Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» Інститут телекомунікаційних систем

(повна назва інституту/факультету)

Кафедра телекомунікацій

(повна назва кафедри)

«На правах рукопису» УДК _____ До захисту допущено В.о. завідувача кафедри

		_ <u>Явіся В.С.</u> (ініціали, прізвище)	
	(підпис)		
"	"	2018 p.	

Магістерська дисертація

на здобуття ступеня магістра

зі спеціальності 172 Телекомунікації та радіотехніка,

(код і назва)

спеціалізація Апаратно-програмні засоби електронних комунікацій

на тему: <u>Дослідження системи цифрового радіорелейного зв'язку підвищеної</u> <u>ємності на основі застосування просторово-часової обробки сигналів з урахуванням</u> <u>сферичності фронту електромагнітної хвилі</u>

Виконав: студент _2_ курсу, групи <u>ТЗ-71мп</u>

(шифр групи)

(підпис)

Науковий керівник	<u>професор, к.т.н., Якорнов Євгеній Аркадійович</u> (посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище та ініціали)	(підпис)
Консультант	<u>ст. викладач, Авдєєнко Г.Л.</u> (науковий ступінь, вчене звання, , прізвище, ініціали)	(підпис)
Рецензент	овий ступінь, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали)	(підпис)

Волошин Василь Олександрович

(прізвище, ім'я, по батькові)

Засвідчую, що у цій магістерській дисертації немає запозичень з праць інших авторів без відповідних посилань.

Студент _____

(підпис)

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

Інститут телекомунікаційних систем

(повна назва)

Кафедра <u>телекомунікацій</u> (повна назва)

Рівень вищої освіти – другий (магістерський) за освітньо-професійною програмою

Спеціальність 172 Телекомунікації та радіотехніка

(код і назва)

Спеціалізація Апаратно-програмні засоби електронних комунікацій

ЗАТВЕРДЖУЮ

В.о. завідувача кафедри

<u>Явіся В.С.</u> (підпис) (ініціали, прізвище)

« » 2018 p.

ЗАВДАННЯ на магістерську дисертацію студенту Волошину Василю Олександровичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема дисертації Дослідження системи цифрового радіорелейного зв'язку підвищеної ємності на основі застосування просторово-часової обробки сигналів з урахуванням сферичності фронту електромагнітної хвилі

науковий керівник дисертації <u>професор, к.т.н., Якорнов Євгеній Аркадійович</u>, (прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом по університету від «_06_» «_11_» 2018р. № _4095-с_

2. Строк подання студентом дисертації 01.12.2018

3. Об'єкт дослідження - РРЛЗ прямої видимості

4. Предмет дослідження - <u>просторово-часова обробки сигналів з урахуванням</u> сферичності фронту електромагнітної хвилі

5. Перелік завдань, які потрібно розробити:

- Аналіз кривизни (криволінійності) фронту ЕМХ (аплітудного і фазового розподілу поля на розкриві антенної решітки приймальної сторони) як ознаки, за якою можна буде з використанням методів просторової обробки розділяти сигнали один від одного;

- Показати, що для двох сигналів, які одночасно використовують один і той же радіочастотний ресурс і джерела яких знаходяться в одному і тому ж пункті

передачі, можна формувати на розкриві приймальної антенної решітки ЕМХ з різною кривизною фазового фронту, які в подальшому при використанні просторово-часової обробки можна буде відокремлювати один від одного;

6. Орієнтовний перелік ілюстративного матеріалу:

- тема, мета, об'єкт, предмет дослідження;

- сучасний стан та відомі технічні рішення по просторово-часовій обробці сигналів;

- схеми, та результати першого та другого експериментального дослідження по селекції двох сигналів один від одного при однакових їх параметрах;

7. Орієнтовний перелік публікацій: немає.

	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
Розділ		завдання	завдання
		видав	прийняв
1	ст. викладач, Авдєєнко Г.Л.		
2	ст. викладач, Авдєєнко Г.Л.		
3	ст. викладач, Авдєєнко Г.Л.		
4	ст. викладач, Авдєєнко Г.Л.		

8. Консультанти розділів дисертації

9. Дата видачі завдання <u>18.10.2017</u>

№ 3/П	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Строк виконання етапів	Примітка
1	аналіз відомих технічних рішень по просторово-часовій обробці сигналів	15.11.17– 15.12.17	виконав
2	дослідження можливості застосування фізичного явища кривизни фронту електромагнітної хвилі для збільшення пропускної здатності радіорелейних ліній	15.12.17- 01.04.18	виконав
3	експериментальне дослідження по передачі цифрового радіо сигналу з двосекційної антенної решіітки в точку прийому з фокусуванням радіосигналу на різній відстані до фокусу від розкриву антенної решітки та при зміні відстані між елемнтами антеної решітки	01.04.18– 01.08.18	виконав
4	експериментальне дослідження по селекції двох різних але з однаковими параметрами сигналів один від одного з допомогою просторово-часової обробки синалів з урахуванням кривизни фронту електромагнітної хвилі	01.08.18- 01.11.18	виконав

Календарний план

Студент

(підпис)

(ініціали, прізвище)

Науковий керівник дисертації

(підпис)

(ініціали, прізвище)

РЕФЕРАТ

Текстова частина магістерської дисертації: 116 с., 69 рис., 6 табл. та 13 джерел.

Мета роботи – обґрунтування того факту, що кривизна фронту ЕМХ, дійсно має характерні ознаки, які дозволять при застосуванні методів просторово-часової обробки сигналів відокремлювати радіосигнали з іншими ідентичними ознаками (частота, поляризація, місцеположення джерела сигналу тощо) один від одного з відповідною якістю.

В даній роботі розглядаються відомі технічні рішення по просторовочасовій обробці сигналів а також проводиться дослідження можливості застосування фізичного явища кривизни фронту електромагнітної хвилі для збільшення пропускної здатності радіорелейних ліній.

ABSTRACT

The text part of the master's thesis: 116 pages., 69 pictures., 6 tables and 13 sources.

The purpose of the work is to substantiate the fact that curvature of the front of electro magnetic field have the characteristic that allow using of spatial-temporal signal processing methods to separate radio signals with other identical parameters (frequency, polarization, location of the source of the signal, etc.) one from one with the corresponding quality.

In this research we consider known technical solutions for spatial-temporal processing of signals, and also investigate the possibilities of using the physical phenomenon of curvature of the front part of an electromagnetic wave to increase the bandwidth of radio relay lines.

Пояснювальна записка до магістерської дисертації

на тему: Дослідження системи цифрового радіорелейного зв'язку підвищеної ємності на основі застосування просторово-часової обробки сигналів з урахуванням сферичності фронту електромагнітної хвилі

3MICT	

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ9
ВСТУП
1. ПРОСТОРОВО-ЧАСОВА ОВРОВКА СИГНАЛІВ В ТЕЛЕКОМУНІКАЦІИНИХ СИСТЕМАХ
1.1 Антенні решітки 12
1.1.1 Прийом гармонічного сигналу з плоским хвильовим фронтом
1.1.2 Прийом вузько смугового сигналу 16
1.1.3 Діаграма направленості антенної решітки
1.1.4 Вихідне відношення потужності сигналу до потужності завади
1.2 Адаптивні методи просторово-часової обробки сигналів
1.2.1 Основні методи рішення задачі просторово-часової обробки
сигналів
1.2.3 Адаптивні компенсатори завад
Висновки до розділу42
2. ДОСЛІДЖЕННЯ МОЖЛИВОСТІ ЗАСТОСУВАННЯ ФІЗИЧНОГО ЯВИЩА КРИВИЗНИ ФРОНТУ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ ХВИЛІ ДЛЯ ЗБІЛЬШЕННЯ ПРОПУСКНОЇ ЗДАТНОСТІ РАДІОРЕЛЕЙНИХ ЛІНІЙ
2.2. Основні допущення та обмеження при дослідженні
2.3. Передавальна та приймальна розріджені антенні решітки 49
2.4. Аналіз результатів фокусування РАР передавальної частини 52
2.5. Розрахунок законів амплітудного і фазового розподілу ЕМП на
безперервному розкриві приймальної частини 65
2.6. Розрахунок законів амплітудного і фазового розподілу ЕМП на
дискретному розкриві приймальної частини75

2.7. Розрахунок законів амплітудного і фазового розподілу 1	ЕМП на
неперервному розкриві приймальної частини для випадку викор	истання
для радіовипромінювання тільки центральної передавальної анто	ени 80
Висновки до розділу	
3. ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ ПО ПЕРЕДАЧІ ЦИФРОВОГО Р СИГНА IV 3 ФОКУСУВАННЯМ ЕНЕРГІЇ	АДІО 85
3.1. Опис тестового макету	
3.2. Методика проведеного дослідження	
3.3. Результати проведеного експерименту	89
Висновки до розділу	94
4. ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ ПО СЕЛЕКЦІЇ СИГНАЛІВ 3 урахуванням кривизни фронту є лектромагнітної хви лі	95
4.1. Опис тестового макету	
	101
4.2. Методика проведеного дослідження	101
Висновки до розділу	113
ВИСНОВОК ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ	114

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

- РРЛ радіо релейна лінія
- РРЛЗ радіо релейна лінія зв'язку
- ЕМП електро-магнітне поле
- РЛС радіо-локаційна станція
- **ДРВ** джерело радіо випромінювання
- БСПІ бездротова система передачі інформації
- ЦРРЛ цифрова радіо релейна лінія
- ЦФАР цифрова фазована антенна решітка
- АЧХ амплітудно-частотна характеристика
- ФЧХ фазо-частотна характеристика
- DVB-C (Digital Video Broadcasting Cable) цифрове кабельне телебачення
- DVB-T (Digital Video Broadcasting Terrestrial) цифрове наземне телебачення
- НВЧ- надвисокі частоти
- ПМ приймач
- ПД передавач
- ДМ демодулятор
- ДУС діаграмо утворююча схема
- АР антенна решітка
- ХН характеристика направленості
- РАР розкрив антенної решітки
- ПРдСт передаюча сторона
- ПРмСт прийомна сторона
- ВСПШ відношення сигнал-перешкода / шум
- СКП середня квадратична помилка
- ФП функція правдоподібності
- ВП вихідна потужність
- ПЧОС просторово-часова обробка сигналів

ВСТУП

Актуальність роботи.

На даний момент одною із основних проблем телекомунікацій є збільшення пропускної здатності систем зв'язку, в тому числі і РРЛЗ. Також важливо не забувати, що необхідно збільшуючи пропускну здатність системи зв'язку не задіювати додатковий радіочастотний ресурс, оскільки він обмежений. В даній дисертації розглядається спосіб збільшення пропускної способності РРЛЗ мінімум в два рази без збільшення неохідного радочастотного ресурсу. Тож даний метод дозволяє вирішити проблему збільшення пропускної здатності РРЛЗ не створюючи при цьому іншу проблему – використання збільшеної полоси радіочастот.

Об'єктом дослідження є РРЛЗ прямої видимості.

Предметом дослідження є просторово-часова обробка сигналів з урахуванням сферичності фронту електромагнітної хвилі.

Метою роботи є обґрунтування того факту, що кривизна фронту ЕМХ, дійсно має характерні ознаки, які дозволять при застосуванні методів просторово-часової обробки сигналів відокремлювати радіосигнали з іншими ідентичними ознаками (частота, поляризація, місцеположення джерела сигналу тощо) один від одного з відповідною якістю.

Для досягнення поставленої мети дослідження було поставлено такі

основні завдання:

- Аналіз кривизни (криволінійності) фронту ЕМХ (аплітудного і фазового розподілу поля на розкриві антенної решітки приймальної сторони) як ознаки, за якою можна буде з використанням методів просторової обробки розділяти сигнали один від одного;
- 2) Практично довести, що для двох сигналів, які одночасно використовують один і той же радіочастотний ресурс і джерела яких знаходяться в одному і тому ж пункті передачі (пункт А), можна формувати на розкриві приймальної антенної решітки (що знаходиться в пункті Б) ЕМХ з різною

кривизною фазового фронту, що проявляється у вигляді різної поведінки амплітудного і фазового розподілу поля на розкриві приймальної антенної решітки для кожного з двох радіосигналів, які в подальшому при використанні просторово-часової обробки в пункті Б можна буде відокремлювати один від одного;

3) Практично довести, що один з варіантів формування фронтів ЕМХ з різною кривизною є фокусування електромагнітної енергії одного з джерел сигналу в проміжну зону між пунктом А і Б шляхом внесення відповідних фазових зсувів в канали передавальної антенної решітки, розташованої в пункті А. При цьому формування поля в кожній точці розкриву приймальної антенної решітки, розташованої в пункті Б здійснюється шляхом інтерференції радіохвиль, що випромінюються різними антенними елементами передавальної антенної решітки, розташованої в пункті А.

Використана методика дослідження: використання методів математичного та імітаційного комп'ютерного моделювання, теорії поширення радіохвиль, мікрохвильових пристроїв, антенної техніки.

Практична цінність роботи:

Для розвитку телекомунікаційної індустрії України. Дозволить
 збільшити пропускну здатність існуючих ліній за малих матеріальних
 затрат.

- Для підвищення рівня підготовки студентів ІТС НТУУ «КПІ ім. Ігоря Сікорського», які готуються для галузі телекомунікацій, а саме:

- Поглиблення рівня знань в процесах формування цифрових сигналів;
- Дослідження спотворень сигналу в РРЛЗ.

Апробація роботи:

Роботу було апробовано на Всеукраїнському конкурсі студентських наукових робіт за спеціальності «Радіотехніка» з 24 по 26 квітня 2018 року. Конкурс проходив на базі Харківського національного університету радіоелектроніки. В результаті було зайняте друге місце.

1. ПРОСТОРОВО-ЧАСОВА ОБРОБКА СИГНАЛІВ В ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ

Просторово-часова обробка - це сукупність операцій над сигналами та завадами, які прийняті в різних точках простору з метою виділення корисної інформації на фоні завад із необхідною якістю. Класична просторово-часова обробка розділяється на просторову та часову. Просторову обробку (Просторову фільтрацію) здійснює або окрема антена або антенна система, що складається з декількох простих антен (наприклад антенна решітка дзеркальних антен), часову - радіоприймач. Просторова обробка може поділятися на різні категорії: обробка в ближній або дальній зоні, в основній або бічній пелюстки діаграми спрямованості, по плоскому або криволінійному фронту електромагнітної хвилі.

Просторово-часова обробка має різні напрямки застосування в системах акустичної обробки сигналів, радіолокації, радіозв'язку.

1.1 Антенні решітки

Для передачі і прийому радіосигналів в радіозв'язку часто використовують антенну систему, яка отримала назву антенна решітка (AP)[1]. У загальному випадку AP являє собою безліч простих антен, довільним чином розподілених в просторі і об'єднаних єдиною системою управління передачею або прийомом сигналів. Прості антени називають елементами AP.

Як правило, елементи АР мають геометричні розміри, що не перевищують довжину хвилі використовуваного радіочастотного діапазону, в той час як вся АР може мати геометричні розміри, що значно перевищують цю довжину хвилі. У більшості випадків АР складається з ідентичних елементів, які розподілені в просторі впорядкованим чином, наприклад, на однаковій один від одного відстані. Якщо елементи AP розподілені уздовж деякої лінії, то AP називається лінійної. Еквідистантною лінійною AP називається система, елементи якої розташовані один від одного на однаковій відстані.

Кільцевою називається АР, елементи якої розташовані по кільцю.

Якщо елементи АР розподілені на площині, то решітка називається плоскою.

Елементи АР можуть бути розподілені по циліндричній або сферичній поверхні. Відповідно, АР буде називатися циліндричною або сферичною. АР називаються поверхневою, якщо їх елементи розподілені по викривленій поверхні.

1.1.1 Прийом гармонічного сигналу з плоским хвильовим фронтом

Припустимо, що N елементів AP розподілені уздовж осі x, як це показано на рис. 1.1. Початок координат вибрано в точці розташування крайнього лівого елемента решітки з номером 1. Між елементну відстань позначено літерою d[2].

Припустимо, що плоска монохроматична хвиля одиничної амплітуди падає на AP під кутом φ по відношенню до осі у. Хвиля збуджує гармонійне електричне коливання в кожному елементі AP. Початок відліку часу можна вибрати так, що при t = 0 фаза коливання дорівнює нулю в першому елементі решітки.



Рис. 1.1. Геометрія *N*-елементної лінійної еквідестантної АР та плоскої падаючої хвилі

Таким чином, сигнал, прийнятий першим елементом, можна представити у вигляді

$$u_1(t) = \exp(j\omega_0 t), \tag{1.1}$$

де ј - уявна одиниця, $\omega_0 = 2\pi f_0$ - циклічна частота, а f_0 - частота коливання, виражена в герцах.

Коливання в другому елементі АР випереджає коливання в першому елементі на час *t*, який легко визначити, використовуючи рис. 1.1. З геометричних міркувань знаходимо, що

$$\tau = \frac{d\sin\varphi}{c},\tag{1.2}$$

де с - швидкість поширення електромагнітних хвиль, яку приймають рівною швидкості світла, так де не розглядається вплив середовища.

За час τ фаза коливання другого елементу АР збільшується на величину $\omega_0 \tau$ по відношенню до фази коливання в першому елементі. Тому сигнал, прийнятий другим елементом, можна записати у вигляді

$$u_2(t) = \exp(j\omega_0(t+\tau)) = \exp(j2\pi f_0\tau) \exp(j\omega_0 t).$$
(1.3)

Підставляючи (1.2) в (1.3) і з огляду на те, що довжина хвилі $\lambda = \frac{c}{f_0}$,

знаходимо коливання, порушене хвилею в другому елементі, в наступному вигляді

$$u_2(t) = \exp\left(j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\varphi\right)\exp(j\omega_0 t).$$
(1.4)

Вираз (1.4) легко отримати також, застосовуючи в якості вихідної формулу, яка описує поширення плоскої хвилі

$$u(t,r) = \exp j(\omega_0 t - kr), \qquad (1.5)$$

де $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ - хвильове число, r - відстань, що пробігає хвиля.

3 рис. 1.1 видно, що відстань, яку хвиля проходить до другого елементу менша, ніж відстань, яку вона проходить до першого елемента, на величину $d \sin \varphi$. Ця різниця у відстанях називається зазвичай різницею ходу хвилі. Різниця фаз коливань, що виходить з-за різниці ходу, визначається множенням різниці ходу на хвильове число, як показує формула (1.5). Таким чином, ми знаходимо, що різниця фаз дорівнює $\frac{2\pi}{\lambda} d\sin \varphi$, що відповідає виразу (1.4).

Тепер легко зрозуміти, що коливання, що збуджуються хвилею в різних елементах AP, відрізняються тільки різницею фаз Δ_n , яка залежить від номера елемента n наступним чином

$$\Delta_n = \frac{2\pi}{\lambda} (n-1) d\sin\varphi, \quad n = (1...N).$$
(1.6)

Узагальнюючи (1.4) за допомогою (1.6), отримаємо вираз, що описує коливання в усіх елементах АР, в наступному вигляді

$$u_n(t) = \exp\left(j\frac{2\pi}{\lambda}(n-1)d\sin\varphi\right)\exp(j\omega_0 t), \quad n = (1...N).$$
(1.7)

Другий множник в цьому виразі залежить тільки від частоти коливання. Він однаковий для всіх елементів AP і тому не несе інформації про геометрію AP і напрямку приходу хвилі. У багатьох задачах цей множник опускають з розгляду.

Перший множник називають комплексної амплітудою сигналу. Саме він має істотне значення в задачах, пов'язаних з просторово-часової обробкою сигналу.

Позначимо комплексну амплітуду як U_n . Тоді вираз (1.7) набирає вигляду

$$u_n(t) = U_n \exp(j\omega_0 t), \quad n = (1..N).$$
 (1.8)

АР являє собою багатоканальну систему, так як хвиля збуджує одночасно N коливань різної амплітуди. Математика дає нам можливість описати одноманітно всю сукупність сигналів (1.8), якщо ввести вектор комплексних \vec{U} і вектор сигналів $\vec{u}(t)$ наступним чином

$$\vec{U} = \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ U_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 \\ \exp\left(j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\varphi\right) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \exp\left(j\frac{2\pi}{\lambda}(N-1)d\sin\varphi\right) \end{pmatrix};$$

$$\vec{u}(t) = \begin{pmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ u_N(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ U_N \end{pmatrix} \exp\left(j\omega_0 t\right) = \vec{U}\exp\left(j\omega_0 t\right).$$
(1.9)

1.1.2 Прийом вузькосмугового сигналу

Переважна більшість радіотехнічних систем функціонують, використовуючи вузькосмугові сигнали. Існують три еквівалентних способи представлення дійсного вузько смугового сигналу. Перший з них виглядає наступним чином

$$u(t) = U_c(t)\cos(\omega_0 t + \theta(t)), \qquad (1.10)$$

де $U_c(t)$ - амплітуда сигналу, $\theta(t)$ - фаза сигналу.

Передбачається, що амплітуда і фаза сигналу є повільно мінливими функціями часу. Зміни амплітуди і фази обумовлені модуляцією високочастотного коливання частоти ω_0 . Спектр такого сигналу займає частотну смугу $\Delta \omega$ поблизу частоти ω_0 . Вузько смугові сигнали задовольняють умові $\Delta \omega << \omega_0$.

