливості моделі (3.8), необхідно дослідити можливості побудови рекурентного алгоритму МНК на "ковзному" вікні. Проведемо аналіз лінійної моделі $Z(t) = AH + n(t)$, компоненти $m(t)$ процесу (3.8) зміни фази $\varphi(t)$, у відповідності із роботою [173] з вектором вимірювань.

Параметри $Z_1 \dots Z_2$ – вимірювання фази сигналу в момент $t_1 \dots t_N$, матрицею $A = [A_1^T, \dots, A_n^T]$, причому $A_i^T = [a_i, \dots, a_{ir}]$ – i -й рядок матриці A , вектором параметрів, котрі оцінюються $M = [M_1, \dots, M_r]^T$, та вектором імовірних похибок вимірювань $[n_1, \dots, n_n]^T$, (n_1, \dots, n_n – значення доданка $n(t)$ математичної моделі (3.8) в момент часу $t_1 \dots t_n$).

Позначимо блоки параметрів $z(n, n+l) = (z_{n+1}, \dots, z_{n+l})^T$ та $A(n, n+l) = [A_{n+1}^T, \dots, A_{n+l}^T]$, котрі складається з l – рядків матриці, таким чином: $\Sigma(n, n+l) = [A^T(n, n+l)A(n, n+l)]^{-1}$.

Тоді оцінка вектора $M(t)$ у момент t_{m+l} залучення до процесу оброблення вимірювань з моментів t_m до t_{m+l}

$$M(n, n+l) = \sum_{n=1}^T \Sigma(n, n+l) A^T(n, n+l) z(n, n+l).$$

Оцінити за МНК $M(n, n+l)$ можна на основі вимірів $z_{n+1} \dots z_{n+c}$ з використанням рядків матриці $A_c(n+1)$ до $(n+l)$.

Розвиток процесу оцінювання $M(n, n+l)$ у процесі зміні n описується, у відповідності із роботою [208] наступним алгоритмом рекурентних співвідношень [173]:

а) оператор відокремлення вимірювання

$$M(n, n+l+1) = M(n, n+l) K^{(1)}(n, n+l) [z_{n+l+1} - (n, n+l)M(n, n+l)], \quad (3.46)$$

$$K^{(1)}(n, n+l) = \sum_{n=1}^T (n, n+l) A_{n+l+1} \left[J + A_{n+l+1}^T \sum_{n=1}^T (n, n+l) A_{n+l+1} \right]^{-1}. \quad (3.47)$$

Вектор $K^{(1)}$ розмірності $r+1$, у відповідності із [209], називають коефіцієнтом передачі у процесі введення нового виміру до рекурентного алгоритму. Доцільно використовувати більш зручну для реалізації на ЕОМ форму коефіцієнта передачі $K^{(1)}$ згідно із [209]

$$K^{(1)}(n, n+l) = \sum_{n=1}^T (n, n+l+1) A_{n+l+1}. \quad (3.48)$$

Тоді маємо

$$\sum_{n=1}^T (n, n+l+1) = (J - K^{(1)}(n, n+l) A_{n+l+1}^T) \sum_{n=1}^T (n, n+l). \quad (3.49)$$

Вираз (3.49) у розгорнутій формі запису можна представити так

$$\begin{aligned} \sum_{n=1}^T (n, n+l+1) &= \sum_{n=1}^T (n, n+l) - \sum_{n=1}^T (n, n+l) A_{n+l+1} \times \\ &\times (A_{n+l+1}^T \sum_{n=1}^T (n, n+l) A_{n+l+1} + 1)^{-1} A_{n+l+1}^T \sum_{n=1}^T (n, n+l). \end{aligned} \quad (3.50)$$

де l – одинична матриця,

б) оператор, котрий враховує похибки вимірювання

$$\begin{aligned} M(n+1, n+l+1) &= M(n, n+l+1) - K^{(2)}(n, n+l+1) \times \\ &\times [z_{n+1} - A_{n+1}^T M(n, n+l+1)]. \end{aligned} \quad (3.51)$$

$$K^{(2)}(n, n+l+1) = \sum_{n=1}^T (n, n+l+1) A_{n+1} \left[J - A_{n+1}^T \sum_{n=1}^T (n, n+l+1) A_{n+1} \right]. \quad (3.52)$$

Вектор $K^{(2)}$, подібно до першого (а) блоку, зазначеного рекурентного алгоритму, також має розмірності $r+1$, його називають коефіцієнтом, котрий

враховує похибки вимірювання [209]. Для зручності обчислення на ЕОМ, маємо $K^{(2)}(n, n+l) = \sum_{n=1}^T (n+1, n+l+1) A_{n+1}$. Тоді для зведеного оператора можна

записати

$$\sum_{n=1}^T (n+1, n+l+1) = (J + K^{(2)}(n, n+l+1) A_{n+l+1}^T) \sum_{n=1}^T (n, n+l+1). \quad (3.53)$$

У розгорнутій формі запису (3.60) маємо

$$\begin{aligned} \sum_{n=1}^T (n+1, n+l+1) &= \sum_{n=1}^T (n, n+l+1) \times \sum_{n=1}^T (n, n+l+1) \times \\ &A_{n+1} [J - A_{n+1}^T (n, n+l+1) A_{n+1}]^{-1} A_{n+1}^T \sum_{n=1}^T (n, n+l+1). \end{aligned} \quad (3.54)$$

У подальшому рекурентний алгоритм зводиться до перемноження блоків матриці $A^T(n, n+l+1)$ та вектор $z(n, n+l+1)$. У результаті знаходимо

$$A^T(n+1, n+l+1) z(n+1, n+l+1) = A(n, n+l+1) z(n, n+l+1) - A_{n-1} z_{n+1}. \quad (3.55)$$

Нарешті, процес оцінювання коефіцієнта зміни нахилу $m(t)$ на "ковзному вікні" можна показати у такий спосіб.

Припустимо, результати вимірювань набігання фази за одиницю часу можна уявити так: $z_i = m\varphi_0 + n_i$, $i = 1, \dots, N$, де m – коефіцієнт пропорційності (параметр), котрий оцінюється та пов'язує значення фази φ_0 коливання з частотою f_0 і поточного значення фази, що відрізняється від φ_0 внаслідок процесу нестабільності; n_1, \dots, n_N – похибки вимірювань, в якості яких виступають відліки процесу $n(t)$. Процес оцінювання за МНК має вигляд

$$M(n, n+l) = \frac{\sum_{i=n+l}^{n+1} \varphi_0 z_i}{\sum_{i=n+1}^{n+l} \varphi_0^2}, \quad (3.56)$$

тоді оцінка дисперсії знаходиться так $Dm(n, n+l) \sigma^2 [\sum_{i=n+1}^{n+l} \varphi_0^2]$, де σ^2 – являє собою дисперсію шумів вимірів.

$$M(n, n+l+1) = M(n, n+l) + K^{(1)}(n, n+l)[z_{n+l+1} - \varphi_0 m(n, n+l)]. \quad (3.57)$$

Тоді у відповідності із (3.47) для коефіцієнта передачі введення нового виміру маємо

$$K^{(1)}(n, n+l) = \varphi_0 \Sigma(n, n+l), \quad (3.58)$$

$$\Sigma(n, n+l+1) \Sigma(n, n+l) [1 + \varphi_0^2 \Sigma(n, n+l)]^{-1}, \quad (3.59)$$

$$Dm(n, n+l) = \sigma^2 \Sigma(n, n+l). \quad (3.60)$$

Дія другого оператора алгоритму описується аналогічно:

$$\begin{aligned} \theta(n+1, n+l+1) &= \theta(n, n+l+1) - K^{(2)}(n, n+l+1) \times \\ &\times [z_{n+1} - \varphi_0 \theta(n, n+l+1)]. \end{aligned}$$

Коефіцієнт $K^{(2)}$, згідно із (3.52), котрий враховує похибки вимірювання, визначається так $K^{(2)}(n, n+l+1) \varphi_0 \Sigma_{n=1}^T(n+1, n+l+1)$;

$$\Sigma_{n=1}^T(n+1, n+l+1) = \Sigma_{n=1}^T(n, n+l+1) [1 - \varphi_0^2 \Sigma_{n=1}^T(n, n+l+1)]^{-1}.$$

Рекурентна процедура МНК на ковзному вікні дає змогу організувати спрощену процедуру оцінювання параметрів компоненти $m(t)$ процесу $\varphi(t)$ (3.8). У подальших дослідженнях для процесу оброблення результатів вимірювань фази сигналу НВ буде використана зазначена рекурентна процедура.

Із метою синтезу оптимального алгоритму ідентифікації НВ БРЛС проведемо аналіз процедури оцінювання лінійним фільтром Калмана з подальшим запам'ятовуванням складової $m(t)$ процесу (3.8), що є альтернативою подальшої модифікації МНК (3.51) – (3.55).

Динамічну систему з дискретним часом можна описати рівняннями стану

$$x(k+1) = \Phi(k+1, k)x(k) + G(k+1)\xi(k+1); \quad m(k+1) = Hx(k+1). \quad (3.61)$$

Опис динамічної системи можна доповнити рівняннями спостерігача

$$z(k) = \varphi(k) - q(k) = m(k) + n(k), \quad (3.62)$$

де $\Phi(k+1, k)$ – перехідна матриця;

k – змінна, котра ідентична номеру кроку фільтрації.

Із урахуванням висновків із роботи [208] оптимальний алгоритм оцінювання вектора станів описується системою рекурентних рівнянь фільтра Калмана на проміжку $[k+1, k+l]$, у процесі зміни одиничної матриці l

$$x(k, k+l+1) = O(k+l+1, k+1)x(k, k+l)$$

$$K^{(1)}(k, k+l) = [z(k+l+1) - H_1(k+l+1)H \times O x(k+l+1, k+1)x(k, k+l)], \quad (3.63)$$

де $K^{(1)}(k, k+l+1)$ – коефіцієнт підсилення оптимальної фільтрації, у матричному вигляді, розмірності $m \times s$.

У відповідності із вимогами зазначеної процедури, коефіцієнт підсилення можна записати у такому вигляді:

$$K^{(1)}(k, k+l+1) = R(k, k+l+1)H_1^T(k+l+1) \times Q^{-1}(k+l+1) = \\ = R(k, k+l+1)H_1^T(k+l+1)[H_1(k+l+1)HR(k, k+l+1)H_1^T(k+l+1) + Q(k+l+1)]^{-1},$$

де Q – інтенсивності шумів вимірювань у матричній формі;

R – коваріаційна матриця шумової фільтрації.

Коваріаційна матриця похибок екстраполяції може бути визначена так:

$$R(k, k+l+1) = \Phi(k+1+1, k+1)R(k, k+1)\Phi^T(k+1+1, k+1) + \\ + G(k+1+1, k+1)Q_1(k+1) \times G^T(k+1+1, k+1). \quad (3.64)$$

а коваріаційна матриця фільтрації шумів дорівнює

$$R(k, k+l+1) = R(k, k+l+1) - R(k, k+l+1)H_1^T(k+l+1)H^T \times \\ [H_1(k+l+1)H^T R(k, k+l+1)H^T R(k, k+l+1)H^T H_1^T R(k+l+1) + Q(k+l+1)]^{-1} \times \\ \times H^T H_1 H_1(k+l+1)R(k, k+l+1). \quad (3.65)$$

де Q_1 – інтенсивність породжуючого шуму в матричному вигляді.

Вирази (3.64) та (3.65) описуються оператором введення нового виміру $z(k+l+1)$ до рекурентного алгоритму. Для адекватності опису математичної моделі необхідно доповнити співвідношення (3.64) і (3.65) оператором, що враховує похибки вимірювання та виключення із алгоритму застарілої інформації. Для такого оператора маємо:

$$x(k+1, k+1+1) = \\ = x(k, k+1+1) - K^2(k, k+1+1)[z(k+1) - H_1(k+1)H^T x(k, k+1+1)]. \quad (3.66)$$

Для знаходження коефіцієнта врахування похибки вимірювання та виключення із алгоритму застарілої інформації $K^{(2)}$, розмірності $m \times s$, у матричній формі, відповідно до рекомендацій із [209], необхідно простежити за еволюцією матриці $C(k, k+1)$ – розмірністю матриці $m \times sl$. Вона визначається виразом $z(k, k+1) = C(k, k+1)z(k, k+1)$, де $z(k, k+1)$ – вектор-стовпець розмірності $sl \times 1$, до складу котрого входять s -мірні вектори вимірювань $z(k+l), \dots, z(k+1)$, а саме $z(k, k+1) = \{z^T(k+1), \dots, z^T(k+1)\}^T$. Блокова матриця $C(k, k+1+1)$ має розмірності $m \times s(l+1)$, як зазначено у [209]. Зазначена матриця блочної структури дорівнює

$$C(k, k+1+1) = \\ = \{ [J - K^{(1)}(k, k+1)H(k, k+1)H] \Phi(k+1+1, k+1) C(k, k+1) K^{(2)}(k, k+1) \}.$$

У процесі переходу від $C(k, k+1+1)$ до $C(k+1, k+1+1)$ блок розмірності $m \times s$ матриці $C(k, k+1+1)$ (перший зліва), рівний $K^{(2)}(k, k+1+1)$, відкидається, а блок, котрий залишився – розмірності $m \times sl$, помножується, у відповідності із [209], на таку матрицю $[J + K^{(2)}(k, k+1+1)H_1(k+1+1)H]$.

Проведений аналіз свідчить про те, що найкращий результат для відображення еволюції кореляційної матриці помилок оптимальної фільтрації R , мають процедури (3.64) та (3.65). За допомогою розробленого в ході дисертаційних досліджень рекурентного алгоритму оброблення інформації сигналів нестабільності генераторів завдання БРЛС можна значно спростити процес оцінювання параметрів моделей, котрі досліджуються. Використання ”ковзного вікна” для оцінки параметрів, що обробляються, дозволяє підвищити оперативність та якість ідентифікації НВ БРЛС.

Але на практиці для дотримання сучасних вимог якості функціонування БРЛС необхідно враховувати негативний вплив шумової завади саме на якість функціонування РПП. Тому необхідно провести аналіз впливу шумів на радіосигнали НВ РПП. Актуальним є дослідження особливостей спільного оцінювання швидкої та повільної зміни процесів вимірювання фази генераторів завдання БРЛС.

Для оптимізації забезпечення якості функціонування БРЛС, використовуючи проведені в цьому розділі дослідження впливу нелінійних інерційних процесів на пропускну спроможність і завадостійкість командно-вимірювальних систем, вважаємо за доцільне обґрунтувати науково-технічні пропозиції щодо підвищення показників якості функціонування ТС в умовах РЕП із підвищеними показниками завадостійкості [186].

Висновки за розділом

1. Метод оцінки пропускної здатності та завадостійкості РПП із використанням мажоранти рядів Вольтерра показав необхідність урахування нелінійного характеру інерційних динамічних процесів в широкій, близько 75%, області можливих значень. Отримані результати спростовують існуючі відомості про лінеаризацію систем.

2. Процес удосконалення математичного апарату аналізу нелінійних процесів на основі функціональних рядів Вольтерра дозволяє аналізувати можливості та розробляти практичні рекомендації щодо підвищення пропускної здатності та завадостійкості РПП.

3. Аналіз підвищення пропускної здатності та завадостійкості РПП із нелінійними інерційними спотвореннями інформаційних сигналів у радіоприймальних трактах свідчить про необхідність узгодження динамічного діапазону вхідних пристроїв із динамічним діапазоном вхідних впливів.

4. Дослідження впливу обмеженості лінійного динамічного діапазону РПП вказало на суттєве зниження пропускної здатності реальних НВЧ і ВВЧ БРЛС внаслідок нелінійностей. Зокрема, за наявності на трасі поширення радіохвиль сантиметрового і міліметрового діапазонів частотно-селективних завмирань, що викликають фазові спотворення $\Delta\varphi = 60^\circ$, пропускна спроможність РТС, котра використовується, знижується в два рази. При цьому для фіксованої імовірності помилки автокореляційний прийом відносної фазорізницевої модуляції сигналів завадостійкість РПП на 3 дБ вища завадостійкості традиційних когерентних систем. Відносно низька ефективність відомих способів підвищення завадостійкості РПП не дозволяє повною мірою задовольнити вимоги, що пред'являються до перспективних систем. Тому вважаємо за доцільне створення нових, насамперед, адаптивних способів прийому радіосигналів.

5. Використання розробленого методу підвищення завадостійкості РПП на основі аналізу нелінійних інерційних процесів котрі відбуваються із

радіосигналами в зазначених системах, дозволило обґрунтувати науково-технічні пропозиції щодо підвищення ефективності та якості функціонування БРЛС.

6. Запропоновані алгоритми оцінювання параметрів сильно корельованої складової процесу нестабільності частоти генератора завдання на основі рекурентних процедур, котрий реалізує метод найменших квадратів і метод динамічної фільтрації на «ковзному вікні», дозволяє значно зменшити обсяг обчислень у процесі ідентифікації цілі, а як наслідок, підвищити оперативність цих обчислень.

РОЗДІЛ 4

РОЗРОБКА МЕТОДУ ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ ПРОХОДЖЕННЯ РАДІОСИГНАЛІВ БРЛС ЧЕРЕЗ ІОНОСФЕРНЕ СЕРЕДОВИЩЕ

4.1. Обґрунтування методу підвищення завадостійкості проходження радіосигналів БРЛС

За результатами аналізу трансіоносферного середовища розповсюдження радіохвиль та проведеного аналітичного огляду існуючих методів підвищення завадостійкості проходження радіосигналів, проведеного в підрозділі 1.4, відомо, що на сьогодні не існує методу, котрий задовольняє сучасні вимоги по забезпеченню завадостійкості радіосигналів [52, 210, 211].

Існуючі методи підвищення першкодостійкості зв'язку базуються на підсиленні за потужністю вхідних сигналів та перенесенні їх спектрів на інші частоти [160-162]. Однак, між деякими РПП відбувається вельми складна обробка сигналів задля зменшення перехресних завад між сигналами від різних ретрансляторів сигналу та підвищення першкодостійкості системи в цілому.

Для забезпечення якісного зв'язку в системі телекомунікацій РС змушені розміщувати на кількох супутниках, що знаходяться на різних орбітах [212]. Даний підхід значно підвищує вартість зв'язку, суттєво погіршує електромагнітну сумісність радіотехнічних систем [213], при порівняно невисокій надійності та якості телеметрії призводить до зниження дальності дії телеметрії, у випадку впливу зовнішніх сигналів завад, як зазначено у [144, 164].

У роботах [214-219] запропоновано інноваційний підхід щодо безперешкодного проходження радіосигналів через іоносферне середовище, за допомогою методу локального фізичного зниження КЕ високотемпературної

іоносферної плазми, шляхом впливу на неї штучно створеним низькотемпературним від'ємним випромінюванням (плазмою).

Але дотепер не існує надійних методів утворення низькотемпературної плазми високої інтенсивності з незначним питомим енерговнеском [210, 219], що для КА є надзвичайно критичним.

Відомо [220], що протяжність плазми від'ємного випромінювання L плоскопаралельного розрядного проміжку не зростає, у випадку віддалення анода від катода, на приведену відстань lp , окрім того l_0p_0 , котре необхідне для розміщення короткого розряду, що жевріє. Навпаки, якщо анод наближається до катода [221] на відстані $lp < l_0p_0$, то L скорочується внаслідок виникнення ускладнених умов [222].

Однак, існує можливість зниження впливу ускладнених умов та збереження розмірів плазми [214, 223] під час зменшення міжелектродної відстані, якщо пласкі анод та катод розгорнути так, як це показано на рис. 4.1. Видно, що в указаному розташуванні електродів зони катодної області виходять у вільний простір та розташовуються в ньому повністю. Як наслідок, короткий розряд, що жевріє, горить за невеликого збільшення напруги U_r . На прямій, котра з'єднує електроди, розрядних зон немає, оскільки тут присутні ускладнені умови [215]. Вільний простір можна розташовувати справа або зліва від осі розрядного проміжку, як наведено в [214], ближче до катода або анода.

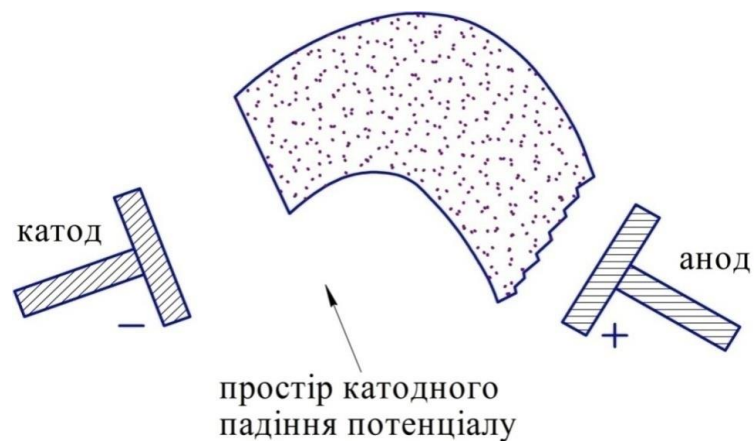


Рис. 4.1 Розрядні зони розряду, що жевріє, з ускладненими умовами

Проведені експериментальні дослідження показують, що, незважаючи на існуючі ускладнені умови між анодом та катодом $lp < l_0 p_0$, за наявності вільного простору довільної форми, розряд займає цей простір, якщо стійко працює. При цьому розміри плазми не зменшуються, оскільки загальна емісія зарядоносіїв (ν - процеси) на обох кордонах її проявляється з попередньою інтенсивністю. Отже, використовуючи ускладнені умови розряду [224], можна повністю розміщувати зони катодної області в заданому просторі та потрібному напрямку. Використовуючи граничне зближення плоских електродів, у відповідності з рекомендаціями [214], можна поєднати їх концентрично в компланарній формі так, щоб дисковий катод був розташований всередині плоского кільцевого анода з проміжком rp , котрий не перевищує половини товщини темного кружкового простору $d_n p_0$, у випадку нормального режиму розряду, що жевріє.

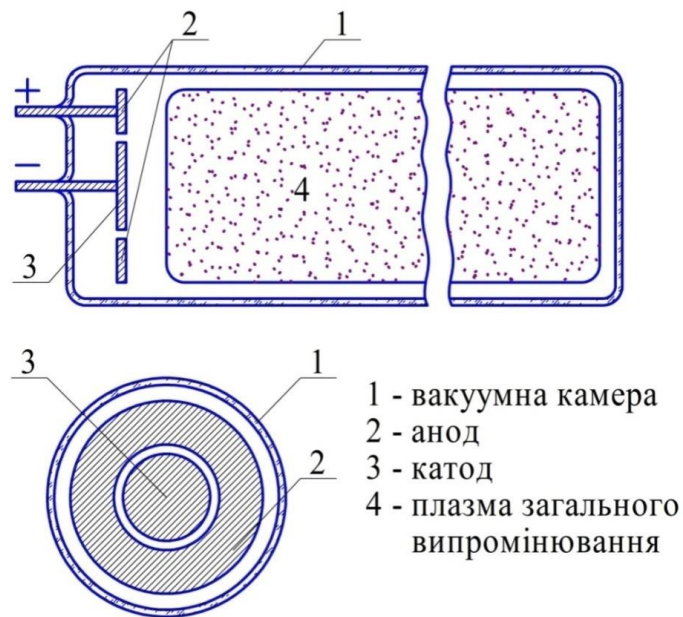


Рис. 4.2 Плазма загального випромінювання в пристрої із компланарним анодом та катодом, із одностороннім їх розташуванням

На рис. 4.2 показано, як за умов компланарного розрядного проміжку електродна система розташовується в одній площині біля одного із торців розрядної камери, в зоні катодної області розряду, що жевріє, займаючи весь об'єм камери [225]. Створені тут ускладнені умови діють лише безпосередньо в

проміжку між анодом та катодом, виконуючи позитивну характеристику (ускладнюючи безпосередній пробій між електродами).

На зони катодної області та на скорочення протяжності плазми L ці умови не впливають, оскільки процеси на кордоні плазми нічим не пригнічуються. Якщо включити в електричне коло компланарний розряд, напруга запалювання U_z та горіння U_r не суттєво відрізняються від відповідних U_z та U_r звичайного розряду, що жевріє; у відповідності з [221].

Однак форма цього розряду має суттєву відмінність [226]. Безпосередньо між площиною електродів та плазмою локалізується темний простір, котрий являє собою повністю поєднаний круковий та фарадеєвий темні простори. Торіць плазми, звернений до площини електродів, має різкий кордон випромінювання, а зворотний торіць має слабконтрастний кордон сферичної форми. Видно, що циліндричний плазмовий стовп компланарного розряду має більш інтенсивне випромінювання, у порівнянні з плазмою звичайного від'ємного випромінювання. Тому, що в компланарному проміжку діаметр електродної площини більш ніж у 1,5 рази більший, за діаметр звичайних електродів плоскопаралельного проміжку за умов рівної площі катода та анода. Діаметр плазмового стовпа в компланарному розряді у стільки ж разів перевищує діаметр плазми звичайного від'ємного випромінювання. Окрім того, встановлено, що довжина плазми L_k компланарного розряду більша від плазми від'ємного випромінювання, котра утворена в плоскопаралельному розряді, що жевріє. Для встановлення характерних властивостей та відмінностей компланарного розряду з плоскопаралельним проміжком, у даній дисертаційній роботі, проведено їх експериментальне порівняння.

Компланарний катод мав такий самий діаметр d_k , як і діаметр анода та катода в плоскопаралельному проміжку. Щоб площа компланарного анода S_a дорівнювала площі катода S_k , необхідно виконати наступне співвідношення:

$$S_a = S_k = \frac{\pi D_{зв}}{4} - \frac{\pi D_{вн}}{4}, \quad (4.1)$$

де $D_{зв}$ – зовнішній діаметр анода, котрий має вигляд кільця; $D_{вн}$ – внутрішній діаметр. У відповідності із (4.1) внутрішній та зовнішній діаметри можна представити у вигляді

$$D_{вн} = d_k + 2r, \quad D_{зв} = \sqrt{d_k^2 + (d_k + 2r)^2}, \quad (4.2)$$

де r – проміжок між компланарними електродами.

З урахуванням r можна отримати величину зовнішнього діаметра. Вибравши величини $d_k = 2,5 \cdot 10^{-2}$ та $r = 2 \cdot 10^{-3}$, отримуємо $D_{зв} = 3,83 \cdot 10^{-2}$ м.

Обидва вказаних розрядних проміжки, згідно із (4.2) були змонтовані в однакових розрядних трубках діаметром $5,2 \cdot 10^{-2}$ м довжиною 0,31 м. Після однакової вакуумної обробки, знегазовування та відкачки обидва пристрої були заповнені до $p = 173$ Па.

Виміряні вольт-амперні характеристики [214] розрядів із компланарними та плоскопаралельними проміжками представлені на рис. 4.3.

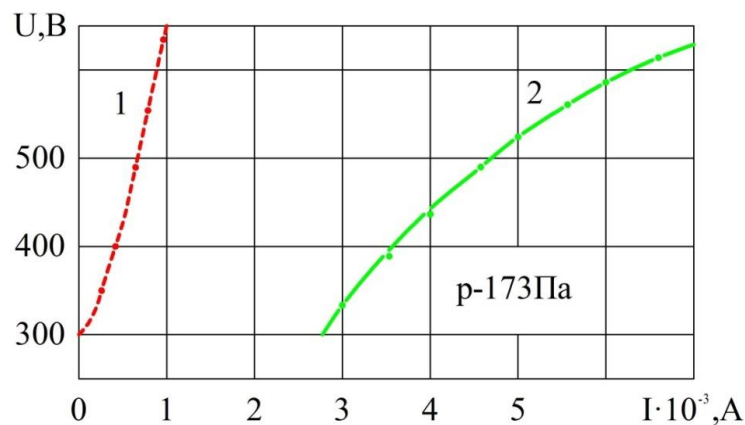


Рис. 4.3 Вольт-амперні характеристики розряду, що жевріє, за рівних експериментальних умов: 1 – із плоскопаралельним розрядним проміжком; 2 – із компланарним розрядним проміжком

Порівнявши характеристики, бачимо, що напруга горіння даних розрядів знаходиться в однакових діапазонах [227]. Однак, за розрядним струмом характеристика компланарного розряду зсунута в область великих струмів на порядок.

Це свідчить про те, що електропровідність компланарного розрядного проміжку значно вища, ніж у проміжку з плоскопаралельними електродами. За формою характеристики компланарного розряду видно, що зі зростанням аномальності розряду відбувається суттєвіше збільшення струму ніж напруги.

У розряді з плоскопаралельним проміжком навпаки, зі зростанням аномального режиму інтенсивніше відбувається зростання напруги горіння, ніж збільшення розрядного струму. Рис. 4.3 свідчить, що на всіх ділянках, котрі відповідають характеристикам, має місце нерівність $\frac{dJ_{\text{ком}}}{dU} > \frac{dJ_{\text{пл}}}{dU}$.

Для порівняння вказаних розрядів проводилось дослідження протяжності плазми від'ємного випромінювання в залежності від зростання аномальності розряду $L = f(U)$ в тих же умовах. Результати порівняння, у відповідності із роботою [214], представлені на рис. 4.4 та 4.5.

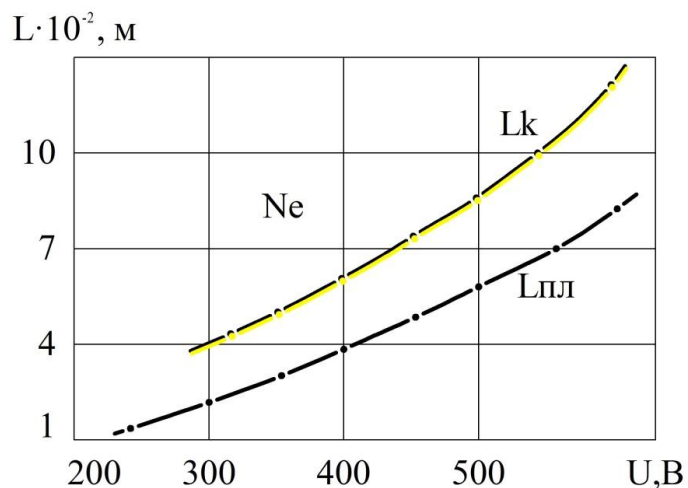


Рис. 4.4 Протяжність плазми від'ємного випромінювання, в залежності від зростання аномальності розряду, за рівних експериментальних умов

У ході проведення досліджень установлені наступні характерні відмінності:

1) Оскільки загальний діаметр компланарних електродів у 1,5 рази більший, у стільки ж разів більший діаметр плазмового стовпа в компланарному розряді.

2) Протяжність плазми від'ємного випромінювання в компланарному розряді L_k , згідно із рис. 4.4 та 4.5, перевищує $L_{\text{вв}}$. Із підвищенням аномальності режиму розряду різниця $\Delta L = L_k - L_{nl}$ стає більшою, як зазначено в роботі [214].

3) Інтенсивність випромінювання плазми компланарного розряду суттєво вища, ніж звичайного від'ємного випромінювання. Випромінювання плазми виходить не тільки через бічну поверхню розрядної камери, але й через вільний торець камери.

4) Під впливом швидких електронів, котрі надходять із темного простору, емісія позитивних іонів (δ - процеси) та проходження енергетичного електрона (f - процеси) утворюються тільки на одному кордоні плазми компланарного розряду. Внаслідок цього утворюється односторонні ν - процеси, тобто плазмі властива одностороння іонна та електронна емісія.

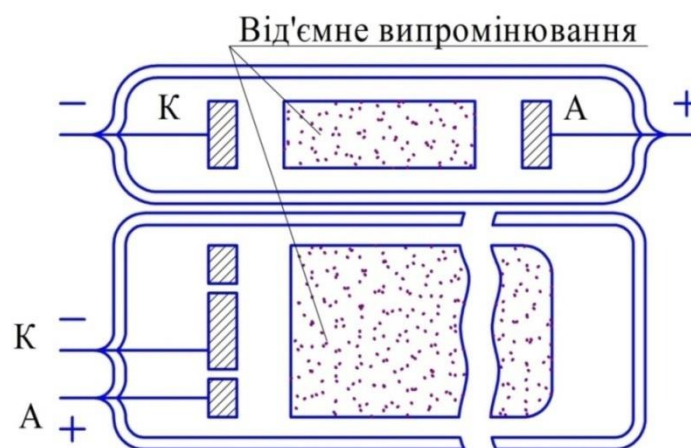


Рис. 4.5 Протяжність плазми від'ємного випромінювання в короткому розряді, що жевріє, з плоскопаралельними L_{nl} та компланарними L_k електродами за рівних експериментальних умов

Зазначені відмінності компланарного розряду обумовлені такими причинами. У розряді, що жевріє, з плоскопаралельними електродами довжина релаксації швидких електронів у плазмі обмежується не тільки впливом непружних процесів, але й, згідно із дослідженнями [214], зустрічним електричним полем невеликої напруженості. Це поле утворене просторовим зарядом електронів на кордоні з фарадеевим темним простором. Результатом цього є те, що зустрічне електричне поле зменшує довжину релаксації електрона та в цілому протяжності плазми від'ємного випромінювання. З урахуванням вищезазначеного, протяжність плазми L_k компланарного розряду більша, ніж плазми звичайного від'ємного випромінювання $L_{\text{ев}}$.

У компланарному розряді швидкі електрони після виходу в плазму зменшують свою довжину релаксації тільки під впливом непружних процесів, оскільки на їх шляху відсутнє зустрічне електричне поле, відсутній просторовий заряд електронів фарадеевого простору та аноду. На компланарний анод теплові електрони надходять тільки внаслідок ν - процесів із того ж кордону плазми, звідки надходять іони на катод.

Відносно великий розрядний струм у компланарному розряді обумовлений суміщенням анода і катода в одній площині. Це суміщення призводить до того, що торцева поверхня плазми збільшується. У зв'язку з цим швидкі електрони входять у плазму не тільки через поверхню, розташовану навпроти катода, але й також через поверхню плазми, котра знаходиться навпроти анода. Як результат, δ - та f - процеси незалежно один від одного діють на всій торцевій поверхні плазми. Під впливом збільшених ν - процесів створюється суттєво більший потік позитивних іонів на катод та такий же великий потік електронів на анод. Ці характерні особливості компланарного розряду призводять до того, що за рівних умов його струм значно перевищує струм звичайного короткого розряду, що жевріє (рис. 4.3).

Отже, розглянутий спосіб утворення плазми від'ємного випромінювання показує, що за допомогою ν - процесів можливо збільшити розміри плазми,

підвищити її інтенсивність випромінювання та отримати нові характерні властивості.

4.2. Розроблення методу локального зниження щільності іоносферної плівки навколо носія БРЛС для підвищення завадостійкості радіосигналів

Особливості іоносферного середовища Землі обумовлені в основному складними фізико-хімічними процесам, пов'язаними із зміною КЕ (підрозділ 1.4), а також процесами, пов'язаними з іонізацією (утворенням іонів), іонно-молекулярними реакціями (перетворенням іонів) та рекомбінацією (знищенням іонів) [122, 123]. Усі зазначені процеси, як показано у [120, 136], суттєво впливають на завадостійкість проходження радіосигналів. У різних областях іоносфери кожен із цих процесів проявляється по-різному, що призводить до різної КЕ та іонного складу, залежно від висоти. Однак, у день на висотах 80-200 км переважають позитивні йони NO^+ та O_2^+ ; концентрація йонів N_2^+ на 3 порядки менша концентрації йонів NO^+ . Області вище 200 км розглядатися не будуть, оскільки в них не спостерігається суттєва зміна щільності середовища.

Необхідно зазначити, що радіосигнали в лініях зв'язку схильні до спотворень та частотно-селективних завмирань [6, 196], котрі призводять до структурних змін радіосигналу. Під час проходження радіосигналу через іоносферне середовище мають місце значні втрати енергії електромагнітних хвиль.

Повне усунення впливу негативних природних факторів, розглянутих у підрозділі 1.4, та РЕП, принципово неможливе [215]. Тому намагаються максимально зменшити їх вплив [150, 215] або хоча б врахувати зазначені фактори, що дозволить забезпечити достатню надійність роботи РПП БРЛС та забезпечить високі показники якості функціонування останніх в ускладнених умовах завад. Окрім цього, вказані заходи забезпечать можливість недопущення зайвих енергетичних витрат, що надзвичайно важливо в процесі експлуатації бортової радіоапаратури КА.

Як зазначено в роботах [215, 225], вплив іоносферної плазми на поширення радіохвиль можна частково знизити, але для цього необхідно розробити метод зниження щільності вказаної плазми.

Процес локального зниження щільності плазми, в околі антенного відсіку КА можливий, шляхом взаємодії іоносферної плазми із штучно створеним енергоефективним джерелом від'ємного випромінювання [215], але потребує розроблення необхідних, з практичної точки зору використання в КА, методів утворення такого випромінювання.

Згідно із проведеними дослідженнями [228, 229] у штучній плазмі від'ємного випромінювання відбуваються інтенсивні процеси – іонізація та рекомбінація, характер яких суттєво відрізняється від аналогічних процесів, що протікають у плазмі від'ємного стовпа розряду, що жевріє. Інтенсивність плазми від'ємного випромінювання в 3-4 рази вища від випромінювання плазми позитивного стовпа [222].

Дослідження плазми від'ємного випромінювання, котра утворена в розряді з плоскопаралельним проміжком, встановили ряд неоднорідностей [222, 230] як у повздовжньому, так і в радіальному напрямках. Згідно з дослідженнями [221, 222] встановлено, що в катодній частині від'ємного випромінювання концентрація позитивних іонів n_i більше концентрації електронів n_e ($n_i > n_e$), а в анодній частині навпаки – $n_e > n_i$. Значний внесок у неоднорідність розподілу потенціалу простору V_{pl} напруженості електричного поля E енергії електронів E_e та йонів E_i , концентрації n_e та n_i та інших параметрів цієї плазми вносить амбіполярний процес дифузії електронів та йонів до обмежувальних стінок розрядної камери. Наприклад, у роботах [222, 231] показано, що через амбіполярну дифузію порушується симетричний розподіл електронів. Дана дифузія та супутня рекомбінація зарядоносіїв на стінках розрядної камери вносять збурення в елементарні процеси, призводять до виникнення неоднорідностей у плазмі та розсіюють енергію розряду.

Незважаючи на те, що інтенсивність плазми від'ємного випромінювання, у порівнянні з плазмою позитивного стовпа, значно вища, а енерговнесок в одиницю об'єму цієї плазми нижчий, практичне використання даної плазми набагато менше, ніж у плазми позитивного стовпа, внаслідок того, що її розміри дуже малі. З метою усунення вказаних недоліків та використання позитивних властивостей плазми від'ємного випромінювання були досліджені причини виникнення амбіполярної дифузії та умови забезпечення її однорідності у всьому об'ємі від'ємного випромінювання.

У даній дисертаційній роботі досліджуються можливості отримання плазми в короткому розряді, що жевріє, з високою інтенсивністю випромінювання, достатньо великих розмірів без амбіполярної дифузії електронів та іонів, достатньо однорідної як у повздовжньому, так і в радіальному напрямку.

Аналіз загальної емісії зарядоносіїв плазми (ν - процеси) показує, що вони проходять тільки в катодній та анодній торцевій поверхні плазми від'ємного випромінювання. З циліндричною поверхнею плазми відбувається амбіполярна дифузія зарядоносіїв, котра зменшує ефективність плазми. Якщо ж ν - процеси створити також із бічної поверхні, то втрати зарядоносіїв різко скорочуються, а ефективність плазми суттєво збільшиться.

Припустимо, що біля граничної стінки вакуумної камери розташовані три однакові стрижневі електроди на рівних відстанях один від одного та від вакуумної стінки (рис. 4.6). Ця відстань менше товщини темного крукового простору. Середній електрод виконує роль катода, а два крайніх – роль анода. За умови тиску 1,33 Па аргону та ввімкненні анодної напруги у вказаному електродному проміжку встановлюється розряд, що жевріє без позитивного стовпа.

Єдиною зоною випромінювання в даному розряді є від'ємне випромінювання, що жевріє, котре розташовано справа відносно електродів та точно навпроти катода по всій його довжині [232]. У поперечному розрізі

форма від'ємного випромінювання має вигляд напівеліпса, витягнутого до центра розрядного пристрою.

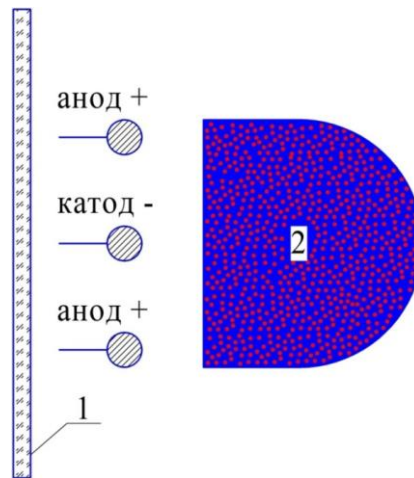


Рис.4.6 Розряд, що жевріє, з ускладненими умовами в обмежувальній поверхні вакуумної камери: 1 – обмежувальна поверхня вакуумної камери; 2 – плазма загального від'ємного випромінювання

Між катодом та даним випромінюванням встановлюється темний круковий простір, а між анодами та випромінюванням – фарадеєвий простір. Зі зростанням анодної напруги плазма від'ємного випромінювання збільшує свої розміри та розповсюджується в основному вздовж нормалі від обмежувальної стінки вакуумної камери [233]. У просторі між обмежувальними стінками та електродами розрядних зон немає, оскільки за вказаного тиску та відстані створені умови ускладненого розряду. Із від'ємного випромінювання зарядоносії не можуть пройти через електроди до обмежувальної стінки внаслідок того, що, проходячи через сильне електричне поле між електродами, вони потрапляють або на катод, або на анод. Внаслідок цього плазма від'ємного випромінювання віддалена від обмежувальної стінки та не взаємодіє з нею. Якщо розташувати стрижневі аноди та катоди, котрі чергуються, вздовж увігнутої або випуклої поверхні розрядної камери, отримаємо, за умови запалювання розряду, загальне від'ємне випромінювання від багатьох елементарних розрядів [217].

Розташування великої кількості стрижневих анодів та катодів, що чергуються між собою по колу вздовж внутрішньої поверхні розрядної трубки, створює розрядний проміжок у вигляді циліндричної порожнини (рис. 4.7).

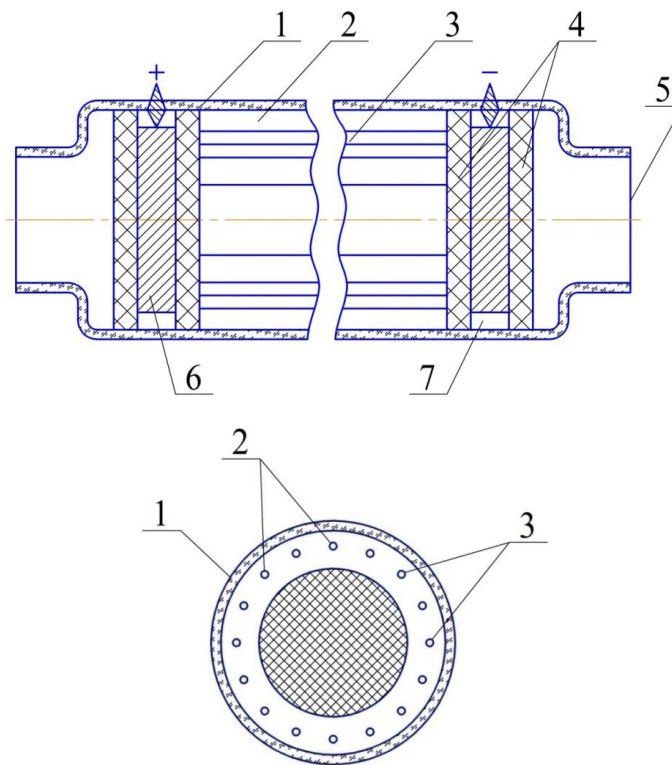


Рис. 4.7 Газорозрядний пристрій для отримання плазми загального від'ємного випромінювання великих розмірів:

1 – вакуумна камера; 2 – аноди; 3 – катоди; 4 – ізолятори електродотримачів; 5 - торцеві вікна із кварцового скла; 6 – анодотримачі; 7 – катодотримачі; 8 – плазма загального від'ємного випромінювання

У цьому випадку газорозрядний пристрій являє собою систему стрижневих анодів та катодів довжиною 0,19 м, розташованих по колу діаметром $6,2 \cdot 10^{-2}$ м в прозорій газорозрядній трубці довжиною 0,28 м та діаметром $7,2 \cdot 10^{-2}$ м [217]. Кожна пара сусідніх електродів (анод та катод) являє собою окремий розрядний проміжок уздовж усього пристрою. Після ретельної вакуумної обробки газорозрядний пристрій заповнювався одним із інертних або молекулярних газів. Тиск наповнюваного газу, відстань між

сусідніми електродами та від электродів до обмежувальних стінок були підібрані так, щоб відповідати умовам ускладненого розряду.

Внаслідок цього, за умови ввімкнення анодної напруги в межах 380 – 500 В, в газорозрядному пристрої встановлюється слабоаномальний розряд, що жевріє, розрядні зони котрого розташовані тільки у внутрішній зоні розрядного проміжку [233]. За умов усталеного режиму в кожному розряді було чітко видно лише одну область випромінювання – від’ємне випромінювання, що жевріє. У поперечному перерізі форма кожного від’ємного випромінювання має вигляд напівеліпса, витягнутого до центру. Оскільки всі від’ємні випромінювання були ідентичні та будь-яке із них знаходилось між такими ж сусідніми, воно непомітно зливалось в одне загальне випромінювання, котре має форму циліндричного стовпа, діаметр якого складає більше половини діаметра розрядного проміжку [217]. Незважаючи на те, що окремо від’ємне випромінювання кожного розряду не досягало осі пристрою, під час запалювання всіх розрядів загальне випромінювання заповнювало всю центральну область уздовж усього пристрою. У процесі розряду плазма загального випромінювання добре спостерігається безпосередньо через бічну поверхню вільного торця розрядного пристрою. Чітко проглядаються кордони плазми загального випромінювання (рис. 4.8 та рис. 4.9).

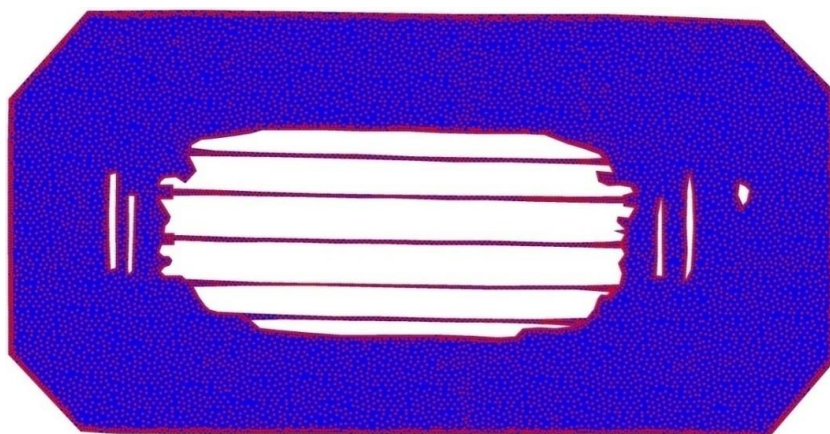


Рис. 4.8 Розряд із плазмою загального випромінювання. Вигляд через бічну циліндричну прозору вакуумну камеру

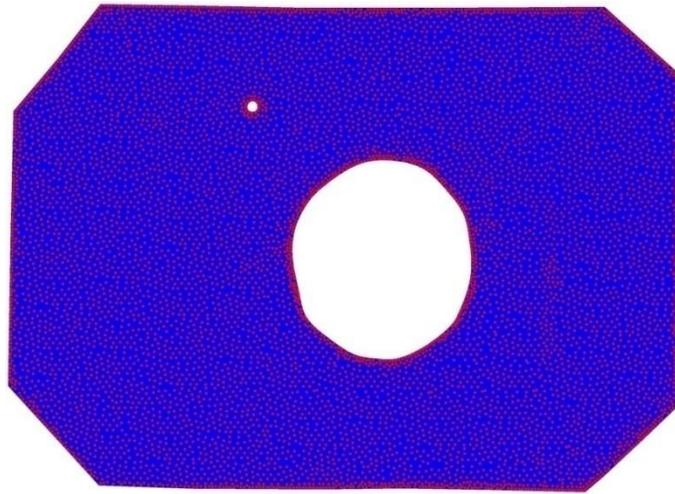


Рис. 4.9 Локалізований розряд. Вигляд із торця вакуумної камери

Геометрія розрядного проміжку, як зазначено в роботі [234], складається із довжини стрижневих анодів та катодів, розташованих рівномірно по твірній циліндра вздовж внутрішньої циліндричної поверхні розрядної камери. За такого розташування анод та катод чергуються між собою так, що будь-яка пара сусідніх стрижневих електродів являє собою анод та катод і утворює окремий елементарний розрядний проміжок. При цьому кожен анод (та катод) знаходиться між двома катодами (анодами). Така геометрія розташування електродів зв'язує окремі розрядні проміжки в один загальний розрядний проміжок. Діаметр стрижневих електродів підбирається так, щоб він суттєво не зменшував прозорість розрядного проміжку. Найбільш оптимальний діаметр електродів знаходиться в межах 0,8 – 3 мм. Довжина електродів l вибиралась так, щоб діаметр розрядного проміжку D був значно меншим ($D \ll l$). Це необхідно для зменшення впливу торцевих неоднорідностей у процесі розряду. У цілому розрядний проміжок являє собою прозорий циліндр із чіткими межами, рис. 4.7, тому розряд у подальшому будемо називати локалізованим.

Для розташування електродів по колу в конструкцію розрядного пристрою введені анодотримачі та катодотримачі. Кожен із цих елементів складається із металевого кільця з отворами для стрижневих анодів (або катодів) та двох циліндричних обойм із діелектрика, котрі повністю ізолюють кінці електродів із кільцем від розрядного процесу [234] (рис. 4.10).

В анодотримачі всі аноди з'єднані металевим кільцем та мають один вивід через діелектрик у скляну камеру. Аналогічний вивід є від катодотримача.

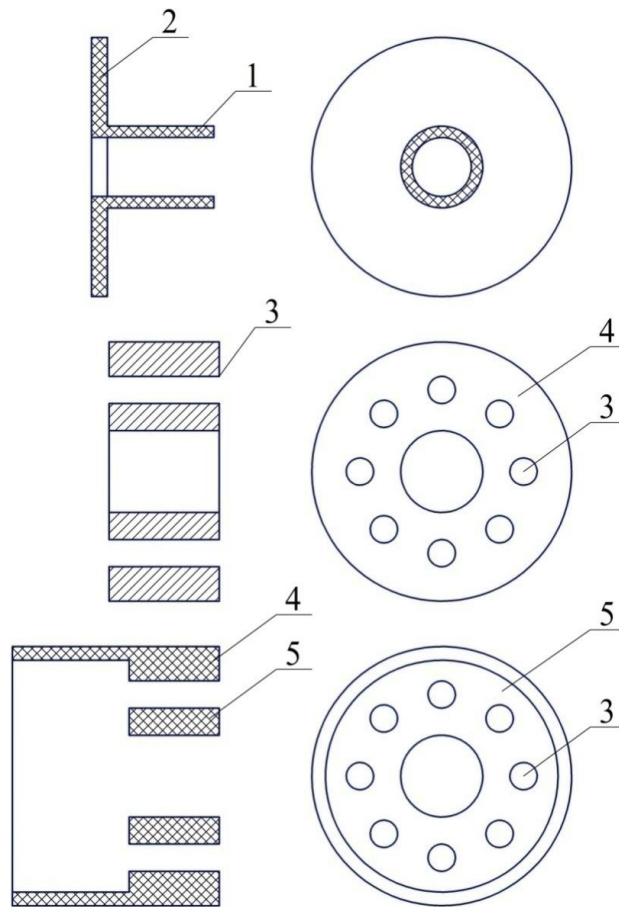


Рис. 4.10 Конструкція розрядного пристрою: 1 – ізоляція електродотримача; 2 – торцева ізоляція; 3 – напрямна стрижневих електродів; 4 – металевий електродотримач; 5 – ізолятор електродів

Оскільки плазма локалізованого розряду утворюється в просторі, створеному системою електродів, її поверхня для взаємодії із швидкими електронами значно більша, ніж аналогічна поверхня плазми від'ємного випромінювання звичайного розряду, що жевріє. За умов достатньо великої протяжності плазми, коли довжина локалізованого розряду L значно більша за його діаметр $L \gg D$, поверхня плазми, котра взаємодіє зі швидкими електронами, є основною. Як наслідок, генерація плазми є єдиним процесом безпосередньої взаємодії із навколишніми тілами, оскільки амбіполярна

дифузія зарядоносіїв на внутрішні стінки вакуумної камери мало ймовірна [234]. Характерно, що в даному розряді генерація плазми є не двосторонньою, як це має місце в класичній плазмі від'ємного випромінювання, а односторонньою, оскільки стрижневі анод та катод розташовані на дуже малій відстані один від одного.

У результаті використання ν - процесів із усієї площі плазми, призведе до більш інтенсивного переносу електричного заряду між анодами та катодами, що повинно вплинути на збільшення електропровідності всього розряду.

У газорозрядному локалізованому пристрої плазма випромінювання утворюється не між електродами, а в центрі електродної системи циліндричного стовпа. Це відбувається в результаті того, що між сусідніми стрижневими електродами встановлюється така відстань l , за умови вибраного тиску газу p , що нормальний розряд не вміщається, тобто має місце умова [234]

$$l_p > l_0 p_0, \quad (4.3)$$

де p_0 – тиск газу при 133,3 Па; l_0 – відстань між електродами, котра необхідна для розміщення нормального короткого розряду, що жевріє коли тиск p_0 .

За умови (4.3) розрядні зони будуть зміщуватись у тому напрямку, де вони мають вільний простір. Оскільки кожна пара стрижневих електродів створює короткий розряд, більше всього зміщується від'ємне випромінювання. Оскільки центральна область розрядного проміжку вільна від електродів, у неї і зміщуються розрядні зони катодної області. У розглянутому локалізованому пристрої створюються неповні ускладнені умови розряду, їх можна назвати односторонніми.

Із наведених раніше експериментальних досліджень компланарного розряду встановлено, що за ускладнених умов анод та катод можна наближати до дуже малої відстані між ними та поєднувати їх в одній площині. На основі

цього в локалізованому пристрої стрижневі аноди та катоди розміщені на одній циліндричній поверхні на відстані $0,25l_0$, тобто

$$lp = 0,25l_0p_0. \quad (4.4)$$

Близьке розташування стрижневих анодів та катодів під час створення ускладнених умов [234] відображається на характері сумарного електричного поля локалізованого розрядного проміжку. За допомогою електролітичної ванни було проведено дослідження форми розрядного проміжку [235], котре показало, що в центральній області цього проміжку локалізується еквіпотенціальний простір без електростатичного поля (рис. 4.11). Ця обставина має суттєвий вплив на плазму локалізованого розряду [234].

