

Міністерство освіти і науки України

ПОЛТАВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ  
ІМЕНІ ЮРІЯ КОНДРАТЮКА

**ОЛЕКСАНДР ШЕФЕР**

**МЕТОДОЛОГІЯ ПІДВИЩЕННЯ ЯКОСТІ  
ФУНКЦІОНУВАННЯ ІНФОРМАЦІЙНО-  
ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ**

Полтава  
ПолтНТУ  
2019

УДК 621.396.669Ш53

*Рецензенти:*

**Зайка В.Ф.**, докт. техн. наук, доцент, завідувач кафедри телекомунікаційних систем та мереж Державного університету телекомунікацій;

**Любчик Л.М.**, докт. техн. наук, професор, завідувач кафедри комп'ютерної математики і аналізу даних Національного технічного університету України «Харківський політехнічний інститут»;

**Пелішок В.О.**, докт. техн. наук, доцент, професор кафедри телекомунікацій Національного університету «Львівська політехніка».

*Рекомендовано до опублікування вченою радою Полтавського національного технічного університету імені Юрія Кондратюка (протокол № 16 від 15.05.2019 р.).*

**Ш53** **Методологія підвищення якості функціонування інформаційно-телекомунікаційних систем:** Монографія / О. В. Шефер. – Полтава: ПолтНТУ імені Юрія Кондратюка, 2019. – 236 с., іл.: 52, табл. 10; бібліогр. 265 назв.

**ISBN 978-966-616-180-5**

У монографії розглянуті теоретичні і методичні основи підвищення якості функціонування інформаційно-телекомунікаційних систем. Розроблено інноваційний метод компенсації нелінійних спотворень на основі застосування синтезованих нелінійних адаптивних компенсаторів. Монографія містить нові рекурентні алгоритми та методи конструювання багатомірних систем високого порядку й обернених нелінійних аналітичних операторів.

Для науковців та здобувачів вищої освіти галузі знань електроніка та телекомунікації, а також фахівців, яких цікавлять проблеми розвитку інформаційно-телекомунікаційних систем.

**The methodology of increasing of quality of functioning of informational-telecommunication systems:** Monograph / O.V.Shefer. – Poltava: PoltNTU named after Yury Kondratiuk, 2019. – 236 p., fig.: 52, tabl. 10; bibliogr. 265 titles.

The monograph deals with theoretical and methodical grounds of increasing of quality of functioning of informational-telecommunication systems. An innovative method of compensation of nonlinear distortions was developed on the basis of using synthesized nonlinear adaptive compensators. The monograph represents the new recurrent algorithms and methods of construction multidimensional systems of the highest raw and reversed nonlinear analytical operators.

For the scientists and university students following the field of electronics and telecommunications and also for the specialists that are interested in problems of developing the informational-telecommunication systems.

ISBN 978-966-616-180-5

**УДК 621.396.669**  
© О.В. Шефер, 2019

## ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ .....	6
ПЕРЕДМОВА .....	7
РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ ІСНУЮЧИХ ТА ПЕРСПЕКТИВНИХ НАПРЯМІВ ПІДВИЩЕННЯ ЯКОСТІ ФУНКЦІОНУВАННЯ ІНФОРМАЦІЙНО- ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ.....	10
1.1. Дослідження шляхів удосконалення показників якості ІТС у реальних умовах їх застосування .....	10
1.2. Порівняльна характеристика сучасних схемних способів розширення динамічного діапазону приймальних пристроїв (ПП) ....	23
1.3. Аналітичний огляд відомих і перспективних теоретичних методів дослідження нелінійних процесів у ПП .....	28
1.4. Дослідження впливу середовища розповсюдження радіохвиль на показники якості ІТС .....	36
1.4.1. Аналіз характеристик середовища розповсюдження радіохвиль .....	36
1.4.2. Аналітичний огляд факторів збурень середовища розповсюдження радіохвиль.....	38
1.4.3. Оцінка використання сучасних методів підвищення завадостійкості ІТС.....	50
1.5. Формулювання наукової проблеми та постановка завдань досліджень.....	53
Висновки за розділом .....	56
РОЗДІЛ 2. ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ НЕЛІНІЙНИХ ПРОЦЕСІВ НА ПОКАЗНИКИ ЯКОСТІ ІНФОРМАЦІЙНО-ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ .....	59
2.1. Обґрунтування методу визначення нелінійних передавальних функцій (НПФ) широкого класу багатомірних радіопристроїв (РП) на основі використання нелінійних вхідних сигналів.....	59
2.2. Синтез алгоритму визначення ядер Вольтерра оберненого нелінійного аналітичного оператора із застосуванням методу нелінійних вхідних сигналів .....	64

2.3. Розроблення методу представлення та дослідження складних нелінійних радіопристроїв високого порядку за допомогою модифікованих структурних матриць систем.....	65
2.4. Аналіз багатокаскадних ІТС із урахуванням частотної залежності нелінійних амплітудних характеристик (АХ) їх каскадів.....	68
2.5. Дослідження впливу обмеженості динамічного діапазону ПП на показники якості ІТС, внаслідок нелінійності його АХ .....	73
2.6. Визначення залежності показників якості від ширини лінійного динамічного діапазону типового ПП.....	78
Висновки за розділом .....	81

**РОЗДІЛ 3. СИНТЕЗ ФУНКЦІОНАЛЬНОГО МЕТОДУ АНАЛІЗУ НЕЛІНІЙНИХ ІНЕРЦІЙНИХ ПРОЦЕСІВ У РАДІОПРИСТРОЯХ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ ЇХ ВПЛИВУ НА ЗАВАДОСТІЙКІСТЬ ІНФОРМАЦІЙНО-ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ .....**

3.1. Аналіз особливостей сигналів неконтрольованого випромінювання і обґрунтування математичних моделей ідентифікації процесів бортової навігаційної апаратури.....	83
3.2. Синтез моделі командно-вимірювальної ІТС .....	95
3.3. Оцінка впливу обмеженості лінійного динамічного діапазону ІТС на стійкість і пропускну спроможність .....	103
3.4. Синтез алгоритму оптимального оброблення сигналів ІТС....	10808
Висновки за розділом .....	116

**РОЗДІЛ 4. ІМІТАЦІЙНЕ МОДЕЛЮВАННЯ І ПРОГНОЗУВАННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ ІНФОРМАЦІЙНО-ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ В УМОВАХ НЕОДНОРІДНОСТІ ІОНОСФЕРНОГО СЕРЕДОВИЩА .....**

4.1. Розроблення програми і методики експериментальних досліджень методів підвищення завадостійкості ІТС.....	118
4.2. Умови моделювання впливу збурень іоносфери на стійкість ІТС .....	121
4.3. Синтез моделі розповсюдження радіохвиль у трансіоносферному середовищі.....	128

4.4 Обробка отриманих результатів математичного моделювання .	1355
4.5. Порівняльна оцінка отриманих теоретичних і експериментальних результатів.....	140
Висновки за розділом .....	149
<b>РОЗДІЛ 5. НАУКОВО-ПРАКТИЧНА РЕАЛІЗАЦІЯ РОЗРОБЛЕНИХ МЕТОДІВ ПІДВИЩЕННЯ ЯКОСТІ ФУНКЦІОНУВАННЯ ІНФОРМАЦІЙНО-ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ НА ОСНОВІ СИНТЕЗУ АДАПТИВНИХ КОМПЕНСАТОРІВ .....</b>	
5.1. Синтез адаптивного алгоритму компенсації нелінійних спотворень у радіопристроях.....	151
5.2. Оцінювання динамічних характеристик та точності АКНС із урахуванням внутрішніх шумів та неідеальності параметрів їх елементів .....	155
5.3. Експериментальне дослідження моделі АКНС .....	16464
5.4. Практичні рекомендації по розширенню лінійного динамічного діапазону ПП для підвищення показників якості ІТС..	169
Висновки за розділом .....	177
<b>ВИСНОВКИ.....</b>	<b>179</b>
<b>СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....</b>	<b>181</b>
<b>ДОДАТКИ.....</b>	<b>202</b>
<b>ДОДАТОК А.....</b>	<b>202</b>
<b>ДОДАТОК Б .....</b>	<b>202</b>

## ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

АКНС	– адаптивна компенсація нелінійних спотворень;
АНЧ	– автоматичне налаштування частоти;
АРП	– автоматичне регулювання підсилення;
АРЧ	– адаптивне регулювання чутливості;
АФК	– амплітудно-фазова конверсія;
АС	– антенна система;
АХ	– амплітудна характеристика;
ВВЧ	– вкрай високочастотний;
ЕМО	– електромагнітне оточення;
ЗЗ	– зворотний зв'язок;
КВС	– контрольно-вимірювальна система;
КЕ	– концентрація електронів;
МНК	– метод найменших квадратів;
МСКП	– мінімум середньоквадратичної похибки;
НВ	– неконтрольоване випромінювання;
НВЧ	– надвисокочастотний;
НПФ	– нелінійна передавальна функція;
РЛЗ	– радіолокаційне зображення;
РЛС	– радіолокаційна система;
РП	– радіопристрій, як такий;
ПП	– приймальний пристрій;
САК	– система автоматичного керування;
СКП	– середньоквадратична похибка;
СМС	– структурна матриця системи;
ТВЧ	– тракт високої частоти;
ТНЧ	– тракт низької частоти;
ТРЧ	– тракт радіо частоти;
ТПЧ	– тракт проміжної частоти;
ІТС	– інформаційно телекомунікаційна система;
ТТХ	– тактико-технічна характеристика;
ФП	– функціональний підсилювач;
ЧСЗ	– частотно-селективне завмирання.

## ПЕРЕДМОВА

Прогрес у вирішенні комплексу державних завдань із побудови перспективних телекомунікаційних систем тісно пов'язаний із удосконаленням науково-технічного і виробничого потенціалу галузі розвитку телекомунікаційної інфраструктури, згідно зі Стратегією сталого розвитку "Україна-2020" [1].

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

Досвід експлуатації ІТС показав [2-14], що вони мають низькі показники якості функціонування в умовах радіоелектронної протидії (РЕП), тому, на передній план висувається проблема підвищення реальних показників якості ІТС в очікуваних умовах їх використання. Це можливо здійснити на основі більш повної реалізації потенційних можливостей телекомунікаційних систем.

Можливості практичної реалізації потенційних характеристик ІТС суттєво обмежені низкою внутрішніх (відносно низька апаратурна надійність та нестабільність параметрів телекомунікаційних систем, обмеженість динамічного діапазону приймальних пристроїв) і зовнішніх чинників (нестационарність у часі умов поширення радіохвиль, потрапляння завад на вхід ІТС). Цим насамперед і пояснюється наявне на даний час помітне відставання реальних показників якості ІТС від їх потенційних можливостей.

Вагомим фактором, котрий істотно впливає на якість функціонування ІТС та їх завадостійкість в умовах РЕП є обмеженість динамічного діапазону приймальних пристроїв (ПП) внаслідок нелінійності їх амплітудних характеристик (АХ) [2]. Ефект обмеженості динамічного діапазону ПП перевищує дію інших факторів у ряді випадків. Особливо це простежується під час впливу завад різного роду на ПП [15-18].

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

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

перепона на шляху практичного створення інваріантних систем автоматичного керування (САК) до обстановки за наявності завад.

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

З іншого боку, для розширення динамічного діапазону ІТС, способи засновані на застосуванні схем із від'ємним лінійним зворотним зв'язком (ЗЗ) є малопридатними. Це обумовлено зменшенням коефіцієнта передачі ПП і, отже, зниженням його чутливості, що призводить до зниження дальності дії ІТС і втрати частини інформації. Груповий характер сигналів суттєво обмежує можливості застосування методу, заснованого на багаторазовому послідовному в часі використанні лінійної ділянки АХ радіоелектронних приладів. Разом із тим оптимальні в принциповому відношенні відомі лінійні способи розширення динамічного діапазону ПП, засновані на застосуванні схем компенсації, корекції нелінійних спотворень, а також схем із нелінійним від'ємним ЗЗ, належать до жорстких (тобто постійно включених) заходів захисту, оскільки використовуються детерміновані фільтри з апріорно визначеними й постійними у часі параметрами. У зв'язку із цим дані способи дуже чутливі до неминучих помилок налагодження, апаратурної реалізації та тимчасової нестаціонарності параметрів реальних радіоелектронних пристроїв. Як наслідок, відомі лінійні способи мають недостатню точність пригнічення нелінійних спотворень і задовільно функціонують тільки у відносно вузькому динамічному діапазоні вхідних впливів, поза яким вони неефективні й можуть вносити додаткові спотворення.

Тому досить актуальним на даний час є розроблення адаптивних способів розширення лінійного динамічного діапазону ІТС, котрі були б вільні від зазначених вище недоліків відомих детермінованих лінійних способів. При цьому, з практичної точки зору, найбільш доцільним і перспективним є синтез адаптивних схем компенсації нелінійних спотворень. Це обумовлено тим, що дані схеми є найбільш простими, мають найвищі потенційні характеристики точності та не знижують



надійність ІТС, оскільки вихід із ладу компенсуючого фільтра не призводить до відмови ПП, на відміну від відомих адаптивних компенсаторів завад у лінійних ПП, котрі в цьому контексті тільки умовно названі лійними.

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

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

Дотепер дослідження проводилися зазвичай із умов введення досить серйозних припущень щодо спрощення і недостатньою мірою враховували специфічні особливості проходження суміші радіолокаційних сигналів і завад у складних багатокаскадних ПП.

Автор висловлює глибоку подяку рецензентам: доктору технічних наук, доценту, Заїкі Віктору Федоровичу; лауреату Державної премії України, члену Нью-Йоркської академії наук, доктору технічних наук, професору Любчику Леоніду Михайловичу; доктору технічних наук, доценту Пелішку Володимирі Олексійовичу, а також усім хто сприяв оприлюдненню даної наукової роботи.

## РОЗДІЛ 1

### АНАЛІЗ ІСНУЮЧИХ ТА ПЕРСПЕКТИВНИХ НАПРЯМІВ ПІДВИЩЕННЯ ЯКОСТІ ФУНКЦІОНУВАННЯ ІНФОРМАЦІЙНО-ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ

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

Проведений порівняльний аналіз шляхів та напрямів підвищення показників якості ІТС, із урахуванням їх основних особливостей і реальних умов застосування довів, що в загальному випадку якість функціонування ІТС найбільш повно характеризується деякою множиною показників якості, вектор яких знаходиться в певній функціональній залежності від внутрішніх властивостей цієї ІТС і характеристик зовнішнього середовища [2-8]

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

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

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

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

$\{\vec{z}\}$  – сукупність характеристик зовнішнього середовища ( $\{\vec{z}\} = [z_1, z_2, z_3, z_4, \dots]$ ;  $z_1$  – характеристики радіолокаційних сигналів,  $z_2$  – характеристики завад,  $z_3$  – коефіцієнт затухання під час розповсюдження радіосигналів,  $z_4$  – ступінь відхилення параметрів мобільного носія ІТС від рівномірного прямолінійного руху і т.п.).

Характерною особливістю ІТС є оцінка якості їх функціонування за одним із скалярних показників якості, котрі наведені в табл. 1.1 [9-13].

У зв'язку із цим вважаємо за доцільне ввести поняття узагальненого показника якості ІТС, під яким розуміється той скалярний показник якості  $K_i$ , котрий найбільш повно відображає ступінь пристосованості даної ІТС до виконання покладених на неї завдань у заданих умовах застосування [11].

Таблиця 1.1

Показники якості, котрі характеризують якість функціонування ІТС

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

Виходячи із зазначеного, для узагальненого показника якості ІТС векторне рівняння (1.1) вироджується у скалярну функціональну залежність такого вигляду [11, 12, 14, 15]:

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

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

Із огляду на статистичну незалежність або дуже слабку корельованість між апаратною надійністю ІТС, умовами розповсюдження радіохвиль і відхиленнями носія ІТС від прямолінійного рівномірного руху з одного боку, і сигналами на вході ПП, і його динамічним діапазоном із іншого боку, можна показати, що функціонал  $A_i[\cdot]$  є таким, що факторизується [12, 15, 16], отже,

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

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

$A''_i[\cdot]$  – функціонал залежності узагальненого показника якості ІТС від ширини динамічного діапазону ПП ( $\varepsilon_2$ ) та характеристик радіолокаційних сигналів ( $z_1$ ) і завад ( $z_2$ ).

Слід зазначити, що функціональна залежність  $A'_i[\cdot]$  на сьогодні достатньо докладно вивчена і на основі проведених досліджень розроблені

практичні рекомендації щодо зниження впливу факторів  $\{\bar{\varepsilon}_j\}$  і  $\{\bar{z}_k\}$  на якість функціонування ІТС [12, 16, 17]. У ряді практично важливих випадків використання даних рекомендацій є достатнім для зменшення ступеня впливу зазначених чинників до деякого прийняттого рівня [17]. Разом із тим, на даний час недостатньо повно досліджено вплив обмеженості динамічного діапазону реальних ПП на якість функціонування ІТС в умовах РЕП [18]. Це зумовлено значними ускладненнями теоретичного й обчислювального характеру, котрі виникають під час дослідження складних нелінійних ПП і відсутністю достатньо розроблених і досить точних та зручних методів аналізу нелінійних динамічних ІТС високого порядку [19, 20]. Окрім того, актуальність даної проблеми стає очевидною, як правило, на більш пізніх етапах реальної оптимізації й максимально повної практичної реалізації потенційних можливостей ІТС [21]. У зв'язку із цим, основну увагу необхідно приділити аналізу впливу обмеженості динамічного діапазону ПП унаслідок нелінійності його АХ на показники якості ІТС, тобто дослідження функціоналу  $A_i''[\cdot]$ .

Серед відомих робіт [22-29], котрі присвячені дослідженню впливу нелінійності АХ ПП на якість функціонування ІТС, розкрита фізична сутність впливу нелінійних процесів у ПП на якість функціонування ІТС. Нелінійність АХ ПП призводить до суттєвих амплітудних спотворень сигналу на його виході, що підтверджується виразом [20]

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

де  $\Delta I_n$  – амплітудні нелінійні спотворення;

$U_{ex}$  – амплітуда вхідного сигналу;

$G(U_{ex})$  – нелінійна АХ ПП;

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

Вплив амплітудних нелінійних спотворень проявляється в зменшенні коефіцієнта передачі ПП, а також у появі додаткового "нелінійного шуму" [8, 26, 30]. Цей шум окремих радіолокаційних цілей додається та утворює сумарний фон, котрий зберігає досить великий рівень на суттєвій відстані уздовж лінії шляху носія ІТС і може маскувати слабкі сигнали на значній відстані.

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

Окрім того, під час проходження сигналів досить великого рівня через ПП із нелінійною АХ внаслідок амплітудно-фазової конверсії

(АФК) [20] з'являється фазовий шум, котрий описується формулою вигляду [31]:

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

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

$\Phi_2[\cdot]$  – функціональна залежність, котра описує АФК. Фазовий шум зберігає значний рівень на досить великій відстані уздовж лінії шляху носія ІТС [8], а також викликає суттєве розфазування когерентних ІТС.

Це призводить до незворотної втрати деякої частини інформації про вимірювані координати цілей, котрі знаходяться у фазі прийнятого радіолокаційного сигналу.

З іншого боку, вплив фазових шумів може бути зведений до зменшення максимуму, розширення і зміщення відносно центральної осі головного пелюстка діаграми спрямованості антени (табл. 1.2), а також до появи додаткових бічних пелюстків [32-42].

Таблиця 1.2.

Вплив фазових шумів на характеристики синтезованої діаграми спрямованості РЗА

Швидкість фазових шумів, (рад)	Розширення основного пелюстка, (частка $\Theta_3$ )	Відхилення осі основного пелюстка, (частка $\Theta_3$ )	Зменшення коефіцієнта передачі основного пелюстка, (дБ)
0,5	0,001-0,002	0,01-0,11	0,1-0,2
1,0	0,006-0,007	0,3-0,4	0,4-0,97
1,5	0,01-0,05	0,4-0,6	0,75-1,3
2,0	0,05-0,08	0,6-0,85	1,0-1,4

(Тут  $\Theta_3$  – потенціальна ширина основного пелюстка синтезованої діаграми направленості (розрізняювальна здатність апертури (РЗА)).

Отже, фазові шуми внаслідок АФК у ПП призводять до появи істотних координатних спотворень РЛЗ, а також до значного зниження його детальності й контрастності.

Однак, на основі результатів праць [2, 8, 43-47] вплив нелінійних процесів у реальних інерційних ПП безпосередньо на показники якості ІТС не завжди можна точно і досить просто інтегрально оцінити [46].

Аналіз впливу нелінійних властивостей ПП на якість функціонування ІТС проведений по відношенню до простих РП із введенням цілого ряду пропозицій і припущень для спрощення [47-49].

Це призведе до того, що отримані результати не матимуть достатньо загального й конструктивного характеру, оскільки не завжди дозволяють однозначно і точно задавати науково обґрунтовані вимоги до параметрів реальних складних ПП [31, 50].

Тому зазначені результати не повною мірою прийнятні для створення єдиної методології проектування ІТС для використання їх у реальних зовнішніх умовах функціонування ІТС [16, 51].

Слід зазначити, що отримані результати в прямій постановці не можуть бути використані під час впливу завад на вхід ПП, відповідно до [8].

Дослідження і забезпечення завадостійкості ІТС є на даний час найбільш важливою й актуальною проблемою для удосконалення якісних характеристик ІТС [52, 53].

У відомих роботах, присвячених дослідженню завадостійкості ІТС [10, 14, 31, 54-58], отримано ряд дуже важливих результатів, котрі свідчать про те, що потрапляння завад на вхід ПП може викликати суттєве зниження показників якості ІТС.

Зокрема, за наявності завад зменшується дальність дії ІТС, причому [16, 17]

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

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

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

$v_0$  – порогове відношення завада/шум, починаючи із котрого завада впливає на ІТС, дБ.

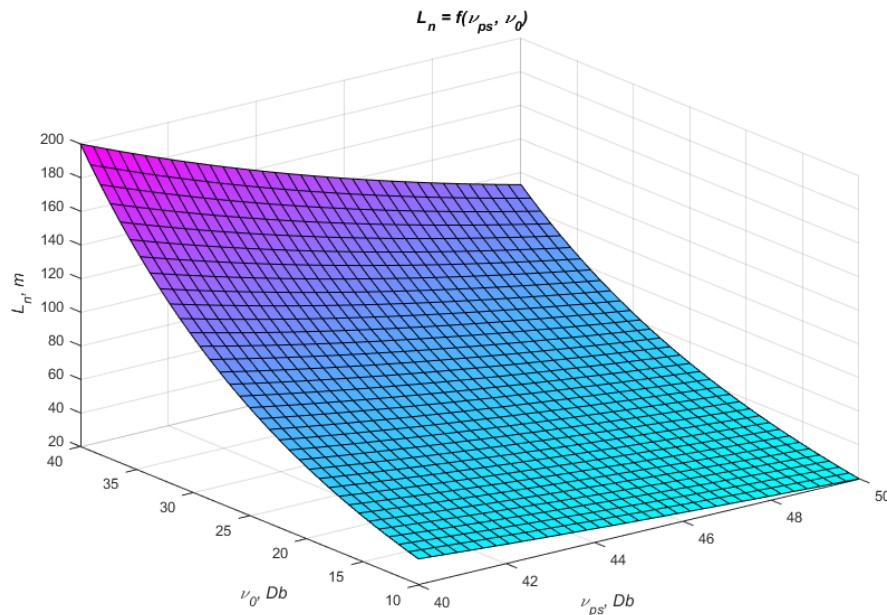


Рис. 1.1 Результати моделювання залежності дальності дії ІТС від наявності завад на вході ПП

На рис.1.1 наведені прогнозовані результати моделювання залежності дальності дії ІТС від наявності завад на вході ПП, отримані за (1.6) (див. додаток А). Ефект зниження дальності дії ІТС за наявності завад можна трактувати як зростання дальності пригнічення ІТС деяким джерелом завад [18]. Із основного рівняння радіолокації можна отримати вираз для максимальної дальності радіолокаційного спостереження або, що одне і те ж, мінімальної дальності пригнічення ІТС станцією завад, котра поєднана з радіолокаційною ціллю

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

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

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

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

$q$  – відношення сигнал/шум за потужністю на вході ПП.

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

Зокрема, площу зони придушення ІТС з лінійним ПП  $\delta_{np}$ , побудованого на основі РЛС, за умови знаходження станції завади у центрі смуги огляду, можна знайти за формулою:

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

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

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

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

Потрапляння завод на вхід ПП викликає зменшення розрізняювальної здатності і зниження точності вимірювань ІТС порівняно з її потенційними можливостями [14, 59]. Але безпосереднє використання загальних виразів, котрі засновані на виділенні просторово-часових кореляційних функцій у процесі оцінки заводостійкості ІТС, як правило, досить ускладнене [60]. Тому в ряді випадків зручніше застосовувати наближені вирази [14], що дозволяють порівняно просто оцінити збільшення інтервалу дозволяння ІТС унаслідок погіршення реальної чутливості ("сприйнятливості") ПП під час впливу заводи на його вхід [18]

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

де  $\Delta\alpha_{\text{лін}}$  – реальна ширина інтервалу дозволяння ІТС із лінійним ПП за параметром  $\alpha$ ;

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

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

$M(\cdot)$  – миттєвий рівень завод на вході ПП.

Під час оцінювання реальної точності вимірювань ІТС в інженерній практиці широко використовують формулу для потенційної точності вимірювань [58]

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

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



$\Theta_\alpha$  – величина, котра характеризує потенційну розрізнявальну здатність ІТС за параметром  $\alpha$  (зазвичай вважають, що  $\Theta_\alpha = \Delta\alpha_{nom}$ );

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

Відповідно до вищезазначеного вводяться коефіцієнти втрат, котрі враховують погіршення величини  $\Theta_\alpha$  і зменшення відношення сигнал/шум [17, 51]. Тоді, урахувавши формулу (1.11) можна отримати вираз для реальної СКП вимірювання ІТС із лінійним ПП  $\sigma_{\alpha_{лін}}$  [17]

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

Вплив завад призводить також до погіршення інформаційних властивостей ІТС [17]. Зокрема, якщо ІТС побудована на основі РЛС, то максимальна кількість інформації  $V_{max}$ , котра отримана за сеанс вимірювань, може бути оцінена за формулою вигляду

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

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

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

$K$  – розрізнявальне число градацій сигнальної функції.

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

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

При цьому вважалось, що ступінь впливу завад на розрізнявальну здатність за параметрами  $\Delta\alpha_1$  та  $\Delta\alpha_2$  однакова [18].

Аналіз результатів отриманих за формулами (1.6), (1.10) і (1.14) показує, що надходження завад на вхід ПП у ряді випадків призводить до помітного зниження показників якості ІТС. Однак дані результати отримані в припущенні про лінійність ПП, що в загальному випадку, знижує їх точність і достовірність [52]. Дійсно, як впливає з формул (1.4) і (1.5), характер впливу завад на ІТС із реальним ПП має значною мірою залежати від їх амплітуди й виду нелінійності АХ ПП [21]. У ряді робіт [20, 21] показано, зокрема, що під час зростання амплітуди завади збільшується смуга частот її впливу на реальний ПП із неминучою нелінійністю його АХ. Це обумовлено позасмуговим нелінійним

впливом завад на ПП - блокування, а також перехресні і інтермодуляційні спотворення. Відповідним чином зростає ймовірність впливу завад на реальний ПП у порівнянні з ідеальним лінійним ПП, причому [24]

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

де  $\Delta f_p, \Delta f_i$  – смуга частот впливу завад заданого рівня на ідеальний і реальний ПП, відповідно;

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

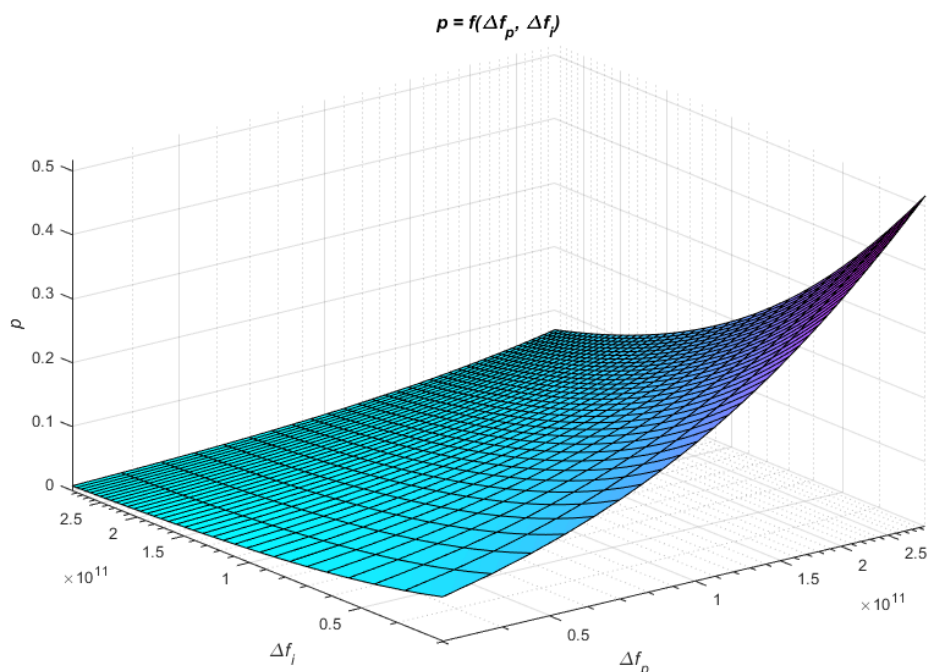


Рис. 1.2 Вплив нелінійностей на якість функціонування ІТС

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

Необхідно зазначити, що відомі результати досліджень впливу завад на ПП із нелінійними АХ зазвичай носять наближений і, в основному, якісний характер [62, 63]. Недостатньо врахований той факт, що нелінійність АХ реальних ПП є частотно залежною, що особливо важливо під час дослідження позасмугового нелінійного впливу завад [18]. Тому

дані результати умовно прийнятні для аналізу й синтезу сучасних ІТС, ПП котрих, як правило, являють собою складне багатокаскадного з'єднання різнорідних РП із різними значеннями їх частотно залежних параметрів [6, 30, 55, 58, 64]. Це обумовлює актуальність проведення більш чітких і точних досліджень нелінійних процесів в реальних багатокаскадних ПП у заданому електромагнітному оточенні (ЕМО) [18, 52].

Аналітичний огляд відомих на даний час наукових робіт, присвячених дослідженню нелінійних ПП, показує, що отримані результати носять уособлений характер [17, 51]. У ряді випадків дані результати недостатньо поєднуються між собою та з критеріями оцінки нелінійних властивостей ПП, котрі застосовуються на практиці, а також із висновками, отриманими в лінійному наближенні.

Окремі результати теоретичного аналізу важко піддаються ідентифікації, що істотно ускладнює їх експериментальну перевірку та подальше використання.

Багато з методів вирішення зазначених нелінійних задач, котрі застосовуються, дуже специфічні і можуть бути використані для аналізу лише окремих властивостей порівняно вузького класу нелінійних ІТС [45].

Однак зазначене положення суттєво ускладнює аналіз й обмежує реальні можливості синтезу і проектування ПП деякою шириною динамічного діапазону, котра дозволяє забезпечити необхідні значення показників якості ІТС у заданому зовнішньому ЕМО [13, 43].

У зв'язку із цим у теперішній час досить актуальним є проведення загальних аналітичних досліджень впливу нелінійних властивостей широкого класу ПП на якість функціонування ІТС в умовах РЕП.

При цьому проведення даних досліджень на основі єдиної розробленої методології дозволило б узагальнити результати наукових розробок цього напрямку.

Досить важливою є також вимога ідентифікованості результатів і порівняння їх між собою та з даними аналізу в лінійному наближенні, а також з практичними інженерними критеріями оцінки нелінійних властивостей ПП.

З урахуванням випадкового характеру вхідних впливів, а також особливостями функціонування ІТС в умовах РЕП [18], можна записати вираз (1.3) для узагальненого показника якості у вигляді наступного імовірнісного співвідношення [17]:

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

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

$p_0$  – складова ймовірності  $p$ , що визначається функціоналом  $A'i[\cdot]$ ;  
 $p_1$  – ймовірність впливу завад на вхід ІТС;  
 $p_{ITC1}$ ,  $p_{ITC2}$  – складові ймовірності  $p$ , котрі визначаються функціоналом  $A'i[\cdot]$  за відсутності та наявності завад, відповідно.