Використовуючи тригонометричну формулу перетворення косинуса суми двох кутів у натуральному вираженні (1.10), отримаємо другий спосіб представлення вузько смугового сигналу у вигляді

$$u(t) = [U_c(t)\cos(\theta(t))]\cos\omega_0 t - [U_c(t)\sin\theta(t)]\sin\omega_0 t.$$
(1.11)

Таке уявлення вузько смугового сигналу прийнято називати розкладанням сигналу по квадратури. Саме це розкладання сигналу використовується в передавальному пристрої для формування сигналу, що передається. Передавач генерує два взаємно ортогональних коливання $\cos \omega_0 t$ і $\sin \omega_0 t$, модулює їх повільно змінними функціями $U_c(t)\cos\theta(t)$ і $U_c(t)\sin\theta(t)$, відповідно, змішує, підсилює і відправляє до передавальної антени для випромінювання в простір. Приймач, одержавши сигнал u(t), розділяє дві квадратурні компоненти, використовуючи їх ортогональність. Для цього він примножує прийнятий сигнал u(t) як на $\cos \omega_0 t$, так і на $\sin \omega_0 t$. Після інтегрування (усереднення за часом) виділяються модулюючі повільно мінливі функції $U_c(t)\cos\theta(t)$ і $U_c(t)\sin\theta(t)$. Третій спосіб представлення вузько смугового сигналу виглядає наступним чином

$$u(t) = \operatorname{Re}\begin{bmatrix} \bullet \\ U(t) \exp(j\omega_0 t) \end{bmatrix}; \quad \stackrel{\bullet}{U}(t) = U_c(t) \exp(j\theta(t)). \quad (1.12)$$

Тут функція U(t) називається комплексною амплітудою або комплексної обвідної. Вона несе інформацію про зміни амплітуди і фази сигналу u(t).

Хоча в природі не існує комплексних сигналів, використання поняття комплексної амплітуди істотно спрощує вирішення багатьох завдань. Якщо, наприклад, реальні сигнали піддаються лінійної обробці, то теоретичний аналіз цього перетворення більш просто зробити з еквівалентним комплексним сигналом. Після цього досить взяти реальну частину отриманого результату, щоб отримати правильний результат для перетворення реального сигналу. Більш того, у багатьох випадках високочастотний множник $\exp(j\omega_0 t)$ можна опустити

і розглядати тільки перетворення комплексної амплітуди U(t). Це додатково спрощує теоретичний аналіз систем обробки вузькосмугових сигналів.

Гармонійний сигнал, який ми вже розглянули, слід також віднести до класу вузько смугових сигналів як граничний випадок, якщо $\frac{\Delta \omega}{\omega_0} \to 0$.

Виникає питання: "Як АР реагуватиме на прийом вузько смугового сигналу, на відміну від гармонійного сигналу?".

Оскільки елементи АР знаходяться в різних точках простору, як ми бачили раніше. необхідно враховувати затримки сигналів. Припустимо, ШО максимальний розмір АР дорівнює L. Йому відповідає максимальна затримка сигналу $\tau_{\text{max}} = \frac{L}{a}$. У разі гармонійного сигналу це веде до появи різниці фаз $\omega_0 au_{\max}$. У разі вузько смугового сигналу крім цього ефекту спостерігається затримка комплексної обвідної U(t). Тому, строго кажучи, в кожен момент часу значення комплексних амплітуд в різних елементах АР відрізняються один від одного. Однак слід врахувати, що обвідна U(t) змінюється дуже повільно. Характерне час зміни обернено пропорційно ширині спектра сигналу і приблизно дорівнює ΔF^{-1} . Якщо $\tau_{\max} << \Delta F^{-1}$, то можна вважати, що обвідна U(t) має однакове значення для всіх елементів АР. Фактично ми накладаємо обмеження на розмір АР.

Щоб обвідна вузько смугового сигналу зберігала своє значення у всіх елементах AP, максимальний розмір AP повинен задовольняти умові $L << c\Delta F^{-1}$. Припустимо, що сигнал має ширину спектра 10 МГц ($\Delta F = 10^7$ Гц). Беручи швидкість світла дорівнює $c = 3 \cdot 10^8$ м / с, отримаємо, що L << 30 м. Надалі всюди передбачається, що умова $L << c\Delta F^{-1}$ виконується і комплексна обвідна сигналу в кожному елементі AP однакова.

У системах цифрового зв'язку сигнал має кінцеву тривалість T_c і в багатьох випадках тривалість сигналу і ширина його спектру пов'язані співвідношенням $\Delta F \cdot T_c \approx 1$. Такі радіотехнічні системи зазвичай називають вузько смуговими. Існують також системи, які є широкосмуговими.

Система називається широкосмугового, якщо вона використовує сигнали з великою базою $\Delta F \cdot T_c >> 1$.

Це сигнали з частотної маніпуляцією, фазової маніпуляцією, а також сигнали, що використовують мультиплексування ортогональних частот (OFDM). Потрібно мати на увазі, що такі сигнали залишаються вузько смуговими, оскільки виконується умова $\Delta F \ll f_0$. Таким чином, широкосмугова система (наприклад, система зв'язку з кодовим поділом користувачів) використовує вузько смугові сигнали.

Сигнал на вході приймача майже завжди має випадкове значення комплексної амплітуди. Для цього існує багато причин. По-перше, комплексна амплітуда може змінюватися випадковим чином в результаті модуляції в передавачі. Наприклад, в разі QPSK модуляції комплексна амплітуда приймає чотири значення $\frac{1}{\sqrt{2}}(\pm 1 \pm j)$ з однаковою ймовірністю. По-друге, при багатопроменевому поширенні сигналу на вході приймача підсумовується безліч копій одного і того ж сигналу з випадковими фазами і амплітудами. В результаті комплексна амплітуда сумарного сигналу стає випадковою величиною з нормальним розподілом, а її модульне значення (амплітуда реального сигналу) флуктурует по релеевскому закону. По-третє, в радіодіапазоні існують шуми апаратури і навколишнього середовища, а також перешкоди різного походження. Шуми і перешкоди, прийняті в частотній смузі приймача є вузькосмугові сигнали з випадковими комплексними амплітудами.

Розглянемо антенну решітку, на виходах яких заданий багатовимірний випадковий процес $\vec{z}(t)$, який є сумою багатовимірного сигналу $\vec{u}(t)$, перешкоди $\vec{n}(t)$ і шуму $\vec{\xi}(t)$.

$$\vec{z}(t) = \vec{u}(t) + \vec{n}(t) + \vec{\xi}(t).$$
(1.13)

Вважаємо, що введені багатовимірні процеси стаціонарні і мають нульові математичні очікування.

Для вирішення завдань просторово-часової обробки сигналів важливе значення мають матриці просторової кореляції:

1) для сигналу

$$R_{cc}(\tau) = E(u(t)u^{H}(t-\tau)), \qquad (1.14)$$

2) для завади

$$R_{nn}(\tau) = E(n(t)n^{H}(t-\tau)), \qquad (1.15)$$

3) для шуму

$$R_{uuu}(\tau) = E(\vec{\xi}(t)\vec{\xi}^{H}(t-\tau)), \qquad (1.16)$$

де $(\bullet)^H$ - сполучення (знак транспонування і комплексного сполучення), $E(\bullet)$ - оператор математичного очікування.

Діагональні елементи цих матриць дають середню потужність випадкових сигналів, перешкод або шумів у відповідній приймальні антени. Недіагональні елементи дають функції кореляції цих сигналів в різних елементах. Симетричні щодо діагоналі елементи матриць є комплексно сполученими. Такі матриці називаються ермітовим.

При цьому кореляційна матриця для вхідного впливу $\vec{z}(t)$ буде дорівнює:

$$R_{xx}(\tau) = R_{cc}(\tau) + R_{nn}(\tau) + R_{uau}(\tau).$$
(1.17)

При аналізі властивостей системи з АР найбільш важливе значення мають ті кореляційні матриці, для яких $\tau = 0$. У цьому випадку замість $R_{cc}(0)$, $R_{nn}(0)$, $R_{uau}(0)$ часто використовуються спрощені записи $R_{cc}(0) = R_{cc}$, $R_{nn}(0) = R_{nn}$, $R_{uau}(0) = R_{uau}$.

Тоді кореляційна матриця для вхідного впливу представиться у вигляді:

$$R_{xx} = R_{cc} + R_{nn} + R_{uau} \,. \tag{1.18}$$

Зазвичай вважають, що шуми обумовлені власним шумом підсилювача, включеного в кожен елемент АР. Очевидно, що шуми в різних підсилювачах статистично незалежні між собою. Тому кожен недіагональні елемент КМ власного шуму дорівнює нулю. Будемо припускати, що середня потужність власного шуму в кожному елементі АР однакова і дорівнює σ^2 . В цьому випадку КМ власного шуму дорівнює

$$R_{uuu} = \sigma^2 I$$
,

де - одинична матриця.

1.1.3 Діаграма направленості антенної решітки

Сигнали, прийняті елементами АР далі піддаються обробці. Найбільш широкого поширення набула лінійна обробка сигналів, яка полягає в підсумовуванні прийнятих сигналів з ваговими коефіцієнтами. Якщо вагові коефіцієнти фіксовані, можна знайти вихідний сигнал.

Діаграмою спрямованості (ДН) антенної системи називається залежність комплексної амплітуди вихідного сигналу від напрямку приходу плоскої хвилі одиничної амплітуди.

Вираз

$$u_n(t) = \exp\left(j\frac{2\pi}{\lambda}(n-1)d\sin\varphi\right)\exp j\omega_0 t, \quad n = (1...N)$$
(1.19)

визначає комплексні амплітуди сигналів, що наводяться в елементах лінійної еквідистантної AP, вільного довільного напрямку приходу і одиничної амплітуди.

Тоді в загальному випадку ДН можна представити у вигляді

$$F(\varphi) = \sum_{n=1}^{N} w_n^* \exp\left(j\frac{2\pi}{\lambda}(n-1)d\sin\varphi\right),\tag{1.20}$$

де w_n - задані комплексні числа w_n^* - комплексно-зв'язані числа.

Тут ДН є функцією однієї змінної - кута приходу хвилі φ . Наприклад, це може бути азимут або кут місця джерела сигналу.

Вагові коефіцієнти в (1.20) зазвичай нормуються так, що

$$\sum_{n=1}^{N} \left| w_n \right|^2 = 1.$$
 (1.21)

Оскільки вагові коефіцієнти є комплексними числами, сигнали, прийняті AP, отримують амплітудні і фазові зміни. На практиці для цього застосовуються різні CBЧ пристрою або, якщо мова йде про цифровій обробці сигналів, спочатку аналогові сигнали перетворяться в цифрову форму, і потім виконується вагова обробка (1.20). В даному випадку вагові коефіцієнти виберемо таким чином

$$w_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \exp\left(j\frac{2\pi}{\lambda}d(n-1)\eta\right),\tag{1.22}$$

де єдиний параметр визначає все значення вагових коефіцієнтів. Легко перевірити, що ці вагові коефіцієнти задовольняють умові нормування (1.21). Підставляючи (1.22) в комплексно зв'язаному вигляді в (1.20), отримаємо такий вираз

$$F(\varphi) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=1}^{N} \exp\left(j\frac{2\pi}{\lambda}d(n-1)(\sin\varphi - \eta)\right).$$
(1.23)

Для підсумовування ряду (1.23) введемо допоміжне позначення $q = \exp\left(j\frac{2\pi}{\lambda}d(\sin\varphi - \eta)\right)$. Тоді (1.23) можна переписати у вигляді $F(\varphi) = \frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{n=1}^{N}q^{n-1}$. (1.24)

Застосовуючи формулу суми геометричної прогресії, знаменник якої дорівнює *q*, (1.24) перетворимо до виду

$$F(\phi) = \frac{1}{\sqrt{N}} \frac{1 - q^n}{1 - q}$$
(1.25)

Тепер повернемо вираз, позначене буквою *q*, і зробимо нескладні алгебраїчні перетворення, після чого отримаємо

$$F(\varphi) = \frac{1}{\sqrt{N}} \frac{\sin\left[\pi \frac{d}{\lambda} N(\sin \varphi - \eta)\right]}{\sin\left[\pi \frac{d}{\lambda}(\sin \varphi - \eta)\right]} \exp\left[j\pi \frac{d}{\lambda}(N-1)(\sin \varphi - \eta)\right].$$
 (1.26)

ДН є комплексною функцією і, отже, має функцію модульного значення $|F(\varphi)|$ і функцію аргументу $\Phi(\varphi) = \arg[F(\varphi)]$. Перша функція називається амплітудною ДН, а друга - фазової ДН.

Як правило, найбільший інтерес представляє амплітудна ДН, яка визначається з (1.26) у вигляді

$$|F(\varphi)| = \sqrt{N} \frac{\left| \sin \left[\pi \frac{d}{\lambda} N(\sin \varphi - \eta) \right] \right|}{N \left| \sin \left[\pi \frac{d}{\lambda} (\sin \varphi - \eta) \right] \right|}.$$
(1.27)

Для аналізу цього виразу зручно ввести замість змінної φ узагальнену кутову змінну $\Psi = \pi \frac{d}{\lambda} N(\sin \varphi - \eta)$. Тоді (1.27) матиме вигляд



Рис. 1.2. Функції $|\sin \Psi|$, $|\sin \Psi/N|$ та нормована ДН $|F(\phi)|$ АР (криві 1,2,3 відповідно) для N=5

 $\left|F(\varphi)\right| = \sqrt{N} \frac{\left|\sin\Psi\right|}{N\left|\sin\frac{\Psi}{N}\right|}$ (1.28)

На рис. 1.2 представлені графічно три функції. Функція $|\sin \Psi|$ представлена кривої 1, функція $|\sin \Psi/N|$ зображена кривою 2, і ДН $|F(\varphi)|$, поділена на \sqrt{N} , показана у вигляді кривої 3. Розрахунки зроблені для 5-ти елементної АР (N = 5).

Функція $|\sin \Psi|$ має нулі в точках $\Psi = \pm \pi m$, де m - ціле число, в той час як функція $|\sin \Psi/N|$ має нулі тільки в точках $\Psi = \pm \pi Nm$. Оскільки в цих точках чисельник і знаменник формули (1.28) звертаються в нуль, необхідно розкрити невизначеність. В результаті в точках $\Psi = \pm \pi Nm$ ми спостерігаємо максимуми ДН. Максимум в точці $\Psi = 0$ прийнято називати головним. Інші максимуми ДН того ж рівня називаються побічними або дифракційними. Спостерігаються також максимуми меншого рівня, які називають бічними пелюстками. Видно, що ДН є періодичною функцією щодо узагальненої кутовий змінної Ψ .

Тепер ми повинні повернутися до кутовий змінної φ та визначити властивості ДН в області значень цієї змінної. Перш за все, знайдемо напрямок головного променя φ_0 , вважаючи $\Psi = 0$. В результаті знаходимо, що sin $\varphi_0 = \eta$.

Головний промінь буде спрямований по нормалі до AP, якщо $\eta = 0$. Луч буде змінювати свій напрямок, якщо $|\eta| = \le 1$. Управління ваговими коефіцієнтами, при якому головний промінь змінює свій напрямок, в антеною техніці називають скануванням.

Тепер визначимо ширину головного променя $\Delta \phi$. Перші нулі ДН поблизу головного променя перебувають в точках $\Psi = \pm \pi$. Кутова відстань між ними дає ширину променя, що дорівнює

$$\Delta \varphi = 2 \arcsin\left(\frac{\lambda}{dN\cos\varphi_0}\right). \tag{1.29}$$

Ми бачимо, що ширина променя зменшується при збільшенні розміру АР. Спостерігається також розширення променя при відхиленні його від нормалі. У антеною техніці ширину головного променя прийнято визначати за рівнем ДН, рівного -3 дБ щодо максимуму. У цьому випадку замість формули (1.29) слід використовувати вираз

$$(\Delta \varphi)_{-3\partial E} = 2 \arcsin\left(\frac{0.451\lambda}{dN\cos\varphi_0}\right).$$
 (1.30)

АР конструюють таким чином, щоб дифракційні пелюстки ДН не потрапляли в зону видимості. Знайдемо умову, за якої це виконується. В силу симетрії завдання досить розглянути зміну кутової змінної в області переднього півкола, тобто вважати, що $-(\pi/2) \le \varphi \le (\pi/2)$. Коли кут φ змінюється в цих межах, узагальнена кутова змінна Ψ змінюється в межах

$$-\pi \frac{d}{\lambda} N(1+\eta) \le \Psi \le \pi \frac{d}{\lambda} N(1+\eta).$$
(1.31)

Ця область узагальненої кутовий змінної називається областю видимості, або областю дійсних кутів. В області видимості не повинно бути дифракційних пелюсток. Як видно з рис. 10.2, ця умова виконується, якщо $-\pi(N-1) \le \Psi \le \pi(N-1)$.

Порівнюючи це нерівність з (1.31), ми отримуємо наступні дві умови

$$\pi \frac{d}{\lambda} N(1-\eta) < (N-1)\pi, \quad -\pi \frac{d}{\lambda} N(1+\eta) > -(N-1)\pi.$$
(1.32)

Ці нерівності еквівалентні одному нерівності такого вигляду

$$\frac{d}{\lambda} \le \frac{N-1}{N} \frac{1}{1+|\eta|}.$$
(1.33)

Якщо АР не призначена для сканування, і її головний промінь спрямований по нормалі, то величина $\eta = 0$. В цьому випадку для АР з великим числом елементів з (1.33) знаходимо умова $d \le \lambda$. Якщо передбачається сканування променем АР в секторі кутів $\pm \varphi_0$, то в (1.33) слід покласти $\eta = \sin \varphi_0$. Звідси також випливає, що при скануванні у всьому передньому півколі $|\varphi_0| \le \frac{\pi}{2}$ вимога до межелементних відстані стає сильнішим $d \le 0.5\lambda$.

Бічні пелюстки ДН надають негативну дію. Наприклад, в радіолокації з метою протидії створюють перешкоди великої потужності, які впливають по бічних пелюстках і не дають можливості реєструвати слабкий корисний сигнал.

Тому розробники антен вживають заходів до зниження рівня бічних пелюсток ДН. Дану задачу можна вирішити, вибираючи відповідним чином вагові коефіцієнти у формулах (1.21) і (1.23). Існують два способи для оптимального вирішення цього завдання. Відповідно до першого способом мінімізується рівень бічних пелюсток при фіксованій ширині головного променя. Рішення було отримано Дольфом у вигляді розкладання ДН за поліномами Чебишева. Тому АР такого типу називають дольф-чебишовських.

Інший спосіб зменшення рівня бічних пелюсток запропонований Ямпольським. Він заснований на мінімізації середнього рівня бокових пелюсток, одержуваного інтеграцією ДН за потужністю (квадрат амплітудної діаграми) в області бічних пелюсток.

Розглянемо приклади ДН (рис. 1.3 - рис.1.7). Як антенного елемента візьмемо всенапрвленную в горизонтальній площині антену.

На рис. 1.3 представлені ДН для 1-го ненаправленного антенного елемента. Як видно з даних графіків ДН не має нулів.

На рис. 1.4 представлені ДН для 2-х елементної АР. Як видно з даних графіків ДН для такої АР має 1 нуль ДН і один головний пелюстка.

На рис. 1.5 представлені ДН для 3-х елементної АР. Як видно з даних графіків ДН для такої АР має 2 нуля ДН, один головний пелюстка і один бічний пелюсток.

в прямокутних координатах







Рис. 1.3. ДН 1-го антенного елементу



Рис. 1.4. ДН 2-х елементної АР





Рис. 1.5. ДН 3-х елементної АР



Рис. 1.6. ДН 5-ти елементної АР



Рис. 1.7. ДН 7-ми елементної АР

На рис. 1.6 представлені ДН для 5-ти елементної АР. При цьому ДН має 4 нуля і 3 бічних пелюстки. На рис. 1.7 представлені ДН для 7-ми елементної АР. При такій конфігурації ДН має 6 нулів і 5 бічних пелюсток.

Судячи з даних залежностей можна сказати, що АР формує нулів ДН на одиницю менше, ніж є антенних елементів.

Змінюючи вагові коефіцієнти можна управляти ДН таким чином, що головний пелюстка буде розташований в напрямку приходу корисного сигналу, а нулі ДН в напрямку перешкод. При цьому вважається, що АР може придушити N-1 заваду при наявності N антенних елементів.

1.1.4 Вихідне відношення потужності сигналу до потужності завади

Розглянемо структурну схему АР, представленої на рис. 1.8.



Рисунок 1.8. Структурна схема антенної решітки

АР має чудову властивість збільшувати відношення потужності корисного сигналу до потужності перешкоди і шуму (ВСПШ). Навіть якщо в одному елементі решітки ВСПШ менше одиниці, на виході АР це відношення може бути значно більше одиниці. Завдяки цьому системи радіозв'язку здатні реєструвати слабкі корисні сигнали на тлі досить сильною зовнішньою перешкоди.

Вектор-стовпець корисного сигналу уявімо, як

$$\overrightarrow{U_c u} = U_c (u_1, u_2, \dots, u_N)^T, \qquad (1.34)$$

де компоненти u_n визначаються з (1.19). Скалярна величина U_c дає амплітуду напруги сигналу в одному елементі АР, в якому вибрано початок координат. Введемо також вектор вагових коефіцієнтів

$$\vec{W} = (w_1, w_2, \dots, w_N)^T$$
. (1.35)

Відповідно до рис. 10.8 вихідний сигнал АР задається співвідношенням:

$$y(t) = \vec{W} \overset{H}{z}.$$
(1.36)

де z - вектор суміші сигналу, перешкод і шуму.