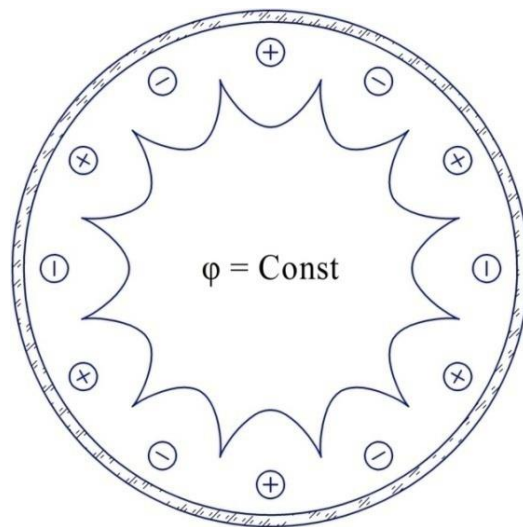


Рис. 4.11 Геометрія електростатичного поля локалізованого розрядного проміжку: + стрижневі аноди; - стрижневі катоди

Під час запалювання розряду в локалізованому пристрої між кожною парою стрижневих електродів встановлюється по всій їх довжині короткий розряд, що жевріє, у котрому внаслідок односторонніх ускладнених умов всі від'ємні випромінювання витісняються в центральну область електродної системи. Оскільки всі від'ємні випромінювання ідентичні, стикаються один із

одним та зливаються, вони утворюють одне загальне від'ємне випромінювання, котре має форму яскравого стовпа та розміщується точно по осі всього розрядного проміжку. За вказаних умов [234] радіус плазми загального випромінювання r визначається як різниця R та d :

$$r = R - d, \quad (4.5)$$

де d – товщина темного крукового простору, котра є функцією тиску газу та аномальності розряду.

За умови усталеного розряду плазму загального випромінювання добре видно у вигляді суцільного циліндра, котрий випромінюється по всій довжині розрядного проміжку. У поперечному випромінюванні форма розряду має вигляд випромінюючого суцільного кола, яке добре видно через торцеве вікно.

Для нормального розряду, що жевріє, виконується рівність $dp = d_0 p_0$, причому $d_0 p_0$ – приведена товщина темного крукового простору 133,3 Па. Аналогічно можна записати співвідношення і для нормального короткого розряду, що жевріє, де $l_0 p_0 = d_0 p_0 + L p_0$, тоді

$$lp = l_0 p_0. \quad (4.6)$$

З урахуванням (4.4) відстань між стрижневими електродами дорівнює

$$l = \frac{d_0 p_0}{4p}. \quad (4.7)$$

Коли задані радіус розрядного пристрою R та кількість електродів N , відстань між електродами можна визначити за формулою

$$l = \frac{2\pi R}{N}. \quad (4.8)$$

Прирівнявши (4.6) та (4.7), як зазначено в [234], з'ясуємо, що загальне число стрижневих електродів необхідних для утворення газорозрядної плазми в пристрої, визначається радіусом R та тиском газу, котрим наповнений об'єм – p , а також матеріалом катода та родом газу $d_0 p_0$:

$$N = 2\pi \frac{R p}{d_0 p_0}. \quad (4.9)$$

Між N , R та p встановлюється взаємна залежність. Якщо задані N , R та p , радіус розрядного проміжку визначається співвідношенням

$$R = \frac{N d_0 p_0}{8\pi p}. \quad (4.10)$$

Для будь-якого варіанта конструкції пристрою (R та N), матеріалу катода та роду газу тиск газу, котрим наповнений об'єм буде визначатися виразом

$$p = \frac{N d_0 p_0}{8\pi R}. \quad (4.11)$$

Наведена довжина нормального короткого розряду $d_0 p_0$ визначається із експерименту за мінімальним значенням величини катодного падіння потенціалу [236] U_k .

Слід зазначити, що за умови постійного діаметру розрядного пристрою за співвідношенням (4.9) число електродів зростає зі збільшенням тиску газу. У свою чергу тиск p газу зростає зі зменшенням R і збільшенням N та $d_0 p_0$.

Отже, для дослідження локалізованої плазми, коли тиск газу незначний, геометрія розрядного пристрою повинна мати великий діаметр D та мінімальне число електродів N , а за великих тисків – малий D та великий N .

Радіус плазми r повинен визначатися як різниця R та d – ширини темного крукового простору.

$$rp = \frac{Nd_0 p_0}{8\pi} - dp. \quad (4.12)$$

Однією із характерних властивостей локалізованої плазми, в даному газорозрядному пристрої є збільшення об'єму за рахунок ефекту, котрий утворюється умовами слабоускладненого розряду та додавання великого числа елементарних розрядів. У результаті цього ефекту об'єм плазми загального випромінювання $V_{зв}$ перевищує сумарний об'єм від'ємного випромінювання всіх елементарних об'ємів, тобто

$$V_{зв} > \sum_{i=1}^n V_i, \quad (4.13)$$

де V_i – об'єм окремого від'ємного випромінювання.

Перевищення $V_{зв}$ відносно $\sum_{i=1}^n V_i$ можемо визначити, порівнявши даний розряд із розрядом плоскопаралельного проміжку, у якого площа катода еквівалентна площі всіх катодів багатоелектродного проміжку. У цьому випадку відношення вказаних об'ємів повинно бути рівним

$$\gamma = \frac{V_{зв}}{\sum_{i=1}^n V_i}, \quad (4.14)$$

де $V_{зв} = \pi r^2 l_c$;

l_c – довжина розрядного проміжку;

r – радіус плазми загального випромінювання, котра за експериментальними вимірами, коли тиск аргону $p = 66,67$ Па, дорівнює 65% радіуса розрядного проміжку.

Оскільки в електродному проміжку із $N = 16$ площа восьми катодів рівна $S = 8\pi dl_c$, то сумарний об'єм від'ємних випромінювань буде дорівнювати

$$\sum_{i=1}^n V_i = 8\pi dl_c L_{3\theta}, \quad (4.15)$$

де d – діаметр катодів; $L_{3\theta}$ – довжина від'ємного випромінювання, котра, згідно з [234], коли $p = 66,67$ Па аргону та відповідному слабоаномальному режимі розряду, рівна 10^{-2} м.

Із урахуванням рівності (4.15) співвідношення об'ємів має вигляд

$$\gamma = \frac{r^2}{8dL_{3\theta}}. \quad (4.16)$$

За відповідних однакових умов у вказаних розрядах плазми загального випромінювання більше ніж у 6 раз перевищує сумарний об'єм від'ємного випромінювання ($\gamma = 6,25$). Оскільки в плоскопаралельному проміжку $L \sim \frac{1}{p}$, а в багатоелектродному $r \sim p$, то зі зростанням тиску газу значення γ стає ще більшим.

Як наслідок, у даному пристрої, коли створюються слабоускладнені умови та додаються системи елементарних розрядів, можна значно збільшити об'єм плазми від'ємного випромінювання, окрім того бічна поверхня цієї плазми збільшується ще більше.

Існування розряду з плазмою загального випромінювання в локалізованому пристрої обмежене тиском газу (котрим заповнено розрядний об'єм), напругою горіння та технологією виготовлення.

Дане обмеження за тиском проявляється в тому, що зі зростанням тиску газу ускладнені умови не виконуються, оскільки умова $lp < l_0 p_0$ порушується.

У даному випадку немає умов для утворення локалізованої плазми. Зі зменшення тиску газу ця плазма може утворюватися до 0,133 Па і менше. Але за цієї умови необхідно сильно збільшувати напругу горіння.

За умов певного малого p напруга горіння виявляється настільки високою, що джерело напруги не забезпечує горіння розряду [227].

Іншим фактором обмеження утворення даної плазми є конструктивні та технологічні складності.

У залежності від роду газу обмеження по утворенню локалізованої плазми мають різні граничні значення тиску, напруги, діаметра та числа електродів у пристрої.

Наприклад, в інертному газі аргону плазма загального випромінювання утворювалась у пристрої із діаметром 46 мм та 20-ма електродами; найбільше граничне значення тиску під час дослідження даного розряду склало 535,95 Па, за анодної напруги $U = 188$ В і розрядного струму $8,1 \cdot 10^{-2}$ А.

За мінімального тиску $p = 3,47$ Па, максимальна напруга горіння [227] була 690 В, а розрядний струм $1,3 \cdot 10^{-3}$ А.

Кордони існування плазми загального випромінювання, у залежності від діаметра розрядного проміжку, представлені в табл. 4.1.

Таблиця 4.1

Кордони існування плазми загального випромінювання

№ з/п	p , Па	N – число електродів	$2R \cdot 10^{-3}$, м
1	133	16	27,0
2	200	16	18,0
3	266	16	13,5
4	333	16	10,6
5	533	16	6,7

Для молекулярних газів ці значення дещо вищі [237]. За умови постійного діаметру розрядного проміжку збільшення числа стрижневих електродів N зсуває обмеження по утворенню даної плазми в бік великих тисків.

Виміряні параметри розрядів із плазмою загального випромінювання наведені в табл. 4.2 для неону, повітря, гідрогену, пропану C_3H_8 , вуглекислого газу та азоту в пристрої із 20-ма електродами, за діаметра розрядного проміжку $D = 46$ мм, згідно з [215].

Таблиця 4.2

Параметри розрядів залежно від роду та тиску газу

№ з/п	газ	p , Па	U , В	$I \cdot 10^{-3}$, А
1	Аргон	535,95 - 3,46	190 - 690	81 - 1,3
2	Гелій	685,28 - 5,33	185 - 760	58 - 1,7
3	Неон	226,65 - 10,66	210 - 730	36 - 1,5
4	Повітря	434,63 - 12	560 - 980	71 - 2,4
5	Гідроген (водень)	506,63 - 16	540 - 1020	25 - 3,1
6	Пропан C_3H_8	453,3 - 21,33	550 - 960	110 - 1,4
7	Вуглекислий газ CO_2	653,28 - 8	610 - 1220	94 - 1,7
8	Азот	827,93 - 14,66	510 - 870	133 - 2,1

Із табл. 4.2 видно, що розряди із плазмою загального випромінювання в інертних газах існують за менших напруг, ніж в атмосфері важких молекулярних газів, також спостерігається різниця в граничних значеннях тисків.

Розряд у локалізованому пристрої являє собою характерний випадок проходження електричного струму в газі. На відміну від розряду з плоскопаралельними проміжками, розряд у даному пристрої не має розмаїття розрядних зон [215]. У повздовжньому та поперечному напрямках у розряді спостерігається тільки одна засвічена область – від’ємне випромінювання та один темний простір, котрий розміщений між електродами та

випромінюванням. За всіх указаних тисків та газів котрі досліджуються у даному розряді інших зон немає. Зміна ролі між катодами та анодами не призводить до зміни форми розряду.

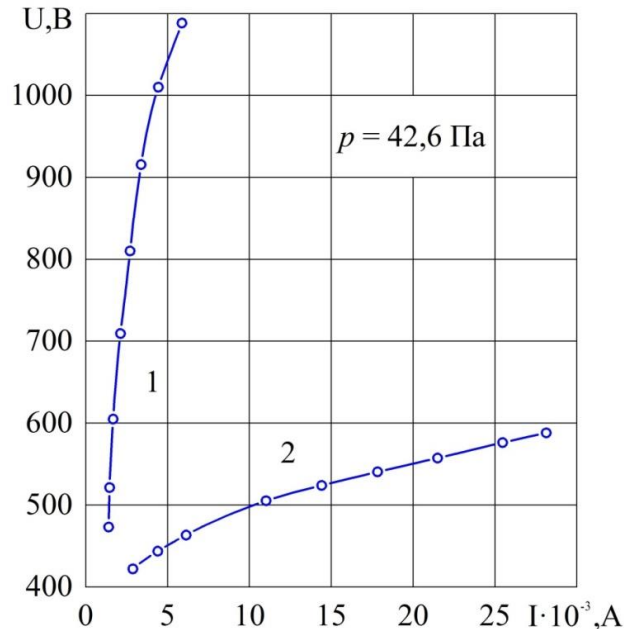


Рис. 4.12 Порівняння вольт-амперних характеристик локалізованого розряду – 2 та розряду, що жевріє, з плоскопаралельним проміжком – 1; за умов однакової площі катода, енерговнеску та тиску

В області малих тисків, де вимагалась анодна напруга значно вища – 1200 В, виміри не проводились.

На рис. 4.12 наведено порівняння вольт-амперних характеристик локалізованого розряду та розряду, що жевріє, з плоскопаралельним проміжком, за умов однакової площі катода, енерговнеску та тиску гелія [215].

За вказаного порівняння чітко видно, що залежність $I = f(U)$ розряду з плоскопаралельним проміжком розташована в області більш високих напруг, за невеликих розрядних струмів. Подібна залежність локалізованого розряду, навпаки, розташована в області значно менших напруг за відносно великих розрядних струмів.

Із порівняння вольт-амперних характеристик отримано, що $\frac{dI_{\text{л}}}{dU}$ локалізованого розряду більше ніж у 30 разів вище в порівнянні з $\frac{dI_{\text{нл}}}{dU}$ розряду з плоским проміжком.

Така велика різниця в $\frac{dI_{\text{л}}}{dU}$ обумовлена в основному тим, що в локалізованому розряді відсутня амбіполярна дифузія зарядоносіїв на внутрішні стінки розрядної камери та інтенсивними ν - процесами, котрі утворюються на всій циліндричній поверхні локалізованої плазми.

Зазначимо, що тиск котрий визначає рівняння (4.11) не є граничним [238], за якого існує плазма загального випромінювання. У цьому рівнянні ступінь ускладнених умов $k=4$, а $d_0 p_0$ – товщина темного крукового простору нормального розряду, що жевріє, котра є частиною міжелектродної відстані $l_0 p_0$. Експериментальні дослідження однозначно свідчать, що утворення плазми загального випромінювання відбувається також тоді, коли ступінь ускладнення складає лише $k=1,1$, тобто відношення $\frac{l_0 p_0}{lp} = 1,1$.

Як результат, відповідно до роботи [238] граничний тиск визначається так

$$p = \frac{N l_0 p_0}{1,1 \pi D}, \quad (4.17)$$

де $l_0 p_0 = d_0 p_0 + L p_0$;

L – протяжність від'ємного випромінювання.

У залежності від діаметра розрядного пристрою D , числа стрижневих електродів N та комбінації роду газу, а також матеріалу катода $l_0 p_0$ можна визначити, за якого найбільшого тиску робочого газу p може існувати в локалізованому розряді плазма загального випромінювання [238]. З метою уточнення формули (4.17) була експериментально досліджена серія

локалізованих пристроїв із однаковим діаметром D , але з різним числом електродів N ; інша серія з одним і тим же числом електродів N , але з різними діаметрами.

Залежність значення граничного тиску неону $p_{гран}$, коли ще утворюється плазма загального випромінювання в локалізованому розряді, від діаметра розрядного пристрою D при постійному числі електродів $N = 16$ представлена в табл. 4.3.

Таблиця 4.3

Залежність граничного тиску від діаметра розрядного пристрою при постійному числі електродів

Діаметр пристрою $D \cdot 10^{-2}$, м	Число електродів N	Граничний тиск $p_{гран}$, Па	
		за (4.17)	експериментальний
7,6	16	154,65	161,32
4,6	16	245,31	258,64
3,2	16	353,3	375,97
2,6	16	434,63	473,29

За даними табл. 4.3 видно, що експериментальний граничний тиск робочого газу $p_{гран}$ відрізняється від розрахункового не більше ніж на 11% [238].

За найбільшого числа електродів $N = 24$ та найменшого діаметру $D = 2,6 \cdot 10^{-2}$ м із усіх пристроїв, що досліджувались, найбільший граничний тиск неону за виразом (4.17) становить $p_{гран} = 652$ Па. Під час переходу в аномальний режим [239] локалізованого розряду $p_{гран}$ має ще більше значення, оскільки протяжність плазми від'ємного випромінювання L зі зростанням аномальності розряду, як зазначено в [238], зростає. Коли тиск робочого газу $p \leq p_{гран}$, уся площа плазмового стовпа має однорідну інтенсивність випромінювання (рис. 4.13).

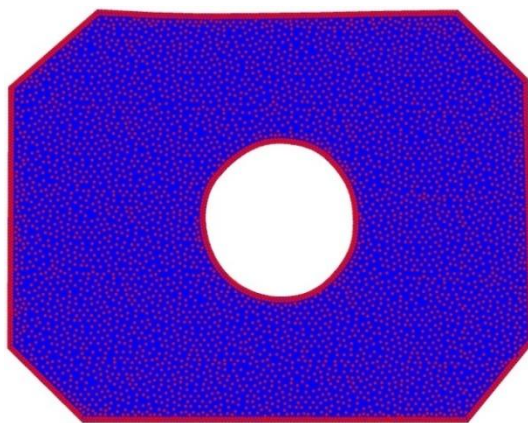


Рис. 4.13 Поперечний переріз плазми локалізованого розряду у неоні, коли $p \leq 650,37$ Па (вигляд через торцеве вікно)

Коли тиск робочого газу $p \leq p_{гран} \leq 1093,2$ Па в пристрої із $D = 4,6 \cdot 10^{-2}$ м та $N = 16$ діаметр плазмового стовпа значно збільшується, а інтенсивність випромінювання зростає до інтенсивності розряду з порожнистим катодом [220] (рис. 4.14).

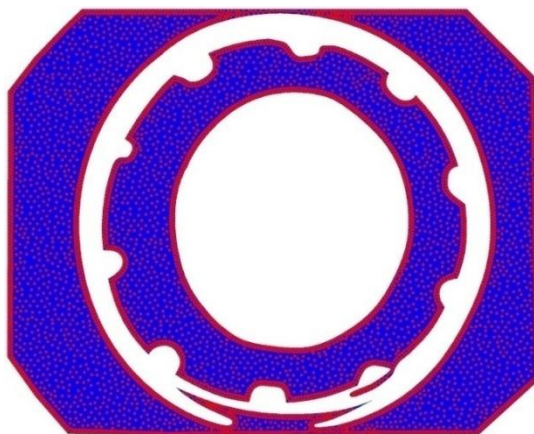


Рис. 4.14 Переріз плазми локалізованого розряду в неоні за умови, що $650,37 \leq p \leq 1090,6$ Па

За умови, що $p > 1093,2$ Па неону, плазма загального випромінювання розпадається на окремі випромінювання, котрі локалізуються біля кожного стрижневого катода (рис. 4.15).

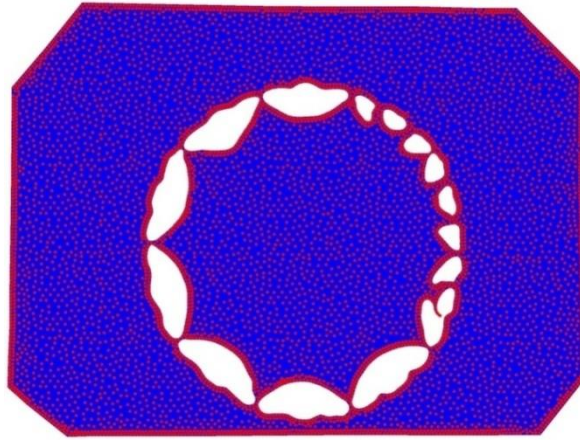


Рис. 4.15 Випромінювання плазмового стовпа у випадку, якщо $p > 1090,6$ Па

Вольт-амперна характеристика розряду з локалізованою плазмою, коли $p \leq p_{гран}$, відповідає кривій 1 на рис. 4.16.

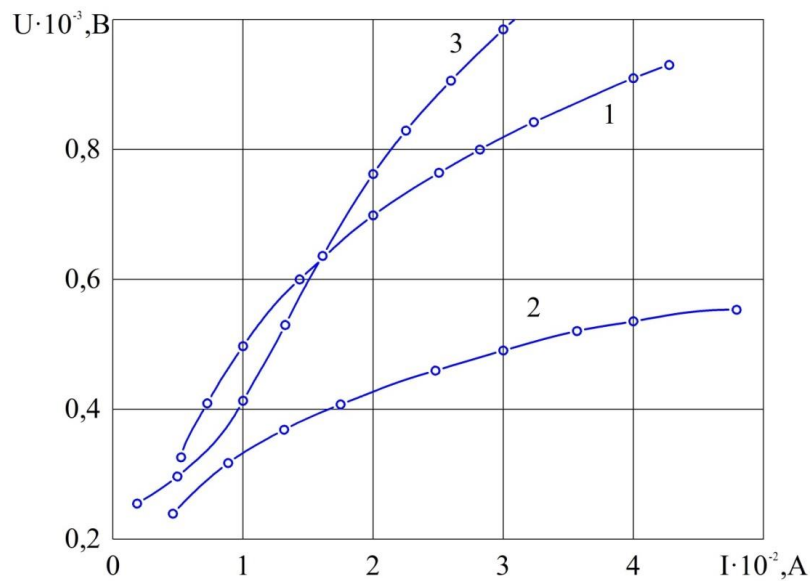


Рис. 4.16 Вольт-амперні характеристики локалізованого розряду за різних тисків у неоні: 1 – $p_1 = 650,37$ Па; 2 – $p_2 = 824,6$ Па; 3 – $p_3 = 1090,6$ Па

У процесі зміни тиску газу вольт-амперна характеристика локалізованого розряду не суттєво змінює нахил в області великих розрядних струмів, за умови невеликого збільшення напруги горіння (див. рис. 4.16 крива 2).

Тут плазма наближається до електродної системи, фарадеєвий простір майже відсутній і злиття сусідніх від'ємних випромінювань відбувається

подібно до ефекту порожнистого катода. Як наслідок, суттєво зростає розрядний струм та інтенсивність випромінювання плазми локалізованого розряду. Вольт-амперна характеристика вертається майже до первинної позиції, тобто вона знову має крутий підйом в області великих напруг (див. рис. 4.16 крива 3).

Отже, у відповідності із [238], розряд у локалізованому пристрої у залежності від тиску має три форми:

1. Розряд із локалізованою плазмою.
2. Розряд із локалізованою плазмою та ефектом порожнистого катода.
3. Розряд із локалізованим від'ємним випромінюванням.

Під час вимірювання вольт-амперних характеристик розряду при різних довжині стрижневих електродів, у відповідності із [240], отримано родину кривих $U = \varphi(I)$ через кожні 0,01 м, у котрих виявлена наступна характерна особливість (рис. 4.17).

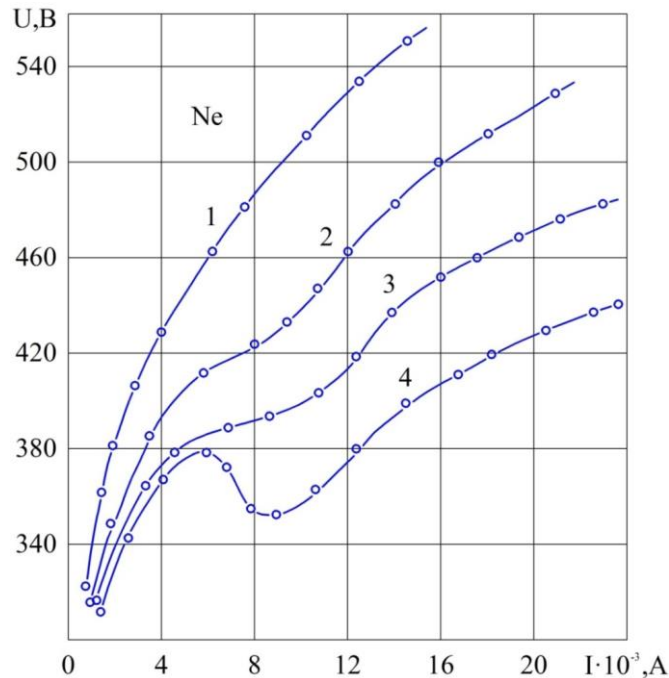


Рис. 4.17 Вольт-амперні характеристики розряду, за умов різної довжини стрижневих електродів, коли тиск неону $p = 17,29$ Па: 1 – $l_1 = 0,13$ м; 2 –

$l_2 = 0,14$ м; 3 – $l_3 = 0,15$ м; 4 – $l_4 = 0,16$ м

Зі збільшенням l_c в околі розрядного струму $9 \cdot 10^{-3}$ А спостерігається екстремальність. Коли $l_c = 0,16$ м є чітко визначений максимум (при $I = 6 \cdot 10^{-3}$ А) і мінімум (коли $9 \cdot 10^{-3}$ А).

Після указаної екстремальності змінюється нахил вольт-амперної характеристики, у результаті чого залежність $U = \varphi(I)$ переходить в область великих розрядних струмів при слабкому збільшенні напруги горіння.

У момент переходу розряду через екстремальність візуально добре проглядається розширення діаметра циліндричного стовпа плазми загального випромінювання та збільшення його інтенсивності.

Даний ефект обумовлений переходом розряду в режим порожнистого катода, оскільки зі збільшенням довжини розрядного проміжку відбувається збільшення площі стрижневих катодів і знижується ефект торцевих отворів.

Як наслідок, суттєво підсилюється іонізація та збудження нейтральних атомів електронами. За даної причини змінюється і нахил вольт-амперної характеристики.

4.3. Метод зондових досліджень енергоефективного від'ємного випромінювання для підвищення якості функціонування БРЛС

Метод зондових вимірювань залишається одним із основних експериментальних методів досліджень від'ємного випромінювання (низькотемпературної плазми). За виміряною вольт-амперною характеристикою зонда, у відповідності із оптимальними умовами, можна визначити температуру електронів T_e , їх концентрацію n_e , потенціал незбуреної плазми V_{pl} в околі зонда та функцію розподілу електронів за швидкостями, або за енергіями $f(E)$. Окрім того, спеціальні зондові схеми дозволяють отримувати інформацію про коливання, потоки, дрейфові дифузійні процеси в плазмі. Діапазон зміни тисків,

у котрому може використовуватись зондовий метод під час досліджень плазми, охоплює більше семи порядків, починаючи з $p \geq 0,00133$ Па.

Діапазон концентрацій, котрі вимірюються, становить вісім порядків ($10^6 - 10^{14} \text{ см}^{-3}$). За останні роки, зусиллями багатьох авторитетних дослідників, теорія та експериментальна техніка значно вдосконалилась, отже, зондовий метод є одним із найбільш ефективних засобів плазмової діагностики [241, 242].

Під час використання великих зондів із негативним потенціалом T_e відносно плазми весь струм, котрий надходить на нього, складає струм позитивних іонів i_i , див. рис. 4.18.

У цьому випадку, відповідно до [243] та рис. 4.18, струм зонда буде відповідати іонному струму насичення i_{i0} :

$$i = i_{eo} = \frac{1}{4} n_i \cdot e \cdot \bar{v}_i \cdot S. \quad (4.18)$$

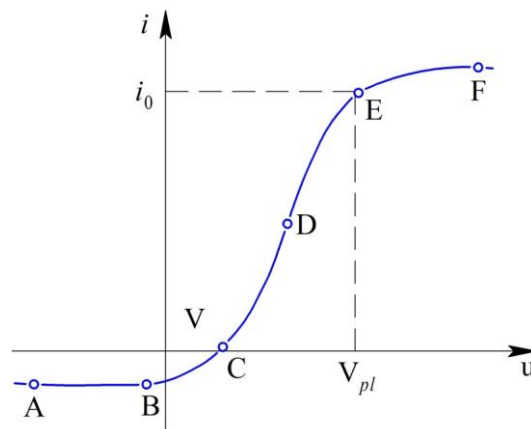


Рис. 4.18 Загальний вигляд зондових характеристик: AC – іонний зондовий струм; CF – електронний зондовий струм

При зменшенні негативного потенціалу на іонний струм накладається електронний струм, котрий утворений швидкими електронами, що пройшли

електричне поле уповільнення зонда. В процесі подальшого зменшення негативного потенціалу на зонді починає зростати електронний струм i_e , що пов'язано зі зменшенням електричного поля уповільнення зонда та зменшення товщини позитивного простору заряду біля поверхні зонда. На ділянці CD, електронний струм значно перевищує іонний, його величина відповідає виразу:

$$i_e = \frac{1}{4} n_e \cdot e \cdot \bar{v}_i \cdot S \cdot \exp\left(\frac{eV_s}{kT_e}\right), \quad (4.19)$$

$$\text{або } i_e = i_{eo} \cdot \exp\left(\frac{eV_s}{kT_e}\right).$$

Оскільки середня швидкість іонів \bar{v}_i менша від середньої швидкості електронів \bar{v}_e , а коли $U = V_{pl}$, внесок іонів у повний струм зонда стає все меншим і меншим, у струмі E зондової характеристики, зондовий струм дорівнює електронному

$$i = i_{eo} = \frac{1}{4} n_e \cdot e \cdot \bar{v}_e \cdot S, \text{ де } \bar{v}_e = \sqrt{\frac{8kT_e}{\pi m}}. \quad (4.21)$$

Точка E – i_{eo} являє собою електронний струм.

Джерелом систематичних похибок під час дослідження плазми методом зондів є невідповідність між передумовами методу і реальними умовами його використання. Як показано в [243] у цьому випадку можуть бути наступні похибки:

1. Вплив розмірів зонда. Необхідно, щоб розмір зонда та шари, котрі його оточують, були малі у порівнянні з розмірами навколишньої плазми. При цьому зіткнення між зарядами в околі зондових шарів повинні бути відсутніми. Умова за якої немає зіткнень, коли $T_e \geq T_i$ для циліндричного зонда, виглядає так

$R_c \ll \left(\frac{T_i}{T_e}\right)^{\frac{1}{2}}$, де R_c – радіус навколосондового шару. Зіткнення між

електронами відсутні, якщо радіус зонда $r_s \ll \bar{\lambda}_e$. Забруднення поверхні зонда змінює роботу виходу металу та призводить до різкого підвищення оммічного опору зонда. Через це спотворюється вольт-амперна характеристика.

2. Вплив ізоляції зонда. Поверхня ізолятора зонда заряджається негативно до величини плаваючого потенціалу, вона оточена шаром позитивного просторового заряду, товщина котрого приблизно дорівнює дебаєвському радіусу. Цей шар скорочує дію збиральної поверхні зонда.

Для проведення коректних зондових досліджень необхідно використовувати зонди малих розмірів за малих тисків газу із незабрудненими зондами та тонкою ізоляцією. В зондових дослідженнях локалізованої плазми використовується зонд довжиною $5,0 \cdot 10^{-3}$ м, діаметром $0,07 \cdot 10^{-3}$ м із молібдену.

Функція розподілу електронів – одна із найважливіших величин, котра характеризує плазму [243]. Кінетичне рівняння Больцмана для функції розподілу електронів за швидкостями, має вигляд

$$\frac{\partial}{\partial t} f(\bar{r}, \bar{v}, t) + \bar{v} \text{grad}_r f(\bar{r}, \bar{v}, t) + \frac{e}{m} (\bar{E} \frac{I}{C} [\bar{v} \cdot \bar{H}] \text{grad}_v \cdot f(\bar{r}, \bar{v}, t) + \Sigma S = 0, \quad (4.22)$$

де $f(\bar{r}, \bar{v}, t)$ – функція розподілу, причому величина $f(\bar{r}, \bar{v}, t) d\bar{v} d\bar{\tau}$ визначає середнє число електронів в об'ємі $d\bar{v} d\bar{\tau}$, тут \bar{v} – швидкість електрона, а \bar{r} – відповідний радіус-вектор, \bar{H} – напруженість магнітного поля.

Концентрація електронів n_e , середня енергія електронів \bar{E}_e і щільність струму j у точці \bar{r} в момент t визначається за допомогою функцій розподілу так:

$$n_e = \int f(\bar{r}, \bar{v}, t) d\bar{v}, \quad \bar{E}_e = \frac{I}{n_e} \int \frac{m\bar{v}^2}{2} f(\bar{r}, \bar{v}, t) d\bar{v}, \quad j = \int e\bar{v} f(\bar{r}, \bar{v}, t) d\bar{v}. \quad (4.23)$$

Другий член у рівнянні (4.22) визначається зміною функції розподілу внаслідок просторових неоднорідностей. Третій член – описує взаємодію електронів із зовнішніми та магнітними полями. $\sum S$ – інтеграл зіткнень, котрий описує зміни функції під час зіткнень електронів між собою S_e , пружні зіткнення з молекулами S_m^n , непружні зіткнення з молекулами S_m^{hn} та зіткнення з іонами S_i . У загальному випадку $\sum S = S_m^n + S_m^{hn} + S_i + S_e$.

Інтегро-диференціальне рівняння (4.22) є нелінійним, а його розв'язок у загальному вигляді представляє дуже складну задачу. Отримання розподілу електронів на основі розв'язку даного рівняння потребує знання перерізу багатьох елементарних процесів, у котрих бере участь електрон. Частина цих перерізів зовсім не відома, а частина відома лише наближено.

У зв'язку з цим важливу роль відіграє експериментальне визначення функції розподілу електронів [237] за енергіями $f(E)$. На основі отриманої $f(E)$ можна визначити важливі внутрішні характеристики плазми. Такі, як середня енергія \bar{E}_e та концентрація електронів n_e . Функція розподілу електронів $f(E)$ дозволяє розмірковувати про процеси збудження, іонізації, про створення інверсної заселеності лазерних рівнів і ін.

Сучасні методи вимірювання енергетичного розподілу електронів базуються на зондовому методі [243]. Їх основою є отримання другої похідної електронного струму на зонд та вимірювання потенціалу плазми. Друга похідна електронного струму за допомогою співвідношення Дрюейстена [244] пов'язана з розподілом електронів за енергіями наступним чином.

Електрони у призондовому шарі, у гальмівному електричному полі, досягають поверхні зонда без зіткнень. Вираз для електричного струму, котрий надходить на зонд, у даному випадку має вигляд:

$$i_e = \frac{1}{4} e N_e S_{v_1}^{\infty} v F(v) \left(1 - \frac{2eV_s}{mv^2} \right) dv, \quad (4.24)$$

де v – модуль швидкості електронів; V_s – потенціал зонда відносно потенціалу незбуреної плазми V_{pl} , в даній точці; v_1 – мінімальна швидкість, за якої електрон може досягнути зонда, пов'язана з потенціалом зонда співвідношенням $v_1 = \left(\frac{2eV_s}{m}\right)^{\frac{1}{2}}$.

Двічі продиференціювавши (4.24), у відповідності із роботою [243], отримаємо формулу Дрюейстейна [244] $F(v) = \frac{4m}{e^2 S} \cdot V_s \frac{d^2 i_e}{dV_s^2}$.

Перехід до функції розподілу електронів за енергіями отримаємо так:

$$f(E) = \frac{2\sqrt{2}}{eS} \cdot \sqrt{\frac{m}{e}} \cdot \sqrt{V_s} \cdot \frac{d^2 i_e}{dV_s^2}. \quad (4.25)$$

КЕ при цьому дорівнює $n_e = \int_0^\infty f(E)dE$. Тут $f(E)dE$ – число електронів в інтервалі енергій від E до $E + dE$. Із (4.29) видно, що для отримання функції розподілу електронів за енергіями, необхідно виміряти другу похідну електричного струму за напругою і потенціалом зонда V_s відносно потенціалу простору плазми V_{pl} . Друга похідна електронного струму береться на основі того, що в області до $V_s \leq 0$ вона значно більша від другої похідної іонного струму, тобто $i_e'' \gg i_i''$. Згідно з [243, 245] це припущення правильне доти, доки $f(E)$ вимірюється не в широкому інтервалі до енергії, котра рівна $E \leq (3 \div 4) \cdot \bar{E}_e$,

$$\bar{E} = \frac{\int_0^\infty E f(E) dE}{\int_0^\infty f(E) dE}. \quad (4.26)$$

Різні експериментальні методики вимірювань $f(E)$ відрізняються в основному способами отримання другої похідної повного зондового струму за напругою.

Останнім часом визначення другої похідної зондового струму за напругою здійснюється методом накладання до зондового кола змінного сигналу малої величини. У коло зонда, незалежно від джерела постійної різниці потенціалів, вводиться джерело, котре дає малий змінний сигнал v . У цьому випадку потенціал зонда $V + v$, а струм становить $i = i(V + v)$.

Зондовий струм при цьому можна представити рядом Тейлора [69, 104]

$$i = i(V) + vi'(V) + \left(\frac{v^2}{2!}\right)i''(V) + \left(\frac{v^3}{3!}\right)i'''(V) + \dots, \quad (4.27)$$

де $i' = \frac{di}{dV}$; $i'' = \frac{d^2i}{dV^2}$ і т.д.

У залежності від форми малого змінного сигналу розрізняють декілька варіантів метода [243]:

1. Метод другої гармоніки [246, 247]

$$v(t) = v_0 \sin \omega t. \quad (4.28)$$

2. Метод модуляції синусоїдою [228]

$$v(t) = v_0(1 + \cos \Omega t) \sin \omega t. \quad (4.29)$$

3. Метод модуляції прямокутним сигналом [248]

$$v(t) = v_0 \left[1 + \frac{\pi}{4} \cos \omega t - \frac{\cos^2 \omega t}{3} + \dots \right]. \quad (4.30)$$

4. Метод інтермодуляції [247]

$$v(t) = v_{o1} \cdot \sin w_1 t + v_{o2} \sin w_2 t. \quad (4.31)$$

У локалізованій плазмі для вимірювання другої похідної зондового струму за напругою був використаний метод другої гармоніки. Підставляючи в (4.27) рівняння (4.28) та перетворюючи члени співвідношення з $\sin wt$, отримаємо

$$i_{2w} = \frac{v_0^2}{4} i''(V) \cos 2wt. \quad (4.32)$$

Звідси видно, що для визначення другої похідної зондового струму за напругою, необхідно виміряти амплітуду другої гармонії змінного сигналу

$$i''(V) = \frac{4i_{2w}}{v_0^2 \cos 2wt}. \quad (4.33)$$

4.4. Розроблення експериментальної установки на основі методу зондових досліджень для покращення завадостійкості радіосигналів та її налаштування

Для визначення функції розподілу $f(E)$ в локалізованій плазмі була розроблена експериментальна установка, у котрій виміри $i''(V)$ проводились за методом другої гармоніки. Блок - схема установки, у відповідності із роботою [249], наведена на рис. 4.19.

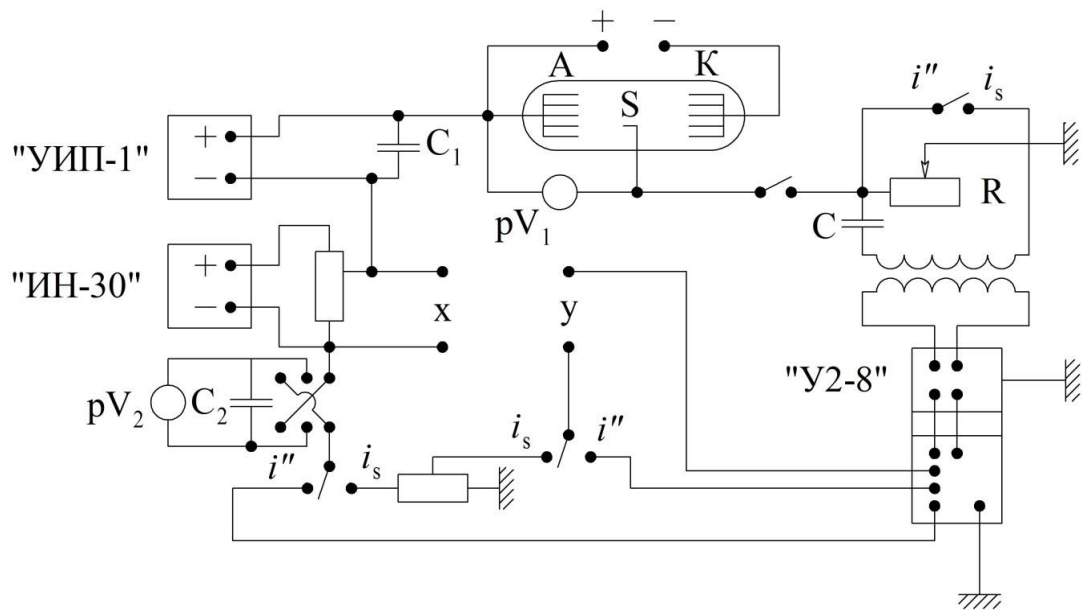


Рис. 4.19 Блок – схема експериментальної установки для вимірювання: А – анод; К – катод; S – зонд

Зондова характеристика та її друга похідна знімалися відносно анодів розрядного пристрою «Локалізатор». Постійне падіння напруги в плазмі на ділянці зонд - аноди компенсувалось стабілізованим джерелом напруги типу «УИП – 1». Для плавної зміни напруги від 0 до 30 В, використано пристрій «ИН - 30».

Для отримання змінної складової на зонді використано генератор типу ГЗ -18, котрий вмикався в коло анода. Корисний сигнал із зондового кола передавався за допомогою трансформатора на вхід вузькополосного підсилювача УЗ - 2. Трансформатор був ретельно екранований та віддалений від силової установки з метою усунення потрапляння в нього паразитних сигналів. Підсилювач був налаштований на подвійну частоту. Ширина смуги регулювалась та зазвичай була рівна 1 – 1,5% від робочої частоти. Підсилений змінний сигнал із частотою 2ω детектувався далі синхронним детектором, вбудованим у селективний підсилювач У2 - 8. Форма та амплітуда сигналу другої гармоніки контролювалась на вході підсилювача за допомогою осцилографа. Сигнал другої похідної, котрий повільно змінювався, записувався на двохкоординатному самописці Endim - 620.02. На вхід X самописця

подавалась напруга від джерела струму, котра є напругою живлення кола зонда. На вхід $У$ подавався сигнал із синхронного детектора для з'ясування повторюваності та особливостей поведінки функції розподілу електронів у хвості кривої другої похідної, дані записувались декілька разів та з різними коефіцієнтами підсилення. Дана схема використовувалась для вимірювання вольт-амперних зондових характеристик [249].

У цьому випадку вимикався звуковий генератор та сигнал, котрий знімається з опору R , пропорційний зондовому струму, подавався на вхід $У$ самописця, минаючи трансформатор та підсилювач $У2 - 8$. Приклад запису зондової характеристики та її другої похідної, у відповідності із [243], показаний на рис. 4.20.

Криві другої похідної оброблялись на ЕОМ згідно з [244, 246, 249]. Нормування кривої $i''(V)$ проводилось за формулою:

$$\int_0^{\xi_k} \sqrt{V} i''(V) dV = 1. \quad (4.34)$$

Середня енергія електронів \bar{E}_e вимірювалась за виразом

$$\bar{E}_e = \int_0^{\xi_k} V^{\frac{3}{2}} i''_n(V) dV, \text{ де } i''_n \text{ – пронормована друга похідна за формулою (4.34).}$$

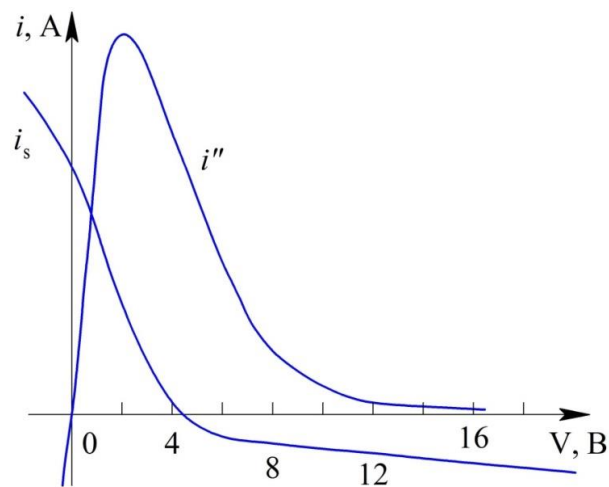


Рис. 4.20 Зразок запису зондових характеристик $i(V)$ та другої похідної зондового струму за напругою $i''(V)$

Для налаштування блок-схеми в робочий режим проводилося вимірювання вольт-амперної характеристики та її похідної на напівпровідниковому діоді, який вмикався замість локалізованого пристрою. Подавши на нього напругу величиною не більше 2-3 В, вмикали зворотну полярність від «ИН-30» напругою 2-3 В так, щоб вольтметр, увімкнений паралельно діоду, показував би 0 В. При ввімкненні важіль реохорда автоматично рівномірно змінював напругу на діоді, а на самописці записувалась вольт-амперна характеристика.

Після відповідних перемикань блок-схема переводилась у режим другої похідної. Безпосередньо в колі зонда для отримання $i''(V)$ важливе значення має підбір диференційного кола RC на шляху до трансформатора (див. рис. 4.19). Для оптимальної роботи схеми увімкнено змінний опір $R = 0 - 470$ Ом та ємність $C = 0,1$ мкф. За допомогою осцилографа перевірялась наявність змінного сигналу від ЗГ-18 в коло зонда перед повторювачем частоти та після. Виникла необхідність перевірити наявність сигналу на пристрої «ИН-30» та на клеммах анода розрядного пристрою і на виході підсилювача У2 - 8. Величина змінного сигналу повинна складати не більше 0,1-0,3 В.

Основний процес налаштування проходить між генератором ГЗ - 18 та У2 - 8. Результатом нормального налаштування є максимальний резонанс підсилення сигналу, котрий надходить від ГЗ-18. Даний максимум контролюється на У2 - 8 та осцилографі. Правильно виміряний сигнал $i''(V)$ на діоді, на самописці відображається кривою з плавним переходом від горизонтальної ділянки до максимуму та різкого занулення.

Коли точно вимірювався $i''(V)$ на діоді, схема перемикалась до вимірювання її у локалізованій плазмі.

Під час вимірювання другої похідної зондового струму за напругою, можуть бути внесені похибки, котрі обумовлені в основному наступними причинами:

1. Вибір метода вимірювання.

2. Амплітуда змінного сигналу.
3. Визначення потенціалу плазми.
4. Ефект стікання електронів із зонда.
5. Умови в плазмі.

Під час вибору методу вимірювання $i''(V)$ для визначення $f(E)$ у локалізованій плазмі автор виходив із того, що в роботі [247], присвяченій експериментальному порівнянню вищевказаних методів вимірювання $i''(V)$, встановлено, що метод другої гармоніки найбільш точний та має певні перевагами. У визначенні другої похідної за методом другої гармоніки при розкладанні у ряд Тейлора члени із вищими похідними (більше другого) малі у порівнянні з $\frac{v_0^2}{2}i''(V)$. Похибка при нехтуванні високими похідними не перевищує 3%. Похибка приладу визначається в основному похибкою приладу - реєстратора, котра в даних вимірах не перевищувала 2%.

Аналіз впливу амплітуди змінного сигналу на спотворення сигналу другої похідної показав, що спотворення другої похідної залежить від відношення v_0/E_e . Коли відношення $v_0/E_e < 0,2$ спотворення невеликі та охоплюють, головним чином область різких змін другої похідної, тобто в районі максимуму та нуля $i''(V)$. Як буде описано далі, середні енергії електронів у плазмі локалізатора складають не більше 2 еВ. Значення амплітуди змінного сигналу, котрий накладається в проведених вимірюваннях, не перевищувало 0,3 В, що відповідає вимогам [246].

Похибка у визначенні потенціалу простору плазми впливає на похибку у визначенні функції розподілу електронів за енергіями. Невизначеність під час вибору потенціалу плазми V_{pl} в 0,5 В призводить до похибки у функції розподілу близько 10%.

Вибір V_{pl} може бути обґрунтовано правильним урахуванням спотворення зондової характеристики поблизу потенціалу плазми. У випадку ідеальної

зондової характеристики потенціал максимуму другої похідної збігався б із V_{pl} . Однак, характеристика зонда та її $i''(V)$ спотворені. Однією із причин спотворення є зниження концентрації n_e поблизу зонда за рахунок стікання електронів [249]. Іншою причиною спотворення є погіршення співвідношення між опором призондового шару та сумою інших опорів у зондових колах. Дані спотворення призводять до того, що максимум другої похідної зміщений у бік негативних потенціалів відносно V_{pl} . Визначенню потенціалу плазми V_{pl} присвячено багато робіт [222, 244-247], у яких у теперішній час однозначно встановлено, що за потенціал простору слід приймати нуль другої похідної, що і робилось у проведених дослідженнях.

Ефект стікання електронів до зонда зводиться до того, що, коли зонд повністю поглинає електрони, відбувається зменшення їх у призондовому шарі. Цей спад електронів відновлюється за рахунок дифузного потоку із навколишнього простору. У зв'язку із тим, що швидкість дифузії електронів пропорційна їх швидкості, відновлення спаду електронів буде різним, для електронів різних енергій. У результаті цього згідно з [242, 249] зонд буде реєструвати $f(E)$ на відміну від тієї частини, котра є у незбуреній плазмі:

$$f(E)dE = f_0(E)dE - \frac{d_i}{2\pi\bar{\lambda}_e D\sqrt{E}} \ln\left(1 + \frac{l}{2b}\right), \quad (4.35)$$

де l – довжина зонда; b – кордон призондового шару; $f_0(E)$ – функція розподілу електронів далеко від зонда.

Як зазначено в роботі [249], спотворення функції розподілу електронів, котрі досягають поверхні зонда, буде проявлятися, насамперед, у зменшенні їх числа за малих енергій електронів, на що вказує знак мінус перед членом, обумовленим дифузією. При збільшенні енергії електронів та довжини пробігу $\bar{\lambda}_e$ спотворення зменшуються.

Спотворення $f(E)$ за рахунок ефекту стікання електронів впливає на зниження значення КЕ та завищенні їх середньої енергії \bar{E}_e . Для усунення спотворення в [248] вводиться поправка

$$\sigma = \frac{3}{4} \frac{a}{\bar{\lambda}_e} \ln \frac{l}{a + \bar{\lambda}_e}. \quad (4.36)$$

Формула (4.36) дає можливість отримати вираз для концентрації електронів у не збуреній плазмі у вигляді наступного відношення [249]

$$\frac{n_{eo}}{n_e} = 1 - 0,5 \left[\frac{1 + 2\sigma}{1 + \sigma} + \frac{0,5}{\sqrt{\sigma}(1 + \sigma)^{\frac{3}{2}}} \cdot \ln \frac{(1 + \sigma)^{\frac{1}{2}} - \sqrt{\sigma}}{(1 + \sigma)^{\frac{1}{2}} + \sqrt{\sigma}} \right]. \quad (4.37)$$

Відповідно для середньої енергії електронів

$$\frac{\bar{E}_{eo}}{\bar{E}_e} = \frac{n_e}{n_{eo}} \left(\frac{3}{2\sigma} + \frac{3}{4\sigma^2(\sigma + 1)^{\frac{1}{2}}} \cdot \ln \frac{\sqrt{1 + \sigma} - \sqrt{\sigma}}{\sqrt{1 + \sigma} + \sqrt{\sigma}} \right). \quad (4.38)$$

Під час обробки експериментальних кривих $i''(V)$, котрі виміряні в плазмі локалізованого розряду, для визначення n_e та \bar{E}_e ефект стікання був урахований за допомогою співвідношень (4.37) та (4.38).

На величину похибки при знаходженні $f(E)$, n_e та \bar{E}_e суттєво впливають умови, за яких існує газорозрядна плазма. Вимірювання, котрі проводились у плазмі загального випромінювання, показали високу стабільність розряду. Відсутність нестационарних процесів у розряді обумовлена колективною роботою значної кількості елементарних розрядів. Наявність великого числа катодів у розрядному локалізованому пристрої забезпечує стаціонарність усього розряду наступним чином.

Якщо на одному із катодів відбувається, за якихось причин, зменшенням вторинної електронної емісії, то на другому катоді, згідно із законами ймовірності, відбудеться збільшення даної емісії. Чим більше катодів та елементарних розрядів, тим вірогідність виникнення нестационарних умов буде меншою.

Відсутність взаємодії плазми загального випромінювання з граничними поверхнями розрядної камери в локалізованому розряді виключають амбіполярну дифузію електронів та іонів. Це також збільшує стаціонарність розрядних умов, оскільки зменшення числа елементарних процесів підвищує рівновагу основних процесів у плазмі.

Як показали зондові дослідження, потенціал простору V_{pl} в локалізованій плазмі дуже близький до потенціалу анода V_a . У звичайному випадку співвідношення падіння напруги між зондом та опорним електродом дорівнює падінню напруги в призондовому шарі $V_{при}$ та падінню напруги в плазмі між опорним електродом та кордоном призондового шару $V_{кни}$, а саме $U = V_{при} + V_{пл}$. У локалізованій плазмі $V_{кни} \cong 0$, тоді $U = V_{при}$.

У результаті вся напруга в даній плазмі падає на призондовому шарі. Це згідно із [249] зменшує спотворення у визначенні $i''(V)$ та у визначенні $f(E)$.

Умови, за яких знаходиться плазма загального випромінювання в локалізованому пристрої, є більш оптимальними для вимірювання другої похідної зондового струму за напругою.

Функція розподілу електронів за енергіями досліджувалась у газорозрядній плазмі загального випромінювання, котра створена в локалізованому пристрої діаметром 92 мм та довжиною 350 мм. Газорозрядний проміжок, утворений стрижневими анодами та катодами, має діаметр 82 мм, а довжину 186 мм. Вимірювання $i''(V)$ проводились в інертних газах із використанням зондового метода дослідження плазми. Інтервал тисків, за якого проводились дослідження в атмосфері вказаних газів, складав 1,33 – 400 Па. Для повздовжніх та радіальних вимірювань зонди монтувались як з торцевої

частини, так і з бічної поверхні пристрою. Зонди виконані із молібдену діаметром $0,07 \cdot 10^{-3}$ м та довжиною $7 \cdot 10^{-3}$ м. На другу торцеву частину пристрою напаявалось кварцове скло, через яке контролювалось положення зонда. Переміщення зонда вздовж повздовжньої осі та по радіусу, здійснювалось за допомогою магніту та відраховувалось за міліметровою шкалою. Співвісність та паралельність переміщення зонда забезпечувались багатоопорними співвісними напрямними. Переміщення зонда виконувалось уздовж осі до 0,12 м, за радіусом до $4,4 \cdot 10^{-2}$ м [249] (рис. 4.21 та 4.22).

Перед початком вимірювань на зонд подавався потенціал, рівний значенню плаваючого потенціалу. Процес вимірювання починався з вимірювання безпосередньо зондової характеристики, а після відповідних перемикань у схемі знімалась $i''(V)$.

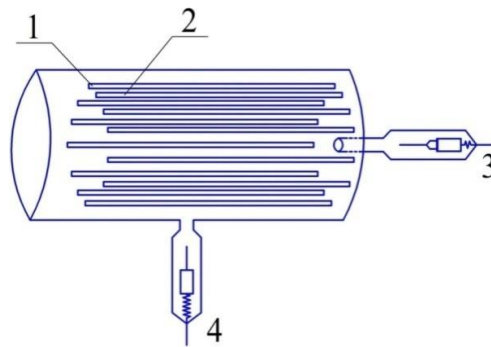


Рис. 4.21 Газорозрядний локалізований пристрій із зондами для проведення осьових та радіальних зондових вимірювань: 1 – анод; 2 – катод; 3 – зонд для осьових вимірювань; 4 – зонд для радіальних вимірювань

Дослідження $f(E)$ в даній плазмі, у відповідності із рекомендаціями роботи [249], мали таку послідовність.

Після вказаної підготовки до вимірювань проводилась перевірка на стабільність отриманих результатів. Із цією метою вимірювання зондової характеристики $i(V)$ та $i''(V)$ проводились через кілька годин.

При певному тиску газу вимірювались $i(V)$ та $i''(V)$ у залежності від розрядного струму. Встановлювалась залежність $i(V)$ та $i''(V)$ від

місцерозташування вздовж повздовжньої осі, або за радіусом, тобто $i = f(r)$ та $i'' = \varphi(r)$.