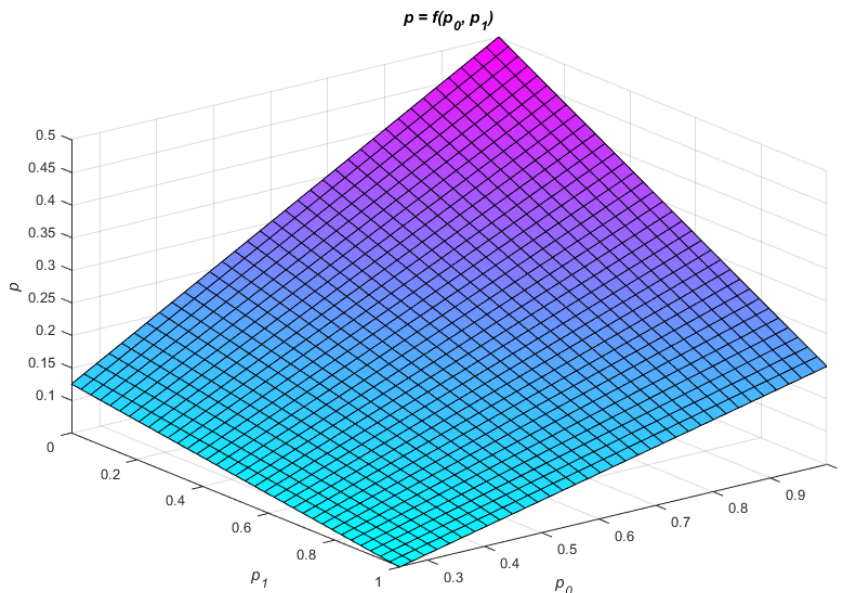


Рис. 1.3 Залежність імовірності практичної реалізації узагальненого показника якості ІТС від впливу завад на вхід ПП

Із номограми (див. рис. 1.3), побудованої відповідно до (1.17), видно, що вирішальне значення ширини динамічного діапазону ПП суттєво зростає зі збільшенням імовірності впливу завад  $p_1$  [17].

Із огляду на те, що смуга пропускання за входом ІТС зазвичай в десятки або сотні разів перевершує його вихідну смугу пропускання [18, 19], то ймовірність позасмугового нелінійного впливу завад у ряді випадків істотно перевищує ймовірність прямого проходження завад на вихід ПП (особливо за умови використання режиму зміни несучої частоти ІТС від імпульсу до імпульсу за випадковим законом [17]). У зв'язку із цим, доцільно розділити позасмуговий та прицільний за частотою вплив завад на ПП. Тоді вираз (1.17) перетвориться на наступний [16]:

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

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

$p_3 = \int_{f_1}^{f_2} C(f)df$  – імовірність прямого проходження завад на вихід ПП  
 $(\Delta f_{\text{вих}} = f_2 - f_1)$ ;

$p_4 = \int_{x_{\min}}^{x_{\max}'' + \Delta x''} B_2(X)dX$  – складова ймовірності  $p_{\text{ІТС2}}$ , обумовлена

позасмуговим впливом завад;

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

$X_{\min}$  – нижня межа динамічного діапазону (чутливості) ПП;

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

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

$X', X'', X'''$  – величини, котрі визначають гранично допустимі співвідношення між амплітудою сигналу, позасмуговою завадою та прицільною за частотою завадами, відповідно, а також верхньою межею

динамічного діапазону ПП (зазвичай  $X' = X''$ ;  $X''' = \frac{x_{\text{extmax}}}{x'_{\max}} \frac{1}{100}$ , причому

$x_{\text{extmax}} = x'_{\max} + \Delta x'$  [65, 66]).

Як правило, у процесі дослідження ІТС, вводиться припущення нормальності законів розподілу радіолокаційних сигналів, а також їх суміші з завадами [19]. Тоді амплітуда нормальних вхідних впливів з конкретною СКП  $\sigma$  підпорядковується розподілу Релея [16, 67], тобто

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

Однак конкретні значення параметрів законів розподілу вхідних впливів зазвичай апріорно невідомі й можуть змінюватися в часі вздовж лінії шляху та за зоною огляду [68, 69]. Крім того, сигнали, котрі заважають, можуть надходити як за головними, так і за бічними пелюстками діаграми спрямованості антени ІТС, а також за основними та / або за неосновними каналами прийому ПП [32, 39, 49, 70-72]. Із урахуванням даних факторів можна показати, що в загальному випадку апріорний розподіл амплітуд як радіолокаційних сигналів, так і їх сумішей із завадами, досить коректно описується гіперболічним (рівномірно-логіфічним) законом [16, 17], причому

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

Це відповідає загальному апріорному закону розподілу випадкової величини з великим динамічним діапазоном її зміни (закон Шеннона) [56,58].

Якщо вважати, що порушення нормальної роботи ІТС можливе у випадку перевищення амплітуди вхідного впливу  $X$  деякого рівня  $X_0$ , то ймовірність даної події можна оцінити за допомогою такого співвідношення [58]:

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

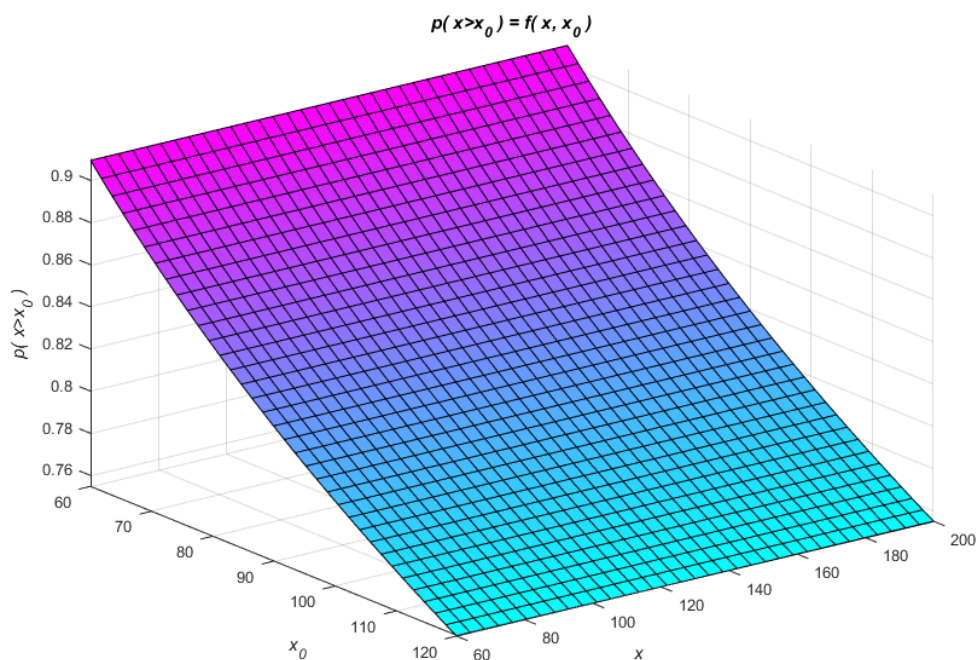


Рис. 1.4 Результати моделювання залежності ймовірності порушення нормальної роботи ІТС від ширини динамічного діапазону ПП

Залежності ймовірності порушення нормальної роботи ІТС від ширини динамічного діапазону її ПП із урахуванням того, що граничний діапазон радіолокаційних сигналів і їх сумішей із завадами складає 60 дБ і 120 дБ, відповідно, [56, 58] наведені на рис. 1.4 (див. додаток А).

Слід зазначити, що лінійний динамічний діапазон відомих ІТС, як правило, не перевищує 40-50 дБ [73, 74]. Тоді на основі аналізу графіків, представлених на рис. 1.4, можна зробити висновок, що ймовірність порушення нормальної роботи ІТС досить висока і становить 0,16-0,33 за відсутності завад і 0,58-0,66 в умовах РЕП [18]. Це обумовлює необхідність істотного розширення динамічного діапазону ПП.

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

якості функціонування ІТС в умовах РЕП [53, 75]. Разом з тим створення НВЧ ширококутових малощумних ПП з лінійним динамічним діапазоном є дуже складною науково-технічною проблемою, яка далека від свого повного вирішення [76]. Перш за все це обумовлено реальними можливостями відомої радіоелементної бази.

Слід зазначити, що на сьогодні немає вагомих підстав очікувати істотного прогресу в цій галузі в найближчому майбутньому [49]. У зв'язку із цим, особливого значення набуває застосування й удосконалення сучасних та розроблення нових ефективних схемних способів розширення динамічного діапазону ПП, котрі можуть бути практично реалізовані на основі існуючої радіоелементної бази [49].

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

Розглянемо можливості та практичну доцільність застосування відомих на сьогодні схемних способів побудови ПП із широким динамічним діапазоном. Сучасні схемні способи за принципом узгодження сигналів на вході із його вихідними сигналами можуть бути розділені на лінійні і нелінійні [20, 42, 52]. Класифікація найбільш поширених схемних способів розширення динамічного діапазону ПП, має вигляд, представлений у табл. 1.3 [58, 77, 78].

Нелінійні способи засновані на нелінійному узгодженні вузького динамічного діапазону вихідних сигналів із великим динамічним діапазоном вхідних впливів, тобто [16, 79-82]

$$U_{вих} = G[U_{вх}], \quad (1.22)$$

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

Таблиця 1.3.

Класифікація схемних способів розширення динамічного діапазону ПП

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

Це призводить до незворотної втрати частини інформації про радіолокаційний контраст місцевості й появи на виході ПП істотних амплітудних і фазових нелінійних спотворень РЛЗ [17]. За наявності впливу на ІТС значних за рівнем завад, відбувається різке зменшення коефіцієнта передачі ПП та, як наслідок, втрачається інформація про слабкі радіолокаційні цілі, а також знижується дальність дії ІТС, що в підсумку призводить до погіршення чутливості його ПП. Тому ПП керується за завадою ефективніше, ніж за сигналом, що призводить до появи значних спотворень РЛЗ. Зокрема, якщо функція  $G[\cdot]$  у формулі (1.22) описує характеристику ідеального обмежувача, то зменшення коефіцієнта передачі ПП може бути описано наступним виразом [16, 17]:

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

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

$k_A$  – коефіцієнт передачі ПП на лінійній ділянці його АХ;

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

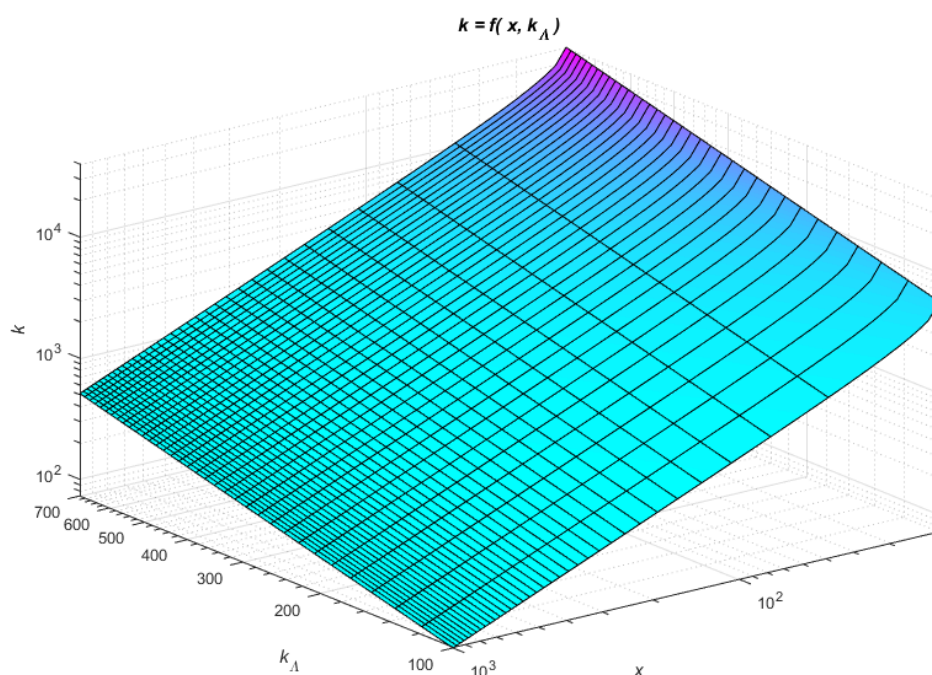


Рис.1.5 Моделювання залежності коефіцієнт передачі ПП від впливу завад та зміни динамічного діапазону

Номограма, побудована відповідно до формули (1.23), представлена на рис. 1.5. Необхідно зазначити також те, що під впливом групового сигналу на вхід ПП із нелінійної АХ спостерігається пригнічення слабких сигналів сильними [83]. Крім того, для ПП з АРП характерна залежність їх



швидкодії й рівня вхідного впливу, що зумовлює появу суттєвих спотворень РЛЗ. У наслідок значної інерційності відомих керованих атенуаторів має місце підвищений рівень динамічних спотворень радіолокаційних сигналів [17]. Для ПП із ФП властива висока чутливість до неминучих відхилень реальної АХ від ідеальної розрахункової, а також залежність часу затримки вихідного сигналу ПП відносно вхідного, від його амплітуди [62]. Зокрема, динамічний діапазон радіолокаційних сигналів рівний 30-40 дБ та відповідає зміні часу затримки на кілька мс, що обумовлює значні помилки у вимірюванні дальності до радіолокаційних цілей [17, 62].

Проведений вище аналіз показав, що застосування нелінійних способів побудови ПП із широким динамічним діапазоном призводить до істотного зниження показників якості ІТС. Відомо, зокрема, що помилки вимірювання в даному випадку на порядок і більше перевищують помилки вимірювання ІТС з лінійним ПП [52]. Тому, з точки зору підвищення якості функціонування ІТС в умовах РЕП, оптимальними в принциповому плані є лінійні способи розширення динамічного діапазону ПП [30, 33, 34, 44].

Однак застосування схем із лінійним від'ємним ЗЗ призводить до зменшення загального коефіцієнта передачі ПП і, як наслідок, до відповідного зниження його чутливості [64]. При цьому зменшується дальність дії ІТС (1.6) і вимірювальна інформація про слабкі радіолокаційні цілі, тобто знижується радіолокаційний контраст території, котра досліджується. Отже, схеми з лінійним від'ємним ЗЗ малоефективні для ІТС [12].

З іншого боку, можливості практичного застосування в ІТС способу багатократного, послідовного в часі використання лінійної ділянки АХ активного приладу суттєво обмежені тим, що на вхід ПП впливає груповий радіолокаційний сигнал із широким динамічним діапазоном амплітуд одночасно діючих складових [44, 45, 68]. Звідси виходить, що для ІТС найбільш ефективними з практичної точки зору є тільки такі лінійні способи, котрі за рахунок пригнічення нелінійних спотворень дозволяють збільшувати верхню межу динамічного діапазону ПП без зміни його коефіцієнта передачі [12, 77, 84].

На сьогодні розроблено кілька видів схем, котрі реалізують ці методи [16, 17, 51]. Загальним для відомих схем, є наявність фільтра з апріорно визначеними характеристиками і постійними часу. У загальному випадку характеристики даних фільтрів можуть бути знайдені з операційного рівняння наступного виду [51]:

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

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

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

$n$  - порядок корисної компоненти вихідного сигналу;

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

Основні схеми даного типу за способом включення фільтра можуть бути розділені на схеми [16, 31, 51] корекції, передспотворення й компенсації нелінійних спотворень, а також схеми з нелінійним від'ємним ЗЗ. Оскільки ІТС складаються з вузькосмугових відносно несучої частоти РП, то їх динамічний діапазон обмежений зверху нелійними спотвореннями третього порядку [22, 45]. Тоді з рівняння (1.24) можна знайти вираз для передавальної функції компенсуючого фільтра [20, 64].

$$H_{корф}[\cdot] = H_{PI3}[f_1, f_2, -f_3] \quad (1.25)$$

Коригувальний фільтр складається з двох блоків, передавальні функції яких визначаються наступними формулами [52]:

$$H'_{корф}[\cdot] = 1, \quad H''_{корф}[\cdot] = -\frac{H_{PI3}[f_1, f_2, -f_3]}{H_{PI1}[f_1]H_{PI1}[f_2]H_{PI1}[-f_3]}. \quad (1.26)$$

Передспотворювальний фільтр також містить два блоки, передавальні функції яких дорівнюють [20, 52, 64]:

$$H'_{прф}[\cdot] = 1, \quad H''_{прф}[\cdot] = -\frac{H_{PI3}[f_1, f_2, -f_3]}{H_{PI1}[f_1 + f_2 - f_3]}. \quad (1.27)$$

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

$$H''_{неззф} = \frac{1}{H_{PI3}[f_1, f_2, -f_3]} \frac{H_{PI3}[f_1, f_2, -f_3]}{H_{PI1}[f_1]H_{PI1}[f_2]H_{PI1}[-f_3]}. \quad (1.28)$$

Із виразів (1.25-1.28) випливає, що для практичної реалізації даних схем необхідно точно визначати оператори, котрі описують роботу РП. Але сучасні ІТС характеризуються суттєвим ускладненням схемотехнічних рішень у наслідок широкого впровадження досягнень мікроелектроніки й складних алгоритмів обробки радіосигналів [59, 60]. У зв'язку із цим потрібен докладний опис і всебічне врахування різноманітних факторів, котрі впливають на роботу каскадів ПП [85]. Однак, дані каскади є, як

правило, РП високого порядку, побудовані за складною багатоконтурною схемою [86], що й породжує значні труднощі в процесі їх аналізу та синтезу. Правильне визначення вимог до лінійності характеристик кожного каскаду ПП є дуже важливим, виходячи із заданих умов функціонування ІТС [20, 21]. Але успішне вирішення даної проблеми можливе лише на основі точного дослідження багатокаскадного з'єднання нелінійних РП [20, 22].

Необхідно зазначити, що розглянуті вище лінійні способи розширення динамічного діапазону ПП відносяться до так званих "жорстких" (тобто постійно ввімкнених) заходів захисту ПП [22, 87].

Схеми, котрі реалізують зазначені методи, достатньо критичні до неминучих помилок налагодження в апаратурній реалізації, а також до нестационарності в часі характеристик реальних ПП. Це істотно знижує точність пригнічення нелінійних спотворень [89-90] і призводить до того, що дані схеми на практиці задовільно функціонують лише у відносно вузькому динамічному діапазоні вхідних впливів, поза яким вони мало ефективні й можуть слугувати джерелом додаткових спотворень [47]. Звідси випливає актуальність розробки адаптивних способів розширення лінійного динамічного діапазону ІТС, котрі були б вільні від згаданих вище недоліків відомих детермінованих способів.

Однак, відомі приклади розробки адаптивних методів боротьби з нелінійними спотвореннями [16, 51, 71] практично не придатні для розв'язання поставлених завдань. Дійсно, знайдені технічні рішення [73] дозволяють знижувати рівень тільки другої й третьої гармонік, мають досить низьку точність пригнічення нелінійних спотворень і малу швидкодію через керування вихідним сигналом РП. Крім того, синтезовані пристрої не повною мірою адаптивні, оскільки в них відсутнє регулювання сигналом помилки з виходу кола зворотного зв'язку, що значно погіршує їх характеристики точності та суттєво обмежує їх функціональні можливості.

Порівнюючи вирази (1.25-1.28) можна бачити, що компенсуючий фільтр є найбільш простим. Крім того, застосування схем компенсації не знижує надійності ПП, оскільки вихід із ладу компенсуючого фільтра не тягне за собою відмову РП [77]. Можна також показати, що схеми компенсації керовані безпосередньо вхідним сигналом і за інших рівних умов володіють максимальною швидкодією й найвищою точністю пригнічення нелінійних спотворень [91]. Тому, з огляду на сучасні вимоги до надійності, швидкодії та характеристик точності ІТС [10, 49, 76, 92, 93], основну увагу доцільно приділити розробленню адаптивного методу компенсації нелінійних спотворень [94, 95].

На відміну від широко відомих адаптивних компенсаторів зовнішніх завад у лінійних ПП [16], котрі у зв'язку із цим можуть бути умовно названі лінійними [96], поставлена мета може бути сформульована у

вигляді задачі синтезу нелінійних адаптивних компенсаторів. Разом із тим, з огляду на формулу (1.25), задача розроблення такого адаптивного способу розширення лінійного динамічного діапазону ПП може бути успішно вирішена лише на основі адекватного опису складних РП високого порядку з максимально повним і точним урахуванням їх нелінійних і динамічних властивостей [45, 52, 97]. Досить важливим є те, щоб аналіз даних РП зводився до суворого дотримання певної послідовності рекурентних операцій, котра є зручною для проведення досліджень в аналітичному й обчислювальному планах, була б також зручною для розрахунків та реалізованою із застосуванням сучасних ЕОМ [67, 98-100]. Необхідно зазначити, що відповідно до загального рівняння (1.24), стає очевидною актуальність дослідження нелінійних процесів у ПП на різних рівнях їх деталізації [11] і аналізу впливу нелінійності характеристик ПП на показники якості ІТС у заданому ЕМО.

Це необхідно, перш за все, для визначення науково-обґрунтованих вимог до ширини лінійного динамічного діапазону як РПП в цілому, так й окремих його каскадів [20].

За вказаних обставин, особливого значення набуває облік топологічних властивостей ПП і можливість наочного представлення механізму утворення в них нелінійних спотворень [77]. Це дозволить більш швидко й правильно знаходити оптимальні варіанти побудови адаптивних схем пригнічення нелінійних спотворень і способи їх підключення до ІТС.

У зв'язку із цим, серед сучасних теоретичних методів аналізу нелінійних ІТС необхідно вибрати такий, котрий був би найбільше придатний для розв'язання поставленої проблеми щодо вдосконалення ІТС, шляхом синтезу адаптивних способів розширення лінійного динамічного діапазону їх ПП.

### **1.3. Аналітичний огляд відомих і перспективних теоретичних методів дослідження нелінійних процесів у ПП**

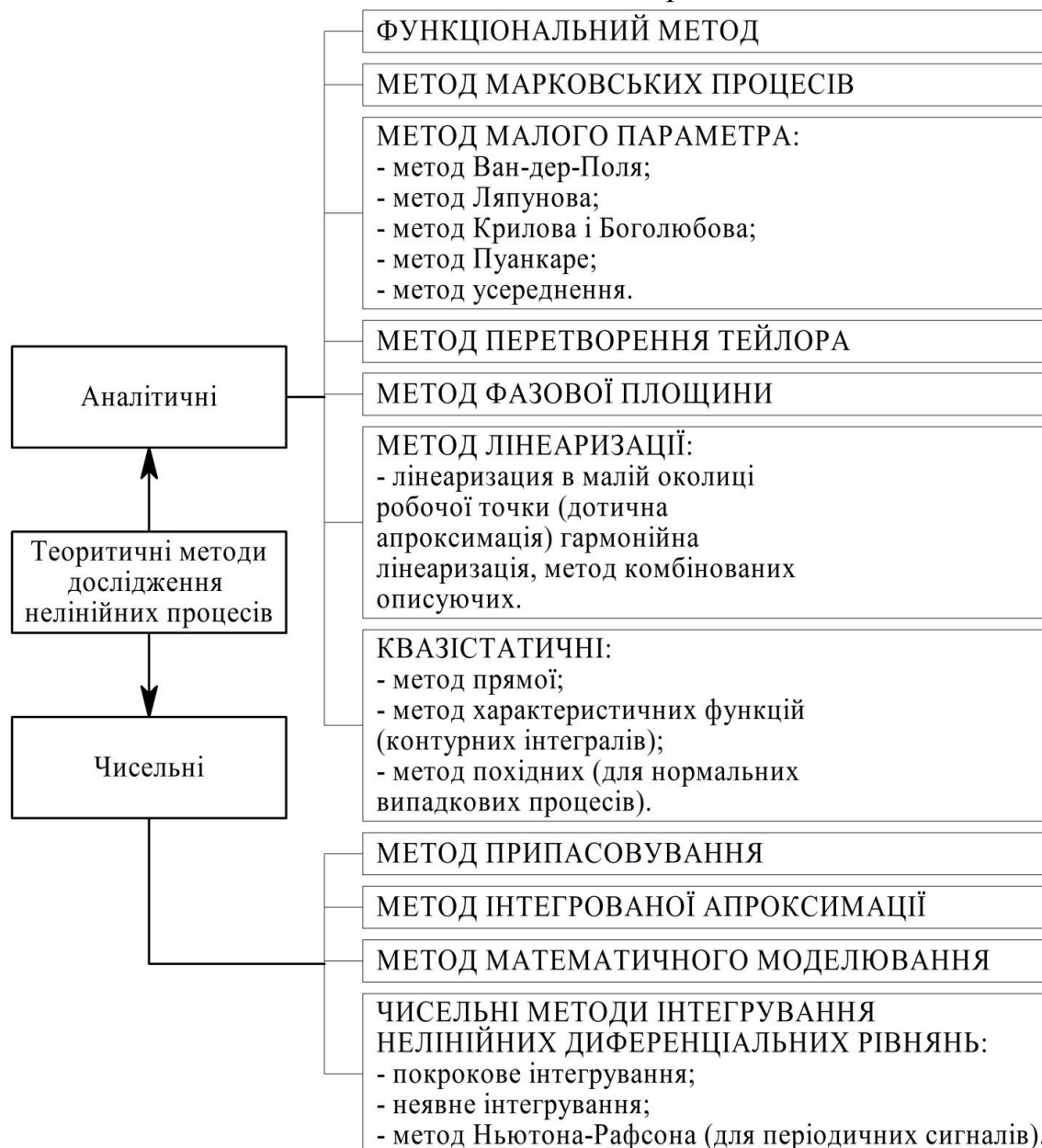
Основна проблема на етапах проектування та експлуатації ІТС ПП – зменшення впливу нелінійних інерційних процесів. Для обґрунтованого вибору методологічної основи дослідження впливу нелінійності АХ реальних багатокаскадних ПП на показники якості ІТС і синтезу нелінійних адаптивних компенсаторів, проведемо порівняльну характеристику основних методів аналізу нелінійних ІТС [85].

Вибір того чи іншого методу аналізу ІТС часто базується на визначенні фізичних вимог, як до характеру входних впливів, так і до поведінки системи.

Відомі на даний час теоретичні методи дослідження нелінійних процесів у ПП умовно можуть бути розділені на чисельні й аналітичні методи [16, 20, 21, 45].

На рис. 1.6 представлена сучасна класифікація найбільш поширених методів аналізу нелінійних процесів, згідно з [47, 85, 95].

Недоліками чисельних методів є мала придатність для встановлення



загальних залежностей [20], невиправдано великі витрати праці й часу на розроблення, налагодження й розробку програмного забезпечення [21], а також висока чутливість кінцевих результатів до варіації вихідних даних.

Рис. 1.6 Класифікація теоретичних методів дослідження нелінійних ІТС

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

Квазістатичний розгляд може використовуватися лише в тих випадках, коли інерційністю (частотно-залежним характером АХ) РП можна знехтувати [19]. Однак, це припущення не завжди коректне для ІТС, що особливо важливо в процесі аналізу позасмугового впливу завод.

Метод фазової площини застосовується для аналізу та дослідження порівняно простих РП тільки за умови детермінованості вхідних впливів, причому дозволяє отримувати, в основному, лише якісні результати [20, 85]. У зв'язку із цим, даний метод практично непридатний для точного аналізу складних ІТС, на вхід яких впливають стохастичні радіолокаційні сигнали й завади.

Лінеаризація в околі робочої точки справедлива лише в дуже вузькій малосигнальній області й не дозволяє враховувати нелінійні властивості РП та нелінійні динамічні процеси в НВЧ та ВВЧ діапазонах [21]. При цьому помилка за рахунок лінеаризації швидко зростає в процесі збільшення сигналів на вході РП. Тому даний метод принципово непридатний для дослідження нелінійних процесів у ІТС, котрі функціонують у широкому динамічному діапазоні вхідних впливів.

Застосування гармонійної лінеаризації допустиме лише в тих випадках, коли в РП, що досліджуються, міститься не більше одного нелінійного елемента зі стаціонарними в часі АХ і за умови періодичних вхідних і вихідних сигналів, основні частоти котрих повинні збігатися [85, 101]. Окрім того, даний метод не дозволяє досліджувати динаміку РП. Отже, метод гармонійної лінеаризації непридатний для дослідження складних багатокаскадних ІТС, котрі містять значну кількість нелінійних інерційних елементів і, найчастіше, перебудовуються в часі.

Використання методу статистичної лінеаризації засноване на введенні цілого ряду припущень і вимагає досить трудомістких викладок, причому обсяг обчислень різко наростає з ростом складності [45, 85]. Це суттєво обмежує можливості використання даного методу для дослідження як ІТС, так й окремих його каскадів.

Метод комбінованих функцій опису зберігає основні недоліки методів гармонійної й статистичної лінеаризації і характеризується надзвичайно складними обчисленнями, у результаті чого він майже не використовується [21].

Під час використання методів малого параметра зазвичай користуються тільки першим наближенням до розв'язку системи, котре має низьку точність і недостатньою мірою враховує нелінійні властивості РП [19, 20]. Однак, знаходити наближення вищих порядків дуже складно.

Крім того, для РП, порядок яких вище другого, методи малого параметра частково втрачають свою простоту і фізичну наочність. Тому дані методи недостатньою мірою можуть застосовуватись для дослідження ІТС, котрі представляють собою, як правило, багатокаскадного з'єднання нелінійних РП високого порядку. Метод перетворень Тейлора використовується для аналізу нелінійних РП тільки за умови детермінованих вхідних впливів [102], що істотно ускладнює його застосування для дослідження нелінійних перетворень стохастичних радіолокаційних сигналів і завад у ІТС.

Можливості методу марковських процесів, заснованого на використанні рівнянь Колмогорова-Фокера-Планка, суттєво обмежені значним обсягом складних і громіздких викладок, із якими пов'язане використання математичного апарату теорії марковських процесів для аналізу нелінійних РП вище другого порядку [21, 45]. Тому, даний метод повною мірою неприйнятний для дослідження нелінійних процесів у реальних складних ІТС.

Функціональний метод [19, 20], котрий є одним із найбільш результативних і перспективних напрямків у теорії нелінійних систем і заснований на представленні вихідного сигналу нелінійного РП у вигляді функціонального ряду Вольєрра від вхідного впливу [103], не має вище зазначених недоліків:

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

або в багатомірній комплексній площині [104, 105]

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

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

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

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

$j = \sqrt{-1}$  – уявна одиниця;

$\forall$  – квантор спільності.

Можливості та доцільність застосування функціонального методу для вирішення поставлених у даній дисертаційній роботі задач, щодо вдосконалення ІТС, обумовлені такими принципово важливими перевагами даного методу, як інваріантність щодо виду вхідних впливів (тобто можливість розв'язання завдань як для детермінованих, так і для випадкових вхідних сигналів) [23]; сучасний і компактний контроль нелінійних і динамічних властивостей ПП [19, 87], а також можливість дослідження як амплітудних, так і фазових нелінійних спотворень [62, 106], включаючи АФК [89-91]; універсальність методу щодо різних елементів ПП і способів їх підключення, діапазонів частот і т.д. [89, 90]; простий зв'язок критеріїв оцінки нелінійних властивостей ПП характеристиками їх НПФ, котрі на практиці змінюються [45]; явні співвідношення між вхідними та вихідними сигналами ПП [80]; можливість використання як в аналітичному, так і в обчислювальному планах [107, 108]; інтерпретованість лінійних систем як підкласу нелінійних, що дозволяє використовувати добре розроблені часові та спектральні методи під час досліджень нелінійних процесів у ПП [19]; можливість ідентифікації [103].

Тому, обґрунтовано можна стверджувати, що функціональний метод є одним із найбільш зручних теоретичних методів для дослідження нелінійних процесів у ІТС [20, 21, 45, 80].

У процесі практичного використання функціонального методу центральною й найбільш складною задачею є визначення ядер Вольєрра (НПФ), котрі повністю й однозначно описують властивості нелінійного РП, що досліджується й не залежать від виду вхідних впливів [103, 108]. Тому методи визначення ядер Вольєрра складають теоретичні основи функціонального методу [80, 103, 107, 109]. У зв'язку із цим, необхідно розглянути відомі на даний час методи визначення ядер Вольєрра і вибрати найбільш придатний для дослідження нелінійних процесів у ІТС.

Однак, відомий математичний апарат має обмежені можливості для розробки жорстких обґрунтованих вимог до характеристик ІТС. Це пояснюється ускладненнями, пов'язаними із оцінкою впливу нелінійних динамічних процесів на стійкість і пропускну спроможність НВЧ і ВВЧ сигналів, за допомогою традиційних наукових положень [105].