Тоді корисний сигнал на виході АР можна записати у вигляді

$$u_{\rm 6bix} = U_c \vec{W}^H \vec{u}. \tag{1.37}$$

Сигнал ми припускаємо регулярним, тому його потужність на виході дорівнює

$$P_{\text{BLX }c} = u_{\text{BLX}}^2 = U_c^2 \vec{W}^H \vec{u} \vec{u}^H \vec{W} \overset{\rightarrow}{=} P_c \vec{W}^H R_{cc} \vec{W}.$$
(1.38)

Аналогічно представимо комплексну амплітуду перешкоди на виході АР

$$\overrightarrow{n}_{Gblx} = U_n \overrightarrow{W}^H \overrightarrow{n}_n.$$
(1.39)

Для середньої потужності перешкоди на виході АР в результаті послідовних перетворень отримаємо, що

$$P_{Gblx n} = n_{Gblx}^2 = U_n^2 \vec{W}^H \vec{n} \vec{n}^H \vec{W} \overset{\rightarrow}{=} P_n \vec{W}^H R_{nn} \vec{W}$$
(1.40)

$$\vec{\xi}_{GDIX \, uu} = \sigma \vec{W}^{H}, \qquad (1.41)$$

а його потужність буде рівна

$$P_{\text{sbix uu}} = \sigma^2 \overrightarrow{W}^H \overrightarrow{W}. \tag{1.42}$$

Для визначення вихідного відносини потужності сигналу до потужності перешкоди і шуму зазвичай кореляційні матриці перешкоди і шуму складають

$$R_{nu} = R_{nn} + R_{uau} \,. \tag{1.43}$$

Тоді вихідна ВСПШ антеною решітки визначиться з виразу:

$$BC\Pi III = \frac{P_{_{GbIXC}}}{P_{_{GbIXN}} + P_{_{GbIXU}}} = \frac{P_c \vec{W}^H R_{_{cc}} \vec{W}}{(P_n + \sigma^2) \vec{W}^H R_{_{nu}} \vec{W}}.$$
(1.44)

З математичної точки зору ВСПШ (1.44) являє собою відношення двох позитивно певних квадратичних форм. Це ставлення не залежить від нормування вагового вектора \vec{W} . Тому оптимальний ваговий вектор, який забезпечує максимальну ВСПШ, може бути визначений тільки з точністю до скалярного комплексного множника.

Спочатку припустимо, що сигнал приймається на тлі власного шуму з КМ $R_{uuu} = \sigma^2 I$. Тоді (1.44) перетвориться до виду

$$BC\Pi III = \frac{U_c^2 \left| \overrightarrow{W}^H \overrightarrow{u} \right|^2}{\sigma^2 \overrightarrow{W}^H \overrightarrow{W}}.$$
(1.45)

Скористаємося нормування вагових коефіцієнтів (1.45), яка у векторній

формі еквівалентна висловом $\stackrel{\rightarrow}{W}^{H} \stackrel{\rightarrow}{W} = 1$. Тепер формула (1.45) істотно спрощується і набуває вигляду

$$BC\Pi III = \frac{U_c^2}{\sigma^2} \left| \stackrel{\rightarrow}{W} \stackrel{H}{u} \right|^2.$$
(1.46)

Вхідна сюди величина $\overrightarrow{W}^{H} \overrightarrow{u}$ є не що інше, як скалярний добуток векторів \overrightarrow{W} та \overrightarrow{u} . Величина скалярного твори буде максимальною, якщо ці вектори паралельні. Таким чином, оптимальний ваговий вектор може бути представлений так $\overrightarrow{W} = \gamma \overrightarrow{u}$, де γ - довільний скалярний множник. Якщо тепер врахувати прийняту нормування вагового вектора $\overrightarrow{W}^{H} \overrightarrow{W} = 1$, то отримаємо $\gamma = \left(\overrightarrow{u}^{H} \overrightarrow{u}\right)^{-0.5}$. Отже, ваговий вектор \overrightarrow{W} буде дорівнює $\overrightarrow{W} = \frac{1}{\sqrt{\gamma}^{H} \rightarrow u}$. (1.47)

Підставляючи оптимальний ваговий вектор в (1.46), отримаємо наступну формулу для максимального вихідного ВСПШ

$$BC\Pi III = \frac{U_c^2}{\sigma^2} \begin{pmatrix} \overrightarrow{u}^H & \overrightarrow{u} \\ u & u \end{pmatrix} = \frac{U_c^2}{\sigma^2} \sum_{n=1}^N |u_n|^2.$$
(1.48)

Перший співмножник $\frac{U_c^2}{\sigma^2}$ в цій формулі визначає ОСПШ в одному елементі АР.

Другий співмножник $\begin{pmatrix} \rightarrow^H \rightarrow \\ u & u \end{pmatrix}$ показує, у скільки разів ВСПШ збільшується

на виході АР за рахунок вагового підсумовування.

Якщо комплексні амплітуди сигналу задовольняють висловом (1.19), то вагове підсумовування є оптимальним, і сума в (1.43) дорівнює числу N елементів АР. Таким чином, ВСПШ збільшується в N раз.

Обробка сигналу на тлі власного шуму з ваговим вектором (1.42) називається узгодженою. В цьому випадку відбувається когерентне підсумовування сигналу. У той час власні шуми приймальних пристроїв складаються не когерентно. Така відмінність призводить до того, що вихідна ОСПШ АР збільшується в N раз.

Розглянемо ОСПШ з точки зору ДН. З урахуванням (1.20) прийнятий сигнал можна записати так $\overrightarrow{u} = U_c F(\varphi)$, а його потужність дорівнює $\left| \overrightarrow{u} \right|^2 = U_c^2 |F(\varphi)|^2$. В силу прийнятої нормування вагового вектора $\overrightarrow{W}^H \overrightarrow{W} = 1$ середня потужність власного шуму на виході дорівнює σ^2 . Тепер ВСПШ може бути виражено через ДН наступним чином

$$BC\Pi I I = \frac{U_c^2}{\sigma^2} \left| F(\varphi) \right|^2.$$
(1.49)

Максимальна ОСПШ буде спостерігатися в разі, коли напрямок на джерело сигналу буде збігатися з максимумом ДН.

1.2 Адаптивні методи просторово-часової обробки сигналів

1.2.1 Основні методи рішення задачі просторово-часової обробки сигналів

Рішення задач просторово-часової обробки сигналів (ПЧОС) відрізняється від рішення класичних скалярних тим, що при прийомі використовується корельованих між собою реалізацій корисного сигналу. При цьому інформаційний сигнал на виході вирішальної схеми приймача представляється у вигляді послідовності відображень

$$I_c = \Phi(\stackrel{\rightarrow}{E} \rightarrow \stackrel{\rightarrow}{U} \rightarrow R), \qquad (1.50)$$

де І_с - інформаційний сигнал;

 $\Phi(\bullet)$ - оператор, який визначає відображення вектора напруженості електромагнітного поля \vec{E} в вектор струмів провідності з напругою \vec{U} , яке в свою чергу відображається в простір рішень R. Розмірність dim \vec{U} , визначається числом антенних елементів N. У той же час dim $\vec{U} \ge \dim R$. Зазвичай dim R = 1. При цьому останнім відображення - вироджений, що і є специфікою ПЧОС, при

якій вдається домогтися більшої ефективності прийому, підняти його стійкість і надійність.

Алгоритми реалізації оператора $\Phi(\bullet)$ різні. Вони залежать від цілей і критеріїв рішення задач прийому, а також тих можливостей і обмежень, в рамках яких доводиться вирішувати цю задачу.



Рис. 1.9. Структурна схема рішення загальної задачі ПЧОС

Рішення завдання ПЧОС за допомогою загального оператора $\Phi(\bullet)$ зводиться до отримання вирішального правила, якість якого визначається ймовірністю помилки p_{out} . Структурна схема вирішення спільного завдання ПЧОС приведена на рис. 1.9.



Рис. 1.10. Структурна схема не структурних методів

У загальній теорії ПЧОС можна виділити два основні методи:

- неструктурні методи, що забезпечують синтез в цілому всього n -Канального $n \ge 2$ радіоприймального пристрою і отримання рішення на його виході про прийняте інформаційному сигналі;

- структурні методи, що перетворюють і поліпшують за деяким критерієм сигнально-помехового обстановку безпосередньо на виході антеною решітки без включення в алгоритм вирішальних правил прийому сигналів.



Рис. 1.11. Структурна схема структурних методів

Використання структурних методів (рис.1.11) привело до створення адаптивних антенних решіток (ААР) і адаптивних компенсаторів перешкод (АКП). ААР є частиною загальної задачі оцінювання ІП, при цьому завдання прийняття рішення про ВП у алгоритмах ААР не передбачено. Метою ж цих методів є поліпшення сигнально-завадової обстановки (СЗО). Мета досягається при функціонуванні ААР тим, що адаптивно в залежності від СЗО формуються такі амплітудно-фазові розподілу (АФР) і отже така ДН антеною решітки, при якій перешкоди потрапляють в нуль цієї діаграми. Так само алгоритм функціонування можна сформулювати як знаходження такого ВВК, який би забезпечив мінімум помилок, мінімум перешкод, максимум ВСПШ або будьякого іншого обраного критерію якості, відповідно до якого і функціонує алгоритм управління.

З огляду на приватний характер критеріїв, що не включають в себе процедуру прийняття рішення, синтез самого алгоритму управління ААР вимагає менших обсягів апріорної інформації. Сам алгоритм є структурно стійким в умовах динаміки змін СЗО, проявляється його велика універсальність, тобто він застосовується для обробки більш широкого класу сигналів, і що надзвичайно важливо, не вимагає апріорних даних про стан і параметри перешкод. При цьому алгоритми ААР дозволяють придушувати перешкоди на 20-40 дБ.

Структурні методи грунтуються в основному на теорії лінійного програмування.

Можна виділити два основні підходи до вирішення завдань оптимальної лінійної фільтрації:

- отримання оцінки вибіркової ковариационной матриці вхідних впливів (адитивної суміші сигналу перешкод і шумів) *R_{xx}* і використання рішення рівнянь Вінера-Хопфа;

- підхід, заснований на рекурсивном методі і застосуванні оптимізаційних процедур стохастичною апроксимації, фільтрів Калмана-Бьюси, інших обчислювальних алгоритмів, які представлені диференціальними або різницевими рівняннями.

Вінеровский підхід передбачає квазістаціонарним модель сигнальнозавадової обстановки, в той час як метод Калмана-Бьюси дозволяє здійснити фільтрацію при наявності істотних нестаціонарних СЗО.

При квазістаціонарній моделі СЗО зазвичай вважають, що достатнім є опис характеристики випадкових процесів в рамках кореляційної теорії (для гаусовських процесів такий опис є повним). Визнаються кореляційні функції сигналу і шуму, і завдання ПЧОС розглядається як задача оптимальної лінійної фільтрації.

1.2.2 Особливості синтезу алгоритму адаптивних антенних решіток

Суть роботи ААР (рис.1.12) полягає в тому, що сигнали прийняті антенними елементами $z_1, z_2, ..., z_N$ складаються на суматорі \sum з певними вагами w_i , які представляють собою підсилювачі з керованими амплітудами і фазами. Пристрій управління так виставляє ці амплітуди і фази, що перешкоди, які разом з корисним сигналом приймаються антенами, на суматор взаємно компенсуються. В результаті на виході маємо

 $y(t) = u(t) + \Delta n(t) + \xi(t),$

Де $\xi(t)$ - шум, який завжди має місце при прийомі сигналів; $\Delta n(t)$ - не скомпенсовані залишки перешкоди.



Рис. 1.12. Схема адаптивної антенної решітки

Рівняння спостереження (вихідний сигнал решітки) задається співвідношенням:

$$y(t) = \overrightarrow{z}^{H}(t)\overrightarrow{W}.$$
(1.51)

Розглянемо антенну решітку з N - елементами, на виходах яких заданий багатовимірний випадковий процес $\vec{z}(t)$, який є сумою багатовимірного сигналу $\vec{u}(t)$, перешкоди $\vec{n}(t)$ і шуму $\vec{\xi}(t)$.

$$\vec{z}(t) = \vec{u}(t) + \vec{n}(t) + \vec{\xi}(t).$$
(1.52)

Вважаємо, що введені багатовимірні процеси стаціонарні, мають нульові математичні очікування, а також будемо вважати, що відомі їх кореляційні матриці

R_{cc} - кореляційна матриця сигналу,

R_{nn} - кореляційна матриця перешкоди,

*R*_{иаи} - кореляційна матриця шуму.

Тоді кореляційна матриця для вхідного впливу буде дорівнює:

$$R_{xx} = R_{cc} + R_{nn} + R_{uuu} \,. \tag{1.53}$$
Сформулюємо задачу знаходження вагових коефіцієнтів N-мірного просторово-часового фільтра, що забезпечує оптимальну фільтрацію багатовимірного сигналу. Зважений сигнал буде мати вигляд:

$$\stackrel{\wedge}{u(t)} = \Phi(\vec{z}(t)), \tag{1.54}$$

де $\Phi(z(t))$ - деякий лінійний функціональне перетворення, наприклад:

$$\Phi(\vec{z}(t)) = \vec{W} \overset{H}{\vec{z}}(t), \qquad (1.55)$$

де \vec{W} - шуканий ВВК оптимального N-мірного просторового фільтра.

Виникає запитання, як визначити оптимальний ВВК, тобто знайти $\Phi(z(t))$ - деякий лінійний функціональне перетворення.

Існує кілька критеріїв оптимальності для визначення ВВК:

- відношення сигнал-перешкода + шум (ВСПШ);

- середня квадратична помилка (СКП);

- функція правдоподібності (ФП);

- вихідна потужність (ВП).

По виду використовуваної апріорної інформації про корисний сигнал алгоритми можна розділити на два типи:

- алгоритми, синтезовані, з використанням апріорної інформації про корисний сигнал;

- алгоритми, синтезовані без використання апріорної інформації про характеристики корисного сигналу.

Реалізується критерієм оптимальності, алгоритми першого типу поділяються на:

- алгоритми, синтезовані за критерієм мінімуму середньоквадратичного відхилення (МСКВ) сигналу від опорного і здійснюють придушення всіх сигналів, що не збігаються за формою з опорним;

- алгоритми, що використовують апріорну інформацію про направлення приходу корисного сигналу, синтезуються за критерієм максимуму вихідного

відносини потужності корисного сигналу до суми потужностей перешкод і шуму (МВСШ).

Алгоритми, синтезовані без застосування апріорної інформації про характеристики корисного сигналу, зазвичай реалізують критерій мінімуму потужності вихідного сигналу ААР (МВП).

Розглянемо докладніше деякі з цих алгоритмів.

Алгоритми ААР, синтезовані за критерієм максимум відношення сигнал-перешкода + шум (МВСШ)

Алгоритм, синтезований за критерієм МВСШ має вигляд:

$$\overrightarrow{W} = \gamma R_{nn}^{-1} \overrightarrow{U}, \qquad (1.56)$$

де γ - постійний коефіцієнт,

R_{nn} - кореляційна матриця перешкод,

$$\vec{U}^{T} = \left[1, \exp\left(j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\varphi\right), \dots, \exp\left(j\frac{2\pi}{\lambda}(N-1)d\sin\varphi\right)\right] - \text{ вектор хвильового$$

фронту сигналу,

 \vec{W} - BBK.

Для нестаціонарної СЗО застосовуються оптимізаційна процедура, представимо диференціальними або різницевими рівняннями.

Вираз для визначення ВВК можна так само записати в рекуррентном вигляді:

$$\vec{W}(k+1) = \vec{W}(k) - 2\gamma[\vec{n}^T(k)\vec{W}(k)\vec{n}(k) - \vec{U}], \qquad (1.57)$$

де k - дискретне час.

В алгоритмах, синтезованих за критерієм МВСШ, в інформаційний параметр використовується напрямок приходу сигналу. Однак настройка ВВК здійснюється по перешкод, у відсутності випромінювання корисного сигналу, інакше він може бути пригнічений. Це обмеження не завжди здійснимо або ж вимагає додаткових витрат, що робить небажаним його застосування в зв'язку.

Алгоритми ААР, синтезовані за критерієм МСКВ

Очевидно, що будь-яка оцінка відрізняється від істинного сигналу і виникає помилка фільтрації

$$\varepsilon(t) = u(t) - \vec{W} \overset{H}{z}(t). \tag{1.58}$$

Оскільки помилка (1.58) є випадковою функцією, то критерій оптимальності оператора $\overrightarrow{\Phi(z(t))}$ повинен бути деякою статистичною характеристикою $\varepsilon(t)$, наприклад, дисперсією помилки оцінки сигналу

$$\sigma_{\varepsilon}^{2} = E([u(t) - W \vec{z}(t)]^{2}) =$$

$$= E(u^{2}(t) - 2u(t)W \vec{z}(t) + W \vec{z}(t)z \vec{t}(t)W)$$
(1.59)

$$\sigma_{\varepsilon}^{2} = U_{c}^{2} - 2W \vec{r}_{uz}^{H} \vec{r}_{uz} + \vec{W}^{H} R_{xx} \vec{W}), \qquad (1.60)$$

де *r*_{uz} - вектор взаємної кореляції корисного сигналу і вхідного сигналу, що складається з корисного сигналу, перешкод і шуму,

$$\vec{r}_{uz} = E\left\{\vec{z}(t) \cdot u(t)\right\},\$$

R_{xx} - кореляційна матриця сигналу перешкод і шуму.

Тепер завдання полягає в мінімізації σ^2 за всіма складовими вектора \vec{W} . Знаходимо мінімум функції σ^2 , вирішуючи рівняння

$$\nabla_W(\sigma^2) = 2 \overrightarrow{R}_{xx} \overrightarrow{W} - 2 \overrightarrow{r}_{uz} = 0, \qquad (1.61)$$

де $\nabla_W(\sigma^2)$ - градієнт середньоквадратичної помилки

(похідна 1.60 по W).

Вирішуючи дане рівняння, отримаємо:

$$\overrightarrow{W} = R_{\rm xx}^{-1} \overrightarrow{r}_{uz}. \tag{1.62}$$

Дане рівняння є рівнянням Вінера-Хопфа.

У разі нестаціонарної СЗО ВВК за критерієм МСКВ визначається з рекурентної формули:

$$\vec{W}(k+1) = \vec{W}(k) + 2\mu[s(k) - \vec{W}(k)^T \vec{z}(k)]\vec{z}(k) , \quad (1.63)$$

де k - дискретне час; μ - крокова постійна; s(k) - опорний сигнал в момент \rightarrow часу k; z(k) - вектор вхідних впливів в момент часу k.

Вираз (1.63) називається алгоритмом Уідроу.

Алгоритми ААР, синтезовані за критерієм МВП

Для даного випадку в якості цільової функції використовується значення потужності вихідного сигналу АР

$$E\left\{y^{2}(t)\right\} = \overrightarrow{W}^{T} R_{xx} \overrightarrow{W}$$
(1.64)

Безпосередня мінімізація (10.64) може бути виконана різними методами безумовної оптимізації.

При цьому ВВК буде визначатися виразом:

$$\overrightarrow{W} = \beta R_{xx}^{-1} \overrightarrow{U}, \qquad (1.65)$$

де β - нормуючий коефіцієнт,

 $\stackrel{\rightarrow}{U}$ - керуючий вектор, що задає передбачуваний кут приходу сигналу.

Вираз для визначення ВВК можна записати в рекурентній формі:

$$\vec{W}(k+1) = \vec{W}(k) - 2\beta[\vec{W}^T(k)\vec{z}(k)][\vec{z}(k) - \vec{W}(k)(\vec{W}^T(k)\vec{z}(k))].$$
(1.66)

При наявності точної інформації про сигнал алгоритми, синтезовані за критеріями МСКВ, МВСШ і МВМ, забезпечують приблизно однакову ефективність придушення перешкод. Реалізація ж адаптивних алгоритмів, синтезованих за критерієм МСКВ, часто є більш складним завданням, ніж реалізація алгоритмів, синтезованих за критеріями МВСШ і МВМ, через необхідність формування опорного сигналу для настройки ВВК.

1.2.3 Адаптивні компенсатори завад

Алгоритми адаптації для АКЗ включають в себе механізм отримання мінімуму різності між адитивної сумішшю z(t) і опорним, еталонним сигналом s(t):

$$\Delta z(t) = z(t) - s(t) \to \min.$$
(1.67)

Тут адаптивна суміш $z(t) = u(t) + n(t) + \xi(t)$.



Рис. 1.13. Одноканальний АКЗ

Різниця $\Delta z(t)$ є керуючим сигналом в задачах оцінки w(t) - BBK, формує відповідні амплітудно-фазові розподілу (АФР) струмів по апертурі ААР.

У АКЗ (рис.1.13) опорний сигнал s(t) формують в опорному каналі прийому (ОКП), в якому відсутня корисний сигнал. Проблема видалення корисного сигналу з ОКП вимагає окремого розгляду. Для її вирішення, наприклад, може бути використана інформація про направлення приходу сигналу або про його поляризації. Тоді, зорієнтувавши антену ОКП установкою нуля діаграми спрямованості або нуля поляризаційної діаграми на сигнал, отримаємо шукане значення

$$s(t) = n_o(t) + \xi_o(t). \tag{1.68}$$

Якщо перешкода $n_o(t)$ в ОКП є копією перешкоди n(t) в основному каналі прийому, то завдання АКЗ - знаходження оптимальних (наприклад, за критерієм

мінімуму середньоквадратичної помилки) оцінок ВВК $\hat{w}(t)$, що забезпечують віднімання і отримання різниці

$$\Delta z(t) = z(t) - s(t)\hat{w}(t) = z(t) - (n_o(t)\hat{w}(t) + \xi_o(t)\hat{w}(t)) =$$

= $u(t) + \Delta n(t) + \xi(t) - \xi_o(t)\hat{w}(t).$ (1.69)

При аналізі роботи АКП головна увага приділяється сумарному шуму $\xi_{\sum}(t) = \xi(t) - \xi_o(t)\hat{w}(t)$ і залишку перешкоди $\Delta n(t) = n(t) - n_o(t)\hat{w}(t)$. Для досягнення $\Delta n(t) \rightarrow 0$ необхідно, щоб компонента $n_o(t)\hat{w}(t)$ дорівнювала по амплітуді перешкоди n(t) і протилежна їй по фазі. Зрозуміло, що в реальних умовах отримати $\Delta n(t) \rightarrow 0$ можна лише з тим або іншим ступенем наближення.