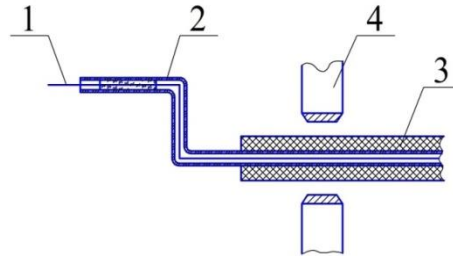


Рис. 4.22 Зонд для проведення азимутальних вимірювань:

1 – зонд; 2 – тримач зонда; 3 – осьове кріплення зонда; 4 – підшипник азимутального зонда

Досліджувався вплив тиску газу, тобто в указаній послідовності проводились вимірювання у кожному роді газу. Після зазначених вимірювань проводилась обробка результатів на ЕОМ для визначення n_e та \bar{E}_e .

Визначалась функція розподілу електронів за енергіями в залежності від указаних умов.

Висновки за розділом

На основі проведених досліджень, для досягнення поставленої мети, в цій частині роботи отримано:

1. У результаті дослідження властивостей та ефекту додавання великої кількості коротких розрядів, що жевріють, розроблено метод збільшення об'єму плазми від'ємного випромінювання у короткому розряді. Протяжність цієї плазми настільки значна, що вона може бути співставлена з плазмою позитивного стовпа. Важливою рисою в цьому методі є те, що для збільшення поперечних розмірів плазми використовується компланарний ефект, а для збільшення повздовжнього розміру використовується локалізаційний ефект.

2. На підставі вимірних характеристик встановлено, що енерговнесок для утворення одиниці об'єму локалізованої плазми в 3,2 рази менший, ніж для

утворення плазми звичайного від'ємного випромінювання та значно менший, ніж для утворення плазми позитивного стовпа.

3. Згідно із зондовими дослідженнями, котрі проведені в плазмі локалізованого розряду в різних напрямках, встановлено, що локалізована плазма є однорідною та еквіпотенціальною.

4. Знайдено критерій основного місцеутворення позитивних іонів, котрі надходять на катод, та електронів, що надходять на анод. Показано, що згідно з цим критерієм основна кількість електронів, котрі надходять на анод, утворюється в плазмі від'ємного випромінювання та основним місцем утворення електронів є темний круковий простір.

5. Встановлено, що за будь-якої комбінації роду газу та за будь-якого режиму розряду, що жевріє, плазма від'ємного випромінювання суттєво впливає на вторинну електронну емісію на катоді та розподіл щільності струмів у темному круковому просторі.

6. У результаті проведених досліджень встановлено, що протяжність плазми від'ємного випромінювання суттєво залежить від енергії електрона, роду газу та матеріалу катода.

7. Розроблено спосіб збільшення розмірів плазми зі змінними її властивостями.

Розроблений науково-методичний апарат враховує вплив властивостей трансіоносферного тракту і забезпечує компенсацію поглинання, відбиття і розсіювання радіосигналу та дозволяє підвищити завадостійкість функціонування радіообладнання носія БРЛС у середньому на 23%.

Отримані результати зменшення щільності іоносферної оболонки навколо носія БРЛС, за рахунок взаємодії штучно створеної плазми від'ємного випромінювання високої інтенсивності зі збільшеними розмірами, вказують на правильний напрямок досягнення поставленої мети дисертаційної роботи.

Виходячи із зазначеного, доцільно провести імітаційне моделювання і прогнозування завадостійкості БРЛС в умовах неоднорідності іоносферного середовища поширення радіосигналів.

РОЗДІЛ 5

ІМІТАЦІЙНЕ МОДЕЛЮВАННЯ І ПРОГНОЗУВАННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ РПП БРЛС В УМОВАХ НЕОДНОРІДНОСТІ ІОНОСФЕРНОГО СЕРЕДОВИЩА

Представлений розділ містить результати імітаційного моделювання та експериментальних досліджень розроблених рекомендацій. Отримані дані прогнозування прийому радіосигналів РПП БРЛС. Проведено аналіз одержаних результатів і розроблені конкретні практичні рекомендації щодо підвищення показників якості БРЛС.

Метою проведеного імітаційного моделювання є практичне підтвердження теоретичних досліджень, проведених у роботі, а також перевірка працездатності розробленого в третьому розділі науково-методичного апарату щодо підвищення завадостійкості БРЛС, котрий засновано на оцінці частотно-селективних завмирань і компенсації спотворень інформаційного сигналу в іоносферному середовищі Землі. Для досягнення поставленої мети в ході виконання імітаційних досліджень необхідно вирішити такі завдання:

- моделювання збурень іоносфери та їх вплив на завадостійкість БРЛС РПП;
- обробка отриманих результатів математичного моделювання;
- проведення порівняльної оцінки теоретичних даних із отриманими результатами імітаційного моделювання на основі розроблених науково-технічних пропозицій, у залежності від рівня радіосигналу;
- розроблення конкретних науково-практичних рекомендацій щодо підвищення завадостійкості РПП БРЛС.

5.1. Розроблення програми і методики експериментальних досліджень методів підвищення завадостійкості РПП БРЛС

Для проведення досліджень на основі використання імітаційної моделі для підвищення завадостійкості РПП БРЛС скористаємося розробленою моделлю структури іоносфери Землі [250]. При цьому буде враховуватись особливість поширення радіохвиль в іоносферному середовищі з розробленими пропозиціями. Для перевірки працездатності даного науково-методичного апарату розробимо програму імітаційного моделювання, яка повинна включати в себе наступні пункти:

1. Вибір моделі іоносфери Землі для перевірки розроблених рекомендацій щодо підвищення завадостійкості РПП БРЛС.
2. Моделювання збурень іоносфери та її вплив на стійкість приймальних пристроїв радіонавігаційних систем.
3. Застосування розробленого науково-методичного апарату для перевірки якості функціонування радіоканалів БРЛС з урахуванням спотворень радіосигналів.
4. Моделювання режимів функціонування РПП у різних умовах експлуатації.
5. Аналіз і оцінка отриманих результатів імітаційного моделювання.

Для експериментальних досліджень запропонованої методології підвищення завадостійкості РПП БРЛС виберемо базовий експериментальний комплекс, який повинен відповідати згідно з роботами [251, 252] таким основним принципам:

- відповідність складності і надійності;
- балансу точності;
- наочності та еквівалентності моделі реальним прототипам;
- економічності доцільності проведених експериментальних досліджень і інш.

З урахуванням перерахованих вище вимог до імітаційної моделі для

оцінки отриманих результатів доцільно використовувати інтегрований пакет прикладних програм MATLAB із засобами візуального моделювання SIMULINK [253].

Методика проведеного імітаційного моделювання включає в себе наступні етапи:

1. Аналіз схемних та основних тактико-технічних характеристик, а також конструктивних рішень щодо удосконалення РПП БРЛС.

2. Підготовка і проведення імітаційного моделювання.

2.1. Імітаційне дослідження розроблених пропозицій урахування впливу іоносферних ефектів на спотворення інформаційного сигналу в РПП БРЛС.

2.2. Експериментальні дослідження пристрою прийому радіосигналів, що інваріантний до впливу ЧСЗ.

3. Аналіз отриманих результатів імітаційного моделювання.

3.1. Проведення аналізу отриманих амплітудно-частотних і фазо-частотних характеристик РПП БРЛС.

3.2. Аналіз отриманих характеристик сигналу і його впливу на стійкість РПП БРЛС.

4. Порівняльна оцінка результатів імітаційного моделювання з теоретичними даними.

У ході проведення імітаційного моделювання необхідно провести оцінку якості моделі, котра відповідає двом напрямкам:

- перевірка відповідності моделі її призначенню;
- оцінка достовірності статистичних характеристик результатів одержаних у процесі проведення модельних експериментів.

Під час аналітичного моделювання достовірність результатів визначається двома основними факторами:

- коректним вибором математичного апарату, котрий використовується для опису системи, що досліджується;

- методичною помилкою, котра властива математичним методам, що використовуються.

При імітаційному моделюванні на достовірність результатів впливає ціла низка додаткових факторів, основними з яких є:

- наявність нестационарного режиму роботи моделі;
- необхідність синхронізації роботи окремих компонент моделі;
- моделювання випадкових факторів, засноване на використанні датчиків випадкових чисел, котрі можуть вносити "спотворення" в поведінку моделі;
- використання кількох різнотипних математичних методів у рамках однієї моделі;
- залежність результатів моделювання від планів експерименту.

Адекватність та придатність імітаційної моделі для вирішення задач дослідження характеризується цільовими властивостями – стійкістю та чутливістю.

З метою отримання достовірних даних про завадостійкість РПП БРЛС необхідно провести практичну перевірку розроблених у третьому розділі методів підвищення якості функціонування БРЛС.

У відповідності із [251, 252] програма експерименту включає в себе наступні пункти:

1. Вибір РТС для експериментального дослідження умов функціонування.
2. Обґрунтування методики вимірювань.
3. Вибір необхідної сукупності контрольно-вимірювальної апаратури.
4. Експериментальне дослідження показників якості функціонування БРЛС.
5. Аналіз отриманих експериментальних результатів.

Відповідно до програми експерименту необхідно виконати наступні пункти методики [251, 259].

1. Дослідження можливостей фізичної реалізації та перевірка на працездатність запропонованих методів.
2. Експериментальна перевірка основних принципових результатів теоретичного аналізу технічних характеристик РПП БРЛС сантиметрового і міліметрового діапазону довжин хвиль.

Перш за все необхідно визначити основні принципи, котрим повинна задовольняти БРЛС [40] – це відповідність складності і надійності, балансу точності, наочності моделі для розробника і споживача, блочності моделі і динамічності [22, 252].

5.2. Умови моделювання впливу збурень іоносфери на стійкість РПП БРЛС

Для отримання достовірних результатів імітаційного моделювання визначимо умови роботи математичної моделі.

На початковому етапі визначимо горизонтальні масштаби неоднорідностей, які змінюються від дебаєвського радіусу (1-10 см) до діаметра Землі (10000 км), частіше спостерігаються неоднорідності з розмірами $l \sim 1$ м-1000 км, величина $\Delta n/n \sim 10^{-1}$. По висоті неоднорідності розподілені в діапазоні від ~ 50 км до ~ 3000 км [22, 40, 251]. Параметри неоднорідностей, їх поява та механізми походження залежать від ЕМО. Нижче розглянемо морфологію неоднорідностей для різних областей іоносфери.

Аналіз літератури [82, 127, 132] показав, що у відповідності з результатами спостережень мережі станцій у високоширотній іоносфері виникають ”плями” підвищеного поглинання, викликані великомасштабними неоднорідностями КЕ з характерними розмірами в напрямку північ-південь в $l > 200$ км і в напрямку захід-схід $l \sim 700-1000$ км. Максимум появи неоднорідностей спостерігається на широті $65-68^\circ$ після опівночі. Близько 19-ї години спостерігається мінімум імовірності появи неоднорідностей. При збільшенні магнітної активності ймовірність появи неоднорідностей зростає, область їх появи зміщується до екватора. Висота розташування неоднорідностей $Z_n \sim 80-90$ км [251]. Швидкість їх переміщення в напрямку паралелей близько 100 м/с. На етапі розвитку характерний час становлення неоднорідностей ~ 10 хв. При цьому вони переміщуються уздовж меридіана зі швидкістю 3-4 км/с. Неоднорідності, що розвиваються через $\Delta t > 30$ хв після

початку, переміщуються до екватора зі швидкістю 0,7 км/с [251]. Виявлені неоднорідності n типу "шипів" істотно менших розмірів (уздовж паралелі $\sim 100-400$ км, уздовж меридіана $\sim 10-50$ км). Вони переміщуються до полюса зі швидкістю $\sim 0,3-3$ км/с [251]. Висота таких неоднорідностей $Z \sim 90$ км.

За методом часткових відображень, у відповідності із роботами [54, 67], маємо, що на висотах $Z \sim 60-90$ км виявлені неоднорідності з горизонтальними розміром $\sim 10-20$ км і вертикальним ~ 5 км, їх швидкість горизонтального переміщення 35 м/с.

За величиною флуктуації фази сигналів встановлено [252], що магнітозбурюючі дні на висотах 80 км спостерігаються неоднорідності із двома характерними горизонтальними масштабами $l_1 \sim 30-40$ км і $l_2 \sim 150$ км. Спектр $\Phi(K)$ при цьому порізаний і його апроксимація ускладнена. За відсутності магнітних збурень спектр ступеневої $\Phi(K) \sim K^{-p}$ $p=2,0-2,4$. Магнітні збурення призводять до збільшення КЕ приблизно в 1,5-2 рази.

Крім аперіодичних неоднорідностей, у нижній іоносфері можуть спостерігатися хвильові збурення (квазіперіодичні неоднорідності n з періодами $T=10$ с [23], їх горизонтальний розмір $l \sim 10-30$ км).

Спектр дрібномасштабних неоднорідностей у нижній іоносфері вивчається також за допомогою методу часткових відображень на основі спектрального аналізу сигналу. Виявилось, що на висотах, менших за 95 км, для $l \sim 3-100$ м $\Phi(K) \sim K^{-p}$ $p=10/3$. На висотах, більших за 90 км, спектр неоднорідностей більш рівномірний [35]. Швидкість руху неоднорідностей збігається зі швидкістю вітру, тобто $10-10^2$ м/с.

Часткове відбиття радіосигналів на більш високих частотах (в [35, 53] $f=50$ МГц) дозволяє вивчати неоднорідності з $l \sim 1-10$ м. У літні місяці такі неоднорідності існують на висотах 80-100 км. Їх максимум інтенсивності знаходиться на висоті ~ 85 км. В інші сезони неоднорідності виникають на менших висотах (близько 55-80 км). З'являються вони в основному в денний час та їх інтенсивність менша ніж влітку.

Для дослідження неоднорідностей в області E використовувалися методи вертикального зондування (включаючи зондування зверху), часткове відбиття радіосигналів (зворотне розсіювання), некогерентне розсіювання, оптичні та інші методи. Встановлено основні морфологічні закономірності великомасштабних і дрібномасштабних неоднорідностей.

Великомасштабні утворення мають горизонтальний розмір $l \sim 10-10^2$ км і являють собою спорадичні шари Es типу *a*, *r* і *f*. Їх механізм виникнення пов'язаний із просторовою неоднорідністю висипання частинок [255].

Зондування іоносфери зверху підтвердило зазначені результати: горизонтальні розміри 170-200 км [41, 46]. Протяжність за широтою шарів Es типу *r* становила 300-400 км. Важливо, що шар Es сам по собі неоднорідний, він складається з більш дрібних неоднорідностей із горизонтальними і вертикальними розмірами $\sim 20-70$ і $\sim 20-30$ км, відповідно. Інтенсивність KE у них дуже значна. Спостереження оптичними методами [256] із супутників показали, що під час геомагнітних бур можуть з'являтися великомасштабні квазіперіодичні неоднорідності з довжиною хвилі $\sim 200-900$ км. Вони існують протягом 30-200 хв.

В області дискретних форм полярних сьйв поздовжні розміри однорідних і променистих дуг $\sim 100-500$ км, у той час як поперечні розміри $\sim 2-20$ км.

Телевізійні методи дозволили спостерігати дискретно форми сьйва з поперечними розмірами ~ 100 м і відстанню між ними $\sim 2-5$ км. Вертикальні розміри змінювалися від 30-40 км до 100 км. Час життя дискретних форм варіювався в широких межах ~ 1 с - 30 хв.

В області F реєструються як дрібномасштабні ($l \sim 1-10$ км), так і великомасштабні ($l \sim 10-500$ км) неоднорідності. Для цього використовуються методи супутникових радіомаяків, некогерентного розсіювання, вертикального зондування та ін. Основний обсяг даних відноситься до низьких і середніх широт, а неоднорідності у високоширотній іоносфері детально розглянуті в роботі [125].

Прямі вимірювання показали, що на висоті 1000 км неоднорідності $l \sim 50$ -100 км в денний час мали симетричний (по відношенню до екватора) розподіл $\Delta n/n$ по широті з мінімальним значенням поблизу екватора. До полюсів зазначене відношення збільшувалося. Уночі цей розподіл мав асиметричний характер із зміщенням у північну півкулю. З ростом магнітної активності відношення для неоднорідностей всіх розмірів збільшувалося, асиметрія в їх широтному розподілі зменшувалася.

Спектри великомасштабних неоднорідностей частоти, у відповідності з [6], мають вигляд, зображений на рис. 5.1 та рис. 5.2, у денний та нічний час відповідно.

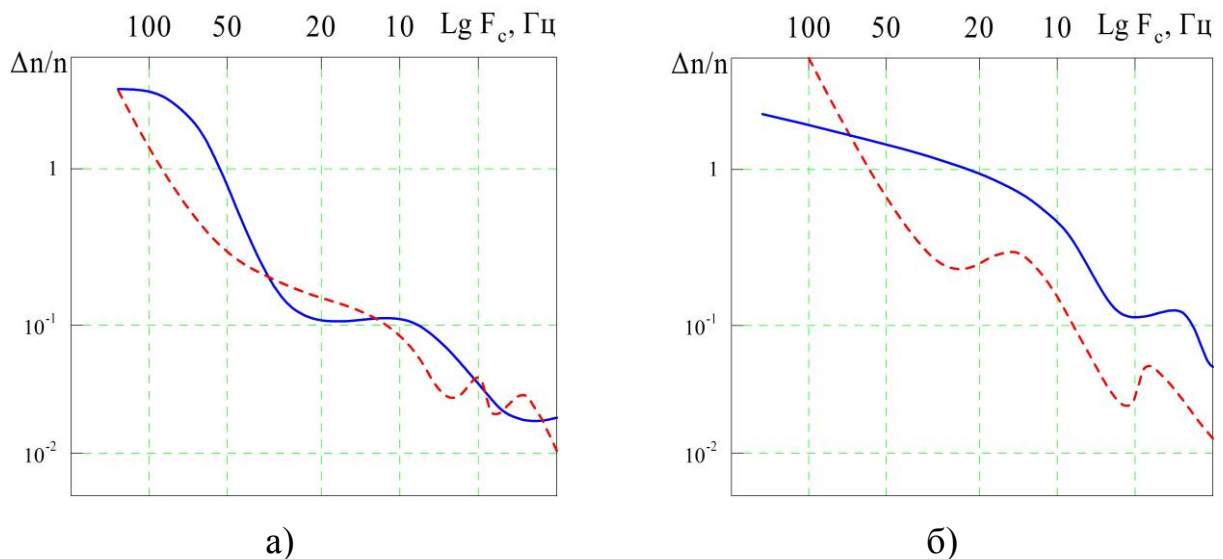


Рис. 5.1 Спектр великомасштабних неоднорідностей частоти (день)

$F_c = \nu_c K / 2\pi$, ν_c - швидкість носія БРЛС: а – $Kp=2$, $\lambda=73-78$ (1), 71-65 (2);

б – $Kp=6$; $\lambda=55-66$ (1), 70-76 (2)

Як свідчать наведені криві (рис. 5.1, рис. 5.2), із ростом горизонтальних розмірів $\Delta n/n$ у середньому збільшується. У випадку слабкої геомагнітної активності (планетарний індекс $Kp \sim 2$) виділяються неоднорідності з $l \sim 30$ км вночі та ~ 20 км вдень. Одномірні спектри ступеневі та мають порядок $\Phi(K) \sim K^p$ $p=1-2$.

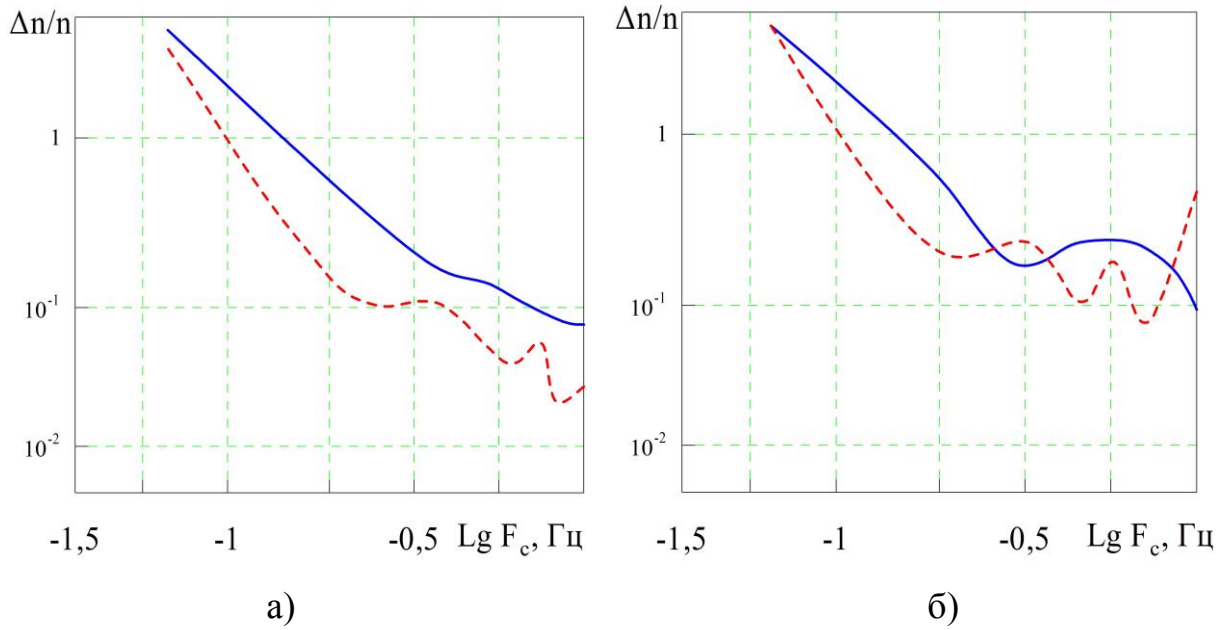


Рис. 5.2 Спектр великомасштабних неоднорідностей частоти (ніч)
 $F_c = \nu_c K / 2\pi$, ν_c - швидкість носія БРЛС: а – $Kp=2$, $\lambda=78-80$ (1), $73-69$ (2);
 б – $Kp=6$; $\lambda=74-75$ (1), $64-70$ (2)

Уночі p менше, ніж у день. Зі збільшенням Kp показник p зменшується.
 Залежність $\Delta n/n$ від широти і збурень представлена на рис. 5.3 та рис. 5.4,
 у денний та нічний час відповідно.

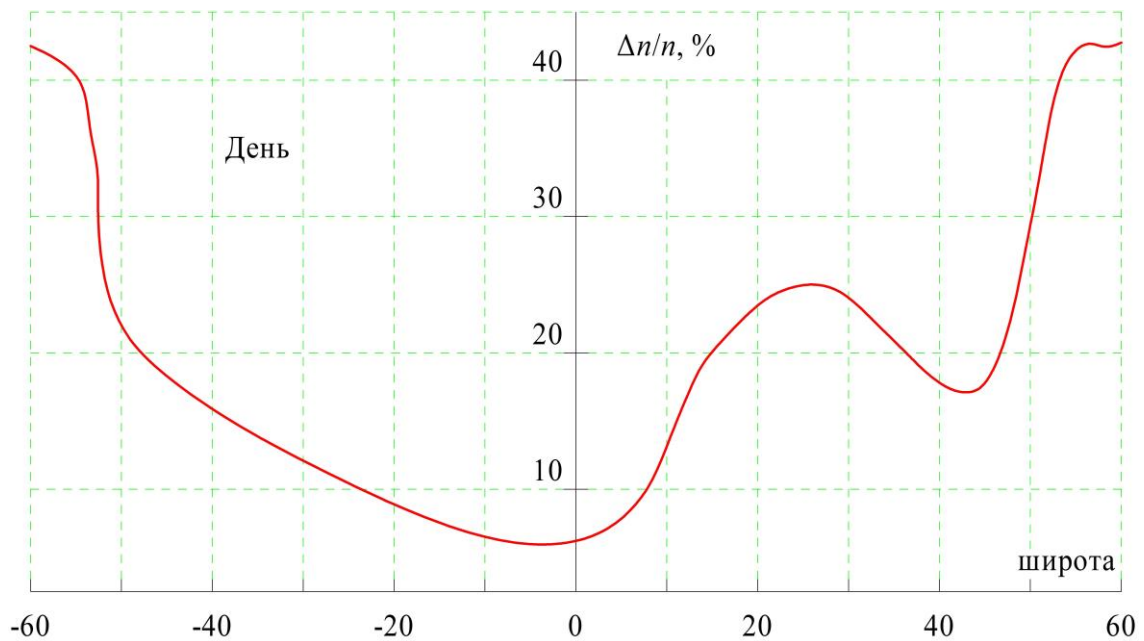


Рис. 5.3 Широтний розподіл (у денний час) $\Delta n/n$ для неоднорідностей з
 $l=10-150$ км: суцільна $Kp=4-6$; пунктир $Kp=1$

Величина $\Delta n/n$ доходить до 40 % як у денний, так і в нічний час, коли $Kp=4-6$. У разі слабкої геомагнітної активності ($Kp = 1$) зазвичай максимальні значення $\Delta n/n$ становлять 10-20%.

Найбільша величина відносних флуктуації має місце для широт 70-80° вдень (широти денного каспа) і 50-70° вночі (близькополюсна межа авроральної зони).

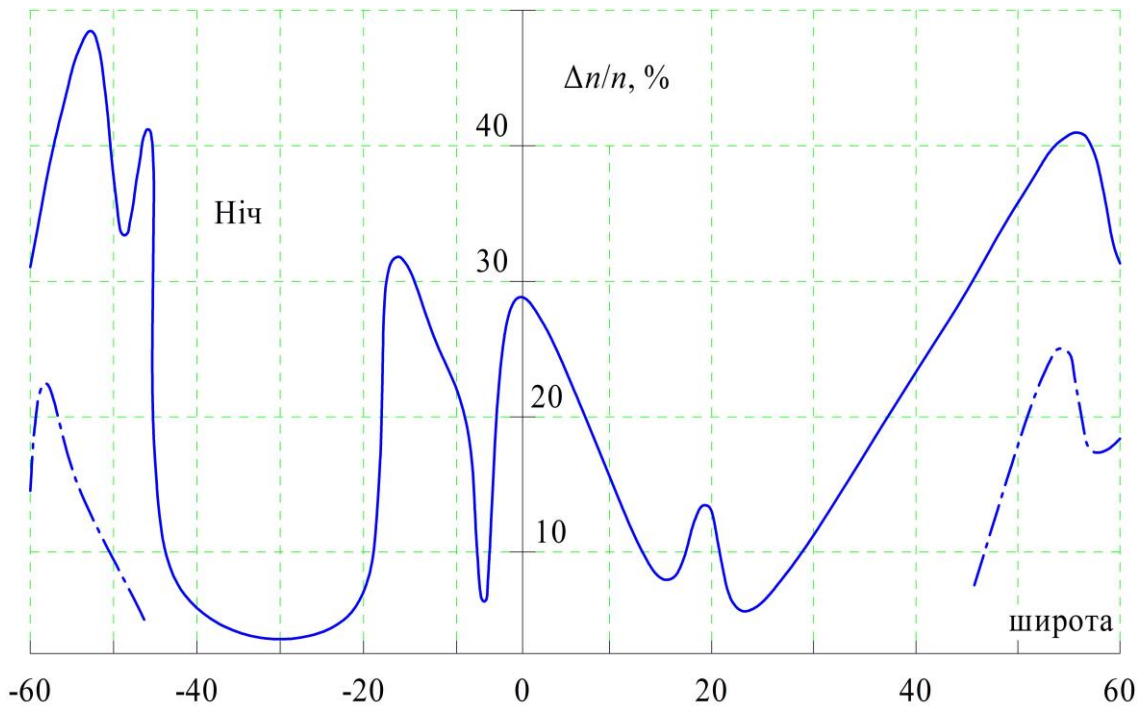


Рис. 5.4 Широтний розподіл (у нічний час) $\Delta n/n$ для неоднорідностей з $l=10-150$ км: суцільна $Kp = 4-6$; пунктир $Kp = 1$

Крім описаних неоднорідностей, є також великомасштабні квазі та періодичні хвильові [16] з періодами в області максимуму іонізації $T=15, 20-30$ і $40-50$ хв у день, а також $T=5, 25-30$ і 60 в перехідний час доби, пов'язані з проходженням термінатора. Хвильові збурення є такими, що переміщуються. Вони генеруються під час суббур на широтах 70° і переміщуються аж до екватора, при цьому величина квазіперіоду зростає.

У високих широтах поява великомасштабних неоднорідностей добре корелюється з потоками елементарних частинок не тільки в нижній іоносфері, а

й на висотах 600-700 км. Однак величина потоку повинна бути досить велика – більша ніж $6 \cdot 10^9 \text{ см}^{-2} \text{ с}^{-1}$ [22].

Далі проведемо розгляд морфології дрібномасштабних неоднорідностей, що досліджуються шляхом аналізу флуктуації параметрів радіохвиль, котрі пройшли через неоднорідності, або відбитих від іоносфери, за допомогою прямих вимірювань на борту КА. Необхідно зазначити, що для дрібномасштабних неоднорідностей зазвичай $\Delta n/n < 10\%$. Під час магнітних збурень спостерігаються ізольовані неоднорідності $\Delta n/n > 20\%$ для $l < 1$ км.

Встановлено, що інтенсивність неоднорідностей значно збільшується в процесі переходу від середніх до високих широт. Іноді вона збільшується на порядок у вузькому широтному інтервалі ($\sim 2-3^\circ$). У разі збільшенні магнітної активності вказані межі переходу зміщуються до екватора.

В авроральній іоносфері на інтенсивність неоднорідностей суттєво впливає рівень геомагнітної активності. Слід зауважити, що неоднорідності з $\Delta n/n < 2\%$ присутні майже завжди.

Інтенсивність неоднорідностей максимальна поблизу полуденного меридіана. Кордон зони неоднорідностей удень знаходиться в діапазоні широт $74-78^\circ$. Положення зони неоднорідностей суттєво залежить від сезону і міжпланетного магнітного поля.

У полярній шапці інтенсивність неоднорідностей менша, ніж в авроральній зоні, тут вона максимальна в неосвітлені Сонцем періоди. У полярній шапці існує два типи дрібномасштабних неоднорідностей: "фонові", що дрейфують в напрямку від Сонця, і "глобули" з $l \sim 1$ км, пов'язані з дискретними дугами полярних сьйв.

Глобули переміщуються переважно в західному напрямку. Висипання м'яких частинок може істотно впливати на іоносферну структуру також і F області, наприклад, ближче до полюса від сьйв спостерігаються сильні неоднорідності з $\Delta n/n = 15-100\%$ і $l < 10^2$ м [125].

Максимальне число неоднорідностей спостерігається в діапазоні висот 200-400 км. Уночі цей діапазон зсувається вгору. На висотах понад 600 км в

субавроральній і авроральній іоносфері неоднорідності зустрічаються частіше, ніж в середньоширотній іоносфері. Імовірність їх появи на великих висотах зростає у випадку підвищеної геомагнітної активності.

Дрібно- і великомасштабні неоднорідності зазвичай присутні одночасно, що відноситься до високоширотної іоносфери. Спектри неоднорідностей досліджувалися різними методами, результати котрих узгоджуються між собою. Для $1 \sim 10^2 - 10^4$ м, $\Phi(K) \sim K^{-p}$ $p = 1,6-3,0$. Приклади спектрів неоднорідностей та радіомерехтінь зображені на рис. 5.5 та рис.5.6.

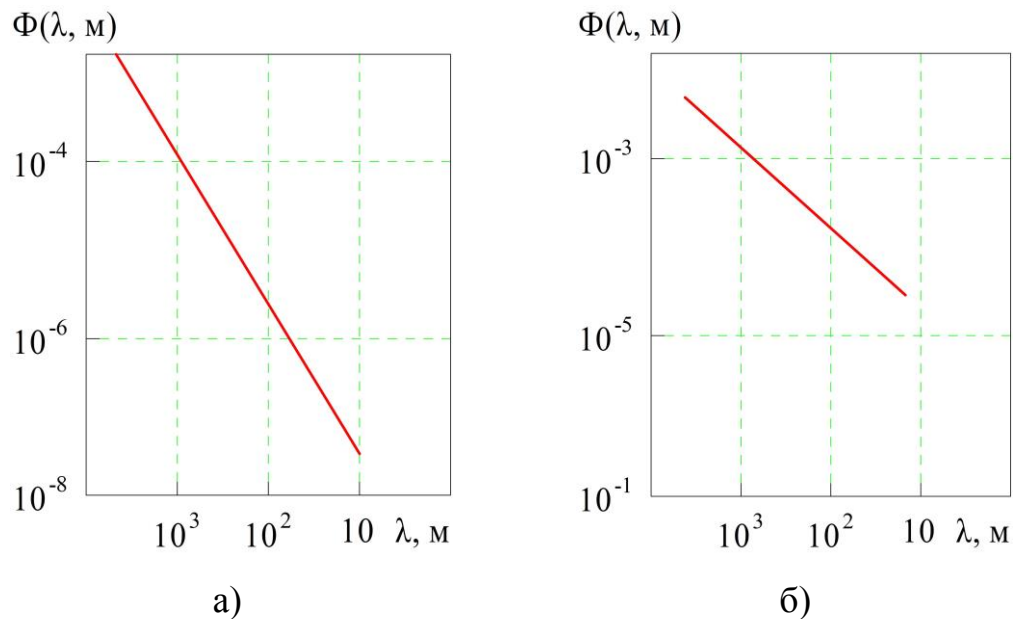


Рис. 5.5 Спектри неоднорідностей (а) та електричного поля (б)

Важливо, що показники спектрів не залежать від широти і висоти розташування неоднорідностей [125]. Зі зростанням сонячної активності показники p зменшуються, і спектри стають пологими. Збільшення магнітної активності призводить до розширення спектрів та появи гармонік із великою амплітудою.

Дрібномасштабні неоднорідності в F області сильно витягнуті уздовж геомагнітного поля, подібна анізотропія і в неоднорідностях, що виникають в полях потужних радіохвиль.

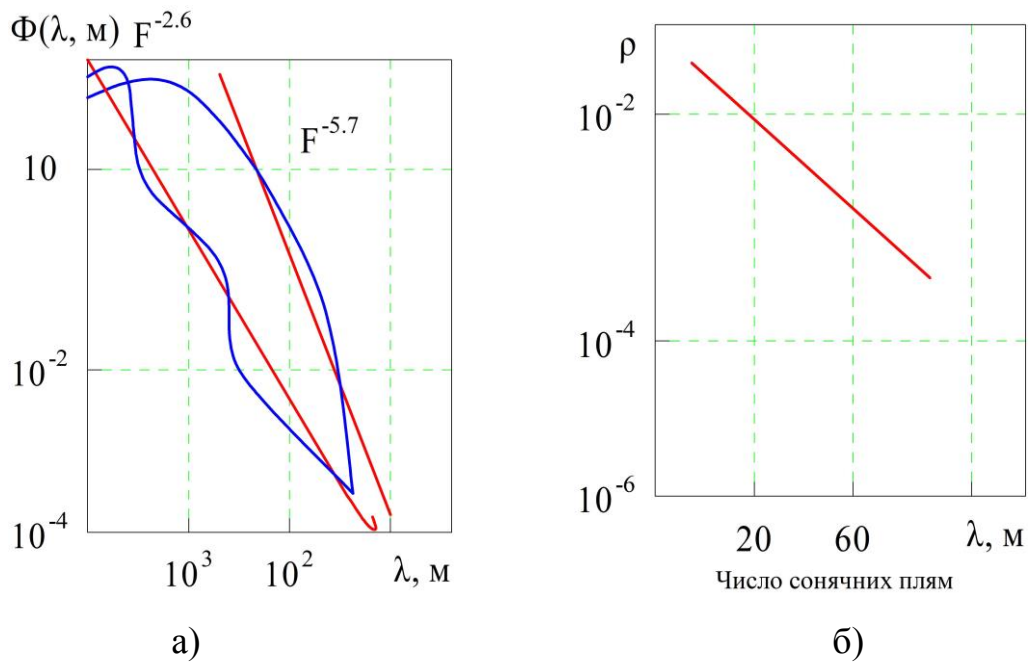


Рис. 5.6 Спектри радіомерехтінь (а) та залежність показника ρ одновимірного спектра потужності неоднорідностей від сонячної активності (б)

На основі отриманих результатів можна зробити такі висновки:

1. Дрібномасштабні неоднорідності зазвичай обумовлені плазовими нестійкостями у верхній іоносфері або атмосферною турбулентністю в нижній іоносфері. Основними причинами утворення неоднорідностей є атмосферна турбулентність, потоки елементарних частинок, рух нейтрального газу, поздовжні струми, плазові нестійкості і ін. Неоднорідності з одним і тим же розміром можуть генеруватися різними джерелами.

2. Іоносферні неоднорідності існують у діапазоні висот від 50-80 км і вище, а їх розміри можуть варіюватися від декількох см до сотень км. Найкраще вивчені неоднорідності з розмірами більше 1 м до 10 км. Дрібномасштабні і великомасштабні неоднорідності зазвичай присутні одночасно.

3. Збурення в іоносфері часто супроводжуються генерацією нових або підсиленням існуючих неоднорідностей. Відносні флуктуації KE можуть досягати 100%.

5.3 Синтез моделі розповсюдження радіохвиль у трансіоносферному середовищі

Проведений у розділі 3 аналіз нелінійних інерційних процесів за допомогою функціонального методу дає змогу об'єднати результати оцінки завадостійкості некогерентного прийому сигналів за різних типів завмирань одним узагальненим співвідношенням

$$P_n = \frac{\gamma^2 + 1}{\eta_{чсз} \bar{h}_0^2 + 2(\gamma^2 + 1)} \exp \left[- \frac{\eta_{чсз} \gamma^2 \bar{h}_0^2}{\eta_{чсз} \bar{h}_0^2 + 2(\gamma^2 + 1)} \right],$$

залежно від значень частотних параметрів сигналів, що передаються ($f_0, \Delta f_0$), і фізичних параметрів іоносфери (β, n_e, L_0, z_e) та дозволяє приблизно розрахувати стійкість РПП БРЛС під впливом іоносферних збурень [258].

Однак, до проведення зазначених розрахунків в імітаційній моделі, слід зазначити, що коефіцієнт передачі трансіоносферного радіоканалу

$$\gamma^2 = \frac{\alpha^2}{2\sigma_b^2} = \frac{1}{\exp(\sigma_\varphi^2) - 1} \quad \text{та} \quad \text{коефіцієнт втрат}$$

$$\eta_{чсз} = F_0 \left(\sqrt{2\pi} \frac{\Delta f_k}{\Delta f_0} \right) \left[1 + \frac{1}{2\pi^2} \left(\frac{\Delta f_0}{\Delta f_k} \right)^2 \right] - \frac{1}{\pi\sqrt{\pi}} \left(\frac{\Delta f_0}{\Delta f_k} \right) \left\{ 2 - \exp \left[-\pi^2 \left(\frac{\Delta f_k}{\Delta f_0} \right)^2 \right] \right\}, \quad \text{де}$$

$$\Delta f_\varepsilon = \frac{\sqrt{2} f_0}{\sigma_\varphi} = \frac{f_0^2 c}{80,8\pi \sqrt{L_0 z_e \beta n_e}}, \quad \text{пов'язана з фізичними параметрами іоносфери}$$

через величину σ_φ^2 . У свою чергу дисперсія флуктуацій фазового фронту хвилі на виході іоносферного шару, у відповідності з [21, 258], становить

$$\sigma_\varphi^2 \approx 2(\lambda r_e)^2 L_0 z_e \sigma_{\Delta n_e}^2 = 2 \left(\frac{80,8\pi}{c} \right)^2 L_0 z_e \left(\frac{\beta n_e}{f_0} \right)^2 (\text{рад}^2) \quad \text{та може бути отримана із}$$

наближення Ритова за умови, що спектр флуктуацій неоднорідностей у незбуреній іоносфері $\Phi_{\Delta n_e}(K)$ має ступеневий вигляд залежності $k=2\pi/l$ в

інерційному інтервалі $l_m < l < L_0$ зі спектральним показником $\Phi_{\Delta n_e}(K) \sim K^{-p}$ ($p \approx 4$). Зазначені обставини також необхідно врахувати в процесі проведення

моделювання. При цьому сама величина σ_{φ}^2 може набувати різних значень (як менше, так і значно більше), у залежності від кількісних змін β і n_e для різних широт і часу доби.

Оскільки проведений аналіз стану питання розробки моделей розподілу КЕ в збуреній іоносфері показує, що вирішення цієї задачі далеко від завершення, то доцільно здійснити прогнозування завадостійкості за таких припущень:

- якісний характер моделі розподілу КЕ в збуреній іоносфері, котрий визначається видом залежності $\Phi_{\Delta n_e}(K)$ і значеннями параметрів p , l_m , L_0 , z_e , залишається незмінним у порівнянні з моделлю незбуреної іоносфери;
- відмінність у ступені збурення іоносфери визначається тільки кількісними змінами значень параметрів β і n_e .

За наведених припущень завдання прогнозування завадостійкості РПП БРЛС зводиться до обчислень імовірності виникнення похибки P_n , на основі наведених вище виразів, при заданих частотних параметрах сигналів (f_0 , Δf_0) і збільшенні фізичних параметрів іоносфери β і n_e , під впливом збурюючих факторів.

Проведене імітаційне моделювання дозволило зробити оцінку впливу зміни фізичних параметрів іоносфери (концентрації електронів n_e і фазового параметра β) на вигляд залежності дисперсії флуктуацій фазового фронту хвилі на виході іоносферного шару σ_{φ}^2 (рис. 5.7-5.8), смуги когерентності іоносферного каналу зв'язку Δf_k (рис. 5.9-5.10), коефіцієнта втрат $\eta_{чсз}$ (рис. 5.11-5.12) і коефіцієнта передачі трансіоносферного радіоканалу γ^2 (рис. 5.13-5.14) від несучої частоти радіосигналу f_0 (див. додаток В).

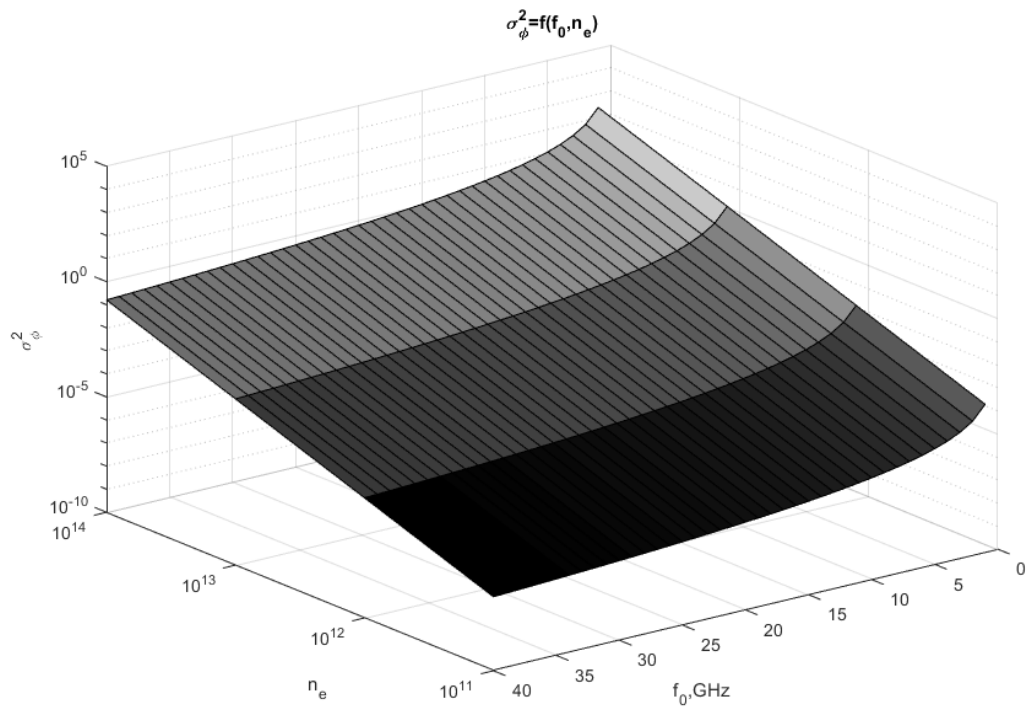


Рис. 5.7 Вплив зміни КЕ на вигляд залежності дисперсії флуктуацій фазового фронту хвилі на виході іоносферного шару σ_{ϕ}^2 від несучої частоти радіосигналу f_0

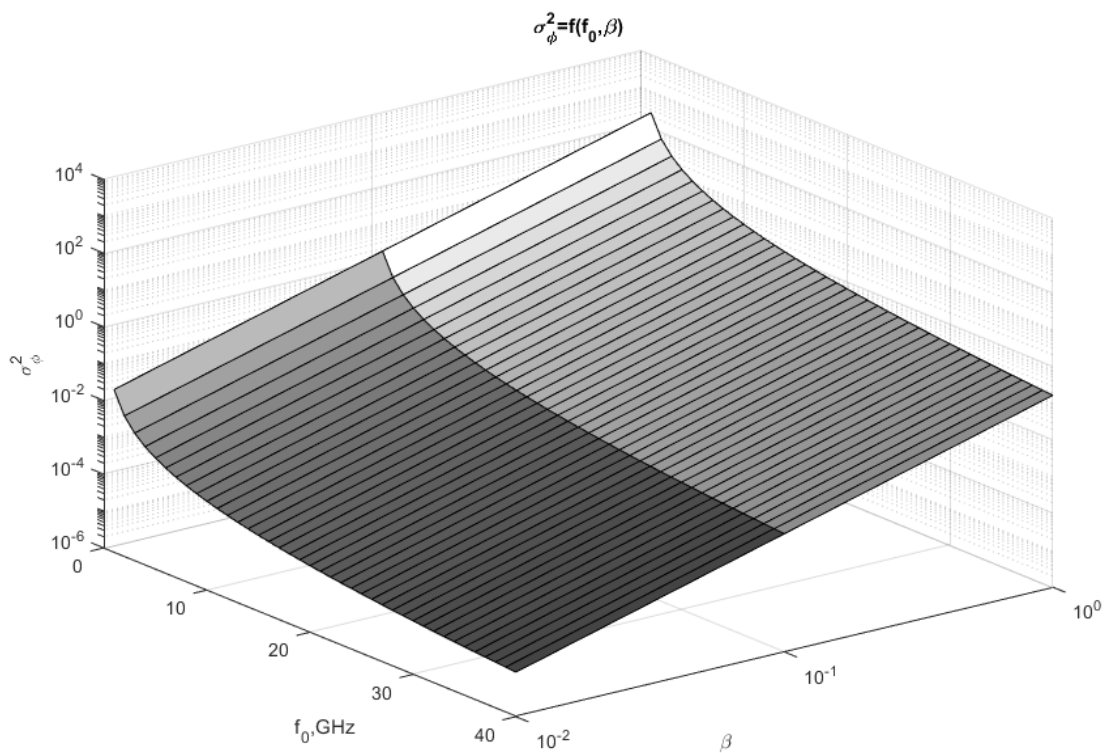


Рис. 5.8 Вплив зміни фазового параметра β на вигляд залежності дисперсії флуктуацій фазового фронту хвилі на виході іоносферного шару σ_{ϕ}^2 від f_0

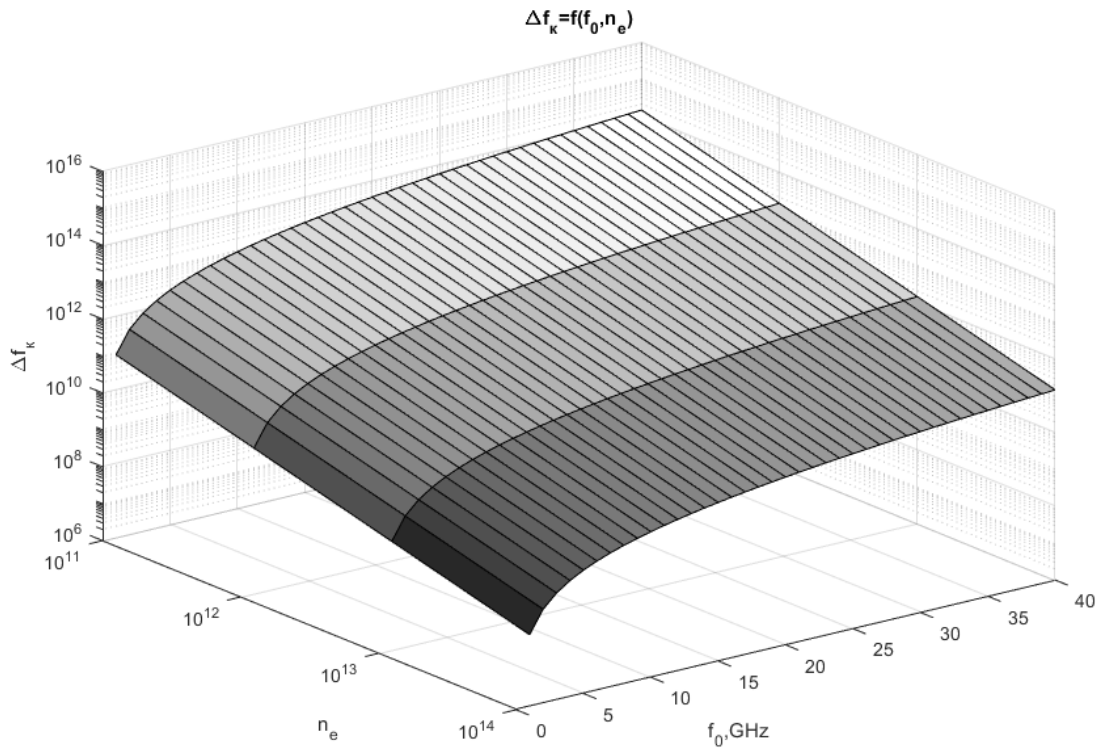


Рис. 5.9 Вплив зміни n_e на вигляд залежності смуги когерентності іоносферного каналу зв'язку $\Delta f_{\hat{\delta}}$ від несучої частоти радіосигналу f_0

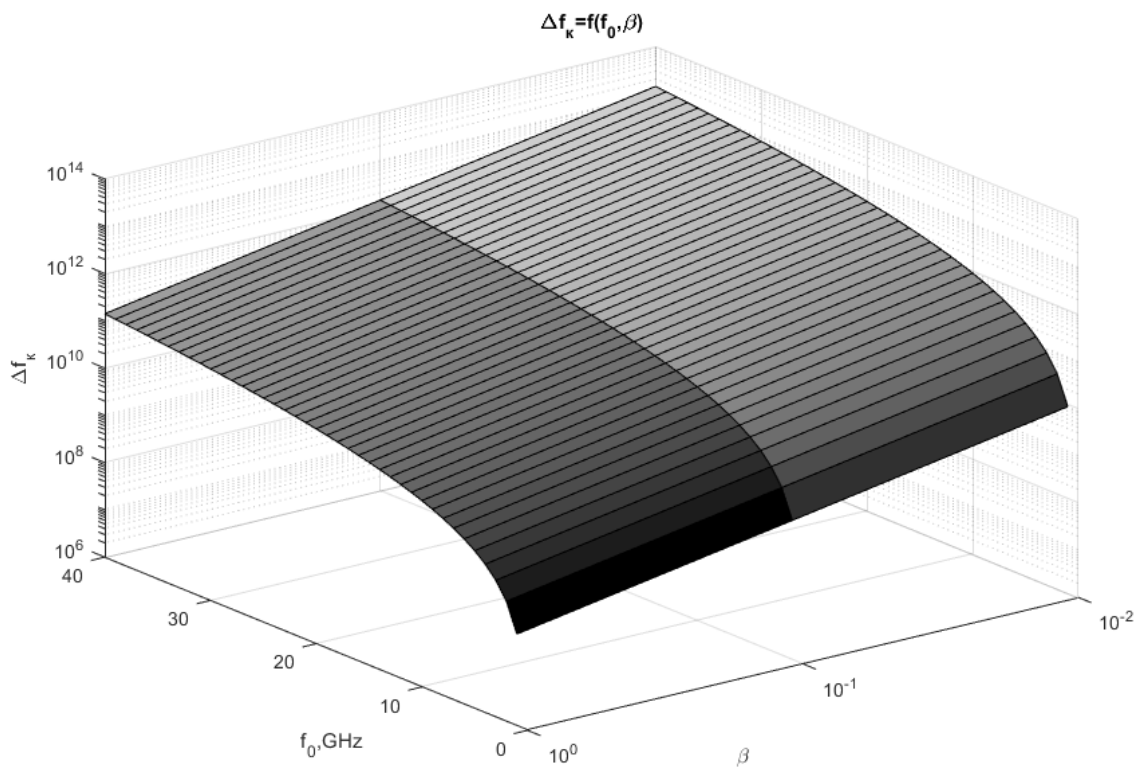


Рис. 5.10 Вплив зміни фазового параметра β на вигляд залежності смуги когерентності іоносферного каналу зв'язку $\Delta f_{\text{ког}}$ від f_0

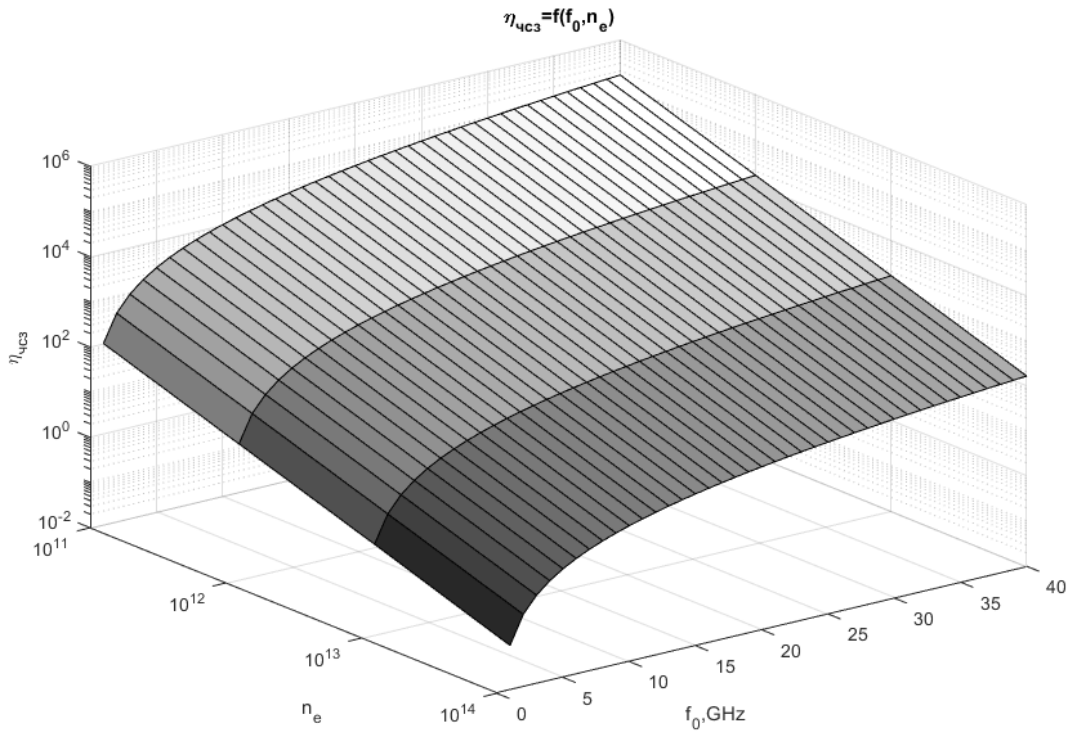


Рис. 5.11 Вплив зміни n_e на вигляд залежності коефіцієнта втрат $\eta_{\text{чсз}}$ від несучої частоти радіосигналу f_0