Метод прямого розкладання, заснований на підстановці ряду Вольєрра (1.29) або (1.30) у рівняння, що описує РП, котре досліджується подальшим порівнянням членів, що мають подібний вхідний сигнал [80, 103-105]. Даний метод може бути використаний як у часовій, так і в комплексній області та дозволяє визначати ядра Вольєрра досить високого порядку для вельми складних РП. Однак застосування методу прямого розкладання супроводжується складними й громіздкими викладками (особливо в часовій області), котрі не мають рекурентного



характеру та істотно обмежують область практичного застосування даного методу [29, 61, 110, 111].

Під час визначення НПФ для порівняння простих РП відчутний вигравш, у порівнянні з методом прямого розкладання, дає застосування методу гармонійного випробувального сигналу [102, 114-118]. У зв'язку із цим, НПФ  $n$ -го порядку визначається як коефіцієнт при  $\exp[j2\pi(f_1 + f_n)]$  із розкладання вихідного сигналу РП у ряд Фур'є. Однак, у міру наростання складності РП, що досліджуються та порядку визначених НПФ, даний метод значною мірою втрачає свої переваги [80, 104, 105].

Останнім часом розроблено ряд загальних алгоритмів визначення ядер Вольтерра систем, котрі описуються в формі рівнянь стану [104, 105]. Однак ці методи можуть бути використані тільки в часовій області, що не

зручно для фахівців ІТС, крім того, дуже ускладнює практичне застосування [45].

Метод "нелінійних струмів", що застосовується до РП, описується диференціальними рівняннями вигляду [103-105]

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

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

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

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

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

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

Метод "нелінійних струмів" зручний для використання в часовій і частотній області, а також дозволяє зручно, для реалізації на ЕОМ, рекурентним способом визначати НПФ для складних РП. Зазначена

обставина дає підставу стверджувати, що метод "нелінійних струмів" є одним із найбільш зручних і ефективних для РП [19, 21].

Однак метод "нелінійних струмів" можна застосовувати лише по відношенню до досить вузького класу одномірних РП, котрі описуються рівняннями вигляду (1.31), тобто пристрої радіотехнічного призначення на нелінійні елементи котрих надходить вихідний сигнал даного РП [19, 21]. Разом із тим ІТС містять багатомірні РП (перетворювачі частоти, когерентні детектори), а також такі РП і (або) їх сполучення, котрі не можуть бути описані виразом (1.31). Зокрема, це обмежує можливості точного аналізу багатокаскадних ПП із частотно залежними і, у загальному випадку, різними АХ їх каскадів [45]. Загальним недоліком відомих методів визначення НПФ є їх недостатня конструктивність [80]. Під цим розуміють досить обмежені можливості застосування даних методів для визначення науково обґрунтованих вимог до лінійності характеристик ПП і його каскадів, а також для синтезу ПП із заданою шириною лінійного динамічного діапазону [104, 105]. Зазначені задачі можуть бути ефективно розв'язані шляхом обернення нелінійного оператора, котрий описує роботу ПП або його каскаду [19, 61, 114-116]. Необхідно підкреслити, що знаходження ядер Вольтерра оберненого нелінійного оператора відовими методами дуже важко реалізується і пов'язане з трудомісткими викладками [67]. При цьому не завжди вдається отримати кінцеві результати у зручному вигляді для подальшого використання.

Крім того, відомі на сьогодні методи знаходження НПФ РП, як правило, засновані на розв'язанні складних матричних рівнянь [67]. Тому, дані методи не мають наочності представлення РП, що досліджуються й практично не використовують значний обсяг інформації, котрий міститься в топологічних (структурних) властивостях піддослідних РП. Це істотно ускладнює знаходження оптимальних варіантів побудови й підключення схем пригнічення нелінійних спотворень у ПП та обмежує можливості аналізу, на різних рівнях, деталізації РЛЗ. Також значною мірою ускладнюються дослідження під час зміни умов завдання, оскільки кожен раз необхідно практично заново проводити всі викладки і міркування.

Необхідність розв'язання часто досить громіздких матричних рівнянь [117] і, особливо, обернення матриць високого порядку зумовлює значну складність знаходження НПФ відовими методами [19, 80, 103-105]. Зазначена обставина призводить до обмеження області практичного використання функціонального методу. Слід відзначити також той факт, що функціональний метод розроблений і застосовувався, в основному, для схемотехнічного аналізу нелінійних РП, що має на меті визначення характеристик вихідного сигналу цього РП на заданий вхідний вплив. Однак, для вирішення поставленої в даній роботі проблеми необхідно оцінювати вплив нелінійності АХ ПП безпосередньо на показники якості ІТС.

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

Подолання описаних ускладнень можливе завдяки урахуванню специфічних властивостей траєкторій КА, зокрема певної детермінованості. Однак, як відомо із [33], траєкторії КА аеродинамічного типу відрізняються досить слабкою детермінованістю, особливо під час пуску. Причиною подібної властивості є саме рух КА, обумовлений силою тяги та опором атмосфери, зокрема на іоносферній ділянці руху. Наслідком зазначеної причини є породження великого розмаїття можливих траєкторій руху КА під час виведення його на орбіту.

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

Збільшення потужності сигналів можливе за рахунок використання на вході ПП направлених антен. Оскільки збільшення спрямованості за інших рівних умов досягається за рахунок збільшення габаритів антен, прагнуть до підвищення спрямованості АС. Підвищення спрямованості цих АС ускладнює пошук і супроводження цілі за кутовими координатами. При цьому робляться всі необхідні заходи щодо зниження рівня завад у радіоканалах [62, 63], зокрема для НВЧ і ВВЧ каналів, котрі характеризуються частотно-селективними завмираннями на іоносферній ділянці поширення радіохвиль. Завадостійкість ІТС, котрі працюють у вказаних діапазонах, суттєво знижується за рахунок нелінійних інерційних процесів.

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

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

## **1.4. Дослідження впливу середовища розповсюдження радіохвиль на показники якості ІТС**

### **1.4.1. Аналіз характеристик середовища розповсюдження радіохвиль**

Для РП, котрі мають пристрій передачі та пристрій прийому радіосигналів, проміжною ланкою є середовище, у якому поширюються радіохвилі. Під час поширення радіохвиль у природних трасах, середовище розповсюдження електромагнітних коливань є тією ланкою радіосистеми, котра практично не піддається управлінню [118]. Найбільш вагомими нелінійними недетермінованими характеристиками, з точки зору впливу на показники якості функціонування ІТС, має трансіоносферна ділянка розповсюдження радіохвиль [118]. При цьому виникають збої радіообміну в діапазонах частот у межах від 3 до 30 ГГц ("Земля - Космос" та "Космос - Земля") [119]. Зазначена ділянка являє собою суміш газів нейтральних атомів і молекул (здебільшого кисню  $O_2$  і азоту  $N_2$ ) у поєднанні з квазінейтральною плазмою [120].

Іоносфера Землі починається на висотах 50 – 90 км у денний та нічний час, відповідно, і продовжується на висоту 120 – 200 км, минаючи лінію Кармана. Іоносфера утворюється в результаті іонізації атмосфери електромагнітним випромінюванням і корпускулами сонячного та космічного походження [121].

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

У нижній іоносфері (50 – 100 км) спостерігається висока концентрація нейтральних частинок  $10^{16} - 10^{13}$  см та мала довжина вільного пробігу електронів і велика частота їх зіткнень ( $10^7 - 10^5$  с<sup>-1</sup>) [120, 121]. Концентрація електронів  $n_e$  (КЕ) змінюється в межах  $10 - 10^5$  см<sup>-3</sup> (у день) та  $10 - 10^4$  см<sup>-3</sup> (вночі). Горизонтальні й вертикальні рухи мають характерні швидкості  $10 - 10^2$  м/с та  $1 - 10$  м/с, відповідно. Турбулентне перемішування в квазінейтральному газі призводить до утворення неоднорідностей із розмірами від 1 м до 10 км.

Середня іоносфера (100 – 300 км), в котрій домінують фотохімічні процеси, відрізняється регулярністю. На висотах 100 – 150 км електрони утримуються геомагнітним полем, а іони захоплюються нейтральними частинками. Це призводить до генерації іоносферних струмів щільністю порядку  $10^{-7} - 10^{-5}$  А/м<sup>2</sup>, а також до генерації певного класу неоднорідностей. Концентрація нейтральних частинок досягає  $10^{13} - 10^9$  см<sup>-3</sup>, а  $n_e = 10^5 - 10^6$  см<sup>-3</sup>. Вільні електрони суттєво впливають на електричні властивості іоносфери й обумовлюють можливість відбиття від іоносфери радіохвиль довше 10 м.

Зовнішня іоносфера (300 – 400 км) характеризується високою ступінню іонізації, основним джерелом котрої є електромагнітні хвилі сонячного випромінювання довжиною коротше 0,1 мкм – нижня ділянка ультрафіолетового діапазону й м'які рентгенівські промені, а також потоки заряджених частинок, що випускаються Сонцем [120, 121].

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

Концентрація в одиниці об'єму електронів та іонів по висоті іоносфери розподіляється нерівномірно, тому іоносферу умовно поділяють на області D, E і F, які не мають чітко визначених меж, відповідно до [121, 123] рис. 1.7.

У іоносфері, згідно з [121], прийнято розрізняти такі області:

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

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

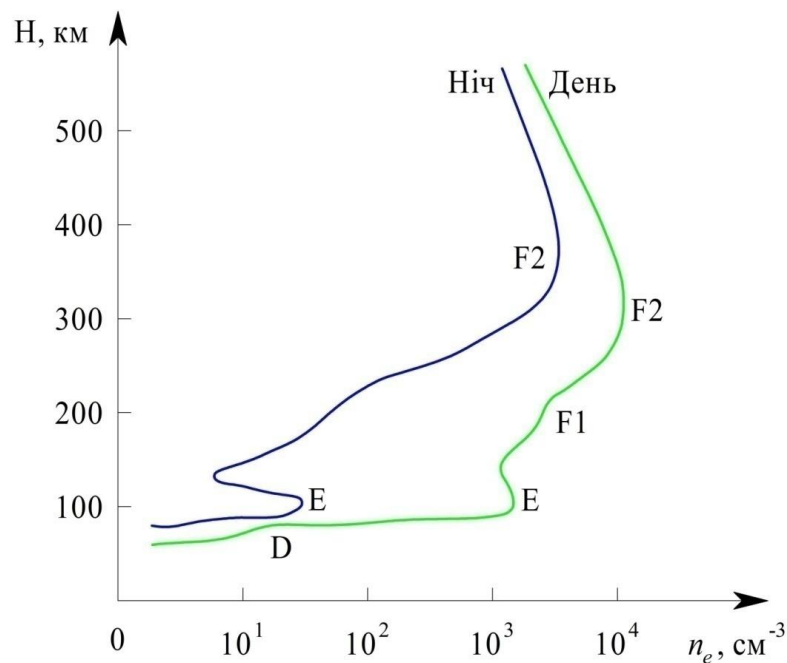


Рис. 1.7 Залежність щільності плазми від висоти над поверхнею Землі

У цій області відбувається зростання KE у денний час, а в нічний – KE різко зменшується (див. рис. 1.7). Оскільки в цій області висока

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

Дослідження свідчать, що наведена структура, морфологія й фізичні процеси справедливі лише для стану спокійної іоносфери [121-124].

#### **1.4.2. Аналітичний огляд факторів збурень середовища розповсюдження радіохвиль**

Збуреннями є будь-які відхилення параметрів середовища розповсюдження радіохвиль від їх спокійного стану, котрі мають тривалість від кількох хвилин до кількох діб та мають прояв у масштабах порядку  $10 - 10^4$  км [125, 126]. Розрізняють такі типи збурень іоносфери [125, 127].

Раптові іоносферні збурення супроводжуються збільшенням іонізації в нижній іоносфері в періоди сонячних спалахів. КЕ на висотах 60 – 90 км збільшується більше ніж на порядок, а в областях E і F, згідно з рис. 1.7, збільшення становить 50 – 200% і 10 – 30%, відповідно.

Спостерігається ефект поглинання радіохвиль у полярній шапці, пов'язаний із вторгненням космічних променів (протонів із енергіями  $10 - 10^2$  MeV), які випромінюються під час спалахів на Сонці. При цьому,  $n_e$  збільшується на півтора – два порядки на висотах 50-70 км, на висотах 70-90 км – на порядок. Тривалість ефекту поглинання радіохвиль набагато більша, ніж тривалість інших збурень. Окрім того, ефект поглинання розвивається не тільки на денному, а й на нічному боці Землі. Тому ефект поглинання радіохвиль у полярній шапці вважають найбільш значним збуренням у високоширотній нижній іоносфері [121].

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

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

Іоносферні збурення, котрі переміщуються [127-129], викликають варіації частоти і висоти. Величина квазіперіода складає від 15 хв до 3 год.

Розрізняють іоносферні збурення, котрі переміщуються, за такими показниками:

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

Зазначені збурення рухаються від високих до низьких широт, що свідчить про зміну фронту поширення хвилі [129].

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

Відбиття радіохвиль, котрі були надіслані з поверхні Землі на іоносферу, відбувається не на кордоні повітря – іонізований газ, а саме в товщі іонізованого газу.

Слід зазначити, що відбиття радіосигналу може відбуватись лише в тій області іоносфери, де діелектрична проникність зменшується, а електронна щільність зростає.

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

Сонячний вітер, в основному, складається з електронів, протонів й альфа-частинок [120, 121]. Дослідження показали, що сонячний вітер структурований і має спокійний і збурений стан.

Спокійні потоки поділяють на два класи: повільні (300-500 км/с) і швидкі (500-800 км/с).

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

Входження в щільні шари атмосфери метеоритів із швидкостями 10-75 км/с є джерелом збурень іоносфери, при цьому утворюються потужні метеорні сліди з KE  $10^{11} - 10^{12} \text{ см}^{-3}$ . Вони витягнуті уздовж траєкторії руху метеорита та генерують збурюючі хвилі тривалістю в кілька секунд (висоти 80-120 км).

Утворення блискавок у нижній іоносфері також призводить до підсилення неоднорідностей.

Усі зазначені фізичні явища впливають на поширення радіохвиль різних частотних діапазонів. Ефекти збурень в іоносфері, разом із збуреннями неоднорідної структури, мають глобальний характер.

Тому, в іоносферному каналі зв'язку спостерігається зростання потужності  $P_{PC}$  розсіяних сигналів, а також істотне збільшення потужності  $P_{ШРВ}$  шумового радіовипромінювання  $P_{ШРВ}$ .

Зростання  $P_{ШРВ}$  та  $P_{PC}$  характеризуються збільшенням КЕ в іоносфері на 10-100%, що призводить до підсилення флуктуації.

Розподіл КЕ за висотою  $H$  у природній (незбуреній) іоносфері, як показано на рис. 1.8, можна охарактеризувати сукупністю деякого регулярного середнього значення  $n_{\text{анод}}(H)$  і випадковими відхиленнями КЕ в просторі  $\Delta n_e(x, y, z) = \Delta n_e(\rho, H)$ , щодо цього середнього  $n_e = n_{\text{ср}}(H) + \Delta n_e(\rho, H)$ .

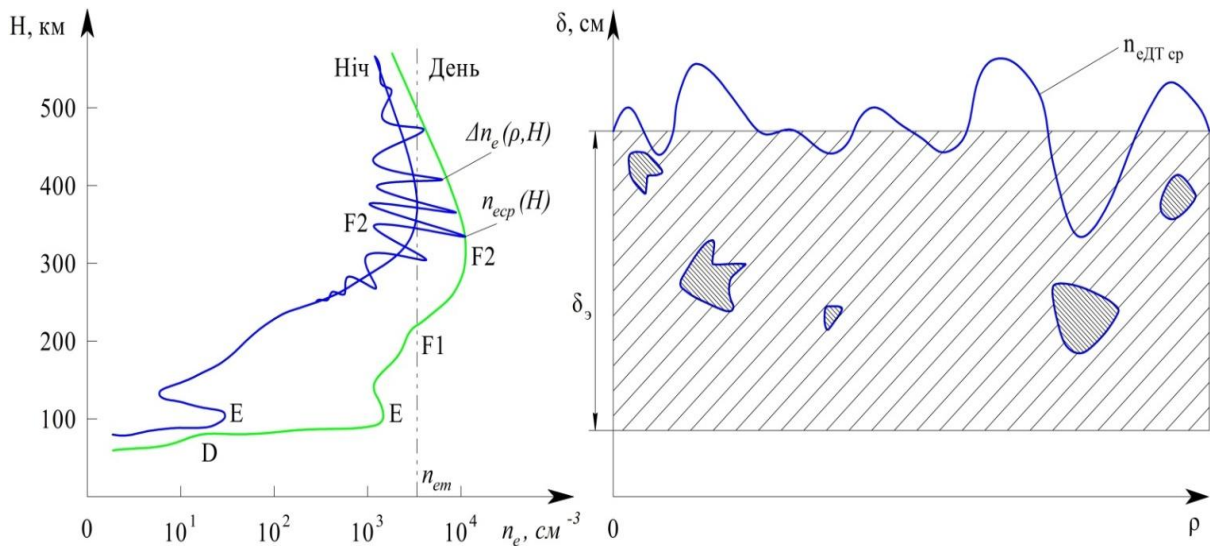


Рис. 1.8 Розподіл КЕ у незбудженій іоносфері (а) та комплексна модель розподілу КЕ (б)

Детерміновану частину розподілу КЕ характеризує інтегральне середнє [130-132]

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

де  $\delta_e$  – еквівалентна товщина іоносфери;



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

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

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

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

Вплив на іоносферне середовище розповсюдження радіохвиль збурюючих факторів викликає зростання як середньої інтегральної  $n_{e\text{ ДГ ср}}$ , так і флуктуаційної складової  $\Delta n_e(\rho)$  [131, 133]. Вважаємо, що збільшення  $\Delta n_e(\rho)$  відбувається пропорційно зростанню  $n_{e\text{ ДГ ср}}$ , це обумовлено збільшенням  $n_e$ .

Проведемо аналіз впливу перших двох чинників трансіоносферного розповсюдження радіохвиль на якість функціонування ІТС.

Завадостійкість  $P_{ІТС}$  будь-якого оптимального радіоприймача оцінюється за допомогою залежності  $P_{ІТС} = \psi(h_0^2)$ , де  $h_0^2$  – вхідне відношення, котре відповідає відношенню потужностей сигналу й завади на виході приймача [131, 134]  $h_0^2 = (P_C / P_T)_{\text{вих}}$ .

Вплив поглинання радіохвиль в іоносфері і їх рефракція призводять до зростання  $P_{ІТС}$  унаслідок зменшення вхідного відношення  $h_0^2$ , у порівнянні з ідеалізованим розповсюдженням  $h^2 = \eta_{\text{ногл}} \cdot \eta_{\text{реф}} \cdot h_0^2$ , де  $\eta_{\text{ногл}}$  – коефіцієнт енергетичних втрат, обумовлений поглинанням радіохвиль в іоносфері, котрий завжди менший від одиниці;  $\eta_{\text{реф}}$  – коефіцієнт енергетичних втрат, обумовлений неточністю наведення антен через іоносферну рефракцію радіохвиль ( $\eta_{\text{реф}} < 1$ ).

Для зазначених коефіцієнтів втрат характерні залежності вигляду  $\eta_{\text{ногл}} \cdot \eta_{\text{реф}} \sim n_{e\text{ ДГ ср}}$ . Однак, величина  $\eta_{\text{реф}}$  суттєво залежить від кута та місця радіотрас. Однак,  $\eta_{\text{реф}} = 0$ , коли кут розповсюдження радіохвиль становить  $90^\circ$ .

Загальні закономірності впливу послаблюючого й рефракційного факторів трансіоносферного розповсюдження радіохвиль на якість функціонування ІТС полягають у збільшенні інтегральної середньої КЕ іоносфери й зменшенні несучої частоти переданих сигналів  $f_0$ , що у свою

чергу викликає зменшення відношення сигнал/шум на вході ПП та зростання  $P_{ПС}$ .

Коли монохроматична хвиля, котра падає на іоносферний шар, є пласкою й спрямована за нормаллю до нього, то амплітудний фронт хвилі на виході даного шару (у площині  $\delta_e$ ) практично не змінюється. Фазовий фронт зазначеної хвилі на виході іоносферного шару може змінюватися, що пояснюється його залежністю від величини відносної діелектричної проникності іоносфери  $\varepsilon(\rho, \delta)$  [54, 133-135]

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

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

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

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

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

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

$$\bar{\varphi}(\delta) = -\frac{80,8}{c f_0} \cdot n_{\text{еср}}(\delta) = -\frac{80,8}{c f_0} \delta_e \cdot n_e;$$

$$\Delta\varphi(\rho, \delta) = -\frac{80,8}{c f_0} \cdot \Delta n_e(\rho).$$

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

Оскільки внесок у зазначені флуктуації роблять безліч неоднорідностей КЕ уздовж лінії візування, то, згідно з центральною граничною теоремою, вони підкоряються нормальному закону розподілу ймовірностей [131, 136, 137].

Побудувати моделі трансіоносферних каналів передачі сигналів можна визначивши аналітичну залежність прийнятого сигналу  $S_p(t)$  від переданого  $S_\tau(t)$  та передавальні характеристики каналів передачі радіосигналів, а також встановити їх статистичні параметри згідно з [7, 138, 139].

Переданий монохроматичний сигнал описується таким співвідношенням

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

де  $P_\tau$  – потужність переданого сигналу, Вт.

Опис переданого сигналу  $S_\tau(t)$  за допомогою перетворення Фур'є здійснюється у такий спосіб: беруть позитивний знак при  $\exp^{j\omega_0 t}$  з просторовим множником  $\exp^{jk\rho} = \exp^{-j\varphi[\rho, \delta]}$  [25, 131, 140] та представляють фазовий фронт монохроматичної хвилі на виході іоносферного шару сукупністю його елементарних ділянок  $\varphi(\rho, \delta) = \sum_{i=1}^n \varphi(\rho_i)$  й ототожнюючи сигнал на вході приймача з полем

електромагнітної хвилі в точці прийому, його комплексну амплітуду записують так

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

Вираз (1.39) можна записати співвідношенням

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

де  $F_0$  – множник ослаблення радіохвиль у вільному просторі.

Формулу (1.40) можна представити у вигляді

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

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

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

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

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

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

Сигнал, котрий приймається, описується співвідношенням [131]

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

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

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

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

Модуль  $b$  [25, 140] характеризується дисперсією  $|\bar{b}|^2 = \alpha^2 + 2\sigma_b^2$ , де  $\alpha^2$ ,  $2\sigma_b^2$  – потужності регулярної та флуктуаційної складових коефіцієнта передачі каналу зв'язку, відповідно.

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

Визначення середньої потужності прийнятого сигналу за каналами зв'язку з розсіюванням, дає можливість оцінити  $P_{ІТС}$  [4], однак оцінка завадостійкості прийому проводиться для випадку передачі модульованих сигналів, а не монохроматичних. Тому, користуючись аналогічним підходом, проаналізуємо випадок трансіоносферного поширення модульованої хвилі. Остання характеризується наявністю огинаючого й високочастотного заповнення ( $f_0$ ) і має кінцеву ширину спектра частот ( $\Delta f_0$ ).

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

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

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

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

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

залежить від різниці частот  $\omega - \omega_0 = \Omega$  і складається з двох доданків. Доданок  $\Omega\Delta\tau(\rho_i)$  відображає факт того, що хвильовий фронт кожної частотної складової на вході іоносфери випадковим чином змінюється в часі. Унаслідок цього, окремі ділянки хвильового фронту  $\Delta\tau(\rho_i)$  кожної частотної складової спектру будуть приходити в точку прийому, маючи різні значення відносного часу запізнювання  $\Delta\tau_i$ . У результаті їх інтерференції, спектр сигналу буде схильний до ЧСЗ. Тому, другий член ряду відображає властивості розсіювання іоносферних неоднорідностей, котрі викликають ЧСЗ прийнятих сигналів.

Третій член ряду складається з двох доданків

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

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

$$\frac{1}{2} \varphi''(\omega_0, \rho, \delta_e)(\omega - \omega_0)^2 \approx \frac{40,4(2\pi)^2}{\omega_0^3 \cdot c} (\omega - \omega_0)^2 n_{e \text{ ДТ ср}}.$$

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

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

Встановлено, що  $\overline{\Delta n_e^2} / \overline{\Delta n_{e0}^2} < 10$  (індекс «0» відноситься до незбурених параметрів), однак просторовий спектр  $n_e$  до сьогодні досліджено недостатньо [141]; в областях E і F генеруються іоносферні збурення, що переміщуються з періодами від 5 до 20 хв.

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

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

де  $\Delta f_0$  – несуча частота сигналу радіозв'язку;

$\Delta f_k$  – смуга когерентності іоносферних каналів зв'язку.

Виконання зазначеної умови виникнення ЧСЗ, згідно з роботою [142], призводить до випадкових флуктуацій до яких будуть схильні не тільки амплітуди і фази прийнятого сигналу, але й форма його огинаючої. Це обумовлює енергетичні втрати під час обробки радіосигналів, котра пов'язана із неузгодженістю форми переданого сигналу з опорним сигналом приймача. Тому, відбувається додаткове зниження завадостійкості ІТС.

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

Прогнозування завадостійкості некогерентного прийому сигналів радіозв'язку з розширеним спектром (залежності ймовірності похибки –  $P_{ПС}$  від відношення середньої енергії сигналу на вході приймача до спектральної щільності флуктуаційних перешкод) у ПП при різних співвідношеннях між  $\Delta f_k$  і  $\Delta f_0$ , наведені на рис. 1.9. Детальний аналіз наведених кривих дозволяє стверджувати, що енергетичний потенціал існуючих радіоліній може виявитися недостатнім для отримання необхідного значення ( $P_\tau \sim 10^{-5}$ ) в умовах збурень.

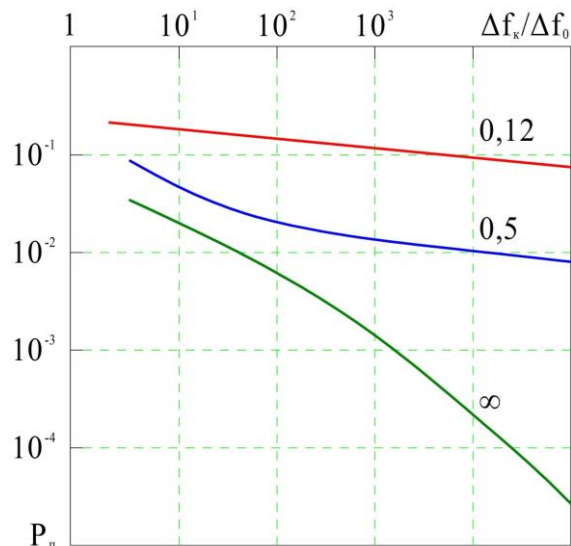


Рис. 1.9 Прогнозування завадостійкості когерентного прийому сигналів із антенними пристроями

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

Під час руху КА з надзвуковою швидкістю, у безпосередній близькості до лінії Кармана, у щільних шарах атмосфери утворюється плазмова оболонка, котра негативно впливає на поширення радіосигналів. На якість зв'язку мають суттєвий вплив процеси амбіполярної дифузії й дрейфового перенесення елементарних частинок. Зазначений вплив визначається тим, що електромагнітна хвиля приводить у рух вільні електрони, концентрація їх у просторі змінюється, викликаючи різноманітність форм траєкторій радіохвиль. Їх інтерференція призводить до спотворень й ослаблення радіосигналу, як наслідок, радіохвиля, відбивається від іоносферної плазми [135].

Для вирішення поточних практичних завдань необхідно забезпечити безперервний зв'язок із носієм ІТС – КА.

Оскільки плазмова оболонка утворює радіонепроникне середовище навколо корпусу КА, завдяки іонізації елементарних частинок атмосферного повітря [143, 144], то вирішення зазначених завдань надзвичайно ускладнюється.

Іоносферна плазмова плівка навколо КА має значну КЕ, котра може змінюватися від  $10^7$  до  $10^{16} \text{ см}^{-3}$  у залежності від швидкості й висоти руху [145-147]. Дана обставина призводить до перешкоджання поширенню радіохвиль у просторі, частково їх поглинаючи і відбиваючи від своєї поверхні.

Оскільки концентрація молекул на висоті 120 км мала, ця висота розглядатися не буде. З урахуванням рис. 1.10, можна зробити висновок,

що значення  $n_e$  плазми навколо носія ІТС залежить від швидкості та висоти руху.

Для порівняння величин плазмової частоти  $\omega_0$ , що вимірювалася в роботі [140], з величинами частот електромагнітних хвиль  $\Omega$ , котрі падають на плазму, необхідно перевести плазмову частоту в Гц ( $f_p = \frac{\omega_0}{2\pi}$ , де  $f_p$  – плазмова частота, Гц).

Таким чином, можна зробити висновки про можливість поширення радіохвиль через плазму, згідно з [38]. Якщо  $\Omega < f_p$ , то радіосигнал не може поширюватися в даній плазмі. Якщо  $\Omega > f_p$ , то існує можливість поширення радіохвилі через плазму.

Однак, визначення величини  $n_e$  і  $\omega_0$  при різних значеннях швидкості руху КА –  $V$  та висотах знаходження КА –  $H$ , досить складно математично описати, унаслідок зміни швидкості руху в залежності від щільності плазми.

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

Товщина фронту ударної хвилі має порядок довжини вільного пробігу молекул, що дозволяє замінити фронт ударної хвилі поверхнею розриву, для зручності розрахунків, як зазначено в роботах [149, 150]. За фронтом газ утворює структуру з прошарками, але всередині шарів газ відносно однорідний, однак розігрів газу призводить до іонізації й значного підвищення електропровідності.

Основними радіофізичними характеристиками плазмового середовища є частота зіткнень електронів  $\nu_e = \frac{u_e}{\lambda}$  і плазмова частота

$$\omega_0 = \left( \frac{n_e e^2}{\varepsilon_0 m_e} \right)^{1/2}.$$

Плазмове середовище може стати радіопрозорим у наступних випадках:

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

де  $\omega_{0k}$  – критичні частоти.

Відбиття радіохвиль спостерігається за частотою нижчою критичних частот, якщо  $\omega_0 > 2\pi\nu_e$ . Поглинання радіохвилі відбувається у товщі плазмового шару  $\delta$  без відбиття, якщо  $2\pi\nu_e > \omega_0$ . У роботі [151] отримано



значення  $\omega_0$  для КА на висоті 75 км (швидкість 5,3 км/с  $n_e \approx 10^{16} \text{ см}^{-3}$ ):  $\omega_0 = 56,5 \cdot 10^9 \text{ рад/с}$ , або  $\nu_0 = 9 \text{ ГГц}$ , це свідчить про те, що перехідна частотна область досить протяжна.

Для довжини хвилі  $\lambda$  виконується умова:  $\lambda > \delta$ , де  $\delta$  – Дебаєвський радіус. Поширення радіосигналів НВЧ діапазону в іонізованому газі описується рівняннями макроскопічної електродинаміки [152, 153]. Для фазового параметра  $\beta$  та параметра згасання –  $\alpha$ , маємо частотні залежності

$$\beta^2 \frac{c^2}{\omega^2} = \frac{1}{2} \left[ \left[ \left( 1 - \frac{\omega_p^2}{\nu_e^2 + \omega^2} \right)^2 + \frac{\nu_e^2}{\omega^2} \left( \frac{\omega_p^2}{\nu_e^2 + \omega^2} \right)^{22} \right]^{1/2} + \left( 1 - \frac{\omega_p^2}{\nu_e^2 + \omega^2} \right) \right], \quad (1.47)$$

$$\alpha^2 \frac{c^2}{\omega^2} = \frac{1}{2} \left[ \left[ \left( 1 - \frac{\omega_p^2}{\nu_e^2 + \omega^2} \right)^2 + \frac{\nu_e^2}{\omega^2} \left( \frac{\omega_p^2}{\nu_e^2 + \omega^2} \right)^{22} \right]^{1/2} + \left( 1 - \frac{\omega_p^2}{\nu_e^2 + \omega^2} \right) \right]. \quad (1.48)$$

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

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

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

Оцінити зміну глибини проникнення радіохвилі в середовище можна скориставшись визначенням товщини плазми  $\delta$ , як зворотної величини від параметра згасання, згідно з [153-155]

$$\delta \frac{\omega}{c} = \left( \frac{1}{2} \left[ \left[ \left( 1 - \frac{\omega_p^2}{\nu_e^2 + \omega^2} \right)^2 + \frac{\nu_e^2}{\omega^2} \left( \frac{\omega_p^2}{\nu_e^2 + \omega^2} \right)^{22} \right]^{1/2} - \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{\omega_p^2}{\nu_e^2 + \omega^2} \right) \right] \right)^{-1/2}. \quad (1.49)$$

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

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

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

### **1.4.3 Оцінка використання сучасних методів підвищення завадостійкості ІТС**

Необхідно зазначити, що іоносферне середовище поширення радіохвиль розглядалося як "чорна скриня", згідно з [12, 33, 156]. Основна увага приділялася виключно передавальним характеристикам для вирішення конкретних прикладних завдань, наприклад, аналізу впливу середовища поширення радіохвиль на завадостійкість радіосистем, за наперед визначеною схемою оброблення радіосигналів; синтезу оптимальних, для наперед заданих умов поширення радіохвиль, схем обробки сигналів.