Сама оцінка ВВК для АКЗ $\hat{w}(t)$ знаходиться в результаті якої-небудь градієнтної процедури. У деяких роботах рекомендується застосовувати рекурсивні процедури з постійним кроковим коефіцієнтом μ :

$$\hat{w}(k+1) = \hat{w}(k) + \mu s(k)\Delta z(k),$$
 (1.70)

Чи для неперервного випадку

$$\frac{d\hat{w}(t)}{dt} = \mu s(t)\Delta z(t).$$
(1.71)

На рис. 1.13 приведена структурна схема АКП Уідроу, яка реалізує одно канальний алгоритм, синтезований відповідно до рівняння (1.71).

Висновки до розділу

З розглянутих алгоритмів застосування просторово-часової обробки сигналів (ПЧОС) можна зробити висновок, що їх можна використати для підвищення пропускної здатності системи цифрового радіорелейного зв'язку.

АР які застосовуються при ПЧОС має чудову властивість збільшувати відношення потужності корисного сигналу до потужності перешкоди і шуму (ВСПШ). Навіть якщо в одному елементі решітки ВСПШ менше одиниці, на виході АР це відношення може бути значно більше одиниці. Завдяки цьому системи радіозв'язку здатні реєструвати слабкі корисні сигнали на тлі досить

сильної	зовнішньої					перешкоди.			
При р	ізності	форми	фазових	фронтів	електр	омагнітних	ХВИЛЬ	В	
радіорелейній	й станції	і можна	застосув	вати ПЧО	С. Це	дозволить	збільши	ТИ	
пропускну здатність такої системи в декілька разів. Такого ефекту можна досягти									
використавши існуючу різність форми фазових фронтів або ж створивши таку									
різницю штуч	чною.								

ДОСЛІДЖЕННЯ МОЖЛИВОСТІ ЗАСТОСУВАННЯ ФІЗИЧНОГО ЯВИЩА КРИВИЗНИ ФРОНТУ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ ХВИЛІ ДЛЯ ЗБІЛЬШЕННЯ ПРОПУСКНОЇ ЗДАТНОСТІ РАДІОРЕЛЕЙНИХ ЛІНІЙ

У відомих роботах [3, 4] показана можливість практичного застосування фізичного явища кривизни фазового фронту електромагнітної хвилі (ЕМХ) в різних радіотехнічних системах (в першу чергу радіолокації і акустиці) з метою вирішення певного кола науково-технічних завдань. Прикладами подібних завдань є процедури корекції вагових коефіцієнтів каналів цифрової фазованої антенної решітки (ЦФАР), обумовленої неідентичністю їх амплітудно-частотних фазо-частотних характеристик (ФЧХ) по (AYX) i опорному джерелу радіосигналу, розташованого в ближній зоні цієї ЦФАР [4] або фокусуванні ЦФАР радіолокаційної станції (РЛС) в ближню зону або зону Френеля [3] з метою створення в цій зоні електромагнітного поля (ЕМП), амплітудний і фазовий розподіл якого ідентичний ЕМП в дальній зоні (зоні Фраунгофера). Такий підхід в свою чергу дозволяє оцінити захищеність від завад даної РЛС при придушенні зосереджених джерел радіовипромінювання завад головною пелюсткою ЦФАР не вдаючись до виносу цих джерел на десятки-сотні кілометрів, що практично дуже не зручно, а розташовуючи їх в зоні Френеля ЦФАР РЛС.

В роботі [5] даний теоретичний аналіз використання кривизни фазового фронту ЕМП джерела радіовипромінювання (ДРВ) для вирішення практично важливого завдання просторової селекції за допомогою трьохелементної розрідженій антенної решітки (РАР) (складається з ідентичних елементів) радіосигналу від джерела корисного сигналу на фоні радіосигналу від джерела перешкод за умови знаходження обох джерел на одному пеленгу, але на різних відстанях, що використовують для роботи одночасно один і той же діапазон радіочастот та вид поляризації з застосуванням в якості алгоритму обчислень вагових коефіцієнтів каналів РАР рівняння Вінера-Хопфа. При цьому сигнали обох джерел де-факто вважалися вузькосмуговими. Показано, що чим сильніші відмінності в формі фазових фронтів обох ДРВ на розкриві приймальної РАР (кількісно оцінюваних величиною фазового зсуву несучого коливання між крайнім і центральним антенними елементами РАР), тим менше ослаблення за рівнем при придушенні радіозавади зазнає корисний радіосигнал, причому ступінь придушення радіозавад тим вище, чим більше відношення завада / сигнал. При цьому ефекти багатопроменевого поширення радіохвиль і вплив неоднорідності середовища поширення не бралися до уваги.

В роботі [6] розглядається питання впливу сферичності фазового фронту ЕМХ на помилку вимірювання координат точкових ДРВ, а також алгоритми просторової-часової обробки при активній радіолокації в порівнянні з випадком наявності тільки плоского фазового фронту.

Крім того, в роботі [7] показано необхідність обов'язкового здійснення операції компенсування сферичності фазового фронту ЕМХ радіосигналу, відбитого від поверхні Землі в приймачі РЛС огляду поверхні Землі з синтезом апертури з метою формування гостронаправленої характеристики спрямованості (XC) антени, встановленої на літак. Така операція в свою чергу дозволяє підвищити точність і якість отримання радіолокаційного знімка об'єктів на поверхні Землі.

Необхідно відзначити, що всі вищезгадані радіотехнічні системи [3] - [6] в першу чергу використовують можливість управління просторовим положенням і формою фазового фронту ЕМП ДРВ за допомогою зміни амплітудно-фазового розподілу (АФР) в розкриві приймальної або передавальної антенної решітки (АР), забезпечуючи тим самим можливість фокусування (цілеспрямованого концентрування енергії ЕМП) ЕМП ДРВ в різні хвильові зони між радіопередавачем і радіоприймачем подібно до того, як здійснюється фокусування світлових хвиль в оптиці за допомогою збиральних (фокусуючих) лінз.

В роботі [8] показана можливість використання відмінностей в кривизні фазових фронтів акустичних хвиль для виділення джерела акустичного сигналу,

що знаходиться в ближній зоні еквідистантної лінійної АР, елементами якої є мікрофони, шляхом фокусування АР в точці розташування цього джерела або в деяку область простору (ближню або френелівську зону), що володіє протяжністю по пеленгу і дальності (в якій знаходиться це джерело). При цьому рівень сигналу від цього джерела за межами зони фокусування на 15-25 дБ нижче в порівнянні з випадком, якби фокусування АР проводилася в далеку зону, що створює можливість щодо забезпечення придушення на приймальній стороні джерел акустичного шуму, розташованих в далекій зоні для випадку розташування корисного і завадового джерел на одному пеленгу, але на різних відстанях. У тій же роботі показана також можливість придушення методом оптимальної просторової обробки за критерієм мінімуму середньоквадратичної помилки завадового акустичного сигналу, джерело якого розташоване в далекій зоні АР на одному пеленгу з джерелом корисного акустичного сигналу не менше ніж на 20 дБ при ослабленні останнього не більше, ніж на 0,5-1дБ, тобто забезпечується досить ефективна дискримінація джерела перешкоди по дальності, обумовлена відмінністю в формі фазових фронтів джерел акустичних сигналів (плоский фазовий фронт для джерела перешкод, що знаходиться в далекій зоні АР, неплоский - в разі розташування джерела корисного сигналу в ближній або Френелівській зоні).

1. Постановка задачі дослідження

Проаналізуємо можливість застосування згаданого в п.1 принципу фокусування і фізичного явища сферичності фазового фронту ЕМП ДРВ для вирішення телекомунікаційних задач, а саме створення можливих умов для повторного використання радіочастот або можливості підвищення пропускної спроможності радіоліній стаціонарних радіозв'язку систем стосовно надвисокочастотного діапазону, наприклад радіорелейних ліній зв'язку (РРЛЗ) або бездротових систем передачі інформації (БСПІ) технологією Wi-Fi, MMDS, MITPIC. вирішення Актуальність завдання повторного використання радіочастот (що, очевидно, в певному сенсі еквівалентно завданню підвищення канальної ємності) прольотів РРЛЗ або БСПІ продиктована всебічним розвитком сучасних телекомунікаційних систем і мереж, які потребують для поліпшення існуючих і впровадження нових високоякісних телекомунікаційних послуг, в першу чергу високих швидкостей передачі даних, особливо між мережевими вузлами (базовими станціями) в великих мегаполісах і на магістральних лініях радіозв'язку між містами. Згідно формули Шеннона, рішення цього завдання може бути забезпечене шляхом або збільшення використовуваної смуги радіочастот каналів без зміни виду модуляції або застосуванням методів багатопозиційною маніпуляції цифрових сигналів (КАМ-64, КАМ-256) без істотної зміни смуги радіочастот каналів. Однак в останньому випадку, отримавши широке застосування на практиці погіршується стійкість РРЛЗ, яка веде до необхідності або підвищення енергетичного потенціалу радіолінії (в першу чергу, за рахунок збільшення потужності передавача або коефіцієнта підсилення антен на приймальній і передавальній стороні (що може, в свою чергу, привести до погіршення ЕМС з іншими джерелами), застосування фідерних ліній з меншими втратами і більш якісних узгоджувальних пристроїв, підвищення чутливості прийомних пристроїв) або поліпшення системи канального кодування, або пішли на зменшення довжини прольоту РРЛЗ при незмінному значенні цього потенціалу. Зазначене вище говорить про доцільність подальшого пошуку способів надійного повторного використання виділених для РРЛЗ і БСПІ радіочастотних смуг шляхом поліпшення існуючих методів селекції (просторова, часова, частотна, амплітудна, поляризаційна) і пошуку нових фізичних ознак (властивостей) ЕМП ДРВ, за якими здійснюється радіосигналів на приймальній стороні. При цьому вкрай бажано, щоб ці фізичні принципи для життя без технічної реалізації вимагали б мінімальних витрат при зміні існуючих апаратно-технічних конфігурацій діючих РРЛЗ і БСПІ.

Основна ідея, на якій базується пропонований метод підвищення пропускної здатності РРЛЗ або БСПІ, базується на спільному застосуванні просторової обробки сигналів на передавальній частині радіолінії для формування ЕМП ДРВ

різних передавачів, розташованих сигналів двох В одному пункті, випромінюючих одночасно радіосигнали в одному і тому ж радіочастотному діапазоні і з одним і тим же видом поляризації, але які мають в якості визначаючих фізичні ознаки, що використовується для селекції на приймальній стороні, різну форму (кривизну) фазового фронту (сигнали першого ДРВ плоский фронт або близький до нього, другого ДРВ - сферичний фронт або будьякий інший відмінний від плоского або обидва джерела зі сферичними або неплоскими фронтами, що володіють різною кривизною) і просторово-часової обробки (селекції) радіосигналів ДРВ на приймальній стороні з метою розділення сигналів з різними формами фазового фронту один від одного з енергетичними втратами, тобто мінімальний найменшими коефіцієнт ослаблення корисного сигналу в кожному з приймальних каналів і якомога більшим коефіцієнтом придушення завадового сигналу. Тому, в подальшому буде розглянуто спосіб формування радіосигналів з різною кривизною ЕМХ, джерела яких мають однакове місцеположення, одночасно використовують один й той самий радіочастотний ресурс та поляризацію, який базується на явищі фокусування енергії ЕМХ.

2. Основні допущення та обмеження при дослідженні

При розгляданні способу формування радіосигналів з різною кривизною фазового фронту введемо такі обмеження:

- середовище поширення радіохвиль між передавачем і приймачем є однорідним і ізотропним; флуктуації фази дорівнюють нулю σ_φ² = 0, тобто вважається, що форма фазового фронту ЕМХ ДРВ при поширенні радіохвиль (ПРХ) на трасі не спотворюється;
- передбачається відсутність впливу ефекту багатопроменевості на трасі ПРХ на рівень сигналу в тракті прийому;
- 3. в області першої зони Френеля відсутні екрануючі перешкоди;

- не враховуються випадкові помилки АФР в розкриві антенної решітки (РАР) приймальної і передавальної частин;
- 5. передбачається, що на передавальній і приймальній сторонах використовуються лінійні еквідистантні РАР, як елементи яких виступають дзеркальні параболічні антени, причому кількість елементів і між елементна відстань в РАР сторони, яка передає М і L₁, а кількість елементів і між елементна відстань в РАР приймальної сторони N і L₂;
- також передбачається, що відстань, на яку рознесені між собою РАР станцій передачі та прийому (ПРдСт і ПРмСт) задовольняє умові зони, тобто

$$D_{5.3.\Pi PA} < D \le D_{A.3.\Pi PA}, \ D_{5.3.\Pi PM} < D \le D_{A.3.\Pi PM},$$
(2.1)
$$D_{5.3.\Pi PA} = 0.62 \sqrt{\frac{L_{p1}^{3}}{\lambda}}$$
$$D_{5.3.\Pi PM} = 0.62 \sqrt{\frac{L_{p2}^{3}}{\lambda}}$$

де $D_{d,3,\Pi P,d} = 2L_{p1}^2/\lambda$ – межа далекої зони для РАР передавальної РАР, причому $L_{p1} = (M-1)L + D_{A,\Pi P,d_1}$ – довжина розкриття АР передавальної РРСт; $D_{A,\Pi P,d}$ - діаметр передавальної антени;

 $D_{\text{д.3.ПРМ}} = 2L_{\text{p2}}^2/\lambda$ — межа далекої зони для AP приймальної PPCт, $L_{\text{p2}} = (N-1)L_2 + D_{\text{A.ПРМ}}$ — довжина розкриву AP прийомної PPCт.

*D*_{А.ПРМ} - діаметр прийомної антени;

6. Джерела радіовипромінювання (передавальні антени як елементу РАР) і приймальні антени будемо вважати точковими, оскільки у всіх нижче расрозглянутих випадках відношення діаметра антени до відстані d між передавачем і приймачем є багато меншим одиниці, тобто:

$$\frac{D_{\text{A.ПРД}}}{\lambda} = \frac{D_{\text{A.ПРM}}}{\lambda} << 1$$

3. Передавальна та приймальна розріджені антенні решітки

На рис.2.1зображена антенна система передавальної частині системи радіозв'язку (радіорелейної чи безпроводової (WiFi, MITPIC і т.д.)), яка призначена для формування EMX від двох ДРВ з різною кривизною фронту. При використанні дуплексного режиму роботи системи радіозв'язку, передбачається також наявність і прийомного тракту з вузлами просторової обробки по кривизні фронту EMX, але він на рис. 2.1 не показаний.



Рис. 2.1. Антенна система з просторовою обробкою на передавальній частині радіолінії системи зв'язку

Покажемо, що для формування в просторі між передавальною та приймальною сторонами системи радіозв'язку радіосигналу від 1-го ДРВ, ЕМП якого має не плаский (криволінійний) фазовий фронт на розкриві приймальної РАР, необхідно за допомогою діаграмоутворюючої схеми №1 (ДУС-1), що складається з пристроїв вагового зважування (рис.2.1), які здійснюють зміну амплітуди і фази радіосигналів в каналах РАР, виконати фокусування

передавальної РАР в деяку точку F, розташовану на дальності d_0 від ПрдСт, пр чому $d_0 < d$.

У даній роботі під фокусуванням будемо розуміти фізичний процес цілеспрямованої концентрації енергії ЕМП в обраній або заданій точці простору, що забезпечується шляхом синфазного складання в ній когерентних радіохвиль.

Тоді, згідно з відомого з курсу фізики принципу Гюйгенса-Френеля [7] точку фокусування F можна вважати джерелом вторинного випромінювання, що випромінюють сферичні хвилі (рис.2.2). При цьому будемо вважати, що $d_0 >> D_{A,\Pi P d}$.



Рис. 2.2. Пояснення до принципу фокусування енергії ЕМП з метою формування сферичного хвильового фронту для сигналів передавача №1 ((ДРВ №1) Джерело радіовипромінювання №1) з використанням принципу Гюйгенса-Френеля

Для формування ЕМП з плоским хвильовим фронтом по пеленгу θ = 0° (тобто уздовж перпендикуляра до осі РАР) для сигналів передавача №2 необхідно за допомогою ДУС-2 забезпечити синфазность сигналів в каналах АР.

На рис.2.3 зображена антенна система в виді РАР з просторовою обробкою сигналів по кривизні фазового фронту на приймальній частині системи радіозв'язку.



Рис. 2.3. Антенна система з просторовою обробкою сигналів на приймальній частині радіолінії системи зв'язку

4. Аналіз результатів фокусування РАР передавальної частини

Відомо [8], що середня комплексна напруженість електричного поля, створювана точковим ДРВ, по якому протікає гармонійний струм з частотою f і комплексної амплітудою $\dot{I} = I_m \exp(\varphi_m)$, де I_m – дійсна амплітуда сигналу, φ_m – його фаза, в деякій точці простору на відстані d до ДРВ та пеленгу θ при поширенні ЕМХ в однорідному середовищі може бути представлена у вигляді:

$$\dot{E}(\theta) = A\dot{I}_m F_{0\text{nep}}(\theta) \frac{\exp(-j\beta d)}{d}, \qquad (2.2)$$

де A – множник, що залежить від типу антени (наприклад, для електричного вібратора $A = l \sqrt{\mu_a / \varepsilon_a} / 2\lambda$, де μ_a , ε_a – абсолютні магнітна та діелектрична проникності середовища поширення радіохвиль), $F_{0nep}(\theta)$ – XH передавальної антени; $\beta = 2\pi/\lambda$ - коефіцієнт фази.

Можливий і інший варіант подання напруженості ЕМХ в точці спостереження [9]

$$\dot{E}(\theta) = E_m F_{0nep}(\theta) \frac{\exp(-j\beta d)}{d}, \qquad (2.3)$$

де $E_m = \sqrt{60P_{np,d}G_{np,d}}$ – амплітуда напруженості ЕМВ на відстані d до точкового ДРВ, $P_{np,d}$ – потужність передавача, Вт; $G_{np,d}$ – коефіцієнт посилення передавальної антени.

Тоді, припускаючи, що в першому наближенні ДРВ, якими виступають дзеркальні антени лінійної еквідистантної РАР, яка має ХН $F_{0nep}(\theta)$ можна вважати точковими, згідно рис.2.4 можна записати, що сумарна напруженість поля ЕМХ в деякій точці простору $F(\theta, d)$, утворена при суперпозиції напруженостей полів від окремих елементів РАР може бути представлена як (передбачається, що точка F знаходиться також в межах дальньої зони кожної окремої антени РАР, тобто XH окремо взятої антени не залежить від θ_M дальності)



Рис. 2.4. До питання про розрахунок суммарної напруженості поля в точці

$$F$$

$$\dot{E}_{\Sigma}(\theta, d) = A\dot{I}_{m} \left(F_{0nep}(\theta_{0.5(M+1)}) \frac{\exp(-j\beta d_{0.5(M+1)})}{d_{0.5(M+1)}} + F_{0nep}(\theta_{1}) \frac{\exp(-j\beta d_{1})}{d_{1}} + \dots + F_{0nep}(\theta_{M}) \frac{\exp(-j\beta d_{M})}{d_{M}} \right)$$

$$\dot{E}_{\Sigma}(\theta, d) = A\dot{I}_{m} \sum_{k=1}^{M} F_{0nep}(\theta_{k}) \frac{\exp(-j\beta d_{k})}{d_{k}}$$
(2.4)

Причому $\theta_k = \theta_k(\theta, d)$; $d_k = d_k(\theta, d)$; k = 1...M

Прийнявши за фазовий центр РАР елемент з порядковим номером 0.5(M+1), де передбачається, що М_{ПРД} – непарне число, вищевказаний вираз перетвориться до виду

$$\dot{E}_{\Sigma} = A\dot{I}_{m} \exp\left(-j\beta d_{0.5(M+1)}\right) \left\{ \frac{F_{0nep}(\theta_{0,5(M+1)})}{d_{0.5(M+1)}} + F_{0nep}(\theta_{1}) \frac{\exp\left(-j\beta (d_{1} - d_{0.5(M+1)})\right)}{d_{1}} + \dots + \right\} = A\dot{I}_{m} \exp\left(-j\beta d_{0.5(M+1)}\right) \left\{ \frac{\exp\left(-j\beta (d_{M} - d_{0.5(M+1)})\right)}{d_{M}} \right\} = (2.5)$$

$$= A\dot{I}_{m} \exp\left(-j\beta d_{0}\left(\sum_{k=1}^{M} F_{0nep}(\theta_{k}) \frac{\exp\left(-j\beta (d_{k} - d)\right)}{d_{k}}\right)$$

де прийнято, що $d_{0.5(M+1)} = d$, $\theta = \theta_{0.5(M+1)}$

У свою чергу згідно рис.2.4 наклонна дальність від і-го елементу РАР

$$d_{k} = \sqrt{d^{2} + 0.25(M + 1 - 2k)^{2}L_{1}^{2} - (M + 1 - 2k)L_{1}^{2}\cos(90^{\circ} + \theta)},$$
(2.6)

У деяких літературних джерелах [10, 11] можна знайти твердження, що оскільки функція $\exp(-j\beta d)$ змінюється набагато швидше, ніж функція 1/d, то можна вважати, що в знаменниках вираз (5) $d \approx d_1 \approx d_2 \approx ... \approx d_M$. Тоді отримаємо, що

$$\dot{E}_{\Sigma}(\theta,d) = \frac{A\dot{I}_m \exp(-j\beta d)}{d} \left(\sum_{k=1}^M F_{0nep}(\theta_i) \exp(-j\beta (d_k - d)) \right) = \frac{A\dot{I}_m \exp(-j\beta d)}{d} \dot{f}(\theta,d), \quad (2.7)$$

де $\dot{f}(\theta, d)$ комплексна XH PAP

$$\dot{f}(\theta,d) = \sum_{k=1}^{M} F_{0nep}(\theta_k) \exp\left(-j\beta(d_k - d)\right), \qquad (2.8)$$

є функцією дальності і пеленга.