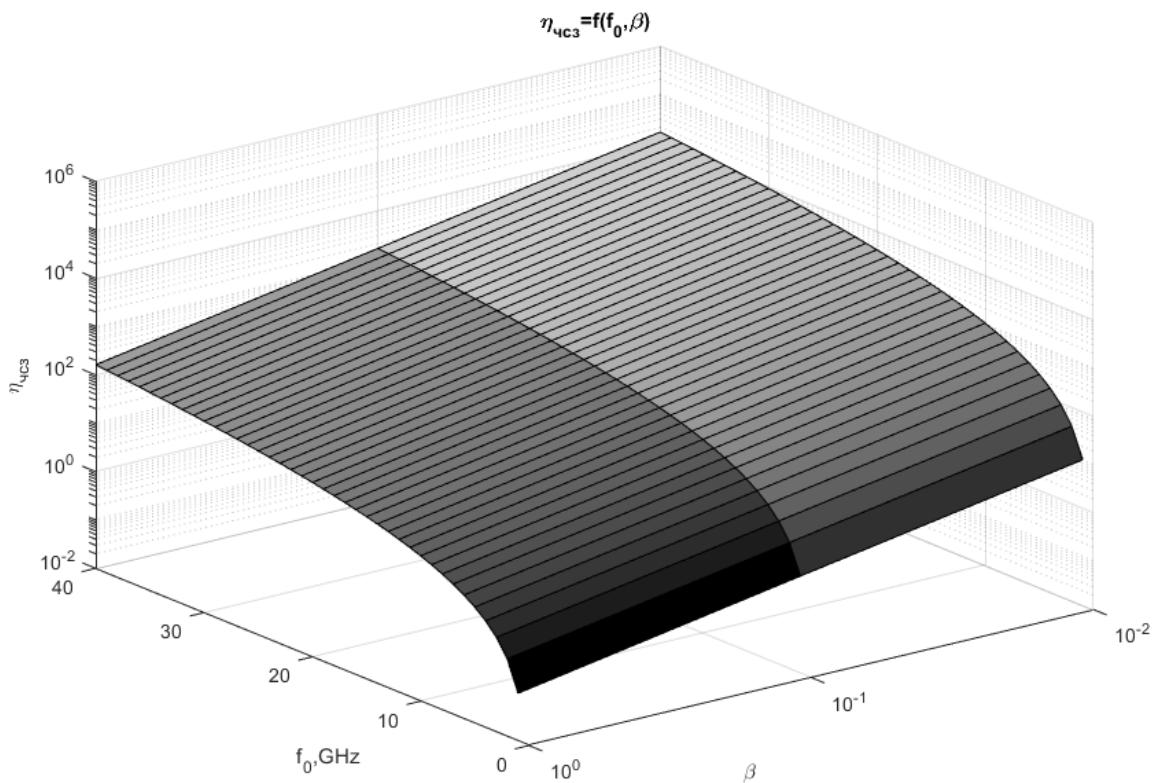


Рис. 5.12 Вплив зміни фазового параметра β на вигляд залежності коефіцієнта втрат $\eta_{\text{чсз}}$ від f_0

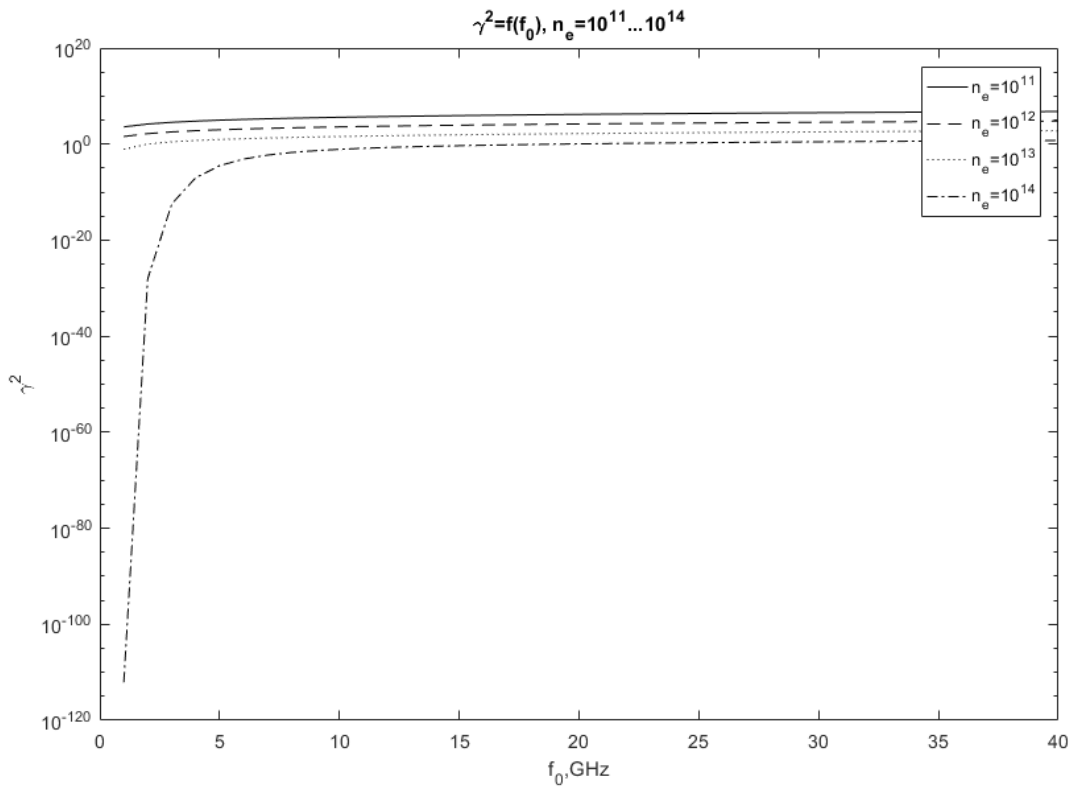


Рис. 5.13 Вплив зміни n_e на вигляд залежності коефіцієнта втрат $\eta_{чсз}$ від f_0

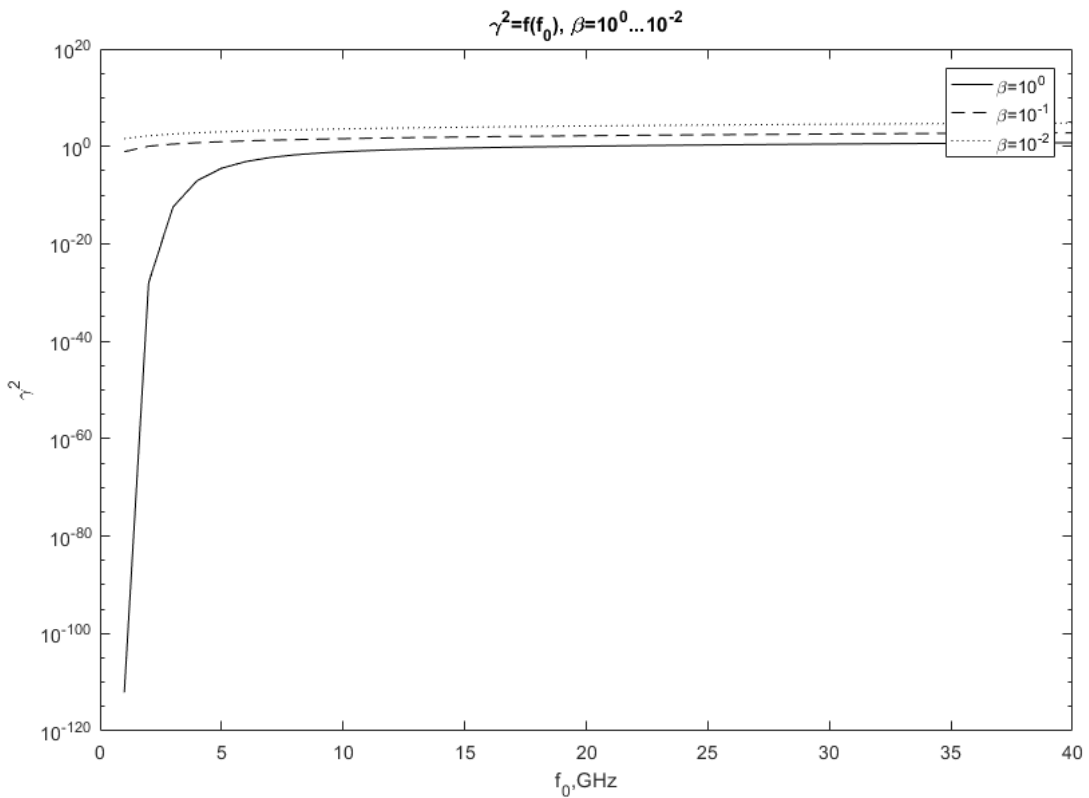


Рис. 5.14 Вплив зміни β на вигляд залежності коефіцієнта втрат $\eta_{чсз}$ від несучої частоти радіосигналу f_0

5.4 Обробка отриманих результатів математичного моделювання

Умовно стан збуреної іоносфери, у залежності від значень наведених фізичних параметрів в інтервалах їх імовірних збільшень $\beta=10^{-2}-10^{-1}$ і $n_e=10^{11}-10^{14}$ ел/м³, можна класифікувати в такий спосіб:

– коли $\beta=10^{-2}$ і $n_e=10^{13}$ ел/м³ – збурення мають слабкий вплив на проходження радіосигналів (ними, як правило, часто нехтують);

– коли $\beta=10^{-1}$ і $n_e=10^{13}$ ел/м³ – збурення мають середній вплив на проходження радіосигналів, часткове виникнення ЧСЗ (нехтувати такими збуреннями неприпустимо);

– коли $\beta=1$ і $n_e=10^{14}$ ел/м³ – збурення мають сильний вплив на радіосигнали (ЧСЗ).

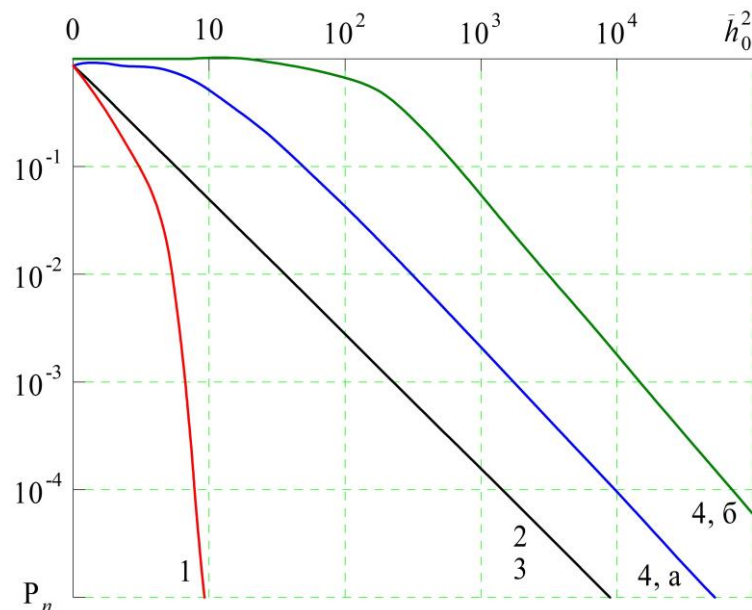


Рис. 5.15 Результати прогнозування завадостійкості РПП БРЛС при передачі сигналів із частотою $f_0=1$ ГГц та $\Delta f_0=(10^{-3}-10^{-2})f_0$ при різному стані іоносфери: 1 – $\beta=10^{-2}$, $n_e=10^{11}$ ел/м³ ($\gamma^2 \approx \infty$, $\eta_{чсз} \approx 1$); 2 – $\beta=10^{-2}$, $n_e=10^{13}$ ел/м³ ($\gamma^2 \approx 0$, $\eta_{чсз} \approx 1$); 3 – $\beta=10^{-1}$, $n_e=10^{13}$ ел/м³ ($\gamma^2 \approx 0$, $\eta_{чсз} \approx 1$); 4 – $\beta=1$, $n_e=10^{14}$ ел/м³ ($\gamma^2 \approx 0$); а) $\Delta f_0=10^{-3}f_0$ ($\eta_{чсз} \approx 8,5 \cdot 10^{-2}$); б) $\Delta f_0=10^{-2}f_0$ ($\eta_{чсз} \approx 8 \cdot 10^{-3}$)

Отримані результати імітаційного моделювання завадостійкості РПП БРЛС представлені на рис. 5.15-5.18.

Наведені графіки $P_n = \psi(\bar{h}_0^2)$ і результати розрахунку коефіцієнтів γ^2 і $\eta_{чсз}$, отримані для значень частот переданих сигналів $f_0 = 1, 5, 10, 40$ ГГц і відносної ширини їх спектру $\Delta f_0 = (10^{-2}-10^{-3}) f_0$, за значень фізичних параметрів іоносфери β і n_e , котрі відповідають умовам її слабких, середніх, сильних збурень. Для порівняння на рис. 5.15-5.18. зображені графіки кривих завадостійкості РПП БРЛС для умов незбуреного стану іоносфери ($\beta=10^{-2}$ і $n_e = 10^{11}$ ел/м³).

Слід зазначити, що отримані результати прогнозування завадостійкості РПП БРЛС для умов сильних збурень іоносфери будуть достовірні тільки за частоти f_0 рівної 40 ГГц.

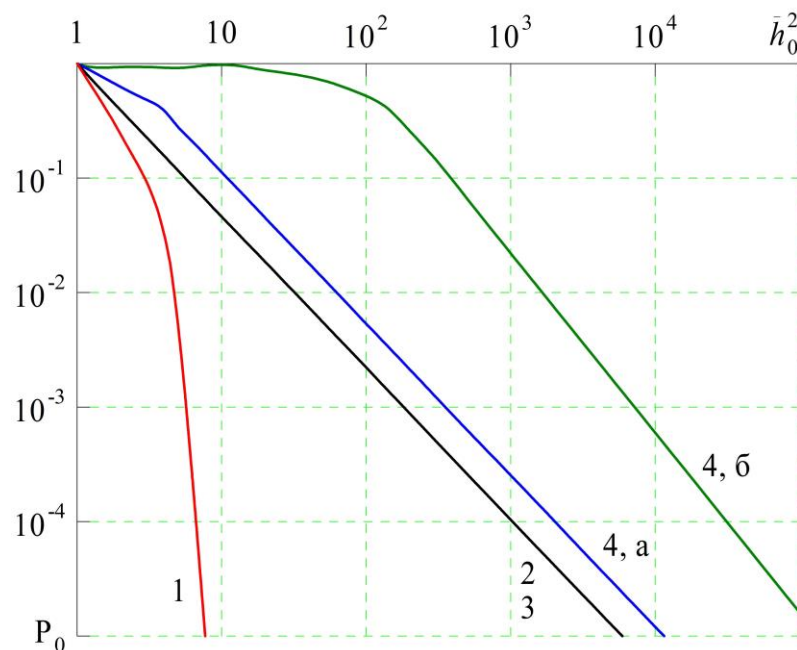


Рис. 5.16 Результати прогнозування завадостійкості РПП БРЛС при передачі сигналів із частотою $f_0 = 5$ ГГц та $\Delta f_0 = (10^{-3}-10^{-2}) f_0$ при різному стані іоносфери: 1 – $\beta = 10^{-2}$, $n_e = 10^{11}$ ел/м³ ($\gamma^2 \approx \infty$, $\eta_{чсз} \approx 1$); 2 – $\beta = 10^{-2}$, $n_e = 10^{13}$ ел/м³ ($\gamma^2 \approx 0$, $\eta_{чсз} \approx 1$); 3 – $\beta = 10^{-1}$, $n_e = 10^{13}$ ел/м³ ($\gamma^2 \approx 0$, $\eta_{чсз} \approx 1$); 4 – $\beta = 1$, $n_e = 10^{14}$ ел/м³ ($\gamma^2 \approx 0$); а) $\Delta f_0 = 10^{-3} f_0$ ($\eta_{чсз} \approx 0,45$); б) $\Delta f_0 = 10^{-2} f_0$ ($\eta_{чсз} \approx 6 \cdot 10^{-2}$)

Для значень частоти 1, 5, 10 ГГц вони відображають верхню межу завадостійкості, оскільки за даних значень f_0 і мають місце такі значення β і n_m сильнозбуреної іоносфери, що гранична умова $(\beta n_e)^2 \leq 9 \cdot 10^3 \frac{L_0}{z_e} \cdot f_0^3$ не виконується.

Тому випадкові зміни інтенсивності поля хвилі, котра приймається в цих випадках, будуть обумовлені флуктуаціями не тільки фазового фронту даної хвилі на виході іоносферного шару (σ_ϕ^2), але й амплітудного (σ_x^2).

Як результат – спотворення форми прийнятих РПП БРЛС сигналів і пов'язані з ними енергетичні втрати ($\eta_{чсз}$) будуть більш суттєвими, ніж ті, котрі враховуються в розробленій методиці.

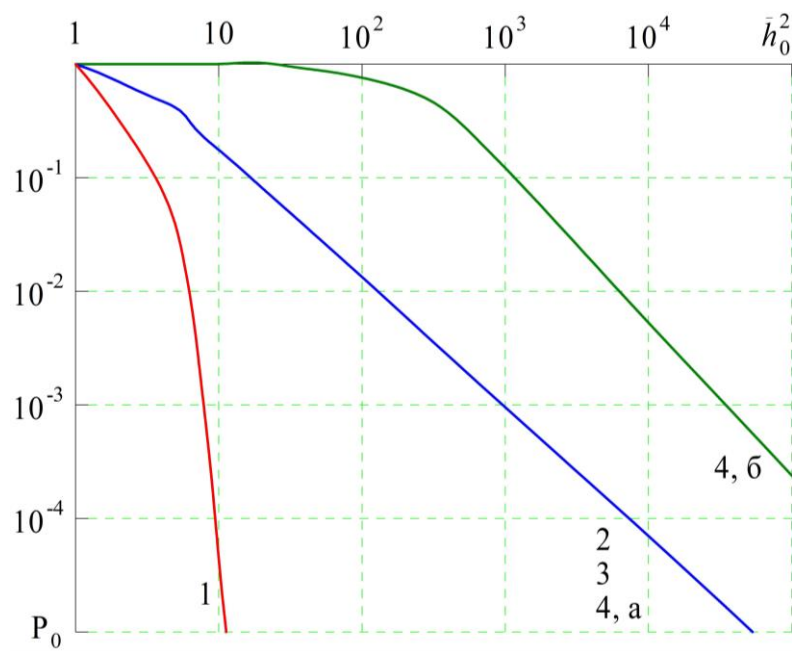


Рис. 5.17 Результати прогнозування завадостійкості РПП БРЛС при передачі сигналів з частотою $f_0=10$ ГГц та $\Delta f_0=(10^{-3}-10^{-2}) f_0$ при різному стані іоносфери: 1 – $\beta=10^{-2}$, $n_e=10^{11}$ ел/м³ ($\gamma^2 \approx \infty$, $\eta_{чсз} \approx 1$); 2 – $\beta=10^{-2}$, $n_e=10^{13}$ ел/м³ ($\gamma^2 \approx 0$, $\eta_{чсз} \approx 1$); 3 – $\beta=10^{-1}$, $n_e=10^{13}$ ел/м³ ($\gamma^2 \approx 0$, $\eta_{чсз} \approx 1$); 4 – $\beta=1$, $n_e=10^{14}$ ел/м³ ($\gamma^2 \approx 0$); а) $\Delta f_0=10^{-3} f_0$ ($\eta_{чсз} \approx 1$); б) $\Delta f_0=10^{-2} f_0$ ($\eta_{чсз} \approx 8 \cdot 10^{-2}$)

Справедливість зазначеного зауваження підтверджується оцінками завадостійкості некогерентного прийому сигналів у РПП БРЛС при утворенні іоносферних збурень, що отримані чисельними методами імітаційного моделювання на ЕОМ процесів трансіоносферного розповсюдження радіохвиль і обробки сигналів (див. рис. 5.17). Вони показують, що зниження завадостійкості розглянутих РПП БРЛС буде більш значним, у порівнянні з отриманими аналітичними результатами прогнозування. Це можна пояснити тим, що в чисельній методиці прогнозування враховано вплив як фазових, так і амплітудних флуктуацій фронту вихідної хвилі [6]. Однак перевірити і оцінити достовірність результатів використання зазначеної чисельної методики не представляється можливим через відсутність достатньої кількості початкових даних.

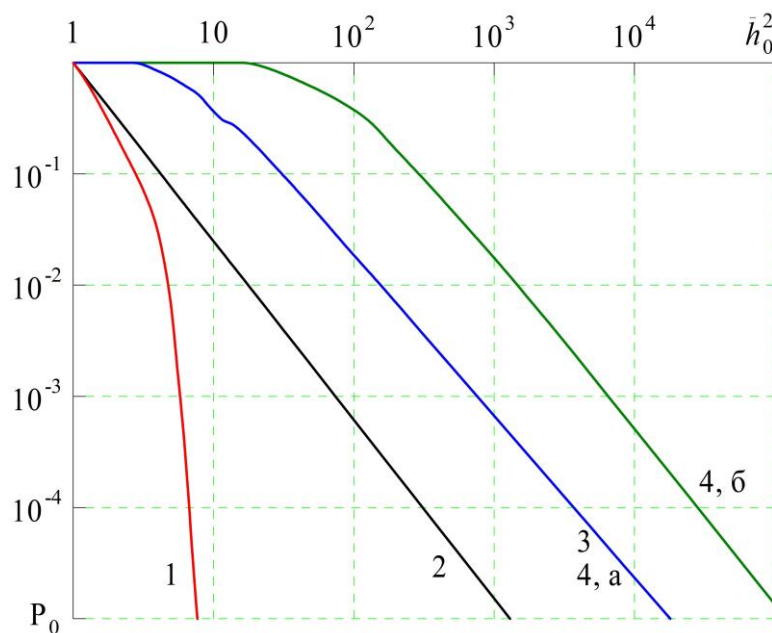


Рис. 5.18 Результати прогнозування завадостійкості РПП БРЛС при передачі сигналів із частотою $f_0 = 40$ ГГц та $\Delta f_0 = (10^{-3} - 10^{-2}) f_0$ при різному стані іоносфери: 1 – $\beta = 10^{-2}$, $n_e = 10^{11}$ ел/м³ ($\gamma^2 \approx \infty$, $\eta_{чсз} \approx 1$); 2 – $\beta = 10^{-2}$, $n_e = 10^{13}$ ел/м³ ($\gamma^2 \approx 0$, $\eta_{чсз} \approx 1$); 3 – $\beta = 10^{-1}$, $n_e = 10^{13}$ ел/м³ ($\gamma^2 \approx 0$, $\eta_{чсз} \approx 1$); 4 – $\beta = 1$, $n_e = 10^{14}$ ел/м³ ($\gamma^2 \approx 0$); а) $\Delta f_0 = 10^{-3} f_0$ ($\eta_{чсз} \approx 1$); б) $\Delta f_0 = 10^{-2} f_0$ ($\eta_{чсз} \approx 0,35$)

Результати імітаційного моделювання залежності завадостійкості РПП БРЛС від \bar{h}_0^2 і частоти f_0 представлено на рис. 5.19.

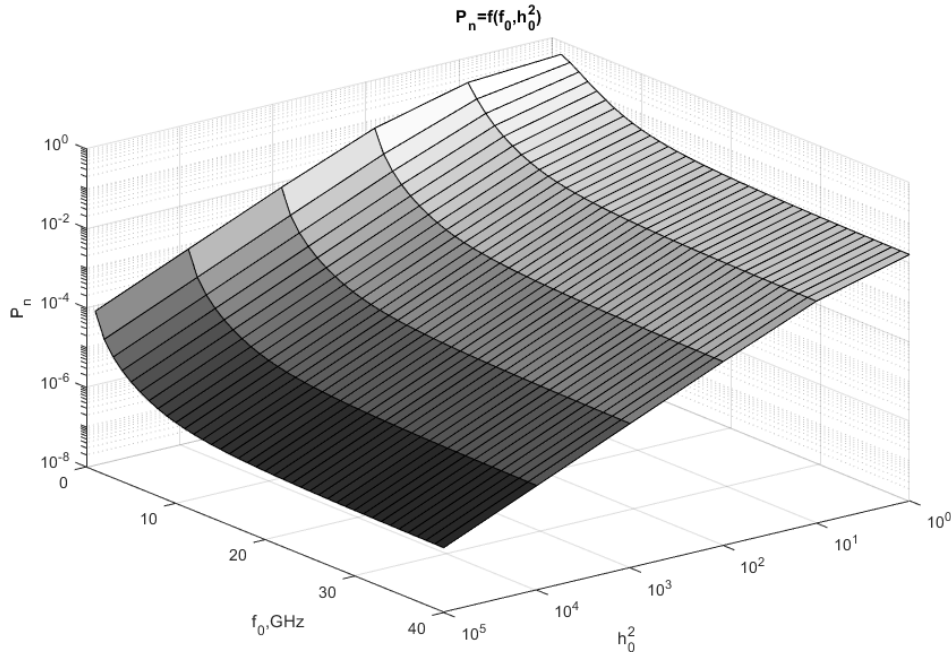


Рис. 5.19 Результати залежності завадостійкості БРЛС РПП під час передачі сигналів від частоти f_0 і відношення сигнал/шум \bar{h}_0^2

Отримані за допомогою розробленого аналітичного методу результати прогнозування завадостійкості РПП БРЛС в умовах збурень іоносфери та РЕП дозволяють зробити наступні висновки і рекомендації:

1. За наявності навіть слабких збурень характер завмирань прийнятих у РПП БРЛС радіосигналів дециметрового і сантиметрового діапазону довжин хвиль (в тому числі з $f_0 > 6$ ГГц) стає близьким до релеєвського, що потребує збільшення енергетичного запасу радіоліній існуючих БРЛС до 40 дБ.

2. Енергетичного запасу в 10 дБ сучасних комірних БРЛС зазначених вище діапазонів не вистачить для забезпечення $P_n \sim 10^{-5}$ в умовах збурення іоносфери Землі, тому необхідно підвищити енергетичні характеристики апаратури БРЛС КА;

3. В умовах сильних збурень іоносфери прийом радіосигналів БРЛС РПП буде супроводжуватися виникненням ЧСЗ і енергетичними втратами ($\eta_{чсз}$), для компенсації котрих необхідне додаткове збільшення енергетичного

запасу радіоліній (наприклад, для $f_0=1$ ГГц цей запас повинен бути збільшений не менше ніж на 20 дБ).

4. Використання міліметрового діапазону довжин хвиль, у порівнянні з традиційними, а також методики локального знищення щільності іоносферного шару, розробленого та детально розглянутого в розділі 4 даних дисертаційних досліджень, дозволить суттєво підвищити стійкість РПП БРЛС за будь-якого ступеня збурень. В умовах впливу сильних збурень іоносфери, для забезпечення необхідної $P_n \sim 10^{-5}$ також необхідно збільшити \bar{h}_0^2 приблизно на 20 дБ, у порівнянні з випадком незбуреної іоносфери.

Отже, запропонований науково-методичний апарат дозволяє спрогнозувати стійкість РПП БРЛС, а також розробляти науково обґрунтовані вимоги до енергетичних і частотних параметрів РПП БРЛС, за заданого способу їх оброблення.

Незважаючи на те, що запропоновані науково-практичні рекомендації щодо підвищення завадостійкості РПП БРЛС мають ряд недоліків, пов'язаних із обмеженнями по достовірності її використання для різного ступеня збурень іоносфери, їх можна застосувати для проведення наближених розрахунків шуканої величини P_n . Необхідно зазначити, що закладений в основу розробки даної методики підхід є досить продуктивним і допускає можливість її подальшого розвитку з метою отримання достовірних результатів прогнозування завадостійкості РПП БРЛС для інших класів радіосигналів і способів їх обробки, а також більш високого ступеня збурення іоносфери.

5.5. Порівняльна оцінка отриманих теоретичних і експериментальних результатів

Процес оцінювання призначений для перевірки розроблених у третьому розділі методах та алгоритмах адаптивного виявлення та оброблення радіосигналів, направлених на підвищення завадостійкості РПП БРЛС. Відповідно до зазначеного, необхідно вирішити такі завдання:

1. Перевірка працездатності адаптивного детектора радіосигналів НВЧ і ВВЧ діапазону.

2. Виявлення особливостей адаптивного переходу від когерентного режиму до автокореляційного і навпаки.

3. Експериментальна перевірка основних результатів теоретичних досліджень впливу ЧСЗ на поширення радіохвиль НВЧ та ВВЧ діапазонів.

Програма цього етапу експерименту включає в себе наступні пункти:

- проведення комплексних вимірювань фазових характеристик високошвидкісних радіоліній у різних типових метеоумовах, включаючи вплив ударної хвилі вторинної іонізації на КА (високотемпературної плазми);

- оцінка завадостійкості РПП при когерентному прийомі в умовах спотворення форми сигналу;

- перевірка особливостей адаптивного переходу, під час виявлення радіосигналів від когерентного до автокореляційного прийому, за наявності ЧСЗ на трасі поширення радіохвиль НВЧ і ВВЧ діапазонів і, навпаки, у випадку відсутності ЧСЗ;

- визначення граничної величини дисперсії фази, починаючи з котрої імовірність помилки сигналу при когерентному прийомі більша, ніж при автокореляційному;

- практичне визначення виграшу за завадостійкістю в адаптивному детекторі за рахунок адаптивного переходу від когерентного до автокореляційного прийому;

- аналіз отриманих результатів експерименту.

Для ефективності та наочності експериментальних досліджень завадостійкості РПП БРЛС другий етап експерименту доцільно провести в умовах активних турбулентних процесів в іоносфері [11]. При цьому турбулентність атмосфери буде здійснювати основний внесок у нелінійні прояви в каналах поширення НВЧ і ВВЧ радіохвиль за відсутності гідрометеорів [137]. В якості експериментальної установки була обрана РТС ДМРЛ, яка працює на хвилях $\lambda = 3\text{ см}; 0,86\text{ см}$. Дана станція переобладнана під

адаптивне виявлення НВЧ і ВВЧ радіолінії із наступними основними ТТХ.

Передавальний термінал:

1. Канал – 1 (ВВЧ):

- антена Кассегрена з діаметром головного дзеркала 1,1 м;
- середня потужність передавача – 70 мВт;
- центральна частота – 37 ГГц.

2. Канал – 2 (НВЧ):

- антена рупорна з лінійними розмірами хвилеподібного перетину 20x25 см;
- середня потужність передавача 20 мВт ;
- центральна частота – 9,958 ГГц .

Спектр сигналу зондування містив три дискретні складові, отримані шляхом амплітудної модуляції несучого коливання передавача монохроматичним сигналом.

Приймальний термінал:

1. Антенно-хвилеподібна система:

- ширина діаграми спрямованості на рівні 0,707 в робочому діапазоні:
 - а) I каналу – не більше 13';
 - б) II каналу – не більше 44';
- рівень бічних пелюсток:
 - а) I каналу – не більше 12 % по полю;
 - б) II каналу – не більше 10 % по полю;
- втрати в тракці в режимі передачі складають:
 - а) I каналу – 4,5 дБ;
 - б) II каналу – 2,5 дБ.

Дводіапазонна антена складається з параболічного відбивача і подвоєного дводіапазонного опромінювача. Параболічний відбивач являє собою параболоїд обертання з розкритом по колу та переміщується за допомогою електродвигунів. Урахування пружних деформацій під час обертання параболічного відбивача, котрий приводиться в рух електричним приводом та

їх вплив на результати експерименту, детально досліджені в роботах [258-260].
 Діаметр розкриття відбивача – 3000 мм. Фокусна відстань відбивача – 1320 мм.
 Робоча поверхня відбивача виконана з суцільного металевого листа.

2. Канал - 1 (ВВЧ):

- чутливість РПП за мінімально-розпізнаним вхідним сигналом – не менше 115 дБ;
- смуга пропускання за проміжною частотою – не менше 10 МГц;
- динамічний діапазон вхідних сигналів, котрий не викликає перевантажень:

 - в лінійному режимі – 25 дБ;
 - в логарифмічному режимі – 60 дБ;

- автоматичне налаштування частоти (АНЧ) гетеродина – не менше 50 МГц.

3. Канал -2 (НВЧ):

- чутливість РПП за мінімально-розпізнаним вхідним сигналом – не менше 132 дБ;
- смуга пропускання за проміжною частотою – не менше 1,5 МГц;
- амплітуда вихідного сигналу - не менше 10 В;
- динамічний діапазон вхідних сигналів, котрий не викликає перевантажень:

 - в лінійному режимі – 25 дБ;
 - в логарифмічному режимі – 60 дБ;

- АНЧ гетеродина – не менше 30 МГц.

Найбільш важливим завданням є проведення комплексних вимірювань фазових характеристик широкопasmових тропосферних радіоліній міліметрового діапазону довжин хвиль у різних типових умовах.

Для практичного використання була розроблена дослідна широкопasmова радіолінія зі смугою частот 1 ГГц і центральною частотою $f_0 = 37$ ГГц. Вертикальний профіль траси поширення 8-міліметрових радіохвиль представлений на рис. 5.20.

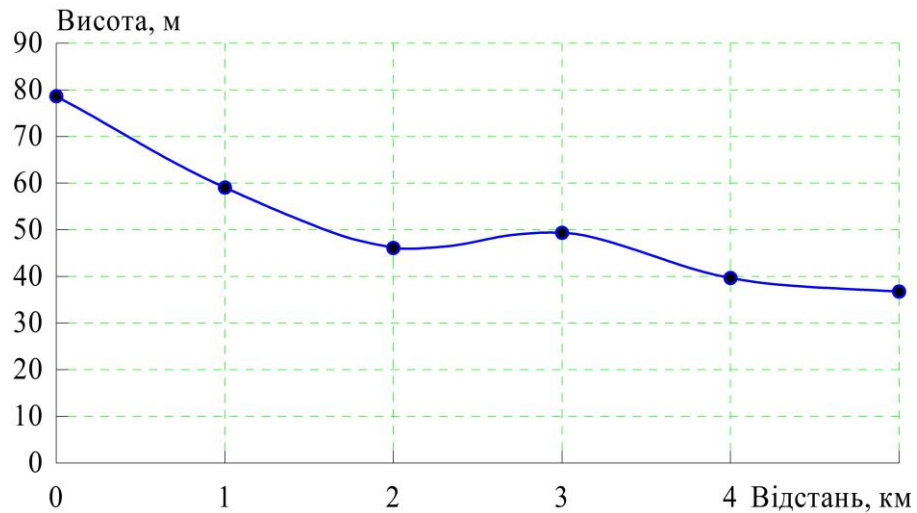


Рис. 5.20 Вертикальний профіль траси поширення радіохвиль

На приймальному і передавальному терміналах радіолінії використовувалися ідентичні антени Кассегрена з діаметром головного дзеркала 1,1 м; спектр сигналу зондування містив три дискретні складові, отримані шляхом амплітудної модуляції несучого коливання передавача монохроматичним сигналом із частотою 500 МГц (дана модуляція здійснюється шляхом зміни напруги живлення генератора на діоді Ганна, на якому реалізований передавач із середньою потужністю 70 мВт), приймач створений за супергетеродинною схемою на діоді з бар'єром Шоткі на вході (зі змішувачем, котрий не охолоджується). Коефіцієнт шуму приймача становить 9 дБ, фільтрація спектральних складових вхідного сигналу здійснюється за допомогою схеми АНЧ.

Довжина експериментальної радіолінії (рис. 5.21) прямої видимості склала 4825 м. У процесі проведення експерименту відстань $R_{\text{експ}}$ між досліджуваною і допоміжною РТС має задовольняти умову [120]

$$R_{\text{експ}} \geq \frac{2d_{\text{експ}}^2}{\lambda}, \quad (5.1)$$

де $d_{\text{експ}}$ – діаметр розкриття антени, котра досліджується;

λ – довжина хвилі, що використовується, коли допустима методична

похибка вимірювання параметрів становить не більше 1%.

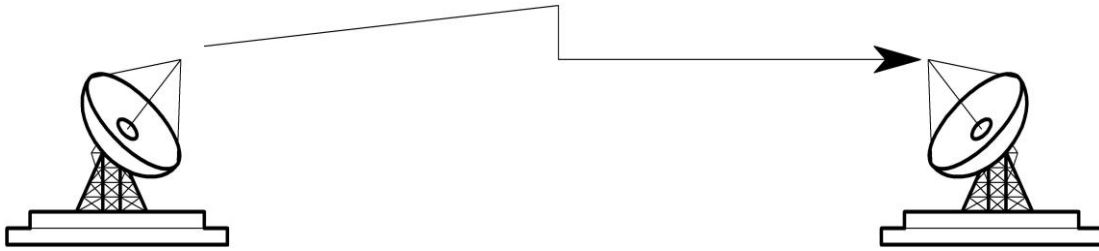


Рис. 5.21 Схема проведення натурального експерименту

За умови (5.1), для експериментальної РТС, коли $\lambda_1=3\text{см}$, $R_{1\text{експ}} \geq 600\text{ м}$, а $\lambda_2=0,86\text{ см}$, $R_{2\text{експ}} \geq 2093\text{ м}$ маємо, що умова знаходження радіосигналу між приймальною та передавальною РТС виконується для обох частотних діапазонів (рис. 5.20).

Необхідно зазначити, що енергетичний потенціал досліджуваної радіолінії дозволив забезпечити співвідношення сигнал/шум на рівні 50 дБ. Це гарантувало високоточне вимірювання фазових спотворень $\Delta\varphi$ сигналів зондування в експериментальному ВВЧ радіоканалі, причому значення $\Delta\varphi$ кількісно оцінювалося шляхом роздільного перемноження центральної частоти передавача з кожним із бічних коливань та подальшим обчисленням величини $\Delta\varphi = 2\varphi_2 - \varphi_1 - \varphi_3$, де φ_1 , φ_2 , φ_3 – приріст фази, отриманий нижньою бічною, центральною і верхньою бічною спектральними складовими сигналу зондування відповідно під час їх поширення в дослідній радіолінії.

Для підвищення достовірності результатів вимірювань періодично (з інтервалом в 1 годину) здійснювалося калібрування приймальної апаратури за тестовим сигналом імітатора з апріорно відомими параметрами і ідентичним сигналу зондування спектральним складом, територіально розташованого на приймальному терміналі радіолінії. Отже, забезпечувалась сумарна апаратурна похибка зміни фази порядку $0,6^\circ$ і методична помилка близько $0,4^\circ$.

Вимірювання забезпечувалися основними даними про нижній шар атмосфери. За результатами досліджень отримана типова реалізація добової зміни величини, рис. 5.22 та рис. 5.23.

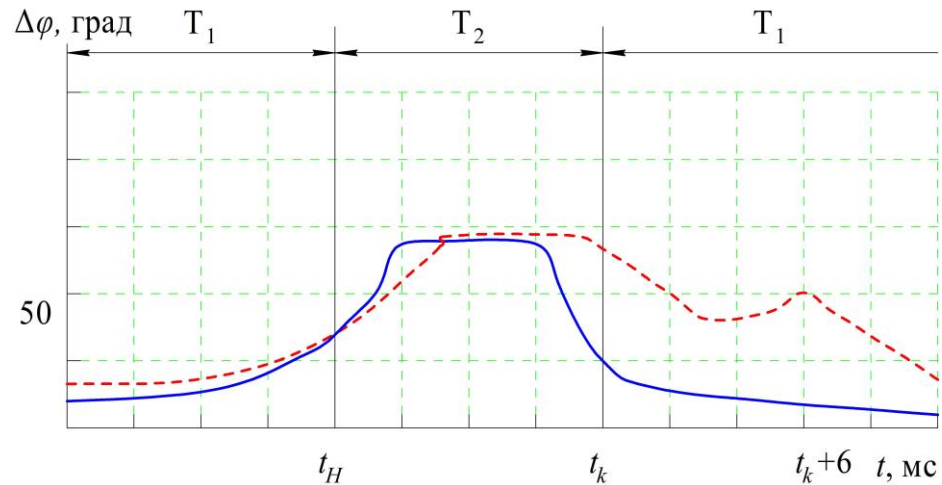


Рис. 5.22 Типова реалізація зміни $\Delta\varphi$ в залежності від зміни метеоумов: суцільна лінія - теоретичний розподіл $\Delta\varphi$; пунктир – експериментальний розподіл $\Delta\varphi$

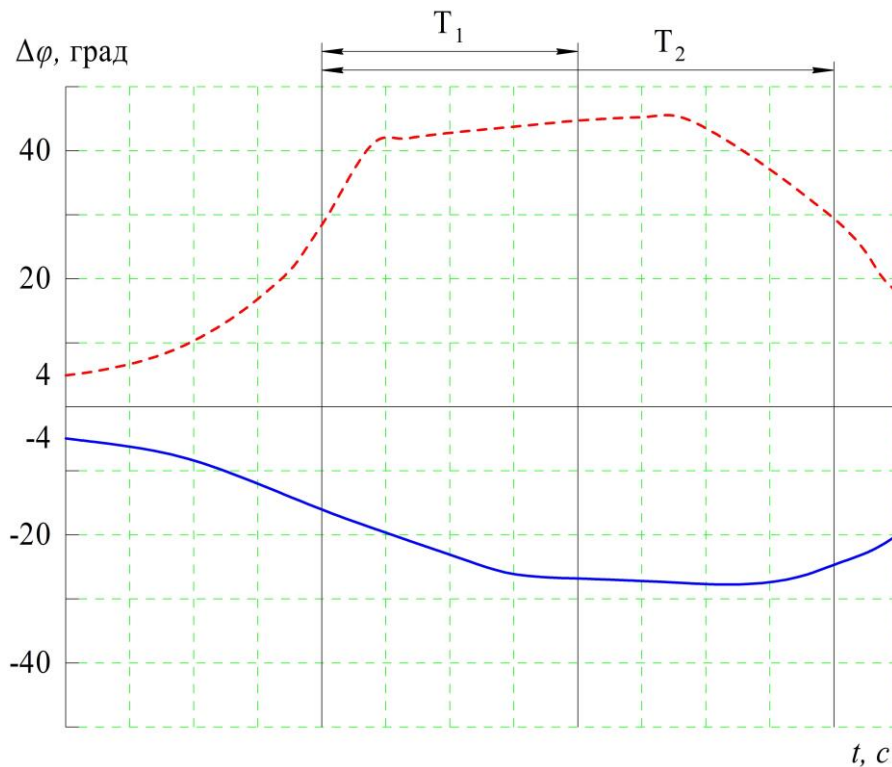


Рис. 5.23 Прояви величини дисперсії фази $\Delta\varphi$ від наявності ЧСЗ у каналі поширення радіохвиль: T_1 – час випадання опадів; T_2 – час прояву ЧСЗ

Аналіз представленого графічного матеріалу та інших експериментальних результатів дозволяє зробити висновок про те, що під час відсутності гідрометеорів величина $\Delta\varphi$ повільно флюктує в околі нульового значення з відхиленнями, зазвичай не більше $\pm 4^\circ$. Випадання гідрометеорів призводить до

зростання $\Delta\varphi$ від -15^0 до $+40^0$, причому початок зростання збігається, як правило, з початком дощу, але після його закінчення дисперсія фази може залишатися стабільною досить довго (особливо у випадку високої температури повітря).

На рис. 5.24 наведено часову діаграму роботи адаптивного приймального пристрою. Для забезпечення можливості об'єктивного порівняння і статистичної обробки дослідних даних співставлення останніх проводилось на основі використання інтегральної інтенсивності дощу, котра відповідає дощу з однаковим (з реальним дощем) загальним ослабленням і рівномірною, уздовж всієї траси поширення радіохвиль, інтенсивністю [4, 46]

$$A_i = R_d J_\partial^{B'} a' \Big|_{\lambda=8,6 \text{ мм}} = 0,25 \kappa J_H, \quad (5.2)$$

де A_i – ослаблення, дБ;

R_d – довжина траси поширення, м;

J_∂ – інтенсивність дощу, мм/год;

a' , B' – коефіцієнти, котрі залежать від частоти сигналу, температури навколишнього середовища і розподілу крапель за розмірами.

У процесі експериментального дослідження аномальної дисперсії фази та впливу на якість когерентної передачі дискретних сигналів з фазовою маніпуляцією визначено, що за величини дисперсії фази $\Delta\varphi=40^0-60^0$ тропосферних ВВЧ радіоканалів співвідношення сигнал/шум знижується до 2-4 дБ для відносної фазорізницевої модуляції сигналів. Зниження обумовлене змішанням оцінок інформаційних параметрів, котрі викликані фазовими спотвореннями модульованих коливань у процесі когерентного відновлення несучої частоти.

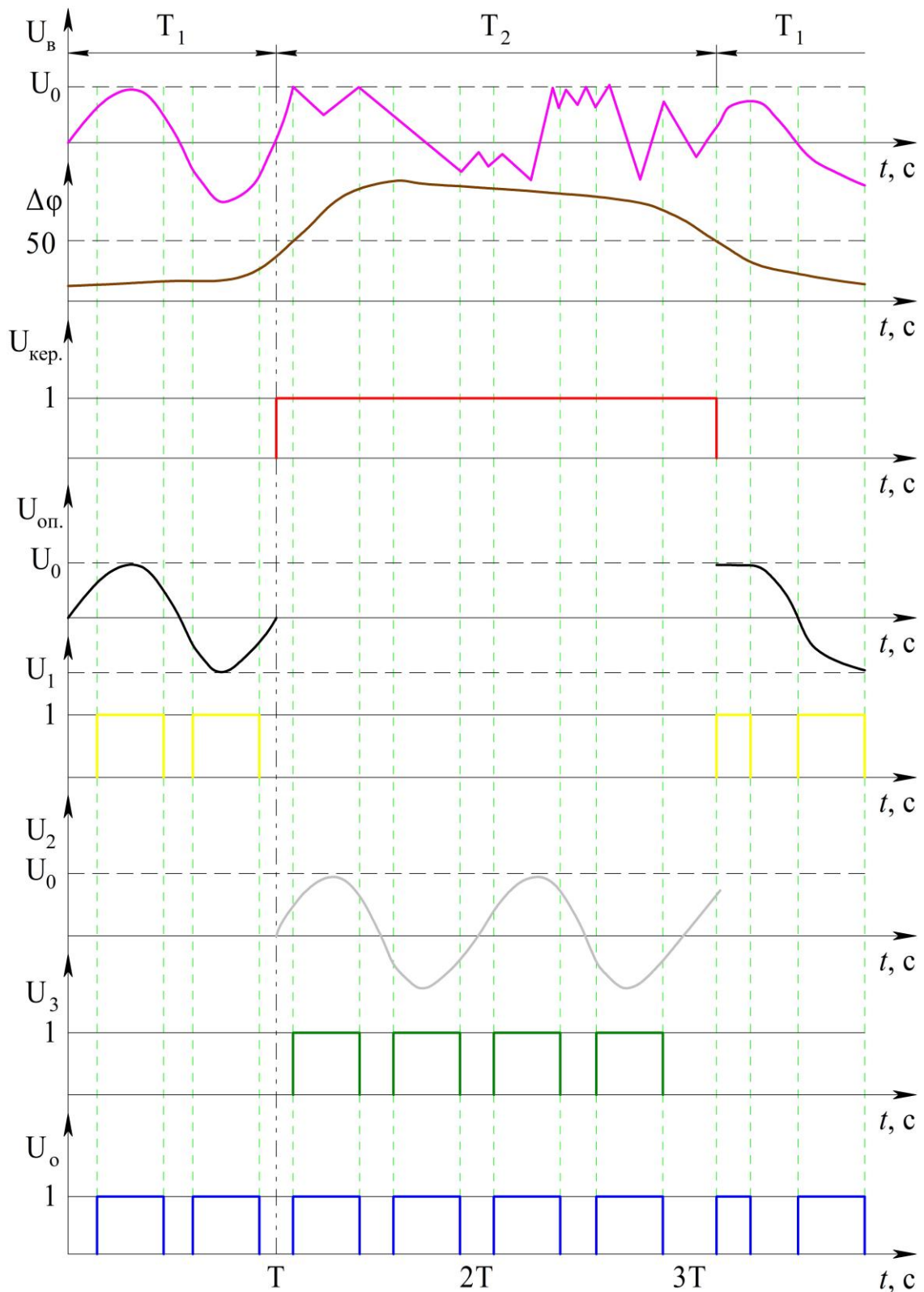


Рис. 5.24 Часова діаграма роботи адаптивного приймального пристрою:

T_1 – час відсутності в каналі ЧСЗ; T_2 – час наявності в каналі ЧСЗ

Результати експериментальних вимірювань наведені на рис. 5.25 для автокореляційного, когерентного і адаптивного режимів.

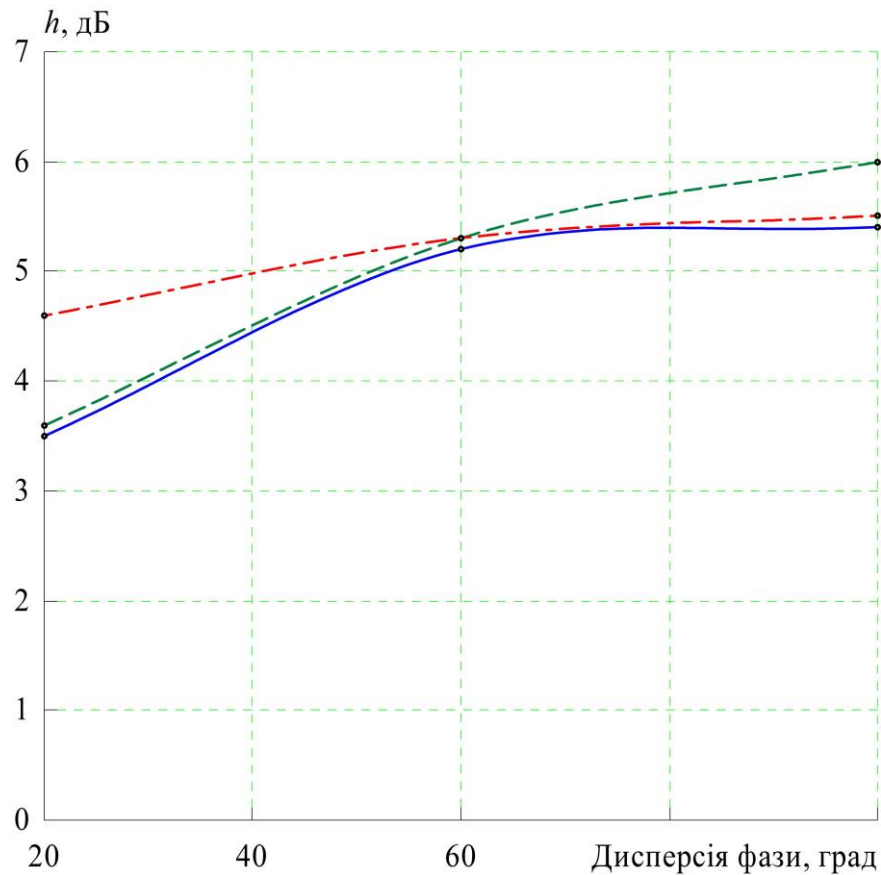


Рис. 5.25 Залежність величини відношення сигнал/шум від значення фазових спотворень для когерентного (пунктирна лінія), автокореляційного (штрих-пунктирна лінія) і адаптивного (суцільна лінія) прийомів відносної фазорізницевої модуляції сигналів; • – результати експериментального вимірювання

При цьому для забезпечення ймовірності помилки 10^{-5} програш для умов $\Delta\varphi = 60^\circ$ порівняно з $\Delta\varphi = 0^\circ$ для автокореляційного режиму, становить 1,4 дБ, для когерентного режиму - 3 дБ. Виграш адаптивного режиму, в порівнянні з когерентним режимом - 1,03 дБ, при цьому для $\Delta\varphi = 80^\circ$ ці значення зростають.

Отже, має місце підтвердження теоретичного висновку про необхідність переходу, за величини дисперсії фази $\Delta\varphi > 55^\circ$, від когерентного режиму до автокореляційного режиму демодуляції.

Оцінка завадостійкості на основі порівняння результатів натурального експерименту з теоретичними даними наведена на рис. 5.26.

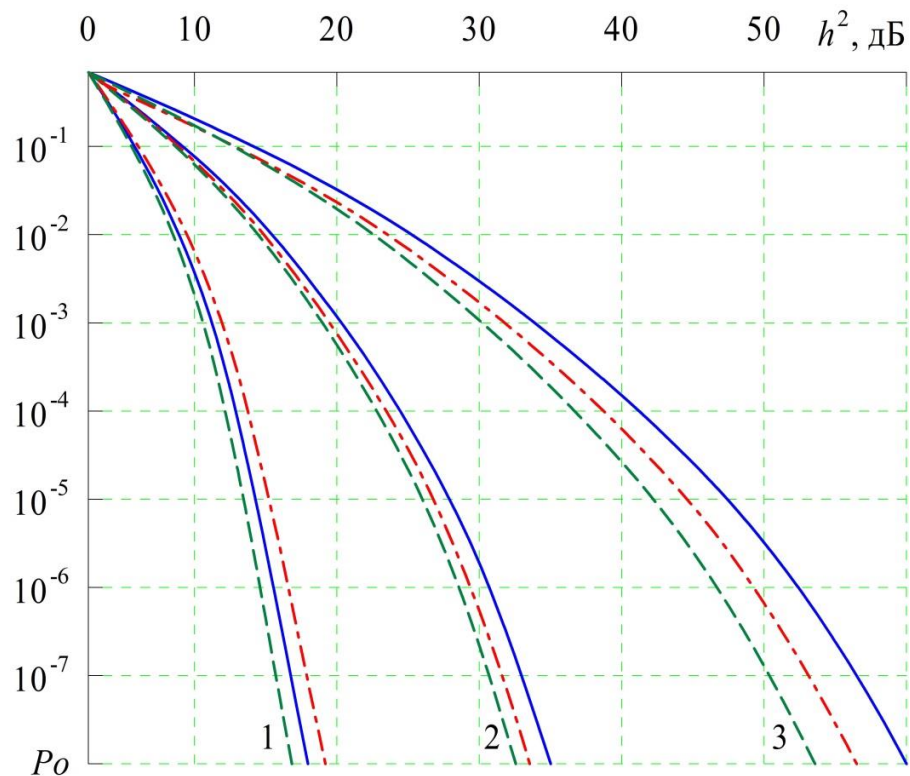


Рис. 5.26 Порівняльна оцінка завадостійкості адаптивної і відомої системи виявлення сигналів (1 – $\Delta\varphi = 0^\circ$, 2 – $\Delta\varphi = 55^\circ$, 3 – $\Delta\varphi = 80^\circ$), де: суцільна лінія – прототип; пунктирна лінія – розрахункові значення; штрих-пунктирна лінія – результати експерименту

Аналіз отриманих результатів показав, що за рахунок оперативної оцінки поточного стану траси поширення НВЧ і ВВЧ радіохвиль із подальшим переходом від режиму оптимального когерентного прийому до режиму автокореляційного прийому і назад, відповідно за наявності або відсутності ЧСЗ у радіолінії, отримано вигреш за завадостійкістю. Цей вигреш у порівнянні з існуючими системами складає 0,9 - 1 дБ для відносної фазорізницевої модуляції сигналів за ймовірності помилкового прийому 10^{-5} .

Висновки за розділом

1. Отримано результати прогнозування завадостійкості РПП БРЛС для умов максимальних збурень іоносфери.

2. Визначено чисельні значення параметрів збурень іоносфери для різних фізичних явищ атмосфери Землі, що дозволяє прогнозувати стійкість РПП БРЛС у різних умовах експлуатації. Визначено, що стійкість буде достовірно визначена тільки для несучої частоти понад $f_0=10$ ГГц, а розрахунки з $f_0=1-5$ ГГц відображають межі умов використання розробленого методу.