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

Аналіз існуючих методів впливу на іоносферну плазму показав, що на сьогодні не існує таких методів, котрі давали б якісний результат. Це пов'язано або з підвищеними масогабаритними показниками, або зі значними енергетичними витратами, або із погіршенням аеродинаміки КА [145, 151, 152, 157-160].

У роботах [157-159] пропонується спосіб передачі інформації через іоносферну плазму, котрий засновано на одночасному впливові на плазму потоком електронів, акустичною хвилею та інформаційним сигналом.

Інжекція електронного потоку в плазму супроводжується збудженням у ній поздовжніх плазмових коливань різної щільності заряду. У цьому процесі коливання відбуваються на власній плазмовій частоті  $\omega_p$  і не вимагають додаткової модуляції електронного потоку. Така модуляція, згідно з роботою [157], здійснюється автоматично й саме вона призводить

до бунчування пучка й збудження досить сильних хвиль. За наявності звукових хвиль у плазмі, відбувається взаємодія плазмових й акустичних хвиль. Як наслідок, утворюються хвилі з частотою, меншою за резонансну. Процес взаємодії вихідних хвиль й утворення нових носить вибуховий характер (нестійка модуляція) і призводить до появи каверн зі зниженою щільністю в плазмі. Такі каверни утворюються уздовж пучка електронів, а їх кількість залежить від числа напівхвиль акустичних коливань.

Відповідно до роботи [157], поперечні розміри каверн рівні довжині радіохвилі ( $\lambda = 3$  см). Час розвитку модуляційної нестійкості для плазми з  $T = 4$  еВ і концентрацією електронів  $n_e \sim 10^{15}$  см<sup>-3</sup> буде рівним  $10^{-10}$  с.

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

де  $K = \frac{2\pi}{\lambda}$  – хвильове число,  $\lambda_{\vec{a}} = \frac{V_0}{\omega_p}$ ,  $V_T$  – теплова швидкість

частини плазми, котра визначає потужність електронного пучка.

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

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

Факт появи вільних каналів в атмосферній плазмі зі зниженою щільністю (більше ніж в 10 разів, коли повна енергія потоку електронів в імпульсі  $Q_3 \sim 2$  Дж) підтверджений експериментальними даними в роботах [157, 159].

Величину напруженості електричного поля, котру необхідно створювати у хвильовому потоці радіосигналу, щоб останній пройшов через плазму, можна оцінити в такий спосіб. Зміною осциляторної швидкості  $\frac{d\tilde{V}}{dt} = -\frac{eE}{m}$ , звідки  $\tilde{V} \approx \frac{eE}{m\omega}$ . Причому  $\omega \rightarrow 0$  та  $V \rightarrow c$ .

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

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

Відповідно до (1.51), маємо:

$$E \approx \frac{c^2 m \cdot 2\pi}{e\lambda} \approx \frac{9 \cdot 10^{20} \cdot 10^{-27} \cdot 6,28}{5 \cdot 10^{-10} \cdot 10} \approx 10^5 \text{ В/см.}$$

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

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

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

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

У роботах [156, 161] встановлено, що статистичні характеристики фронту радіохвилі визначають параметри характеристик ПП, це дозволяє встановити взаємозв'язок фізичних параметрів іоносфери з частотними параметрами радіосигналів РП.

Вплив таких факторів [156, 162] як поглинання енергії радіохвиль; зміна напрямку їх поширення (рефракція); розсіювання радіохвиль на неоднорідностях іоносфери; відмінність фазової та групової швидкостей поширення через іоносферу різних частотних складових випромінюваної хвилі,

обумовлених дисперсійними властивостями іоносфери, проявляється в зміні параметрів електромагнітних хвиль у точці прийому. Вони відповідають зміні параметрів сигналу, котрий приймається на вході схем обробки ПП [163]. Внаслідок чого завадостійкість прийому сигналів буде погіршуватися.

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

якості функціонування ІТС в умовах збурень середовища розповсюдження радіохвиль [145].

У результаті проведеного аналізу, виявлені властивості іоносферного середовища, котрі суттєво впливають на радіозв'язок.

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

### **1.5. Формулювання наукової проблеми та постановка завдань досліджень**

На основі проведеного аналізу літературних джерел та результатів досліджень нелінійних ПП у підрозділах 1.1-1.4, можна зробити висновок, що науково-методичний апарат, котрий традиційно використовується в процесі проектування ІТС, має низку недоліків.

Так особливе значення має урахування нелінійних спотворень у радіопристроях і розробка ефективних методів боротьби з ними для вдосконалення ІТС різного призначення. Зокрема, зменшення рівня інтермодуляційних спотворень у ПП усього на 1 дБ дозволить понизити мінімальний поріг упевненого прийому з декількох мВ до одиниць мкВ, що еквівалентно збільшенню дальності впевненого прийому короткохвильовою ІТС зв'язку більш ніж на 1000 км [43, 52].

Виходячи із зазначеного видно, що теоретичне обґрунтування, розроблення та створення ПП із широким динамічним діапазоном є однією з актуальних та найважливіших науково-технічних проблем сучасної радіотехніки [16, 51]. Однак, по відношенню до застосування ІТС, складність даної проблеми суттєво зростає внаслідок ряду специфічних особливостей їх ПП, основні з яких полягають у наступному:

1. Використання ІТС передбачає їх функціонування в умовах РЕП, що супроводжується суттєвим збільшенням ненавмисних завад [18]. Це пояснюється ввімкненням значної кількості ІТС, недотриманням прийнятих у даний час регламентів й обмежень на роботу ІТС, а також потужними електромагнітними сигналами [58]. Виходячи із цього, очікуваний динамічний діапазон завад у ряді випадків може досягати 120-140 дБ і більше [25, 32, 71, 96]. Але і в цьому електромагнітному оточенні ІТС параметри радіолокаційних сигналів, амплітуда яких може змінюватись за апріорно невідомим законом у динамічному діапазоні, котрий складає 40-60 дБ, повинні бути виміряні з високою точністю.

Радіолокаційні сигнали, що впливають на вхід РЛП ІТС, являють собою, як правило, нестационарні в часі групові радіосигнали зі значним перепадом за рівнем їх одночасно діючих складових [91]. При цьому, корисну інформацію про радіолокаційний контраст території котра досліджується, несуть як слабкі, так і відносно великі за рівнем складові групового радіолокаційного сигналу. Оскільки ширина лінійного динамічного діапазону відомих ІТС, як правило, не перевищує 40-50 дБ [17], є досить велика ймовірність порушення нормальної роботи ІТС. В умовах РЕП дана ймовірність у ряді випадків може досягати величини 0,58-0,67 [12]. Це обумовлює актуальність розширення динамічного діапазону ІТС.

2. Проектний термін експлуатації ІТС складає 15-25 років [35]. Однак на сьогодні немає достатнього обсягу фактичних даних про всі можливі перспективи розвитку засобів РЕП [18]. Тому, ускладненим є точне й достовірне передбачення параметрів зовнішнього ЕМО [7, 18, 118, 138]. Це означає, що для уникнення передчасного морального старіння перспективних ІТС та тих що розробляються, необхідно створювати певний запас за їх завадостійкістю і в першу чергу – за шириною лінійного динамічного діапазону ПП даних ІТС.

3. Для забезпечення високої розрізнявальної здатності ІТС за дальністю, необхідно забезпечити широку смугу пропускання за виходом [6], що призводить до підвищення рівня нелінійних спотворень унаслідок взаємодій між складовими радіолокаційних сигналів і завад [16, 17]. Крім того, через особливості властивостей відбивання земної поверхні, умов поширення радіохвиль і використання високошвидкісних носіїв, ІТС реалізуються, як правило, у сантиметровому або міліметровому діапазонах [7, 89, 118, 138]. Прагнення до скорочення довжини хвилі (використання сантиметрового 1-10 см (надвисокочастотного НВЧ – 3-30 ГГц) та міліметрового 1-10 мм (вкрай високочастотного ВВЧ – 30-300 ГГц) діапазонів [33, 70]) пов'язано із збільшенням пропускну здатності та підвищенням точності радіонавігації. Разом із тим, підвищення діапазонів частот ІТС дозволяє істотно зменшити масогабаритні показники ІТС. Однак, унаслідок значних технічних ускладнень апаратурної реалізації високочастотних НВЧ фільтрів [16, 58, 79, 96], це призводить до ще більшого розширення смуги пропускання вхідних каскадів РПП у порівнянні з наявною досить широкою смугою пропускання за виходом ПП. Це істотно підвищує ймовірність позасмугового нелінійного впливу завад на ІТС. З огляду на те, що ширина смуги пропускання вхідних РП часто на один-два порядки перевищує ширину смуги пропускання за виходом ПП, ймовірність позасмугового нелінійного впливу завад може значно перевищувати ймовірність прямого проходження завад на вихід ІТС [13]. Слід зазначити, що остання ймовірність може бути дуже ефективно знижена, наприклад, шляхом зміни несучої частоти ІТС від імпульсу до імпульсу за випадковим законом [20]. Однак даний метод не

дозволяє помітно зменшити позасмугові нелінійні спотворення, що також обумовлює підвищення важливості задачі розширення лінійного динамічного діапазону РПП ІТС.

4. ІТС функціонують, як правило, за досить малих рівнів радіолокаційних сигналів (близько  $10^{-20}$ - $10^{-22}$  Вт/Гц), що обумовлює вимогу високої чутливості їх РПП [16]. Але вимоги високої чутливості й широкого лінійного динамічного діапазону РПП суперечать одна одній. У той же час чутливість ПП однозначно визначається умовами функціонування ІТС (висотою польоту носія, дальністю до цілі, потужністю радіопередавача й властивостями відбивання земної поверхні) [51, 138]. З урахуванням того, що рівні завад на вході ІТС мають певні абсолютні значення, можна зробити висновок про те, що розширення динамічного діапазону їх ПП доцільно здійснювати, у першу чергу, шляхом підвищення його верхньої межі, тобто на основі зниження рівня нелінійних спотворень у ПП [22, 80].

5. Високоточні ІТС часто є когерентними ІТС [16, 51], що використовують корисну інформацію, котра міститься як в амплітуді, так і в фазі радіолокаційних сигналів. Тому дані ІТС дуже чутливі і до амплітудних і до фазових нелінійних спотворень, включаючи АФК, котра властива нелінійним РП. Окрім того, у когерентних ІТС нелінійні спотворення зберігають досить високий рівень на значній відстані вздовж лінії шляху КА. У зв'язку із цим, для підвищення показників якості ІТС необхідно розширювати лінійний динамічний діапазон їх ПП.

Однак, можливості відомої сучасної радіоелементної бази й реальні перспективи її розвитку на найближче майбутнє значною мірою обмежують практичні можливості створення малогабаритних НВЧ широкопasmових високочутливих РП із великим лінійним динамічним діапазоном [24]. Тому, особливого значення набувають так звані схемні способи розширення динамічного діапазону ПП, практична реалізація котрих принципово можлива на основі відомої радіоелементної бази.

У зв'язку із цим, проведений аналітичний огляд відомих на сьогодні теоретичних методів дослідження нелінійних ІТС [20, 45], який показав, що із точки зору можливостей проведення конструктивного аналізу впливу нелінійності АХ складних ПП на показники якості ІТС і синтезу нелінійних адаптивних компенсаторів з метою розширення лінійного динамічного діапазону ПП, одним із найбільш зручних, у принциповому плані, є функціональний метод. Однак, даний метод розроблений і застосовувався, в основному, лише для вирішення задач схмотехнічного типу, пов'язаних з визначенням характеристик вихідного сигналу нелінійних РП за наявності впливу на їх вхід деяких заданих сигналів [103, 107, 108]. Область практичного використання функціонального методу істотно обмежена досить високою складністю відомих алгоритмів знаходження ядер Вольтерра РП – центральної і найбільш важливої задачі, котра виникає у процесі

використання даного методу. Це зумовлено тим, що визначення ядер Вольтерра РП зводиться, як правило, до розв'язання громіздких матричних рівнянь високого порядку, унаслідок чого функціональний метод реально може бути використаний для досліджень лише вузького класу порівняно простих і, як правило, одномірних РП. Функціональний метод недостатньою мірою придатний для конструктивних досліджень, що пояснюється, у першу чергу, суттєвими труднощами наочного представлення ПП, що досліджуються [21, 45, 103], а також значними ускладненнями обернення нелінійних операторів, котрі описують РП, що піддаються аналізу [80]. Тому суттєво ускладнені прямі і зворотні переходи до дослідження на різних рівнях деталізації ПП, аналіз у процесі зміни умов завдання і, отже, пошук оптимальних варіантів побудови й підключення нелінійних адаптивних компенсаторів [16, 104].

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

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

### **Висновки за розділом**

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

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

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

3. Можливості безпосередньої побудови ПП із широким лінійним динамічним діапазоном на даний час суттєво обмежені практично досяжними характеристиками відомої радіоелементної бази і реальними перспективами її удосконалення на найближче майбутнє. Звідси випливає, що основну увагу слід приділити розробленню методів розширення



динамічного діапазону ПП, апаратурна реалізація котрих можлива на основі сучасної радіоелементної бази.

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

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

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

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

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

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

## РОЗДІЛ 2

### ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ НЕЛІНІЙНИХ ПРОЦЕСІВ НА ПОКАЗНИКИ ЯКОСТІ ІНФОРМАЦІЙНО-ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ

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

Проведемо конструктивний аналіз впливу обмеженості динамічного діапазону ПП унаслідок нелінійності його АХ на якість функціонування ІТС в умовах РЕП. Однієї із перших задач, що виникають у зв'язку із цим, є подальший розвиток теоретичних основ функціонального методу й розширення сфери його практичного застосування. З цією метою узагальнимо метод визначення за допомогою нелінійних струмів [2, 20, 132] на більш широкий клас багатомірних РП, як один із найбільш конструктивних методів для ІТС. Необхідно зазначити, що термін "нелінійний струм" був уведений для рівняння вигляду (1.32), причому розмірність електричного струму й "нелінійних струмів" збігалася [2, 20]. З огляду на те, що в загальному випадку ця умова не виконується, а також для того, щоб підкреслити, що розглядається більш широкий клас РП, уведемо новий термін – "нелінійні вхідні сигнали", котрий є узагальненням поняття "нелінійних струмів" [26, 64, 96, 164]. При цьому, розмірність нелінійних вхідних сигналів визначається з конкретних умов задачі [64, 165].

Визначимо "нелінійні вхідні сигнали" для багатомірних РП, котрі можна описати диференціальним рівнянням вигляду [2, 64, 164]:

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

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

Тут і далі для скорочення запису опускаємо залежність сигналу й величин від часу (комплексних змінних). Для наочності покладемо  $k = 2$ , а потім поширимо отриманий результат на більш загальний випадок.

Розклавши  $y$  у подвійний ряд Вольтерра  $y = \sum_{m,r=0}^{\infty} y_{m,r}$  підставимо в формулу (2.1).

Прирівнявши члени, що містять  $x_{(1)}$  ( $x_{(2)}$ ) в однаковому степені, отримаємо такі вирази для нелінійних вхідних сигналів другого і третього порядків [2, 165]

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

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

Використовуючи аналогічні міркування для загального випадку  $k$  вхідних сигналів, після відповідних перетворень, формули для нелінійних вхідних сигналів можуть бути отримані в наступному вигляді [64, 165]:

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

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

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

Причому

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^k m'_i &= m - 1, \quad n_j - i_j \geq m'_j; \\ y_{n_1, \dots, n_k; m_1, \dots, m_k} &\left| \begin{aligned} &= g \prod_1^m y_{i_1, \dots, i_k}, \\ &m_i = n_i, \\ &\sum_{i=1}^k m_i = m_1, \end{aligned} \right. \quad (2.6) \end{aligned}$$

$$\text{де } \sum_{j=1}^k i_j = 1,$$

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

$$y_{n_1, \dots, n_k; m_1, \dots, m_k} \left| \begin{array}{l} \sum_{l=1}^k i_l = 1; \quad \sum_{l=1}^k j_l = 2; \quad \sum_{l=1}^k n_l = m, \\ = y_{n_1, \dots, n_k}, \\ \sum_{j=1}^k m_j = 1, \\ \sum_{j=1}^k n_j = n, \end{array} \right. \quad (2.8)$$

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

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

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

для  $j = 1, 2, \dots, k$ . Символ  $\prod_1^{m-2} y_{i_1, \dots, i_k}$  має аналогічне значення з тією відмінністю, що перемножуються  $(m-2)$  таких елементів, а результат множиться на  $y_{j_1, \dots, j_k}$  при  $\sum_{e=1}^k j_e = 2$ , причому в результаті повинно вийти  $y_{m_1, \dots, m_k}$ . Крім того, усі можливі варіанти такого добутку підсумовуються.

Визначимо "нелінійні вхідні сигнали" для класу одномірних РП, котрі можна описати диференціальним рівнянням наступного виду [165]

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

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

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

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

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

Із виразів (2.10) та (2.11) випливає, що нелінійні елементи за виглядом сигналу на їх вході можуть бути розділені на два класи [27, 165]. На вхід нелінійних елементів першого класу впливає сигнал  $Z_y$ , котрий являє собою, у загальному випадку, довільне нелінійне перетворення від суміші сигналів  $x$  і  $y$

(для рівняння (2.9)  $y = x + y$ ). Слід зазначити, що для елементів 1 класу вираз для нелінійних вхідних сигналів має такий вигляд [103, 164, 166]

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

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

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

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

На вхід нелінійних елементів другого класу надходить сигнал  $Z_x$ , котрий у загальному випадку, є довільним лінійним перетворенням із сигналу  $x$  (для рівняння (2.9)  $Z_x = x$ ). "Нелінійні вхідні сигнали" від елементів 2 класу визначаються наступним чином [27, 28, 103, 164-166]:

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

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

Об'єднавши вираз (2.4) із формулами (2.12), (2.14) отримаємо

рекурентні вирази для нелінійних вхідних сигналів широкого класу багатомірних нелінійних РП [167]. Для нелінійних елементів першого класу маємо [24, 28, 81, 103, 164, 166]:

$$x_{n1, \dots, nk}^1 = \sum_{m=2}^n C_m Z_{y_{n1, \dots, nk, m1, \dots, mk}}, \quad (2.15)$$

де  $Z_{y_{n1, \dots, nk, m1, \dots, mk}}$  – визначається за формулою (2.5) із заміною  $y$  на  $Z_y$ .

Для нелінійних елементів другого класу отримуємо [20, 108, 165]:

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

Припустимо, що нелінійний РП, котрий досліджується, описується системою неоднорідних рівнянь стану, котра в матричній формі запису, згідно із [21, 67, 102], має такий вигляд:

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

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

стану;

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

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

$a_{ij}, b_{ij}$  ( $i, j = 1, 2, \dots, n$ ) – в загальному випадку довільні нелінійні аналітичні оператори. Звідси передавальна функція (НПФ першого порядку) РП визначається виразом такого вигляду [21, 102, 103, 166]

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

НПФ  $n$  – го ( $n=2,3,\dots$ ) порядку знаходяться з наступної формули [20, 21]

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

У виразах (2.18), (2.19)  $[H_n]$  – матриця НПФ  $n$  – го ( $n=1,2,\dots$ ) порядку;  $[1]$  – одинична матриця.  $[F_n][x]^n = [x_n]$  – матриця нелінійних вхідних сигналів 2 –го порядку, кожен із яких записується в рядках матриці  $[F_n]$  з такими ж номерами, як і рядки матриці  $[a]$ , де знаходяться нелінійні елементи, котрі породжують дані ”нелінійні вхідні сигнали”. Зірочка (\*) означає асоційовану лінійну частину відповідної матриці, тобто лінійні елементи вихідної матриці залишаються, а на місці її нелінійних елементів розташовані тільки їх лінійні складові з розкладання характеристик даних елементів у ряд Вольтерра (Тейлора) [19, 113-116]. Необхідно зазначити, що під час визначення НПФ  $m$ –го порядку матриці  $[a^*]^{-1}$  є функцією суми  $m$  комплексних змінних [61, 103, 165]

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

Із викладеного вище випливає, що метод ”нелінійних вхідних” дозволяє досліджувати РП, котрі описуються складними нелінійними операторними рівняннями загального вигляду [52, 64, 165]. Оскільки зведені нелінійні аналітичні оператори характеризуються рівняннями такого типу [20, 22], то доцільно використовувати метод нелінійних вхідних сигналів для визначення його ядер Вольтерра.

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

Розробимо алгоритм знаходження ядер Вольтерра оберненого нелінійного оператора  $\Gamma\{Y\}$ , котрий, за визначенням, є математичною моделлю РП типу ”вихід-вхід” і може бути представлений у наступному вигляді [112-116]:

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

Так як для оператора  $\Gamma\{Y\}$  вхідним впливом є сигнал  $Y$ , а вихідним – сигнал  $X$  [114], то, підставляючи вираз (2.21) у формулу (1.30), отримаємо



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

Відповідно до методу нелінійних вхідних сигналів, із формули (2.22) можна отримати вираз для ядер Вольтерра оберненого нелінійного оператора, згідно з [24, 29, 52, 104, 112]:

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

де  $F_k^1(\cdot)$  – нелінійний вхідний сигнал першого класу [103, 164-166], котрий визначається формулами такого вигляду [24, 29, 104, 112]  $F_1^1 = 1$ ;

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

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

Відповідно до [24, 29, 104], можна показати що ядра Вольтерра оберненого нелінійного оператора, котрі були отримані за допомогою формули (2.23), повністю збігаються з відомими результатами [2, 52, 57], однак визначаються значно простішим і коротшим шляхом.

У цілому можна зробити висновок, що розробка методу нелінійних вхідних сигналів дозволяє суттєво розширити область практичного застосування функціонального методу й підвищити його можливості для проведення конструктивних досліджень [24, 52, 104, 112].

Однак, метод нелінійних вхідних сигналів, разом з іншими відомими методами визначення НПФ, не має необхідної наочності подання РП, що досліджуються [19, 24, 45, 103, 164]. Окрім того, застосування даного методу супроводжується складними матричними викладками [51]. У зв'язку із цим, виникає необхідність розроблення нового методу знаходження НПФ, вільного від зазначених вище недоліків.

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

Насамперед необхідно провести обґрунтування методики дослідження РП, котра дозволяє забезпечити наочність їх представлення та не пов'язана зі складними матричними перетвореннями. На даний час одним із найбільш вдалих в цьому сенсі є метод структурних матриць систем (СМС) [67, 169-170], котрий розроблений, в основному, для дослідження лінійних РП [22, 67]. Разом із тим застосування методу СМС

до визначення НПФ із виразів (2.18) та (2.19) принципово можливе внаслідок їх лінійності [103, 166]. Тоді, відповідно до методу СМС, формули (2.18) і (2.19) можна записати в наступному вигляді [67, 169]:

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

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

де  $[\tilde{a}^*]$  – СМС, у котрій за визначенням [67], всі недіагональні елементи мають протилежні знаки в порівнянні з відповідними елементами матриці  $[a^*]$ .

Безпосереднє застосування методу СМС до рівнянь (2.24) та (2.25) дозволяє досить просто знаходити НПФ [96, 103, 168-170], проте це не зовсім зручно, тому що доводиться багаторазово розв'язувати рівняння з однією і тією ж СМС, але для різних вхідних впливів [67]. Тому введемо в розгляд новий вигляд СМС, спеціально пристосований для розглянутого випадку, котрий можна назвати модифікованою СМС [67, 96, 165, 169, 170]. Необхідно зазначити, що всі правила оперування з СМС [67] залишаються справедливими й для модифікованих СМС із урахуванням наступних двох доповнень [169].

Перше додаткове правило впливає із запропонованого способу запису модифікованих СМС, у силу якого НПФ першого порядку визначається розв'язком модифікованої СМС із урахуванням в її правій частині тільки матриці вхідних сигналів [52, 67, 169]:

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

Відповідно, НПФ  $n$ -го порядку визначається розв'язком тієї ж модифікованої СМС із використанням в її правій частині матриці нелінійних вхідних сигналів тільки  $n$ -го порядку, причому оперують з нею точно так, як і з матрицею вхідних сигналів [52, 67, 169], тобто

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

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

Друге додаткове правило для модифікованих СМС обумовлене застосуванням методу нелінійних вхідних сигналів, згідно з яким у процесі визначення НПФ  $n$ -го порядку передавальна функція лівої частини СМС є функцією суми  $n$  комплексних змінних [67], тобто

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

Методи визначення передавальних функцій лінійних РП були детально розроблені в роботі [67] за допомогою СМС. Показано, що для одноконтурних РП одним із найбільш зручних є алгоритм методу СМС [67, 96, 169], згідно з яким передавальна функція лівої частини СМС від точки прикладання вхідного впливу до точки зняття вихідного сигналу визначається наступною формулою:

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

де  $n$  – кількість координат (змінних стану) РП;

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

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

У разі багатоконтурних РП передавальну функцію лівої частини СМС можна визначити за формулою Мезона з теорії графів [67], тобто:

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

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

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

$T_i$  – алгебраїчне доповнення до  $P_i$ .

Однак, у разі подальшого зростання порядку РП, котрий побудовано за складною багатоконтурною схемою, дослідження за допомогою теорії графів різко ускладнюється [52, 67, 96] і вимагає максимально можливої міри нормалізації, котра може бути досягнута в результаті переходу до теоретико-множинних методів аналізу [21, 45, 67, 169]. Зокрема, за допомогою методу узагальнених чисел передавальна функція лівої частини СМС може бути виражена таким чином:

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

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

У роботах [67, 103, 165, 169] показано, що застосування модифікованих СМС дозволяє також істотно скоротити, порівняно з відомими методами, кількість обчислювальних операцій у процесі знаходження НПФ складних РП високого порядку. Дійсно, якщо використовувати відомі (зазвичай матричні) методи, кількість обчислювальних операцій зростає пропорційно кубу порядку РП, що досліджується, то для методу модифікованих СМС число обчислювальних операцій збільшується пропорційно лише до першого ступеня даного порядку [96].

У підрозділах 2.1-2.3, розроблена конструктивна методика дослідження нелінійних процесів у складних РП, котра заснована на комплексному застосуванні методів нелінійних вхідних сигналів і модифікованих СМС [24, 52, 96]. Перевірка ефективності даної методики здійснена на прикладах аналізу й синтезу ряду ІТС, в однозначності схем, призначених для пригнічення нелінійних спотворень [20, 107, 108]; систем перенесення частоти квантових стандартів частоти в основі схем автоматичного підстроювання частоти [3, 31, 44] та інших.

Запропонована методика відповідає тим вимогам, котрі до неї висуваються та дозволяє приступити до розв'язання задач, що раніше не розв'язувалися, зокрема – до поставлених у даній дисертаційній роботі. Найбільш перспективними галузями використання даної методики є також розроблення єдиної функціональної теорії нелінійних ІТС; створення універсальних і спеціалізованих обчислювальних програм; розв'язання низки складних нелінійних задач теорії автоматичного управління та інші [171].

Оскільки розроблена методика зручна для аналізу складних ІТС високого порядку, пропонується використати її для детального дослідження багатокаскадних ПП із урахуванням частотнозалежного характеру параметрів каскадів. Це необхідно для визначення науково обґрунтованих вимог до параметрів ПП і його каскадів у заданих умовах функціонування ІТС.

#### **2.4. Аналіз багатокаскадних ІТС із урахуванням частотної залежності нелінійних амплітудних характеристик (АХ) їх каскадів**

Проведемо дослідження складних багатокаскадних ПП із частотнозалежними і, у загальному випадку, різними нелінійними АХ їх каскадів із метою знаходження оптимальних умов узгодження ІТС із вхідними впливами.

Відомо, що для вузькосмугових (по відношенню до несучої частоти) ПП, котрі працюють у малосигнальному режимі, найбільшу "вагу" мають нелінійні спотворення третього порядку [20, 45, 103, 107, 108,

166]. Тоді, ряд Вольтерра (1.30) може бути переписаний наступним чином [103, 166]:

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

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

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

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

У цьому випадку динамічний діапазон ПП за перехресними спотвореннями можна визначити виразом вигляду [103, 166]

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

де  $|X_{min}(f_n)|$  – мінімальний рівень вхідного сигналу, котрий визначає чутливість ПП ( $|X_{min}(f_n)|$  за величиною можна порівняти з рівнем внутрішніх шумів ПП, перерахованих по відношенню до його входу);

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

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

Аналогічно динамічний діапазон ПП за інтермодуляційними спотвореннями знаходиться з наступної формули [103, 166]

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

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

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

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

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

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

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

Із формул (2.35) та (2.36) випливає, що  $D_n$  ( $D_i$ ) менше  $D_{jn}$  ( $D_{ji}$ ) для всіх  $j$ , де  $D_{jn}$  ( $D_{ji}$ ) – динамічний діапазон  $j$ -го каскаду за перехресними (інтермодуляційними) спотвореннями. Зокрема, якщо динамічні діапазони всіх  $n$  каскадів рівні  $D_{jn}$  ( $D_{ji}$ ) та  $\Delta f_{\text{вх}j} = \Delta f_{\text{вих}j}$ ,  $\forall j = [1, \dots, n]$ , то динамічний діапазон даного ПП може бути знайдений із наступних виразів [108]

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

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

У разі, коли динамічний діапазон вхідних впливів ширший, ніж у ПП, то для їх узгодження необхідно розширити динамічні діапазони каскадів ПП, що може бути досягнуто зменшенням їх НПФ третього порядку [20]. Якщо динамічні діапазони всіх каскадів ПП рівні між собою й дорівнюють динамічному діапазону вхідних впливів, то для узгодження  $n$  - каскадного ПП із даними вхідними впливами необхідно зменшити величину НПФ третього порядку  $j$ -їх каскадів у  $m_j$  разів [103, 166], тобто

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

причому

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

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

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

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

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

Певна свобода вибору величин коефіцієнтів  $m_j$  в області, котра визначається формулою (2.40), створює теоретичну основу для оптимізації багатокаскадних ПП за заданими критеріями з необхідними обмеженнями [20].

У більш загальному випадку, коли динамічні діапазони окремих каскадів ПП не рівні між собою і / або не рівні динамічному діапазону вхідних впливів ( $D_{ex}$ ), то необхідна степінь достатності величини НПФ третього порядку  $j$ -го каскаду може бути знайдена з наступної формули [20]:

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

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

Отримані вище результати можуть бути використані не тільки для підсилювальних каскадів, а й до таких РП, корисна складова вихідного сигналу котрих визначається НПФ  $k$ -го ( $k=2,3,\dots$ ) порядку [103, 166]. Для цього необхідно представити дані РП у вигляді "еквівалентного підсилювача" [61, 96]. Тоді:

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

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

Відзначимо, що при виведенні формул (2.37)-(2.43) вважалося, що смуги пропускання по входу і виходу ПП рівні [18]. Однак для ІТС ця умова, в загальному випадку, не виконується [16, 96]. Тому вважаємо за доцільне досліджувати багатокаскадні ПП з урахуванням відмінності параметрів частотної вибірконості окремих каскадів [20, 107, 108, 164]. Для цього визначимо загальну "вагу" складових перехресних й інтермодуляційних спотворень на частотах  $f_n$  та  $f_i$ , відповідно. При цьому отримаємо [103, 107, 164, 166]:

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

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

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

З урахуванням даних співвідношень, можна оцінити вплив неідеальності параметрів частотної вибірконості каскадів ПП за умови довільних радіолокаційних сигналах і завад [18]. Однак, найбільш небезпечні на практиці направлені завади, котрі маскують (загороджують) основний радіосигнал мають рівномірну спектральну щільність у широкому діапазоні частот, та досить часто застосовуються [2, 18, 53]. Припустимо, що величина  $H_3(\cdot)$  істотно не змінюється в межах смуги частот  $\Delta f_{\text{вх}}$ . Тоді, у порівнянні з ідеальним ПП [19], котрий нечутливий до завад за межами смуги частот  $\Delta f_{iz} \leq \Delta f_{\text{вх}}$ , із формул (2.45) та (2.46) можна отримати [53, 164]:

$$\frac{Y_i(f_i)}{Y_{i\text{из}}(f_i)} \cong \frac{(\Delta f_{\hat{a}\hat{o}})^2 \Delta f_{\hat{a}\hat{e}\hat{o}}}{(\Delta f_{iz})^3}. \quad (2.47)$$

$$\frac{Y_3(f_3)}{Y_{33z}(f_3)} \cong \left( \frac{\Delta f_{\hat{a}\hat{o}}}{\Delta f_{3z}} \right)^3, \quad (2.48)$$

де  $Y_{i\text{из}}(f_i)$ ,  $Y_{33z}(f_3)$  – загальна "вага" перехресних та інтермодуляційних спотворень, відповідно, на обраній частоті для ідеального ПП;

$\Delta f_{iz}$  – смуга частот, необхідна для прийому радіолокаційних сигналів із заданою якістю.