При фокусуванні РАР в далеку зону, що еквівалентно $d \to \infty$, $\theta \approx \theta_1 \approx \theta_2 \approx ... \approx \theta_M$ отримаємо, що XH РАР в дальній зоні дорівнюватиме

$$\dot{f}_{J3}(\theta) = \lim_{d \to \infty} \dot{f}(\theta, d) = F_{0nep}(\theta_k) \dot{f}_{MJ3}(\theta, d), \qquad (2.9)$$

$$\dot{f}_{MZ3}(\theta,d) = \sum_{k=1}^{M} \exp(-j0.5(M+1-2k)\psi(\theta))$$
 - комплексний множник лінійної AP в

дальній зоні

де $\Psi(\theta) = \beta L_1 \sin \theta$ – узагальнений кут.

Вираз (2.9) збігається з виразом для множників спрямованості лінійної РАР в далекій зоні з відомих вітчизняних і зарубіжних джерел [10, 11].

Неважко аналітично показати, що і при парній кількості елементів М РАР вираз для *d*_k збігається з виразом (2.6).

Нормований вираз ХН АР (в літертурі по радіолокації іноді називають просторовою функцією розузгодження [14]) в зоні Френеля може бути представлений як

$$f_{\rm LEE}(\theta,d) = \left| \dot{f}(\theta,d) \right| / M = \frac{\left| \mathbf{S}_{\alpha}^{\rm T}(\theta,d) \mathbf{l} \right|}{M}, \qquad (2.10)$$

где
$$\mathbf{S}(\theta, d) = \begin{bmatrix} F_{0nep}(\theta_1) \exp(-j\beta(d_1(\theta, d) - d)), F_{0nep}(\theta_2) \exp(-j\beta(d_2(\theta, d) - d)), \dots \end{bmatrix}^T - Mатриця$$

розмірності [M x 1], так званий керуючий вектор РАР, що описує амплітуднофазовий розподіл поля на розкриві передавальної РАР, яке формує ЕМП в точці простору з координатами (θ , d); $\mathbf{1}^{T} = [1,1,1...,1] - вектор-стовпець, розмірності [1 х М], що складається з одних одиниць.$

Для фокусування РАР в будь-яку точку ближньої або Френелівської зони з координатами (θ_0, d_0) необхідно в кожному з k каналів передавальної РАР за допомогою фазозсувних пристроїв (фазообертача або ліній затримки) змінити фазу струму на значення, яке згідно рис.4 дорівнюватиме

$$\Delta \varphi_{k0}(\theta_0, d_0) = \beta (d_k(\theta_0, d_0) - d_0), \ k = \overline{1, M},$$
(2.11)

внаслідок чого гармонійні струми в каналах РАР матимуть вигляд

$$\dot{I}_{0.5(M+1)} = I_m \exp(j\varphi_m),$$
 (2.12)

$$\dot{I}_1 = I_m \exp(j\varphi_m) \exp(j\Delta\varphi_{10}(\theta_0, d_0)), \qquad (2.13)$$

$$\dot{I}_{M} = I_{m} \exp(j\varphi_{m}) \exp(j\Delta\varphi_{M0}(\theta_{0}, d_{0})).$$
(2.14)

У цьому випадку, після фокусування в точку (θ_0, d_0) вираз для сумарної напруженості поля в довільній точці простору (θ, d) (2.7) може бути представлено у вигляді

÷

$$\dot{E}_{\Sigma}(\theta_0, d_0) = \frac{A\dot{I}_m \exp(-j\beta d)}{d} \dot{f}_{.553.\Phi O}(\theta, d), \qquad (2.15)$$

 $\exists \mathbf{e} \quad \dot{f}_{.bb3,\Phi0}(\theta,d) = \sum_{k=1}^{M} F_{0nep}(\theta_k) \exp\left(-j\beta\left(d_k(\theta,d)-d\right)\right) \exp\left(j\Delta\varphi_{k0}(\theta_0,d_0)\right) = \mathbf{k}_{\Phi OK}^{*\mathrm{T}} \mathbf{S}_{\alpha}(\theta,d) - \mathbf{XH}$

сфокусованої в точку (θ_0, d_0) РАР, де $\mathbf{k}_{\Phi O K}^{T} = [\exp(j\Delta \varphi_{10}), \exp(j\Delta \varphi_{20}),, \exp(j\Delta \varphi_{M0})]$ вектор-стовпець вагових коефіцієнтів РАР, що описує встановлене з використанням фазо-обертаючих пристроїв фазовий розподіл поля в каналах передавальної РАР для фокусування поля в точку (θ_0, d_0). Нормоване значення ХН РАР в фокусі ближньої зони

$$\dot{f}_{\text{53,}\Phi\text{OK,HOPM}}(\theta, d) = \frac{\mathbf{k}_{\Phi\text{OK}}^{*\text{T}} \mathbf{S}_{\alpha}(\theta, d)}{M} = \frac{f_{\text{53,}\Phi\text{OK}}(\theta, d)}{M}, \qquad (2.16)$$

Якщо $d = d_0$, а $\theta = \theta_0$ то з (16) отримаємо, що в точці фокусування

$$\dot{f}_{\text{M}.\Phi\text{OK}.\text{HOPM}}(\theta_0, d_0) = \frac{(1+1+1....+1)}{M} F_{0\text{nep}}(\theta_0) = F_{0\text{nep}}(\theta_0).$$
(2.17)

Отриманий результат говорить про те, що установка фазових співвідношень в каналах РАР, описувана вектором фокусування $\mathbf{k}_{\phi OK}$, призводить до вирівнювання фази гармонійних радіосигналів від різних антенних елементів в точці фокусування, обумовлена різними відстанями до неї, внаслідок чого напруженості ЕМП від різних антенних елементів складаються в точці фокусування (θ_0, d_0) синфазно. При цьому, як показано в роботі [3] діаграма спрямованості (ДН) лінійної АР, сфокусованої на дальність $d = d_0$ за своєю формою майже нічим не відрізняється від ДН для далекої хвильової зони. Невеликі відмінності полягають лише в поведінці бічних пелюсток, при чому ця відмінність тим менше, ніж далі знаходиться точка фокусування. Таким чином, як сказано в роботі [12] «... с появлением сфокусированных антенн возникла аномалия, связанная с тем, что поле типа Фраунгофера оказалось возможным на расстояниях, меньших D^2/λ , где D – диаметр апертуры, а поле типа Френеля - на больших расстояниях».

На рис.2.5 представлено графік залежності нормованої XH (2.16) трьохелементної (M = 3) передавальної лінійної еквідистантної PAP з базою L = 5м, призначеної для роботи на частоті $f = 15 \ \Gamma \Gamma \mu (D_{\Pi P \Pi, \Pi 3} = 12100 \text{ м})$, сфокусованої в дальню зону при пеленгу $\theta = 0^{\circ}$ від відстані d довільної точки спостереження. При цьому для простоти аналізу передбачалося використання ненаправлених антен, тобто $F_{0 nep}(\theta) = F_{0 nep}(\theta_1) = ... = F_{0 nep}(\theta_M) = 1$.

Як видно з рис.2.5, в ближній зоні ($D_{\Pi P D, B 3} < 137 \text{ м}$) і частини зони Френеля від якої вся протяжність становить ($137 \text{ м} < D_{\Pi P D, \Phi P} < 12100 \text{ м}$) графік дуже сильно осцилює (рис.2.6), тобто спостерігається R-та кількість точок фокусування поля. У міру наближення до кордону далекої зони значення нормованого множника РАР прагне до одиниці, що говорить про фокусування ЕМХ в далеку зону.



Рис 2.5. Графік залежності максимуму множника розрідженої антенної решітки (θ=0°) що сфокусована в дальню зону, від відстані





Положення цих фокусів, тобто їх координата по дальності від РАР, що передає при $\theta = 0^{\circ}$ може бути розрахована на підставі рис.2.7, звідки умова фокусування сигналів, що приходять в точку F від антен A₁, A₂, A₃ може бути записана як



Рис. 2.7. Конфігурація трьохелементної лінійної РАР

$$d_1 - D = d_3 - D = n\lambda, \ n = 0...\infty, \ n \in Z$$
 (2.18)

ЧИ

$$\Delta \varphi_{12} = \Delta \varphi_{32} = \beta (d_1 - D) = \beta (d_3 - D) = 2\pi n.$$
(2.19)

Враховуючи, що $d_1 = d_3 = \sqrt{L_1^2 + D^2}$, отримаємо, що координати точок фокусування

$$D(n) = \frac{\left(K^2 - n^2\right)\lambda}{2n}, \qquad (2.20)$$

где $K = L_1 / \lambda$ – відношення розмірів бази AP до довжини хвилі.

Таким чином, згідно з (2.20) 3-х елементна РАР має R = K фокусів, з яких два фокуси, для яких n = K и n = 0 відповідають точці розташування антени A_2 і нескінченності (дальній зоні).

На рисунку 2.8 і 2.9 зображена діаграма спрямованості (ДН) (при $D_{A.ПРД} = 1$ м) і головної пелюстки ДН 3-х елементної РАР в дальній зоні, отриманої згідно виразу для її нормованої ХН

$$f_{\text{E3.HOPM}}(\theta) = F_{0\text{nep}}(\theta) f_{\text{M,J3.HOPM}}(\theta), \qquad (2.21)$$

де $f_{\rm дз. норм}(\theta) = f_{\rm M}(\theta)/M$ – нормований множник спрямованості РАР (в даному випадку M = 3); $F_{\rm 0nep}(\theta)$ – XH одно зеркальної параболічної антени, яка в разі рівномірного розподілу поля в розкриві дзеркала з діаметром $D_{A.ПРД}$ згідно [11]

$$F_{0\text{nep}}(\theta) = \frac{(1+\cos\theta)}{2} \left| \frac{J_1(D_{A.\Pi P \Pi} \pi \sin \theta / \lambda)}{D_{A.\Pi P \Pi} \pi \sin \theta / 2\lambda} \right|, \qquad (2.22)$$



де $J_1(x) - функція Бесселя 1-го порядку.$

Рис 2.9. Головна пелюстка ДН 3-х елементної РАР в дальній зоні

Як видно з рис.2.8 та рис.2.9, ДН РАР має «порізану» форму, що обумовлено наявністю дифракційних головних пелюсток у множнику АР.

На рис.2.10 у перерізі на пеленгу $\theta = 0^{\circ}$ побудована залежність значення нормованої XH (16) РАР від дальності між перпендикуляром до осі розташування передавальних дзеркальних антен при фокусуванні РАР на дальності $d_{0.\Phi OK_1} = 0.04 D_{Д.3.ПРД} = 500 \text{ м}; d_{0.\Phi OK_2} = 0.08 D_{Д.3.ПРД} = 1000 \text{ м};$

 $d_{0.\Phi OK_3} = 0.12 D_{A.3.\Pi PA} = 1500$ м; $d_{0.\Phi OK_4} = 0.16 D_{A.3.\Pi PA} = 2000$ м, для випадку коли $F_{0nep}(\theta) = F_{0nep1}(\theta_1) = ... = F_{0nep}(\theta_M)$, тобто вважається, що радіо промені в точці фокусування надходять із максимума променів головних пелюсток дзеркальних антен РАР.



Рис. 2.10. Графіки залежності нормованої ХН РАР, що сфокусована в зону Френеля на відстань: 1 – d =500м; 2 – d =1000м; 3 – d =1500м;

4-d=2000м

На рис.2.11 показаний графік залежності значення нормованої ХН РАР від відстані d₀. Цей графік описує величину енергетичних втрат при фокусуванні РАР в певну точку траси поширення радіохвиль відносно випадку фокусування РАР в далеку зону.



Рис. 2.11. Графік залежності значення нормованої 3-х елементної лінійної еквідистантної РАР від відстані d_0 при $L_1 = 5$ м, а також фокусу на відстані d = 600м

Як видно з отриманих графіків на рис.2.11 існують такі діапазони дальностей для фокусування (наприклад, в районі $d_{0.\Phi OK_1} \approx 0.025 D_{д.3.ПРД} = 250$ м $d_{0.\Phi OK_2} \approx 0.04 D_{д.3.ПРД} = 400$ м; $d_{0.\Phi OK_3} = (0,11...0,13) D_{d.3.ПРД} = 1100...1300$ м) при яких в далекій зоні сумарний сигнал буде лежати значно нижче позначки в 0 дБ (-8 ... - 9 дБ), оскільки поле в дальній зоні буде роз фокусовано, однак про форму фазового фронту на розкриві РАР в цьому випадку нічого конкретного сказати не можна. Зі збільшенням відстані d_0 до точки фокусування, форма ДН РАР наближається до форми ДН РАР в дальній зоні.

Положення фокусів сфокусованої в точку F траси PPB PAP за аналогією з (2.18) - (2.20) можна визначити з співвідношення

$$D_{\Phi OK}(n) = \frac{\beta^2 L_1^2 - (2\pi n - \Delta \varphi_{10})^2}{2\beta (2\pi n - \Delta \varphi_{10})}, \qquad (2.23)$$

де $\Delta \varphi_{10}$ – фазовий зсув в 1-му і 3-му елементах РАР, відносно центрального елемента, необхідний для фокусування РАР в точку F. При $\Delta \varphi_{10}$ =0 вираз (2.23) перетвориться в (2.20).

При фокусуванні РАР в ближню або Френелівську зони її нормована ХН в далекій зоні буде «роз фокусована» і описується виразом

$$\dot{f}_{\text{53,0-OK,HOPM}}^{\text{J3}}(\theta) = \lim_{d \to \infty} \dot{f}_{\text{53,0-OK,HOPM}}(\theta, d) = \sum_{k=1}^{M} F_{0\text{nep}}(\theta_k) \exp\left(-j\left[0.5(M+1-2k)\Psi(\theta) - \Delta\varphi_{k0}\right]\right) / M =$$
$$= \frac{\mathbf{k}_{\phi\text{OK,E3}}^{*\text{T}} \mathbf{S}_{\alpha.}^{\text{J3}}(\theta)}{M} F_{0\text{nep}}(\theta),$$

де
$$\mathbf{S}_{\alpha}^{\text{Д3}}(\theta) = [\exp(-j0.5(M-1)\Psi(\theta)), \exp(-j0.5(M-3)\Psi(\theta)), ..., \exp(j0.5(M-5)\Psi(\theta))]^{\text{T}}$$
 –

керуючий вектор РАР для далекої зони.

На рис.2.12, рис.2.13, рис.2.14 відповідно показані графіки залежності рівня головної пелюстки XH передавальної РАР в дальній зоні (а саме на відстані $d = 2D_{д,3,\Pi PA} = 20000 \text{ м}$), сфокусованої в точки



Рис. 2.12. Головна пелюстка XH PAP в дальній зоні при її фокусуванні в зону Френеля на відстані d₀ = 0.02D_{д.3.ПРД} = 250 м



Рис. 2.13. Головна пелюстка XH РАР в дальній зоні при її фокусуванні в зону Френеля на відстані d₀ = 0.165D_{Д.З.ПРД} = 2000 м



Рис. 2.14. Головна пелюстка XH РАР в дальній зоні при її фокусуванні в зону Френеля на відстані d₀ = 0.41D_{Д.З.ПРД} = 5000 м

Як видно з рис.2.12-2.14, віддалення точки фокусування ЕМХ від передавальної станції до кордону (а якщо точніше, то від центрального елемента РАР) далекої зони передавальної РАР веде до зниження розфокусування поля, кількісно оцінюється різницею значень рівнів ХН РАР на пеленгу $\theta = 0^{\circ}$ від -9 дБ до -0,5 дБ.

Таким чином, з першого погляду згідно рис.2.12-2.14 може здатися, що для отримання ЕМХ з достатньою кривизною фазового фронту на розкриві антеної системи приймальній станції необхідно точку фокусування ЕМП наближати якомога ближче до передавальної станції і фокусувати передавальну РАР тільки в певні зони по дальності з метою забезпечення відмінності в рівні одночасно прийнятих сигналів. Однак зазначений висновок ще не свідчить про те, що ЕМП на розкриві приймальної РАР взагалі буде мати будь-яку кривизну фазового фронту, оскільки по-перше, отриманий результат свідчить швидше про те, що рівень сигналу в центральному елементі приймальної РАР буде на 5 ... 10 дБ нижче для випадку фокусування передавальної РАР в її ближню або Френелівську зони, ніж для випадку фокусування цієї ж антени в далеку зону, по-друге, не враховуються фазові співвідношення сумарного сигналу між центральним і крайніми антенними елементами приймальної РАР з урахуванням впливу форми XH передавальної і приймальної РАР і розмірів баз.

Для отримання відповіді на питання, чи буде фазовий фронт EMB володіти кривизною на розкриві антенної системи приймальної сторони, виконаємо розрахунок законів амплітудного і фазового розподілу напруженості поля EMX на цьому розкриві для випадку відсутності фокусування, а також фокусування передавальної РАР в ближню (Френелівську) зону, вважаючи, що в першому наближенні розкриву приймальної сторони (апертура) безперервна, тобто не є дискретною лінійною еквідистантною РАР. Якщо закон фазового розподілу виявиться лінійним, то отже, фазовий фронт буде плоским, інакше - мати кривизну.

5. Розрахунок законів амплітудного і фазового розподілу ЕМП на безперервному розкриві приймальної частини

Керуючись рис.2.15 можна записати, що кути, під якими ЕМХ від кожної з 3-х антен передавальної сторони надходять в довільну точку X апертури приймальної частини (центром відліку координати точки X апертури приймальної частини є точка О.) дорівнюватимуть

$$\theta_{0x}(x) = \operatorname{arctg}\left(\frac{x}{d}\right), \ \theta_{1x}(x) = \operatorname{arctg}\left(\frac{L_{\operatorname{np} d 1} - x}{d}\right), \ \theta_{2x}(x) = \operatorname{arctg}\left(\frac{L_{\operatorname{np} d 2} + x}{d}\right), \quad (2.25)$$

Очевидно, що в точці Х сумарне поле може бути представлено як інтерференція полів від різних антен сторони передавальної сторони, тобто



Рис. 2.15. Схематичний малюнок антенних систем приймальної та передавальної частин для визначення амплітудного та фазового розподілу на розкриві антени приймальної частини (для випадку неперервного та дискретного розкриву (РАР) на приймальній стороні)

$$\dot{s}_{0}(t,x) = \alpha_{0}\dot{s}_{np\delta}(t - d_{0x}(x)/c) \cdot F_{0npA}(\theta_{0x}(x)) + \alpha_{1}\dot{s}_{np\delta}(t - d_{1x}(x)/c) \cdot F_{1npA}(\theta_{1x}(x)) + \alpha_{2}\dot{s}_{np\delta}(t - d_{2x}(x)/c) \cdot F_{2nnp}(\theta_{2x}(x)) = \sum_{i=0}^{2} \alpha_{i}\dot{s}_{np\delta}(t - d_{ix}(x)/c) \cdot F_{inpA}(\theta_{ix}(x)) , \qquad (2.26)$$

де $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2$ - безрозмірні коефіцієнти, що враховують втрати енергії на трасі ПРХ (а саме у вільному просторі за рахунок розходження фазового фронту ЕМХ, поглинання в гідрометеорах, невідповідності поляризаций приймальної і передавальної антен і.т.п). Роблячи припущення про те, що умови ПРХ для різних радіопроменів передавальної частини однакові, справедливий запис $\alpha_0 = \alpha_1 = \alpha_2; \dot{s}_{np0}(t) = \dot{S}_{np0}(t)e^{j\omega_0 t}$ - комплексний запис часової форми вузькосмугового корисного сигналу на передавальній стороні; $\dot{S}_{np0}(t) = S_{np0}(t)e^{j\Psi(t)}$ - комплексна обвідна корисного сигналу, $S_{np0}(t), \Psi(t)$ - дійсна обвідна корисного сигналу і закон зміни її фази; ω_0 - циклічна несуча частота; $d_{0x}(x), d_{1x}(x), d_{2x}(x)$ - відстань до точки X від відповідних антен передавальної частини, котрі згідно рис.15 можуть бути обчислені за наступними формулами

$$d_{0x}(x) = \sqrt{x^2 + d^2}, \ d_{1x}(x) = \sqrt{(L_{npA1} - x)^2 + d^2}, \ d_{2x}(x) = \sqrt{(L_{npA2} + x)^2 + d^2}$$
(2.27)

Надалі, для простори викладу математичних викладок змінну *x* в дужках опустимо, тобто $d_{0x}(x) = d_{0x}$, $d_{1x}(x) = d_{1x}$, $d_{2x}(x) = d_{2x}$.

Припускаючи, що на неперервному розкриві антенної системи приймальної частини, тобто в межах координат (-L_{прм2},+L_{прм1}) справедлива умова просторовочасової вузькосмугових сигналів [6], тобто

$$\left|\frac{d_{02} - d_{01}}{c}\right| << \frac{1}{\Delta f}, \ \left|\frac{d_{12} - d_{11}}{c}\right| << \frac{1}{\Delta f}, \ \left|\frac{d_{22} - d_{21}}{c}\right| << \frac{1}{\Delta f},$$
(2.28)

де ∆*f* - ширина спектра радіосигналу, випромінюваного в ефір, можна записати, що комплексні обвідні корисного сигналу від різних антен сторони, яка передає в точці X майже ідентичні, тобто

$$\dot{S}_{npo}(t - d_{0x}/c) \approx \dot{S}_{npo}(t - d_{1x}/c) \approx \dot{S}_{npo}(t - d_{2x}/c), \qquad (2.29)$$

що еквівалентно $d_{0x} \approx d_{1x} \approx d_{2x} \approx d$.