3. За допомогою розробленого методу отримані результати прогнозування завадостійкості РПП для метрового і дециметрового діапазонів довжин хвиль в умовах сильних збурень іоносфери. Визначено, що для забезпечення необхідної імовірності помилки $P_{\text{ин}} \sim 10^{-5}$ необхідно мати енергетичний запас радіоліній близько 20 дБ, що висуває додаткові умови до підвищення енергетичних характеристик РП.

4. Застосування компенсатора завад третього порядку дозволило підвищити верхню межу лінійного динамічного діапазону з 63,5 дБ до 100,75 дБ, тобто на 37,25 дБ. Очікуваний результат дорівнює 60-70 дБ.

5. За результатами натурних випробувань отримано, що величина дисперсії фази залишається значною та залежить від температури.

6. У процесі проведених експериментальних досліджень отримані залежності величини дисперсії фази сигналу від умов на трасі поширення. Підтверджено відмінності у взаємозв'язку величини відношення сигнал/шум від значення фазових спотворень для когерентного і автокореляційного прийому сигналів, що дозволяє практично реалізувати адаптивний прийом.

7. Проведено оцінку величини дисперсії фази сигналу та отримано порогове значення, за якого показники якості когерентного і автокореляційного прийому сигналу збігаються, що дозволило визначитись з умовою вибору виду прийому в процесі реалізації адаптивного РПП.

8. Експериментально визначена гранична величина дисперсії фази $\Delta\varphi \approx 55^\circ$, за якої спостерігаються значні спотворення форми сигналів, це підтверджено теоретично та несуттєво відрізняється від розрахункових даних і пояснюється впливом багатопроменевості прийому ВВЧ радіосигналів.

9. Експериментальна перевірка запропонованого адаптивного прийому

НВЧ і ВВЧ радіосигналів показала, що використання переваг когерентного і автокореляційного режимів із оперативним аналізом величини дисперсії фази сигналу, на трасі поширення радіохвиль, дозволяє застосувати загальну теорію адаптації для удосконалення телекомунікаційних систем. Використання адаптивних нелінійних компенсаторів НВЧ і ВВЧ діапазонів дозволяє підвищити стійкість перед завадами радіоліній у $\sim 2,3$ рази.

10. Експериментально підтверджені висновки теоретичного аналізу завадостійкості нелінійної адаптивної компенсації і основні положення науково обґрунтованої методики проектування перспективних РПП БРЛС, що є доказом правильності розробленої методології і наведених теоретичних досліджень.

11. Встановлено, що використання перспективного міліметрового діапазону довжин хвиль дозволяє суттєво підвищити завадостійкість РПП БРЛС за наявності суттєвих збурень іоносфери.

РОЗДІЛ 6

НАУКОВО-ПРАКТИЧНА РЕАЛІЗАЦІЯ РОЗРОБЛЕНИХ МЕТОДІВ ПІДВИЩЕННЯ ЯКОСТІ ФУНКЦІОНУВАННЯ БРЛС НА ОСНОВІ СИНТЕЗУ АДАПТИВНИХ КОМПЕНСАТОРІВ

6.1. Синтез адаптивного алгоритму компенсації нелінійних спотворень у радіопристроях

Розробимо конкретні практичні рекомендації щодо вдосконалення БРЛС на основі обґрунтування і застосування адаптивних способів розширення лінійного динамічного діапазону їх РПП. В першу чергу необхідно провести синтез адаптивного методу пригнічення нелінійних спотворень в РП. Для цього доцільно привести умови даної задачі у відповідність із класичною постановкою задачі адаптивної компенсації завад у лінійних РПП [18, 33, 96, 206]. Відомі лінійні адаптивні компенсатори характеризуються наявністю основного і опорного входів, на які надходить відповідно суміш корисного сигналу і завади [18, 96, 261]. При цьому завада в опорному вході корельована тільки з сигналом завади з основного входу і статистично невзаємопов'язана (або слабше корельована) із корисним сигналом [18, 96]. Щоб мати можливість безпосередньо використовувати математичний апарат теорії адаптивних систем [18, 55, 96, 262] та з метою формалізації задачі адаптивної компенсації нелінійних спотворень, умовно представимо вихід і вхід одномірного РП в якості основного і опорного входів нелінійного адаптивного компенсатора, відповідно. Зазначені входи надалі будемо називати адаптивними компенсаторами нелінійних спотворень (АКНС) [18, 96]. Тоді загальна структурна схема одномірного АКНС (див. рис. 6.1) еквівалентна класичному лінійному адаптивному компенсатору [18]. Дійсно, вхідний сигнал X

статистично пов'язаний тільки з вихідним сигналом Y та не корелюється з внутрішніми шумами N даного РП.

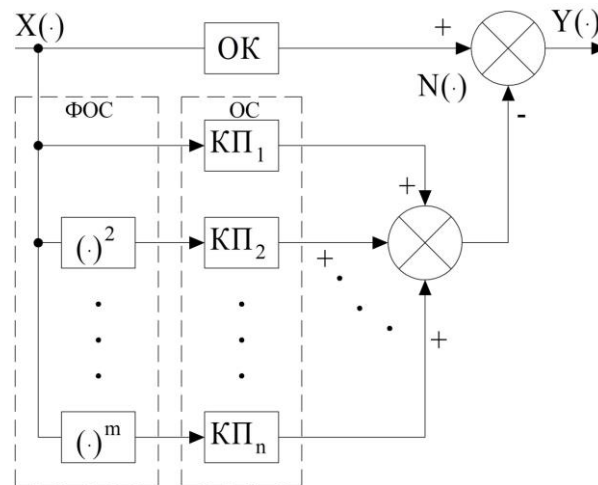


Рис.6.1 Загальна структурна схема одномірного АКНС: ОК – основний канал; ФОС – формувач опорних сигналів; ОС – опорна схема; КП_n – n-й канал прийому радіосигналів

Очевидно, що структура АКНС повністю однозначно визначається способом опису нелінійних процесів РП [4, 6] і алгоритмом розв'язання задачі адаптивної компенсації нелінійних спотворень [24].

Вихідний сигнал одномірного нелінійного РП у вигляді усіченого першими m членами ряду Вольтерра згідно із роботою [41], можна представити так

$$Y(f_1, \dots, f_m) = Y_c(f_1, \dots, f_m) + N(f) = \sum_{k=1}^m H_k(f_1, \dots, f_k) \prod_{i=1}^k X(f_i) + N(f). \quad (6.1)$$

Тоді, відповідно до методу модифікованих СМС [69, 171] із методу "нелінійних вхідних сигналів" випливає, що для одномірних РП загальний опорний вхід АКНС відокремлюється в формувачі опорних сигналів на m опорних входів, на кожен із котрих впливає окремий опорний сигнал вигляду [69]

$$X_k = X_k(f_1, \dots, f_k) \doteq \prod_{j=1}^k X(f_j), k=1, 2, \dots, m. \quad (6.2)$$

Можна показати, що опорний сигнал $X(\cdot)$ досить сильно корельованийий тільки зі складовою k -го порядку вихідного сигналу РП, тобто $Y_k(f_1, \dots, f_m) = H_k(f_1, \dots, f_k) \prod_{i=1}^k X(f_i)$ і суттєво взаємопов'язаний, у статистичному сенсі, з іншими складовими вихідного сигналу $Y(\cdot)$ ($k \neq j$) [22, 23]. Тому на вході АКНС відбувається повне (з точністю до помилки усічення ядер Вольтерра першими m членами) пригнічення сигнальної компоненти вихідного сигналу $Y(\cdot)$, у той час як внутрішні шуми $N(\cdot)$ проходять без змін [105, 168]. Слід відзначити, що вимога повної статистичної незалежності сигналів є надмірно жорсткою і не виправданою [55]. Як показують результати експериментів, адаптивні компенсатори досить добре працюють за умови сильних корельованих сигналів в основному і опорному входах [11].

Якщо корисною реакцією РП є складова n -го порядку його вихідного сигналу, то прибираючи з АКНС адаптивний фільтр, на який впливає опорний сигнал $X_n(\cdot)$, на виході АКНС, крім внутрішнього шуму РП $N(\cdot)$, матимемо також і сигнал $Y_n(\cdot)$ [45]. Фізично це означає пригнічення (компенсацію) нелінійних спотворень у даному РП [96]. Структура АКНС може бути суттєво спрощена, якщо видалити також усі адаптивні фільтри, крім того, на який надходить опорний сигнал $X_l(\cdot)$, де l – порядок найбільш небезпечних для даного РП нелінійних спотворень [105, 168].

Необхідно відмітити, що оптимальне рішення задачі адаптивної компенсації, як правило, фізично неможливо реалізувати, оскільки воно передбачає миттєві вимірювання і усереднення за часом значної кількості коефіцієнтів автокореляції вхідних впливів взаємної кореляції їх із сигналами помилки (еталонними сигналами), а також обернення матриці високого порядку, що вельми важко [47, 53]. У зв'язку із цим науковий практичний інтерес являє собою визначення квазіоптимального (тобто наближено

оптимального) рішення, котре разом із порівняною простотою реалізується фізично, має швидку збіжність у часі до оптимального рішення [18, 47, 53, 96].

Знайдемо квазіоптимальний алгоритм рішення задачі адаптивної компенсації нелінійних спотворень. Із цією метою представимо вихідний сигнал адаптивного пристрою, котрий принципово є нелінійною системою з нестационарними в часі параметрами [24], у вигляді усіченого першими m членами параметричного ряду Вольтерра [25, 82, 116]

$$\sum_{k=1}^m W_k(f_1, \dots, f_k) \prod_{j=1}^k X(f_j) \doteq \sum_{k=1}^m W_k(t) X_k, \quad (6.3)$$

де $W_k(\cdot)$ – параметрична НПФ k -го порядку (передавальна функція k -го адаптивного фільтра).

На виході АКНС утворюється сигнал помилки $\varepsilon(\cdot)$, котрий, у припущенні про відносну малість шумів $N(\cdot)$, рівний [18, 96]

$$\varepsilon(t, f_1, f_2, \dots) \doteq \varepsilon(t) = Y - \sum_{k=1}^m W_k(t) X_k \cong Y_c - \sum_{k=1}^m W_k(t) X_k. \quad (6.4)$$

На даний час одним із найбільш ефективних, із практичної точки зору, в теорії адаптивних систем є метод мінімуму середнього квадрата помилки (МСКП) [18, 96]. Даний метод можна трактувати як окремий випадок градієнтного методу найшвидшого спуску під час оцінювання градієнта середнього квадрата помилки за його миттєвим значенням [82]. Можна показати, що зазначена оцінка є достатньою і незміщеною, а також суттєво спрощує апаратурну реалізацію синтезованого адаптивного пристрою. З огляду на те, що всі величини у формулі (6.4) є комплексними, у процесі регулювання передавальної функції k -го ($k=1, 2, \dots, m$) активного фільтра в комплексній диференціальній формі запису має наступний вигляд [18, 82, 96]

$$\frac{dW_k(t, f_1, f_2, \dots, f_k)}{dt} \doteq \frac{dW_k(t)}{dt} = 2e_k \mu \varepsilon(t) X_k^{\otimes}, \quad (6.5)$$

де μ – позитивна стала (коефіцієнт передачі кола ЗЗ), котра визначає стійкість і швидкість перебудови АКНС;

ε_k – коефіцієнт пропорційності, чисельно дорівнює одиниці;

знак \otimes – позначає комплексно сполучену величину.

Узагальнюючи отриманий вище алгоритм на випадок багатомірної АКНС, можна однозначно стверджувати, що структура багатомірної АКНС та її формувача опорних сигналів однозначно визначається методами нелінійних вхідних сигналів і модифікованих СМС.

Аналогічним чином можна знайти дискретний варіант квазіотимального методу МСКП побудови АКНС, комплексна форма запису котрого має такий вигляд [18, 96]

$$W_k(j+1, z_1, \dots, z_k) = W_k(j, z_1, \dots, z_k) + 2e_k \mu \varepsilon(t) X_k^{\otimes}, \quad (6.6)$$

де j – дискретний час;

z_i ($i=1,2,\dots$) – аргументи багатомірного z -перетворення.

З огляду на переваги аналогових АКНС, котрі дозволяють пригнічувати нелінійні спотворення безпосередньо в РПП у реальному масштабі часу, а не в процесі подальшої обробки [62], основну увагу доцільно приділити аналоговим АКНС. Для дискретних АКНС усі результати можуть бути отримані аналогічним чином [41, 69].

Визначимо похибку компенсації АКНС у наступному вигляді

$$V_k(t, f_1, \dots, f_k) \doteq V_k(t) = H_k(t, f_1, \dots, f_k) - W_k(t, f_1, \dots, f_k). \quad (6.7)$$

Повторюючи міркування, аналогічні наведеним у роботі [97] і опускаючи проміжні викладки, неважко побачити, що $\lim_{t \rightarrow \infty} V_k(t) = 0, \quad \forall k \in [1, \dots, m]$. У свою чергу це означає, що $\lim_{t \rightarrow \infty} W_k(t, f_1, \dots, f_k) = H_k(f_1, \dots, f_k), \quad \forall k \in [1, \dots, m]$.

Отже, передавальні функції адаптивних фільтрів АКНС сходяться в часі до НПФ РП. Можна показати, що ефективна збіжність спостерігається принаймні до тих пір, поки внутрішні шуми АКНС не перевищуватимуть за величиною нелінійні спотворення, котрі компенсуються.

Синтезовані АКНС можуть бути використані для вдосконалення якісних характеристик широкого класу РТС і САК, зокрема – для поліпшення спектральних характеристик радіопередавальних пристроїв, множників і синтезаторів частоти, для підвищення стійкості АХ РПП і ретрансляторів різного призначення і для оптимізації САК за критеріями нелінійності [97]. Крім того, доцільне розроблення на основі АКНС адаптивних вимірювальних установок принципово нового типу, призначених для проведення прямих вимірювань нелінійних спотворень, а також ідентифікацій у широкому і вузькому сенсі нелінійних динамічних систем [82, 97].

У результаті проведеного синтезу отримано принципове підтвердження можливості адаптивного розв'язку задачі компенсації спотворень у РП [18, 96]. Але, з практичної точки зору важливою є також оцінка характеристик точності та динамічних характеристик АКНС, котрі побудовані на відомій радіоелементній базі [42, 73, 75]. Тому для аргументованої відповіді на питання про реальні можливості АКНС для розширення динамічного діапазону РПП БРЛС і з метою розроблення науково обґрунтованої методики проектування, необхідно провести дослідження їх якісних характеристик.

6.2. Оцінювання динамічних характеристик та точності АКНС із урахуванням внутрішніх шумів та неідеальності параметрів їх елементів

Із метою дослідження фізичної можливості реалізації і реальних

можливостей АКНС, а також для розроблення науково обґрунтованої методики їх проектування стосовно задачі розширення лінійного динамічного діапазону РПП БРЛС проведемо аналіз якісних характеристик АКНС, побудованих на основі реальних "шумливих" елементів із недосконалями, у загальному випадку, параметрами.

Динамічні властивості адаптивних компенсаторів, як правило, характеризуються сталою часу адаптації (перебудови) адаптивних фільтрів τ [75]. У відповідності із [18, 96, 263] можна показати, що зазвичай перебудова відбувається за експоненціальним законом, причому стала часу адаптації АКНС визначається наступним виразом

$$\tau_{AKHC} = \frac{k\tau m}{4\mu P_n}, \quad (6.8)$$

де P_n – потужність компенсації нелінійних спотворень;

k_τ – коефіцієнт пропорційності.

Іншою основною характеристикою якості адаптивних компенсаторів є точність адаптації, котра обмежується помилками оцінки градієнта ω_1 , а також похибками компенсації внаслідок запізнення перебудови адаптивних фільтрів ω_2 [23]. Для АКНС зазначені помилки можуть бути визначені, відповідно, з формул вигляду [41]

$$\omega_1 = k_{\omega_1} \mu P_n, \quad \omega_2 = \frac{1}{\mu} \frac{k_{\omega_2} \sigma_i^2}{4\sigma_{\min}}, \quad (6.9)$$

де σ_n , σ_{\min} – відповідно СКП нелінійних спотворень і мінімальна СКП адаптації, котра реалізується у випадку оптимальної побудови адаптивних фільтрів;

k_{ω_1} , k_{ω_2} – коефіцієнти пропорційності.

Отже, необхідні для конкретного завдання швидкість і точність адаптації АКНС можна забезпечити відповідним вибором коефіцієнта передачі μ кола ЗЗ [75, 96, 97]. Однак, вирази (6.9) накладають суперечливі вимоги до величини μ . Тому найвища якість адаптації (тобто мінімальна сумарна помилка $\omega_{\Sigma} = \omega_1 + \omega_2 = \min$) може бути забезпечена вибором оптимального значення μ , котре знаходиться шляхом прирівнювання правих частин виразів (6.9) та визначається формулою

$$\mu_{opt} = \sqrt{\frac{k_{\omega 2} \sigma_n^2}{4k_{\omega 1} \sigma_{min} P_n}}. \quad (6.10)$$

Реально досяжні величини сталої часу адаптації τ_{AKHC} знаходяться, як правило, у межах від одиниць і десятків нс до одиниць мкс, що зазвичай є достатнім для БРЛС [75, 97]. Тому в процесі розроблення АКНС основну увагу необхідно приділити забезпеченню заданих вимог до характеристик точності АКНС [96, 97].

У відомих роботах, присвячених дослідженню впливу неідеальності елементів адаптивних компенсаторів на якість їх роботи, враховувалися в основному лише похибки виконання співвідношення математичних операцій [69]. Показано, зокрема, що суттєвий вплив мають помилки інтегрування. Відносно АКНС похибка інтегрування в k -му каналі призводить до помилки компенсації, котра визначається наступною формулою [69, 97]

$$\lim_{t \rightarrow \infty} W_k(t) = H_k + \Delta H_k, \quad (6.11)$$

де ΔH_k – помилка, пропорційна помилці інтегрування.

Отже, вимоги до точності виконання математичних операцій елементами АКНС необхідно ставити, виходячи з максимально допустимої для даного завдання помилки компенсації нелінійних спотворень у РПП БРЛС.

У процесі дослідження ефективності адаптивних компенсаторів враховується, як правило, вплив тільки зовнішнього некорельованого впливу неідеального оптимального адаптивного фільтру (фільтру Вінера) [15, 82, 83]. Однак, всі реальні радіоелементи є "шумливими" [4, 12, 45], що обумовлює актуальність аналізу впливу внутрішніх шумів АКНС на його ефективність [44, 75]. З цією метою введемо такі позначення

$$v_{осн\text{ех}} = \frac{P_N}{P_H}; \quad (6.12)$$

$$v_{оп\text{ех}} = \frac{P_{A0}}{P_H}, \quad (6.13)$$

де P_N – потужність, внутрішніх шумів РП на його виході (на "основному" вході АКНС);

P_{A0} – потужність внутрішніх шумів власне АКНС, перерахованих на його вхід (на опорний вхід АКНС).

У якості показника ефективності реального АКНС, що "шумить" виберемо величину

$$\Theta = \frac{P_S / P'_H}{P_S / P_H}, \quad (6.14)$$

де P_S – потужність сигнальної складової вихідного сигналу РП;

P'_H, P_H – потужність нелінійних спотворень на "основному" вході і виході АКНС, що компенсується, відповідно.

Оскільки внутрішні шуми P_N та P_{A0} не корельовані з вхідними та вихідними сигналами АКНС, то вираз для її ефективності збігається з формулою для ефективності лінійних адаптивних компенсаторів, за умови впливу на їх входи зовнішніх некорельованих сигналів [4, 45, 97], тобто

$$\Theta = \frac{[V_{осн\epsilon x} + 1][V_{оп\epsilon x} + 1]}{V_{осн\epsilon x} + V_{осн\epsilon x}V_{оп\epsilon x} + V_{оп\epsilon x}}. \quad (6.15)$$

Вираз (6.15) дозволяє оцінити вплив внутрішніх шумів АКНС на його ефективність, це дає змогу зробити важливий практичний висновок про те, що внутрішні шуми АКНС не призводять до зниження якості функціонування РП [14, 79]. У тих випадках, коли внутрішні шуми АКНС перевищують за рівнем нелінійні спотворення, що пригнічуються, величина $\Theta=1$, котра фізично еквівалентна автоматичному відключенню АКНС та відповідно, автономному режиму РП.

Необхідно відмітити, що врахування неідеальності параметрів елементів адаптивних компенсаторів, у загальному випадку, не вичерпується аналізом впливу похибок виконання функціональних математичних операцій [106]. Суттєвий вплив на якісні характеристики адаптивних компенсаторів здійснюють неминучі нелінійні властивості реальних елементів [45]. Особливе значення це має для АКНС, котрі безпосередньо призначені для пригнічення нелінійних спотворень у РП. З огляду на недостатній ступінь вивчення цих питань у відомій літературі, необхідно провести аналіз впливу нелінійності АХ реальних елементів АКНС на якісні характеристики [19]. Представимо вихідні сигнали реальних пристроїв звівши до k -го ступеня, підсилювача кола ЗЗ і перемножувачів адаптивних фільтрів у вигляді рядів Вольтерра [105]

$$(x_k)^+ = \beta_1 x + \beta_2 x^2 + \dots + \beta_k x^k + \dots, \quad (6.16)$$

$$(\mu\epsilon)^+ = \mu_1 \epsilon + \mu_2 \epsilon^2 + \dots, \quad (6.17)$$

$$(Z_k)^+ = a_{10}(x_k)^+ + a_{10}(\mu\epsilon)^+ + a_{20}[(x_k)^+]^2 + a_{11}(x_k)^+(\mu\epsilon)^+ + a_{02}[(\mu\epsilon)^+]^2 + \dots \quad (6.18)$$

$$(Z_k)^+ = b_{10} \left[\frac{1}{S} (y_1)^+ \right] + b_{01} (x_k)^+ + b_{20} \left[\frac{1}{S} (y_1)^+ \right]^2 + b_{11} \left[\frac{1}{S} (y_1)^+ \right] (x_k)^+ + b_{02} \left[(x_k)^+ \right]^2 + \dots \quad (6.19)$$

де $(x_k)^+, (\mu\varepsilon)^+, (y_1)^+, (y_2)^+, (Z_k)^+$ – вихідні сигнали реальних пристроїв зведення в k -у ступінь, підсилювача кола ЗЗ, першого перемножувача k -го адаптивного фільтра, другого перемножувача k -го адаптивного фільтра (k -го адаптивного фільтра) відповідно;

$\beta_i, \mu_j, a_{ij}, b_{ij}$ – НПФ зазначених елементів АКНС відповідно.

Як випливає з виразу (6.17), нелінійності АХ підсилювача кола ЗЗ призводять до обмеження верхньої межі динамічного діапазону за виходом АКНС ε_{\max} [105, 168]. Допустимий рівень нелінійних спотворень у підсилювачі кола ЗЗ може бути визначений із заданого верхнього рівня динамічного діапазону за виходом АКНС $\varepsilon_{\max \text{ зад}}$, для вузькосмугового підсилювача маємо

$$|\mu_3| \leq \frac{1}{|\varepsilon_{\max \text{ зад}}|^2}, \quad (6.20)$$

для широкосмугового підсилювача

$$\left. \begin{aligned} |\mu_2| &\leq \frac{1}{k_\mu |\varepsilon_{\max \text{ зад}}|} \\ |\mu_3| &\leq \frac{1}{(1 - k_\mu) |\varepsilon_{\max \text{ зад}}|^2} \end{aligned} \right\}, \quad (6.21)$$

де k_μ – коефіцієнт, котрий визначає співвідношення між допустимими рівнями нелінійних спотворень другого і третього порядків ($0 \leq k_\mu \leq 1$) і залежить від ширини смуги пропускання підсилювача кола ЗЗ.

Нелінійні властивості пристрою зведення в k -у ступінь призводять до спотворення вихідного сигналу k -го адаптивного фільтра [96, 97]. З формули (6.16) випливає, що

$$(W_k(t))^+ = W_k(t) + \Delta W_k(t) \cong W_k(t) + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^{\infty} [\beta_i W_k(t)], \quad (6.22)$$

де $[\beta_i W_k(\cdot)]$ – має змістовний сенс НПФ t -го порядку.

Необхідно зазначити, що член $\beta_{k+2} W_k(\cdot)$ визначає обмеження динамічного діапазону АКНС за його входом; складова $\beta_j W_k(\cdot)$ викликає спотворення вихідного сигналу j -го (сусіднього) каналу АКНС; компонента $\beta_n W_k(\cdot)$ призводить до спотворення корисної складової вихідного сигналу РП, складові $\beta_i W_k(\cdot)$ ($i \neq k, k+2, n, j$) збільшують внутрішні шуми АКНС [16, 41]. Додатковий рівень шумів може бути знайдений із наступної формули [4, 45, 97]

$$\Delta N_A \cong \left| \sum_i \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq k}}^m \beta_{l_i} W_l(t) X_i \right|, \quad (6.23)$$

де l – номер каналу АКНС;

β_{l_i} – НПФ l -го порядку механізму зведення в l -у степінь l -го каналу АКНС.

Похибка, котра вноситься до k -ого каналу АКНС за рахунок інших його

каналів, визначається так [86] $\Delta W'_k(t) \cong \left| \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq k, n}}^m \beta_{l_k} W_l(t) \right|$. Із виразу (6.22) випливає

також, що верхня межа його діапазону за входом АКНС X_{\max} (за нелінійними спотвореннями k -порядку) із урахуванням впливу всіх його каналів залежить

від величини $\Delta W''_k(t)$, котра визначається зі співвідношення такого вигляду

$$\Delta W''_k(t) \cong \left| \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq n}}^m \beta_{l_{k+2}} W_l(t) \right|.$$

Звідси можна визначити вимоги до нелінійності $(k+2)$ -го порядку пристроїв зведення в ступінь [206]

$$\left| \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq n}}^m \beta_{l_{k+2}} \right| \leq \frac{|H_k(t)|^2}{|H_n(t)|} \frac{1}{|X_{max}|^{|k-n|}}. \quad (6.24)$$

Для оцінки спотворення сигнальної складової вихідного сигналу РП визначимо відношення сигнал/шум в опорному вході АКНС $\rho_{on\text{ex}}$ так

$$\rho_{on\text{ex}} = \frac{\left| \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq n}}^m \beta_{l_n} W_l(t) X_l \right|}{\left| \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq n}}^m \beta_{l_l} W_l(t) X_l \right|}, \quad (6.25)$$

Тоді відношення сигнал/шум на виході рівне [18]

$$\rho_{vix} = \frac{1}{\rho_{on\text{ex}}}. \quad (6.26)$$

Відповідно, спотворення сигнальної складової вихідного сигналу РП на виході АКНС можна визначити як

$$\varepsilon = \frac{\rho_{on\text{ex}}}{\rho_{осн\text{ex}}}, \quad (6.27)$$

де $\rho_{осн\ вх}$ – відношення сигнал/шум на виході РП, котре визначається, у даному випадку, за такою формулою

$$\rho_{осн\ вх} = \left| \frac{H_n X_n}{\sum_{\substack{k=1 \\ k \neq n}}^m H_k X_k} \right|. \quad (6.28)$$

Сигнальна складова в опорному вході АКНС викликає також зміну спектра нелінійних спотворень, котрі компенсуються, причому [18]

$$\{S_Y\}_{вих} = \{S_Y\}_{осн\ вх} \rho_{осн\ вх} \rho_{оп\ вх}, \quad (6.29)$$

де $\{S_Y\}_{вих}$, $\{S_Y\}_{осн\ вх}$ – спектр нелінійних спотворень, котрі компенсуються на виході АКНС і на виході РП відповідно.

Вимоги до рівня нелінійних спотворень n -го порядку можна визначити з максимально допустимої величини $\rho_{оп\ вх\ доп}$, як у [18]

$$|\beta_n| \leq \rho_{оп\ вх\ доп}. \quad (6.30)$$

Можна показати, що вимоги до рівня нелінійних спотворень перемножувача адаптивних фільтрів суттєво нижче відповідних вимог до нелінійності АХ пристроїв зведення в ступінь [45, 49]. Із урахуванням того, що пристрої зведення в ступінь найзручніше реалізувати на основі перемножувача [18, 53], є всі підстави для того, щоб вимоги до рівня нелінійних спотворень усіх перемножувачів були однаковими і відповідали вимогам, котрі пред'являються до пристроїв зведення в ступінь.

Слід відзначити, що отримані вище результати можуть бути використані не тільки до АКНС, але й до аналізу якісних характеристик широкого класу адаптивних і самоналагоджувальних систем із урахуванням внутрішніх шумів і нелінійних властивостей їх елементів [4, 6, 45].

Щодо поставлених у даній дисертаційній роботі завдань скористаємося результатами дослідження характеристик точності та динамічних характеристик реальних АКНС для розроблення науково обгрунтованої методики їх проектування з метою розширення лінійного динамічного діапазону РПП БРЛС.

Нехай лінійний динамічний діапазон РП дорівнює

$$D_1 = D_{1ex} = 20 \lg \left| \frac{X'_{max}}{X'_{min}} \right| \cong D_{1eux} = 20 \lg \left| \frac{Y'_{max}}{Y'_{min}} \right|, \quad (6.31)$$

де $|X'_{min}|, |Y'_{min}|$ ($|X'_{max}|, |Y'_{max}|$) – нижня (верхня) межа динамічного діапазону РП до входу і виходу, відповідно.

Припустимо, що потрібно розширити динамічний діапазон РП до величини $D > D_1$, де

$$D = D_{ex} = 20 \lg \left| \frac{X_{max}}{X'_{min}} \right| \cong D_{eux} = 20 \lg \left| \frac{Y_{max}}{Y'_{min}} \right|, \quad \left| \frac{X_{max}}{X'_{min}} \right| \cong \left| \frac{Y_{max}}{Y'_{min}} \right| > 1. \quad (6.32)$$

Проектування АКНС доцільно починати з вибору суматора (пристрою віднімання), динамічний діапазон котрого D_Σ повинен бути не менше D , тобто

$$D_\Sigma \geq D, \text{ причому } |\varepsilon_{\Sigma \min}| \leq |Y'_{min}|; |\varepsilon_{\Sigma \max}| \geq |Y_{max}|. \quad (6.33)$$

де $|\varepsilon_{\Sigma \min}|$ ($|\varepsilon_{\Sigma \max}|$) – нижня (верхня) межа діапазону суматора (пристрою віднімання).

Визначимо вимоги до точності інтегрування Δ_{int} . Оскільки нелінійні спотворення k -го порядку практично та доцільно пригнічувати лише з точністю до нелінійних спотворень вищих (в першу чергу $(k+2)$ -го) порядків [24], то для каскадів РПП БРЛС [98]

$$\Delta_{int} 1 \leq \Delta H_{3 \text{ зад}} \leq |H_5|, \quad (6.34)$$

а для когерентних детекторів і перетворювачів частоти [54]

$$\Delta_{int} 2 \leq \Delta H_{31 \text{ зад}} \leq |H_{51}|. \quad (6.35)$$

Знайдемо вимоги до параметрів пристроїв зведення в ступінь і перемножувача АКНС. З огляду на одноканальну АКНС, із виразів (6.24) і (6.30) можна визначити допустимий ступінь нелінійності множника в разі підсилювальних каскадів РПП БРЛС [98]

$$|\beta_l| = |a_{ij}| = |b_{ij}| \leq \left| \frac{H_3}{H_1} \right|^2 \frac{1}{|X_{\max}|^2}; \quad \rho_{опвхдон}, \quad (6.36)$$

а також для когерентних детекторів і перетворювачів частоти

$$|\beta_l| = |a_{ij}| = |b_{ij}| \leq \left| \frac{H_{31}}{H_{11}} \right|^2 \frac{1}{|X_{\max}|^2}; \quad \rho_{опвхдон}, \quad (6.37)$$

де $l=i+j \neq 2$; $(ij) \neq (11)$;

$X_{он}$ – амплітуда опорного сигналу (сигнал гетеродина).

Вимоги до допустимої нелінійності АХ підсилювача кола ЗЗ можуть бути задані з необхідної величини $|Y_{\max}| \leq |\varepsilon_{\max \text{ зад}}| \doteq |\varepsilon_{\Sigma \text{ max}}|$ відповідно до формул

(6.20) та (6.21). При цьому коефіцієнт передачі підсилювача кола 33 слід знаходити з необхідної для даного завдання точності і швидкості адаптації за формулами (6.9) і (6.10) [96, 97]. У ряді випадків оптимальне значення $u_{opt} \equiv \mu_{1opt}$ лежить в межах від 0,1 до 10, причому для каскадів $\mu_{1opt} \leq 1$, а для прикінцевих і перетворювальних каскадів $\mu_{1opt} \geq 1$ [75].

Як видно з формули (6.15), внутрішні шуми не повинні перевищувати за рівнем компенсовані нелінійні спотворення [69]. Отже, для того, щоб не пред'являти необґрунтовано завищені вимоги до флуктуаційних характеристик елементів АКНС, необхідно забезпечити виконання наступної умови [96, 97]

$$|X''_{min}| \leq |X'_{max}|, \quad (6.38)$$

де $|X''_{min}|$ – нижня межа динамічного діапазону АКНС.

Тоді необхідний динамічний діапазон АКНС D_2 може бути визначений із наступної нерівності [96, 97]

$$D_2 \geq D - D_1. \quad (6.39)$$

Наслідком цього є важливий практичний висновок про те, що для побудови АКНС щодо задачі розширення лінійного динамічного діапазону РПП БРЛС не потрібно безшумних елементів із ідеальними параметрами та тими, котрі не можливо фізично реалізувати. Отже, синтезований адаптивний метод компенсації нелінійних спотворень фізично реалізується на основі відомих радіоелементів.

Однак остаточний і достовірний висновок про практичну реалізацію і працездатність АКНС, а також їх реальні якісні характеристики та можливості може бути зроблений на основі експериментального підтвердження основних результатів теоретичного аналізу характеристик точності та динамічних

характеристик нелінійних адаптивних компенсаторів. У зв'язку із цим необхідно провести експериментальні випробування АКНС.

6.3. Експериментальне дослідження моделі АКНС

Проведемо експериментальну перевірку реальних можливостей розширення лінійного динамічного діапазону РПП БРЛС за допомогою АКНС. Відповідно до даної мети представляється доцільним поставити перед експериментом наступні задачі [18, 96, 97].

1. Дослідження можливостей фізичної реалізації та перевірка працездатності АКНС.

2. Виявлення особливостей регулювання і налагодження АКНС, котрі призначені для розширення лінійного динамічного діапазону РП.

3. Експериментальна перевірка основних принципів результатів теоретичного аналізу якісних характеристик.

4. Практичне застосування основних положень розробленої науково обґрунтованої методики проектування АКНС.

У зв'язку із цим програма експерименту повинна включати в себе такі пункти [18, 53, 86, 174].

- a) Вибір РП із метою розширення його лінійного динамічного діапазону.
- b) Розроблення макета АКНС для обраного РП.
- c) Обґрунтування методики вимірювань.
- d) Вибір необхідної сукупності контрольно-вимірювальних приладів (метрологічного забезпечення експериментальних досліджень).
- e) Розроблення експериментальної установки.
- f) Виготовлення та налаштування експериментальної установки.
- g) Перевірка працездатності макета АКНС.
- h) Експериментальне дослідження впливу внутрішніх шумів АКНС.
- i) Вимірювання динамічного діапазону обраного РП.
- j) Експериментальне визначення динамічного діапазону макета АКНС.

к) Аналіз отриманих експериментальних даних.

Із метою підвищення значущості експериментальних досліджень для задачі вдосконалення показників якості БРЛС, даний експеримент доцільно провести на прикладі розширення лінійного динамічного діапазону вузькосмугового підсилювача, оскільки РП даного типу роблять основний внесок у нелінійні спотворення в РПП БРЛС [4, 6, 45]. З огляду на те, що динамічний діапазон вузькосмугових підсилювачів обмежений в основному нелійними спотвореннями третього порядку [98], вибір зазначеного РП дозволяє спростити структуру АКНС (коли $l=3$) та отримати результати експериментальних досліджень котрі будуть мати чітке фізичне трактування і конкретну практичну значимість.

Із урахуванням наведених уточнень проведена розробка АКНС третього порядку. Коефіцієнт передачі вузькосмугового підсилювача, котрий зібраний на основі мікросхеми TL071, дорівнює 10 (на центральній частоті смуги пропускання - 100 кГц) [264, 265]. Множники побудовані на інтегральних мікросхемах MC1496 (додаток Г). Необхідність використання автокомпенсації постійної складової, зібраної на основі інтегральної мікросхеми LM118, обумовлена наявністю у вихідному сигналі мікросхеми MC1496 значної (до 5 В) постійної складової, що може порушити нормальну роботу наступних каскадів [264]. Крім того, для поліпшення умов узгодження каскадів до виходу мікросхем LM118 підключені емітерні повторювачі, котрі зібрані на транзисторах NTE101 [265]. Підсилювач кола ЗЗ АКНС, інтегратор і суматор (пристрій віднімання) побудовані за допомогою мікросхем LM118 емітерних повторювачів, зібраних на основі транзисторів NTE101 (додаток Д).

З урахуванням того, що потрібно проводити вимірювання динамічного діапазону вузькосмугового підсилювача, доцільно використовувати стандартну методику експериментального визначення динамічного діапазону електронних підсилювачів за зниженням чутливості [26, 45, 191]. Дана методика заснована на вимірюванні амплітудної характеристики підсилювача. При цьому верхньою межею його динамічного діапазону вважається те значення вхідного

(вихідного) сигналу, котрому відповідає точка графіка амплітудної характеристики даного підсилювача, що відстоїть по осі ординат від ідеальної лінійної залежності "вхід-вихід" на відстані, що відповідає чутливості вимірювального РП [266].

Для метрологічного забезпечення зазначеної методики вимірювань необхідно використовувати генератор вхідних сигналів і вимірювач напруги вихідних сигналів, у процесі вимірювань рекомендується також контролювати форму вихідного сигналу і його спектральні характеристики [18, 53]. У зв'язку із цим необхідна для проведення даного експерименту сукупність контрольно-вимірювальних приладів (додаток Е), із урахуванням технічних характеристик розробленого макета АКНС, повинна включати: генератор сигналів високочастотний MG3695C; мікровольтметр ВЗ-57; осцилограф SDS1072CNL і аналізатор спектру С4-25. З огляду на те, що для живлення мікросхем МС1496 і LM118 потрібна постійна напруга рівна ± 5 В, а для мікросхем TL071 необхідно ± 9 В, доцільно використовувати два джерела живлення Б5-8.

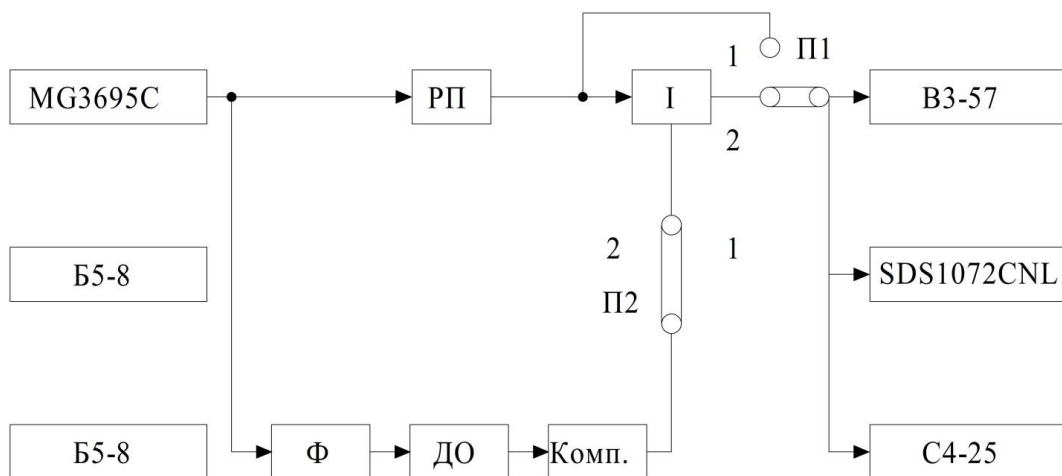


Рис. 6.2 Функціональна схема експериментальної установки

Із урахуванням викладених вище уточнень була розроблена експериментальна установка, функціональна схема котрої представлена на рис. 6.2. Під час перевірки працездатності макета АКНС перемикач П1 встановлювався в положення 2, а перемикач П2 переводився з положення 1 в

положення 2 і назад. Для забезпечення наочності уявлення ефекту пригнічення нелінійних спотворень за допомогою АКНС, в якості РП, на даному етапі виконання програми експерименту застосовувався транзисторний помножувач частоти на 3, зібраний на транзисторах NTE101. При цьому частота вхідного монохроматичного сигналу дорівнювала 100 кГц, а його амплітуда становила 0,5 В. Спектрограми сигналу на виході пристрою віднімання коли (П2-2) відключений і (П2-1) підключений для АКНС знімались із екрану аналізатора спектра С4-25. Тут перша гармоніка вихідного сигналу множника частоти для зручності спостереження поєднана з початком відліку. Отримані експериментальні результати фізично можна трактувати як пригнічення великих нелінійних спотворень на фоні слабкого корисного сигналу без його спотворення. При цьому в якості корисного сигналу в даному випадку можна вважати, наприклад, першу, другу, четверту, п'яту і т.д. гармоніки вихідного сигналу множника частоти [261]. Порівняння спектрограм підтверджує також теоретичні висновки про те, що потенційна точність пригнічення нелінійних спотворень третього порядку обмежена нелійними спотвореннями вищих (в першу чергу - п'ятого) порядків.

Для дослідження впливу внутрішніх шумів макета АКНС на якість його роботи перемикачі П1 і П2 фіксувалися в положенні 2. В якості РП використовувався вузькосмуговий підсилювач [267]. Слід зазначити, що вихідна напруга генератора MG3695С була встановлена на рівні чутливості вузькосмугового підсилювача (~ 1 мкВ) на частоті 100 кГц. З метою підвищення точності і достовірності результатів в якості пристрою віднімання на цьому етапі виконання програми експерименту застосовувався малOSHумливий суматор, зібраний на мікросхемі TL071. Даний суматор має рівень внутрішніх шумів $\sim (0,6-0,8)$ мкВ у смузі частот $(2,0-2,5)$ кГц, що більш ніж на 20 дБ менше амплітуди мінімального вихідного сигналу підсилювача, рівного $(8-10)$ мкВ у цій же смузі частот щодо центральної частоти 100 кГц [264, 267]. За допомогою мікрвольтметра ВЗ-57 вимірювалась напруга сигналу на виході макета АКНС. Вона склала величину близько 10 мкВ.

Потім перемикач П1 переводився з положення 2 в положення 1, 2-му положенні перемикача П2. Переконавшись за показниками приладу ВЗ-57, що внутрішні шуми пристрою віднімання практично не впливають на вихідний сигнал вузькосмугового підсилювача, перемикач П1 фіксували в положенні 2, а перемикач П2 переводився з 2-го положення в 1-е. При цьому напруга вихідного сигналу, контрольована за допомогою мікрвольтметра ВЗ-57, не змінилась і склала 10 мкВ.

Результати вимірювань АХ вузькосмугового підсилювача, виконані за стандартною методикою експериментального визначення динамічного діапазону підсилювача по зниженню їх чутливості [4, 6, 45], представлені на рис. 6.3.

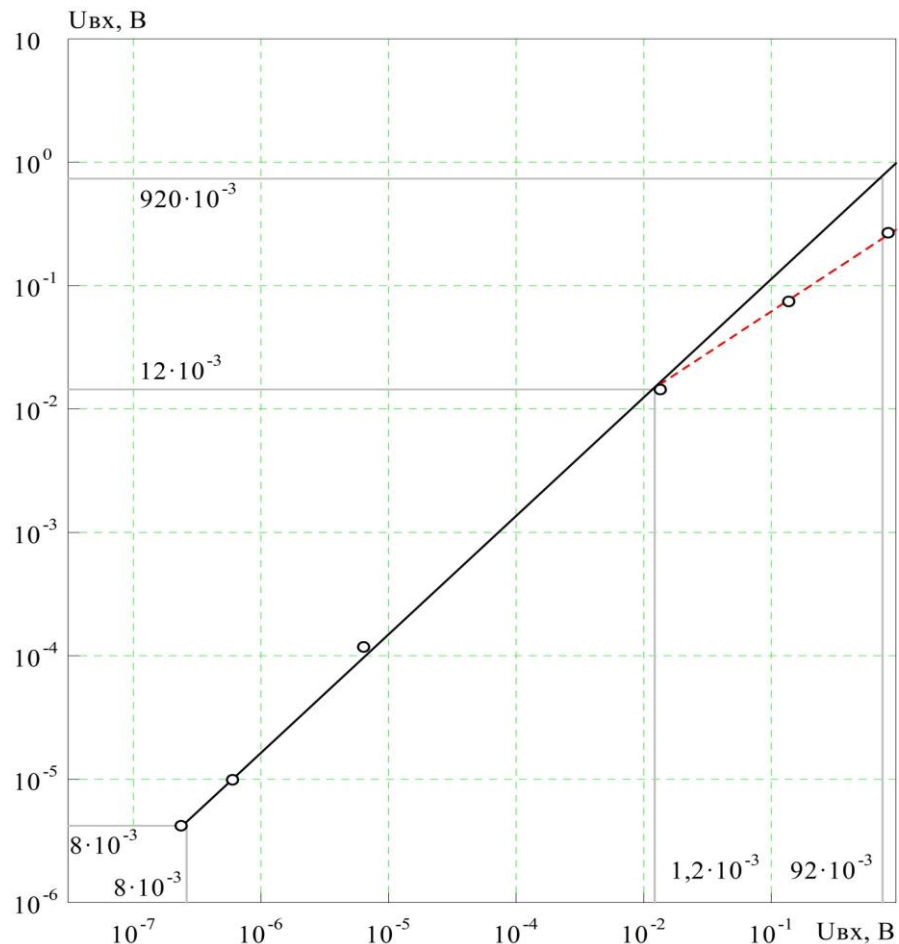


Рис. 6.3 Вимірювання АХ вузькосмугового РП з компенсатором завад третього порядку: суцільна лінія – АХ вузькосмугового РП із компенсатором завад; пунктирна лінія – АХ вузькосмугового РП при відключеному компенсаторі завад; (виміряні значення позначені кружечками)

Для вимірювання динамічного діапазону вузькосмугового підсилювача перемикач П1 встановлювався в 1-му положенні. При цьому ширина лінійного динамічного діапазону даного вузькосмугового підсилювача склала 63,5 дБ.

У процесі проведення вимірювань динамічного діапазону макета АКНС перемикач П1 переводився в 2-е положення при 1-му положенні перемикача П2. У цьому випадку ширина лінійного динамічного діапазону макета АКНС дорівнює 100,75 дБ.

Аналіз даних, котрі отримані в результаті проведення описаних експериментальних досліджень дозволяє зробити наступні висновки.

1. АКНС мають конкретну практичну реалізацію на реальній відомій радіоелементній базі та працездатні.

2. Вихід із ладу (відключення) адаптивного фільтра не призводить до зниження надійності (відмови) АКНС у порівнянні з надійністю РП (вузькосмугового підсилювача).

3. Внутрішні шуми АКНС ($N_{\text{АКНС}} \approx 40$ мкВ) не погіршують експлуатаційні характеристики сигналу на виході АКНС, у порівнянні з шумовими характеристиками вихідного сигналу РП (вузькосмугового підсилювача – $N \approx 8$ мкВ).

4. Застосування АКНС третього порядку дозволило підвищити верхню межу лінійного динамічного діапазону по зниженню чутливості вузькосмугового підсилювача ($\Delta f = 2,5$ кГц) до гармонійного вхідного сигналу ($f_0 = 100$ кГц) з 1,2 мВ – по входу (12 мВ – по виходу) до 92 мВ – по входу (920 мВ – по виходу), що відповідає розширенню його лінійного динамічного діапазону з 63,5 дБ до 100,75 дБ, тобто на 37,25 дБ. Неповний вииграш (теоретично очікуваний результат дорівнює 60-67 дБ) пояснюється нераціональним використанням динамічного діапазону власне АКНС (перш за все – його перемножувача МС1496, динамічний діапазон яких у ряді випадків досягає 70 дБ). Дійсно, необхідний рівень внутрішніх шумів АКНС відповідно до виразу (3.44) повинен складати 1-1,2 мВ, а реально він має порядок 40 мкВ. Тому верхня межа динамічного діапазону АКНС виявилась недостатньою, що

призвело до неповної практичної реалізації потенційних можливостей розробленого макета АКНС.

5. Експериментально підтверджені найважливіші висновки теоретичного аналізу характеристик точності та динамічних характеристик АКНС і основні положення науково обгрунтованої методики їх проектування. Це є доказом правильності теоретичних досліджень якісних характеристик АКНС.

У цілому отримані в шостому розділі результати у поєднанні з матеріалами досліджень проведеними у першому і другому розділах даної дисертаційної роботи, містять усі відомості необхідні для обгрунтування практичних рекомендацій щодо підвищення показників якості БРЛС та розширення лінійного динамічного діапазону їх РПП. Тому необхідно розробити конкретні пропозиції щодо вдосконалення БРЛС із детальним урахуванням специфіки побудови їх РПП до найбільш імовірного зовнішнього ЕМО.

6.4. Практичні рекомендації по розширенню лінійного динамічного діапазону РПП для підвищення показників якості БРЛС

Розробимо конкретні пропозиції, спрямовані на підвищення показників якості БРЛС в умовах РЕП. На основі аналізу (досить великого обсягу наукової літератури [18, 24, 45, 53, 58, 59, 94, 98] можна зробити висновок, що для забезпечення виконання вимог, котрі висуваються до ТС, значення відносного імовірного показника якості БРЛС має бути не нижче 0,99. З урахуванням технічних особливостей побудови БРЛС і найбільш ймовірних умов їх застосування, а також основних якісних характеристик нелінійних адаптивних компенсаторів при проектуванні АКНС необхідно пред'явити до них такі технічні вимоги [75]:

1. Динамічний діапазон АКНС від одиниць дБ – тракт проміжної частоти (ТПЧ) до 70 дБ – тракт високої частоти (ТВЧ).

2. Діапазон робочих частот – від одиниць і десятків (сотень) Гц (ТПЧ) до одиниць (десятків) ГГц (ТВЧ).
3. Ширина смуги робочих частот – від одиниць і десятків МГц (тракт низької частоти (ТНЧ) і ТПЧ) до сотень МГц (ТВЧ).
4. Швидкодія – від мс (стаціонарне в часі ЕМО і тривалі періоди функціонування БРЛС) до одиниць мкс (нс) (у випадку впливу імпульсних завад і / або короткочасних періодах функціонування БРЛС).
5. Значення верхньої межі динамічного діапазону АКНС – від сотень мкВ - одиниць мВ (ТВЧ) до одиниць і десятків В (ТНЧ).
6. Допустимий рівень внутрішніх шумів власне АКНС від сотень мВ - десятків мкВ (ТВЧ) до одиниць мВ - десятків (сотень) мВ (ТНЧ).
7. Масогабаритні і енергетичні обмеження – залежно від типу БРЛС і характеристик його носія.

Очевидно, що для розроблення практичних рекомендацій щодо вдосконалення БРЛС необхідно перш за все оцінити можливості фізичної реалізації АКНС на основі відомої радіоелементної бази і визначити, які вимоги із зазначених вище можна при цьому реально забезпечити. З огляду на жорсткі обмеження за масогабаритними і енергетичними характеристиками РПП БРЛС, у процесі побудови АКНС доцільно максимально повною мірою використовувати сучасну мікроелементну базу, класифікація якої за діапазоном робочих частот наведена в табл. 6.1. [18].

Принципи побудови підсилювачів і суматорів із заданими характеристиками в мікросхемному виконанні детально розглянуті в [18, 53].

Результати дослідження можливостей апаратурної реалізації елементів АКНС на основі відомих мікросхем [53, 267] наведені в додатку Ж, табл. Ж.1.

Як правило, апаратурна реалізація даних елементів АКНС не викликає значних труднощів і не має істотних особливостей.

Досить добре відомі і способи побудови інтеграторів [54, 75]. Однак широкосмуговість РПП БРЛС (особливого вхідних РП) суттєво обмежує можливості використання силових інтеграторів, котрі призначені для роботи на

одній частоті [54, 75]. Тому для АКНС більш привабливим є використання широкосмугових інтеграторів [267]. Крім цього, у залежності від режиму функціонування БРЛС, необхідно вибирати інтегратор із відповідною тривалістю інтегрування.

Таблиця 6.1.

Класифікація мікросхем за діапазоном робочих частот

Верхня гранична частота	1-10 МГц	100 МГц	1 ГГц	10-100 ГГц
Тип мікросхем	Найпростіші інтегральні схеми та операційні підсилювачі	Радіочастотні інтегральні схеми	Гібридно-плівкові інтегральні схеми	Інтегральні НВЧ РП на основі мікросмугових ліній і напівпровідникових приладів

Разом із тим необхідно відмітити, що на даний час вибір інтегральних перемножувачів більш обмежений, у порівнянні з асортиментом інтегральних операційних підсилювачів. У деяких випадках у якості перемножувача доцільно використовувати балансові перетворювачі частоти (зокрема – на діодах із бар'єром Шоткі) та кільцеві модулятори з відповідними характеристиками. У тих випадках, коли підбір перемножувача в монолітному інтегральному виконанні ускладнений, доцільно будувати перемножувачі за допомогою операційних підсилювачів або інших мікроелементів [18, 53, 267]. Однак слід віддавати перевагу чотириквadrантним схемам, котрі мають великий динамічний діапазон – до 60-80 дБ, високу точність перемноження і широкі функціональні можливості – множення сигналів у всіх чотирьох квадрантах у значній смузі частот (десятки і сотні МГц) [18, 53, 267]. Якщо верхня межа динамічного діапазону мікросхем, обмежена зазвичай величинами порядку 1-10 В, виявляється недостатньою (наприклад - для кінцевих каскадів РПП), то необхідно будувати перемножувачі на основі дискретних елементів

(зазвичай транзисторів або напівпровідникових діодів) із відповідними характеристиками.

Однак, у деяких випадках безпосередня практична реалізація вимог по діапазону частот, потужності, широкосмуговості, динамічному діапазону, точності і швидкодії АКНС на основі відомої радіоелементної бази є достатньо ускладненою [75]. Це змушує проводити розроблення спеціальних схемотехнічних модифікацій АКНС, основні з яких зведені в додатку Ж, табл. Ж.2 [18, 53, 96, 97].

Багатокільцеву АКНС доцільно застосовувати в тих випадках, коли необхідний ступінь розширення динамічного діапазону РП перевищує динамічний діапазон адаптивного фільтра (зазвичай коли $\Delta D_{РП} \geq (40-60)$ дБ). Тоді динамічний діапазон кожного каналу багатокільцевої АКНС вибирається таким чином, щоб його нижня межа слугувала одночасно верхньою межею динамічного діапазону попереднього каналу. Тоді сумарний динамічний діапазон багатокільцевої АКНС дорівнює [167]

$$D_{\Sigma} = D_{РП} + \sum_{i=1}^n D_i, \quad (6.40)$$

де $D_{РП}(D_i)$ – динамічний діапазон РП (i -го каналу багатокільцевої АКНС); $i = 1, 2, \dots, n$; де $n = 2, 3, \dots$ – кількість каналів багатокільцевої АКНС.