Вирази (2.47) та (2.48) отримані для найбільш небезпечних умов функціонування ПП [51, 172, 173]. Тому, вони можуть слугувати основою для визначення мажоритарних вимог до динамічному діапазону каскадів ПП [16, 51], котрі можуть бути знайдені з наступних співвідношень

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

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

де  $\Delta f_{exj}$  – смуга пропускання по входу  $j$ -го каскаду ПП, рівна смузі пропускання за виходом  $(j-1)$ -го каскаду;

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

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

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

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

Необхідно відзначити, що питання про узгодження ІТС із динамічним діапазоном вхідних впливів може бути остаточно й досить обґрунтовано вирішене лише на основі детального дослідження впливу нелінійних процесів у ПП на показники якості ІТС [2, 20, 22, 107, 108]. У зв'язку із цим, необхідно узагальнити розроблену в підрозділах 2.1-2.3 методику на клас задач системного аналізу і, у першу чергу, на оцінювання інтегрального впливу нелінійності АХ реальних ПП на показники якості ІТС.

## 2.5. Дослідження впливу обмеженості динамічного діапазону ПП на показники якості ІТС, внаслідок нелінійності його АХ

Проведемо аналіз впливу нелінійних процесів у ПП на показники якості ІТС. Для цього представимо вихідний сигнал вузькосмугового (по відношенню до несучої частоти) ПП у вигляді усіченого ряду Вольтерра [103, 169, 174]

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

Коли фазові шуми внаслідок АФК у ПП із урахуванням властивості нелінійних функціоналів типу Вольтерра (1.30), названого в математиці "однорідністю ступеню k" [2, 8, 18-20, 45, 102, 106, 166], можуть бути визначені за формулою такого вигляду [14, 17, 170, 174]:

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

Використовуючи характеристики фазових шумів, знайдені з виразу (2.54), або відповідно до табл. 1.2 [19, 20] можна оцінити вплив АФК у ПП на показники якості ІТС [14, 172, 175].

Однак, якщо фазові шуми помітно впливають, в основному, на когерентні ІТС [60], то амплітудні нелінійні спотворення погіршують функціонування практично всіх типів ІТС [20]. Як наслідок, нелінійні властивості ПП проявляються в зменшенні рівня радіолокаційних сигналів і появі на виході ІТС так званих "нелінійних шумів" – складових нелінійних спотворень у вихідному сигналі ПП [2, 22]. Це призводить до зниження відношення сигнал/шум на виході ПП у порівнянні з указаним відношенням на його вході [137, 172]. Але, у відомій літературі відсутні аналітичні співвідношення, котрі дозволяють інтегрально враховувати вплив всіх нелінійних ефектів у ПП на зменшення вихідного відношення сигнал/шум [172]. У зв'язку із цим, визначимо відносне зменшення коефіцієнта передачі ПП наступним чином [53, 56, 172]:

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

Тоді нелінійний шум може бути описаний виразом вигляду

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

де знак (\*) означає, що в фігурних дужках формули (2.56) опущені складові, котрі враховані в чисельнику виразу (2.55). Не важко побачити, що формула (2.55) характеризує нелінійні явища типу блокування ("забиття") і зниження чутливості ПП, а вираз (2.56) описує перехресні та інтермодуляційні шуми [4, 24, 52, 64].

У процесі оцінювання показників якості ІТС широко застосовується відношення сигнал/шум на вході ПП, котре зазвичай вважають лінійним [4, 6, 24, 64]. Тому, доцільно ввести поняття ефективного відношення

сигнал/шум  $\rho_{ef}(\cdot)$  на вході еквівалентно лінійного ПП [4]. Отже, ПП умовно вважаємо лінійним із передавальною функцією  $H_1(\cdot)$ , а складові нелінійних спотворень необхідно перерахувати по відношенню до його входу [4, 8, 20]. З урахуванням формул (2.55) та (2.56), а також одночасністю появи таких нелінійних ефектів, як зниження коефіцієнта передачі ПП і виникнення нелінійних шумів вираз для  $\rho_{ef}(\cdot)$  має такий вигляд:

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

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

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

ПП;

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

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

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

Обґрунтування методики розрахунку фазових шумів унаслідок АФК у ПП і поняття ефективного відношення сигнал/шум на вході еквівалентно лінійного ПП дозволяє проводити системні дослідження по комплексній оцінці впливу нелінійних процесів у ІТС різного призначення на їх якісні характеристики [18, 53]. Зокрема, дані результати можуть бути використані для розробки загальної теорії точності вимірювально-інформаційних ІТС, дослідження ефективності систем зв'язку, а також широкого класу САК [4, 30] з урахуванням їх нелінійних властивостей.

Використаємо отримані результати для оцінки впливу нелінійності АХ ПП на показники якості ІТС.

Якщо розрізнявальна здатність ІТС за параметром характеризується інтервалом дозволяння  $\Delta\alpha$ , то, відповідно до формул (1.11) і (2.57), можна отримати [19, 21, 107]

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

Аналогічно, з урахуванням формул (1.13), (2.57) і (2.58), можна отримати такий вираз для СКП вимірювань параметра  $\alpha$  [107, 108]:

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

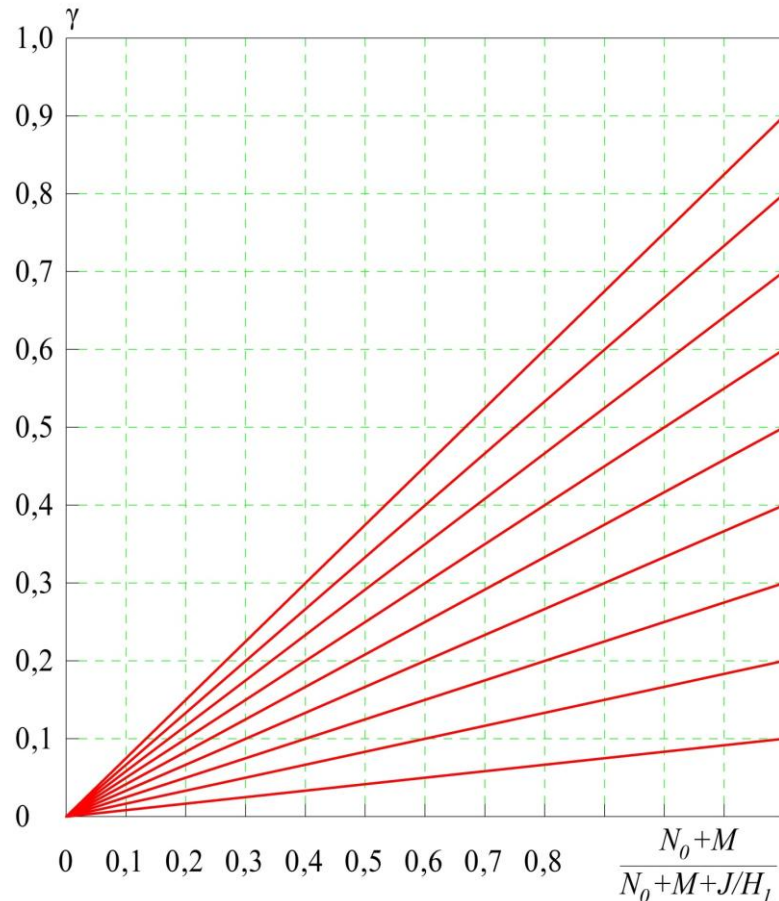


Рис. 2.1 Залежності величин коефіцієнта  $\gamma$  від відносного зменшення коефіцієнта підсилення  $J$  і рівня нелінійного шуму  $R$

Відомий вираз (1.10) для визначення ймовірності правильного виявлення точкової цілі за умови заданої ймовірності хибної тривоги включає відношення сигнал/шум [53]. Тоді, вплив нелінійності АХ ПП на ймовірність виявлення з урахуванням виразу (2.57) можна оцінити за допомогою такої формули [22]:

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

Нелінійні процеси в ПП призводять також до погіршення інформаційних властивостей ІТС унаслідок зниження розрізняювальної

здатності й зменшення числа розрізнявальної градації сигнальної функції [167]. Оскільки ІТС будуються, переважно, на основі РЛС [16, 69], необхідно провести оцінювання впливу нелінійності АХ ПП на максимальну кількість інформації, котру отримують РЛС за сеанс вимірювань. Із урахуванням виразів (1.15) і (2.58), відповідно до [12, 169], можна отримати:

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

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

Найважливішою характеристикою завадостійкості ІТС є мінімальна дальність пригнічення, у вирази для котрої (1.7) і (1.8) входить відношення сигнал/шум.

Тому, урахувавши формулу (2.57), можна отримати співвідношення, що дозволяють оцінити вплив нелінійних процесів, котрі відбуваються в ПП, на мінімальну дальність пригнічення ІТС [12, 168]:

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

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

В окремому випадку, коли станція завад розташована в центрі смуги огляду ІТС, котра побудована на основі РЛС, площа зони пригнічення, у виразі (1.9) до якої входить відношення сигнал/шум [6], з урахуванням формули (2.57), визначається наступним чином:

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

Отримані вище результати свідчать про помітний вплив нелінійності АХ реальних ПП на показники якості ІТС [14, 20]. Звідси впливає необхідність пригнічення нелінійних процесів, котрі мають місце в ПП, перш за все зниження рівня нелінійних спотворень третього порядку [20].

При цьому необхідний ступінь розширення лінійного динамічного діапазону ПП і його каскадів, а також необхідна для цього точність пригнічення нелінійних спотворень можуть бути визначені на основі результатів отриманих у підрозділах 2.4 і 2.5.

Слід відзначити, що безпосереднє застосування матеріалів підрозділу 2.5 не зовсім зручне внаслідок спільності визначення коефіцієнта  $\gamma(\cdot)$ , згідно з (2.57).

Дійсно, величина  $\gamma(\cdot)$  залежить від вигляду нелінійності АХ ПП, параметрів його частотної вибіркості, а також від характеристик радіолокаційних сигналів і завад [20].

Тому, з метою більшої конкретизації міркувань і наочної ілюстрації отриманих результатів, доцільно провести дослідження впливу нелінійності АХ типового ПП на показники якості ІТС в найбільш імовірній зовнішній ЕМО [68].

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

Оцінимо вплив обмеженості динамічного діапазону типового ПП унаслідок нелінійності його АХ на показники якості функціонування ІТС при найбільш імовірному зовнішньому ЕМО. Уведемо припущення про апроксимацію АЧХ усіх каскадів ПП трапецієвидною формою з деякими коефіцієнтами прямокутності  $k_{0,01}$  [20, 107, 108]. Тоді, вибірккові властивості ПП і його каскадів можуть бути повністю описані трьома параметрами – пропускною спроможністю за входом  $\Delta f_{вх}$  і за виходом  $\Delta f_{вих}$ , а також коефіцієнтом  $k_{0,01}$ . Усереднені значення даних параметрів для найбільш розповсюджених типових ІТС сантиметрового діапазону [12, 16, 51, 53], наведені в табл. 2.1.

Таблиця 2.1

Характеристики частотної вибіркості типового ІТС сантиметрового діапазону, побудованого на основі РЗА

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

Як видно із формули (2.57), для визначення величини  $\gamma$  необхідно знайти НПФ першого й третього порядків ПП, котрий, у даному разі, є  $n$ -каскадним ( $n=2,3,\dots$ ). За допомогою методу модифікованих СМС можна отримати [24, 65, 110]:

$$H_1(f) = \prod_{l=n}^1 H_{l1}(f), \quad (2.65)$$

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

Припустимо також, що спектр вхідних впливів є різницеvim і найбільш небезпечним та досить імовірним випадком функціонування ІТС за наявності маскуючих шумових завад [16, 68]. Залежність величини  $\gamma$  від відносної ширини динамічного діапазону вхідних впливів розрахована за формулою (2.57) з урахуванням співвідношень (2.65) і (2.66), коли  $n=3$  [14, 20, 107, 108]. Аналогічні залежності для значень показників якості ІТС визначаються відповідно до виразів (2.58)-(2.64). [20, 36, 107, 108]. Незважаючи на те, що викладки проводилися для ПП із певними значеннями його параметрів, отримані результати мають достатню спільність [20]. Окрім того, отримані результати можуть слугувати в якості мажоритарної оцінки для вхідних впливів, що відрізняються від білого шуму [2, 19].

Перш ніж перейти до оцінки ймовірного показника якості ІТС, відзначимо, що для телекомунікаційних систем одним із найбільш загальних і окремих показників є розрізнявальна здатність ІТС (табл. 1.1). Необхідно зазначити, що основні показники якості функціонування ІТС (точність, інформативність і т.п.) залежать від її розрізнявальної здатності (формули (1.12)-(1.15), (2.59), (2.61)) [16, 18]. Імовірність правильного виявлення цілі також визначається розрізнявальною площею елемента [16, 110]

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

де  $\lambda$ ,  $\lambda_0$  – відповідно питома й загальна ефективна площа розсіювання цілі.

Характеристики завадостійкості можна трактувати як максимальну дальність функціонування ІТС із розрізнявальною здатністю не гірше заданої [12, 16]. Тому, доцільно досліджувати ймовірнісний показник якості стосовно розрізнявальної здатності, яка є найважливішим тактичним показником ІТС [16].

Тому, вважаємо, що максимально допустима ступінь розрізнення реального розрізнявального інтервалу, в порівнянні з його потенційним значенням, дорівнює 100% [8], тобто

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

Тоді у залежності від розрізнявальної здатності ІТС від динамічного діапазону вхідних впливів випливає, що має виконуватись наступна нерівність [53]

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

отже

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

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

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

Необхідно зазначити, що внаслідок істотного перевищення смугою пропускання за входом ПП смуги пропускання за його виходом, значних технічних труднощів миттєвого вимірювання точних значень параметрів ІТС і своєчасної постановки прицільних завдань, імовірність  $p_3$  прямого проходження завдань на вихід ПП дуже мала [19, 20, 107, 108]. За рахунок цього ймовірність  $p_3$  може бути наближено визначена з наступного співвідношення [19, 20]:

$$p_3 = \Delta f_{вихРПП} / \Delta f_{exРПП}. \quad (2.72)$$

Для ПП, котрий досліджується, імовірність  $p_3 \approx 0,01$  (табл. 2.1). З урахуванням цього знайдемо залежність імовірнісного показника якості ІТС від ширини лінійного динамічного діапазону його ПП за умови різних значень імовірності впливу завдань  $p_1$  [19]. Для підвищення наочності результатів аналізу й зручності обчислень, уведемо поняття відносного ймовірного показника якості ІТС [22, 172], значення котрого визначається з формули (1.18) шляхом ділення її лівої і правої частин на величину  $p_0$ , тобто

$$p / p_0 = (1 - p_1)p_2 + p_1[(1 - p_3)p_4 + p_3p_5]. \quad (2.73)$$

Як згадувалося вище, лінійний динамічний діапазон відомих типових ІТС не перевищує, як правило, 40-50 дБ [4, 52, 96, 172].



Таблиця 2.2.

Значення відносного ймовірного показника якості ІТС при різних величинах ймовірності впливу завад

$D_{III}$ , дБ	$p_1$				
	0	0,25	0,5	0,75	1
40	0,73	0,60	0,49	0,38	0,30
50	0,93	0,77	0,63	0,50	0,38

Тоді, як однозначно видно з отриманої вище залежно  $p/p_0$  від  $D_{III}$ , значення відносного ймовірного показника якості ІТС лежить у межах від 0,3 (коли  $p_1=1$ ,  $D_{III}=40$  дБ) до 0,93 (коли  $p_1=0$ ,  $D_{III}=50$  дБ) [18, 24, 96]. Проміжні значення величини  $p/p_0$  представлені в табл. 2.2.

Із аналізу результатів, наведених у табл. 2.2, видно, що якість функціонування відомих ІТС не повною мірою задовольняє сучасні вимоги, котрі висуваються до ПП [14, 58]. Особливо це помітно в умовах РЕП [18], що характеризує найбільш імовірні умови застосування ІТС.

Тому, на сьогодні дуже актуальним є розроблення нових ефективних і, в першу чергу, адаптивних методів розширення лінійного динамічного діапазону ПП.

### Висновки за розділом

1. Розроблення методу "нелінійних вхідних сигналів" дозволяє з високою точністю досліджувати реальні ІТС без введення марнотратної кількості традиційних припущень щодо спрощення. При цьому суттєво розширюється область практичного застосування функціонального методу, причому аналіз зводиться до суворого формалізованої послідовності рекурентних операцій, зручних для використання ЕОМ. Окрім того, значною мірою поліпшуються конструктивні можливості функціонального методу.

2. Уведення модифікованих СМС забезпечило наочність представлення ІТС, котрі досліджуються, що дозволяє проводити аналіз на різних рівнях його деталізації, а також значно швидше й більш обґрунтовано знаходити оптимальні варіанти побудови та підключення схем для пригнічення нелінійних спотворень у ПП. Крім того, представлення ПП у вигляді модифікованих СМС підвищує гнучкість методики аналізу у випадку зміни умов завдання, а також дозволяє суттєво спростити дослідження складних РП високого порядку.

3. Комплексне застосування нелінійних вхідних сигналів і модифікованих СМС дозволило побудувати точну адекватну модель нелінійних процесів у складних РП, що може служити в якості методологічної основи для

конструктивного аналізу нелінійних спотворень у ІТС, а також для розроблення адаптивних методів розширення їх лінійного динамічного діапазону за допомогою нелінійних адаптивних компенсаторів.

4. Урахування частотної залежності АХ (інерційності) ПП дозволило суттєво уточнити відомі результати щодо оцінювання динамічного діапазону багатокаскадних ПП. Показано, зокрема, що мажоритарні вимоги до динамічного діапазону каскадів ПП залежать від смуги пропускання за їх входом і загального числа каскадів даного ПП. Отримані результати є основою для оптимізації ПП за критеріями нелінійності й розроблення методики узгодження багатокаскадних ІТС із вхідними впливами з урахуванням їх статистичних і спектральних властивостей.

5. Обґрунтування поняття ефективного відношення сигнал/шум на вході еквівалентного лінійного ПП дозволило провести системний аналіз інтегрального впливу нелінійності АХ реальних ПП на показники якості ІТС, а також визначити науково обґрунтовані вимоги до параметрів ПП виходячи з необхідних значень показників якості ІТС у заданому ЕМО. Показано, що значення щодо ймовірнісного показника якості відомих когерентних ІТС із типовими ПП, ширина лінійного динамічного діапазону котрих не перевищує, як правило, 40-50 дБ, знаходиться в межах від 0,3-0,38 в умовах РЕП; до 0,73-0,93, за відсутності завад. Це не повною мірою задовольняє сучасні вимоги до ІТС та обумовлює актуальність розроблення нових, насамперед, адаптивних методів розширення лінійного динамічного діапазону ІТС.

## РОЗДІЛ 3

### СИНТЕЗ ФУНКЦІОНАЛЬНОГО МЕТОДУ АНАЛІЗУ НЕЛІНІЙНИХ ІНЕРЦІЙНИХ ПРОЦЕСІВ У РАДІОПРИСТРОЯХ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ ЇХ ВПЛИВУ НА ЗАВАДОСТІЙКІСТЬ ІНФОРМАЦІЙНО-ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ

#### **3.1. Аналіз особливостей сигналів неконтрольованого випромінювання і обґрунтування математичних моделей ідентифікації процесів бортової навігаційної апаратури**

Проведемо дослідження особливостей отримання й обробки інформації під час ідентифікації цілі. В якості ідентифікаційних показників доцільно використовувати характеристики постійно функціонуючих блоків апаратури ІТС, вибравши неконтрольовані випромінювання (НВ) ті, що "просочуються" через антенні системи. Зокрема, в якості таких блоків можуть використовуватись гетеродини і генератори завдання приймального тракту ІТС.

Проведення ідентифікації цілі за НВ гетеродинів приймального тракту і генераторів завдання вимагає вимірювання характеру зміни параметрів коливань гетеродинів і виділяє ознаки, котрі відрізняють коливання одного генератора від іншого. Оскільки зазначені випромінювання гетеродинів є гармонійними коливаннями, то параметрами даних сигналів є амплітуда, частота і початкова фаза. Використання з метою ідентифікації амплітуди сигналу і початкової фази не представляється можливим через те, що на дані параметри суттєво впливає середовище поширення радіохвиль. Найбільш інформативною є частота коливань, а точніше, характер зміни частоти в часі. Така зміна пов'язана з нестабільністю частоти бортових генераторів завдання. Характер зміни частоти залежить від поекземплярних особливостей кожного бортового генератора [176], що і є основою ідентифікації. Процес ідентифікації умовно можна розділити на два етапи: перший етап пов'язаний із вирішенням задачі обґрунтування моделей і алгоритмів оцінювання, а другий етап передбачає класифікацію результатів обробки (оцінювання).

Розглянемо характеристики процесу нестабільності частоти бортового генератора завдання і виділимо складові процесу для ідентифікації. На початковому етапі проведемо аналіз характеристик нестабільності частоти неконтрольованих випромінювань. Бортовий генератор завдання забезпечує формування коливань, котрі після

множення є опорними для гетеродинів приймального тракту, нестабільність у відповідності із [176, 177] визначається величиною

$$E_f = \frac{f_r(T+t) - f_r(t)}{f_0}, \quad (3.1)$$

де  $\Delta f_r(t)$  – зміна частоти генератора;  $f_0$  – номінальне значення частоти;  $T$  – інтервал часу між моментами вимірювання частоти;  $r$  – номер інтервалу усереднення частоти.

Відносну нестабільність частоти визначимо через величину фази сигналу опорного генератора [177], якщо сигнал, котрий приймається ПП, представити у такому вигляді

$$S(t) = E(t) \cos(2\pi f_0 t + \varphi(t)), \quad (3.2)$$

де  $E(t)$  – огибаюча.

Значення відносної нестабільності визначається таким чином

$$E_\varphi = \frac{\varphi(t-T) - \varphi(t)}{2\pi f_0 T}, \quad (3.3)$$

а величини  $E_f$  та  $E_\varphi$  пов'язані між собою наступною залежністю

$$E_\varphi = \int_t^{T+t} E_f df.$$

На практиці застосовують і спектральне визначення нестабільності, розглядаючи щільність потужностей фази або частоти сигналу генератора.

Нестабільність частот генераторів завдання РП може бути оцінена спектральною щільністю потужності процесу цієї нестабільності. Однак, безпосередніми вимірами складно оцінити цю спектральну щільність потужності, її складові малі порівняно з потужністю складової основної частоти. Більш доступними для вимірювання сигналів неконтрольованих випромінювань є часові характеристики нестабільності частоти. При цьому нестабільність визначається усередненням в часі значення фазового зсуву коливань досліджуваного й опорного генераторів, віднесеним до відрізка часу вимірювання і номінального значення частоти. На практиці, якщо для другого напрямку оцінки нестабільності генератора завдання РП у більшості випадків достатньо використання штатних ПП, то для вимірювання щільності потужності процесу нестабільності частоти генератора необхідна розробка і використання додатково до штатних технічних засобів РП спеціальних корелометрів [180]. Тому вважаємо за доцільне для універсальності в ПП для ідентифікації цілі передбачити різну оцінку процесів нестабільності ІТС.

Умовно джерела нестабільності частоти ІТС можна класифікувати за такими ознаками [176-178]:

1. Систематичні зміни частоти, що викликаються відведенням або дрейфами. Ці зміни відбуваються за рахунок старіння матеріалу резонатора і є надзвичайно повільними. Їх називають також "довготривалою" нестабільністю, оцінюють відносною зміною частоти за годину, добу, місяць або рік, залежно від типу пристрою або характеру застосування.

2. Детерміновані періодичні відхилення частоти, котрі виникають внаслідок паразитної частотної модуляції сторонніми процесами, наприклад, за рахунок нестабільності джерел живлення, наводками, змінами температури, вібрації, тиску і т.п.

3. Зміни частоти за рахунок випадкових флуктуацій, обумовлені застосуванням в апаратурі електронних компонентів. Відповідні флуктуації частоти називають "короткочасною" нестабільністю

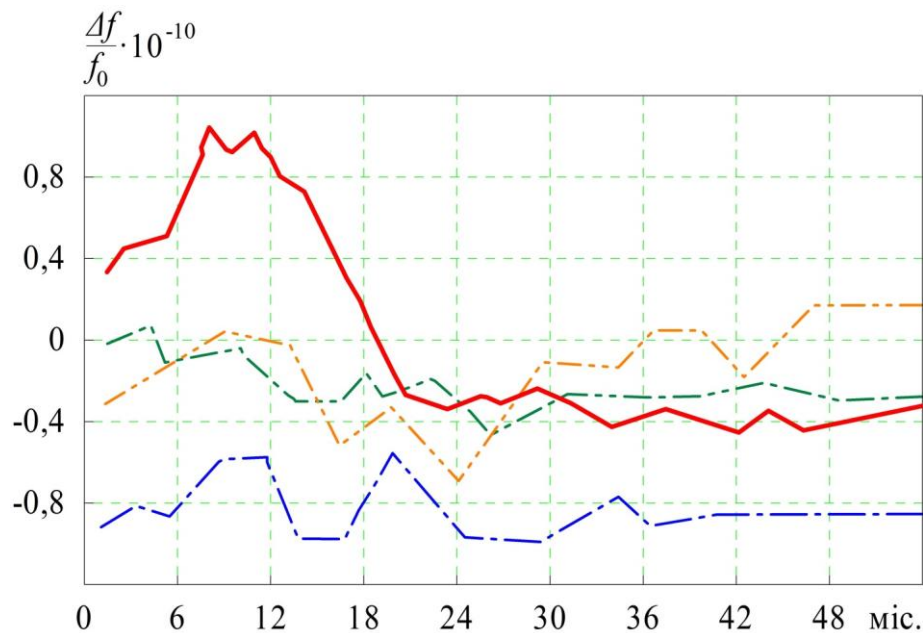


Рис. 3.1 Типові характеристики нестабільності частоти генераторів

Типові характеристики нестабільності частоти кварцових генераторів наведені на рис. 3.1, де представлені графіки нестабільності частоти чотирьох бортових кварцових генераторів завдання одного типу, отримані в лабораторних умовах [178].

Аналіз наведених залежностей дозволяє зробити висновок про індивідуальну особливість у характері зміни частоти [176, 178].

Для параметричної ідентифікації неконтрольованих випромінювань сигналів цілі необхідно виконати обґрунтування вибору моделі процесів

нестабільності частоти. Слід враховувати, що створення математичної моделі процесів нестабільності здійснюється зазвичай з метою вирішення завдання підвищення стабільності опорних генераторів за допомогою прогнозування відхилень частоти від номіналу і формування керуючих впливів, що компенсують ці відхилення. Можна виділити два напрямки створення математичної моделі:

- перший напрямок заснований на дослідженні процесу нестабільності частоти експериментальним шляхом. Генератор розглядають у вигляді "чорної скрині" без детального аналізу його внутрішньої структури;

- другий напрямок заснований на теоретичному розгляді елементів схеми опорного генератора, котрі забезпечують отримання гармонійного коливання опорного генератора. Модель у такому випадку повинна враховувати внесок окремих елементів схеми в нестабільність, описувати шумові параметри і параметри старіння, зміни їх під дією зовнішніх умов. Ця модель досить громіздка, оскільки кількість факторів і елементів, що призводять до нестабільності, зазвичай велика.

Подальше використання математичних моделей засновано на дослідженні процесу нестабільності частоти експериментальним шляхом.

Головна причина довготривалої нестабільності – старіння елементів кварцових генераторів. Рівень шумів, викликаних унаслідок зазначених причин на порядок і більше перевищує рівень шумів, викликаних короткотривалою нестабільністю, котра обумовлена флуктуаційними завадами внутрішнього і зовнішнього походження, наприклад, наводки гармонік напруги живлення. Слід зазначити, що флуктуаційні завади можна вважати розподіленими за нормальним законом.

Залежність середньоквадратичного відхилення нестабільності частоти  $\sigma_E$  від часу усереднення (рис. 3.2) містить дві зони; короткотривалу і довготривалу нестабільності.

Вхідний сигнал опорного генератора можна записати у вигляді

$$S(t) = [E + \alpha(t)]\sin(2\pi f_0 + \varphi(t)), \quad (3.4)$$

де  $\alpha(t)$  – випадковий процес, котрий описує флуктуації амплітуди.

У реальних генераторах флуктуаціями амплітуди нехтують, тому що основний внесок в нестабільність роблять фазові і частотні складові.

Тоді з урахуванням зазначеного (3.4) можна спростити до вигляду  $S(t) = E \sin[2\pi f_0 + \varphi(t)]$ . Позначимо довготривалу нестабільність  $\varphi_g(t)$ , а короткотривалу –  $\varphi_k(t)$ .

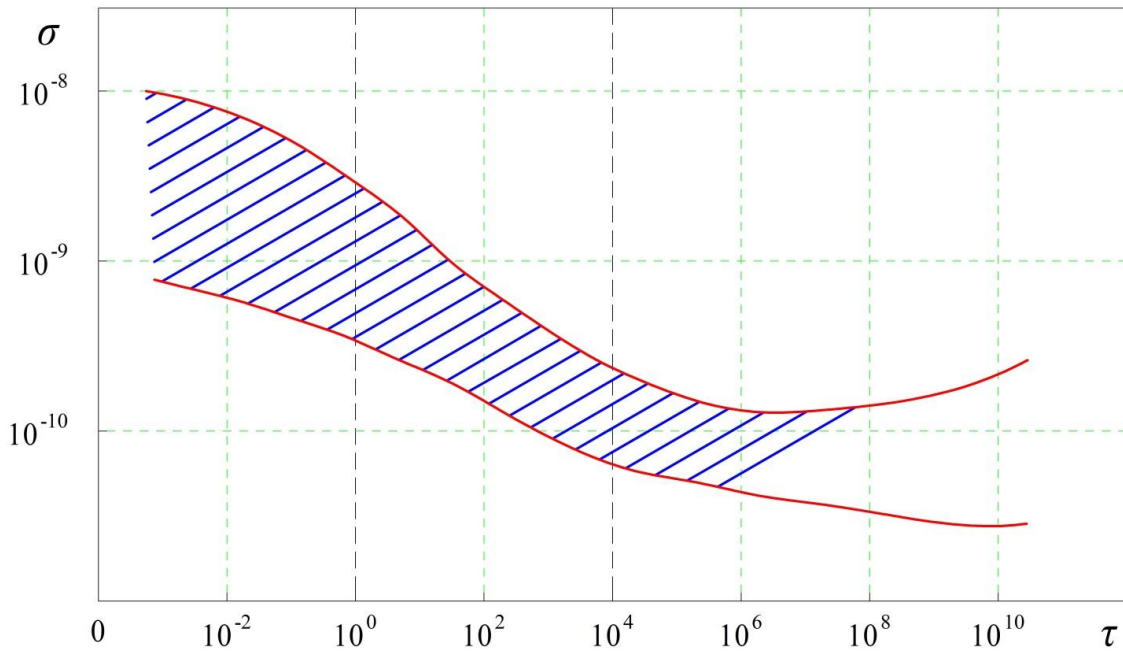


Рис. 3.2 Результати вимірювання потужності складових нестабільності

Виходячи з цього, маємо

$$\varphi(t) = \varphi_g(t) + \varphi_k(t). \quad (3.5)$$

Найважливішим є прогнозування довготривалих складових нестабільності, оскільки вони роблять основний внесок у нестабільність частоти опорного генератора. Для процесу ідентифікації довготривала складова  $\varphi_g(t)$  умовно вважається корисною, а короткотривала  $\varphi_k(t)$  – тією, котра заважає. Відомі два типи математичних моделей нестабільності опорних генераторів: динамічні та нединамічні. Нединамічна модель процесу нестабільності представляється у вигляді [179]

$$\varphi(t) = \sum_{i=0}^N c_i t^i + \varphi_k(t), \quad (3.6)$$

де  $c_i, i = 0, 1, \dots, N$  – коефіцієнти моделі. Часто приймають  $N \leq 2$ .