Виконання умови (2.29) дозволяє виконати математичну операцію факторизації (поділу) просторової і часової структур сигналу (2.26) незалежно один від одного, тобто перейти до запису:

$$\dot{s}_{0}(t,x) = \alpha_{0} \dot{S}_{np\partial}(t - d/c) \left(\sum_{i=0}^{2} F_{inpg}(\theta_{ix}) e^{-j\beta d_{ix}} \right) = \alpha_{0} \dot{S}_{np\partial}(t - d/c) A(x) e^{j\Phi(x)}, \quad (2.30)$$

де $e^{-j\beta d_{ik}} = e^{-j\frac{\omega_0 d_{ik}}{c}}$ - множник, що враховує набіг фази несучого коливання уздовж траси ПРХ при надходженні сигналу в точку X,

A(*x*), $\Phi(x)$ - амплітудний та фазовий розподіл ЕМП суммарного сигналу в т. Х.

Згідно (2.30) амплітудний розподіл ЕМП на безперервному розкриві антенної системи буде описуватися як

$$A(x) = \left|\sum_{i=0}^{2} F_{inp,a}(\theta_{ix}) e^{-j\beta d_{ix}}\right| = \sqrt{\left(\sum_{i=0}^{2} F_{inp,a}(\theta_{ix}) \cos(\beta d_{ix})\right)^{2} + \left(\sum_{i=0}^{2} F_{inp,a}(\theta_{ix}) \sin(\beta d_{ix})\right)^{2}}, \qquad (2.31)$$

а фазовий

$$\Phi(x) = \arg\left(\sum_{i=0}^{2} F_{inp,a}(\theta_{ix})e^{-j\beta d_{ix}}\right), \qquad (2.32)$$

де arg(.) – функція обчислення аргументу комплексного числа, що змінюється за його визначенням в межах від -180° до +180°.

На рис.2.16, а, б за виразами (2.31) і (2.32) побудовані графіки залежності амплітудного і фазового розподілу ЕМП в залежності від координати *х* точки безперервного розкриву антенної системи приймальної сторони, якщо частота несучого коливання $f_0 = 15 \Gamma \Gamma$ ц, розмір приймальної апертури 12 м, відстань між передавальною і приймальною частинами d = 5 км, діаметр передавальних антен $D_{A.npo} = 1$ м, ХН передавальних антен описується формулою (2.22) для трьох випадків: відстань між випромінюючими антенами $L_{npol} = L_{npol} = 5$ м (червона крива), 10 м (штрихова синя), 15 м (штрих-пунктирна коричнева). При цьому межа далекої зони для цих між елементних відстаней згідно виразу

$$D_{J.3} = \frac{2(L_{npol} + L_{npo2} + D_{npo})^2}{\lambda}, \qquad (2.33)$$

відповідно будуть рівні $D_{д,3}$ =12,1 км ; 44,1 км; 96,1 км.

На рис.2.17 та рис.2.18 показано те ж саме, що і на рис.2.16, для випадку, коли d = 10 км та d = 20 км відповідно.

При d=5 км та d = 10км для всіх 3-х значень $L_{ПPД1} = L_{ПPД2}$ передавальної РАР неперервний розкрив прийомної сторони буде знаходитись в зоні Френеля; при d=20 км, при $L_{ПPД1} = L_{ПPД2} = 5_M$ неперервний розкрив приймальної сторони в дальній зоні; $L_{ПPД1} = 10$ м та 15 м відповідно в зоні Френеля.

На рис.2.18 показано те саме, що і на рис.16, але для випадку, коли d = 20 км.



Рис. 2.16. Графіки залежності амплітудного (а) і фазового (б) розподілів ЕМП на розкриві антенної системи приймальної сторони при d = 5 км



Рис. 2.17. Графіки залежності амплітудного (а) і фазового (б) розподілів ЕМП на розкриві антенної системи приймальної сторони при d = 10 км



Рис. 2.18. Графіки залежності амплітудного (а) і фазового (б) розподілів ЕМП на розкриві антенної системи приймальної сторони при d = 20 км

Порівняльний аналіз рис.2.16, рис.2.17, рис.2.18 показує, що амплітудний, і, особливо фазовий розподіл ЕМП, утворений на безперервному розкриві антеної системи приймальної частини за рахунок інтерференції синфазних когерентних сигналів від передавальних спрямованих антен при зазначених відстанях в 5 км, 10 км і 20 км далекі від лінійних. На підставі цього можна вважати, що фазовий фронт ЕМП на даному розкриві відрізняється за формою від плоского і, отже, володіє певною кривизною. Однак, зі збільшенням відстані d, осциляції амплітудного і фазового розподілів зменшуються і ці розподіли прагнуть до лінійних, що еквівалентно тому, що фазовий фронт як би «випрямляється» і в процесі ПРХ стає плоским. Таким чином, виходить, що кривизну фазового фронту можна отримати і не застосовуючи принцип фокусування в Френелівську зони (тобто не змінюючи амплітудний і фазовий розподіл в каналах передавальної РАР) передавальною антенної системи. Головне, щоб антенна система приймальної сторони перебувала в зоні Френеля передавальної антеної системи. Забезпечується це правильним підбором значень баз L_{1пра} та L_{2пра}.

Крім того, на рис.16, б спостерігається різкий стрибок фази, обумовлений тим, що аргумент (2.32) змінюється в межах від -180 до +180 град.

Тепер проведемо кількісний і якісний аналіз амплітудного і фазового розподілу на безперервному розкриві антеної системи приймальної сторони при фокусуванні передавальної РАР на дальності $D_{\phi o \kappa} = 500$ м, 1000м, 2000 м і $\theta = 0^{\circ}$

(відносний центр антени РАР) при розташуванні цього розкриття як на дальності фокусування (рис.2.19,а,б; рис.2.21, а,б; рис.2.23, а,б) так і на довільній дальності, наприклад d = 10 км (рис.2.20,а,б; рис.2.22,а,б; рис.2.24,а,б).



Рис. 2.19. Графіки залежності амплітудного (а) і фазового (б) розподілів ЕМП на розкриві антеної системи приймальної сторони, розташованої на дальності d = 500 м при фокусуванні передавальної РАР на відстань $d_0 = 500$ м та пеленг $\theta = 0^\circ$



Рис. 2.20. Графіки залежності амплітудного (а) і фазового (б) розподілів ЕМП на розкриві антеної системи приймальної сторони, розташованої на дальності d = 10 км при фокусуванні передавальної РАР на відстань $d_0 = 500$ м та пеленг $\theta = 0^\circ$



Рис. 2.21. Графіки залежності амплітудного (а) і фазового (б) розподілів ЕМП на розкриві антеної системи приймальної сторони, розташованої на дальності d = 1 км при фокусуванні передавальної РАР на відстань $d_0 = 1$ км та пеленг $\theta = 0^{\circ}$



Рис. 2.22. Графіки залежності амплітудного (а) і фазового (б) розподілів ЕМП на розкриві антеної системи приймальної сторони, розташованої на дальності d = 10 км при фокусуванні передавальної РАР на відстань $d_0 = 1$ км та пеленг $\theta = 0^{\circ}$


Рис. 2.23. Графіки залежності амплітудного (а) і фазового (б) розподілів ЕМП на розкриві антеної системи приймальної сторони, розташованої на дальності d = 2 км при фокусуванні передавальної РАР на відстань $d_0 = 2$ км та пеленг $\theta = 0^{\circ}$



Рис. 2.24. Графіки залежності амплітудного (а) і фазового (б) розподілів ЕМП на розкриві антеної системи приймальної сторони, розташованої на дальності *d* = 10 км при фокусуванні передавальної РАР на відстань *d*₀ = 2 км та пеленг

 $\theta = 0^{\circ}$

Як видно з аналізу графіків амплітудного розподілу для випадку розташування розкриву приймальної сторони на дальності фокусування (рис.2.19, а; рис.2.21, а; рис.2.23, а) при x = 0 всі три розподіли мають максимум, тобто в осьовому напрямку $\theta = 0^{\circ}$ (перпендикулярному антенній системі) сигнали складаються синфазно. Крім того, амплітуда сумарного сигналу для амплітудного розподілу з $L_{npol} = L_{npd2} = 5$ м (червона крива) завжди більше, ніж для двох інших амплітудних розподілів. Це, в першу чергу пов'язано з тим, що при незмінній дальності фокусування згідно виразу (2.25) параметри $\theta_{1x}(0)$ і $\theta_{2x}(0)$, характеризують кути, під якими радіопромені від крайніх елементів РАР надходять в точку фокусування, при зменшенні L_{npol} і L_{npol2} також зменшуються, внаслідок чого ці радіопромені надходять переважно з головних пелюсток передавальних антен (при $L_{npol2} = L_{npol2} = 5$ м и $d_0 = 1000$ м, $\theta_{1x}(0) = \theta_{2x}(0) = 0,286^{\circ}$, $FO_{nepl}(\theta_{1y}) = -0,679$ дБ; $L_{npol} = L_{npol2} = 10$ м и $d_0 = 1000$ м, $\theta_{1x}(0) = \theta_{2x}(0) = 0,573^{\circ}$, $FO_{nepl}(\theta_{1y}) = -2,83$ дБ; $L_{npol2} = 15$ м и $d_0 = 1000$ м, $\theta_{1x}(0) = \theta_{2x}(0) = 0,859^{\circ}$,

 $FO_{nepl}(\theta_{lv}) = -6,9 \text{ дБ})$. Разом з тим, візуальне порівняння отриманих амплітудних розподілів на рис.2.20, а; рис.2.22, а; рис.2.24, а з рис. 2.17 показує, що так само як і при несфокусованій антенній системі амплітудний і фазовий розподіл на відстані d = 10 км нерівномірний, тобто фазовий фронт EMX на безперервному розкриві приймальної сторони відмінний від плоского, отже має кривизну (не обов'язково сферичну), при чому як для випадку розташування неперервного розкриву на дальності фокусування (рис. 2.19, а, рис. 2.21, а, рис. 2.23, а), майже біля кордону далекої зони (яка становить 12 км), тобто на відстані 10 км. Однак, характер змін фазових і амплітудних розподілів для несфокусованої і сфокусованої РАР відмінні, тобто кривизна фазових фронтів EMX обох ДРВ, сигнал одного з яких сфокусований, а другого не сфокусовані, різні. Зазначений

факт вкрай важливий, оскільки саме він і створює передумову практичної реалізації пристроїв просторової обробки, що дозволяють на відміну від відомих робіт [5, 6] з поділом двох ДРВ за допомогою трьохелементної РАР, розташованих на одному пеленгу, але на різних відстанях, розділяти два (а в перспективі і більше) ДРВ, розташованих на одній дальності і на одному пеленгу, і які одночасно використовують однаковий радіочастотний ресурс і поляризацію.

Разом з тим, для червоної кривої для всіх трьох випадків дальності фокусування (рис.2.20, а; рис.2.22, а; рис.2.24, а) простежується чітка кореляція з рис.2.17,а і рис.2.10. Наприклад, якщо взяти різницю між максимальним рівнем при x = 0 для цієї кривої на рис.2.20,а (дальність фокусування $d_0 = 500$ м, сумарний відносний рівень сигналу становить A = 8 дБ) і рис.2.17,а (він становить A = 9.4 дБ), яка складе $\Delta A = -1.4$ дБ, то ця різниця є ніщо інше, як значення функції на рис.2.10, а (крива 1) в точці спостереження d = 10 км яка показує відносне зниження рівня сигналу у відповідній точці розкриву прийомної системи (тобто d = 10 км, $\theta = 0^{\circ}$) для випадку фокусування енергії в порівнянні з випадком, коли фокусування не проводиться (вірніше здійснюється, але в дальню зону). Для двох інших дальностей фокусування ($d_0 = 1000$ м и 2000м) параметр $\Delta A = -8,5$ і -2,5 дБ, що відповідає значенням функції на рис.2.5.10, а (криві 3 і 4) в точці спостереження *d* = 10км. Таке зниження рівня сигналу прийнято називати дефокусуванням передавальної РАР.

Таким чином, цей аналіз показує, що з точки зору енергетики корисного сигналу на приймальній стороні, сфокусована в ближню або френелівську зону РАР гірше чим не сфокусована РАР.

6. Розрахунок законів амплітудного і фазового розподілу ЕМП на дискретному розкриві приймальної частини

Однак, на практиці в НВЧ діапазоні, наприклад на лініях радіорелейного зв'язку або БСПІ, використовують спрямовані антени (дзеркальні параболічні), що володіють апертурою кінцевих геометричних розмірів. Відомо, [5], що для забезпечення просторової селекції радіосигналів по кривизні хвильового фронту можна використовувати трьохелементну лінійну РАР, яка по суті формує дискретний розкрив. В цьому випадку, для аналізу наявності відмінностей у формі фазових фронтів ЕМХ ДРВ необхідно вивчати поведінку амплітуд і фаз сигналів на виході кожного з антенних елементів (а ще краще різниці амплітуд і фаз несучого коливання сигналу, отриманого в результаті інтерференції, між крайнім і центральним антенним елементом РАР приймальної частини) залежно від дальності d, розмірів баз на передавальній (L_{npd}, L_{npd2}) та прийомній (L_{npad}, L_{npd2}) сторонах.

Припустимо, що згідно рис. 2.15 в точках розкриву приймальної частини з координатами $x = 0, x = L_{npM1}$ і $x = L_{npM2}$, де L_{npM1} і L_{npM2} - відповідно відстані між центральною і крайніми антенами, встановленими спрямованими антенами з діаметром розкриття, рівним $D_{A.npM} = 1$ м.

Тоді для вирішення цього завдання можливі два, з точки зору ідентичності отриманого результату, варіанти розрахунку різниці амплітуд і фаз між крайнім і центральним елементами приймальної РАР:

Варіант №1

З теорії антен [10, 11, 12, 13] відомо, що сумарний радіосигнал на виході антени, створюваний ЕМП з амплітудним A(x) та фазовим $\Phi(x)$ розподілами на розкриві цієї антени, що має лінійний розмір *L*, може бути записаний як

$$\dot{s}_{\Sigma}(t,x) = \alpha_0 \dot{S}_{npo}(t - d_{0x}/c) \dot{S}_{\alpha},$$
 (2.34)

де \dot{S}_{α} - множник, що характеризує фокусуючі властивості спрямованої антени (наприклад, дзеркальної параболічної), тобто просторове посилення щодо ізотропної антени, а також сумарну фазу в результаті інтерференції сигналів в опромінювачі антени. Він дорівнює

$$\dot{S}_{\alpha} = \int_{-L/2}^{-L/2} A(x) e^{j\Phi(x)} dx \,.$$
(2.35)

У нашому випадку, амплітудний і фазовий розподіл буде ще і функцією дальності, тобто A(x,d) і $\Phi(x,d)$.

Для центральної антени просторове посилення і фаза відповідності дорівнюватимуть сумі комплексних сигналів і аргументу цієї суми в кожній точці розкриву антени:

$$S_{\alpha 0}(d) = \left| \int_{-D_{np,m}/2}^{D_{np,m}/2} A(x,d) e^{j\Phi(x,d)} dx \right|, \ \varphi_{\alpha 0}(d) = \arg \left(\int_{-D_{np,m}/2}^{D_{np,m}/2} A(x,d) e^{j\Phi(x,d)} dx \right).$$
(2.36)

Для крайніх антен приймальні РАР просторове підсилення і фаза відповідно дорівнюватимуть:

$$S_{\alpha 1}(d) = \left| \int_{L_{np,M}-D_{np,M}/2}^{L_{np,M}+D_{np,M}/2} A(x,d) e^{j\Phi(x,d)} dx \right|, \ \varphi_{\alpha 1}(d) = \arg \left(\int_{L_{np,M}-D_{np,M}/2}^{L_{np,M}+D_{np,M}/2} A(x,d) e^{j\Phi(x,d)} dx \right),$$
(2.37)

$$S_{\alpha 2}(d) = \left| \int_{-L_{npM2} - D_{npM}/2}^{-L_{npM2} + D_{npM}/2} A(x, d) e^{j\Phi(x, d)} dx \right|, \ \varphi_{\alpha 2}(d) = \arg \left(\int_{-L_{npM2} - D_{npM}/2}^{-L_{npM2} + D_{npM}/2} A(x, d) e^{j\Phi(x, d)} dx \right),$$
(2.38)

Звідки, шукане відношення коефіцієнтів просторового підсилення в крайньому антенному елементі РАР відносно центрального (розбаланс амплітуд) (за умови, що $L_{\text{прм1}} = L_{\text{прм2}}$)

$$\Delta S_{\alpha}(d) = 20 \lg \left(\frac{S_{\alpha 1}(d)}{S_{\alpha 0}(d)} \right), \qquad (2.39)$$

і відповідно, фазовий зсув (розбаланс фаз).

$$\Delta \varphi_{\alpha}(d) = \varphi_{\alpha 1}(d) - \varphi_{\alpha 0}(d). \qquad (2.40)$$

Варіант №2

В цьому випадку необхідно враховувати спрямовані властивості прийомних дзеркальних антен. Тоді, сумарний сигнал на виході центрального елемента (k = 0) або будь-якого з крайніх (k = 1,2) за аналогією з (2.26) може бути представлений як

$$\dot{s}_{knpm}(t,d) = \alpha_0 \dot{S}_{npo}(t-d/c) \left(\sum_{i=0}^2 F_{inpg}(\theta_{ik}(d)) F_{inpm}(\theta_{ik}(d)) e^{-j\beta d_k(d)} \right) = \alpha_0 \dot{S}_{npo}(t-d/c) A_k(d) e^{j\Phi_k(d)}, \quad (2.41)$$

де $A_k(d)$ та $\Phi_k(d)$ - просторове підсилення і фаза сумарного сигналу, що є функцією дальності, довжин баз РАР на передаючій та прийомній стороні і розраховуються за формулами

$$A_{k}(d) = \left| \sum_{i=0}^{2} F_{inp,a}(\theta_{ik}) F_{inp,m}(\theta_{ik}) e^{-j\beta d_{ik}} \right| = \sqrt{\left(\sum_{i=0}^{2} F_{inp,a}(\theta_{ik}) F_{inp,m}(\theta_{ik}) \cos(\beta d_{ik}) \right)^{2} + \left(\sum_{i=0}^{2} F_{inp,a}(\theta_{ik}) F_{inp,m}(\theta_{ik}) \sin(\beta d_{ik}) \right)^{2}}, \qquad (2.42)$$

$$\Phi_{k}(d) = \arg\left(\sum_{i=0}^{2} F_{inp,a}(\theta_{ik}) F_{inp,m}(\theta_{ik}) e^{-j\beta d_{ik}} \right). \qquad (2.43)$$

де $F_{inpm}(\theta)$ - діаграма спрямованості і-ої прийомної антени, описуваної функцією (2.22). Для простоти аналізу вважатимемо, що характеристики прийомних антен ідентичні характеристикам передавальних. Тоді шукані розбіжності в коефіцієнті просторового підсилення і різниця фаз сумарного сигналу в крайньому антенному елементі відносно центрального антенного елемента рівні :

$$\Delta A_{10}(d) = 20 \lg \left(\frac{A_1(d)}{A_0(d)} \right), \tag{2.44}$$

$$\Delta \Phi_{10}(d) = \Phi_1(d) - \Phi_0(d). \tag{2.45}$$

Згідно рис.2.15 справедливі такі вирази

$$\theta_{00} = 0; \ \theta_{10} = \operatorname{arctg}\left(\frac{L_{npn1}}{d}\right); \ \theta_{20} = \operatorname{arctg}\left(\frac{L_{npn2}}{d}\right)$$
$$\theta_{01} = \operatorname{arctg}\left(\frac{L_{npn1}}{d}\right); \ \theta_{11} = \operatorname{arctg}\left(\frac{L_{npn1} - L_{npn1}}{d}\right); \ \theta_{21} = \operatorname{arctg}\left(\frac{L_{npn2} + L_{npn1}}{d}\right)$$
$$\theta_{02} = \operatorname{arctg}\left(\frac{L_{npn2}}{d}\right); \ \theta_{12} = \operatorname{arctg}\left(\frac{L_{npn1} + L_{npn1}}{d}\right); \ \theta_{22} = \operatorname{arctg}\left(\frac{L_{npn2} - L_{npn2}}{d}\right),$$

Рис. 2.25. Графіки залежності амплітудного (а) і фазового (б) разбалансу ЕМП сумарного сигналу в крайньому антенному елементі приймальної сторони щодо центрального антенного елемента відносно дальності розташування приймальної антенної системи при не сфокусованій передавальній РАР при



Рис. 2.26. Графіки залежності амплітудного (а) і фазового (б) разбалансу ЕМП сумарного сигналу в крайньому антенному елементі приймальної сторони щодо центрального антенного елемента від дальності розташування приймальної антенної системи при фокусуванні передавальної РАР в зону Френеля на відстань *d* = 500 м та при L_{прм1} = L_{прм2} = 5 м



Рис. 2.27. Графіки залежності амплітудного (а) і фазового (б) разбалансу ЕМП сумарного сигналу в крайньому антенному елементі приймальної сторони щодо центрального антенного елемента від дальності розташування приймальної антенної системи при фокусуванні передавальної РАР в зону Френеля на відстань *d* = 1000 м та при L_{прм1} = L_{прм2} = 5 м



Рис. 2.28. Графіки залежності амплітудного (а) і фазового (б) разбалансу ЕМП сумарного сигналу в крайньому антенному елементі приймальної сторони щодо центрального антенного елемента від дальності розташування приймальної антенної системи при фокусуванні передавальної РАР в зону Френеля на відстань *d* = 2000 м та при L_{прм1} = L_{прм2} = 5 м

На рис.2.25 згідно з (2.44) та (2.45) відображнено графіки залежності амплітудного і фазового разбалансу ЕМП сумарного сигналу в крайньому антенному елементі приймальної сторони відносно центрального антенного елемента до дальності розташування приймальної антенної системи при несфокусованій передавальній РАР при $L_{прм1} = L_{прм2} = 5$ м, а на рис.2.26-2.27 – для сфокусованої передавальної РАР на відстані 500 м, 1500 м, 2000 м при $L_{прм1} = L_{прм2} = 5$ м.