Необхідність використання багатосмугових АКНС виникає в тих випадках, коли смуга пропускання звичайного АКНС менша смуги частот нелінійного, за умови впливу завад на РПП. Необхідно зазначити, що смуги пропускання i -их каналів Δf_i багатосмугового АКНС вибираються такими, що взаємно не перетинаються. Тоді сумарна смуга частот $\Delta f_{\Sigma} \cong \sum_{i=1}^M \Delta f_i$ повністю і без пропусків перекриває весь необхідний діапазон частот [166].

Для оптимізації характеристик точності та динамічних характеристик АКНС необхідно забезпечити оптимальне значення коефіцієнта передачі його

кола 33, що визначається за формулою (6.30) [96, 97]. Можливі варіанти структур АКНС із автопідстроюванням величини μ до оптимального значення

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \mu(t) = \mu_{opt} \approx \sqrt{\frac{1}{P_f}}. \quad (6.41)$$

Для підвищення чіткості пригнічення нелінійних спотворень за рахунок зниження шумів градієнта, коли задана швидкодія АКНС необхідно щоб

$$\mu(t) = \mu_0 \left\{ \frac{1}{|X_l|} \right\}_{t \rightarrow \infty} \rightarrow \mu_{opt}, \text{ де величина } \mu \text{ змінюється обернено пропорційно}$$

миттєвому значенню опорного сигналу X_l . За рахунок цього забезпечується мінімальна похибка пригнічення нелінійних спотворень. Даний варіант АКНС доцільно використовувати при високих вимогах до його характеристик точності в порівнянні зі стаціонарним ЕМО, основний внесок у помилку компенсації вносять шуми градієнта [45]. З іншого боку, зазначена структура дозволяє поліпшити якісні характеристики АКНС насамперед за рахунок збільшення його швидкодії. У цьому випадку

$$\mu(t) = \mu\{\varepsilon(t), X_l\} = \mu_0 \left\{ \frac{1}{\varepsilon(t)} \right\} \left\{ \frac{1}{|X_l|} \right\}_{t \rightarrow \infty} \rightarrow \mu_{opt}. \quad (6.42)$$

Тут блок формування сигналу обмеження служить для регулювання ступеня зміни коефіцієнта передачі μ залежно від рівня опорного сигналу X_l , а також для запобігання помилкового спрацьовування пристрою керування адаптацією [96]. Очевидно, що даний варіант АКНС доцільно застосовувати за умов стаціонарного ЕМО, коли визначальними є помилки за рахунок запізнення перебудови адаптивних фільтрів АКНС [96, 97].

Однак, швидкодія схеми АКНС із автоналаштуванням коефіцієнта передачі кола 33 до оптимального значення може виявитися недостатньою у

випадку впливу на БРЛС завад, принцип дії котрих заснований на використанні перехідних процесів у РПП (наприклад – імпульсних завад) [22]. У цьому випадку доцільно прийняти АКНС із примусовим розширенням динамічного діапазону. Для усунення можливості внесення додаткових спотворень, зондуєчий сигнал доцільно вибирати позасмуговим по відношенню до смуги пропускання за виходом РПП ($f_{zc} \in \Delta f_{\text{вих РПП}}$, але $f_{zc} \notin \Delta f_{\text{вих РПП}}$), а його амплітуда не повинна перевищувати верхню межу динамічного діапазону АКНС (але повинна бути близька до неї), тобто

$$|X_{zc}| \leq |X_{\text{max АКНС}}|. \quad (6.43)$$

Тоді АКНС постійно знаходиться в робочому стані (режимі очікування). За рахунок цього істотно скорочується тривалість перехідних процесів і, отже, значно підвищується швидкодія АКНС, тобто

$$\tau \leq \frac{m}{4\mu P_{zc}} = \tau_{\text{зад}}, \quad (6.44)$$

де $\tau_{\text{зад}}$ – задане значення сталої часу адаптації АКНС;

P_{zc} – потужність зондуєчого сигналу.

Отже, БРЛС зберігає задані значення показників якості у нестационарному ЕМО. Очевидно, що дану схемотехнічну модифікацію АКНС краще встановлювати у вхідних каскадах РПП, вхідна смуга котрих значно вище смуги пропускання за виходом РПП (тобто є можливість застосування позасмугових зондуєчих сигналів).

У тих випадках, коли оптимальні з точки зору апаратурної реалізації АКНС параметри сигналів не відповідають аналогічним параметрам РП, доцільно застосовувати схемотехнічну модифікацію. Під прямими і кратними перетворювачами параметрів сигналів розуміються перетворювачі частоти, що підвищують (знижують) або підсилювачі (атенюатори). Необхідно враховувати

також, що оптимальні рівні сигналів за першим і другим виходами перемножувача можуть не збігатися. Тому в загальному випадку маємо $k_1 \neq k_2 \neq \frac{1}{k_{36}}$, де k_1 (k_2) – коефіцієнт передачі першого (другого) прямого перетворювача рівнів сигналів; k_{36} – коефіцієнт передачі зворотного перетворювача рівнів сигналів.

Відзначимо, що АКНС із перетворенням частоти можуть бути виконані із самоналаштуванням, що необхідно, зокрема, для розширення лінійного динамічного діапазону РПП БРЛС із автоматичною перебудовою несучої частоти. Необхідно зазначити, що гетеродин АКНС повинен мати властивість переналагодження, причому керування його частотою має здійснюватися синхронно з перебудовою несучої частоти РПП БРЛС.

Однією з апаратурних особливостей адаптивних фільтрів, реалізованих відповідно до алгоритму МСКП, є те, що оптимальний рівень сигналу на їх виході має, як правило, той же порядок, що й амплітуда вхідних впливів [18]. Це обумовлено властивостями реальних перемножувачів, із виходу котрих знімається вихідний сигнал адаптивних фільтрів [96]. Але ця обставина, у ряді випадків, призводить до певних ускладнень під час розширення динамічного діапазону РП із великим коефіцієнтом передачі, більше вхідного (більше одиниці) або, навпаки, з малим коефіцієнтом передачі (менше одиниці) [266]. Розв'язання даного протиріччя можливе шляхом застосування АКНС із перенесенням режиму роботи в оптимальну, для його апаратурної реалізації, область. При цьому $k = \frac{1}{k_{am}}$, де k , k_{am} – коефіцієнт передачі підсилювача ($k \geq 1$) і атенюатора ($k_{am} \leq 1$), відповідно.

З огляду на те, що в даний час найвищі показники якості функціонування ТС можуть бути досягнуті лише на основі застосування РЗА, то представляється доцільним основну увагу приділити когерентним БРЛС. Однак, розроблені рекомендації повною мірою прийнятні для РПП інших типів БРЛС [6, 69] (див. додаток Б, табл. Б.1).

Основними елементами РПП когерентних БРЛС, що визначають його динамічний діапазон, є підсилювачі, перетворювачі частоти і кінцеві каскади (когерентні детектори) [14, 80]. Спільною особливістю даних РП є їх вузькосмуговість по відношенню до несучої частоти. Тому динамічний діапазон підсилювачів обмежений нелінійними спотвореннями третього порядку, а динамічний діапазон перетворювачів частоти і кінцевих каскадів – нелінійними спотвореннями четвертого порядку (третій порядок за вхідним сигналом і перший порядок за сигналом гетеродина або опорним сигналом, відповідно).

Визначимо параметри АКНС для РПП когерентних БРЛС, типові характеристики котрого наведені в табл. 6.2.

Вважаємо, що динамічний діапазон радіолокаційних сигналів і завад складає 60 дБ і 120 дБ відповідно.

Необхідно також зазначити, що ймовірність прямого проходження завад на виході РПП дуже мала і не перевищує величини

$$p_3 \approx \frac{\Delta f_{вих\ РПП}}{\Delta f_{вх\ РПП}} = 0,01. \quad (6.45)$$

Таблиця 6.2

Типові характеристики РПП когерентних БРЛС

Тип каскадів РПП	Характеристики каскадів РПП		
	Лінійний динамічний діапазон, дБ	$\frac{\Delta f_{вх}}{\Delta f_z}$	$\frac{\Delta f_{вих}}{\Delta f_z}$
Тракт радіочастоти (ТРЧ)	40-70	100	20
Тракт проміжної частоти (ТПЧ)	60-90	20	2
Тракт низької частоти (ТНЧ)	30-50	2	1

Тому динамічний діапазон РПП у цілому повинен бути не менше 50 дБ

$$D_{РПП} \geq D_{РЛС}, \quad (6.46)$$

де $D_{РПП}$, $D_{РЛС}$ – динамічний діапазон РПП і радіолокаційних сигналів відповідно.

Тоді на основі результатів, отриманих у підрозділі 2.4, мажоритарні вимоги до динамічного діапазону кожного каскаду РПП БРЛС можуть бути визначені з наступної загальної формули

$$D_i = D_{РПП} + 20 \lg \sqrt{n} + 20 \lg \frac{\Delta f_{ex_i}}{\Delta f_{iz}}, \quad (6.47)$$

де n – кількість каскадів РПП.

Якщо під окремими каскадами розуміти тракти радіопроміжної і низької частоти, то $n = 3$. Результати розрахунків за формулою (6.47) для типового РПП (табл. 6.2) наведені в табл. 6.3

Таблиця 6.3

Вимоги до динамічного діапазону каскадів типового РПП когерентних БРЛС

Тип каскадів РПП	Динамічний діапазон каскадів РПП		
	Вихідний динамічний діапазон, дБ	Необхідний динамічний діапазон, дБ	Динамічний діапазон АКНС, дБ
Тракт радіочастоти (ТРЧ)	40-70	109,54	39,54-69,54
Тракт проміжної частоти (ТПЧ)	60-90	95,54	5,54-35,54
Тракт низької частоти (ТНЧ)	30-50	75,54	25,54-45,54

Аналіз результатів, наведених у табл. 6.3, показує, якщо для трактів проміжної і низької частоти необхідне розширення динамічного діапазону можна реально забезпечити підключенням однокільцевої АКНС, то для тракту радіочастот, у деяких випадках, необхідно застосовувати двохкільцеву АКНС [96, 97]. Це обумовлено значними технічними труднощами побудови АКНС із власним динамічним діапазоном понад 60 дБ [206].

Вище отримані формальним шляхом результати мають чітке фізичне трактування. Дійсно, за малої ймовірності прямого проходження завад на вихід РПП динамічний діапазон його кінцевих каскадів повинен визначатися в основному динамічним діапазоном радіолокаційних сигналів [167]. Однак, внаслідок широкосмуговості вхідних каскадів РПП можливий позасмуговий нелінійний вплив завад. Тому динамічний діапазон вхідних РП повинен певним чином відповідати динамічному діапазону завад [20]. Саме такі закономірності, котрі базуються на суворому кількісному аналізі, а не на якісних напівемпіричних міркуваннях, відмічаються у процесі використання розробленої методики узгодження багатокаскадних РПП із динамічним діапазоном вхідних впливів [20].

Для остаточних висновків необхідно оцінити кількісний вигравш у показниках якості БРЛС, котрий очікується внаслідок практичної реалізації розроблених вище рекомендацій із виразів (1.18), (2.73). Значення відносного ймовірного показника якості БРЛС із типовими характеристиками (табл. 2.1 та табл. 6.3) недостатньо високі і знаходяться в межах 0,73-0,93 за відсутності завад ($p_1=0$) та 0,3-0,38 в умовах РЕП ($p_1=1$) (табл. 2.2). Впровадження розроблених у даній дисертаційній роботі рекомендацій дозволяє підвищити значення відносного ймовірного показника якості БРЛС в умовах ЕМО до 0,99 (коли $p_3=0,01$). Отже, очікуваний вигравш $\Delta(p/p_0)$ за рахунок практичного використання запропонованих рекомендацій становить від 0,06-0,26 (коли $p_1=0$) до 0,61-0,69 (у випадку, коли $p_1=1$). Значення $\Delta(p/p_0)$ представлені в табл. 6.4.

Таблиця 6.4.

Очікуваний виграш у величині відносного ймовірного показника якості БРЛС
внаслідок застосування розроблених практичних рекомендацій

$D_{РПП}$ базовий, дБ	p_1				
	0	0,25	0,5	0,75	1
40	0,26	0,39	0,5	0,61	0,69
50	0,06	0,22	0,36	0,49	0,61

Необхідно зазначити, що, на відміну від висновків роботи [167], де запропоновано збільшувати динамічний діапазон РПП БРЛС до 70-80 дБ та більше, розроблені рекомендації, в загальному випадку, висувають менш жорсткі ($D_{РПП} = 40-60$ дБ), але більш диференційовані вимоги до динамічного діапазону каскадів РПП. Крім того, практичне впровадження запропонованих рекомендацій дозволяє забезпечити досить великий та гнучкий запас по завадостійкості перспективних БРЛС, котрі розробляються, що обумовлено налаштуванням характеристик функціонування АКНС.

З урахуванням того, що зміни сезонних і погодних умов, варіації умов огляду земної поверхні і т.д. призводять до суттєвої зміни рівнів радіолокаційних сигналів [19], можна стверджувати також, що розширення лінійного динамічного діапазону РПП дозволяє поліпшити всепогодність БРЛС і підвищити ймовірність розпізнавання РЛЗ за еталонними радіолокаційними даними місцевості, котрі зняті в різних умовах.

Іншими словами, це означає розширення можливостей ідентифікації радіолокаційних карт місцевості, котрі отримані в різних умовах функціонування БРЛС, без додаткового переналаштування.

Необхідно відмітити, що запропоновані практичні рекомендації доповнюють відомі методи і способи підвищення завадостійкості БРЛС (наприклад, метод зміни несучої частоти БРЛС від імпульсу до імпульсу за випадковим законом [22, 69, 104] і т.п.) і, в загальному випадку, не є заходом,

що усуває необхідність їх застосування. Це відповідає загальним сучасним вимогам до методології забезпечення завадостійкості роботи РТС, згідно з якими дані РТС обов'язково забезпечуються засобами захисту не тільки від найбільш ймовірних, але і від найбільш небезпечних завад, а також додатково захищаються від тих завад, захист від яких відносно простий.

Висновки за розділом

1. Введення штучних основного і опорного входів у схему нелінійних адаптивних компенсаторів дозволило застосувати для їх синтезу загальну теорію адаптивних систем. Практичне використання синтезованих за таким принципом АКНС у відповідності із розробленими рекомендаціями, дозволяє суттєво підвищити показники якості БРЛС у реальних умовах їх застосування, порівняно з відомими. Очікуваний вииграш за величиною ймовірного показника якості БРЛС становить від 0,06 до 0,26, за відсутності завад та від 0,61 до 0,69 в умовах РЕП.

2. Застосування запропонованих практичних рекомендацій не призводить до зниження надійності БРЛС, як в апаратурному (вихід з ладу АКНС не тягне за собою відмову РПП), так і в функціональному сенсі (АКНС автоматично відключаються в тих випадках, коли їх застосування не дозволяє покращити відношення сигнал/шум у РПП).

3. Додатковою перевагою запропонованого адаптивного способу розширення лінійного динамічного діапазону РПП є покращення всепогодності БРЛС і підвищення ймовірності ідентифікації радіолокаційних карт місцевості, знятих у різних умовах без додаткових переналаштувань. Крім того, одночасно забезпечується гнучкий запас за завадостійкістю БРЛС, що дозволяє врахувати можливі удосконалення засобів РЕП на передбачуваний період експлуатації ТС.

5. АКНС із урахуванням розроблених схемотехнічних модифікацій практично реалізовані на основі сучасної радіоелементної бази, що вельми

важливо для БРЛС. Розроблений адаптивний спосіб розширення лінійного динамічного діапазону РПП дозволяє доповнити відомі технічні заходи щодо підвищення завадостійкості БРЛС, це повністю відповідає загальній сучасній методології забезпечення завадостійкої роботи РТС.

6. Синтезовані АКНС значною мірою вільні від багатьох недоліків лінійних детермінованих способів розширення динамічного діапазону РПП, а також мають більш просту апаратурну реалізацію. Крім того, в процесі проектування АКНС необхідний суттєво менший обсяг апріорної інформації про параметри РПП для розрахунку схем пригнічення нелінійних спотворень.

7. Передавальні функції адаптивних фільтрів АКНС досить швидко сходяться до НПФ РП, причому ефективна збіжність спостерігається за наявності внутрішніх шумів принаймні до тих пір, поки вони не перевищують за рівнем компенсовані нелінійні спотворення.

8. Якісні характеристики АКНС однозначно визначаються рівнем внутрішніх шумів і ступенем неідеальних параметрів реальних елементів АКНС. Оскільки внутрішні шуми АКНС не призводять до додаткового погіршення якості роботи РПП, у порівнянні з його автономним функціонуванням, гранично досяжний динамічний діапазон АКНС дорівнює сумі динамічних діапазонів РП і власне АКНС.

ВИСНОВКИ

Сукупність наукових положень, котрі були обґрунтовані та сформульовані в ході виконання дисертаційної роботи, відповідно до поставленої мети, вирішує актуальну науково-технічну проблему, котра має важливе науково-практичне значення й направлена на розробку моделей та методів підвищення якості функціонування бортових радіолокаційних систем.

У процесі теоретичних та експериментальних досліджень отримано ряд нових теоретичних і науково-практичних результатів:

1. Розширені основи теорії й практики побудови бортових радіолокаційних систем із покращеними показниками якості їх функціонування, що включають у себе метод визначення науково обґрунтованих вимог до частотно-залежних параметрів як у цілому, так і окремих каскадів радіоприймальних пристроїв, що дозволяє визначити мажоритарні вимоги до динамічного діапазону телекомунікаційної системи.

2. Розроблено метод визначення нелінійних передавальних функцій (ядер Вольтерра) широкого класу багатомірних радіопристроїв за допомогою методу нелінійних вхідних сигналів та зручний алгоритм визначення ядер Вольтерра оберненого нелінійного аналітичного оператора, що дозволяє поліпшити конструктивні можливості функціонального методу та розширює сферу його практичного застосування.

3. Розроблено метод узгодження динамічного діапазону багатокаскадних радіопристроїв бортових радіолокаційних систем із вхідними впливами, що враховує характеристики частотної вибіркості каскадів, а також статистичні та спектральні властивості радіосигналів та завад і дає змогу знаходити найбільш доцільні, з практичної точки зору, шляхи та методи вдосконалення телекомунікаційних систем із метою максимально повної реалізації їх потенційних можливостей у реальних зовнішніх умовах.

4. Розроблено метод дослідження нелінійних процесів у радіоприймальних пристроях за допомогою модифікованих структурних матриць систем, що

дозволяє в умовах радіоелектронної протидії значно спростити аналіз систем високого порядку та необхідну кількість обчислювальних операцій, порівняно з відомими методами, приблизно в n^2 раз, де n – порядок системи, котра досліджується.

5. Розроблено метод компенсації впливу негативних чинників трансіоносферного каналу на радіосигнал, що забезпечує підвищення завадостійкості функціонування радіообладнання носія бортової радіолокаційної системи у середньому на 23%.

6. Синтезовано апріорну модель найбільш реальних зовнішніх умов функціонування бортових радіолокаційних систем, котра, на відміну від існуючих, враховує взаємозв'язок статистичних параметрів передавальних характеристик каналу зв'язку з фізичними параметрами іоносфери та частотними параметрами радіосигналів.

7. Розроблено та введено в теорію і практику адаптивний метод компенсації нелінійних спотворень у радіопристроях, котрий вимагає значно менший обсяг апріорної інформації про параметри радіопристроїв та значною мірою підвищує показники якості бортових радіолокаційних систем. Очікуваний вигреш за величиною відносного імовірного показника якості бортових радіолокаційних систем становить (0,06-0,26) за відсутності завад (0,61-0,69) в умовах радіоелектронної протидії.

8. Розроблені та науково обґрунтовані практичні рекомендації, спрямовані на підвищення показників якості функціонування бортових радіолокаційних систем та виконано експериментальну перевірку можливостей практичної реалізації і працездатності адаптивної компенсації нелінійних спотворень, а також принципів результатів і висновків теоретичного аналізу точності та динамічних характеристик радіосигналів.

9. Практична значимість виконаних досліджень полягає в тому, що отримані результати досліджень дозволяють вирішити ряд практично важливих задач, зокрема:

- забезпечувати достатньо гнучкий запас за завадостійкістю бортових

радіолокаційних систем до (8-10)%, що враховує перспективи розвитку засобів радіоелектронної протидії на передбачуваний період експлуатації даних телекомунікаційних систем;

- підвищити на (5-7)% точність визначення динамічного діапазону багатокаскадних радіопристроїв із довільними частотно-залежними амплітудними характеристиками каскадів і знаходити оптимальні науково обгрунтовані вимоги до їх параметрів на основі отриманих математичних моделей;

- визначати оптимальні значення параметрів і способи підключення пристроїв, призначених для пригнічення нелінійних спотворень у радіопристроях;

- проектувати адаптивні компенсатори нелінійних спотворень для розширення лінійного динамічного діапазону радіопристроїв із урахуванням специфіки функціонування телекомунікаційних систем.

10. Основні висновки і рекомендації дисертаційної роботи доведені теоретично, при цьому відзначається достатнє узгодження теоретичних і експериментальних результатів, котрі не суперечать відомим положенням теорії і практики РЛС.

Достовірність наукових і практичних результатів підтверджується експериментальними дослідженнями. Основні результати, отримані в даній роботі, впроваджені.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Концепція реалізації державної політики у сфері космічної діяльності на період до 2032 року / [Електронний ресурс] // <http://zakon0.rada.gov.ua/laws/show/238-2011-%D1%80>.
2. Стратегія національної безпеки України / [Електронний ресурс] // <http://zakon2.rada.gov.ua/laws/show/287/2015>.
3. Стратегія сталого розвитку "Україна-2020" / [Електронний ресурс] // <http://zakon0.rada.gov.ua/laws/show/5/2015>.
4. Букингем М. Шумы в электронных приборах и системах: Пер. с англ. – М.: Мир, 1986. – 399 с.
5. Литюк В. И. Принципы цифровой многопроцессорной обработки ансамблей радиосигналов / В. И. Литюк. – М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2007. – 592 с.
6. Богуш Р. Л. Влияние частотно-селективных эффектов распространения радиоволн на автоматическое слежение за сигналом в приемниках широкополосных систем связи / Р. Л. Богуш, Ф. У. Джульяно, Д. Л. Непп, А. Х. Мишле // ТИИЭР. – 1981. – Т.69, № 7. – С. 21-32.
7. Акимов П. С. Обнаружение радиосигналов / П. С. Акимов, Ф. Ф. Евстратов, С. И. Захаров, А. А. Колосов. – М.: Радио и связь, 1989. – 288 с.
8. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы / И. С. Гоноровский. – М.: Сов.радио, 1977. – 608 с.
9. Гудмен Дж. Влияние ионосферных эффектов на современные электронные системы / Дж. Гудмен, Ж. Ааронс // ТИИЭР. – 1990. – Т.78, № 3, – С. 59-75.
10. Давенпорт В. Б. Введение в теорию случайных процессов и шумов / В. Б. Давенпорт, В. А. Рут. – М.: Иностранная Литература, 1960. – 468 с.
11. Ванькевич В. В. Теоретические и экспериментальные исследования специфики тропосферного распространения СВЧ и КВЧ радиосигналов /

В. В. Ванькевич, М. А. Иванов, С. В. Козелков // Радиотехника. – Харьков, 1990. – Вып. 92. – С. 106-114.

12. Нефедов В. И. Основы радиоэлектроники и связи / В. И. Нефедов, А. С. Сигов. – М.: В. школа, 2009. – 735 с.

13. Петров А. В. Анализ и синтез радиотехнических комплексов. / Под ред. В. Е. Дуневича. – М.: Радио и связь, 1984. – 248 с.

14. Радиотехнические системы / Под ред. Ю. М. Казаринова. – М.: В. школа, 1990. – 496 с.

15. Лезин С. Ю. Введение в теорию и технику радиотехнических систем / С. Ю. Лезин. – М.: Радио и связь, 1986. – 280 с.

16. Зюко А. Г. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации / А. Г. Зюко, А. И. Фалько, И. П. Панфилов, Л. В. Банкет. – М.: Радио и связь, 1985 – 272 с.

17. Шефер О. В. Аналіз показників якості бортових радіолокаційних систем для дистанційного дослідження об'єктів / О. В. Шефер // Тези III Всеукраїнської науково-практичної Інтернет-конференції «Електронні та мехатронні системи: теорія, інновації, практика» Полтава, ПолтНТУ. – 4 грудня 2017. – С. 106-107.

18. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория. / Под ред. Я. Д. Ширмана. – М.: ЗАО МАКВИС, 1998. – 828 с.

19. Ширман Я. Д. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех / Я. Д. Ширман, В. Н. Манжос. – М.: Радио и связь, 1981. – 248 с.

20. Егоров Е. И. Использование радиочастотного спектра и радиопомехи / Е. И. Егоров, Н. И. Калашников, А. С. Михайлов. – М.: Радио и связь, 1986. – 304 с.

21. Тихонов В. И. Нелинейные преобразования случайных процессов / В. И. Тихонов. – М.: Радио и связь, 1986. – 296 с.

22. Прикладные математические методы анализа в радиотехнике / Ю. А. Евсиков, Г. В. Обрезков, В. Д. Разевиг, В. В. Чапурский, В. М. Чиликин / Под ред. Г. В. Обрезкова. – М.: В. школа, 1985. – 343 с.

23. Тихонов В. И. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем / В. И. Тихонов, В. Н. Харисов. – 3 изд. – М.: Горячая линия-Телеком, 2015. – 608 с.

24. Ван Трис Г. Л. Синтез оптимальных нелинейных систем управления / Г. Л. Ван Трис. – М.: Мир, 1964. – 316 с.

25. Barret J. E. The wie Volterra Series to Find Region of Stability of Nonlinear Differential Equation / J. E. Barret // Info. y. control. – 1965. vol. 3, №3. – P. 209-216.

26. Богданович Б. М. Состояние и использование теории и методов расчета цепей класса Вольтерра-Винера для проектирования приемно-усилительных трактов по критериям нелинейности: Материалы симпозиума “Нелинейные искажения в приемно-усилительных устройствах” / Б. М. Богданович // Радиотехнический институт. – Минск: Изд. РТИ, 1977. – 100 с.

27. Банкет В. Л. Цифровые методы в спутниковой связи / В. Л. Банкет, В. М. Дорофеев. – М.: Радио и связь, 1988. – 240 с.

28. Фомин Н. Н. Радиоприемные устройства. / Н. Н. Фомин, Н. Н. Буга, О. В. Головин, А. А. Кубицкий, В. А. Левин, В. С. Плаксиенко, А. И. Тяжев, А. И. Фалько // Под редакцией Н. Н. Фомина. 3-е изд. – М.: Горячая линия-Телеком, 2007. – 520 с.

29. Isidori A. Nonlinear control systems / A. Isidori. Springer, 1995. 549 p.

30. Ogunfunmi Tocunbo. Adaptive Nonlinear System Identification (The Volterra and Wiener Model Approaches) / Tocunbo Ogunfunmi // Santa Clara, California, USA, 2007, 229 p.

31. Dunn Mark R. The Volterra Series and its Application. / Mark R Dunn // Calif., Davis., USA, 2013, 268 p.

32. Радиоприемные устройства. / Н. Н. Буга, А. И. Фалько, Н. И. Чистяков // Под ред. Н. И. Чистякова. – М.: Радио и связь, 1986. – 320 с.
33. Окунев Ю. Б. Система связи с инвариантными характеристиками помехоустойчивости / Ю. Б. Окунев. – М.: Связь, 1973, – 80 с.
34. Байрамов Р. Б. Климатические воздействия на антенные системы Р. Б. Байрамов, И. В. Баум. – Ашхабад: Ылым, 1988. – 406 с.
35. Космические радиотехнические комплексы / В. В. Гладченко, А. А. Корниенко, И. Ю. Латынский // Под ред. Г. В. Стогова. – МО СССР, 1986. – 625 с.
36. Радиотехнические комплексы для управления дальними космическими аппаратами и для научных исследований / Под. Ред. Е. П. Молотова. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2007. – 232 с.
37. Кочержевский Г. Н. Антенно-фидерные устройства / Г. Н. Кочержевский, Г. А. Ерохин, Н. Д. Козырев. – М.: Радио и связь, 1989. – 352 с.
38. Машбиц Л. М. Зоны обслуживания систем спутниковой связи / Л. М. Машбиц. – М.: Радио и связь, 1982. – 151 с.
39. Смирнов С. В. Средства и системы технического обеспечения обработки, хранения и передачи информации / С. В. Смирнов. – М.: МГИУ, 2011. – 357 с.
40. Радиосистемы межпланетных космических аппаратов / Р. В. Бакитько, М. Б. Васильев, А. С. Веницкий и др. / Под ред. А. С. Веницкого. – М.: Радио и связь, 1993. – 328 с.
41. Чернышов В.П. Распространение радиоволн и антенно-фидерные устройства / В. П. Чернышов, Д. И. Шейнман – М.: Радио и связь, 1989. – 240 с.
42. Энергетические характеристики космических радиолиний / Под ред. О. А. Зенкевича. – М.: Сов. радио, 1972. – 436 с.
43. Харченко В. Н. Методика энергетического расчета спутниковых радиолиний / В. Н. Харченко, А. А. Лаврут, В. П. Кукушкин // Системи обробки інформації. – Вип. 3(9). – Х.: НАНУ, ПАНМ, ХВУ, 2000. – С. 151 – 156.

44. Харченко В. Н. Особенности энергетического расчета спутниковых радиолиний / В. Н. Харченко, А. А. Лаврут // Космічна наука і технологія. – 2001. – № 2/3. – С. 33 – 34.
45. Айнбиндер И. М. Шумы радиоприемников / И. М. Айнбиндер – М.: Связь, 1974. – 328 с.
46. Калинин А. И. Распространение радиоволн и работа радиолиний / А. И. Калинин, Е. Л. Черенкова. – М.: Связь, 1971. – 438 с.
47. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники / Б. Р. Левин. – М.: Радио и связь, 1989. – 656 с.
48. Перов А. И. Статистическая теория радиотехнических систем / А. И. Перов. – М.: Радиотехника, 2003. – 400 с.
49. Статистические методы в проектировании нелинейных систем автоматического управления / Под ред. Б. Г. Доступова. – М.: Машиностроение, 1970. – 407 с.
50. Методы синтеза нелинейных систем автоматического управления / Под ред. С. М. Фёдорова. – М.: Машиностроение, 1970. – 416 с.
51. Сомов А. М. Спутниковые системы связи. / А. М. Сомов, С. Ф. Корнев. – М.: Горячая линия-Телеком, 2012. – 244 с.
52. Ашимов Н. М. Помехоустойчивость и помехозащищенность радиолиний управления / Н. М. Ашимов. – М.: ВИУ, 2000. – 375 с.
53. Радіотехніка: Енциклопедичний навчальний довідник; навчальний посібник. / За ред. Ю. Л. Мазора, Е. А. Мачуського, В. І. Правди. – К.: В. школа, 1999. – 838 с.
54. Богданович Б. М. Проектирование приемно-усилительных устройств на микросхемах / Б. М. Богданович. – Минск: В. школа, 1979. – 189 с.
55. Гуткин Л. С. Проектирование радиосистем и радиоустройств. – М.: Радио и связь, 1986. – 288 с.
56. Котельников В. А. Теория потенциальной помехоустойчивости / В. А. Котельников. – М.: Госэнергоиздат, 1956. – 154 с.

57. Максимов М.В. Помехоустойчивость многоканальных радиолиний управления. – М.: Сов. радио, 1970. – 344 с.
58. Игнатов В. И. Теория информации и передачи сигналов / В. И. Игнатов. – М.: Радио и связь, 1991. – 280 с.
59. Расчет помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений: Справочник / В. И. Коржик, Л. М. Финк, К. Н. Шелкунов // Под ред. Л. М. Финка. – М.: Радио и связь, 1981. – 232 с.
60. Пенин П. И. Радиотехнические системы передачи информации / П. И. Пенин, Л. И. Филиппов. – М.: Радио и связь, 1984. – 256 с.
61. Погорелов А. И. Общие вопросы построения сигналов измерительных радиосистем / А. И. Погорелов, Л. Ф. Купченко // Пространственно-временная обработка сигналов – Харьков: ХАИ, 1986. – С. 3-11.
62. Погорелов А. И. Анализ систем обработки сложных пространственно-временных сигналов / А. И. Погорелов // Обработка сигналов в радиотехнических системах. – Харьков. – ХАИ, 1988. – С.164-173.
63. Graham S. W. Nonlinear System Modeling and Analysis with Applications to Communications Receivers / S. W. Graham, L. Ehrman // RADC-TR-73-178, ASIA, AD766278. – Rome-New York, 1973.
64. Спилкер Дж. Цифровая спутниковая связь / Дж. Спилкер // Пер. с англ. под ред. В. В. Маркова. – М.: Связь, 1979. – 592 с.
65. Шефер О. В. Удосконалення показників якості бортових радіолокаційних систем у реальних умовах їх застосування / С. В. Козелков, О. В. Шефер, О. В. Шульга // Зв'язок. – К.: ДУТ, 2017. – №4(57). – С. 23-29.
66. Богданович Б. М. Радиоприемные устройства / Б. М. Богданович, Н. И. Окулин. – Минск: В. школа, 1991. – 428 с.
67. Окунев Ю. Б. Теория фазоразностной модуляции / Ю. Б. Окунев. – М.: Связь. – 1979. – 216 с.
68. Окунев Ю. Б. Цифровая передача информации фазомодулированными сигналами / Ю. Б. Окунев. – М.: Радио и связь, 1991. – 296 с.

69. Справочник по математике для научных работников и инженеров / Под ред. Корн Г. и Корн Т. – М.: Наука, 1984. – 831 с.
70. Калашников Н. И. Системы связи через искусственные спутники Земли / Н. И. Калашников. – М.: Связь, 1969. – 383 с.
71. Карпов А. М. Основные направления развития наземного командно-измерительного комплекса управления космическими аппаратами / А. М. Карпов, М. С. Леонов, А. Н. Жодзитский // Радиотехника. 1996. – № 4. – С. 85-90.
72. Радиорелейные и спутниковые системы передачи / А. С. Немировский, О. С. Данилович, Ю. И. Маримонт и др. // Под ред. А. С. Немировского. – М.: Радио и связь, 1986. – 392 с.
73. Справочник по спутниковой связи и вещанию. / Под ред. Кантора Л. Я. – М.: Радио и связь, 1986. – 356 с.
74. Конин В. В. Системы спутниковой радионавигации: монография / В. В. Конин, В. П. Харченко. – К.: ХОЛТЕХ, 2010. – 520 с.
75. Чернега В. С. Расчет и проектирование технических средств обмена и передачи информации / В. С. Чернега, В. А. Василенко, В. Н. Бондарев. – М.: В. школа, 1990. – 224 с.
76. Acosta R. Advanced Communication Technology Satellite (ACTS): Four-Years System Performance / R. Acosta, R. Bauer // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. Vol. 17, №2, February 1999.
77. Радиоэлектронная борьба. От экспериментов прошлого до решающего фронта будущего / М. С. Барабанов, С. А. Денисенцев, В. Б. Кашин // Под ред. Н. А. Колесова и И. Г. Насенкова. – М.: Центр анализа стратегий и технологий, 2015. – 248 с.
78. Невдяев Л. М. Персональная спутниковая связь / Л. М. Невдяев, А. А. Смирнов. – М.: Эко-Трендз, 1998. – 215 с.
79. Радиоприемные устройства / Под ред. Л. Г. Барулина. – М.: Радио и связь, 1984. – 272 с.

80. Системы радиосвязи / Н. И. Калашников, Э. И. Крупицкий, И. Л. Дороднов, В. И. Носов // Под ред. Н. И. Калашникова. – М.: Радио и связь, 1988. – 352 с.

81. Радиотехнические системы передачи информации / В. А. Борисов, В. В. Калмыков, Я. М. Ковальчук, Ю. Н. Себекин, А. И. Сенин, И. Б. Федоров, И. А. Цикин / Под ред. В. В. Калмыкова. – М.: Радио и связь, 1990. – 304 с.

82. Шетсен М. Моделирование нелинейных систем на основе теории Винера / М. Шетсен // ТИИЭР. – 1981. – Т.69. № 12, – С. 44-62.

83. Шахтарин Б. И. Фильтры Винера и Калмана / Б. И. Шахтарин. – М.: Гелиос АРВ, 2008. – 304 с.

84. Капалин В. И. Нейросетевое моделирование систем управления / В. И. Капалин, И. В. Витохин, Нгуен Дун Чинь // Научные ведомости БелГУ. – 2009. – №9(64), вып.11/1. – С. 87-92.

85. Радиосистемы передачи информации / И. М. Тепляков, Б. В. Рошин, А. И. Фомин, В. А. Вейцель / Под ред. И. М. Теплякова. – М.: Радио и связь, 1982. – 264 с.

86. Статистика ошибок при передаче цифровой информации: Сб. переводов / Под ред. С. И. Самойленко. – М.: Мир, 1966. – 304 с.

87. Shefer O. V. Investigation of nonlinear processes in radio devices as a guarantee of increase the quality functioning for radiolocation systems / O. V. Shefer, V. P. Dorohobid // Modern methods, innovations and experience of practical application in the field of technical sciences: International Research and Practice - Conference. – Republic of Poland, Radom, RAЕ. – December, 27-28, 2017. – pp. 48-52.

88. Финк Л. М. Сигналы, помехи, ошибки / Л. М. Финк. – М.: Радио и связь, 1984. – 216 с.

89. Van Trees H. L. Functional techniques for the analysis of the nonlinear behaviour of phase-locked loops / H. L. Van Trees // IEEE. – 1964. – Vol.52, №8. – P. 849-911.

90. Черногор Л. Ф. Нелинейная радиофизика / Л. Ф. Черногор. – Харьков: ХНУ, 1998. – 198 с.
91. Maas S. A. Analysis and Optimization of Nonlinear Microwave Circuits by Volterra Series / S. A. Maas // Microwave. – 1990. – Vol. 33, № 4. – P. 245-264.
92. Maas, Stephen A. Nonlinear microwave and RF circuits / Stephen A. Maas. – 2nd ed. Boston; London: Artech House. – 2003. – 582 p.
93. Чердынцев В. А. Радиотехнические системы / В. А. Чердынцев. – Минск.: В. школа, 1988. – 369 с.
94. Горностаев Ю. М. Перспективные спутниковые системы связи / Ю. М. Горностаев, В. В. Соколов, Л. М. Невдяев. – М.: Горячая линия-Телеком, 2000. – 132 с.
95. Анпилогов В. Тенденции развития спутниковых технологий и критерии оценки их технико-экономической эффективности / В. Анпилогов, Ю. Урличич // Технологии и средства связи. – 2016. - № 2. – С. 46-53.
96. Стратонович Р. Л. Принципы адаптивного приема / Р. Л. Стратонович. – М.: Советское радио, 1973. – 144 с.
97. Ким Д. П. Теория автоматического управления / Д. П. Ким // Том 2. Многомерные, нелинейные, оптимальные системы. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2004. – 464 с.
98. Богданович Б. М. Основы теории и расчета малосигнальных электронных усилителей с контролируруемыми нелинейными искажениями / Б. М. Богданович. – Минск: В. школа, 1974. – 151 с.
99. Цветков А. Г. Принципы количественной оценки эффективности радиоэлектронных средств / А. Г. Цветков; Под ред. С. Ф. Матвеевского. – М.: Советское радио, 1971. – 201 с.
100. Глинченко А. С. Цифровая обработка сигналов / А. С. Глинченко. – Красноярск: Изд-во КГТУ, 2001. – 199 с.
101. Комп'ютерне моделювання систем та процесів. Методи обчислень. Частина 1 / Р. Н. Кветний, І. В. Богач, О. Р. Бойко, О. Ю. Софина, О. М. Шушура // За заг. ред. Р. Н. Кветного. – Вінниця: ВНТУ, 2012. – 193 с.

102. Madisetti Vijay K. Digital Signal Processing Fundamentals / Vijay K. Madisetti // Second Edition. CRC Press. – 2017. – P. 904.
103. Финк П. М. Теория передачи дискретных сообщений / П. М. Финк. – М.: Советское радио, 1970. – 728 с.
104. Пухов Г. Е. Преобразования Тейлора и их применение в электротехнике и электронике / Г. Е. Пухов. – К.: Наукова думка, 1978. – 180 с.
105. Пупков К. А. Функциональные ряды в теории нелинейных систем / К. А. Пупков, В. И. Капалин, А. С. Ющенко. – М.: Наука, 1978. – 448 с.
106. Landau M. Application of the Volterra Series to the Analysis and Design of an Angle Track Loop / M. Landau, C.T. Leondes // IEEE Trans, 1972. – V. AES-8, № 3. – pp. 306-318.
107. Zhu, A. Dynamic deviation reduction-based Volterra behavioral modeling of RF power amplifiers / A. Zhu, J. C. Pedro, T. J. Brazil // IEEE Trans, 2006. – Microwave Theory and Techniques, no 54 (12), pp. 4323-32.
108. Приходько С. І. Цифрові системи передачі, комутації та управління: навч. посіб. / С. І. Приходько, О. С. Жученко, О. В. Северінов, О. М. Усачов // Укр. держ. акад. залізн. трансп. – Х.: УкрДАЗТ, 2009. – 270 с.
109. Пупков К. А. Статистический расчет нелинейных систем автоматического управления / К. А. Пупков. – М.: Машиностроение, 1965. – 403 с.
110. Пупков К. А. Анализ и расчет нелинейных систем с помощью функциональных степенных рядов / К. А. Пупков, Н. А. Шмыкова. – М.: Машиностроение, 1982. – 150 с.
111. Шефер О. В. Підвищення пропускної здатності радіоприймальних пристроїв, шляхом удосконалення математичного апарату для аналізу нелінійностей, на основі рядів Вольтерра / О. В. Шефер // Тези доповідей ІХ Міжнародної науково-технічної конференції «Проблеми інформатизації». ДУТ. – Київ, 12 грудня 2017 р. – С. 81.
112. Шефер О. В. Визначення залежності показників якості від ширини лінійного динамічного діапазону типового радіоприймального пристрою /

О. В. Шефер, Р. В. Мякушко // Тези 67-ї наукової конференції професорів, викладачів, наукових працівників, аспірантів та студентів університету. Том 1. (Полтава, 2 квітня – 22 травня 2015 р.) – Полтава: ПолтНТУ, 2015. – С. 11-13.

113. Palm, G. The Volterra Representation and the Wiener Expansion: Validity and Pitfalls / G. Palm, T. Poggio // *SIAM Journal on Applied Mathematics*. – 1977. – Vol. 33, pp. 195-216.

114. Шефер О. В. Алгоритм визначення ядер Вольтерра зведеного нелінійного аналітичного оператора із застосуванням методу нелінійних вхідних сигналів / О. В. Шефер, В. А. Восканян // Збірник тез за матеріалами V міжнародної науково-технічної конференції «Сучасні напрями розвитку інформаційно-комунікаційних технологій та засобів». Полтава 3–4 грудня 2014. – Полтава: ПолтНТУ. – С. 7 – 10.

115. Rugh, W. J. *Nonlinear System Theory, The Volterra - Wiener approach* / W. J. Rugh // The Johns Hopkins University Press, Baltimore. – 1981. – P. 325.

116. Halme, A. *Polynomial operators in nonlinear Systems Theory* / A. Halme, J. Orava, H. Blomberg // *International Journal Systems Scig.* – 1971. – Vol. 2, №1. – pp. 21-26.

117. Engberg, J. *Noise Theory of Linear and Nonlinear Circuits* / J. Engberg, T. Larsen, // New York: John Wiley and Sons. – 1995. – P. 308.

118. Shankar Sastry. *Nonlinear systems: analysis, stability and control* / S. Shankar // Springer Science & Business Media, New York, USA. – 1999. – P. 668.

119. Шефер О. В. Геометричний чинник та його вплив на похибку визначення навігаційних параметрів у псевдосупутниковій радіосистемі / О. В. Шульга, О. В. Шефер // Системи управління, навігації та зв'язку. – Полтава: ПолтНТУ, 2017. – Вип. 1 (41). – С. 75-77.

120. Ипполито Л. Дж. Влияние условий атмосферного распространения радиоволн на космические системы связи / Л. Дж. Ипполито // ТИИЭР. – 1981. – Т. 69, №1. – С. 29-58.

121. Тейлор М. Радиосвязь через плазму при входе ракеты в атмосферу / М. Тейлор // Зарубежная электроника. – 1968. – № 2 – С. 76-89.

122. Данилов А. Д. Химия, атмосфера и космос / А.Д. Данилов. – Л.: Гидрометеоиздат, 1968. – 131 с.
123. Фундаментальные космические исследования. В 2 кн. Кн. 2. Солнечная система / Под ред. Г. Г. Райкунова. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2014. – 456 с.
124. Кринберг И. А. Кинетика электронов в ионосфере и плазмосфере Земли / И. А. Кринберг. – М.: Наука, 1978. – 215 с.
125. Гельберг М. Г. Неоднородности высокоширотной ионосферы / М. Г. Гельберг. – Новосибирск, Наука, Сибирское отд., 1986. – 121 с.
126. Насыров А. М. Рассеяние радиоволн анизотропными ионосферными неоднородностями / А. М. Насыров // Изд. Казанского университета, 1991. – 149 с.
127. Гуревич А. В. Нелинейные явления в ионосфере / А. В. Гуревич // УФН. – 2007. – Т. 177, №11. – С. 1145-1177.
128. Цытович В. Н. Нелинейные эффекты в плазме / В. Н. Цытович // Изд. 2-е, испр. и доп. – М.: URSS, 2014. – 286 с.
129. Гершман Б. Н. Механизмы возникновения ионосферных неоднородностей в области F / Б. Н. Гершман // Ионосферные исследования. – 1980. №4. – С. 17-27.
130. Hines C. O. Internal atmospheric gravity waves at atmospheric heights / C. O. Hines // Canad. J. Phys. – 1960. – V. 38. – pp.1441–1481.
131. Степанов, А. Е. Перемещающиеся ионосферные возмущения по данным вертикального зондирования ионосферы на северо-востоке России / А. Е. Степанов, Л. Д. Филиппов, К. Г. Ратовский // Наука и образование. – 2014. – № 1. – С. 11 – 15.
132. Тарашук Ю. Е. Нестационарные процессы в ионосфере Земли и их влияние на распространение коротких радиоволн / Ю. Е. Тарашук, П. М. Нагорский, Б. Б. Борисов. – Томск: изд-во Томского ун-та, 1986. – 344 с.
133. Моргун О. А. Можливості використання апаратури супутникової навігації для балістико-навігаційного забезпечення управління космічними

апаратами / О. А. Моргун, С. В. Козелков, В. М. Тупкало, В. І. Богомья, С. Д. Ставицький // Труды Академії. – К.: НАОУ. – 2006. – №69. – С. 144-148.

134. Шефер О. В. Інноваційний метод забезпечення зв'язку із високошвидкісними рухомими об'єктами / О. В. Шефер // Матеріали VI Міжнародної науково-практичної конференції «Управління високошвидкісними рухомими об'єктами та професійна підготовка операторів складних систем» 23-24 листопада 2017 року, Кропивницький. – КЛА НАУ, 2017. – С. 68-70.

135. Костров Л. С. Доплеровское радиозондирование крупномасштабных волновых возмущений в ионосфере, генерируемых мощным радиоизлучением / Л. С. Костров, Л. Ф. Черногор. – М.: 1990, №1.– 159 с.

136. Козелкова К. С. Теоретичні основи й методи побудови перспективних вимірювальних радіосистем ракетно-космічних комплексів з використанням шумоподібних просторово-часових сигналів // дис. ... докт. техн. наук: 05.12.13 / Козелкова Катерина Сергіївна. – К.: 2011. – 414 с.

137. Крейн Р. К. Фундаментальные ограничения, связанные с процессами распространения радиоволн / Р. К. Крейн // ТИИЭР. – 1981. – Т.69, №2. – С. 64-80.

138. Перфилов О. Ю. Радиопомехи / О. Ю. Перфилов. – М.: Горячая линия-Телеком, 2017. – 110 с.

139. Долуханов М. П. Флуктуационные процессы при распространении радиоволн / М. П. Долуханов. – М.: Связь, 1971. – 183 с.

140. Goodman, John M. Space Weather & Telecommunications / John M. Goodman // Springer-Verlag, New York, USA. – 2005. – P. 382.

141. Деминов М. Г. Влияние продольных токов на структуру ионосферы / М. Г. Деминов, В. П. Ким, В. В. Хегай // Геомагнетизм и аэрономия. – 1979. – Т. 19, №4. – С.743-745.

142. Артюшин Л. М. Оптимизация цифровых автоматических систем, устойчивых к отказам // Л. М. Артюшин, О. А. Машков. – К: КВВА. – 1991. – 89 с.

143. Федоров В. А. Оценка величины концентрации электронов плазмы и ее частоты в окрестности гиперзвукового летательного аппарата при его движении в атмосфере и определение частот распространения электромагнитных волн в данной плазме / В. А. Федоров // Журнал технической физики, 2016. – том 86, вып. 5. – С. 148-150.

144. Заїка В. Ф. Методологія підвищення якості функціонування телекомунікаційної системи радіотехнічного комплексу управління низькоорбітальними космічними апаратами подвійного призначення // дис. ... докт. техн. наук: 05.12.13 / Заїка Віктор Федорович. – К.: 2015. – 402 с.

145. Курина Л. Е. Об особенностях неоднородной диффузии искусственных плазменных неоднородностей при локальном нагреве ионосферной плазмы / Л. Е. Курина // Изв. вузов. Радиофизика. – 1998. – Т. 41. №2. – С. 219-221.

146. Мартин Дж. Вход в атмосферу. Введение в теорию и практику / Дж. Мартин. – М.: Мир, 1969. – 320 с.

147. Shefer Oleksandr. Scientifically-technical solutions that are connected with the increase of satellite telecommunications signals' noise immunity during sea start / O. Shefer. //Modern power plants in transport and technologies and maintenance equipment (MPPTTME-2017). Materials of the VIII International Scientific and Practical Conference. – Ukraine, Kherson, KhSMA. – September, 28-29, 2017 – pp. 177-178.

148. Деденок В. П. О возможности использования результатов ионосферного зондирования для оперативного прогноза движения национальных КА / В. П. Деденок, С. В. Маловица, В. А. Ямницкий // Системы обработки інформації. – 2007. – № 8 (66). – С. 117-120.

149. Чёрный Г. Г. Газовая динамика / Г. Г. Чёрный. – М: Наука, 1983. – 484 с.

150. Shefer Oleksandr. The analyses of plasma's influence factors on the satellite telecommunications noise immune / O. Shefer. // Proceeding of the XIII

International Scientific-Technical Conference “AVIA-2017”. – Ukraine, Kyiv, NAU. – 19-21 of April, 2017 – pp. 12.19-12.24.

151. Зеленцов В. В. Основы баллистического проектирования искусственных спутников земли / В. В. Зеленцов, В. П. Казаковцев. – М.: Изд-во МГТУ им. Баумана, 2012. – 174 с.

152. Bradt, H. V. Astrophysics Processes / H. V. Bradt. – Cambridge University Press, 2008. – 536 с.

153. Крюковский А. С. Исследование особенностей распространения коротких радиоволн в неоднородной анизотропной ионосфере / А. С. Крюковский, Д. С. Лукин, Д. В. Растягаев // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2009. – Т. 14. – №8. – С. 17-26.

154. Шевяков И. А. О радиопрозрачности плазменной оболочки гиперзвукового летательного аппарата / И. А. Шевяков // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия «Математика. Механика. Физика». – 2014. – Т. 6, №2. – С. 80-84.

155. Гершман Б. Н. Динамика ионосферной плазмы / Б. Н. Гершман. – М.: Наука, 1974. – 255 с.

156. Гинзбург В. Л. Волны в магнитоактивной плазме / В. Л. Гинзбург, А. А. Рухадзе // 2-е изд. – М.: Наука, 1975. – 254 с.

157. Митяков Н. А. Возмущение ионосферы мощными радиоволнами / Н. А. Митяков, С. М. Грач, С. Н. Митяков // Итоги науки и техники. Серия: Геомагнетизм и высокие слои атмосферы. – М.: ВИНТИ. – 1989. – 138 с.

158. Izhovkina, N. I. Plasma inhomogeneities and radiowave scattering in experiments with electron pulses in the ionosphere / N. I. Izhovkina, N. S. Erokhin, L. A. Mikhaylovskaya // Geomag. and Aeronomy, 2014, vol. 54, no 1, pp. 73-81.

159. Кучер Д. Б. Построение моделей неравновесных состояний электронов в полупроводниковой плазме для сверхпроводящей защиты радиотехнических средств ВСУ / Д. Б. Кучер, А. И. Фык // Системи озброєння і військова техніка. – 2015. – № 4(44). – С. 80-82.

160. Литвина З. Ю. О возможности передачи информации через плазму / З. Ю. Литвина // Системи обробки інформації. – Харків. – 2007. – № 9. – С. 127–128.

161. Коняхин Г. Ф. Устройство для передачи информации со спускаемого летательного аппарата / Г. Ф. Коняхин, А. Ю Мелашенко, З. Ю. Литвина // Системи обробки інформації. – 2001. – № 5(15). – С. 201–204.

162. Wolverson M. Piercing the Plasma: Ideas to Beat the Communications Blackout of Reentry / M. Wolverson // Scientific American. – New York: Scientific American. 2009. – №12. – С. 28-29.

163. Ванькевич В. В. Теоретические и экспериментальные исследования специфики тропосферного распространения СВЧ и КВЧ радиосигналов / В. В. Ванькевич, М. А. Иванов, С. В. Козелков // Радиотехника / Республиканский межведомственный научно-технический сборник. – Харьков, 1990. – Вып. 92. – С. 106-114.

164. Козелков С. В. Методический аппарат повышения качества функционирования системы контроля и анализа космической обстановки / С. В. Козелков // Монография. – К.: НАОУ, 2004. – 386 с.

165. Козелков С. В. Разработка метода оценивания параметров движения космических аппаратов / С. В. Козелков, Н. В. Ньюкин, Д. П. Пашков // Сб. научн. труд. ХВУ. – 1999. – № 2 (24). – С.72-77.

166. Иванов М. А. О динамическом диапазоне многокаскадного соединения радиоэлектронных устройств / М. А. Иванов // Радиотехника. – Харьков. – 1980. – Вып. 55. – С.24-29.

167. Иванов М. А. Согласование многокаскадных частотно-избирательных радиоприемных устройств с входными воздействиями / М. А. Иванов // Радиотехника. – Харьков. – 1983. – Вып. 65. – С.70-73.

168. Shefer O. Algorithm of identification of nonlinear technical systems according to measured data / O. Shefer, V. Galai // Control, Navigation and Communication Systems. – Poltava: Polt NTU, 2014. – no. 3 (31). – P. 91-95.

169. Шефер О. В. Сигнальна і параметрична ідентифікація / А. М. Сільвестров, В. М. Галай, О. В. Шефер // Системи управління навігації та зв'язку. – Полтава: ПолтНТУ, 2013. – вип. 1 (25). – С. 135-137.

170. Красюк Н. П. Влияние тропосферы и подстилающей поверхности на работу РЛС / Н. П. Красюк, В. Л. Коблов, В. Н. Красюк. – М.: Радио и связь, 1988. – 216 с.

171. Шефер О. В. Розроблення методики представлення та дослідження складних нелінійних радіопристроїв високого порядку за допомогою модифікованих структурних матриць систем / О. В. Шефер // Збірник наукових праць за матеріалами X Міжнародної науково-практичної конференції «Проблеми й перспективи розвитку академічної та університетської науки», 6-8 грудня 2017 року – Полтава: ПолтНТУ, 2017. – С. 287 – 293.