Коефіцієнти мають певний фізичний зміст:

$c_0$  – помилка початкового значення фази;

$c_1$  – так званий ”відхід” частоти, згідно із роботою [177];

$c_2$  – швидкість ”відходу” частоти.

У випадку, коли в процес нестабільності входить початкова ділянка  $\varphi(t)$ , котра відповідає виходу генератора в номінальний режим роботи,

доцільно застосувати таку модель [178]

$$\varphi(t) = \beta_1 \{1 - \exp(\beta_1(t))\} + c_1 t + c_2 t^2 + \varphi_k(t), \quad (3.7)$$

де короткотривалу нестабільність  $\varphi_k(t)$  апроксимують процесом типу білий шум  $\beta_1, \beta_2$  – коефіцієнти, котрі визначаються прирівнюванням до нуля  $\beta_0 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N f_i$ , у відповідності з [176]

Нединамічні моделі (3.6) і (3.7) зручні під час роботи з кварцовими генераторами, котрі мають більшу стабільність при відносно невеликих інтервалах прогнозування ( $\sim 1$  години), коли справедлива параболічна апроксимація процесу нестабільності, в (3.7)  $N \leq 2$ .

Однак, слід урахувати, що поява у процесі нестабільності складових типу гармонійних, котрі виникають під час дії, наприклад, збурювальних впливів, не дозволяє вирішити задачу прогнозування за допомогою параболічної апроксимації.

Значно ширші можливості має динамічна модель, котра побудована на основі методу управління стану. Ця модель передбачає, що процеси нестабільності формують на виході чотириполюсника збудженням білим гаусовим шумом. Параметри білого шуму та формувального чотириполюсника вибирають такими, щоб моментні або інші характеристики процесу на виході чотириполюсника збігалися, із необхідною точністю, з характеристиками експериментально отриманих процесів нестабільності.

Порівняння характеристик процесів можна виконувати у такий спосіб. На основі експериментально отриманого процесу нестабільності генератора обчислюють його кореляційну функцію  $R(\tau)$ . За кореляційною функцією отримують спектральну щільність середньої потужності процесу нестабільності, котра збігається з точністю до коефіцієнтів із квадратом модуля коефіцієнта передачі чотириполюсника. Динамічна модель являє собою опис проходження білого шуму через чотириполюсник за допомогою системи диференціальних рівнянь першого порядку.

Системою таких рівнянь можна описати будь-який процес із раціональним спектром, що наближається до нуля на високих частотах.

Позначимо коефіцієнт передачі чотириполюсника через  $K_f(p)$ ; білий шум, котрий збуджує цей чотириполюсник  $\xi(t)$ , процес на виході чотириполюсника –  $x(t)$ , а коефіцієнт передачі задамо дробово-раціональною функцією вигляду

$$K_f(p) = \frac{\lambda_1 p^q + \lambda_2 p^{q-1} + \dots + \lambda_q}{p^m + \psi_1 p^{m-1} + \dots + \psi_m}, \quad (3.8)$$



де  $\lambda_1, \dots, \lambda_q, \psi_1, \dots, \psi_m$  – постійні;  $m$  та  $q$  – цілі позитивні.

Тоді процес із раціональним спектром можна представити матричним диференціальним рівнянням [179]

$$\dot{x}(t) = F(t)X(t) + G(t)\xi(t), \quad (3.9)$$

де  $X(t) = [x(t) \dots x_m(t)]$  – вектор стану,  $x(0) = x_0$ ;  $t \in [0; T]$  – інтервал спостереження;

$$F(t) = \begin{bmatrix} -\psi_1(t) & \psi_m(t) & 0 & \dots & 0 \\ -\psi_2(t) & 0 & \psi_2(t) & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -\psi_m(t) & 0 & 0 & \dots & \psi_m(t) \end{bmatrix};$$

$$G(t) = \begin{bmatrix} \lambda_1(t) \\ \lambda_2(t) \\ \lambda_m(t) \end{bmatrix} \text{ – матриця інтенсивностей формуючих шумів.}$$

Нестабільність частоти, згідно із [176], можна описати так

$$\varphi(t) = H(t)x(t), \quad (3.10)$$

де  $H(t)$  – вихідна матриця.

Із урахуванням вище викладеного, схему формування сигналу нестабільності частоти опорного генератора можна представити у вигляді, зображеному на рис. 3.3 [180].

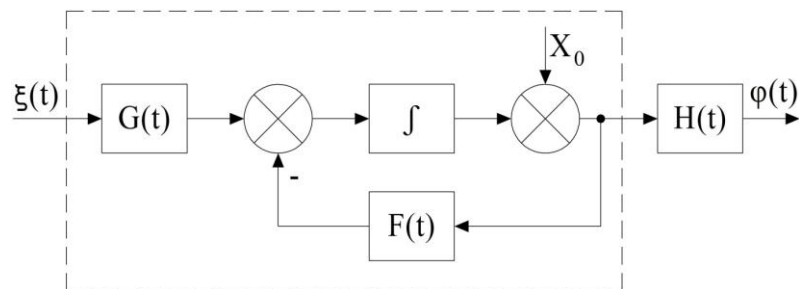


Рис. 3.3 Функціональна схема формувача сигналу нестабільності частоти опорного генератора

Пунктир вказує на блоки котрі виконують функцію фільтра формування з коефіцієнтом передачі  $K_f(p)$ .

Вигляд матриці  $F(t)$  визначається видом нестабільності. Якщо, наприклад, нестабільність є корельований стаціонарний процес, то в цьому випадку  $F(t) = [0; \psi]$  і рівняння (3.10) вироджується у скалярне рівняння першого порядку:  $H(t)x(t) = \varphi_1(t)$ . У випадку, коли нелінійний процес нестабільності являє собою квазігармонійне коливання, адекватною цьому коливанню є модель другого порядку з матрицею  $F(t) = \begin{bmatrix} 0 & \psi_1(t) & 0 \\ 0 & 0 & \psi_2(t) \end{bmatrix}$ .

Визначити порядок математичної моделі можна таким способом. Розв'язання задачі полягає в обчисленні коефіцієнтів  $\psi_1, \dots, \psi_m; \lambda_1, \dots, \lambda_m$  чотиріполюсника на основі відомої спектральної щільності процесу нестабільності. Вимоги до точності апроксимації визначають порядок моделі. Зазначений спосіб, незважаючи на уявну простоту, досить складний через те, що процес обробки нестабільності опорних генераторів вимагає суттєвих витрат машинного часу, а точність апроксимації спектральної щільності, врешті-решт, залежить від багатьох факторів.

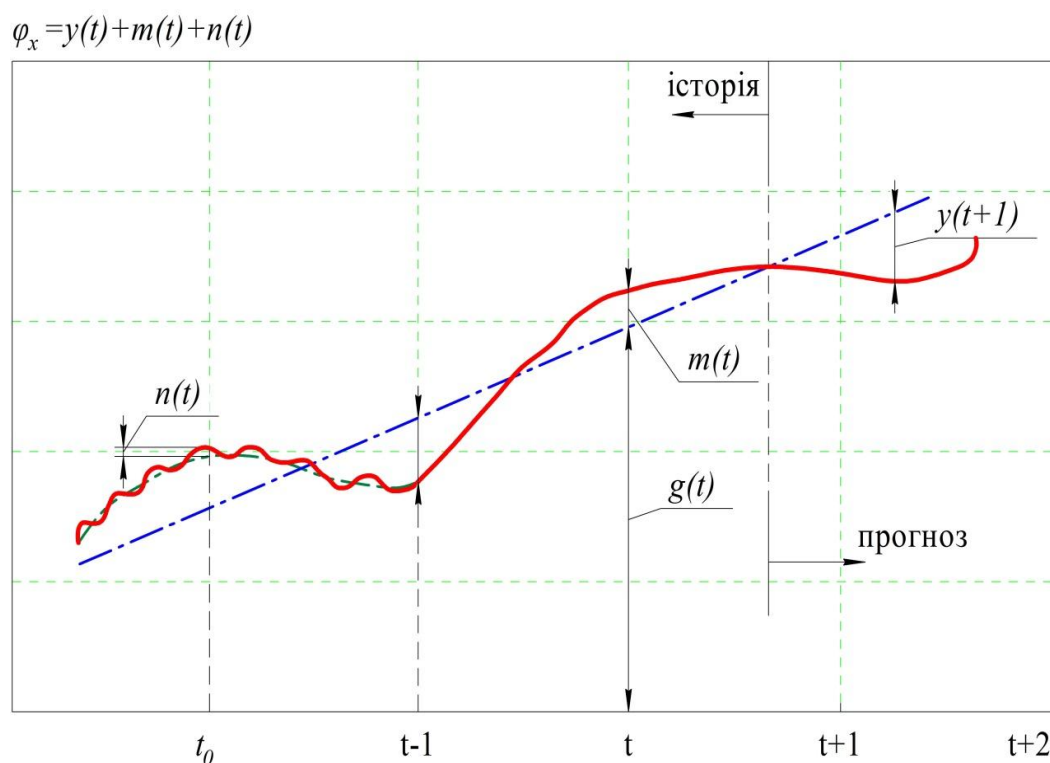


Рис. 3.4 Складові процесу нестабільності

У подальшому для спрощення розрахунків нестабільність представимо трьома основними компонентами рис. 3.4.

Перша компонента  $g(t)$  повільно змінюється (рис. 3.4 – пунктирна лінія), вона визначає нестаціонарність процесу. Її можна трактувати, як детерміновану компоненту на даній вибірці. Ця компонента згідно із

роботою [180] визначається поліномом  $g(t) = c_0 + c_1t + c_2t^2 + \dots$ .

Другою компонентою  $\varphi(t)$  можна вважати функції  $m(t)$ , котрі повільно змінюються відносно  $g(t)$ . Цю складову можна вважати локальним стаціонарним процесом випадкового характеру з великим часом кореляції. Тоді, якщо  $g(t) = g_0 = const$  також є об'єктом прогнозування.

Третя компонента  $n(t)$  – швидкі флуктуації частоти, стаціонарні за всією вибіркою, але з малим часом кореляції. Отже, процес нестабільності, котрий характеризується відходами фази  $\varphi(t)$ , має вигляд [180]:

$$\varphi(t) = g(t) + m(t) + n(t). \quad (3.11)$$

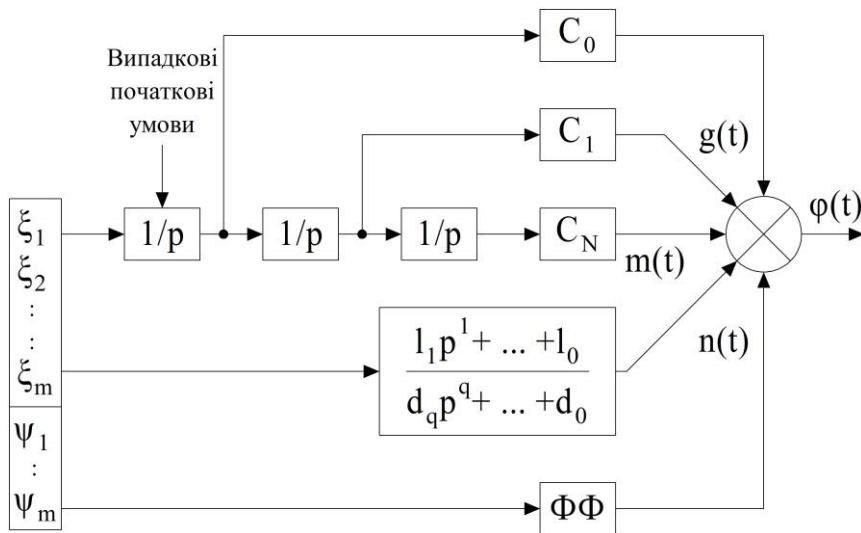


Рис. 3.5 Безперервна модель процесу нестабільності частоти генератора завдання

Виходячи з апріорного представлення процесу нестабільності у вигляді трьох компонент (3.11), за умови, що параметри стабільності на тривалому інтервалі постійні, безперервну модель представимо у вигляді схеми рис. 3.5 [178].

Джерела збудження моделі  $\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_m; \psi_1 \dots \psi_m$  являють собою нормальний гаусівський розподіл із одиничною спектральною щільністю. Робота окремих блоків визначається відповідними флуктуаціями передачі в безперервному перетворенні Лапласа з оператором  $p = \lambda + i\omega$ . За умови дискретної фіксації частоти безперервну модель зручно замінити дискретною, котра збуджується також білим шумом, але в дискретному вигляді. Тоді робота блоків визначається функцією передачі в дискретному перетворенні Лапласа або в  $Z$  - перетворенням.

Для використання цієї моделі необхідно визначити значення і потужності шумів. На даний час зазначену процедуру, за наявності невизначених збуджень, практично розв'язати неможливо [178, 180]. Параметри  $c_0, c_1, c_2$  та  $\lambda_3$  входять до чисельника відповідних функцій передачі. Якщо записати векторні рівняння

$$X(t) = Fx(t) + Gg(t), \quad Y(t) = H x(t), \quad (3.12)$$

то доводиться ідентифікувати відразу три матриці: матрицю коефіцієнтів  $F$ , котрі входять до знаменника відповідної функції передачі, матрицю-стовпець збудження  $G$  - коефіцієнти чисельника, та матрицю-рядок  $H$ , котра в загальному випадку не дорівнює  $[10 \dots 0]$ .

Існуючі методи ідентифікації лінійної моделі представлені на рис. 3.4 і вони добре розроблені для випадків, коли немає чисельника в співвідношенні (3.8) або коли  $G^T = [10 \dots 0]$ , тобто, коли система має один вхід і один вихід. У процесі роботи з моделлю нестабільності можливі наступні шляхи, у випадку, коли вдається розділити складові  $g(t)$  та  $m(t)$ , то за цими відокремленими даними можна оцінювати параметри відповідних каналів моделі, причому функції передачі цих каналів слід модифікувати таким чином, щоб вони не містили чисельник. Якщо, наприклад, у функції передачі  $K(z)$ , котра отримана з формули (3.8), чисельник і знаменник розділити на чисельник, то отримаємо, у відповідності із роботою [178], коефіцієнт передачі формуючого чотиріполосника  $H(z) = \frac{1}{1 + \psi_1 z^{-1} + \psi_2 z^{-2} \dots}$ .

Обриваючи ряд знаменника, можемо одержати наближену форму  $H(z)$ . Однак, це призводить до збільшення числа відліків, котре необхідно здійснювати в процесі ідентифікації. Така методика незручна для практичного застосування. Можна  $H(z)$  представити у вигляді:

$$H(z) = \frac{\varphi_{\hat{a}\hat{\delta}}(z)}{\varphi_{\hat{\delta}}(z)} = \frac{B(z)}{A(z)} = c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2} + c_3 z^{-3} + \dots, \quad (3.13)$$

або у вигляді функції від часу:

$$\varphi_{\text{вих}}(kt) = c_1 \varphi_{\text{вх}}(kT - T) + c_2 \varphi_{\text{вх}}(kT - 2T) + \dots, \quad (3.14)$$

де  $\varphi_{\hat{a}\hat{\delta}}$  та  $\varphi_{\hat{\delta}}$  – вихідні та вхідні сигнали фільтра  $H(z)$ .

Оскільки на практиці вибірка обмежена, то, обмежуючи число вагових коефіцієнтів, можемо отримати наближений розв'язок і

використати його для обчислення відповідних компонент у співвідношенні (3.11).

Крім підходів, пов'язаних із визначенням передавальної функції  $H(z)$ , або визначенням матриць векторного рівняння, задача обґрунтування моделей розв'язується методом послідовного ускладнення моделі. Вибирається найпростіша модель і аналізується якість апроксимації реального процесу. Якщо апроксимація невдала, то для опису процесу використовується більш складна модель і т.д. Для оцінювання параметрів моделі або вектора стану, може бути використаний метод найменших квадратів (МНК) або метод динамічної фільтрації. МНК широко відомий, використання його на кінцевих вибірках у випадку детермінованого сигналу та апіорі невідомих характеристиках завад, як правило, виправдовується. Використання цього методу, однак, має свої особливості. Вони полягають у наступному.

Припустимо, що для виділення  $m(t)$  використані результати вимірювань на інтервалі часу від одиниці до  $kT$ . Якщо  $m(t)$  є нестационарною функцією, то бажано побудувати рекурентну процедуру обробки під час надходження нових даних [181]. Така процедура призводить до форми фільтра, котра подібна до фільтра Калмана, проте, у разі не стаціонарності  $m(t)$  вона вимагає великого часу оброблення і великого обсягу вимірювань.

Інший напрямок полягає в розбитті наявної вибірки на невеликі ділянки, наприклад по 3-5 точок, і зсувові цих точок від нульового відліку до  $n$ -го відліку (ковзне спостереження). Утворені в процесі цього окремі оцінки в подальшому складають ряд, за котрим розраховуються прогнозовані оцінки параметрів процесу  $m(t)$ .

У випадку великого значення "ковзного вікна" значення  $m(t)$  виступають в якості завад. Навпаки, коли довжина вікна мала, вони можуть істотно впливати на значення оцінок параметрів  $m(t)$ .

Дослідження показали, що існує певна міра вибору "ковзного вікна" залежно від характеристики складової  $m(t)$ . Оцінювання за МНК, для випадку гаусівського апіорного розподілу параметрів, котрі оцінюються, еквівалентно оцінюванню за методом максимуму правдоподібності (ММП) [180].

Метод із використанням динамічної моделі заснований на представленні процесу, як результат збудження білим шумом фільтра-формувача. Дослідження цього методу показують, що прийнятні результати можна отримати для виборок вимірювань процесу об'ємом від сотень до тисяч [178, 180]. Такий обсяг інформації означає оцінювання вектора стану для стабільних кварцових генераторів протягом достатньо тривалих (до одиниць годин) інтервалів часу. Процедура використання цього методу розроблена для простих рекурентних співвідношень.

Практичне застосування цього методу для оцінювання сигналу нестабільності пов'язане з певними труднощами, котрі викликані чутливістю алгоритму до вибору початкових умов. Крім того, якщо дисперсія випадкової складової  $n(t)$  невідома, то цей факт змінює і суттєво ускладнює алгоритм отримання оцінки. На практиці в цьому випадку в якості значення дисперсії приймають найбільш можливе і далі вважають його постійним. Вибір значення дисперсії меншого ніж у реалізації, призводить до нестійкої роботи алгоритму і до його непрацездатності.

У тому випадку, коли реалізація нестабільності охоплює великий інтервал часу, припущення про сталість окремих параметрів моделі виявляється хибним. Зазначені параметри слід вважати змінними і їх можна представити як випадковий процес, породжений марківською моделлю (підрозділ 1.3).

Алгоритми ідентифікації на основі динамічних моделей розроблені у вигляді рекурентних співвідношень як для критерію максимуму правдоподібності, так і для критерію максимуму апостеріорної імовірності розподілу параметра, котрий оцінюється. Однак, якщо невідомі параметри розподілені рівномірно або є значна невизначеність в апріорному розподілі, то алгоритми ідентифікації для названих вище критеріїв еквівалентні.

На основі (3.9) для складових  $m(t)$  і  $n(t)$  будуть справедливі вирази:

$$X(t) = Fx(t) + Gg(t), \quad m(t) = H(t)x(t), \quad (3.15)$$

а рівняння спостерігача можна представити у вигляді

$$Z(t) = H_1 m(t) + n(t), \quad (3.16)$$

де  $Z(t) = \varphi(t) - g(t) = m(t) + n(t)$ ;

$n(t)$  – складова нестабільності, котра має малий час кореляції;

$H_1$  – матриця спостережень для випадку  $H_1 = [100\dots 0]$ , що розглядається.

Оптимальна оцінка вектора  $\hat{x}(t)$  має вигляд:

$$\hat{x}(k+1) = \Phi \hat{x}(k) + K(k+1)[Z(k+1) - H_1 \Phi \hat{x}(k)], \quad (3.17)$$

де  $\Phi$  – перехідна матриця;  $K(k+1)$  – матриця коефіцієнтів підсилення;

$k$  – номер вимірювання, котрий надходить в обробку.

Матричний коефіцієнт підсилення визначається з рівняння Рікатті, як

функція характеристик шумів  $g(t)$ , матриць  $F$ ,  $H$  та  $G$  рівняння (3.15).

Отже, дослідження сигналів неконтрольованих випромінювань і аналіз існуючих математичних моделей обробки інформації дозволяє розробити більш досконалі за критерієм швидкодії нові методи ідентифікації.

### 3.2. Синтез моделі командно-вимірювальної ІТС

На основі реальної схеми автоматичного супроводження цілі, котра має вигляд, представлений на рис. 3.6, згідно із [182, 183], з урахуванням ортогональності та ідентичності азимутального каналу та каналу визначення кута місця, розглянемо нелінійні інерційні процеси в ІТС, на прикладі одного каналу, у відповідності з роботою [104].

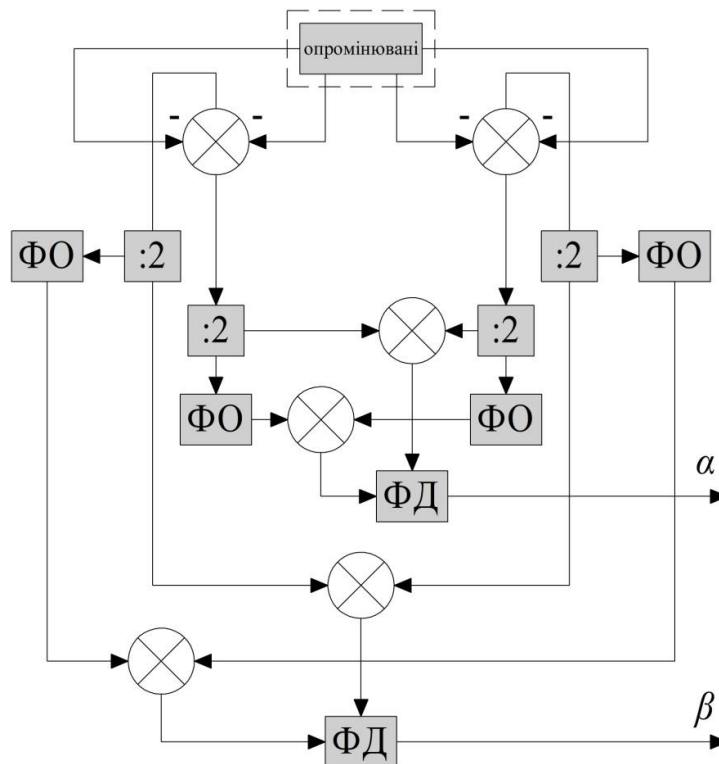


Рис. 3.6 Функціональна схема моноімпульсного антенного пристрою автосупроводження: ФД – фазовий детектор;  $\alpha$ ,  $\beta$  – координати наведення; ФО – фазообертач

У процесі розроблення даної методики скористаємось амплітудним моноімпульсним принципом наведення на максимум діаграми спрямованості, що відзначається високою точністю і простотою реалізації, згідно із рекомендаціями в роботах [187, 188].

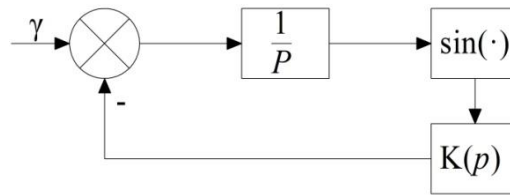


Рис. 3.7 Схема моноімпульсної системи автосупроводу

Еквівалентна модель системи, котра досліджується, набуває вигляду, рис. 3.7 та описується нелінійним диференціальним рівнянням [22, 87, 187, 188]

$$k^* \cdot PE(t) + k_1^* \cdot U_C \cdot K(p)F(E) = k_2^* \cdot U_n k_3^* \dot{Q}(t) = k_4^* \cdot x(t), \quad (3.18)$$

де  $P = \frac{d}{dt}$  – оператор диференціювання;

$E$  – сигнал помилки;

$F(E)$  – нелінійність фазового детектора (дискримінатора);

$k^*$ ,  $k_1^*$ ,  $k_2^*$ ,  $k_3^*$ ,  $k_4^*$  – коефіцієнти пропорційності, котрі характеризують кути місця системи [187].

$U_C$  – смуга стабільного автосупроводу;

$K(p)$  – передавальна функція фільтра;

$U_n$  – початкове розузгодження під час пошуку цілі;

$\dot{Q}(t)$  – збурення, котре діє на систему автосупроводу.

Розв'язати представлене диференційне рівняння в загальному вигляді можна функціональним методом за методикою, наведеною в [29, 109]. Тоді розв'язок рівняння (3.21) можна записати у вигляді ряду Вольтерра

$$E(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} d\tau_1, \dots, d\tau_n \times h'_n(\tau_1, \dots, \tau_n) \prod_{i=1}^n \times (t - \tau_i), \quad (3.19)$$

де  $h'_n(\tau_1, \dots, \tau_n)$  – ядра Вольтерра  $n$ -го порядку, котрі характеризують систему автосупроводу ( $n = 1, 2, \dots$ ).

У роботах [28, 29] проведені дослідження з оцінки точності моноімпульсних ІТС різними методами, результати досліджень представлені на графіках (рис. 3.8). Із урахуванням досліджень, проведених у [29, 109, 189], та розв'язуючи рівняння відносно  $E(t)$ , отримаємо вираз для ядер Вольтерра в операторній формі [164].

$$H_1(p_1) = \frac{1}{p_1 + U_C K(p_i)}, \quad (3.20)$$

$$H_2(p_1, p_2) = 0, \quad (3.21)$$



$$H_3(p_1, p_2, p_3) = \frac{1}{3!} \frac{U_C K(p_1 + p_2 + p_3)}{p_1 + p_2 + p_3 + U_C K(p_1 + p_2 + p_3)} \prod_{i=1}^3 \frac{1}{p_1 + U_C K(p_i)}, \quad (3.22)$$

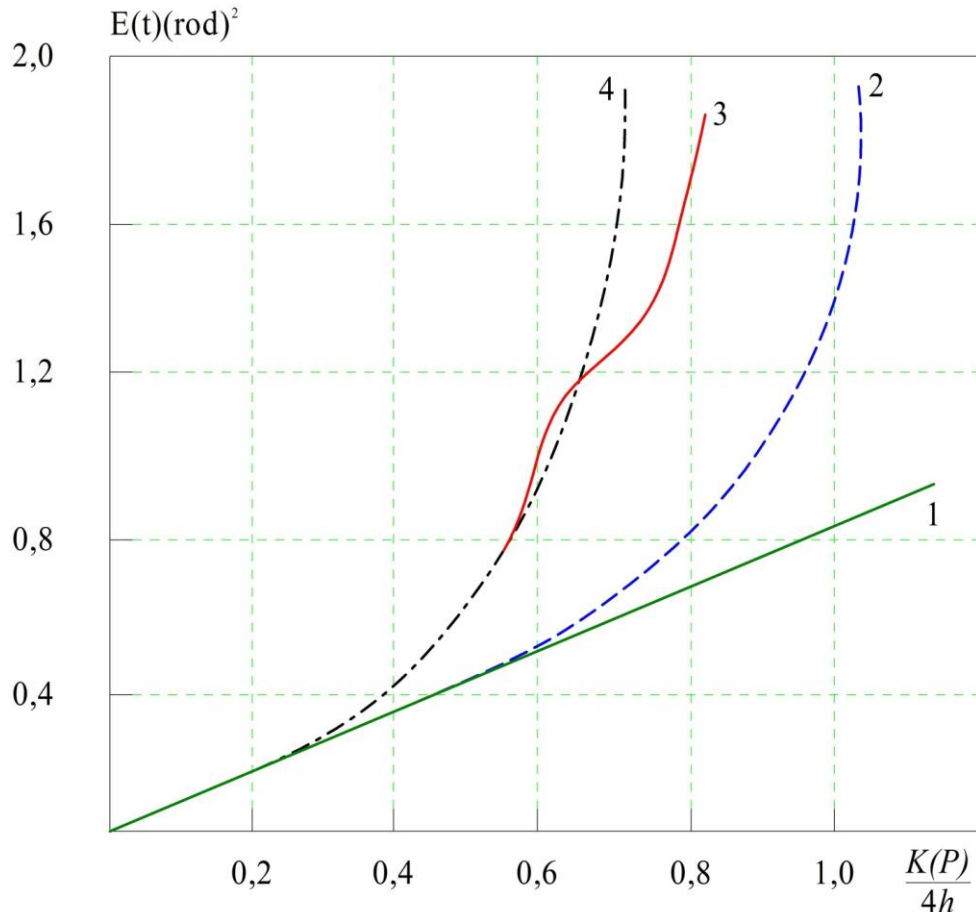


Рис. 3.8 Порівняння розв'язків за оцінкою точності моноімпульсної системи автосупроводу: 1 – лінійна модель; 2 – функціональний розв'язок другого порядку; 3 – точний розв'язок Тихонова із [186]; 4 – функціональний розв'язок третього порядку

Отримані ядра Вольтерра мають прийнятну наочність, що свідчить про конструктивність розробленого методу дослідження моноімпульсних систем автосупроводу.

Для дослідження впливу нелінійних динамічних процесів на якість функціонування ІТС, котрі проектуються, важливою обставиною є визначення стійкості систем НВЧ і ВВЧ діапазонів. Як наслідок, виникає потреба у розгляді показника стійкості за допомогою розробленої вище методики [184].

Для цього необхідно дослідити область стійкої роботи системи автосупроводу за допомогою функціональних рядів Вольтерра. Для керування ряду (3.19) мажоруючий ряд буде мати вигляд

$$\|\Phi\| = \sum_{i=1}^{\infty} \|\Phi_i\|, \quad (3.23)$$

$$\|\Phi_i\| = \max_{-\infty < t < \infty} |E_i[t]| = \max_{-\infty < t < \infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} d\tau_1 \dots d\tau_i h_i(\tau_1, \dots, \tau_j) \prod_{j=1}^i \times (t - \tau_j).$$

Провівши розклад нелінійностей фазового детектора системи в ряд Тейлора і обмежившись першими двома членами розкладання, отримуємо

$$\sin E = E - \frac{1}{3!} E^3, \quad (3.24)$$

Для нелінійності типу  $f(\cdot) = C_1(\cdot) + C_m(\cdot)^m$ , де  $m$  – позитивне число більше 2, співвідношення (3.23) набуває вигляду

$$\|\Phi_1\| = \|\Phi\| - \|g_1\| \|C_m\| \|\Phi\|^m, \quad (3.25)$$

точки на площині, у котрих  $\frac{dF(\Phi)}{d\Phi} = 0$ , як доведено в роботах [103, 104], задовольняють рівнянню

$$1 - m \|g_1\| \|C_m\| \|\Phi\|^m = 0, \quad (3.26)$$

розв'язок (3.26) дає  $m-1$  розв'язків  $\Phi^{(1)}, \Phi^{(2)}, \dots, \Phi^{(m-1)}$  вигляду

$$\exp(j, Z_v), \text{ де } b = \left( \frac{1}{m \|g_1\| \|C_m\|} \right)^{\frac{1}{m-1}}, Z_v = \frac{2\pi}{m-1}, v = 0, 1, 2, \dots, m-2.$$

Припустимо, що контур аналітичності  $C$  на площині  $\Phi$ , на котрому існують всі функціональні похідні  $\Phi$ , є колом із радіусом  $r < \hat{a}$  з центром на початку координат. Відображення  $C$ , контура  $\tilde{A}$  на площині  $\|\Phi_1\|$  має вигляд [104]

$$\|\Phi_1\|_r = r \left[ (\cos \theta - \|g_1\| \|C_m\| r^{m-1} \cos m\theta) + j (\sin \theta - \|g_1\| \|C_m\| r^{m-1} \sin m\theta) \right], \quad (3.27)$$

$$\|\Phi_1\|_{\tilde{A}} = r \exp(j\theta) - \|g_1\| \|C_m\| r^m \exp(jm\theta), \quad (3.28)$$

де  $0 \leq \theta \leq 2\pi$ ,  $r < \hat{a}$ .