7. Розрахунок законів амплітудного і фазового розподілу ЕМП на неперервному розкриві приймальної частини для випадку використання для радіовипромінювання тільки центральної передавальної антени

Розглянемо питання про розподіл амплітуди і фази ЕМП на неперервному розкриві приймального боку, створюваного тільки однією центральною передавальної антеною (рис.2.15) в залежності від дальності d між передавальної і приймальної сторонами. За аналогією з (2.31) і (2.32) отримаємо, що амплітудний розподіл

$$A_{00}(x) = \left| F_{0np,a}(\theta_{0x}) e^{-j\beta d_{0x}} \right| = \sqrt{\left(F_{0np,a}(\theta_{0x}) \cos(\beta d_{0x}) \right)^2 + \left(F_{0np,a}(\theta_{0x}) \sin(\beta d_{0x}) \right)^2} , \qquad (2.47)$$

а фазовий

$$\Phi_{00}(x) = \arg \left(F_{0np, q}(\theta_{0x}) e^{-j\beta d_{0x}} \right).$$
(2.48)

На рис.2.29 відображені графіки залежності амплітудного (а) і фазового (б) розподілу ЕМП від центральної спрямованої передавальної антени на не перервному розкриві прийомної антени в залежності від дальності розташування приймальної антенної системи (d = 1 км (червона крива), d = 5 км (синя крива), d = 10 км (коричнева крива)).



Рис. 2.29. Графіки залежності амплітудного (а) і фазового (б) розподілу ЕМП від центральної антенної сторони, яка передає на безперервному розкриві прийомної антени в залежності від дальності розташування приймальної антенної системи при d = 10 км

Порівняння графіків на рис.2.28 з графіками на рис.2.16 і рис.2.17 показує, що при відсутності інтерференції сигналів від декількох передавальних антен на розкриві прийомної антени осциляції амплітудного розподілу і глибина його провалів набагато менше, ніж для випадку присутності інтерференції. Поведінка фазового розподілу також більш рівномірна, не дивлячись на наявність різких перепадів на 180 град, обумовлених поведінкою функції арктангенса.

Досліджуємо поведінку різниці амплітуд і фаз несучого коливання сигналу, між крайнім і центральним антенним елементом приймальної системи) в залежності від дальності d і розмірів баз на приймальній (*L*_{nnvl}, *L*_{nnv2}) стороні.

Просторове підсилення і фаза сигналу несучого коливання, який являється функцією дальності, на виході центрального і крайнього антенного елемента розраховується за аналогією з (2.42) за формулами

$$\frac{A_{0np,M}(d) = \left| F_{0np,M}(\theta_{00}) F_{0np,M}(\theta_{00}) e^{-j\beta d} \right| =}{\sqrt{\left(F_{0np,M}(\theta_{00}) F_{0np,M}(\theta_{00}) \cos(\beta d) \right)^{2} + \left(F_{0np,M}(\theta_{00}) F_{0np,M}(\theta_{00}) \sin(\beta d) \right)^{2}}},$$
(2.49)

$$\Phi_{0npM}(d) = \arg \left(F_{0npA}(\theta_{00}) F_{0npM}(\theta_{00}) e^{-j\beta d} \right), \qquad (2.50)$$

$$\begin{array}{l}
 A_{1npM}(d) = \left| F_{0np_{A}}(\theta_{01}) F_{1npM}(\theta_{01}) e^{-j\beta d_{01}} \right| = \\
 = \sqrt{\left(F_{0np_{A}}(\theta_{01}) F_{1npM}(\theta_{01}) \cos(\beta d_{01}) \right)^{2} + \left(F_{0np_{A}}(\theta_{01}) F_{1npM}(\theta_{01}) \sin(\beta d_{01}) \right)^{2}},
\end{array} \tag{2.51}$$

$$\Phi_{1np,m}(d) = \arg \left(F_{0np,\pi}(\theta_{01}) F_{1np,m}(\theta_{01}) e^{-j\beta d_{01}} \right).$$
(2.52)

Тоді шукані розбіжності в коефіцієнті просторового посилення і різниця фаз несучого коливання радіо сигналу в крайньому антенному елементі щодо центрального антенного елемента приймальної частини рівні

$$\Delta A_{10\text{прм}}(d) = 20 \lg \left(\frac{A_{1\text{прм}}(d)}{A_{0\text{прм}}(d)} \right), \qquad (2.53)$$

$$\Delta \Phi_{10\text{прм}}(d) = \Phi_{1\text{прм}}(d) - \Phi_{0\text{прм}}(d). \qquad (2.54)$$





приймальної антенної системи і розмірів бази

На рис.2.30 відображені графіки залежності амплітудного (а) і фазового (б) розбалансу ЕМП сигналу в крайньому антенному елементі приймальні РАР відносно центрального антенного елемента РАР від дальності розташування приймальної РАР і трьох розмірів її бази ($L_{прм1} = L_{прм2} = 5$ м (червона лінія), $L_{прм1} = L_{прм2} = 10$ м (синя лінія), $L_{прм1} = L_{прм2} = 15$ м (коричнева лінія)).

З цих графіків видно, що амплітудний і фазовий розбаланс ЕМП більш рівномірний, ніж для випадку дослідження інтерференційного сигналу, як сфокусованого, так й не сфокусованого (рис.2.25 – 2.28).

Крім того, з рис.2.30, б, видно, що для всіх трьох випадків, для довільної дальності, наприклад $d = 9.5 \ \kappa m$, фазовий зсув $\Delta \Phi_{10000}(d)$ не рівний нулю (при

 $L_{прм1} = 5 \text{ м } \Delta \Phi_{10 npm}(d) \approx -30^{\circ}$, при $L_{прм1} = 10 \text{ м } \Delta \Phi_{10 npm}(d) \approx -100^{\circ}$, при $L_{прм1} = 15 \text{ м}$ $\Delta \Phi_{10 npm}(d) \approx 145^{\circ}$), тобто кривизна фазового фронту має місце, причому порівняння параметра $\Delta \Phi_{10}(d)$ d=9,5км для випадків рис.2.25-рис.2.28 показує, що форма фазового фронту буде в даному випадку відмінною, як для випадку несфокусованої, так і для випадку сфокусованої передавальної РАР. Це очевидно, оскільки у всіх трьох випадках передавальна антена буде перебувати в зоні Френеля прийомної АР (див. вираз (2.1)).

Висновки до розділу

1. Таким чином, результати аналітичних розрахунків показують, що як фокусування передавальної РАР в зону Френеля, так і її відсутність призводять до формування кривизни фазового фронту як на дискретному, так і безперервному розкриві приймальної сторони. Однак це справедливо лише в разі, якщо антенна система (РАР) приймальної частини знаходиться в межах зони Френеля РАР передавальної частини.

2. Кривизна фазового фронту, що чисельно оцінюється розбалансом амплітуд і фаз між центральним і крайніми антенними елементами приймальної РАР для випадку фокусування передавальної РАР в зону Френеля так й у випадку не сфокусованої передавальної РАР, як показує аналіз - різна. Цей факт створює можливість технічної реалізації пристроїв просторової селекції сигналів двох різних джерел, розташованих в одному пункті і на одному пеленгу і на одній дальності за формою фазового фронту, випромінюваних однією і тією ж РАР при їх одночасній роботі в єдиному частотному діапазоні і з однаковою поляризацією. Крім того, згідно з п.2.7 можливий і такий варіант, коли радіосигнал одного з джерел випромінюється тільки однією (центральною) антеною передавальної РАР, а другого - всіма трьома в режимі фокусування в зону Френеля. У роботі показаний випадок використання симплексної радіолінії зв'язку. Очевидно, у такий спосіб можна забезпечити і роботу в дуплексному режимі передачі.

Виходячи зі сказаного, можна сформулювати ряд актуальних завдань по просторовій обробці радіосигналів за формою хвильового фронту на обох кінцях радіолінії, які є напрямками подальших досліджень, а саме:

- При заданих значеннях баз багатоелементної приймальної і передавальної РАР, типу антен, наявності двох і більше ДРВ, а також відомої дальності розташування радіорелейних станцій при зазначених в п.2.2 обмеженнях виконати оптимізаційний пошук точок фокусування сигналів другого ДРВ в зону Френеля, при яких в приймальній РАР з використанням відомих алгоритмів просторової обробки буде забезпечено одночасне розділення цих сигналів один від одного з мінімальними енергетичними втратами і максимальної розв'язкою згідно обраного критерію оптимальності.
- 2. З метою забезпечення можливості розділення за кривизною фазового фронту більш ніж двох ДРВ, розташованих на одному пеленгу і дальності провести статистичний синтез алгоритмів просторової обробки в багатоелементних передавальній і приймальній РАР за умови відсутності фазових флуктуацій хвильових фронтів.

3. Виконати синтез алгоритмів динамічної (мається на увазі адаптивної) просторової обробки сигналів в передавальній РАР для адаптивного фокусування одного (а може і декількох) ДРВ і адаптивних алгоритмів просторової обробки на приймальній стороні з метою їх найкращого поділу один від одного в умовах наявності флуктуацій (помилок) фазового фронту ЕМХ ДРВ, обумовлених впливом кліматичних факторів, неоднорідності середовища поширення, багатопроменевості, рефракції, субрефракції і. т.п., що мають місце на практиці.

3. ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ ПО ПЕРЕДАЧІ ЦИФРОВОГО РАДІО СИГНАЛУ З ФОКУСУВАННЯМ ЕНЕРГІЇ

Мета – довести, що з допомогою системи з антенної решітки, яка складається з n антен(в нашому випадку з двох) та фазообертачів, можливо досягти формування фокусу на певній відстані від передавача.

Основні завдання які було поставлено:

- Показати як впливає зміна відстані між елементами антенної решітки на спроможність отримати фокус енергії ЕМХ на певній відстані від антенної решітки а також на розподіл потужності поля в залежності від відстані від передавальної антенної решітки;
- Показати як впливає зміна відстані до фокусу енергії ЕМХ на саму можливість формування максимуму енергії(фокусу), а також показати як впливає зміна відстані до фокусу на роподіл потужності поля в залежності від відстані до передавальної антенної решітки;

3.1. Опис тестового макету

Обладнання для передавальної сторони(рис. 3.1):

- Дві рупорні антени для створення простої антенної решітки;
- Два фазообертачі для формування фокусу в потрібній точці перед антенною решіткою;
- Два атенюатори;
- Дільник потужності;
- ПРД-1 для формування радіосигналу на передачі;

Обладнання для приймальної сторони(рис. 3.2):

- Рупорна антена точка прийому;
- Атенюатор;
- НВЧ конвертор;
- Аналізатор сигналу ST-2 ROVER;



Рис. 3.1. Передавальна частина макету



Рис. 3.2. Приймальна частина макету



Рис. 3.3. Структурна схема для вимірювання потужності ЕМП в точці прийому, при Lпрд=const та dфок=const

- 1. На вхід системи(на адаптер живлення) подається радіосигнал.
- 2. Пройшовши через ПРД-1 радіосигнал набуде характеристик необхідних для передачі через антенну решітку.
- 3. Пройшовши через ДП радіосигнал буде поділено на дві частини.
- 4. Кожна частина сигналу пройде через фазообертач та атенюатор. Таким чином ми зможемо впливати на фазу та амплітуду сигналу, щоб сформувати його фокус на певній відстані від розкриву передавальної частини двосекційної антенної решітки.
- 5. Далі сигнал потрапляє на вхід антенної решітки та випромінюється в простір з фокусом в певній точці.
- 6. Система має декілька основних параметрів. Відстань між елементами решітки Lпрд, Lmax, відстань між передавальною та прийомною стороною d та відстань до фокусу ЕМП в точці d_{фок}.

7. На точці прийому сигнал потрапляє на розкрив приймальної антени, проходить через атенюатор, конвертується і потрапляє на аналізатор сигналу ST-2 ROVER.

3.2. Методика проведеного дослідження

1. Виставляються вхідні параметри системи, які будуть не змінні протягом ітерації експерименту.

Параметри які будуть не зміні протягом ітерації:

- L_{прд}, L_{max};
- d_{φoκ};
- При проведенні експерименту орієнтуємось на максимальну відстань між елементами решітки(Lmax). З допомогою аналізатору сигналу формуємо фокус на певній відстані dфoк.
- 3. Виставивши Lmax та dфoк, переміщаючи приймальну частину змінюємо відстань d.
- В ході експерименту починаючи з d₀ = 1м(рис. 3.4) збільшувалась відстань з приростом Δ= 1м до d_{max}=25м. З кожною ітерацією було виміряно потужність ЕМП і занесено до таблиці.
- Далі пункти 1-5 повторювались, але вже з іншими вхідними параметрами Lmax та d_{фок.} Результати були офомлені у вигляді таблиць 3.1-3.6. Також по відповідним таблицям були побудовані графіки (рис. 3.5-3.9) для наглядності.



Рис. 3.4. Мінімальна відстань d=1м між передавачем та приймачем

3.3. Результати проведеного експерименту

реши	ки прі	1 Lina	x - 300	зм, αφ	OK - I	2.3M,	Рифок=	-14,30	IDIII;				
d, м	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	
P, dBm	1.7	-0.3	-2.2	-4.6	-5.8	-6.1	-7.8	-8.9	-12.0	- 12.1	- 12.3	- 12.5	
d, м	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25
P, dBm	- 13.6	- 18.6	- 18.5	- 23.8	- 20.6	- 22.9	- 12.9	- 15.1	- 16.5	- 14.0	- 14.6	- 12.9	- 15.1

Таблиця 3.1. Залежність потужності ЕМП від відстані до передавальної антенної решітки при Lmax = 30см; dфoк = 12.5м; Pd_{фok}=-14,5dBm;

Таблиця 3.2. Залежність потужності ЕМП від відстані до передавальної антенної решітки при Lmax = 30см; dфoк = 6м; Pdфoк=-8,1dBm;

d, м	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	
P, dBm	-0.2	-0.9	-2.8	-5.1	-6.3	-8.1	-9.4	- 11 8	-	- 121	- 14.6	- 14 1	
ubiii								11.0	11.2	12.1	14.0	17.1	
d, м	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25
P, dBm	- 13.4	- 14.9	- 15.2	- 14.4	- 13.2	- 13.4	- 13.5	- 14.0	- 16.1	- 17.5	- 13.5	- 16.8	- 17.3

Таблиця 3.3. Залежність потужності ЕМП від відстані до передавальної антенної решітки при Lmax = 30см; dфoк = 25м; Pdфoк=-14,2dBm;

d, м	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12]
P,	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	
dBm	14.0	16.9	18.3	20.1	22.5	22.2	23.9	14.0	13.3	20.1	20.5	18.5	
d, м	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25
Р,	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
dBm	21.1	23.1	22.5	16.7	19.5	20.3	18.1	19.6	21.4	21.5	17.6	14.8	14.2

Таблиця 3.4. Залежність потужності ЕМП від відстані до передавальної антенної решітки при Lmax = 50см; dфoк = 6м; Pdфoк=-8.0dBm;

d, м	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	
Ρ,	-1.9	-1.6	-5.2	-	-8.1	-8.0	-9.2	-9.8	-	-	-	-	
dBm				18.5					13.8	16.7	26.2	15.2	
d, м	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25
Р,	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
dBm	18.1	15.7	15.7	13.6	13.8	27.7	27.4	34.9	40.5	17.7	12.6	14.4	14.8

Таблиця 3.5. Залежність потужності ЕМП від відстані до передавальної антенної решітки при Lmax = 50см; dфoк = 12.5м; Pdфoк=-12.0dBm;

d, м	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	
P,	-6.3	-8.1	-	-	-	-8.1	-9.6	-	-	-	-	-	
dBm			14.9	17.6	11.3			12.5	12.5	12.7	13.9	13.9	
-													
d, м	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25
P,	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
dBm	14.0	14.0	13.4	15.2	27.2	21.9	24.3	33.5	38.0	18.3	11.9	13.9	16.2

Таблиця 3.6. Залежність потужності ЕМП від відстані до передавальної антенної решітки при Lmax = 50см; dфoк = 25м; Pdфoк=-16.3dBm;

d, м	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	
P,	-2.0	-4.0	-	-9.1	-6.9	-9.7	-9.1	-	-	-	-	-	
dBm			12.3					11.8	15.2	13.2	12.1	12.5	
d, м	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25
P,	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
dBm	13.5	17.1	16.3	14.6	15.6	17.5	21.2	27.9	35.0	25.6	20.1	15.5	16.3



Рис. 3.5. Залежність потужності ЕМП в точці прийому від відстані d та відстані до точки фокусування енергії ЕМП d_{фок} при відстані між елементами решітки L_{max}=30см



Рис. 3.6. Залежність потужності ЕМП в точці прийому від відстані d та відстані до точки фокусування енергії ЕМП d_{фок} при відстані між елементами решітки L_{max}=50см



Рис. 3.7. Залежність потужності ЕМП в точці прийому від відстані d та відстані між елементами антенної решітки L_{max} при d_{фок}=6м



Рис. 3.8. Залежність потужності ЕМП в точці прийому від відстані d та відстані між елементами антенної решітки L_{max} при d_{фок}=12,5м



Рис. 3.9. Залежність потужності ЕМП в точці прийому від відстані d та відстані між елементами антенної решітки L_{max} при d_{фok}=25м

Висновки до розділу

В результаті експерименту вдалось досягти поставленої мети а також всіх поставлених завдань. Вдалося досягти фокусування енергії ЕМП в точці прийому при різній відстані до антенної решітки, а також різній відстані між елементами решітки.

Як видно з рис. 3.5 та 3.6 зміни в розподілі поля були не значні, фокус отримати вдалося, при цьому з графіків видно що фокусів утворюється декілька, є мінімуми та максимуми енергії ЕМП. З рис. 3.7– 3.9 видно що зміна відстані між елементами значно впливає на фази радіохвиль, що спричиняє накладування хвиль і їх взаємне ослаблення в певних точках, чи взаємне підсилення, а тому максимуми та мінімуми енегрії більш виражені при більшій відстані між елементами решітки. Цей ефект в подальшому може бути використаний для селекції двох сигналів з однаковими параметрами і з різними фазовими розподілами(кривизною фронту хвилі).

ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ ПО СЕЛЕКЦІЇ СИГНАЛІВ З УРАХУВАННЯМ КРИВИЗНИ ФРОНТУ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ ХВИЛІ

Мета – довести, що два сигнали з однаковими параметрами(частота, поляризація, амплітуда і т.д.) можна передати через один радіо-канал і відділити один від одного на прийомній стороні через різницю в кривизні фронту електромагнітної хвилі, якщо один з сигналів було зфокусовано в певній точці між прийомною та передавальною стороною.