172. Шефер О. В. Дослідження впливу обмеженості динамічного діапазону радіоприймальних пристроїв на показники якості бортових радіосистем / О. В. Шефер, Є. В. Гаврилко // Наукові записки УНДІЗ. – К.: ДУТ, 2017. – №4(48). – С. 18-23.

173. Шефер О. В. Синтез оптимального алгоритму обробки сигналів неконтрольованого випромінювання для ідентифікації об'єктів / О. В. Шульга, О. В. Шефер // Системи управління, навігації та зв'язку. – Полтава: ПолтНТУ, 2016. – Вип. 4 (40). – С.11-13.

174. Основы технического проектирования систем связи через ИСЗ. / Под ред. А. Д. Фортюшенко, Г. В. Аскинази, В. Л. Быкова. – М.: Связь, 1972. – 218 с.

175. Крюковский А. С. Исследование влияния локальных неоднородностей ионосферной плазмы на распространение коротких радиоволн / А. С. Крюковский, Д. С. Лукин, Д. В. Растягаев // Вестник Российского нового университета. Серия: Управление, вычислительная техника и информатика / М.: РосНОУ, 2010. Вып. 3. – С. 17-25.

176. Шефер О. В. Методика визначення фазових шумів радіопристроїв та оцінка їх впливу на показники якості бортових радіолокаційних систем /

С. В. Козелков, О. В. Шефер, О. В. Шульга // Зв'язок. – К.: ДУТ, 2017. – Вип. 6. – С. 12-16.

177. Крюковский А. С. Метод расширенной бихарактеристической системы при моделировании распространения радиоволн в ионосферной плазме / А. С. Крюковский, Д. С. Лукин, К. С. Кирьянова // Радиотехника и электроника. – М.: Наука, 2012. – Т. 57, №9. – С. 1028-1034.

178. Кварцевые и квантовые меры частоты / Е. Н. Базаров, Н. А. Демидов, Е. Т. Жуков / Под ред. Б. И. Макаренко. – МО СССР, 1989. – 536 с.

179. Козелков С. В. Анализ состояния радиотехнических средств наземной группировки и возможностей ее использования для решения народнохозяйственных задач // Труды XXXVI НТК ХВВКИУ. 16-17 апреля 1992. – Харьков: ХВВКИУ, 1992. – 153 с.

180. Устройство для адресации блоков памяти: А. с. 1575189 СССР, МКИ G 06 F 12/00 / С. В. Козелков, Н. Г. Пархоменко, В. Ю. Лозбенев, В. Г. Черняев (СССР). - № 4486819/24-24; Заявлено 26.09.88; Опубл. 30.06.90. Бюл. № 24. – 4 с.

181. Стогов Г. В. Статистическая обработка результатов измерений по неполной выборке / Г. В. Стогов, А. В. Макшанов, А. А. Мусаев // Зарубежная радиоэлектроника. 1979. – №10. – С. 3-21.

182. Альберт А. Регрессия, псевдоинверсия и рекуррентное оценивание / А. Альберт. – М.: Наука, 1977. – 224 с.

183. Современные методы идентификации систем: пер. с англ. / Под ред. П. Эйкхоффа. – М.: Мир, 1983. – 400 с.

184. Иванов М. А., Козелков С. В. Анализ условий применения антенных устройств СВЧ и КВЧ диапазонов на спутниках-ретрансляторах. – М.: 1989. – 12 с. Деп. В ЦИВТИ МО СССР, вып. 10, №4238, В1384.

185. Козелков С. В. Повышение автономности функционирования и управления спутников-ретрансляторов за счет совершенствования антенных систем и схем их управления // Труды 9 НТК в/ч 32103. Использование спутников-ретрансляторов на радиолиниях СВЧ и КВЧ диапазонов для

повышения автономности их функционирования и управления. – МО СССР, 1987. – С. 52.

186. Шефер О. В. Науково-методичний апарат для оцінювання можливостей підвищення завадостійкості супутникових телекомунікацій / О. В. Шефер // Матеріали XXIV Міжнародної науково-практичної конференції „Актуальні проблеми життєдіяльності суспільства”. КрНУ ім. Михайла Остроградського. – Кременчук, 20-21 квітня 2017 р. – С. 73.

187. Покрас А. М. Антенны земных станций спутниковой связи / А. М. Покрас // Радиотехника. – 1987. – №5. - С. 50-55.

188. Монаков А. А. Математическое моделирование радиотехнических систем / А. А. Монаков. – М.: Лань, 2016. – 148 с.

189. Справочник по радиолокации / Под ред. М. Скольника. Радиолокационные станции и системы // Пер. с англ. под ред. М. М. Вейсбейна. – М.: Сов. радио, 1978. – 376 с.

190. Иванов М. А. Некоторые вопросы исследования нелинейных процессов в системах с помощью функциональных рядов Вольтерра / М. А. Иванов // Нелинейные эффекты в радиоприемных и усилительных устройствах. НТОРЭС им. А. С. Попова. – М.: Радио и связь. 1979. – 150 с.

191. Козелков С. В. Синтез алгоритма определения ядер Вольтерра / С. В. Козелков // Информационно-управляющие системы на железнодорожном транспорте. – 1999. – 4(19). – С. 84.

192. Козелков С. В. Системы наведения и автосопровождения антенных устройств радиолиний СВЧ и КВЧ диапазонов / С. В. Козелков // Труды 10 НТК в/ч 32103. Научно-практические аспекты управления космической и наземной группировками, особенности их применения. – МО СССР, 1989. – С. 223.

193. Козелков С. В. Разработка алгоритма наведения антенных систем / С. В. Козелков, Н. П. Руденко, В. Ф. Столбов, С. А. Тыщук // Системи обробки інформації. НАНУ. ПАНМ, ХВУ. – Харків: ХФВ "Транспорт України". – 2000. – Вип. 4(10). – С. 39-43.

194. Иванов М. А. Об оценке влияния помех на точностные показатели качества РЛС / М. А. Иванов // Радиотехника. Республиканский межведомственный научно-технический сборник. – Харьков, 1980. Вып. 55. – С. 34-35.

195. Монзинго Р. А. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию / Р. А. Монзинго, Т. У. Миллер // Пер с англ. под ред. В. А. Лексаченко. – М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.

196. Козелков С. В. Анализ особенностей частотно-избирательного ограничения СВЧ и КВЧ радиоустройств / С. В. Козелков, В. П. Тарахтей, Н. В. Ньюкин // Авіаційно-космічна техніка і технологія. – 2000. вип. 15. – С. 199-203.

197. Шефер О. В. Метод підвищення завадостійкості радіосигналів із урахуванням нелінійних інерційних процесів / О. В. Шефер // Тези доповідей ІХ Міжнародної науково-технічної конференції «Проблеми інформатизації». ДУТ. – Київ, 13 грудня 2017 р. – С. 81-82.

198. Козелков С. В. Метод оценки пропускной способности объединенного центра управления полетом при управлении космическими аппаратами / С. В. Козелков, К. К. Кулагин, Д. П. Пашков // Ракетно-космічна техніка. – Харків: ХВУ. – 1999. Вип. 1. – С. 131-135.

199. Козелков С. В. Идентификация космических аппаратов по неконтролируемым излучениям / С. В. Козелков // Системи обробки інформації. – Харків: НАНУ, ПАНМ, ХВУ. – 2000. Вип. 1(7). – С. 169-172.

200. Шефер О. В. Сучасний метод ідентифікації нелінійних сигналів радіотехнічних систем / О. В. Шефер // Науково-технічний журнал «Системи озброєння і військова техніка». Харків: ХНУПС, 2017. – №1 (49). – С.185-189.

201. Шефер О. В. Використання сигнальної і параметричної ідентифікації для підвищення керованості радіонавігаційних систем / О. В. Шефер // Сучасні інформаційні технології у сфері безпеки та оборони. К.: Нац. ун-т оборони України. – 2017. – № 1(28). – С. 63-66.

202. Жданов А. И. Идентификация по методу наименьших квадратов управлений авторегрессии при аддитивных ошибках измерений / А. И. Жданов, С. А. Кацюба // Автоматика и телемеханика. – 1982. – №2. – С. 29-38.

203. Макшанов А. В. Робастные методы обработки результатов измерений / А. В. Макшанов, А. А. Мусаев // Учеб. пособие – Л.: Изд-во МО СССР, 1980. – 144 с.

204. Гильбо Е. П. Робастное приближение функций в условиях неопределенности / Е. П. Гильбо, И. Б. Челпанов, Г. Л. Шевляков // Автоматика и телемеханика. – 1979. – №4. – С. 51-60.

205. Гильбо Е. П. Обработка сигналов на основе упорядоченного выбора / Е. П. Гильбо, И. Б. Челпанов. – М.: Сов. радио, 1976. – 344 с.

206. Поляк Б. Т. Робастные алгоритмы адаптации / Б. Т. Поляк, Я. З. Цыпкин // Автоматика и телемеханика. – 1980. – №10. С. 91-97

207. Бендат Дж. Применение корреляционного спектрального анализа / Дж. Бендат, А. Пирсол. – М.: Мир, 1983. – 312 с.

208. Браммер К. Фильтр Калмана-Бьюсси / К. Браммер, Г. Зиффлинг. – М.: Наука, 1982. – 199 с.

209. Воронов А. А. Устойчивость, управляемость, наблюдаемость / А. А. Воронов. – М.: Наука, 1979. – 336 с.

210. Shefer Oleksandr. Problem of creation noise immunity systems telematic by integrating moving objects and the environment properties / O. Shefer. // Synergetics, mechatronics, telematics road machines and systems in educational process and science. Research Papers Collection on International Scientific Conference Materials. – Ukraine, Kharkov, KhNAHU. – March, 16, 2017 – pp. 7-9.

211. Шефер О. В. Новітній підхід щодо забезпечення надійної телеметрії під час проходженні електромагнітних хвиль через плазму. Тези 69-ї наукової конференції професорів, викладачів, наукових працівників, аспірантів та студентів університету. Том 1. (Полтава, 19 квітня – 19 травня 2017 р.) – Полтава: ПолтНТУ, 2017. – С. 23 – 24.

212. Макаренко С. И. Помехозащищенность систем связи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты: монография / С. И. Макаренко, М. С. Иванов, С. А. Попов. – СПб.: Свое издательство, 2013. – 166 с.

213. Шефер О. В. Спосіб покращення електромагнітної сумісності зв'язку з рухомим об'єктом, котрий проходить через плазму іоносфери / О. В. Шефер // Проблемы электромагнитной совместимости перспективных беспроводных сетей связи (ЭМС-2017): Сборник научных трудов третьей международной научно-технической конференции, Харьков 23-24 мая 2017. – Харьков: ХНУРЭ, 2017. – С. 55-57.

214. Шефер О. В. Принципи формування імпульсного плазмового середовища для підвищення завадостійкості радіосигналів / О. В. Шефер // Авиационно-космическая техника и технология. – Харьков: НАУ «ХАИ», 2017. – Вып. 2 (137). – С. 36-43.

215. Shefer O. V. Optimization of satellite telecommunication systems due to the space craft orbit injection / O. V. Shefer // The Scientific Journal “Electronics and control systems”. Kyiv: NAU, 2017.– №. 1 (51). – P. 21-28.

216. Шефер О. В. Інтегральний спосіб підвищення завадостійкості передачі інформації у системі організації зв'язку із космічним апаратом / О. В. Шефер // Зв'язок. – К.: ДУТ, 2017. – Вип. 2. – С. 3-5.

217. Шефер О. В. Формування завадостійкого каналу зв'язку із космічним апаратом шляхом зниження щільності плазми ударної хвилі / О. В. Шефер // Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. Харків: ХНУПС, 2017. – №. 2 (27). – С.131-134.

218. Shefer O. Increasing of satellite telecommunication systems exploitation noise immunity on the area of space craft's near-earth orbit injection / O. Shefer. // Proceeding of the V International Scientific-Technical Conference «Problems of informatization». Cherkasy – Baku – Bielsko-Biala – Poltava – Ukraine, Cherkasy, CherkSTU. – November, 13-15, 2017 – pp. 19-20.

219. Шефер О. В. Шляхи побудови надійного телеметричного зв'язку при проходженні радіохвиль через плазму / О. В. Шефер // Збірник матеріалів XI Міжнародної науково-технічної конференції «Проблеми телекомунікацій». НТУУ «КПІ ім. Ігоря Сікорського». – Київ, 18-21 квітня 2017 р. – С. 223-225.

220. Shefer O. V. The prospects and peculiarities of plasma with hollow cathode using for satellite telecommunications noise stability increase / O. V. Shefer // Озброєння та військова техніка: наук.-техн. журн. – К.: Центр. НДІ озброєння та військ. техніки ЗСУ, 2017. – № 2 (14). – С. 62-65.

221. Шефер О. В. Сучасний підхід до механізму елементарних процесів тліючого розряду функціональних елементів радіотехнічних пристроїв / О. В. Шефер // Телекомунікаційні та інформаційні технології. – К.: ДУТ, 2017. – №1(54). – С.67-72.

222. Smirnov Boris M. Theory of Gas Discharge Plasma. Springer Series on Atomic, Optical and Plasma Physics, Switzerland. – 2015. – P 423.

223. Шефер О. В. Нові властивості плазми для ефективного використання сегменту супутникових телекомунікацій / О. В. Шефер // Тези доповідей VIII Міжнародної науково-технічної конференції «Проблеми інформатизації». ДУТ. – Київ, 12 квітня 2017 р. – С. 183.

224. Шефер О. В. Аналіз закономірностей зміни властивостей електричного розряду, як запорука покращення якості функціонування радіонавігних систем / О.В. Шефер // Системи управління, навігації та зв'язку. – Полтава: ПолтНТУ, 2017. Вип. 2– (42). – С.13-16.

225. Шефер О. В. Про можливість часткового просвітлення плазми навколо космічного апарату для покращення якості функціонування наземних та супутникових телекомунікацій / О. В. Шефер // Теоретичні та прикладні аспекти радіотехніки і приладобудування. Матеріали III Всеукраїнської науково-технічної конференції, 8-9 червня 2017 року: збірник тез доповідей – Тернопіль: ТНТУ ім. Івана Пулюя, 2017. – С. 97-99.

226. Шефер О. В. Дослідження особливостей роботи джерел випромінювання плазми у різних режимах для підвищення

перешкодозахищеності КА / О. В. Шульга, О. В. Шефер, Д. М. Нелюба, М. М. Гонтар. Зв'язок. – К.: ДУТ, 2017. – Вип. 3. – С. 12-14.

227. Шефер О. В. Підвищення надійності старту плазмового пальника для подальшого керування виходом у робочий режим пристроїв супутникового радіозв'язку космічних апаратів / О. В. Шульга, О. В. Шефер // Системи управління, навігації та зв'язку. – Полтава: ПолтНТУ, 2017.– Вип. 4 (44). – С. 164-169.

228. Райзер Ю. П. Физика газового разряда / Ю. П. Райзер // Долгопрудный: "Интеллект", 2009. – 736 с.

229. Hantzsche E. Space charge sheaths with electron emission / E. Hantzsche // Proc. 21 EPS Conf. Contr. Plasma Phys., Montpellier, 1994. Pt. II, p. 926- 929.

230. A.Von Engel. Electric plasmas: their nature and uses. London, Taylor and Francis, Ltd., 1983, 254 p.

231. Райзер Ю. П. Диффузия зарядов вдоль тока и эффективный метод устранения счетной диффузии при расчетах разрядов типа тлеющего / Ю. П. Райзер, С. Т. Суржиков // ТВТ. 1990. – Т. 28. – № 3. – С. 439-443.

232. Шефер О. В. Концепція підвищення надійності радіотехнічних пристроїв шляхом експериментальних досліджень запалювання та розвитку розряду у плазмових пальниках / О. В. Шульга, О. В. Шефер, Д. М. Нелюба, М. М. Гонтар // Наукові записки УНДІЗ. – К.: ДУТ, 2017. – №2(46). – С. 65-73.

233. Shefer O. V. Innovations in the noise immune channel direction with the spacecraft formation / O. V. Shefer. // Mechatronic systems: of innovation and engineering (MSIE-2017). Proceedings of the International Scientific-Practical Conference. – Ukraine, Kyiv, KNUTD. – June, 15, 2017 – pp. 119-120.

234. Шефер О. В. Оптимальні умови утворення низькотемпературної плазми для зменшення щільності стохастичного іонізованого середовища навколо космічного апарата / О.В. Шефер // Системи управління, навігації та зв'язку. – Полтава: ПолтНТУ, 2017. – Вип. 5 (45). – С.158-161.

235. Шефер О. В. Сучасні аспекти побудови завадостійкого зв'язку під час взаємодії радіохвиль із іонізованим середовищем / О. В. Шефер // Збірник

наукових праць за результатами всеукраїнської науково-практичної конференції «Сучасні аспекти механізації та автоматизації енергоємних виробництв». – Індустріальний інститут ДВНЗ ДонНТУ, Покровськ, 11-12 квітня 2017 р. – С. 272-275.

236. Шефер О. В. Використання каналів втрати енергії електронів плазмової оболонки для мінімізації спотворень та затухань сигналів зв'язку із космічним апаратом / О.В. Шефер // Системи управління, навігації та зв'язку. – Полтава: ПолтНТУ, 2017. – Вип. 3 (43). – С.139-142.

237. Шефер О. В. Основні результати експериментальних досліджень напруженості електричного поля і протяжності плазми для радіотехнічних пристроїв та засобів телекомунікацій / О.В. Шефер // Збірник наукових праць харківського національного університету Повітряних Сил ім. Івана Кожедуба. – Харків: ХНУПС, 2017. – №. 4 (53). – С.134-143.

238. Шефер О. В. Проблема формування геометрії плазмового середовища імпульсних засобів телекомунікацій / О. В. Шефер // Телекомунікаційні та інформаційні технології. – К.: ДУТ, 2017. – №2(55). – С.69-75.

239. Шефер О. В. Оптимізація іонно-електронних процесів приладів радіотехнічного забезпечення, як запорука якісної телеметрії з літальним апаратом / О. В. Шефер // Системи обробки інформації. – Харків: ХНУПС, 2017.– №4 (150). – С. 31-38.

240. Shefer Oleksandr. Characteristics of plasma environment according to the discharge gap parameters / O. Shefer. // Problems of modern power engineering and automation in the system nature management (theory, practice, history, education). Proceeding of the VI International Scientific-Technical Conference. – Ukraine, Kyiv, NULES. – 15-19 of May, 2017 – pp. 64-66.

241. Чан П. Электрические зонды в неподвижной и движущейся плазме / П. Чан, Л. Талбот, К. Турян. – М.: Мир, 1978. – 203 с.

242. Демидов В. И. Зондовые методы исследования низкотемпературной плазмы / В. И. Демидов, Н. Б. Колоколов, А. А. Кудрявцев. – М.: Энергоатомиздат, 1996. – 235 с.

243. Shefer O. V. Probe studies of localized plasma, as a method of increasing the interference of satellite radionavigational systems on the area of sc's orbit injection / O. V. Shefer // Control, Navigation and Communication Systems. – Poltava: PoltNTU, 2017. – no. 6 (46). – pp. 9-14.

244. Druyvesteyn M. J. The Mechanism of Electrical Discharges in Gases of Low Pressure / M. J. Druyvesteyn, F. M. Penning. Rev. Mod. Phys. 12, 87 (1979).

245. Bates D. R., and Boyd T. J. M. (1956) Proc. Phys. Soc. A 69, P. 910.

246. Новгородов М. З. Экспериментальное исследование электрических и оптических характеристик положительного столба тлеющего разряда в молекулярных газах / М. З. Новгородов // Труды ФИАН, 1974, т. 78, с. 60-116.

247. Luijendijk S. C. M. Comparison of three devices for measuring the second derivative of a Langmuir probe curve / S. C. M. Luijendijk, J. Van Eck // Physica, 1967, 36, p.49 - 60.

248. Теория электрической связи / К. К. Васильев, В. А. Глушков, А. В. Дормидонтов // под ред. К. К. Васильева. – Ульяновск: УЛГТУ, 2008. – 452 с.

249. Шефер О. В. Спосіб вимірювання параметрів плазми з метою підвищення завадостійкості супутникових телекомунікацій/ О. В. Шефер // Вісник Хмельницького національного університету. Серія: Технічні науки. – Хмельницький: ХНУ, 2017. – №3 (249). – С. 155-160.

250. Коростелев А. А. Пространственно-временная теория радиосистем. – М.: Радио и связь, 1987. – 320 с.

251. Козелков С. В. Разработка метода повышения помехоустойчивости СВЧ и КВЧ РТС / С. В. Козелков, Д. П. Пашков // Системы контроля окружающей среды. – Севастополь: МГИ. 1999. – С.147-149.

252. Поляков О. Л. Аналіз можливостей підвищення ефективності системи контролю і аналізу космічної обстановки для навігаційного

забезпечення управління космічними апаратами / О. Л. Поляков., О. П. Рачинський., С. Є. Ломоносов., О. О. Моргун // Системи управління, навігації та зв'язку. – К.: ЦНДІНУ. – 2007. – Вип.1. – С.7-10.

253. Дьяконов В. MATLAB и SIMULINK для радиоинженеров / В. Дьяконов. – М.: ДМК Пресс, 2016. – 976 с.

254. Лившиц И. И. Использование ИСЗ для связи в диапазоне миллиметровых волн / И. И. Лившиц, В. М. Рожков, Б.А. Рябов // Зарубежная радиоэлектроника. – 1987. №5. – С.41-49.

255. Кириллов Н. Е. Помехоустойчивая передача сообщений по линейным каналам со случайно изменяющимися параметрами / Н. Е. Кириллов. – М.: Сов. радио. 1971. – 256 с.

256. Смирнов Н. И. Оптимизация распределения мощности в системах передачи с каналом синхронизации / Н. И. Смирнов, Н. М. Заличев // Электросвязь. – 1982. – №6. – С. 11-14.

257. Шефер О. В. Урахування пружних деформацій у процесі керування складними технічними системами / О. В. Шефер, В. М. Галай // Системи управління навігації та зв'язку. – Полтава: ПолтНТУ, 2013. – Вип. 2 (26). – С. 48-54.

258. Пашков Д. П. Прогнозирование помехоустойчивости радиотехнических систем в условиях возмущения ионосферы / Д. П. Пашков, С. Е. Ломоносов // Системи обробки інформації. – 2007. – № 4(62). – С. 91-93.

259. Шефер О. В. Проблема фільтрації сигналів та аналітичне градування датчиків мехатронних систем / О. В. Шефер В. Д. Дзівіцький // Тези 68-ї наукової конференції професорів, викладачів, наукових працівників, аспірантів та студентів університету. Том 1. (Полтава, 19 квітня – 13 травня 2016 р.) – Полтава: ПолтНТУ, 2016. – С. 27 – 29.

260. Шефер О. В. Уточнення рівняння моментів обертових електричних машин пристроїв навігації / О. В. Шефер, Д. М. Нелюба // Вісник Кременчуцького національного університету ім. Михайла Остроградського. – Кременчук: КНУ, 2017. – Вип. 3(104). – С. 27-32.

261. Шефер О. В. Підвищення завадостійкості радіотехнічних систем шляхом адаптивного переналагодження та інверсного кореляційного підходу до виявлення корисного сигналу / О. В. Шефер // Наукові записки УНДІЗ. – К.: ДУТ, 2017. – №1(45). – С. 82-88.

262. Барсов В. І. Математичні методи та технічні засоби АСУ / В. І. Барсов, В. А. Краснобаєв, З. В. Барсова. – Х.: Точка, 2012. – 301 с.

263. Rassomahin S. G. Security and noise immunity of telecommunication system: new solutions to the codes and signals design problem. Collective monograph. Edited by Sergey G. Rassomahin and Alexandr A. Kuznetsov, Victor A. Krasnobayev. – ASC Academic Publishing, Minden, Nevada, USA, 2017. – 198 p.

264. Белоус А. И. Космическая электроника. В 2-х книгах. Книга 2 / А. И. Белоус, В. А. Солодуха, С. В. Шведов. – М.: Техносфера, 2015. – 488 с.

265. Чарльз Платт. Энциклопедия электронных компонентов. Том 3 / Чарльз Платт, Фредрик Янссон. – БХВ-Петербург, 2017. – 288 с.

266. Козелков С. В. Пути повышения помехоустойчивости радиотехнических систем на основе адаптивной синхронной перестройки приемопередающего тракта / С. В. Козелков, Д. П. Пашков, С. А. Тыщук // Системи обробки інформації. – Харків: НАНУ, ПАНМ, ХВУ. – 2003. – Вип. 6 (22). – С. 216-219.

267. Коняхин В. В. Микросхемы для аппаратуры космического назначения. Практическое пособие / В. В. Коняхин и др. – М.: Техносфера, 2017. – 388 с.

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
УКРАЇНСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ ЗАЛІЗНИЧНОГО ТРАНСПОРТУ

МОДЕЛІ ТА МЕТОДИ ПІДВИЩЕННЯ ЯКОСТІ ФУНКЦІОНУВАННЯ
БОРТОВИХ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИСТЕМ

ДОДАТКИ

Харків – 2018

Додаток А

Програмний код для моделювання показників якості БРЛС

```

%% дальність дії БРЛС за відсутності завад, L0 = 200 км;
%% порогове відношення завада/шум, починаючи із котрого завада впливає на БРЛС, V0 =
[10 20 30 40дБ];
%% відношення потужності зовнішньої завади до потужності внутрішніх шумів РПП
(відношення завада/шум), % Vps 40-50, дБ;
%% дальність дії БРЛС за наявності завади, відповідно
Ln = @(Vps) L0.*(10.^(0.025.*(V0-Vps)));

figure(1)
h=fplot(Ln, [40, 50]);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
%set(gca, 'XScale', 'log');
set(h, 'Color', 'k');
    set(h(2), 'LineStyle', '--');
    set(h(3), 'LineStyle', ':');
    set(h(4), 'LineStyle', '-. ');
title('\it L_n = f(\nu_{ps}), \nu_0 = 10...40');
xlabel('\it \nu_{ps}, Db');
ylabel('\it L_n, m');
legend(h, '\it\nu_0 = 10', '\it\nu_0 = 20', '\it\nu_0 = 30', '\it\nu_0 = 40');

%%
Ln = @(Vps, V0) L0.*(10.^(0.025.*(V0-Vps)));

figure(2)
h=fsurf(Ln, [40 50 10 40]);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
%set(gca, 'ZScale', 'log');
colormap cool;

title('\it L_n = f(\nu_{ps}, \nu_0)');
xlabel('\it \nu_{ps}, Db');
%set(gca, 'XTickLabel', {'10^11', '10^12', '10^13', '10^14'});
ylabel('\it \nu_0, Db');
zlabel('\it L_n, m');

%%
figure(3)
h=fsurf(Ln, [40 50 10 40]);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
    set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
    set(gca, 'XScale', 'log');
    set(gca, 'YScale', 'log');
%set(gca, 'ZScale', 'log');
colormap gray;

```



```

title('\it L_n = f(\nu_{ps}, \nu_0');
xlabel('\it \nu_{ps}, Db');
%set(gca,'XTickLabel',{'10^{11}','10^{12}','10^{13}','10^{14}'});
ylabel('\it \nu_0, Db');
zlabel('\it L_n, m');

%%
D = @(Q) exp(log(Q)/(1+Q));

%% D - log scale [0,1]
figure(1)
h=fplot(D,[0,1]);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
%set(gca,'YScale','log');
set(h,'Color','k');
title('\itD = f(Q), Q = 0...1');
xlabel('\itQ');
ylabel('\itD');

%% смуга частот впливу завад заданого рівня на ідеальний і реальний РПП, відповідно
Dfi = [30e9 100e9 200e9 300e9];% 3-30GHz, 30-300GHz

%% ймовірність того, що в смузі частот  $\omega_i$  та  $\omega_r$ , відповідно, виявиться хоч одна завада
заданого рівня %pDfp = 10;% 1/0.3-0.38; pDfi = 0.07;% 1 - (0.73-0.93)

%%
pDfp = @(Dfp) 1-(1-pDfi).^(Dfp./Dfi);

figure(1)
h=fplot(pDfp, [3e10, 3e11]);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca,'XScale','log');
set(h,'Color','k');
set(h(2),'LineStyle','--');
set(h(3),'LineStyle',':');
set(h(4),'LineStyle','-');
title('\itp = f(\Deltaf_p), \Deltaf_i = 30\cdot 10^9...300\cdot 10^9');
xlabel('\it \Deltaf_p');
ylabel('\it p');
legend(h, '\it\Deltaf_i = 30\cdot 10^9', '\it\Deltaf_i = 100\cdot 10^9', '\it\Deltaf_i = 200\cdot 10^9', '\it\Deltaf_i = 300\cdot 10^9');

%%
pDfp = @(Dfp, Dfi) 1-(1-pDfi).^(Dfp./Dfi);

figure(2)
h=fsurf(pDfp, [3e10, 3e11 3e10 3e11]);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca,'XScale','log');

```

```

set(gca,'YScale','log');
colormap cool;

title('\itp = f(\Deltaf_p, \Deltaf_i)');
xlabel('\it\Deltaf_p');
%set(gca,'XTickLabel',{'10^11','10^12','10^13','10^14'});
ylabel('\it\Deltaf_i');
zlabel('\it p');

%%
figure(3)
h=fsurf(pDfp, [3e10, 3e11 3e10 3e11]);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
    set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
        set(gca,'XScale','log');
            set(gca,'YScale','log');
%set(gca,'ZScale','log');
colormap gray;

title('\itp = f(\Deltaf_p, \Deltaf_i)');
xlabel('\it\Deltaf_p');
%set(gca,'XTickLabel',{'10^11','10^12','10^13','10^14'});
ylabel('\it\Deltaf_i');
zlabel('\it p');

%% p0 – складова ймовірності p, що визначається функціоналом Ai[.]
p0 = [0.25 0.5 0.75 1];

%% p1 – ймовірність впливу завад на вхід РПП БРЛС
p1 = [0.25 0.5 0.75 1];

%% рбрлс1, рбрлс2 – складові ймовірності p, котрі визначаються функціоналом Ai[.] за
відсутності та наявності завад, відповідно pbrls1=0.5; pbrls2=0.2;

%% p – ймовірність практичної реалізації значення узагальненого показника якості БРЛС не
гірше заданого рівня p = @(p1) p0.*((1-p1).*pbrls1+p1.*pbrls2);

figure(1)
h=fplot(p,[0 1]);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
%set(gca,'XScale','log');
set(h,'Color','k');
    set(h(2),'LineStyle','--');
        set(h(3),'LineStyle',':');
            set(h(4),'LineStyle','-');
title('\itp = f(p_1), p_0 = 0,25...1');
xlabel('\itp_1');
ylabel('\itp');
legend(h, '\itp_0 = 0,25', '\itp_0 = 0,5', '\itp_0 = 0,75', '\itp_0 = 1');

```

```

%%
p = @(p0,p1) p0.*((1-p1).*pbrls1+p1.*pbrls2);

figure(2)
h=fsurf(p, [0.25 1 0 1]);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca,'YDir','reverse');
colormap cool;

title('\itp = f(p_0, p_1)');
xlabel('\itp_0');
ylabel('\itp_1');
zlabel('\itp');

%%
figure(3)
h=fsurf(p, [0.25 1 0 1]);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca,'YDir','reverse');
colormap gray;

title('\itp = f(p_0, p_1)');
xlabel('\itp_0');
ylabel('\itp_1');
zlabel('\itp');

clc;

xmax = 50;
xmin = 40;

%% апріорний розподіл суміші амплітуд сигналів із завадами
B2 = @(x) 1./x*log(xmax/xmin);

% figure(1)
% fplot(B2, [10, 100])

%%
x0 = [60 80 100 120];% [60,120]

%% ймовірність порушення нормальної роботи БРЛС
p1 = @(x) 1-integral(B2, xmin, x0(1));
p2 = @(x) 1-integral(B2, xmin, x0(2));
p3 = @(x) 1-integral(B2, xmin, x0(3));
p4 = @(x) 1-integral(B2, xmin, x0(end));

figure(1)
h1=fplot(p1, [x0(1), 200]);
hold on;
h2=fplot(p2, [x0(1), 200]);

```

```

h3=fplot(p3, [x0(1), 200]);
h4=fplot(p4, [x0(1), 200]);

set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
    set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
        set(gca,'XScale','log');
            set(h1,'Color','k');
            set(h2,'Color','k');
            set(h3,'Color','k');
            set(h4,'Color','k');
            set(h2,'LineStyle','--');
            set(h3,'LineStyle',':');
set(h4,'LineStyle','-');
title('\itp( x>x_0 ) = f( x ), x_0 = 60...120');
xlabel('\itx');
ylabel('\itp( x>x_0 )');
legend('\itx_0 = 60', '\itx_0 = 80', '\itx_0 = 100', '\itx_0 = 120');
ylim([0.5 1]);
hold off;

%%
p = @(x,x0) 1-integral(B2, xmin, x0);

figure(2)
h=fsurf(p, [60, 200 60 120]);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca,'YDir','reverse');
colormap cool;

title('\itp( x>x_0 ) = f( x, x_0 )');
xlabel('\itx');
ylabel('\itx_0');
zlabel('\itp( x>x_0 )');

%%
figure(3)
h=fsurf(p, [60, 200 60 120]);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca,'YDir','reverse');
colormap gray;

title('\itp( x>x_0 ) = f( x, x_0 )');
xlabel('\itx');
ylabel('\itx_0');
zlabel('\itp( x>x_0 )');

clc;
%% ka – коефіцієнт передачі РПП на лінійній ділянці його АХ ka = [100 300 500 700];
%% xmax – верхня межа динамічного діапазону РПП xmax = 20;
%% k – коефіцієнт передачі РПП за наявності впливу на його вхід завад рівня x

```

```
k = @(x) ka.*2/pi.*asind(xmax./x);
```

```
figure(1)
h=fplot(k, [xmax 1e3]);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
    set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
        set(gca,'XScale','log');
            set(gca,'YScale','log');
                set(h,'Color','k');
                    set(h(2),'LineStyle','--');
                        set(h(3),'LineStyle',':');
                            set(h(4),'LineStyle','-');
title('\itk = f(x), k_\Lambda = 100...700');
xlabel('\itx');
ylabel('\itk');
legend(h, '\itk_\Lambda = 100', '\itk_\Lambda = 300', '\itk_\Lambda = 500', '\itk_\Lambda = 700');
```

```
%%
```

```
k = @(x,ka) ka.*2/pi.*asind(xmax./x);
```

```
figure(2)
h=fsurf(k, [xmax 1e3 ka(1) ka(end)]);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
    set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
        set(gca,'XScale','log');
            set(gca,'YScale','log');
                set(gca,'ZScale','log');
                    set(gca,'XDir','reverse');
colormap cool;

title('\itk = f( x, k_\Lambda )');
xlabel('\itx');
ylabel('\itk_\Lambda');
zlabel('\itk');
```

```
%%
```

```
figure(3)
h=fsurf(k, [xmax 1e3 ka(1) ka(end)]);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
    set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
        set(gca,'XScale','log');
            set(gca,'XDir','reverse');
                set(gca,'YScale','log');
                    set(gca,'ZScale','log');
colormap gray;
caxis([0,5000]);
```

```
title('\itk = f( x, k_\Lambda )');
xlabel('\itx');
ylabel('\itk_\Lambda');
zlabel('\itk');
```

Додаток Б

Таблиця Б.1

Потенційні можливості основних типів РЛС, котрі застосовуються для побудови БРЛС (для висоти польоту носія БРЛС ~ 300 км)

Тип РЛС		Потенційна точність (м)	
З видачею сигнальних функцій	Радіовисотоміри	200-5000	
	Вимірювачі швидкості	200-2000	
	Скатерометри	500-10000	
З формуванням радіолокаційного зображення (РЛЗ)	Кутомірно-кутомірні РЛС	Радіометри	10-200
		Радіолокаційні радіометри	5-100
		Голографічні РЛС	2-50
	Кутомірно-дальномірні РЛС ОЗП	РЛС кругового огляду	500-5000
		РЛС бокового огляду (РЛС) (некогерентні)	50-1000
		РЛС із синтезованою апертурою (когерентні РЛС)	1-10

Таблиця Б.2

Класифікація основних факторів, що впливають на якість функціонування БРЛС

Основні фактори, що впливають на якість функціонування БРЛС	
Внутрішні чинники	Зовнішні чинники
Апаратурна надійність БРЛС	Нестационарність у часі умов поширення радіохвиль
Нестабільність параметрів БРЛС	Відхилення носія БРЛС від рівномірного прямолінійного руху
Обмеженість динамічного діапазону радіоприймальних пристроїв БРЛС	Потрапляння завад на вхід радіоприймальних пристроїв БРЛС


```

graph8_1g();
graph9();
    graph10();
        graph10g();

%////////////////////////////////////
% sigmafi2(f0,ne)
%////////////////////////////////////
function graph1()

global c;
global L0;
global ze;
global beta;

figure;
for j = 1:1:4
    ne = 10^(10+j);
    for i = 1:1:40
        f0 = i*1e9;
        sigmafi2(i,j) = 2*(80.8*pi/c)^2*L0*ze*(beta*ne/f0)^2;
    end
end
h=plot(sigmafi2);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca, 'YScale', 'log');
set(h, 'Color', 'k');
set(h(2), 'LineStyle', '--');
set(h(3), 'LineStyle', ':');
set(h(4), 'LineStyle', '-. ');
title('\sigma_{\phi}^2=f(f_0), n_{e}=10^{11}...10^{14}');
xlabel('f_0,GHz');
ylabel('\sigma_{\phi}^2');
legend(h, 'n_{em}=10^{11}', 'n_{e}=10^{12}', 'n_{e}=10^{13}', 'n_{e}=10^{14}');

%////////////////////////////////////
% sigmafi2(f0,ne)
%////////////////////////////////////
function graph1_1c()

global c;
global L0;
global ze;
global beta;

figure;
for j = 1:1:4
    ne = 10^(10+j);
    for i = 1:1:40
        f0 = i*1e9;
        sigmafi2(i,j) = 2*(80.8*pi/c)^2*L0*ze*(beta*ne/f0)^2;

```



```

    end
end

C = log(sigmafi2);
surf(sigmafi2, C);
[az,el] = view;
view(az-90,el);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca,'ZScale','log');
colormap cool;

title('\sigma_{\phi}^2=f(f_0,n_{e})');
xlabel('n_{e}');
set(gca,'XTickLabel',{'10^11','10^12','10^13','10^14'});
ylabel('f_0,GHz');
zlabel('\sigma_{\phi}^2');

%////////////////////////////////////
% sigmafi2(f0,ne)
%////////////////////////////////////
function graph1_1g()

global c;
global L0;
global ze;
global beta;

figure;
for j = 1:1:4
    ne = 10^(10+j);
    for i = 1:1:40
        f0 = i*1e9;
        sigmafi2(i,j) = 2*(80.8*pi/c)^2*L0*ze*(beta*ne/f0)^2;
    end
end

C = log(sigmafi2);
surf(sigmafi2, C);
[az,el] = view;
view(az-90,el);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca,'ZScale','log');
colormap gray;

title('\sigma_{\phi}^2=f(f_0,n_{e})');
xlabel('n_{e}');
set(gca,'XTickLabel',{'10^11','10^12','10^13','10^14'});
ylabel('f_0,GHz');
zlabel('\sigma_{\phi}^2');

```

```

%////////////////////////////////////
% sigmafi2(f0,beta)
%////////////////////////////////////
function graph2()

global c;
global L0;
global ze;
global ne;

figure;
for j = 1:1:3
    beta = 10^(-j+1);
    for i = 1:1:40
        f0 = i*1e9;
        sigmafi2(i,j) = 2*(80.8*pi/c)^2*L0*ze*(beta*ne/f0)^2;
    end
end
h=plot(sigmafi2);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca,'YScale','log');
set(h,'Color','k');
set(h(2),'LineStyle','--');
set(h(3),'LineStyle',':');
title('\sigma_{\phi}^2=f(f_0), \beta=10^{\{0\}}...10^{\{-2\}}');
xlabel('f_0,GHz');
ylabel('\sigma_{\phi}^2');
legend(h, '\beta=10^{\{0\}}', '\beta=10^{\{-1\}}', '\beta=10^{\{-2\}}');

%////////////////////////////////////
% sigmafi2(f0,beta)
%////////////////////////////////////
function graph2_1c()

global c;
global L0;
global ze;
global ne;

figure;
for j = 1:1:3
    beta = 10^(-j+1);
    for i = 1:1:40
        f0 = i*1e9;
        sigmafi2(i,j) = 2*(80.8*pi/c)^2*L0*ze*(beta*ne/f0)^2;
    end
end

C = log(sigmafi2);
surf(sigmafi2, C);
[az,el] = view;

```



```

global L0;
global ze;
global beta;

figure;
for j = 1:1:4
    ne = 10^(10+j);
    for i = 1:1:40
        f0 = i*1e9;
        sigmafi2 = 2*(80.8*pi/c)^2*L0*ze*(beta*ne/f0)^2;
        sigmafi = sigmafi2^0.5;
        dfk(i,j) = 2^0.5*f0/sigmafi;
    end
end
h=plot(dfk);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca, 'YScale', 'log');
set(h, 'Color', 'k');
set(h(2), 'LineStyle', '--');
set(h(3), 'LineStyle', ':');
set(h(4), 'LineStyle', '-.');
title('\Deltaf_{k}=f(f_0), n_{e}=10^{11}...10^{14}');
xlabel('f_0,GHz');
ylabel('\Deltaf_{k}');
legend(h, 'n_{e}=10^{11}', 'n_{e}=10^{12}', 'n_{e}=10^{13}', 'n_{e}=10^{14}');

%////////////////////////////////////
% dfk(f0,ne)
%////////////////////////////////////
function graph3_1c()

global c;
global L0;
global ze;
global beta;

figure;
for j = 1:1:4
    ne = 10^(10+j);
    for i = 1:1:40
        f0 = i*1e9;
        sigmafi2 = 2*(80.8*pi/c)^2*L0*ze*(beta*ne/f0)^2;
        sigmafi = sigmafi2^0.5;
        dfk(i,j) = 2^0.5*f0/sigmafi;
    end
end

C = log(dfk);
surf(dfk, C);
[az,el] = view;
view(az+90,el);

```



```

global c;
global L0;
global ze;
global ne;

figure;
for j = 1:1:3
    beta = 10^(-j+1);
    for i = 1:1:40
        f0 = i*1e9;
        sigmafi2 = 2*(80.8*pi/c)^2*L0*ze*(beta*ne/f0)^2;
        sigmafi = sigmafi2^0.5;
        dfk(i,j) = 2^0.5*f0/sigmafi;
    end
end
h=plot(dfk);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca, 'YScale', 'log');
set(h, 'Color', 'k');
set(h(2), 'LineStyle', '--');
set(h(3), 'LineStyle', ':');
title('\Deltaf_{k}=f(f_0), \beta=10^{0}...10^{-2}');
xlabel('f_0,GHz');
ylabel('\Deltaf_{k}');
legend(h, '\beta=10^{0}', '\beta=10^{-1}', '\beta=10^{-2}');

%////////////////////////////////////
% dfk(f0,beta)
%////////////////////////////////////
function graph4_1c()

global c;
global L0;
global ze;
global ne;

figure;
for j = 1:1:3
    beta = 10^(-j+1);
    for i = 1:1:40
        f0 = i*1e9;
        sigmafi2 = 2*(80.8*pi/c)^2*L0*ze*(beta*ne/f0)^2;
        sigmafi = sigmafi2^0.5;
        dfk(i,j) = 2^0.5*f0/sigmafi;
    end
end

C = log(dfk);
surf(dfk, C);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);

```

```

set(gca,'ZScale','log');
colormap cool;

title('\Deltaf_{k}=f(f_0,\beta)');
xlabel('\beta');
set(gca,'XTickLabel',{'10^0','10^-1','10^-2'});
ylabel('f_0,GHz');
zlabel('\Deltaf_{k}');

%////////////////////////////////////
% dfk(f0,beta)
%////////////////////////////////////
function graph4_1g()

global c;
global L0;
global ze;
global ne;

figure;
for j = 1:1:3
    beta = 10^(-j+1);
    for i = 1:1:40
        f0 = i*1e9;
        sigmafi2 = 2*(80.8*pi/c)^2*L0*ze*(beta*ne/f0)^2;
        sigmafi = sigmafi2^0.5;
        dfk(i,j) = 2^0.5*f0/sigmafi;
    end
end

C = log(dfk);
surf(dfk, C);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca,'ZScale','log');
colormap gray;

title('\Deltaf_{k}=f(f_0,\beta)');
xlabel('\beta');
set(gca,'XTickLabel',{'10^0','10^-1','10^-2'});
ylabel('f_0,GHz');
zlabel('\Deltaf_{k}');

%////////////////////////////////////
% nu(f0,ne)
%////////////////////////////////////
function graph5()

global c;
global L0;
global ze;
global beta;

```

```

global F;
global df0;

figure;
for j = 1:1:4
    ne = 10^(10+j);
    for i = 1:1:40
        f0 = i*1e9;
        sigmafi2 = 2*(80.8*pi/c)^2*L0*ze*(beta*ne/f0)^2;
        sigmafi = sigmafi2^0.5;
        dfk = 2^0.5*f0/sigmafi;
        nu1 = F*(2^0.5*pi*dfk/df0)*(1+(1/(2*pi^2))*(df0/dfk)^2);
        nu2 = (1/(pi*pi^0.5))*(df0/dfk)*(2-exp(-1*pi^2*(dfk/df0)^2));
        nu(i,j) = nu1 - nu2;
    end
end
h=plot(nu);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca, 'YScale', 'log');
set(h, 'Color', 'k');
set(h(2), 'LineStyle', '--');
set(h(3), 'LineStyle', ':');
set(h(4), 'LineStyle', '-. ');
title('\eta_{\text{чс3}}=f(f_0), n_{\text{e}}=10^{\{11\}}...10^{\{14\}}');
xlabel('f_0,GHz');
ylabel('\eta_{\text{чс3}}');
legend(h, 'n_{\text{e}}=10^{\{11\}}', 'n_{\text{e}}=10^{\{12\}}', 'n_{\text{e}}=10^{\{13\}}', 'n_{\text{e}}=10^{\{14\}}');

%////////////////////////////////////
% nu(f0,ne)
%////////////////////////////////////
function graph5_1c()

global c;
global L0;
global ze;
global beta;
global F;
global df0;

figure;
for j = 1:1:4
    ne = 10^(10+j);
    for i = 1:1:40
        f0 = i*1e9;
        sigmafi2 = 2*(80.8*pi/c)^2*L0*ze*(beta*ne/f0)^2;
        sigmafi = sigmafi2^0.5;
        dfk = 2^0.5*f0/sigmafi;
        nu1 = F*(2^0.5*pi*dfk/df0)*(1+(1/(2*pi^2))*(df0/dfk)^2);
        nu2 = (1/(pi*pi^0.5))*(df0/dfk)*(2-exp(-1*pi^2*(dfk/df0)^2));
        nu(i,j) = nu1 - nu2;
    end
end

```



```

    end
end

C = log(nu);
surf(nu, C);
[az,el] = view;
view(az+90,el);
    set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
    set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca,'ZScale','log');
colormap cool;

title('\eta_{\text{c3}}=f(f_0,n_{\text{e}})');
xlabel('n_{\text{e}}');
set(gca,'XTickLabel',{'10^11','10^12','10^13','10^14'});
ylabel('f_0,GHz');
zlabel('\eta_{\text{c3}}');

%////////////////////////////////////
% nu(f0,ne)
%////////////////////////////////////
function graph5_1g()

global c;
global L0;
global ze;
global beta;
global F;
global df0;

figure;
for j = 1:1:4
    ne = 10^(10+j);
    for i = 1:1:40
        f0 = i*1e9;
        sigmafi2 = 2*(80.8*pi/c)^2*L0*ze*(beta*ne/f0)^2;
        sigmafi = sigmafi2^0.5;
        dfk = 2^0.5*f0/sigmafi;
        nu1 = F*(2^0.5*pi*dfk/df0)*(1+(1/(2*pi^2))*(df0/dfk)^2);
        nu2 = (1/(pi*pi^0.5))*(df0/dfk)*(2-exp(-1*pi^2*(dfk/df0)^2));
        nu(i,j) = nu1 - nu2;
    end
end

C = log(nu);
surf(nu, C);
[az,el] = view;
view(az+90,el);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca,'ZScale','log');
colormap gray;

```

```

title('\eta_{\text{чсз}}=f(f_0,n_{\text{e}})');
xlabel('n_{\text{em}}');
set(gca,'XTickLabel',{'10^11','10^12','10^13','10^14'});
ylabel('f_0,GHz');
zlabel('\eta_{\text{чсз}}');

%////////////////////////////////////
% nu(f0,beta)
%////////////////////////////////////
function graph6()

global c;
    global L0;
        global ze;
            global ne;
                global F;
                    global df0;

figure;
for j = 1:1:3
    beta = 10^(-j+1);
    for i = 1:1:40
        f0 = i*1e9;
        sigmafi2 = 2*(80.8*pi/c)^2*L0*ze*(beta*ne/f0)^2;
        sigmafi = sigmafi2^0.5;
        dfk = 2^0.5*f0/sigmafi;
        nu1 = F*(2^0.5*pi*dfk/df0)*(1+(1/(2*pi^2))*(df0/dfk)^2);
        nu2 = (1/(pi*pi^0.5))*(df0/dfk)*(2-exp(-1*pi^2*(dfk/df0)^2));
        nu(i,j) = nu1 - nu2;
    end
end
h=plot(nu);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca,'YScale','log');
set(h,'Color','k');
set(h(2),'LineStyle','--');
set(h(3),'LineStyle',':');
title('\eta_{\text{чсз}}=f(f_0), \beta=10^{\{0\}}...10^{\{-2\}}');
xlabel('f_0,GHz');
ylabel('\eta_{\text{чсз}}');
legend(h, '\beta=10^{\{0\}}', '\beta=10^{\{-1\}}', '\beta=10^{\{-2\}}');

%////////////////////////////////////
% nu(f0,beta)
%////////////////////////////////////
function graph6_1c()

global c;
    global L0;
        global ze;

```

```

    global ne;
    global F;
    global df0;

figure;
for j = 1:1:3
    beta = 10^(-j+1);
    for i = 1:1:40
        f0 = i*1e9;
        sigmafi2 = 2*(80.8*pi/c)^2*L0*ze*(beta*ne/f0)^2;
        sigmafi = sigmafi2^0.5;
        dfk = 2^0.5*f0/sigmafi;
        nu1 = F*(2^0.5*pi*dfk/df0)*(1+(1/(2*pi^2))*(df0/dfk)^2);
        nu2 = (1/(pi*pi^0.5))*(df0/dfk)*(2-exp(-1*pi^2*(dfk/df0)^2));
        nu(i,j) = nu1 - nu2;
    end
end

C = log(nu);
surf(nu, C);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca,'ZScale','log');
colormap cool;

title('\eta_{\text{чс3}}=f(f_0,\beta)');
xlabel('\beta');
set(gca,'XTickLabel',{'10^0','10^-1','10^-2'});
ylabel('f_0,GHz');
zlabel('\eta_{\text{чс3}}');

%////////////////////////////////////
% nu(f0,beta)
%////////////////////////////////////
function graph6_1g()

global c;
    global L0;
    global ze;
    global ne;
    global F;
    global df0;

figure;
for j = 1:1:3
    beta = 10^(-j+1);
    for i = 1:1:40
        f0 = i*1e9;
        sigmafi2 = 2*(80.8*pi/c)^2*L0*ze*(beta*ne/f0)^2;
        sigmafi = sigmafi2^0.5;
        dfk = 2^0.5*f0/sigmafi;
        nu1 = F*(2^0.5*pi*dfk/df0)*(1+(1/(2*pi^2))*(df0/dfk)^2);

```

```

    nu2 = (1/(pi*pi^0.5))*(df0/dfk)*(2-exp(-1*pi^2*(dfk/df0)^2));
    nu(i,j) = nu1 - nu2;
end
end

C = log(nu);
surf(nu, C);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca,'ZScale','log');
colormap gray;

title('\eta_{\text{чс3}}=f(f_0,\text{beta}');
xlabel('\text{beta}');
set(gca,'XTickLabel',{'10^0','10^-1','10^-2'});
ylabel('f_0,GHz');
zlabel('\eta_{\text{чс3}}');

%////////////////////////////////////
% gamma(f0,ne)
%////////////////////////////////////
function graph7()

global c;
global L0;
global ze;
global beta;

figure;
for j = 1:1:4
    ne = 10^(10+j);
    for i = 1:1:40
        f0 = i*1e9;
        sigmafi2 = 2*(80.8*pi/c)^2*L0*ze*(beta*ne/f0)^2;
        gamma2(i,j) = 1/(exp(sigmafi2)-1);
    end
end
end
h=plot(gamma2);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca,'YScale','log');
set(h,'Color','k');
set(h(2),'LineStyle','--');
set(h(3),'LineStyle',':');
set(h(4),'LineStyle','-');
title('\gamma^2=f(f_0), n_{\text{e}}=10^{\text{11}}...10^{\text{14}}');
xlabel('f_0,GHz');
ylabel('\gamma^2');
legend(h,'n_{\text{e}}=10^{\text{11}}','n_{\text{e}}=10^{\text{12}}','n_{\text{e}}=10^{\text{13}}','n_{\text{e}}=10^{\text{14}}');

%////////////////////////////////////
% gamma(f0,ne)

```

```

%////////////////////////////////////
function graph7_1c()

global c;
global L0;
global ze;
global beta;

figure;
for j = 1:1:4
    ne = 10^(10+j);
    for i = 1:1:40
        f0 = i*1e9;
        sigmafi2 = 2*(80.8*pi/c)^2*L0*ze*(beta*ne/f0)^2;
        gamma2(i,j) = 1/(exp(sigmafi2)-1);
    end
end

C = log(gamma2);
surf(gamma2, C);
[az,el] = view;
view(az+90,el);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca,'ZScale','log');
colormap cool;

title('\gamma^2=f(f_0,n_{e})');
xlabel('n_{e}');
set(gca,'XTickLabel',{'10^11','10^12','10^13','10^14'});
ylabel('f_0,GHz');
zlabel('\gamma^2');

%////////////////////////////////////
% gamma(f0,ne)
%////////////////////////////////////
function graph7_1g()

global c;
global L0;
global ze;
global beta;

figure;
for j = 1:1:4
    ne = 10^(10+j);
    for i = 1:1:40
        f0 = i*1e9;
        sigmafi2 = 2*(80.8*pi/c)^2*L0*ze*(beta*ne/f0)^2;
        gamma2(i,j) = 1/(exp(sigmafi2)-1);
    end
end
end

```



```

global c;
  global L0;
  global ze;
  global ne;

figure;
for j = 1:1:3
  beta = 10^(-j+1);
  for i = 1:1:40
    f0 = i*1e9;
    sigmafi2 = 2*(80.8*pi/c)^2*L0*ze*(beta*ne/f0)^2;
    gamma2(i,j) = 1/(exp(sigmafi2)-1);
  end
end

C = log(gamma2);
surf(gamma2, C);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca, 'ZScale', 'log');
colormap cool;

title('\gamma^2=f(f_0,\beta)');
xlabel('\beta');
set(gca, 'XTickLabel', {'10^0', '10^-1', '10^-2'});
ylabel('f_0, GHz');
zlabel('\gamma^2');

%////////////////////////////////////
% gamma(f0,beta)
%////////////////////////////////////
function graph8_1g()

global c;
  global L0;
  global ze;
  global ne;

figure;
for j = 1:1:3
  beta = 10^(-j+1);
  for i = 1:1:40
    f0 = i*1e9;
    sigmafi2 = 2*(80.8*pi/c)^2*L0*ze*(beta*ne/f0)^2;
    gamma2(i,j) = 1/(exp(sigmafi2)-1);
  end
end

C = log(gamma2);
surf(gamma2, C);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);

```

```

set(gca,'ZScale','log');
colormap gray;

title('\gamma^2=f(f_0,\beta)');
xlabel('\beta');
set(gca,'XTickLabel',{'10^0','10^-1','10^-2'});
ylabel('f_0,GHz');
zlabel('\gamma^2');

%////////////////////////////////////
% Pn(f0,h02)
%////////////////////////////////////
function graph9()

global c;
global L0;
global ze;
global beta;
global ne;
global F;
global df0;

figure;
for j = 1 : 1 : 6
    h02 = 10^(j-1);
    for i = 1:1:40
        f0 = i*1e9;
        sigmafi2 = 2*(80.8*pi/c)^2*L0*ze*(beta*ne/f0)^2;
        sigmafi = sigmafi2^0.5;
        gamma2 = 1/(exp(sigmafi2)-1);
        dfk = 2^0.5*f0/sigmafi;
        nu1 = F*(2^0.5*pi*dfk/df0)*(1+(1/(2*pi^2))*(df0/dfk)^2);
        nu2 = (1/(pi*pi^0.5))*(df0/dfk)*(2-exp(-1*pi^2*(dfk/df0)^2));
        nu = nu1 - nu2;
        Pn(i,j) = (gamma2+1)/(nu*h02+2*(gamma2+1))*exp((-
nu+gamma2*h02)/(nu*h02+2*(gamma2+1)));
    end
end
h=plot(Pn);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca,'YScale','log');
set(h,'Color','k');
set(h(2),'LineStyle','--');
set(h(3),'LineStyle',':');
set(h(4),'LineStyle','-');
set(h(5),'LineStyle','-');
set(h(5),'LineWidth',2);
set(h(6),'LineStyle','--');
set(h(6),'LineWidth',2);
title('P_n=f(f_0), h_0^2=10^0...10^5');
xlabel('f_0,GHz');

```



```

global c;
global L0;
global ze;
global beta;
global ne;
global F;
global df0;

figure;
for j = 1 : 1 : 6
    h02 = 10^(j-1);
    for i = 1:1:40
        f0 = i*1e9;
        sigmafi2 = 2*(80.8*pi/c)^2*L0*ze*(beta*ne/f0)^2;
        sigmafi = sigmafi2^0.5;
        gamma2 = 1/(exp(sigmafi2)-1);
        dfk = 2^0.5*f0/sigmafi;
        nu1 = F*(2^0.5*pi*dfk/df0)*(1+(1/(2*pi^2))*(df0/dfk)^2);
        nu2 = (1/(pi*pi^0.5))*(df0/dfk)*(2-exp(-1*pi^2*(dfk/df0)^2));
        nu = nu1 - nu2;
        Pn(i,j) = (gamma2+1)/(nu*h02+2*(gamma2+1))*exp((-
nu+gamma2*h02)/(nu*h02+2*(gamma2+1)));
    end
end

C = log(Pn);
surf(Pn, C);
[az,el] = view;
view(az+180,el);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca,'ZScale','log');
colormap gray;

title('P_n=f(f_0,h_0^2)');
xlabel('h_0^2');
set(gca,'XTickLabel',{'10^0','10^1','10^2','10^3','10^4','10^5'});
ylabel('f_0,GHz');
zlabel('P_n');

```

Додаток Г

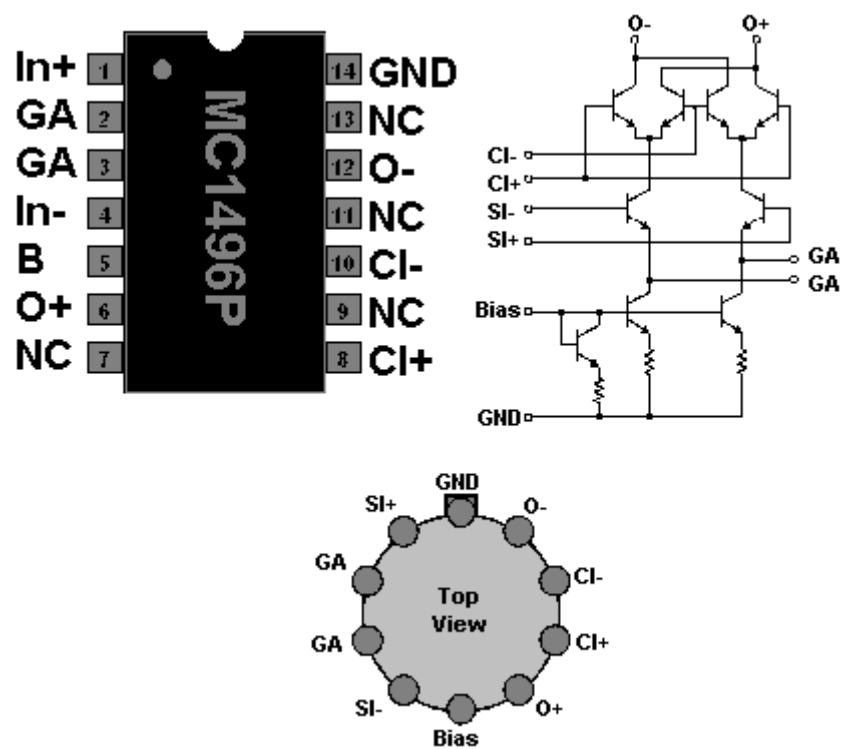


Рис. Г Позначення виводів та схема ввімкнення мікросхеми MC1496P

Додаток Д

Таблиця Д.1

Основні характеристики мікросхеми LM 118

T _A	V _{IO} max AT 25°C	PACKAGE			
		SMALL OUTLINE (D)	CHIP CARRIER (FK)	CERAMIC DIP (JG)	PLASTIC DIP (P)
0°C to 70°C	10 mV	LM318D	—	—	LM318P
-25°C to 85°C	4 mV	LM218D	—	—	LM218P
-55°C to 125°C	4 mV	LM118D	LM118FK	LM118JG	LM118P

The D package is available taped and reeled. Add the suffix R to the device type (e.g., LM318DR).