Під час зміни  $\theta$  в наведеному рівнянні від  $\theta$  до  $2\pi$  можна отримати замкнений контур  $\tilde{A}$  на площині  $\|\Phi_1\|$ , котра містить початок координат. Найближчий до початку координат контур  $\tilde{A}$  достатньо просто визначити шляхом мінімізації  $\|\Phi_1\|_{\tilde{A}}$  за  $\theta$ . Для (3.28) у відповідності із роботою [104] маємо

$$\begin{aligned} \min_{0 \leq \theta \leq 2\pi} \|\Phi_1\|_{\tilde{A}} &= \min_{0 \leq \theta \leq 2\pi} \left\{ r \sqrt{\|g_1\|^2 \|C_m\|^2 r^{2(m-1)} - 2\|g_1\| \|C_m\| r^{m-1} \cos[(m-1)\theta] + 1} \right\} = \\ &= r \sqrt{\|g_1\|^2 \|C_m\|^2 r^{2(m-1)} - 2\|g_1\| \|C_m\| r^{m-1} + 1} = r \left( 1 - \|g_1\| \|C_m\| r^{m-1} \right) \end{aligned} \quad (3.29)$$

де  $r < \hat{a}$ .

Чим менший  $r$  у порівнянні з  $\hat{a}$ , тем менший мінімум функціоналу  $\min_{0 \leq \theta \leq 2\pi} \|\Phi_1\|_{\tilde{A}}$ . З урахуванням нелінійності (3.25) ряд Вольтерра буде сходитись, згідно із [103, 104, 188], коли

$$\|\Phi_1\| = \max_{-\infty < t < \infty} |E_1(t)| < \frac{m-1}{m} \left( \frac{1}{m \|g_1\| \|C_m\|} \right)^{\frac{1}{m-1}}, \quad (3.30)$$

$$\|g_1\| = \int_{-\infty}^{\infty} \left| \alpha_p^{-1} [G_1(p)] \right| dt, \quad (3.31)$$

Знак  $\alpha_p^{-1}$  характеризує обернене перетворення Лапласа функції, що міститься в квадратних дужках

$$G_1(p) = K(p) C U_C, \quad (3.32)$$

де  $K(p) = \frac{1/T}{p + 1/T}$  – передавальна функція пропорційно-інтегрального фільтра;

$H_1(p) = \frac{1}{p + U_C K(p)}$  – ядро Вольтерра першого порядку;

$U_C = \text{SyI}_{\hat{a} \max}$  – смуга утримання;

У відповідності із роботами [190] маємо  $m=3$ ,  $C=1$ ,  $C_m = C_3 = -\frac{1}{3!}$ .

З урахуванням вище викладеного, вираз (3.32) набуває вигляду:

$$G_1 = \frac{U_C - 1/T}{p^2 + (1/T)p + U_C(1/T)C}, \quad (3.33)$$

У випадку, коли корені рівняння

$$p^2 + \frac{1}{T}p + U_C \frac{1}{T} = 0, \quad (3.34)$$

дійсні та від'ємні (для сильного згасання радіосигналу, що характерно для пошуку антенно-приймальних пристроїв) то, у відповідності із [104], отримаємо:

$$\|g_1\| = \frac{1}{C_1} = 1, \quad (3.35)$$

Якщо корені рівняння (3.34) комплексні з від'ємною дійсною частиною (у випадку слабого згасання, котре характерне для супроводження цілі, за великих відстаней та наявності РЕП), згідно із [104], маємо

$$\|g_1\| = \frac{\left(1 - \exp \frac{D\pi}{F}\right)}{1 - \exp \frac{D\pi}{F}}, \quad (3.36)$$

$$\text{де } D = -\frac{1}{2T}, \quad F = \frac{1}{2} \sqrt{4\Omega_y \frac{1}{T} - \Omega_y^2}.$$

У випадку сильного згасання радіосигналів зв'язку, враховуючи (3.34) та (3.35), має місце залежність

$$\|\Phi_1\| < \frac{2}{3} \left( \frac{1}{3! - 1/6} \right)^{1/2} = 0,27, \quad (3.37)$$

$$\|\Phi\| = \|\Phi_1\| + \frac{|C_3|}{|C_1|} \|\Phi_1\|^3 = 0,27 + \frac{1}{6} \cdot 0,019 = 0,273. \quad (3.38)$$

Для нелінійностей типу (3.28) область стійкої роботи ІТС, у відповідності із джерелом [29], визначається виразом

$$U_C = \frac{U_C C_1 (m-1)}{m} \left( \frac{C_1}{m|C_m|} \right)^{\frac{1}{m-1}}, \quad (3.39)$$

Після підстановки (3.33) в (3.39) отримано  $U = U_C \frac{2}{3} \sqrt{3} \approx U_C$ , отже, у загальному вигляді має місце

$$\lim_{n \rightarrow \infty} U = U_C. \quad (3.40)$$

З урахуванням наведених вище викладок область стійкої роботи ІТС, котра описується нелінійним диференціальним рівнянням (3.18), збігається зі смугою стійкого супроводу в тому випадку, якщо нелінійність фазового детектора слідкуючої системи має вигляд (3.25), а в якості фільтра нижніх частот використовується інтегруючий фільтр. Отриманий результат підтверджує висновок, наведений у роботах [103, 104], де вказується, що в таких ІТС, із точки зору стійкої роботи, не накладається ніяких обмежень на величину смуги утримання згідно з виразом (3.330). Представимо вираз (3.38) графічною залежністю (див. рис. 3.9).

На рис. 3.9 подвійною лінією зображена залежність  $\|\Phi\|$  від  $\|\Phi_1\|$  для лінійної моделі ПП, кривою 2 – для ПП із нелінійністю типу (3.35).

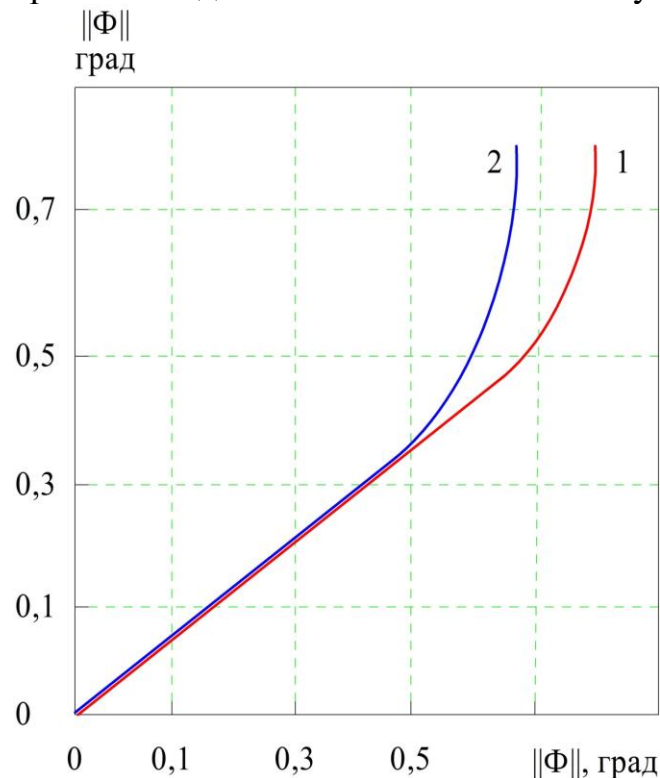


Рис. 3.9 Залежність верхньої межі  $\|\Phi\|$  від верхньої межі  $\|\Phi_i\|$ : 1 - сильне згасання радіосигналу, характерне для режиму наведення; 2 - слабке згасання радіосигналу, характерне для режиму супроводу цілі

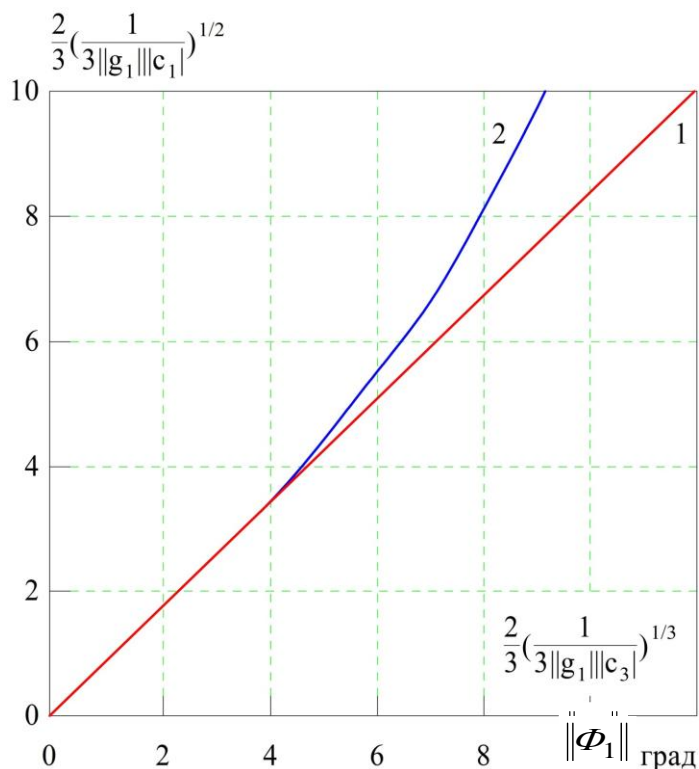


Рис. 3.10 Графік залежності  $\|\Phi\|$  від  $\|\Phi_1\|$ : 1 – лінійна залежність; 2 – нелінійна залежність, отримана дослідним шляхом

Із аналізу рис. 3.10 випливає, що лінеаризація системи, котра використовується в переважній більшості робіт, допускається лише в дуже вузькій смузі значень  $\|\Phi_1\|$ , близько 25% від області можливих значень  $\|\Phi_1\|$ . У решті випадків необхідно враховувати нелінійний характер інерційних динамічних процесів, що протікають у ІТС із радіосигналами НВЧ і ВВЧ діапазонів.

Однак, базуючись на рис. 3.10, для оцінки області стійкої роботи можемо користуватися лінійною теорією для дослідження кута місця систем. Для цього знаходимо  $\|\Phi_1\| = \max_{-\infty < t < \infty} |E(t)|$ , відклавши по вісі абсцис отримане значення,  $\|\Phi_1\|$  і визначаємо  $\|\Phi\|$ .

За допомогою графіка залежності  $\|\Phi\|$  від  $\|\Phi_1\|$  (рис. 3.10) та співвідношень (3.33), (3.38) можна задавати обґрунтовані вимоги до

конструювання і розробки НВЧ і ВВЧ ІТС. Однак, для оцінки завадостійкості ІТС, окрім розгляду динамічних характеристик та характеристик точності системи стеження, необхідно враховувати вплив нелінійних процесів, котрі протікають в КВС на якість прийому/передачі інформаційних повідомлень.

Для цього необхідно провести дослідження нелінійних інерційних спотворень інформаційних сигналів у плазмовому іоносферному середовищі.

### 3.3. Оцінка впливу обмеженості лінійного динамічного діапазону ІТС на стійкість і пропускну спроможність

Перш за все необхідно дослідити вплив нелінійних інерційних процесів у КВС на якість функціонування ІТС. Для цього, у відповідності із викладками підрозділу 2.6, розглянемо залежність завадостійкості РП від зміни рівня радіосигналу ПП.

Амплітуда флуктуацій прийнятого КВС сигналу досягає 30 дБ, а час кореляції змінюється в межах від 1 до 5 с у відповідності із роботою [190]. Флуктуації сигналу викликають збільшення динамічної  $\delta_\theta$  і флуктуаційної  $\sigma_\psi^2$  помилок [23, 191-193]. Динамічна помилка зростає в 2 рази за малого відношення сигнал/шум і в 1,3 рази – у разі наявності великих відношень [31, 111].

Флуктуаційна помилка, у свою чергу, зростає ще істотніше: у разі наявності малих відношень сигнал/шум вона зростає в 6 разів, а великих – в 1,5 рази.

Використання в якості критерію ефективності ПП імовірності помилки вказує на те, що обраний критерій дозволяє оцінити пропускну спроможність ІТС і вплив нелінійних інерційних процесів. Тому з урахуванням формул (1.15), (1.16) і (2.57) отримаємо вирази

$$P_{\text{авт}} = 0,5 \exp(h^2 y^2), \quad (3.41)$$

$$P_{\text{ког}} = 2F(\sqrt{2}hy) [1 - F(\sqrt{2}hy)]. \quad (3.42)$$

Розрахунки свідчать, що у разі фіксованої імовірності помилки  $P_0 = 10^{-5}$  автокореляційний прийом (3.42) за умов відсутності частотно-селективних процесів програє 1,9 дБ когерентному прийому, як доводить (3.42).

Однак, за їх наявності пропускну спроможність когерентних систем знижується на 3 дБ, зменшуючи ефективність використання методів

пропускної здатності ПП [194, 195].

Вважаємо за доцільне застосувати в каналах з ЧСЗ механізм адаптації під час прийому радіохвиль сантиметрового і міліметрового діапазонів.

Аналіз проведених розрахунків показує, що ефективності використання НВЧ і ВВЧ ІТС виявляється недостатньо, тому виникає необхідність у підвищенні завадостійкості на 1 дБ для ефективного функціонування систем радіосупроводу цілі [47, 61, 190].

За результатами аналізу формул (3.41) та (3.42) отримано порівняльну характеристику залежності ймовірності помилки від відношення сигнал/шум для когерентного і автокореляційного режимів прийому НВЧ і ВВЧ радіосигналів при наявності та відсутності частотно-селективних завмирань на трасі поширення рис. 3.11.

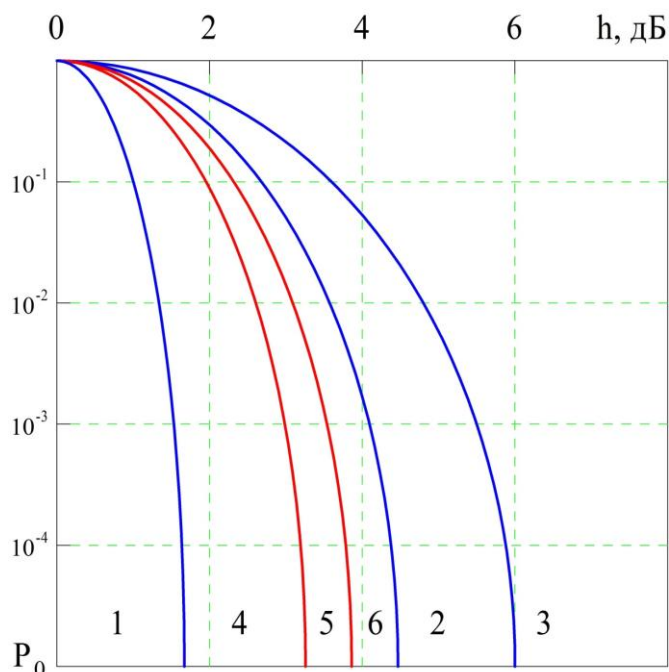


Рис. 3.11 Порівняльна характеристика залежності ймовірності помилки  $P_0$  від відношення сигнал/шум  $h$ : 1,2,3 – когерентний прийом сигналів, коли  $\Delta\varphi = 0^\circ$ ,  $\Delta\varphi = 60^\circ$ ,  $\Delta\varphi = 80^\circ$ ; 4,5,6 – автокореляційний прийом радіосигналів у випадку, якщо  $\Delta\varphi = 0^\circ$ ,  $\Delta\varphi = 60^\circ$ ,  $\Delta\varphi = 80^\circ$

Привівши ретельний аналіз виразів (3.38), (3.39) і залежності на рис. 3.11, проведемо порівняльну оцінку когерентного і автокореляційного прийому НВЧ і ВВЧ радіосигналів у табл. 3.1. У роботі пропонується забезпечувати прийом і обробку слабких сигналів, котрі характеризуються тим, що відношення спектральної щільності сигналу  $S_c(t)$  до повної потужності сигналу  $S_n(t)$  суттєво менше одиниці.



Як наслідок, по відношенню до такого сигналу, значне розширення смуги пропускання каналу в порівнянні з інформаційною смугою частот без збільшення швидкості передачі не призведе до будь-яких втрат, за винятком того факту, що займану такою системою смугою частот можна використовувати для передачі іншої інформації.

Таблиця 3.1

Оцінка когерентного і автокореляційного прийому НВЧ і ВВЧ радіосигналів із відносною фазорізницевою модуляцією

$h$	Імовірність помилки під час когерентного прийому				
	$\Delta\varphi = 0^\circ$	$\Delta\varphi = 30^\circ$	$\Delta\varphi = 45^\circ$	$\Delta\varphi = 60^\circ$	$\Delta\varphi = 80^\circ$
1	0,27	0,32	0,25	0,45	0,48
2	0,04	0,08	0,081	0,39	0,471
3	0,0025	0,003	0,016	0,19	0,48
4	$5,9 \cdot 10^{-5}$	$4,9 \cdot 10^{-4}$	0,0022	0,07	0,4
5	$5,6 \cdot 10^{-7}$	$1,4 \cdot 10^{-5}$	0,0001	0,021	0,43
$k$	Імовірність помилки під час автокореляційного прийому				
	$\Delta\varphi = 0^\circ$	$\Delta\varphi = 30^\circ$	$\Delta\varphi = 45^\circ$	$\Delta\varphi = 60^\circ$	$\Delta\varphi = 80^\circ$
I	0,303	0,345	0,393	0,44	0,475
2	0,065	0,11	0,18	0,3	0,47
3	0,0055	0,017	0,053	0,16	0,43
4	0,00016	0,0013	0,009	0,067	0,39
5	$1,8 \cdot 10^{-6}$	$4,2 \cdot 10^{-5}$	0,0009	0,02	0,34

У таких радіоканалах відношення швидкості передачі до пропускну здатності каналу не змінюється зі зміною займаної смуги частот. У дійсності розширення смуги пропускання системи дозволяє ближче підійти до теоретичної величини пропускну здатності каналу [196].

Розширення смуги частот при цьому використовується не тільки для боротьби з шумами, котрі заважають процесу передачі інформації, а також для збільшення дальності в траєкторній системі і вимірювання дальності до цілі за сигналами неконтрольованих випромінювань навігаційної апаратури ІТС [197].

З урахуванням отриманих вище результатів маємо змогу отримати залежність пропускної здатності ПП від відношення сигнал/шум на його вході  $h_{\hat{\alpha}\hat{\delta}}$  рис. 3.12 для різних значень величини смуги пропускання ПП  $\Delta f$ .

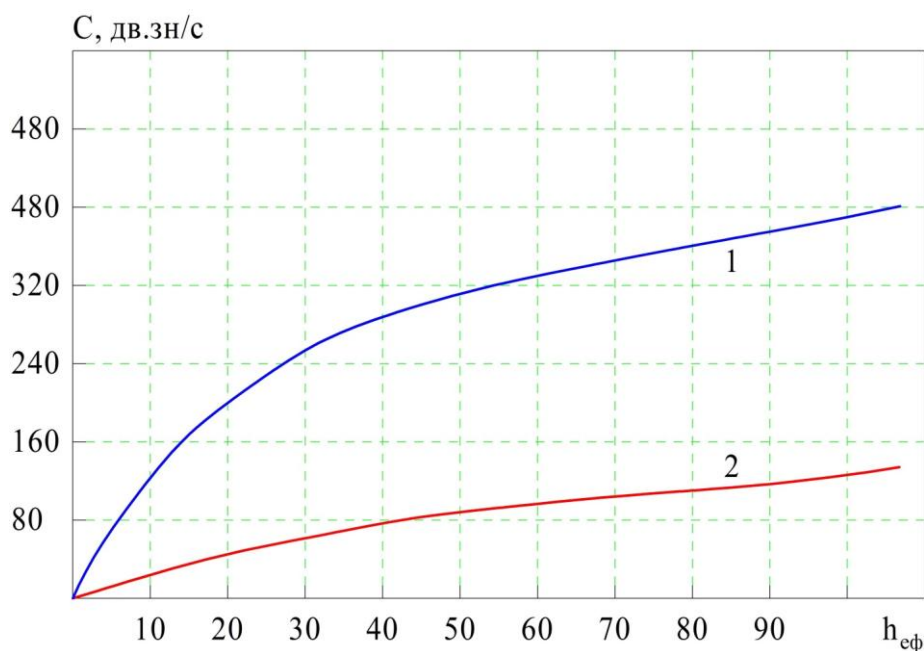


Рис. 3.12 Графічна залежність пропускної здатності  $C$  від відношення сигнал/шум  $h_{\hat{\alpha}\hat{\delta}}$ : 1 – для  $\Delta f = 60$  Гц; 2 – для  $\Delta f = 20$  Гц

Розглянемо випадок, коли має місце мале відношення сигнал/шум  $h_{e\hat{\delta}} \ll 1$ . Тоді за наявності малого  $h_{e\phi}$ , у розкладанні

$$\log_2^e \ln(1 + h_{e\phi}) = \log_2^e \left( h_{e\phi} - \frac{h_{e\phi}^2}{2} + \frac{h_{e\phi}^3}{3} \dots \right)$$

у відповідності із [196] можна обмежитись першим членом ряду та отримати

$$C = \Delta f \log_2(1 + h_{e\phi}) = \Delta f h_{e\phi} \log_2 e \approx 1,443 \Delta f h_{e\phi}. \quad (3.43)$$

Зазначений вираз вказує на те, що за наявності малого  $h_{\hat{\alpha}\hat{\delta}}$  пропускна спроможність каналу прямопропорційна відношенню сигнал/шум  $h_{\hat{\alpha}\hat{\delta}}$  та ширині смуги частот  $\Delta f$ .

За умови великого відношення ( $h \gg 1$ ) із достатнім наближенням маємо логарифмічну залежність пропускної здатності від зазначеного

відношення  $h_{ef}$

$$C = \Delta f \log_2(1 + h_{ef}) \approx \Delta f \log_2 h_{ef}. \quad (3.44)$$

Вираз (3.43) свідчить про те, що за умови зменшення відношення сигнал/завада  $h$  об'єм інформації, котра передається, можна зберегти шляхом розширення смуги  $\Delta f$  або, навпаки, шляхом звуження смуги каналу за рахунок збільшення  $h_{ef}$ .

Перш за все необхідно встановити залежність пропускну здатності від ширини смуги каналу. У випадку рівномірного енергетичного  $P_n = N_0 \Delta f$  (де  $P_n$  потужність шуму,  $N_0$  – спектральна щільність потужності шуму) вираз, котрий визначає граничні можливості системи зв'язку, можна визначити у вигляді співвідношення

$$C = \Delta f \log_2 \left( \frac{P_0}{\Delta f N_0} \right). \quad (3.45)$$

З урахування наведеного виразу, залежність пропускну здатності  $C$  від ширини смуги ІТС матиме вигляд, представлений на рис. 3.13 [196].

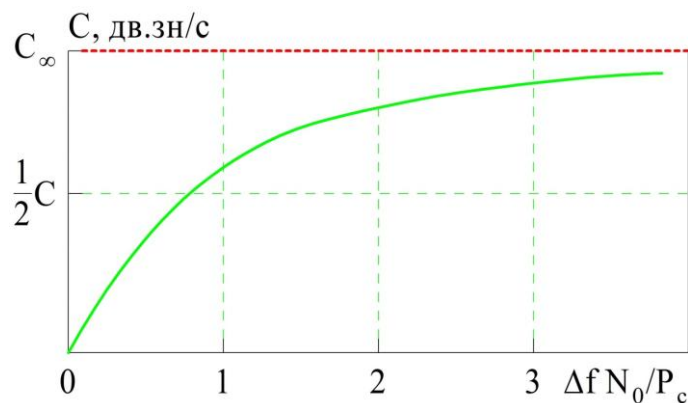


Рис. 3.13 Залежність пропускну здатності від ширини смуги частот  $\Delta f$

Як видно із рис. 3.13, зі збільшенням ширини смуги частот  $\Delta f$  пропускну спроможність монотонно зростає, асимптотично наближаючись до граничного значення

$$C_\infty = \lim_{\Delta f \rightarrow \infty} C = \frac{P_0}{N_0} \log_2 e = 1,443 \frac{P_0}{N_0}. \quad (3.46)$$

Для визначення ефективності ІТС за швидкістю прийому-передачі

інформації слід зазначити, що результат узгодженої фільтрації з адитивним нормальним шумом можна виразити через відношення спектральної щільності сигналу до спектральної щільності потужності шуму  $S/N_0$ , котре не залежить від смуги пропускання системи.

Для будь-якого ПП (для якого визначено тип сигналу і метод прийому) допустима ймовірність помилки  $P_0$  визначає певне конкретне значення необхідного  $h_{ef}$ . У процесі узгодженої фільтрації зазначене необхідне значення  $h_{ef}$  напряду пов'язано із потужністю прийнятого сигналу  $S$  та спектральною щільністю потужності шуму  $N_0$  виразом

$h_{ef} = \frac{ST}{N_0}$ , у відповідності до [196]. Швидкість передачі інформації можна

визначити на підґрунті роботи [196]  $V_u = \frac{1}{T} = \frac{S}{N_0 h}$ . У ІТС із низьким рівнем сигналу, коли  $S/N_0 F \ll 1$ , відношення дійсної швидкості передачі інформації до теоретичної пропускнуої здатності каналу має вигляд

$$\eta_{ef} = \frac{V_u}{C_\infty} \equiv \frac{1}{h} \log_2 e \approx \frac{0,963}{h}. \quad (3.47)$$

Отже, якщо, наприклад, у двійковій системі відносної фазорізницевої модуляції для забезпечення ймовірності помилки  $P_0 = 5 \cdot 10^{-4}$  необхідно мати  $h = 6,93$  (8,4 дБ), то ефективність такого ІТС за швидкістю приймання-передачі буде дорівнювати 10%. З огляду на те, що під час наближення швидкості прийому-передачі до теоретичної пропускнуої здатності каналу поліпшення системи зв'язку дає все менший ефект (максимально можливе поліпшення не перевищує 10 дБ, як зазначено в дослідженнях [196]) отриману ефективність ІТС, за швидкістю, слід вважати достатньо високою і можна заздалегідь спрогнозувати, що подальше збільшення ефективності реальних ІТС, котрі працюють за каналами з адитивним гаусівським шумом, наштовхнеться на значні труднощі.

### 3.4. Синтез алгоритму оптимального оброблення сигналів ІТС

Якість функціонування системи ідентифікації об'єктів, у відповідності із роботами [198-200], напряду залежить від можливостей прийому радіосигналів КА і алгоритмів їх оброблення. Прийом неконтрольованих випромінювань (НВ), близько  $10^{-8}$  Вт, залежить від технічних характеристик ПП, що використовуються [198, 200], та істотної

складності за певних умов, не представляє [181]. Але проблематика оброблення зазначених радіосигналів, наприклад, підвищення оперативності та достовірності, на сьогоднішній день у достатній мірі не вивчені [200]. Зазначена проблематика обумовлена перш за все тим, що процеси нестабільності генераторів завдання ІТС, як зазначено у підрозділі 3.1, обумовлюють необхідність вибору саме оптимального алгоритму оброблення прийнятої інформації із урахуванням адитивного шуму вимірювань. У цьому підрозділі зосереджено особливу увагу на спільному дослідженні компонент процесу ідентифікації  $g(t)$ , що швидко  $n(t)$  та повільно  $m(t)$  змінюються [166, 171].

Використання сучасних ЕОМ для оброблення радіосигналів зазначеного класу визначає актуальність розроблення принципів побудови дискретних алгоритмів, котрі дозволяють будувати більш прості, з точки зору практичної реалізації, алгоритми оброблення зазначених сигналів. Також виникає необхідність в аналізі принципів оброблення сигналів НВ на сучасному рівні [199]. Це дозволить виконати нормалізацію впливів завад та здійснити функціональне перетворення в аналого-цифрових алгоритмах і можливістю виконувати фазове оброблення радіосигналів на виході частотно-вибіркових кіл, на основі точок перетину нульового рівня.

Існуючі алгоритми оброблення сигналів, як зазначено в роботах [199, 200] враховують, в основному, сигнали завад, котрі мають нормальний (гаусівський) закон розподілу. Відомі методи оброблення сигналів завад, що мають відмінний від нормального закон розподілу, призводять до суттєвого ускладнення алгоритмів обчислень, що, у свою чергу, істотно впливає на швидкодію і показники якості функціонування ПП.

Сучасні дослідження, направлені на розв'язання зазначеної задачі [201], показали, що найбільш поширене, на сьогодні фазове оброблення сигналів. Зазначений процес оброблення радіосигналів ґрунтується на аналізі точок перетину сигналів нульового рівня, котрі приймаються [202]. Обґрунтування та особливості застосування такого оброблення сигналів розглянуті в [201, 203]. Необхідно зазначити, що ступінь впливу частотно-вибіркових кіл ІТС на розподіл точок перетину нульового рівня на сьогодні не досліджений. Також мають місце значні ускладнення із побудовою алгоритму оброблення складових радіосигналів неконтрольованих випромінювань.

Характерні особливості процесів нестабільності частоти генераторів завдання визначають вимоги до алгоритмів оцінювання параметрів моделей нестабільності.

Основною відмінністю компоненти процесу ідентифікації  $g(t)$  є його повільна зміна на інтервалі спостереження. Тому слід вважати її постійною на даному інтервалі і в подальшому аналізі моделей нестабільності не розглядати.

Доданок  $m(t)$  є локальним стаціонарним процесом із достатньо великим часом кореляції, тому для визначення його характеристик доцільно використовувати МНК, або метод динамічної фільтрації [204]. Для зменшення часу оброблення радіосигналів та підвищення оперативності, необхідно використовувати їх рекурентні модифікації із залученням для оброблення невеликої частини закумульованої інформації.

Складова процесу  $n(t)$  описує швидкі зміни фази в часі, котрі є найбільш інформативними для виявлення особливостей генераторів завдання. Висока інформативність компоненти  $n(t)$ , порівняно з  $m(t)$ , обумовлена наявністю в складовій  $m(t)$  доплерівського зсуву частоти. Наявність невідомого доплерівського зсуву призводить до неможливості ідентифікації генераторів за компонентою  $m(t)$ .

Подальший розгляд компоненти  $m(t)$  процесу зміни фази  $\varphi(t)$  в математичній моделі будемо продовжувати на основі рівнянь спостерігача 
$$\begin{cases} z(t) = H_1(t) + n(t) \\ z(t) = \varphi(t) - g(t) \end{cases}, \text{ та стану } \begin{cases} \dot{x}(t) = Fx(t) + Gg(t) \\ m(t) = Hx(t) \end{cases}, \text{ згідно із [171],}$$
 відповідно.

Необхідно зазначити, що процес  $n(t)$  має нормальний розподіл, оскільки час його кореляції значно менший часу кореляції компоненти  $m(t)$ . Математична модель може бути використана для побудови модифікованого алгоритму динамічної фільтрації.

Важливим кроком у процесі розроблення алгоритму є оцінювання параметрів моделі складової  $m(t)$  МНК  $z(t) = \varphi(t) - q(t) = m(t) + n(t)$ , де  $m(t)$  – складова оцінювання параметрів лінійної моделі за МНК;  $n(t)$  – складова процесу ідентифікації.

Як зазначено в роботах [193, 203, 205], доцільно та достатньо ефективно застосовувати авторегресійні моделі для опису швидкоплинних  $n(t)$  процесів.

Подальший аналіз доданка  $n(t)$  буде базуватись на термінології авторегресійних моделей

$$y(t) = \sum_{i=1}^n a_i y(t-i) + e_i(t); \quad n(t) = e_1(t) + e_2(t), \quad (3.48)$$

де  $a_i$  – коефіцієнти авторегресійної моделі;

$e_2(t)$  – білий шум вимірювань,  $e_2(t) = e_1(t) - \sum_{i=1}^n a_i e_2(t-i)$ ;

$y(t)$  – процес зміни фази колювання, викликаний слабо корельованою компонентою нестабільності;

$n(t)$  – складова процесу  $\varphi(t)$ , моделі (3.11).

Для подальших досліджень необхідно вивести співвідношення, котрі визначають алгоритми оцінювання складових  $m(t)$  і  $n(t)$  для моделей (3.48).