Основні завдання які було поставлено:

- Показати, що два абсолютно однакові сигнали можна передати через один радіоканал і потім відділити один від одного, якщо один з сигналів зфокусувати в певній точці перед системою передачі(сформувавши при цьому різницю в фронтах електромагнітних хвиль);
- Показати, що якщо використати згаданий раніше метод просторовочасової обробки сигналів, то з високою якістю можна відділити як один так і інши сигнал;
- Показати, як випливає відстань від передавальної частини до фокусу електромагнітної хвилі на якість сигналу та на можливість їх селекції один від одного;

4.1. Опис тестового макету



Рис. 4.1 Схема формування сигналу стандарту DVB-C, який переносить декілька ТВ програм

- Сигнал приймається з супутника з допомогою антени розташованої на даху копусу №30;
- 2. Далі сигнал потрапляє на комутатор і на дільник потужності;
- 3. Необхідний для передавача №1 сигнал потрапляє на трансмодулятор;
- 4. Після цього сигнал потрапляє на атенюатор де підсилюється;
- В кінці сигнал пройшовши підсилювач ТВ сигналу отримує необхідні параметри для передавача №1;



Рис. 4.2 Схема формування сигналу стандарту DVB-C, який переносить одну ТВ програму

Параметри кодеру WELLAH:

- TS bitrate: 10.487 Мбіт/с;
- Video bitrate: 10.0 Moit/c;
- Video standard: PAL;
- Resolution: 720x576;
- Audio bitrate: 0.384 M6it/c;
- Sample frequency: 48 кГц;
- Audio mode: stereo;

Параметри модулятора RADYNE:

- frequency: 855 МГц;
- data rate: 38.014 Мбіт/с;
- Symbol rate: 6.875 Мсимв/с;
- modulation: 64-QAM;
- Roll off: 0.12;
- Inter leaver: 12.17;
- Framing: MPEG188;
- Tx Pover: +51 дБмВ;

- 1. Сигнал в форматі DVB-T приймається на ефірну антену;
- 2. Після цього він потрапляє на ресивер стандарту DVB-T;
- 3. На виході ресиверу сигнал в аналоговому виді, цей сигнал подається на Кодер сигналу WELLAH де він отримує параметри необхідні для подачі на вхід модулятора RADYNE;
- Модулятор формує сигнал так, щоб він мав ідентичні параметри д осигналу що подається на перший приймач;
- 5. Після цього сигнал підсилюється на атенюаторі і через адаптер живленн потраплє на вхід передавача №2;



Рис. 4.3 Структурна схема прийомної сторони макету

- Сигнал поступає на вхід антенної решітки утвореної двома прийомними офсетними антенами[15, 16, 17];
- Сигнал зібраний антенами потрапляє на мало шумлячий підсилювач(однаково для обох плечей);
- 3. Далі сигнал в кожному з двох плечей розділяється на дві складові;
- При цьому сигнал який йде з першої антени в кожному з плечей проходить через атенюатор, фазообертач і циркулятор. Це необхідно для того щоб ми мали вплив на амплітуду і фазу отриманих сигналів;
- 5. Далі сигнал вд першого плеча кожної з антен іде на перший трійник і відповідно сигнал з другого плеча кожної з антен на другий трійник;
- Це дає нам змогу на виході кожного трійника отримати відокремлений сигнал 1 та 2 які були передані на прийомну частину;
- Далі кожен відокремлений сигнал потрапляє НВЧ конвертор з адаптером живлення і через дільник потужності частину сигналу ми виводимо на аналізатор спектру, а іншу частину на ресивер стандарту DVB-C, щоб далі відтворити отриманий сигнал на ТВ приймачі;



Рис. 4.4 Структурна схема передаючої сторони макету

- Схема за принципом дії схожа до приймальної сторони, але в дещо зворотному напрямку[15, 16, 17];
- Сигнал з передавача 1 розділяється на дві складові. Те саме відбуваєтсья і з сигналом з передавача 2;
- Далі кожний розділений сигнал від передавача 1 проходить через атенюатори і циркулятори і потрапляє на різні подвійні хвильові трійники двоїх різних передавальних антен;
- Схоже відбувається і з сигналом з передавача 2, але через брак атенюаторів на його шлягу є тільки 1, а не 2 як у попередньому випадку. Також частина сигналу проходить через фазообертач і звичайно циркулятор, щоб запобігти проходу енергії в зворотній бік;
- Сигнал так само потрапляє на різні хвильові трійники і різні антени та випромінюється в простір;

Методика проведеного дослідження

- Сигнали з двох різних джерел(рис. 4.1 та 4.2) при чому, що сигнали, які мають абсолютно однакові параметри(частота, поляризація, вид модуляції, символьна швидкість і т.д.) окрім того факту що один сигнал переносить декілька ТВ програм, а інший одну, подаються на передаючу схему;
- При чому на передавач один подається сигнал який переносить декілька програм і відповідно на передавач два – одну(для зручності подальшого розрізнення сигналів);
- На даному етапі фазообертачі в схемі передачі, різниця довжин фідерів та решта чинників спричиняють утворення фокусу енергії електромагнітної хвилі на певній відстані від передавача(рис. 4.5). На даному етапі ми не зацікавлені в конкретній відстані до фокусу;



Рис. 4.5. Передавальна частина макету

- Далі на прийомній стороні ми отримуємо обидва сигнали, з однаковими параметрами, звичайно вони накладуються і їх неможливо прийняти разом, тому нам необхідно їх розділити;
- 5. Прийнявши сигнал від передавача один за заваду, загасимо його ввівши зсув по фазі з допомогою фазообертачів в схемі прийому(рис. 4.6). Таким чином сигнали від різних плечей складуться і ми отримуємо мінімум відношення сигнал шум для цього сигналу. Відповідно підібрати зсув фази потрібно таким чином щоб корисний сигнал від передавача два не був сильно задавлений(спотворений);



Рис. 4.6 Прийомна частина макету

6. Тобто в плечі два(правіше на рис. 4.6), за корисиний сигнал ми вважаємо сигнал від передавача два і сигнал від передавача один ми вважаємо за заваду. Як показав ексеперимент завжди можна знайти таке положення фазообертачів при якому один з сигналів покаже достатнє відношення сигнал/шум для його прийому та демодуляції;

- 7. Відповідно в плечі один корисним є сигнал від передавача один, а сигнал від передавача два – завадою. Проведемо ті самі маніпуляції і підберемо в плечі один такий зсув фази і таке положення атенюаторів при якому завада подавить сама себе, а корисний сигнал збереже свою якість.
- Отже тепер з плеча один ми можемо прийняти сигнал від передавача один(рис. 4.7) та демодулювати його, а від плеча два сигнал від передавача два(рис. 4.8);



Рис. 4.7. Сигнал з передавача один, прийнятого на плече один



Рис. 4.8. Сигнал від передавача два, прийнятий та виведений з плеча два

 Також ми порівняли спотворення сигналу коли він передаєтсья один в радіоканалі і тоді, коли ми передаємо обидва сигнали одночасно(Рис. 4.9 – 4.12). Як можна побачити з цих зображень відношення Сигнал/Шум зменшилось на 8-10 дБ коли в каналі передається одночасно два сигнали(оскільки в цей момент один з сигналів є шумом для іншого). Але цього все ще достатньо щоб демодулювати сигнал.



Рис. 4.9. Сигнал від ПРД-1 без завади у вигляді сигналу від ПРД-2

Поиск не	есущей	и Constella	ation-монитор	ринг							?
		814,62	28 MFu, 8,000 MF	ц, DVB-C/64Q	AM, ?/	?		Тараметр	ы поиска		
			5820 т	очек					Частота	815,000 МГц	×
						_			Ширина	8 МГц	A V
₩.	۳	-	•	1	۴.	- 27	•		Стандарт	DVB-C	~
-# r	•	#			i		#	Размер т	очки з 😫		9
de -				nje –	٠	4	#	(QScan po	pint		
								FFT outp	ut	<u> </u>	82 🤤
# .	*		٠	æ		-#	•	Передач	а потока —	🖌 Все подне	сущие
r		•	•	₽		*	4	Протоко ТСР Пото ТSReado	ол 127.0.0.1 к в файл er	IP-адрес	Порт 969 🗘 уфера
њ .	•		Ŧ	٠	W	.			(584	D/3
					1		.	<u> </u>			
	T						•				
#				•	uł:		•				
Результать	поиска –					·					
RF ypo	вень -11	dBm 🤤	Частота	814,628 МГц	*	Симв. скорость	6869 Kc	*	Cell ID	0	* *
Сигнал,	/Шум 34,9	57 dB 😂	Ширина	8,000 МГц	*	Transmission mode	?	~	Network ID	0	×
	BER 0,0	000000	IQ-спектр	Инверсия	*	Guard interval	7/7	~			
pr	eBER 0,0	000000 😂	Стандарт	DVB-C	*	Hierarchy Alpha	None	~			
✓ Обновля	ть SNR,BE	R	Модуляция	64QAM	*	Physical Layer Pipe		~			
Обновля	ть инфо о	модуляции	FEC	?/?	Y	Bitrate	37,981 Мби	т/с 💲	Выполн	ено за 0.188	sec

Рис. 4.10. Сигнал від ПРД-2 без завади у вигляді сигналу від ПРД-1

👼 Поиск несущей и Constell	ation-мониторинг	? 🛛
814,8	80 МГц, 8,000 МГц, DVB-C/6	64QAM, ?/?
	5690 точек	Частота 815,000 МГц 🗘
**	🐮 🦞 🐰	Ширина 8 МГц
÷ +	de de de	
		Размер точки 3 📚
a) 4	18 🔆 👘	ГQ:scan point FFT output Уб9 € Все поднесущие
* *	办 🍷 🍕	Передача потока Протокол IP-адрес Порт ТСР 127.0.0.1 6969
**	48. j h 4	Поток в файл Размер буфера TSReader 96256 🗘
	👾 🕸 🕴	
城 神	16 🕷 🐐	
Результаты поиска	······ ··· ··· ···	
RF уровень -35 dBm 💲	Частота 814,880 М	МГц 💲 Симв. скорость 6869 Кс 💲 Cell ID 🛛 🔅
Сигнал/Шум 26,63 dB 💲	Ширина 8,000 МГш	u 🗘 Transmission mode ? 🗸 Network ID 🛛 🗘
BER 0,0000000 💲	IQ-спектр Нормальн	ный 💙 Guard interval ?/?
preBER 0,0000048 💲	Стандарт DVB-C	Hierarchy Alpha None
✓ Обновлять SNR,BER	Модуляция 64QAM	Physical Layer Pipe
🔲 Обновлять инфо о модуляции	FEC ?/?	Bitrate 37,981 Мбит/с 🗢 Выполнено за 0.187 sec

Рис. 4.11. Сигнал від ПРД-1 із завадою у вигляді сигналу від ПРД-2

TIONCR	несущ	еии	Constelle		юринг				Параметры приска
			814,62	28 ΜΙ Ц, 8,000 ΔΛΔΛ	міц, DVB-Сле	94QAM, ?/?			
•••••				9090	точек				Ширина 8 МГц
	- 41	١.	- 🗰		3 9 6				Стандарт ДУВ-С
S.,				-					
				- Mit-	3 1 *		- 1		
2									
₩.			-	-				1	Размер точки 3 🗢
				-				-	FFT output Y 910
.					-3 11 -5		, and a second sec		🗹 Все поднесущие
		•		<u></u>		<u></u>	•		Пере ваца потока
	-				•	-		- 1	Протокол ІР-адрес Порт
•									TCP V 127.0.0.1 V 6969
dir.		Ľ			44¢		, and the		Поток в файл Размер буфера
. nimi.	-	2	star		·			:ta	Iskeduer 90230 V
' #•		5		- 4 <u>9</u> 8-	- 1	- <u>.</u>		:0*	COU
- Cata		I				- Smit	. 10	all.	
	711	P.	•••••	, in the second s	- Citter				
Результа	аты поис	ка				·····	······	·····÷	J
RF y	ровень	-11 dE	3m ᅌ	Часто	та 814,628 М	ИГЦ 😂	Симв. скоро	сть 6869 Ка	: 🗘 Cell ID 🛛 🔇
Сигн	ал/Шум	28,23	dB 💲	Шири	на 8,000 МГ	ц 🗘	Transmission m	ode ?	Network ID 0
	BER	0,000	0000 🗘	IQ-спек	тр Инверсия	×	Guard inte	rval ?/?	✓
2.00	preBER	0,000	0000 🗘	Станда	рт DVB-C	×	Hierarchy Al	pha None	
	злять SNI	R,BER		Модуляц	ия 64QAM	F	'nysical Layer F		
_ Орнов	лять инс	роом	одуляции	FI	ec qr	×	Bitr	ace 37,981	Мрит/с 😴 выполнено за 0.171 sec

Рис. 4.12. Сигнал від ПРД-2 із завадою у вигляді сигналу від ПРД-1
10. Наступним етапом експерименту було дослідження впливу відстані до фокусу енегрії ЕМХ від передавача. Для цього ми додали в макет зонд(рим.
4.13) з першого досліду(розділ 3) яким вимірювали потужність поля на певній відстані від передавача, щоб встановити фокус(максимум енегрії).


Рис. 4.13. Передавальна(дві рупорні антени, внизу зображення), приймальна частини макету(дві офсетні антени, зверху зображення) та вимірювальний зонд (на столі по центру)

11. Встановивши зонд на відстані 1 м від передавача ми сфокусували на ньому сигнал від одного з передавачів(при цьому інший був вимкнений і не передавався в радіоканал). Для вимірювання енегрії ЕМХ ми використовували аналізатор спектру ROVER(рис. 4.14)



Рис. 4.14. аналізатор спектру ROVER

12. Сфокусувавши один із сигналів ми вмикали також і другий сигнал(ми вважаємо що він не сфокусований, хоча насправді певний, але не відомий і не важливий для нас фокус всетаки присутній) ми спробували відділити сигнали один від одного. Задавивши сигнал від одного з передавачів ми спробували демодулювати інший.(рис. 4.15, 4.16)

8	FREQUE 19.7 Ref -39	NCY SPAN MHz 9.5 dBm		Att 5		× RBW 2 VBW 5 × SWT 1	2010 kHz 2010 kHz 2010 ms	Marke 82	r 1 [T1 -79] 9.03 dBm		SPAN
	-40								4.03000		A	THREEFEL
1 AP CLRHR	50											FULL SPAN
	55											200 000
	-60											ZERU SPAN
	-65			AL.			aparts of				308	LAST SPAN
	75			r"III		M.						EDEO ANIO
		un polla	ri brail		ul.				WHITE I	-		LIN LOG
	Į.											
1	Center	815 MHz			1.97	MHz/			Span 1	19.7 MHz	P	

Рис. 4.15. Спектр сигналу що вважаєтсья завадою в даному плечі(сигнал було подавлено з допомогою фазообертачів)



Рис. 4.16. Спектр сигналу що вважаєтсья корисним в даному плечі(положення фазообертачів також вплинуло і на цей сигнал, але не так сильно спотворило його)

 Як результат демодулювати один із сигналів нам не вдалося(рис. 4.17), але інший всетаки було демодульовано з достатньою якістю(рис. 4.18).
Даний дослід ми повторили фокусуючи сигнал на відстні 2, 3 та 4 метри від передавача. На фокусі на відстані 2 та 3 метри відділити обидва сигнали не вдалося, можливою була селекцію лише одного із сигналів. І лише при фокусі на відстані 4 метри вдалося демодулювати обидва сигнали. З чого можна зробити висновок що існують такі фокуси енегрії ЕМЗ при який селекція сигналів можлива, а також фокуси енергії при яких така селекція є неможливою для обох сигналів.

кор. симв. 6875 Аодуляция QAM64 Сетевой поиск Выкл. Реж. скан. Все каналы Code Rate None ИПЛЛЛЛЛЛЛЛЛЛЛЛЛЛЛЛЛЛЛЛЛЛЛЛЛЛЛЛЛЛЛЛЛЛЛЛ	скор. симв. 6875 Иодуляция QAM64 Сетевой поиск Выкл. Реж. скан. Все каналы Code Rate None	р. симв. 6875 дуляция QAM64 евой поиск Выкл. к. скан. Все каналы le Rate None
Аодуляция QAM64 сетевой поиск Выкл. Реж. скан. Все каналы Code Rate None 111111111111111111111111111111111111	Модуляция QAM64 Сетевой поиск Выкл. Реж. скан. Все каналы Code Rate None	дуляция QAM64 евой поиск Выкл. к. скан. Все каналы le Rate None
атевой поиск Выкл. Реж. скан. Все каналы Code Rate None	Сетевой поиск Выкл. Реж. скан. Все каналы Code Rate None	евой поиск Выкл. к. скан. Все каналы le Rate None
Реж. скан. Все каналы Code Rate None	Реж. скан. Все каналы Code Rate None	к. скан. Все каналы le Rate None
Code Rate None None 93%	Code Rate None	le Rate None
Интенс. сигнала ГГГГГГГГГГГГГГГГГГГГГГГГГГГ 93%		
Интенс. сигнала ГГГГГГГГГГГГГГГГГГГГГГГГГ 💷 93%		
	Интенс. сигнала ГГГГГГГГГГГГГГГГГГГГГГГГГГ	тенс. сигнала ГГГГГГГГГГГГГГГГГГГГГГГГГГ 93%
Качество сигнал прилинининининининининининининининининини	Качество сигнал 1111111111111111111111111111	
		чество сигнал и планаланаланаланалана 0%
) Перем.	Перем. 🞯 Ввод значений. 🛞 Начало просм.	цество сигнал ПЛЛЛЛЛЛЛЛЛЛЛЛЛЛЛЛЛЛЛЛЛЛЛЛЛЛЛЛЛЛ 0% lepem. Ввод знацений. Нацало просм.
ачество сигнал полилизирализирализирализира ор	нтенс. сигнала ГГГГГГГГГГГГГГГГГГГГГГГГГГ	тенс. сигнала ППППППППППППППППППППППППППППППППППП
ачество сигнал ланалаланалалалалалала 0%	ачество сигнал ШШШШШШШШШШШШШШШШШШ	
Кацество сигнал	Качество сигнал 11111111111111111111111	

Рис. 4.17. Ручний пошук на ресивері стандарту DVB-С (сигнал що не



вдалося демодулювати)

Рис. 4.18. Ручний пошук на ресивері стандарту DVB-С (сигнал що

вдалося демодулювати)

В даному розділі було експериментально доведено, що:

- Два абсолютно однакові сигнали можна передати через один радіоканал і потім відділити один від одного, якщо один з сигналів зфокусувати в певній точці перед системою передачі(сформувавши при цьому різницю в фронтах електромагнітних хвиль);
- Існують фокуси енергії ЕМХ при яких можлива селекція обох наявних сигналів, а також фокуси при яких можлива селекція лише одного із наявних сигналів(але цей висновок можна спостувати, якщо використовувати більш точне та досконале обладнання)
- Використавши згаданий раніше метод просторово-часової обробки сигналів, то з високою якістю можна відділити як один так і інший сигнал;

ВИСНОВОК

В результаті проведеного дослідження було досягнуто поставленої мети, а саме, було обґрунтовано той факт, що кривизна фронту EMX, дійсно має характерні ознаки, які дозволять при застосуванні методів просторово-часової обробки сигналів відокремлювати радіосигнали з іншими ідентичними ознаками (частота, поляризація, місцеположення джерела сигналу тощо) один від одного з відповідною якістю.

Також було вирішено наступні завдання:

- Проаналізовано кривизну (криволінійності) фронту ЕМХ (аплітудний і фазовий розподіл поля на розкриві антенної решітки приймальної сторони) як ознаки, за якою з використанням методів просторової обробки можливо розділяти сигнали один від одного;
- 2) Було показано, що для двох сигналів, які одночасно використовують один і той же радіочастотний ресурс і джерела яких знаходяться в одному і тому ж пункті передачі (пункт А), можна формувати на розкриві приймальної антенної решітки (що знаходиться в пункті Б) ЕМХ з різною кривизною фазового фронту, що проявляється у вигляді різної поведінки амплітудного і фазового розподілу поля на розкриві приймальної антенної решітки для кожного з двох радіосигналів, які при використанні просторово-часової обробки в пункті Б було відокремлено один від одного;
- 3) Було показано, що один з варіантів формування фронтів ЕМХ з різною кривизною є фокусування електромагнітної енергії одного з джерел сигналу в проміжну зону між пунктом А і Б шляхом внесення відповідних фазових зсувів в канали передавальної антенної решітки, розташованої в пункті А. При цьому формування поля в кожній точці розкриву приймальної антенної решітки, розташованої в пункті Б здійснюється шляхом інтерференції радіохвиль, що випромінюються різними антенними елементами передавальної антенної решітки, розташованої в пункті А.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

- 1. Пространственно-временная обработка сигналов /Харьковсикий национальній университет радиоєлектроники//studfiles.net/tez-
- Определение местоположения источника радиоизлучения по кривизне фронта электромагнитной волны /Авдєєнко Г.Л., Карпенко Б.О., Якорнов Е.А.//Известия ВУзов. Радиоэлектроника №3 - 2008 с. 3-11
- A. Fenn "Adaptive antennas and phased arrays for radar and communications" / Massachusetts Institute of Technology, Lincoln Laboratory – Artech House Inc., 2008. 389 p.
- Слюсар В.И. Коррекция характеристик приемных каналов цифровой антенной решетки по контрольному источнику в ближней зоне.// Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника.– 2003. – Том 46, № 1. – С. 30 – 35.
- Никитченко В.В., Гладких С.Н., Вихлянцев П.С. Анализ возможности дискриминации источников радиоизлучения по кривизне фронта волны. Известия ВУЗов – Радиоэлектроника, 1988 г.№7.– С.58 – 60.
- Пространственно-временная обработка сигналов / И. Я. Кремер, А.И. Кремер, В.М. Петров и др.; Под ред. И. Я. Кремера. – М.: Радио и связь, 1984. – 224 с., ил.
- Реутов А.П. Радиолокационные станции бокового обзора. М.: Сов.радио, 1970. – 360 с., ил.
- Y. Zheng, R. Gourban, M. El–Tanany "Robust near–field adaptive beamforming with distance discrimination"/ IEEE Transactions on speech and audioprocessing, vol.12, №5, September, 2004.
- Элементарный учебник физики: Учеб. пособие. В 3 т. / Под ред. Г. С. Ландсберга.– 12-е изд. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2001.
- 10.Кочержевский Г.И. Антенно-фидерные устройства. Учебник для ВУЗов. М.: Радио и связь, 1989. – 352 с.
- 11.Долуханов М.П. Распространение радиоволн. М.: "Связь", 1972. 336 с., ил.

- Хансен Р. Сканирующие антенные системы СВЧ. Том 1. М.: Сов. Радио, 1966. – 269 с.
- 13. Айзенберг Г.З. Антенны УКВ. Часть 2. М.: Радио и связь, 1977. 288 с.
- 14. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. 416 с.
- 15. Пат. на корисну модель 104240 Україна, МПК Н04В 7/14 (2006.01). СИСТЕМА ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЗВ'ЯЗКУ МІЖ ДВОМА РАДІОРЕЛЕЙНИМИ СТАНЦІЯМИ / Ільченко Михайло Юхимович (UA), Якорнов Євгеній Аркадійович (UA), Авдєєнко Гліб Леонідович (UA), Чижевська Анна Валентинівна (UA), Бранчук Віталій Миколайович (UA) - № и 2015 03708; заявл. 20.04.2015; опубл. 25.01.2016, Бюл. №2.
- 16. Пат. на корисну модель 104241 Україна, МПК Н04В 7/14 (2006.01). СПОСІБ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЗВ'ЯЗКУ МІЖ ДВОМА РАДІОРЕЛЕЙНИМИ СТАНЦІЯМИ / Ільченко Михайло Юхимович (UA), Якорнов Євгеній Аркадійович (UA), Авдєєнко Гліб Леонідович (UA), Чижевська Анна Валентинівна (UA), Бранчук Віталій Миколайович (UA) - № и 2015 03709; заявл. 20.04.2015; опубл. 25.01.2016, Бюл. №2.
- 17. Пат. на корисну модель 103089 Україна, МПК Н04В 7/14 (2006.01). СИСТЕМА ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЗВ'ЯЗКУ МІЖ ДВОМА РАДІОРЕЛЕЙНИМИ СТАНЦІЯМИ / Ільченко Михайло Юхимович (UA), Якорнов Євгеній Аркадійович (UA), Авдєєнко Гліб Леонідович (UA), Чижевська Анна Валентинівна (UA), Бранчук Віталій Миколайович (UA) - № и 2014 10543; заявл. 26.09.2014; опубл. 10.12.2015, Бюл. №23.