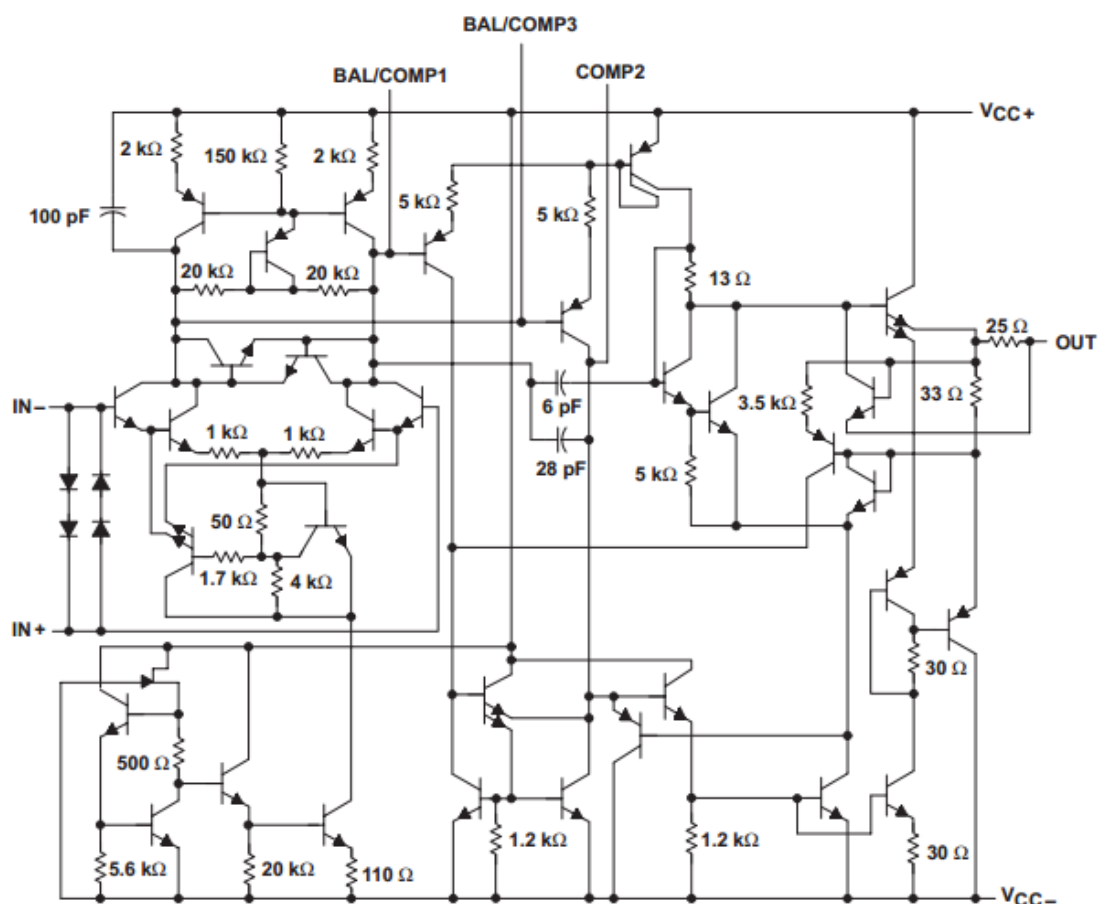


Рис. Д.1 Схема ввімкнення мікросхеми LM 118



Рис. Д.2 Загальний вигляд мікросхеми LM 118

Додаток Е

МЕТРОЛОГІЧНЕ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ МЕТОДИКИ ВИМІРЮВАНЬ АКНС:



Рис. Е.1 Генератор сигналів височастотний MG3695C

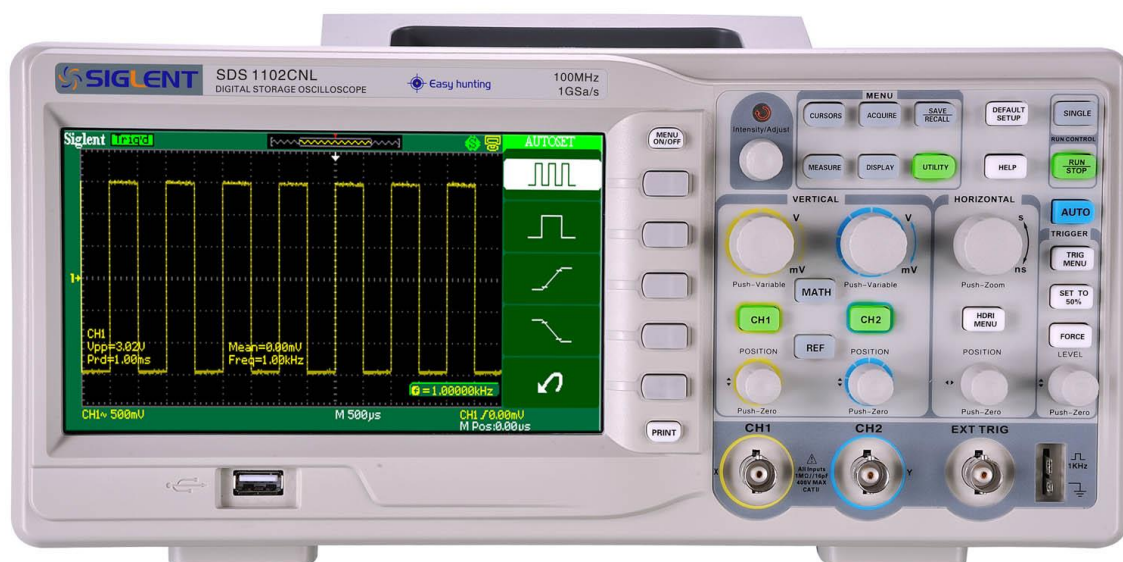


Рис. Е.2 Осцилограф SDS1072CNL



Рис. Е.3 Анализатор спектру С4-25



Рис. Е.4 Мікровольтметр В3-57

Додаток Ж

Таблиця Ж.1

Характеристики мікроелементної бази АКНС

Функціональне призначення елементів	Серія мікросхем	Основні технічні характеристики мікросхем
1	2	3
Множники пристрою піднесення до ступеня	140 (К140МА1) МС1496 μ A796	Широкопasmугова (Δf - десятки МГц); динамічний діапазон до 70 дБ; Рівень внутрішніх шумів $N_0 \sim (40-100)$ мкВ; високого класу точності.
	525(525ПС1) AD530 МС1595	Вузькопasmугова (Δf - 1,5 МГц); середнього класу точності.
	526(526ПС1) МС1596	Широкопasmугова (Δf - сотні МГц); високого класу точності.
	435(435МА1)	Широкопasmугова (Δf - десятки МГц); високого класу точності.
Мікросхеми для побудови суматорів, підсилювачів, інтеграторів, перемножувачів	140(140УД) LM118 μ A702, H-2620, VC1539	Діапазон частот - десятки МГц; рівень внутрішніх шумів $N_0 \sim (40-100)$ мкВ.
	153 μ A709 LM101 μ A709H LM735 μ A725H LM201A LM301A	Діапазон частот - одиниці МГц; малешумна ($N_0 \sim 5$ мкВ).
	157 K1434 K1057 LM301	Діапазон частот - сотні МГц; малешумна ($N_0 \sim 15$ мкВ).
	174 LM759	Діапазон частот - десятки МГц; малешумна ($N_0 \sim 0,5$ мкВ)
	175 A-21 CA3004 CA3005	Діапазон частот - сотні МГц; коефіцієнт шуму ~ 6 дБ.
	224	Діапазон частот - сотні МГц; рівень внутрішніх шумів сотні мкВ.
	228	Діапазон частот - сотні МГц.
	237	Діапазон частот - одиниці ГГц.

продовження табл. Ж.1

1	2	3
Мікросхеми для побудови суматорів, підсилювачів, інтеграторів, перемножувачів	265	Діапазон частот - сотні МГц; коефіцієнт шуму ~ 5 дБ.
	284	Діапазон частот – одиниці МГц ; малошумна ($N_0 \sim 1$ мкВ).
	435 (435УН; 435УР; 435ХП; 435УВ)	Діапазон частот - десятки (до 100) МГц.
	513	Діапазон частот - десятки МГц; рівень внутрішніх шумів $N_0 \sim 40$ мкВ .
	516 МА726	Діапазон частот - сотні МГц.
	526(526УР1) ТВА120S	Діапазон частот - сотні МГц.
	538 LM318 LD505 LM387	Діапазон частот - сотні МГц; малошумна ($N_0 \sim 1,2$ мкВ) .
	544 МА740РС μ A740 LM740 LM1158 LF357 СА3130	Діапазон частот - десятки МГц; малошумна ($N_0 \sim 5$ мкВ).
	710	малошумна ($N_0 \sim 7$ мкВ).

Таблиця Ж.2

Схемотехнічні модифікації АКНС

Фізичні обмеження апаратурної реалізації АКНС	Схемотехнічні способи подолання даних фізичних обмежень
1	2
Вузький динамічний діапазон АКНС	Багатокільцева АКНС
Мала ширина смуги пропускання АКНС	Багатосмугова АКНС

1	2
Низькі характеристики точності АКНС	АКНС із автопідстроюванням коефіцієнта передачі кола ЗЗ до оптимального значення
Недостатня швидкодія (низькі динамічні характеристики) АКНС	АКНС із автопідстроюванням коефіцієнта передачі кола ЗЗ до оптимального значення
	АКНС із примусовим розширенням динамічного діапазону
Невідповідність параметрів АКНС і РП	АКНС із перетворенням параметрів сигналів до оптимальних, із точки зору його апаратурної реалізації, значень
Невідповідність робочого діапазону амплітуд сигналів	АКНС із перетворенням рівнів сигналів
Відповідність діапазону робочих частот	АКНС із перетворенням частоти
Складна апаратурна реалізація адаптивних фільтрів АКНС	АКНС із перенесенням робочого діапазону амплітуд сигналів адаптивних фільтрів в оптимальну область
АКНС для розширення динамічного діапазону РП із коефіцієнтом передачі більше 1	АКНС із перенесенням робочого діапазону амплітуд сигналів у малосигнальну область
АКНС для розширення динамічного діапазону РП із коефіцієнтом передачі менше 1	АКНС із перенесенням робочого діапазону амплітуд сигналів у область великих сигналів

Додаток 3

ЗАТВЕРДЖУЮ
 Начальник ЦПОСІ та КНП
 С. Мордвінов
 14.02. 2018 року

АКТ
реалізації результатів наукових досліджень
Шефера Олександра Віталійовича

Комісія у складі: голова – заступник начальника ЦПОСІ та КНП Стасюк В.М. та члени комісії: начальник відділу, кандидат технічних наук, підполковник Вишняков В.Ю. начальник лабораторії, кандидат технічних наук, підполковник Кожухов О.М. склала цей акт про те, що результати наукових досліджень, присвячених розробці методологічних основ підвищення якості функціонування космічних бортових радіолокаційних систем, котрі особисто отримані кандидатом технічних наук, доцентом Шефером О.В., а саме:

- метод функціональної залежності показників якості бортових радіолокаційних систем дистанційного зондування об'єктів від ширини лінійного динамічного діапазону радіоприймальних пристроїв;
- модель урахування впливу частотно-селективних властивостей трансіоносферного розповсюдження радіохвиль на перешкодостійкість радіоприймальних пристроїв;

можуть бути реалізовані у процесі досліджень методів обробки радіолокаційних зображень з космічних систем ДЗЗ.

Голова комісії:
 Заступник начальника ЦПОСІ та КНП  В.М. Стасюк

Члени комісії:
 Начальник відділу,
 к. т. н., підполковник  В.Ю. Вишняков

Начальник лабораторії,
 к. т. н., підполковник  О.М. Кожухов

Рис. 3.1 Акт реалізації результатів наукових досліджень у Центрі прийому і обробки спеціальної інформації та контролю навігаційного поля Національного центру управління та випробувань космічних засобів

ЗАТВЕРДЖУЮ

Заступник директора з наукової роботи
Інституту фізики напівпровідників
ім. В.Є. Лашкарьова НАН України
чл.-кор. НАН України


В.П. Клюк
"10" січня 2018 р.


АКТ

реалізації результатів дисертаційних досліджень
Шефера Олександра Віталійовича

Комісія у складі:

голови комісії – О.І. Власенка, д. ф.-м. н., проф., завідуючий відділом “Фізики дефектів і нерівноважних процесів у складних напівпровідниках”

та членів комісії:

В.А. Гнатюка – к. ф.-м. н, с. н. с., доцента, почесного професора Університету Шізуоки (Японія);

В.П. Велешука – к. ф.-м. н, с. н. с.

склала цей акт про те, що результати наукових досліджень, присвячені методу локального зниження густини високотемпературної плазми, отримані О.В. Шефером особисто, а саме:

- знайдено критерій основного місцеутворення позитивних іонів, котрі надходять на катод та електронів, що надходять на анод. Показано, що згідно з критерієм основна кількість електронів, котрі надходять на анод, утворюється в плазмі від’ємного випромінювання або ж основним місцем утворення електронів є темний круковий простір;
- встановлено, що за будь-якої комбінації роду газу та за будь-якого режиму розряду, що жевріє, плазма від’ємного випромінювання суттєво впливає на вторинну електронну емісію на катоді та розподіл густини струмів у темному круковому просторі;
- встановлено, що протяжність плазми від’ємного випромінювання суттєво залежить від енергії електрона, роду газу та матеріалу катода;
- розроблено спосіб збільшення розмірів плазми в компланарному розряді, що жевріє, зі змінними її властивостями;
- у результаті дослідження властивостей та ефекту додавання великої кількості коротких розрядів, що жевріють, розроблено метод збільшення об’єму плазми від’ємного випромінювання у короткому розряді. Протяжність цієї плазми настільки

Рис. 3.2 Перший аркуш акта реалізації результатів дисертаційних досліджень у Інституті фізики напівпровідників ім. В. Є. Лашкарьова НАН України

значна, що вона може бути співставлена з плазмою позитивного стовпа. Важливою рисою у цьому методі є те, що для збільшення поперечних розмірів плазми використовується компланарний ефект, а для збільшення повздовжнього розміру використовується локалізаційний ефект;

- на підставі вимірних характеристик встановлено, що енерговнесок для утворення одиниці об'єму локалізованої плазми в 3,2 рази менший, ніж утворення плазми звичайного від'ємного випромінювання та значно менший, ніж для утворення плазми позитивного стовпа;

- згідно із зондовими дослідженнями, котрі проведені в плазмі локалізованого розряду в різних напрямках, встановлено, що локалізована плазма є однорідною та екіпотенціальною.

Частина результатів досліджень було апробовано у відділі "Фізики дефектів і нерівноважних процесів у складних напівпровідниках" та реалізовано при розробці методу діагностики причин та механізмів виходу з ладу промислових індикаторних світлодіодів у корпусі з епоксидної смоли або поліметилметакрилату. А саме - за характерними параметрами газового розряду у світлодіодах, який виникає при критично-великих густинах постійного прямого струму встановлено, що тип такого газового розряду - тліючий тихий.

Одним з виявлених механізмів відмови світлодіодів у полімерному корпусі є плавлення та виділення летких вуглеводнів (газоподібних продуктів) при безокисній термодеструкції полімеру в околі гетероструктури та наступне виникнення газового розряду в суміші летких вуглеводнів між електродами гетероструктури.

Отримані нами результати, що мають відношення до апробації дисертаційних досліджень О.В. Шефера, відображено у таких публікаціях:

✓ В.П. Велешук, А.И. Власенко, О.В. Ляшенко, М.П. Киселюк, Ю.А. Мягченко, Р.Г. Чуприна. Газовый разряд при деградации индикаторных светодиодов на основе InGaN/GaN-гетероструктур в полимерной оболочке // Журнал прикладной спектроскопии. – 2011. – Т. 78, № 1. – с. 134-140.

✓ В.П. Велешук, О.И. Власенко, О.В. Ляшенко, Ю.О. Мягченко, Р.Г. Чуприна, М.П. Киселюк. Газовый разряд в индикаторных светодиодах на основе InGaN/GaN гетероструктур // Журнал "Нові технології". – 2010. – Т. 27, № 1. – с.88–94.

Голова комісії:
д. ф.-м. наук, проф.,
зав. відділу



О.І. Власенко

Члени комісії:
к. ф.-м. н, с.н.с., доцент



В.А. Гнатюк

к. ф.-м. н, с.н.с.



В.П. Велешук

Рис. 3.3 Другий аркуш акта реалізації результатів дисертаційних досліджень у Інституті фізики напівпровідників ім. В. Є. Лашкарьова НАН України

ЗАТВЕРДЖУЮ

Перший проректор
 Центральноукраїнського національного
 технічного університету
 кандидат технічних наук, професор



В. М. Кропівний
 2017 року

АКТ

впровадження результатів дисертації
 Шефера Олександра Віталійовича
 на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук

Комісія в складі: голови комісії – завідувача кафедри автоматизації виробничих процесів Центральноукраїнського національного технічного університету, д.т.н., проф. Осадчого С.І.

та членів комісії: декана факультету автоматики та енергетики Центральноукраїнського національного технічного університету, к.т.н., проф. Віхрової Л.Г.; доцента кафедри автоматизації виробничих процесів Центральноукраїнського національного технічного університету, к.т.н., доц. Жесана Р.В.

провела роботу зі встановлення фактичного використання в навчальному процесі Центральноукраїнського національного технічного університету, результатів дисертаційної роботи Шефера Олександра Віталійовича.

На основі представлених матеріалів дисертаційної роботи та наукових публікацій комісія встановила, що в навчальному процесі доцільно використовувати наступні результати:

- розроблений аналітичний метод визначення науково-обґрунтованих вимог до частотно-залежних параметрів, з урахуванням статистичних і спектральних характеристик радіолокаційних сигналів і перешкод;

- проведений аналіз динамічного діапазону радіоприймальних пристроїв, у наслідок нелінійності його амплітудних характеристик, є одним із найважливіших чинників, котрі впливають на показники якості бортових радіолокаційних систем (БРЛС) дистанційного зондування об'єктів, що в умовах радіоелектронної протидії (РЕП) у значній мірі визначає їх стійкість;

Рис. 3.4 Перший аркуш акта впровадження результатів дисертаційних досліджень у Центральноукраїнському національному технічному університеті

- удосконалений системний аналіз впливу нелінійних процесів у складних багатокаскадних радіоприймальних пристроях, що дозволяє провести оцінку показників якості БРЛС дистанційного зондування об'єктів в умовах РЕП;

- розроблений метод функціональної залежності показників якості БРЛС дистанційного зондування об'єктів від ширини лінійного динамічного діапазону радіоприймальних пристроїв, у найбільш імовірних умовах практичного застосування даних систем;

- розроблений та обґрунтований рекурентний метод визначення НПФ (ядер Вольтера) широкого класу складних багатомірних радіопристроїв за допомогою методу нелінійних вхідних сигналів, що значно розширює сферу практичного застосування функціонального методу;

- розроблений удосконалений адаптивний метод компенсації нелінійних спотворень в радіопристроях.

Сформовані методологічні основи підвищення якості функціонування бортових радіолокаційних систем на основі використання нелінійних адаптивних компенсаторів реалізовані у навчальному процесі Центральноукраїнського національного технічного університету під час виконання магістерських робіт, в курсовому проектуванні, а також при викладанні наступних дисциплін: статистична динаміка систем управління, електроніка та мікросхемотехніка, теорія інформації, основи збору, передачі та обробки інформації, телекомунікаційні та інформаційні мережі.

За результатами вказаних робіт в університеті розроблено методологію вирішення завдань підтримання, на необхідному рівні, показників якості функціонування радіолокаційних систем, на основі аналізу впливу нелінійності амплітудних характеристик багатокаскадних радіоприймальних пристроїв в умовах РЕП та синтезу нелінійних адаптивних компенсаторів для розширення лінійного динамічного діапазону пристроїв прийому та передавання інформації.

Голова комісії

д.т.н., професор

С. І. Осадчий

Члени комісії:

к.т.н., професор

Л. Г. Віхрова

к.т.н., доцент

Р.В. Жесан

Рис. 3.5 Другий аркуш акта впровадження результатів дисертаційних досліджень у Центральноукраїнському національному технічному університеті

ЗАТВЕРДЖУЮ

Проректор з науково-педагогічної роботи
Державного університету телекомунікацій
доктор технічних наук, професор



Л. Н. БЕРКМАН

“20” листопада 2017 року

АКТ

реалізації у навчальному процесі Державного університету телекомунікацій результатів досліджень отриманих у дисертаційній роботі за науковою спеціальністю 05.12.02 – телекомунікаційні системи та мережі здобувача наукового ступеню доктора технічних наук Шефера Олександра Віталійовича на тему “Моделі та методи підвищення якості функціонування бортових радіолокаційних систем”

Комісія в складі: голови комісії – завідувача кафедри енергоефективних технологій, доктора технічних наук, старшого наукового співробітника Трембовецького М. П. та членів комісії – завідувача кафедри мобільних та відеоінформаційних технологій, кандидата технічних наук, доцента Отроха С. І. та завідувача кафедри телекомунікаційних технологій кандидата технічних наук, доцента Мельника Ю. В., у період із 02 жовтня 2017 року по 13 жовтня 2017 року провела роботу по встановленню фактичного використання в навчальному процесі Державного університету телекомунікацій результатів дисертаційної роботи Шефера Олександра Віталійовича.

На основі наданої дисертаційної роботи та наукових статей комісія встановила, що в навчальному процесі використовуються наступні результати:

- аналітичний метод визначення науково обґрунтованих вимог до частотно-залежних параметрів як у цілому, так і окремих каскадів радіоприймальних пристроїв;
- рекурентні алгоритми та метод знаходження ядер Вольтерра багатомірних радіотехнічних систем високого порядку й обернених нелінійних аналітичних операторів;
- метод системного аналізу впливу нелінійних процесів у багатокаскадних радіоприймальних пристроях бортових радіолокаційних систем в умовах радіоелектронної протидії;
- удосконалений адаптивний метод компенсації нелінійних спотворень в

Рис. 3.6 Перший аркуш акта реалізації результатів дисертаційних досліджень у Державному університеті телекомунікацій

радіопристроях.

На основі аналізу наданих матеріалів комісія встановила, що отримані наукові результати дисертаційної роботи та опубліковані в фахових статтях наукові результати Шефера О. В. використовуються в навчальному процесі Державного університету телекомунікацій при дипломному та курсовому проектуванні, а також при викладанні навчальних дисциплін: «Основи теорії систем і системний аналіз», «Методи та засоби радіоконтролю», «Основи управління радіочастотним ресурсом».

Голова комісії

Зав. кафедри енергоефективних
технологій, д. т. н., с. н. с



М. П. Трембовецький

Члени комісії:

Зав. кафедри мобільних та
відеоінформаційних технологій,
к. т. н., доцент



С. І. Отрох

Зав. кафедри телекомунікаційних
технологій, к. т. н., доцент



Ю. В. Мельник

Рис. 3.7 Другий аркуш акта реалізації результатів дисертаційних досліджень у Державному університеті телекомунікацій



**ДЕРЖАВНЕ ПІДПРИЄМСТВО
«ЦЕНТРАЛЬНИЙ
НАУКОВО-ДОСЛІДНИЙ ІНСТИТУТ
НАВІГАЦІЇ І УПРАВЛІННЯ»
(ДП ЦНДІ НІУ)**

Україна, 04073, м. Київ, вул. Фрунзе 160/20,
тел./факс (044)463-9922, E-mail: office.nav.u@nbi.com.ua

№ _____

“ _____ ” _____ 2011 р.

ЗАТВЕРДЖУЮ

Заступник директора Центрального науково-дослідного інституту навігації і управління
доктор технічних наук, професор

Г. Л. Баранов
« _____ » _____ 2011 р.



АКТ

реалізації результатів наукових досліджень
Шефера Олександра Віталійовича

Цей акт складено комісією:

Голова комісії – головний інженер інституту Криворучко В. В.

Члени комісії – провідний науковий співробітник, кандидат технічних наук, старший науковий співробітник Козелкова К. С., провідний науковий співробітник, кандидат технічних наук, старший науковий співробітник Гордін В. О. про те, що результати наукових досліджень кандидата технічних наук, доцента Шефера О. В., присвячені розробці методології підвищення якості функціонування бортових радіолокаційних систем, а саме:

- метод аналізу впливу нелінійних процесів у багатокаскадних радіоприймальних пристроях;
- метод функціональної залежності показників якості бортових радіолокаційних систем від ширини лінійного динамічного діапазону радіоприймальних пристроїв;
- результати експериментальної перевірки адаптивного прийому НВЧ і ВВЧ радіосигналів

реалізовані в процесі виконання в інституті науково-дослідних та дослідно-конструкторських робіт на замовлення Національного космічного агентства України – шифри: «Впровадження - КС», «Обґрунтування - КС», «Спостереження - НУ», «Інтеграція», «Перспектива - КА»; Міністерства оборони України шифри: «КНК - 58250», «Платан», «Тясмин», «Цямрина - 10», «Метр».

За результатами вказаних робіт, що проведені із використанням матеріалів наукових досліджень Шефера О. В., в Центральному науково-дослідному

Рис. 3.8 Перший аркуш акта реалізації матеріалів дисертаційної роботи в Центральному науково-дослідному інституті навігації і управління

інституті навігації і управління розроблені пропозиції щодо створення перспективних систем і комплексів дистанційного зондування Землі за рахунок підвищення якості функціонування бортових радіолокаційних систем.

Голова комісії:

головний інженер інституту



В. В. Криворучко

Члени комісії:

провідний науковий співробітник,
кандидат технічних наук,
старший науковий співробітник



К. С. Козелкова

провідний науковий співробітник,
кандидат технічних наук,
старший науковий співробітник



В. О. Гордін

Рис. 3.9 Другий аркуш акта реалізації матеріалів дисертаційної роботи в Центральному науково-дослідному інституті навігації і управління

ЗАТВЕРДЖУЮ

Заступник голови правління
з перспективного розвитку
виробництва та впровадження
нової техніки ПАТ «Електромотор»

О. Ф. Мінець
“ 14 Серпень 2017 року



АКТ

реалізації результатів дисертаційних досліджень Шефера Олександра Віталійовича

Комісія в складі: голови – головного метролога В'язовського В. М. та членів комісії – начальника технічного відділу Клименка В. Г., начальника механоскладального цеху Волченка В. А. склала даний акт на основі того, що матеріали досліджень дисертаційної роботи кандидата технічних наук, доцента Шефера О.В., а саме:

- проведений аналіз динамічного діапазону пристроїв передачі сигналів, у наслідок нелінійності їх амплітудних характеристик, є одним із найважливіших чинників, котрі впливають на показники якості та стійкість автоматизованої системи управління технологічним процесом виготовлення електродвигунів;

- розроблений аналітичний метод визначення частотно-залежних параметрів, з урахуванням статистичних і спектральних характеристик сигналів і перешкод для управління технологічним процесом;

- розроблений рекурентний метод визначення нелінійних передавальних функцій складних багатомірних пристроїв передачі сигналів, за допомогою методу нелінійних вхідних сигналів, що дає змогу практично застосувати розроблений удосконалений функціональний метод для автоматизованої системи управління технологічним процесом виготовлення електродвигунів.

При цьому на основі математичного та експериментального моделювання, із використанням вище наведених результатів досліджень, з'являється можливість модернізації та удосконалення програмно-технічного комплексу управління виробництвом ПАТ «Електромотор», що дозволяє:

Рис. 3.10 Перший аркуш акта реалізації результатів дисертаційних досліджень у ПАТ «Електромотор»

- підвищити точність визначення параметрів руху технологічної лінії автоматизованого виробництва в 1,3 рази;
- збільшити продуктивність технологічного обладнання не менше ніж у 2,5 рази;
- підвищити безпеку роботи технологічної лінії виробництва електродвигунів.

Голова комісії:
головний метролог

В. М. В'язовський

Члени комісії:
начальник технічного відділу

В. Г. Клименко

начальник механоскладального
цеху

В. А. Волченко

Рис. 3.11 Другий аркуш акта реалізації результатів дисертаційних досліджень у ПАТ «Електромотор»

ЗТВЕРДЖУЮ



Перший проректор - проректор з науково-педагогічної роботи
Полтавського національного технічного університету імені Юрія Кондратюка
доктор технічних наук, доцент


Б.О. Коробко
" 12 " лютого 2018 року

АКТ

**реалізації матеріалів дисертаційної роботи на здобуття наукового ступеня
доктора технічних наук Шефера Олександра Віталійовича**

Цей акт складено комісією: голова комісії – директор Навчально-наукового інституту інформаційних технологій і механотроніки, доктор технічних наук, доцент Шульга О.В.

Члени комісії – заступник завідувача кафедри автоматики та електропривода, кандидат фізико-математичних наук, доцент Борщ В. В., доцент кафедри автоматики та електропривода, кандидат технічних наук, доцент Нелюба Д. М. в тому, що результати дисертаційної роботи, а саме:

- рекурентні алгоритми та методика знаходження ядер Вольтерра складних багатомірних радіотехнічних систем високого порядку і обернених нелінійних аналітичних операторів;

- методика системного аналізу впливу нелінійних процесів у складних багатокаскадних радіоприймальних пристроях (РПП) бортових радіолокаційних систем (БРЛС) в умовах радіоелектронної протидії;

- метод функціональної залежності показників якості БРЛС від ширини лінійного динамічного діапазону РПП даних БРЛС у найбільш імовірних умовах їх практичного застосування;

- удосконалений адаптивний метод компенсації нелінійних спотворень у радіопристроях

реалізовані в навчальному процесі Навчально-наукового інституту інформаційних технологій і механотроніки Полтавського національного технічного університету імені Юрія Кондратюка, при викладанні навчальних дисциплін: теорія автоматичного керування, перспективні досягнення теорії телекомунікацій, дослідження сигналів в телекомунікаційних системах та мережах, телекомунікаційні

Рис. 3.12 Перший аркуш акта реалізації результатів дисертаційних досліджень у Полтавському національному технічному університеті імені Юрія Кондратюка

системи та мережі наступного покоління, телекомунікаційні системи передачі, а також під час виконання магістерських кваліфікаційних робіт та курсового проектування.

Голова комісії

д.т.н., доцент



О. В. Шульга

Члени комісії:

к.ф.-м.н., доцент



В. В. Борщ

к.т.н., доцент



Д. М. Нелюба

Рис. 3.13 Другий аркуш акта реалізації результатів дисертаційних досліджень у Полтавському національному технічному університеті імені Юрія Кондратюка

ЗАТВЕРДЖУЮ

Директор Полтавської філії

ПАТ «Укртелеком»

П.М. Гаврилець



2018 року

АКТ

використання результатів докторської дисертаційної роботи

Шефера Олександра Віталійовича

Комісія в складі: голови комісії – начальника технічної служби Горобця О.В. та членів комісії: начальника відділу будівництва мережі Блохи В. О., начальника відділу продажів бізнес-сегменту Чашкіна В.В., склали цей акт про те, що окремі результати дисертаційних досліджень, котрі особисто отримані к.т.н., доцентом Шефером О.В. були використані при реконструкції радіорелейної лінії зв'язку під час підготовки технічного завдання, а саме:

1. Квазіоптимальний алгоритм вирішення задачі адаптивної компенсації нелінійних спотворень в радіопристроях.

2. Рекурентний метод визначення нелінійних передавальних функцій широкого класу складних багатомірних радіопристроїв.

3. Адаптивний метод компенсації нелінійних спотворень в радіопристроях.

Застосування даних положень привело до підвищення завадостійкості зв'язку та підтримання показників надійності функціонування радіорелейної лінії та, як наслідок, до підвищення якості існуючої бездротової системи зв'язку.

У рамках оптимізації існуючого сегменту телекомунікаційної мережі, матеріали дисертації, а саме застосування синтезованих нелінійних адаптивних компенсаторів для розширення лінійного динамічного діапазону, що підвищили

Рис. 3.14 Перший аркуш акта використання результатів докторської дисертаційної роботи в Полтавській філії ПАТ «Укртелеком»

завадостійкість та відмовостійкість радіорелейної лінії, а як результат, привели до підвищення якості надання послуг в цілому.

Голова комісії:

Начальник технічної служби

Полтавської філії ПАТ «Укртелеком»



О.В. Горобець

Члени комісії:

Начальник відділу будівництва мережі

Полтавської філії ПАТ «Укртелеком»



В.О. Блоха

Начальник відділу продажів бізнес-сегменту

Полтавської філії ПАТ «Укртелеком»



В.В. Чашкін

Рис. 3.15 Другий аркуш акта використання результатів докторської дисертаційної роботи в Полтавській філії ПАТ «Укртелеком»

Додаток І**СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗДОБУВАЧА ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ ТА
ВІДОМОСТІ ПРО АПРОБАЦІЮ РЕЗУЛЬТАТІВ ДИСЕРТАЦІЙНИХ
ДОСЛІДЖЕНЬ**

1. Шефер О. В. Сигнальна і параметрична ідентифікація / А. М. Сільвестров, В. М. Галай, О. В. Шефер // Системи управління навігації та зв'язку. – Полтава: ПолтНТУ, 2013. – вип. 1 (25). – С. 135-137.

2. Шефер О. В. Урахування пружних деформацій у процесі керування складними технічними системами / О. В. Шефер, В. М. Галай // Системи управління навігації та зв'язку. – Полтава: ПолтНТУ, 2013. – Вип. 2 (26). – С. 48-54.

3. Shefer Oleksandr. Algorithm of identification of nonlinear technical systems according to measured data / O. Shefer, V. Galai // Control, Navigation and Communication Systems. – Poltava: Polt NTU, 2014. – no. 3 (31). – P. 91-95.

4. Шефер О. В. Синтез оптимального алгоритму обробки сигналів неконтрольованого випромінювання для ідентифікації об'єктів / О. В. Шульга, О. В. Шефер // Системи управління, навігації та зв'язку. – Полтава: ПолтНТУ, 2016. – Вип. 4 (40). – С.11-13.

5. Шефер О. В. Сучасний підхід до механізму елементарних процесів тліючого розряду функціональних елементів радіотехнічних пристроїв / О. В. Шефер // Телекомунікаційні та інформаційні технології. – К.: ДУТ, 2017. – №1(54). – С.67-72.

6. Шефер О. В. Геометричний чинник та його вплив на похибку визначення навігаційних параметрів у псевдосупутниковій радіосистемі / О. В. Шульга, О. В. Шефер // Системи управління, навігації та зв'язку. – Полтава: ПолтНТУ, 2017. – Вип. 1 (41). – С. 75-77.

7. Шефер О. В. Використання сигнальної і параметричної ідентифікації для підвищення керованості радіонавігаційних систем / О. В. Шефер // Сучасні

інформаційні технології у сфері безпеки та оборони. К.: Нац. ун-т оборони України. – 2017. – № 1(28). – С. 63-66.

8. Шефер О. В. Аналіз закономірностей зміни властивостей електричного розряду, як запорука покращення якості функціонування радіонавігаційних систем / О.В. Шефер // Системи управління, навігації та зв'язку. – Полтава: ПолтНТУ, 2017. Вип. 2– (42). – С.13-16.

9. Шефер О. В. Підвищення завадостійкості радіотехнічних систем шляхом адаптивного переналадження та інверсного кореляційного підходу до виявлення корисного сигналу / О. В. Шефер // Наукові записки УНДІЗ. – К.: ДУТ, 2017. – №1(45). – С. 82-88.

10. Шефер О. В. Принципи формування імпульсного плазмового середовища для підвищення завадостійкості радіосигналів / О. В. Шефер // Авиационно-космическая техника и технология. – Харьков: НАУ «ХАИ», 2017. – Вып. 2 (137). – С. 36-43.

11. Шефер О. В. Сучасний метод ідентифікації нелінійних сигналів радіотехнічних систем / О. В. Шефер // Науково-технічний журнал «Системи озброєння і військова техніка». Харків: ХНУПС, 2017. – №1 (49). – С.185-189.

12. Shefer O. V. Optimization of satellite telecommunication systems due to the space craft orbit injection / O. V. Shefer // The Scientific Journal “Electronics and control systems”. Kyiv: NAU, 2017.– №. 1 (51). – P. 21-28.

13. Шефер О. В. Інтегральний спосіб підвищення завадостійкості передачі інформації у системі організації зв'язку із космічним апаратом / О. В. Шефер // Зв'язок. – К.: ДУТ, 2017. – Вип. 2. – С. 3-5.

14. Шефер О. В. Використання каналів втрати енергії електронів плазмової оболонки для мінімізації спотворень та затухань сигналів зв'язку із космічним апаратом / О.В. Шефер // Системи управління, навігації та зв'язку. – Полтава: ПолтНТУ, 2017. – Вип. 3 (43). – С.139-142.

15. Шефер О. В. Формування завадостійкого каналу зв'язку із космічним апаратом шляхом зниження щільності плазми ударної хвилі / О. В. Шефер //

Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. Харків: ХНУПС, 2017. – №. 2 (27). – С.131-134.

16. Шефер О. В. Проблема формування геометрії плазмового середовища імпульсних засобів телекомунікацій / О. В. Шефер // Телекомунікаційні та інформаційні технології. – К.: ДУТ, 2017. – №2(55). – С.69-75.

17. Шефер О. В. Спосіб вимірювання параметрів плазми з метою підвищення завадостійкості супутникових телекомунікацій/ О. В. Шефер // Вісник Хмельницького національного університету. Серія: Технічні науки. – Хмельницький: ХНУ, 2017. – №3 (249). – С. 155-160.

18. Шефер О. В. Оптимізація іонно-електронних процесів приладів радіотехнічного забезпечення, як запорука якісної телеметрії з літальним апаратом / О. В. Шефер // Системи обробки інформації. – Харків: ХНУПС, 2017.– №4 (150). – С. 31-38.

19. Шефер О. В. Концепція підвищення надійності радіотехнічних пристроїв шляхом експериментальних досліджень запалювання та розвитку розряду у плазмових пальниках / О. В. Шульга, О. В. Шефер, Д. М. Нелюба, М. М. Гонтар // Наукові записки УНДІЗ. – К.: ДУТ, 2017. – №2(46). – С. 65-73.

20. Shefer O. V. The prospects and peculiarities of plasma with hollow cathode using for satellite telecommunications noise stability increase / O. V. Shefer // Озброєння та військова техніка: наук.-техн. журн. – К.:Центр. НДІ озброєння та військ. техніки ЗСУ, 2017. – № 2 (14). – С. 62-65.

21. Шефер О. В. Уточнення рівняння моментів обертових електричних машин пристроїв навігації / О. В. Шефер, Д. М. Нелюба // Вісник Кременчуцького національного університету ім. Михайла Остроградського. – Кременчук: КНУ, 2017. – Вип. 3(104). – С. 27-32.

22. Шефер О. В. Дослідження впливу обмеженості динамічного діапазону радіоприймальних пристроїв на показники якості бортових радіосистем / О. В. Шефер, Є. В. Гаврилко // Наукові записки УНДІЗ. – К.: ДУТ, 2017. – №4(48). – С. 18-23.

23. Шефер О. В. Підвищення надійності старту плазмового пальника для подальшого керування виходом у робочий режим пристроїв супутникового радіозв'язку космічних апаратів / О. В. Шульга, О. В. Шефер // Системи управління, навігації та зв'язку. – Полтава: ПолтНТУ, 2017.– Вип. 4 (44). – С. 164-169.

24. Шефер О. В. Дослідження особливостей роботи джерел випромінювання плазми у різних режимах для підвищення перешкодозахищеності КА/ О. В. Шульга, О. В. Шефер, Д. М. Нелюба, М. М. Гонтар. Зв'язок. – К.: ДУТ, 2017. – Вип. 3. – С. 12-14.

25. Шефер О. В. Основні результати експериментальних досліджень напруженості електричного поля і протяжності плазми для радіотехнічних пристроїв та засобів телекомунікацій / О.В. Шефер // Збірник наукових праць харківського національного університету Повітряних Сил ім. Івана Кожедуба. – Харків: ХНУПС, 2017. – №. 4 (53). – С.134-143.

26. Шефер О. В. Оптимальні умови утворення низькотемпературної плазми для зменшення щільності стохастичного іонізованого середовища навколо космічного апарата / О.В. Шефер // Системи управління, навігації та зв'язку. – Полтава: ПолтНТУ, 2017. – Вип. 5 (45). – С.158-161.

27. Шефер О. В. Удосконалення показників якості бортових радіолокаційних систем у реальних умовах їх застосування / С. В. Козелков, О. В. Шефер, О. В. Шульга // Телекомунікаційні та інформаційні технології. – К.: ДУТ, 2017. – №4(57). – С.23-29.

28. Shefer O. V. Probe studies of localized plasma, as a method of increasing the interference of satellite radionavigational systems on the area of sc's orbit injection / O. V. Shefer // Control, Navigation and Communication Systems. – Poltava: PoltNTU, 2017. – no. 6 (46). – pp. 9-14.

29. Шефер О. В. Методика визначення фазових шумів радіопристроїв та оцінка їх впливу на показники якості бортових радіолокаційних систем / С. В. Козелков, О. В. Шефер, О. В. Шульга // Зв'язок. – К.: ДУТ, 2017. – Вип. 6. – С. 12-16.

30. Шефер О. В. Алгоритм визначення ядер Вольтерра зведеного нелінійного аналітичного оператора із застосуванням методу нелінійних вхідних сигналів / О. В. Шефер // Збірник тез за матеріалами V міжнародної науково-технічної конференції «Сучасні напрями розвитку інформаційно-комунікаційних технологій та засобів управління». Полтава 3–4 грудня 2014. – Полтава: ПолтНТУ. – С. 7-10.

31. Шефер О. В. Визначення залежності показників якості від ширини лінійного динамічного діапазону типового радіоприймального пристрою / О. В. Шефер, Р. В. Мякушко // Тези 67-ї наукової конференції професорів, викладачів, наукових працівників, аспірантів та студентів університету. Том 1. (Полтава, 2 квітня – 22 травня 2015 р.) – Полтава: ПолтНТУ, 2015. – С. 11-13.

32. Шефер О. В. Проблема фільтрації сигналів та аналітичне градування датчиків мехатронних систем / О. В. Шефер, В. Д. Дзівіцький // Тези 68-ї наукової конференції професорів, викладачів, наукових працівників, аспірантів та студентів університету. Том 1. (Полтава, 19 квітня – 13 травня 2016 р.) – Полтава: ПолтНТУ, 2016. – С. 27-29.

33. Shefer Oleksandr. Problem of creation noise immunity systems telematic by integrating moving objects and the environment properties / O. Shefer. // Synergetics, mechatronics, telematics road machines and systems in educational process and science. Research Papers Collection on International Scientific Conference Materials. – Ukraine, Kharkov, KhNAHU. – March, 16, 2017 – pp. 7-9.

34. Шефер О. В. Сучасні аспекти побудови завадостійкого зв'язку під час взаємодії радіохвиль із іонізованим середовищем / О. В. Шефер // Збірник наукових праць за результатами всеукраїнської науково-практичної конференції «Сучасні аспекти механізації та автоматизації енергоємних виробництв». – Індустріальний інститут ДВНЗ ДонНТУ, Покровськ, 11-12 квітня 2017 р. – С. 272-275.

35. Шефер О. В. Нові властивості плазми для ефективного використання сегменту супутникових телекомунікацій / О. В. Шефер // Тези доповідей VIII

Міжнародної науково-технічної конференції «Проблеми інформатизації». ДУТ. – Київ, 12 квітня 2017 р. – С. 183.

36. Шефер О. В. Шляхи побудови надійного телеметричного зв'язку при проходженні радіохвиль через плазму / О. В. Шефер // Збірник матеріалів XI Міжнародної науково-технічної конференції «Проблеми телекомунікацій». НТУУ «КПІ ім. Ігоря Сікорського». – Київ, 18-21 квітня 2017 р. – С. 223-225.

37. Shefer Oleksandr. The analyses of plasma's influence factors on the satellite telecommunications noise immune / O. Shefer. // Proceeding of the XIII International Scientific-Technical Conference "AVIA-2017". – Ukraine, Kyiv, NAU. – 19-21 of April, 2017 – pp. 12.19-12.24.

38. Шефер О. В. Науково-методичний апарат для оцінювання можливостей підвищення завадостійкості супутникових телекомунікацій / О. В. Шефер // Матеріали XXIV Міжнародної науково-практичної конференції „Актуальні проблеми життєдіяльності суспільства”. КрНУ ім. Михайла Остроградського. – Кременчук, 20-21 квітня 2017 р. – С. 73.

39. Шефер О. В. Новітній підхід щодо забезпечення надійної телеметрії під час проходженні електромагнітних хвиль через плазму / О. В. Шефер // Тези 69-ї наукової конференції професорів, викладачів, наукових працівників, аспірантів та студентів університету. Том 1. (Полтава, 19 квітня – 19 травня 2017 р.) – Полтава: ПолтНТУ, 2017. – С. 23-24.

40. Shefer Oleksandr. Characteristics of plasma environment according to the discharge gap parameters / O. Shefer. // Problems of modern power engineering and automation in the system nature management (theory, practice, history, education). Proceeding of the VI International Scientific-Technical Conference. – Ukraine, Kyiv, NULES. – 15-19 of May, 2017 – pp. 64-66.

41. Шефер О. В. Спосіб покращення електромагнітної сумісності зв'язку з рухомим об'єктом, котрий проходить через плазму іоносфери / О. В. Шефер // Проблемы электромагнитной совместимости перспективных беспроводных сетей связи (ЭМС-2017): Сборник научных трудов третьей международной

научно-технической конференции, Харьков 23-24 мая 2017. – Харьков: ХНУРЭ, 2017. – С. 55-57.

42. Шефер О. В. Про можливість часткового просвітлення плазми навколо космічного апарату для покращення якості функціонування наземних та супутникових телекомунікацій / О. В. Шефер // Теоретичні та прикладні аспекти радіотехніки і приладобудування. Матеріали III Всеукраїнської науково-технічної конференції, 8-9 червня 2017 року: збірник тез доповідей – Тернопіль: ТНТУ ім. Івана Пулюя, 2017. – С. 97-99.

43. Shefer O. V. Innovations is the noise immune channel direction with the spacecraft formation / O. V. Shefer. // Mechatronic systems: of innovation and engineering (MSIE-2017). Proceedings of the International Scientific-Practical Conference. – Ukraine, Kyiv, KNUTD. – June, 15, 2017. – pp. 119-120.

44. Shefer Oleksandr. Scientifically-technical solutions that are connected with the increase of satellite telecommunications signals' noise immunity during sc's sea start / O. Shefer. //Modern power plants in transport and technologies and maintenance equipment (MPPTTME-2017). Materials of the VIII International Scientific and Practical Conference. – Ukraine, Kherson, KhSMA. – September, 28-29, 2017 – pp. 177-178.

45. Shefer O. Increasing of satellite telecommunication systems exploitation noise immunity on the area of space craft's near-earth orbit injection / O. Shefer. // Proceeding of the V International Scientific-Technical Conference «Problems of informatization». Cherkasy – Baku – Bielsko-Biala – Poltava – Ukraine, Cherkasy, CherkSTU. – November, 13-15, 2017 – pp. 19-20.

46. Шефер О. В. Інноваційний метод забезпечення зв'язку із високошвидкісними рухомими об'єктами / О. В. Шефер // Матеріали VI Міжнародної науково-практичної конференції «Управління високошвидкісними рухомими об'єктами та професійна підготовка операторів складних систем» 23-24 листопада 2017 року, Кропивницький. – КІА НАУ, 2017. – С. 68-70.

47. Шефер О. В. Аналіз показників якості бортових радіолокаційних систем для дистанційного дослідження об'єктів / О. В. Шефер // Тези III Всеукраїнської науково-практичної Інтернет-конференції «Електронні та мехатронні системи: теорія, інновації, практика» Полтава, ПолтНТУ. – 4 грудня 2017. – С. 106-107.

48. Шефер О. В. Розроблення методики представлення та дослідження складних нелінійних радіопристроїв високого порядку за допомогою модифікованих структурних матриць систем / О. В. Шефер // Збірник наукових праць за матеріалами X Міжнародної науково-практичної конференції «Проблеми й перспективи розвитку академічної та університетської науки», 6-8 грудня 2017 року – Полтава: ПолтНТУ, 2017. – С. 287-293.

49. Шефер О. В. Підвищення пропускнуої здатності радіоприймальних пристроїв, шляхом удосконалення математичного апарату для аналізу нелінійностей, на основі рядів Вольтерра / О. В. Шефер // Тези доповідей IX Міжнародної науково-технічної конференції «Проблеми інформатизації». ДУТ. – Київ, 12 грудня 2017 р. – С. 81.

50. Шефер О. В. Метод підвищення перешкодостійкості радіосигналів із урахуванням нелінійних інерційних процесів / О. В. Шефер // Тези доповідей IX Міжнародної науково-технічної конференції «Проблеми інформатизації». ДУТ. – Київ, 13 грудня 2017 р. – С. 81-82.

51. Shefer O. V. Investigation of nonlinear processes in radio devices as a guarantee of increase the quality functioning for radiolocation systems / O. V. Shefer, V. P. Dorohobid // Modern methods, innovations and experience of practical application in the field of technical sciences: International Research and Practice - Conference. – Republic of Poland, Radom, RAE. – December, 27-28, 2017. – pp. 48-52.