Зважаючи на особливості моделі (3.11), необхідно дослідити можливості побудови рекурентного алгоритму МНК на "ковзному" вікні. Проведемо аналіз лінійної моделі  $Z(t) = AH + n(t)$ , компоненти  $m(t)$  процесу (3.11) зміни фази  $\varphi(t)$ , у відповідності із роботою [171] з вектором вимірювань.

Параметри  $Z_1 \dots Z_2$  – вимірювання фази сигналу в момент  $t_1 \dots t_N$ , матрицею  $A = [A_1^T, \dots, A_n^T]$ , причому  $A_i^T = [a_i, \dots, a_{ir}]$  –  $i$ -й рядок матриці  $A$ , вектором параметрів, котрі оцінюються  $M = [M_1, \dots, M_r]^T$ , та вектором імовірних похибок вимірювань  $[n_1, \dots, n_n]^T$ , ( $n_1, \dots, n_n$  – значення доданка  $n(t)$  математичної моделі (3.11) в момент часу  $t_1 \dots t_n$ ).

Позначимо блоки параметрів  $z(n, n+l) = (z_{n+1}, \dots, z_{n+l})^T$  та  $A(n, n+l) = [A_{n+1}^T, \dots, A_{n+l}^T]$ , котрі складається з  $l$  – рядків матриці, таким чином:  $\Sigma(n, n+l)$  – добуток  $[A^T(n, n+l)A(n, n+l)]^{-1}$ .

Тоді оцінка вектора  $M(t)$  у момент  $t_{m+l}$  залучення до процесу оброблення вимірювань з моментів  $t_m$  до  $t_{m+l}$

$$M(n, n+l) = \sum_{n=1}^T (n, n+l) A^T(n, n+l) z(n, n+l).$$

Оцінити за МНК  $M(n, n+l)$  можна на основі вимірів  $z_{n+1} \dots z_{n+c}$  з використанням рядків матриці  $A_c(n+1)$  до  $(n+l)$ .

Розвиток процесу оцінювання  $M(n, n+l)$  у процесі зміні  $n$  описується, у відповідності із роботою [206] наступним алгоритмом рекурентних співвідношень [171]:

а) оператор відокремлення вимірювання

$$M(n, n+l+1) = M(n, n+l) K^{(1)}(n, n+l) [z_{n+l+1} - (n, n+l) M(n, n+l)], \quad (3.49)$$

$$K^{(1)}(n, n+l) = \sum_{n=1}^T (n, n+l) A_{n+l+1} \left[ J + A_{n+l+1}^T \sum_{n=1}^T (n, n+l) A_{n+l+1} \right]^{-1}. \quad (3.50)$$

Вектор  $K^{(1)}$  розмірності  $r+1$ , у відповідності із [207], називають коефіцієнтом передачі у процесі введення нового виміру до рекурентного

алгоритму. Доцільно використовувати більш зручну для реалізації на ЕОМ форму коефіцієнта передачі  $K^{(1)}$  згідно із [207]

$$K^{(1)}(n, n+l) = \sum_{n=1}^T (n, n+l+1) A_{n+l+1}. \quad (3.51)$$

Тоді маємо

$$\sum_{n=1}^T (n, n+l+1) = (J - K^{(1)}(n, n+l) A_{n+l+1}^T) \sum_{n=1}^T (n, n+l). \quad (3.52)$$

Вираз (3.49) у розгорнутій формі запису можна представити так

$$\begin{aligned} \sum_{n=1}^T (n, n+l+1) &= \sum_{n=1}^T (n, n+l) - \sum_{n=1}^T (n, n+l) A_{n+l+1} \times \\ &\times (A_{n+l+1}^T \sum_{n=1}^T (n, n+l) A_{n+l+1} + 1)^{-1} A_{n+l+1}^T \sum_{n=1}^T (n, n+l) \end{aligned} \quad (3.53)$$

де  $l$  – одинична матриця,

б) оператор, котрий враховує похибки вимірювання

$$\begin{aligned} M(n+1, n+l+1) &= M(n, n+l+1) - K^{(2)}(n, n+l+1) \times \\ &\times \left[ z_{n+1} - A_{n+1}^T M(n, n+l+1) \right] \end{aligned} \quad (3.54)$$

$$K^{(2)}(n, n+l+1) = \sum_{n=1}^T (n, n+l+1) A_{n+1} \left[ J - A_{n+1}^T \sum_{n=1}^T (n, n+l+1) A_{n+1}^T \right]. \quad (3.55)$$

Вектор  $K^{(2)}$ , подібно до першого (а) блоку, зазначеного рекурентного алгоритму, також має розмірності  $r+1$ , його називають коефіцієнтом, котрий враховує похибки вимірювання [207]. Для зручності обчислення на ЕОМ, маємо  $K^{(2)}(n, n+l) = \sum_{n=1}^T (n+1, n+l+1) A_{n+1}$ . Тоді для

зведеного оператора можна записати

$$\sum_{n=1}^T (n+1, n+l+1) = (J + K^{(2)}(n, n+l+1) A_{n+l+1}^T) \sum_{n=1}^T (n, n+l+1). \quad (3.56)$$

У розгорнутій формі запису (3.56) маємо

$$\begin{aligned} \sum_{n=1}^T (n+1, n+l+1) &= \sum_{n=1}^T (n, n+l+1) \times \sum_{n=1}^T (n, n+l+1) \times \\ &A_{n+1} [J - A_{n+1}^T (n, n+l+1) A_{n+1}]^{-1} A_{n+1}^T \sum_{n=1}^T (n, n+l+1) \end{aligned} \quad (3.57)$$



У подальшому рекурентний алгоритм зводиться до перемноження блоків матриці  $A^T(n, n+l+1)$  та вектор  $z(n, n+l+1)$ . У результаті знаходимо

$$A^T(n+1, n+l+1)z(n+1, n+l+1) = A(n, n+l+1)z(n, n+l+1) - A_{n-1}z_{n+1}. \quad (3.58)$$

Нарешті, процес оцінювання коефіцієнта зміни нахилу  $m(t)$  на "ковзному вікні" можна показати у такий спосіб.

Припустимо, результати вимірювань набігання фази за одиницю часу можна уявити так:  $z_i = m\varphi_0 + n_i$ ,  $i=1, \dots, N$ , де  $m$  – коефіцієнт пропорційності (параметр), котрий оцінюється та пов'язує значення фази  $\varphi_0$  коливання з частотою  $f_0$  і поточного значення фази, що відрізняється від  $\varphi_0$  внаслідок процесу нестабільності;  $n_1, \dots, n_N$  – похибки вимірювань, в якості яких виступають відліки процесу  $n(t)$ . Процес оцінювання за МНК має вигляд

$$M(n, n+l) = \frac{\sum_{i=n+1}^{n+l} \varphi_0 z_i}{\sum_{i=n+1}^{n+l} \varphi_0^2}, \quad (3.59)$$

тоді оцінка дисперсії знаходиться так  $Dm(n, n+l) \sigma^2 [\sum_{i=n+1}^{n+l} \varphi_0^2]$ , де  $\sigma^2$  – являє собою дисперсію шумів вимірів.

$$M(n, n+l+1) = M(n, n+l) + K^{(1)}(n, n+l)[z_{n+l+1} - \varphi_0 m(n, n+l)]. \quad (3.60)$$

Тоді у відповідності із (3.50) для коефіцієнта передачі введення нового виміру маємо

$$K^{(1)}(n, n+l) = \varphi_0 \Sigma(n, n+l), \quad (3.61)$$

$$\Sigma(n, n+l+1) \Sigma(n, n+l) [1 + \varphi_0^2 \Sigma(n, n+l)]^{-1}, \quad (3.62)$$

$$Dm(n, n+l) = \sigma^2 \Sigma(n, n+l). \quad (3.63)$$

Дія другого оператора алгоритму описується аналогічно:

$$\begin{aligned} \theta(n+1, n+l+1) &= \theta(n, n+l+1) - K^{(2)}(n, n+l+1) \times \\ &\times [z_{n+1} - \varphi_0 \theta(n, n+l+1)]. \end{aligned}$$

Коефіцієнт  $K^{(2)}$ , згідно із (3.55), котрий враховує похибки вимірювання, визначається так  $K^{(2)}(n, n+l+1) \varphi_0 \Sigma_{n=1}^T(n+1, n+l+1)$ ;

$$\sum_{n=1}^T(n+1, n+l+1) = \sum_{n=1}^T(n, n+l+1)[1 - \varphi_0^2 \sum_{n=1}^T(n, n+l+1)]^{-1}.$$

Рекурентна процедура МНК на ковзному вікні дає змогу організувати спрощену процедуру оцінювання параметрів компоненти  $m(t)$  процесу  $\varphi(t)$  (3.11). У подальших дослідженнях для процесу оброблення результатів вимірювань фази сигналу НВ буде використана зазначена рекурентна процедура.

Із метою синтезу оптимального алгоритму ідентифікації НВ ІТС проведемо аналіз процедури оцінювання лінійним фільтром Калмана з подальшим запам'ятовуванням складової  $m(t)$  процесу (3.11), що є альтернативою подальшої модифікації МНК (3.54) – (3.59).

Динамічну систему з дискретним часом можна описати рівняннями стану

$$x(k+1) = \Phi(k+1, k)x(k) + G(k+1)\xi(k+1); m(k+1) = Hx(k+1). \quad (3.64)$$

Опис динамічної системи можна доповнити рівняннями спостерігача

$$z(k) = \varphi(k) - q(k) = m(k) + n(k), \quad (3.65)$$

де  $\Phi(k+1, k)$  – перехідна матриця;

$k$  – змінна, котра ідентична номеру кроку фільтрації.

Із урахуванням висновків із роботи [206] оптимальний алгоритм оцінювання вектора станів описується системою рекурентних рівнянь фільтра Калмана на проміжку  $[k+1, k+l]$ , у процесі зміни одиничної матриці  $l$

$$x(k, k+l+1) = O(k+l+1, k+1)x(k, k+l) \\ K^{(1)}(k, k+l) = [z(k+l+1) - H_1(k+l+1)H \times O x(k+l+1, k+1)x(k, k+l)], \quad (3.66)$$

де  $K^{(1)}(k, k+l+1)$  – коефіцієнт підсилення оптимальної фільтрації, у матричному вигляді, розмірності  $m \times s$ .

У відповідності із вимогами зазначеної процедури, коефіцієнт підсилення можна записати у такому вигляді

$$K^{(1)}(k, k+l+1) = R(k, k+l+1)H_1^T(k+l+1) \times Q^{-1}(k+l+1) = \\ = R(k, k+l+1)H_1^T(k+l+1)[H_1(k+l+1)HR(k, k+l+1)H_1^T(k+l+1) + Q(k+l+1)]^{-1},$$

де  $Q$  – інтенсивності шумів вимірювань у матричній формі;

$R$  – коваріаційна матриця шумової фільтрації. Коваріаційна матриця похибок екстраполяції може бути визначена так:

$$R(k, k+l+1) = \Phi(k+1+1, k+1)R(k, k+1)\Phi^T(k+1+1, k+1) + G(k+1+1, k+1)Q_1(k+1) \times G^T(k+1+1, k+1). \quad (3.67)$$

а коваріаційна матриця фільтрації шумів дорівнює

$$R(k, k+l+1) = R(k, k+l+1) - R(k, k+l+1)H_1^T(k+l+1)H^T \times [H_1(k+l+1)H^T R(k, k+l+1)H^T R(k, k+l+1)H^T H_1^T R(k+l+1) + Q(k+l+1)]^{-1} \times H^T H_1 H_1(k+l+1)R(k, k+l+1). \quad (3.68)$$

де  $Q_1$  – інтенсивність породжуючого шуму в матричному вигляді.

Вирази (3.67) та (3.68) описуються оператором введення нового виміру  $z(k+l+1)$  до рекурентного алгоритму. Для адекватності опису математичної моделі необхідно доповнити співвідношення (3.67) і (3.68) оператором, що враховує похибки вимірювання та виключення із алгоритму застарілої інформації. Для такого оператора маємо:

$$x(k+1, k+1+1) = x(k, k+1+1) - K^2(k, k+1+1)[z(k+1) - H_1(k+1)H^T x(k, k+1+1)]. \quad (3.69)$$

Для знаходження коефіцієнта врахування похибки вимірювання та виключення із алгоритму застарілої інформації  $K^{(2)}$ , розмірності  $m \times s$ , у матричній формі, відповідно до рекомендацій із [207], необхідно простежити за еволюцією матриці  $C(k, k+1)$  – розмірністю матриці  $m \times sl$ . Вона визначається виразом  $z(k, k+1) = C(k, k+1)z(k, k+1)$ , де  $z(k, k+1)$  – вектор-стовпець розмірності  $sl \times 1$ , до складу котрого входять  $s$ -мірні вектори вимірювань  $z(k+l), \dots, z(k+1)$ , а саме  $z(k, k+1) = \{z^T(k+1), \dots, z^T(k+1)\}^T$ . Блокова матриця  $C(k, k+1+1)$  має розмірності  $m \times s(l+1)$ , як зазначено у [209]. Зазначена матриця блочної структури дорівнює

$$C(k, k+1+1) = \{[J - K^{(1)}(k, k+1)H(k, k+1)H]\Phi(k+1+1, k+1)C(k, k+1)K^{(2)}(k, k+1)\}.$$

У процесі переходу від  $C(k, k+1+1)$  до  $C(k+1, k+1+1)$  блок розмірності  $m \times s$  матриці  $C(k, k+1+1)$  (перший зліва), рівний

$K^{(2)}(k, k+1+1)$ , відкидається, а блок, котрий залишився – розмірності  $m \times sl$ , помножується, у відповідності із [207], на таку матрицю  $[J + K^{(2)}(k, k+1+1)H_1(k+1+1)H]$ .

Проведений аналіз свідчить про те, що найкращий результат для відображення еволюції кореляційної матриці помилок оптимальної фільтрації  $R$ , мають процедури (3.67) та (3.68). За допомогою розробленого в ході дисертаційних досліджень рекурентного алгоритму оброблення інформації сигналів нестабільності генераторів завдання ІТС можна значно спростити процес оцінювання параметрів моделей, котрі досліджуються. Використання "ковзного вікна" для оцінки параметрів, що обробляються, дозволяє підвищити оперативність та якість ідентифікації НВ ІТС.

Але на практиці для дотримання сучасних вимог якості функціонування ІТС необхідно враховувати негативний вплив шумової завади саме на якість функціонування ПП. Тому необхідно провести аналіз впливу шумів на радіосигнали НВ ПП. Актуальним є дослідження особливостей спільного оцінювання швидкої та повільної зміни процесів вимірювання фази генераторів завдання ІТС.

Для оптимізації забезпечення якості функціонування ІТС, використовуючи проведені в цьому розділі дослідження впливу нелінійних інерційних процесів на пропускну спроможність і завадостійкість командно-вимірювальних систем, вважаємо за доцільне обґрунтувати науково-технічні пропозиції щодо підвищення показників якості функціонування ІТС в умовах РЕП із підвищеними показниками завадостійкості [184].

### **Висновки за розділом**

1. Метод оцінки пропускну здатності та завадостійкості ПП із використанням мажоранти рядів Вольтерра показав необхідність урахування нелінійного характеру інерційних динамічних процесів в широкій, близько 75%, області можливих значень. Отримані результати спростовують існуючі відомості про лінеаризацію систем.

2. Процес удосконалення математичного апарату аналізу нелінійних процесів на основі функціональних рядів Вольтерра дозволяє аналізувати можливості та розробляти практичні рекомендації щодо підвищення пропускну здатності та завадостійкості ПП.

3. Аналіз підвищення пропускну здатності та завадостійкості ПП із нелійними інерційними спотвореннями інформаційних сигналів у радіоприймальних трактах свідчить про необхідність узгодження

динамічного діапазону вхідних пристроїв із динамічним діапазоном вхідних впливів.

4. Дослідження впливу обмеженості лінійного динамічного діапазону ПП вказало на суттєве зниження пропускної здатності реальних НВЧ і ВВЧ ІТС внаслідок нелінійностей. Зокрема, за наявності на трасі поширення радіохвиль.

5. сантиметрового і міліметрового діапазонів частотно-селективних завмирань, що викликають фазові спотворення  $\Delta\varphi = 60^\circ$ , пропускна спроможність ІТС, котра використовується, знижується в два рази. При цьому для фіксованої імовірності помилки автокореляційний прийом відносної фазорізницевої модуляції сигналів завадостійкість ПП на 3 дБ вища завадостійкості традиційних когерентних систем.

Відносно низька ефективність відомих способів підвищення завадостійкості ПП не дозволяє повною мірою задовольнити вимоги, що пред'являються до перспективних систем. Тому вважаємо за доцільне створення нових, насамперед, адаптивних способів прийому радіосигналів.

6. Використання розробленого методу підвищення завадостійкості ПП на основі аналізу нелінійних інерційних процесів котрі відбуваються із радіосигналами в зазначених системах, дозволило обґрунтувати науково-технічні пропозиції щодо підвищення ефективності та якості функціонування ІТС.

7. Запропоновані алгоритми оцінювання параметрів сильно корельованої складової процесу нестабільності частоти генератора завдання на основі рекурентних процедур, котрий реалізує метод найменших квадратів і метод динамічної фільтрації на «ковзному вікні», дозволяє значно зменшити обсяг обчислень у процесі ідентифікації цілі, а як наслідок, підвищити оперативність цих обчислень.

## РОЗДІЛ 4

### **ІМІТАЦІЙНЕ МОДЕЛЮВАННЯ І ПРОГНОЗУВАННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ ІНФОРМАЦІЙНО-ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ В УМОВАХ НЕОДНОРІДНОСТІ ІОНОСФЕРНОГО СЕРЕДОВИЩА**

Представлений розділ містить результати імітаційного моделювання та експериментальних досліджень розроблених рекомендацій. Отримані дані прогнозування прийому радіосигналів ІТС. Проведено аналіз одержаних результатів і розроблені конкретні практичні рекомендації щодо підвищення показників якості ІТС.

Метою проведеного імітаційного моделювання є практичне підтвердження теоретичних досліджень, проведених у роботі, а також перевірка працездатності розробленого в третьому розділі науково-методичного апарату щодо підвищення завадостійкості ІТС, котрий засновано на оцінці частотно-селективних завмирань і компенсації спотворень інформаційного сигналу в іоносферному середовищі Землі. Для досягнення поставленої мети в ході виконання імітаційних досліджень необхідно вирішити такі завдання:

- моделювання збурень іоносфери та їх вплив на завадостійкість ІТС ПП;
- обробка отриманих результатів математичного моделювання;
- проведення порівняльної оцінки теоретичних даних із отриманими результатами імітаційного моделювання на основі розроблених науково-технічних пропозицій, у залежності від рівня радіосигналу;
- розроблення конкретних науково-практичних рекомендацій щодо підвищення завадостійкості ІТС.

#### **4.1. Розроблення програми і методики експериментальних досліджень методів підвищення завадостійкості ІТС**

Для проведення досліджень на основі використання імітаційної моделі для підвищення завадостійкості ІТС скористаємося розробленою моделлю структури іоносфери Землі та роботами [208-248]. При цьому буде враховуватись особливість поширення радіохвиль в іоносферному середовищі з розробленими пропозиціями. Для перевірки працездатності даного науково-методичного апарату розробимо програму імітаційного моделювання, яка повинна включати в себе наступні пункти:

1. Вибір моделі іоносфери Землі для перевірки розроблених рекомендацій щодо підвищення завадостійкості ІТС.

2. Моделювання збурень іоносфери та її вплив на стійкість приймальних пристроїв радіонавігаційних систем.

3. Застосування розробленого науково-методичного апарату для перевірки якості функціонування радіоканалів ІТС з урахуванням спотворень радіосигналів.

4. Моделювання режимів функціонування ПП у різних умовах експлуатації.

5. Аналіз і оцінка отриманих результатів імітаційного моделювання.

Для експериментальних досліджень запропонованої методології підвищення завадостійкості ІТС виберемо базовий експериментальний комплекс, який повинен відповідати згідно з роботами [249, 250] таким основним принципам:

- відповідність складності і надійності;
- балансу точності;
- наочності та еквівалентності моделі реальним прототипам;
- економічної доцільності проведених експериментальних досліджень і інш.

З урахуванням перерахованих вище вимог до імітаційної моделі для оцінки отриманих результатів доцільно використовувати інтегрований пакет прикладних програм MATLAB із засобами візуального моделювання SIMULINK [251].

Методика проведеного імітаційного моделювання включає в себе наступні етапи:

1. Аналіз схемних та основних тактико-технічних характеристик, а також конструктивних рішень щодо удосконалення ІТС.

2. Підготовка і проведення імітаційного моделювання.

2.1. Імітаційне дослідження розроблених пропозицій урахування впливу іоносферних ефектів на спотворення інформаційного сигналу в ІТС.

2.2. Експериментальні дослідження пристрою прийому радіосигналів, що інваріантний до впливу ЧСЗ.

3. Аналіз отриманих результатів імітаційного моделювання.

3.1. Проведення аналізу отриманих амплітудно-частотних і фазо-частотних характеристик ІТС.

3.2. Аналіз отриманих характеристик сигналу і його впливу на стійкість ІТС.

4. Порівняльна оцінка результатів імітаційного моделювання з теоретичними даними.

У ході проведення імітаційного моделювання необхідно провести оцінку якості моделі, котра відповідає двом напрямкам:

- перевірка відповідності моделі її призначенню;
- оцінка достовірності статистичних характеристик результатів одержаних у процесі проведення модельних експериментів.

Під час аналітичного моделювання достовірність результатів визначається двома основними факторами:

- коректним вибором математичного апарату, котрий використовується для опису системи, що досліджується;
- методичною помилкою, котра властива математичним методам, що використовуються.

При імітаційному моделюванні на достовірність результатів впливає ціла низка додаткових факторів, основними з яких є:

- наявність нестационарного режиму роботи моделі;
- необхідність синхронізації роботи окремих компонент моделі;
- моделювання випадкових факторів, засноване на використанні датчиків випадкових чисел, котрі можуть вносити "спотворення" в поведінку моделі;
- використання кількох різнотипних математичних методів у рамках однієї моделі;
- залежність результатів моделювання від планів експерименту.

Адекватність та придатність імітаційної моделі для вирішення задач дослідження характеризується цільовими властивостями – стійкістю та чутливістю.

З метою отримання достовірних даних про завадостійкість ІТС необхідно провести практичну перевірку розроблених у третьому розділі методів підвищення якості функціонування ІТС.

У відповідності із [249, 250] програма експерименту включає в себе наступні пункти:

1. Вибір ІТС для експериментального дослідження умов функціонування.
2. Обґрунтування методики вимірювань.
3. Вибір необхідної сукупності контрольно-вимірювальної апаратури.
4. Експериментальне дослідження показників якості функціонування ІТС.
5. Аналіз отриманих експериментальних результатів.

Відповідно до програми експерименту необхідно виконати наступні пункти методики [249, 257].

1. Дослідження можливостей фізичної реалізації та перевірка на працездатність запропонованих методів.
2. Експериментальна перевірка основних принципів результатів теоретичного аналізу технічних характеристик ІТС сантиметрового і міліметрового діапазону довжин хвиль.

Перш за все необхідно визначити основні принципи, котрим повинна задовольняти ІТС [38] – це відповідність складності і надійності, балансу точності, наочності моделі для розробника і споживача, блочності моделі і



динамічності [20, 250].

## 4.2. Умови моделювання впливу збурень іоносфери на стійкість ІТС

Для отримання достовірних результатів імітаційного моделювання визначимо умови роботи математичної моделі.

На початковому етапі визначимо горизонтальні масштаби неоднорідностей, які змінюються від дебаєвського радіусу (1-10 см) до діаметра Землі (10000 км), частіше спостерігаються неоднорідності з розмірами  $l \sim 1$  м-1000 км, величина  $\Delta n/n \sim 10^{-1}$ . По висоті неоднорідності розподілені в діапазоні від  $\sim 50$  км до  $\sim 3000$  км [20, 38, 249]. Параметри неоднорідностей, їх поява та механізми походження залежать від ЕМО. Нижче розглянемо морфологію неоднорідностей для різних областей іоносфери.

Аналіз літератури [80, 125, 130] показав, що у відповідності з результатами спостережень мережі станцій у високоширотній іоносфері виникають "плями" підвищеного поглинання, викликані великомасштабними неоднорідностями КЕ з характерними розмірами в напрямку північ-південь в  $l > 200$  км і в напрямку захід-схід  $l \sim 700-1000$  км. Максимум появи неоднорідностей спостерігається на широті  $65-68^\circ$  після опівночі. Близько 19-ї години спостерігається мінімум імовірності появи неоднорідностей. При збільшенні магнітної активності ймовірність появи неоднорідностей зростає, область їх появи зміщується до екватора. Висота розташування неоднорідностей  $Z_n \sim 80-90$  км [249]. Швидкість їх переміщення в напрямку паралелей близько 100 м/с. На етапі розвитку характерний час становлення неоднорідностей  $\sim 10$  хв. При цьому вони переміщуються уздовж меридіана зі швидкістю 3-4 км/с. Неоднорідності, що розвиваються через  $\Delta t > 30$  хв після початку, переміщуються до екватора зі швидкістю 0,7 км/с [249]. Виявлені неоднорідності  $n$  типу "шипів" істотно менших розмірів (уздовж паралелі  $\sim 100-400$  км, уздовж меридіана  $\sim 10-50$  км). Вони переміщуються до полюса зі швидкістю  $\sim 0,3-3$  км/с [249]. Висота таких неоднорідностей  $Z \sim 90$  км.

За методом часткових відображень, у відповідності із роботами [52, 65], маємо, що на висотах  $Z \sim 60-90$  км виявлені неоднорідності з горизонтальними розміром  $\sim 10-20$  км і вертикальним  $\sim 5$  км, їх швидкість горизонтального переміщення 35 м/с.

За величиною флуктуації фази сигналів встановлено [250], що магнітозбурюючі дні на висотах 80 км спостерігаються неоднорідності із двома характерними горизонтальними масштабами  $l_1 \sim 30-40$  км і  $l_2 \sim 150$  км. Спектр  $\Phi(K)$  при цьому порізаний і його апроксимація ускладнена. За відсутності магнітних збурень спектр ступеневої  $\Phi(K) \sim K^{-p}$   $p=2,0-2,4$ . Магнітні збурення призводять до збільшення КЕ приблизно в 1,5-2 рази.

Крім аперіодичних неоднорідностей, у нижній іоносфері можуть спостерігатися хвильові збурення (квазіперіодичні неоднорідності  $n$  з періодами  $T=10$  с [21], їх горизонтальний розмір  $l \sim 10-30$  км).

Спектр дрібномасштабних неоднорідностей у нижній іоносфері вивчається також за допомогою методу часткових відображень на основі спектрального аналізу сигналу. Виявилось, що на висотах, менших за 95 км, для  $l \sim 3-100$  м  $\Phi(K) \sim K^{-p}$   $p=10/3$ . На висотах, більших за 90 км, спектр неоднорідностей більш рівномірний [33]. Швидкість руху неоднорідностей збігається зі швидкістю вітру, тобто  $10-10^2$  м/с.

Часткове відбиття радіосигналів на більш високих частотах (в [33, 51]  $f=50$  МГц) дозволяє вивчати неоднорідності з  $l \sim 1-10$  м. У літні місяці такі неоднорідності існують на висотах 80-100 км. Їх максимум інтенсивності знаходиться на висоті  $\sim 85$  км. В інші сезони неоднорідності виникають на менших висотах (близько 55-80 км). З'являються вони в основному в денний час та їх інтенсивність менша ніж влітку.

Для дослідження неоднорідностей в області Е використовувалися методи вертикального зондування (включаючи зондування зверху), часткове відбиття радіосигналів (зворотне розсіювання), некогерентне розсіювання, оптичні та інші методи. Встановлено основні морфологічні закономірності великомасштабних і дрібномасштабних неоднорідностей.

Великомасштабні утворення мають горизонтальний розмір  $l \sim 10-10^2$  км і являють собою спорадичні шари Es типу  $a$ ,  $r$  і  $f$ . Їх механізм виникнення пов'язаний із просторовою неоднорідністю висипання частинок [253].

Зондування іоносфери зверху підтвердило зазначені результати: горизонтальні розміри 170-200 км [39, 44]. Протяжність за широтою шарів Es типу  $r$  становила 300-400 км. Важливо, що шар Es сам по собі неоднорідний, він складається з більш дрібних неоднорідностей із горизонтальними і вертикальними розмірами  $\sim 20-70$  і  $\sim 20-30$  км, відповідно. Інтенсивність KE у них дуже значна. Спостереження оптичними методами [254] із супутників показали, що під час геомагнітних бур можуть з'являтися великомасштабні квазіперіодичні неоднорідності з довжиною хвилі  $\sim 200-900$  км. Вони існують протягом 30-200 хв.

В області дискретних форм полярних сьйв поздовжні розміри однорідних і променистих дуг  $\sim 100-500$  км, у той час як поперечні розміри  $\sim 2-20$  км. Телевізійні методи дозволили спостерігати дискретно форми сьйва з поперечними розмірами  $\sim 100$  м і відстанню між ними  $\sim 2-5$  км. Вертикальні розміри змінювалися від 30-40 км до 100 км. Час життя дискретних форм варіювався в широких межах  $\sim 1$  с - 30 хв.

В області F реєструються як дрібномасштабні ( $l \sim 1-10$  км), так і великомасштабні ( $l \sim 10-500$  км) неоднорідності. Для цього використовуються методи супутникових радіомаяків, некогерентного

розсіювання, вертикального зондування та ін. Основний обсяг даних відноситься до низьких і середніх широт, а неоднорідності у високоширотній іоносфері детально розглянуті в роботі [123].

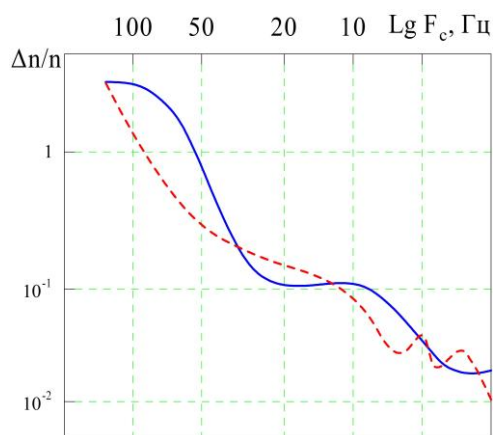
Прямі вимірювання показали, що на висоті 1000 км неоднорідності  $l \sim 50$ -100 км в денний час мали симетричний (по відношенню до екватора) розподіл  $\Delta n/n$  по широті з мінімальним значенням поблизу екватора.

До полюсів зазначене відношення збільшувалося.

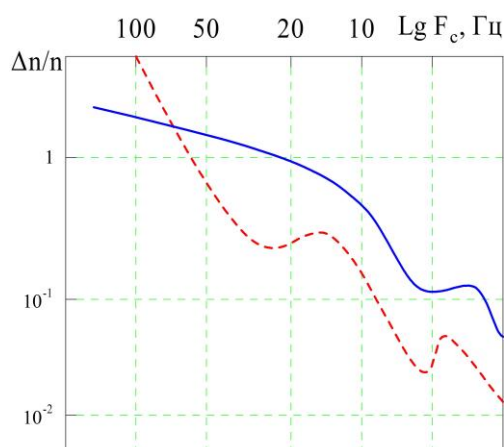
Уночі цей розподіл мав асиметричний характер із зміщенням у північну півкулю.

З ростом магнітної активності відношення для неоднорідностей всіх розмірів збільшувалося, асиметрія в їх широтному розподілі зменшувалася.

Спектри великомасштабних неоднорідностей частоти, у відповідності з [4], мають вигляд, зображений на рис. 4.1 та рис. 4.2, у денний та нічний час відповідно.



а)



б)

Рис. 4.1 Спектр великомасштабних неоднорідностей частоти (день)  
 $F_c = v_c K / 2\pi$ ,  $v_c$  - швидкість носія ІТС: а –  $Kp=2$ ,  $\lambda=73-78$  (1), 71-65 (2);  
б –  $Kp=6$ ;  $\lambda=55-66$  (1), 70-76 (2)

Як свідчать наведені криві (рис. 4.1, рис. 4.2), із ростом горизонтальних розмірів  $\Delta n/n$  у середньому збільшується.

У випадку слабкої геомагнітної активності (планетарний індекс  $Kp \sim 2$ ) виділяються неоднорідності з  $l \sim 30$  км вночі та  $\sim 20$  км вдень.

Одномірні спектри ступеневі та мають порядок  $\Phi(K) \sim K^p$   $p=1-2$ .

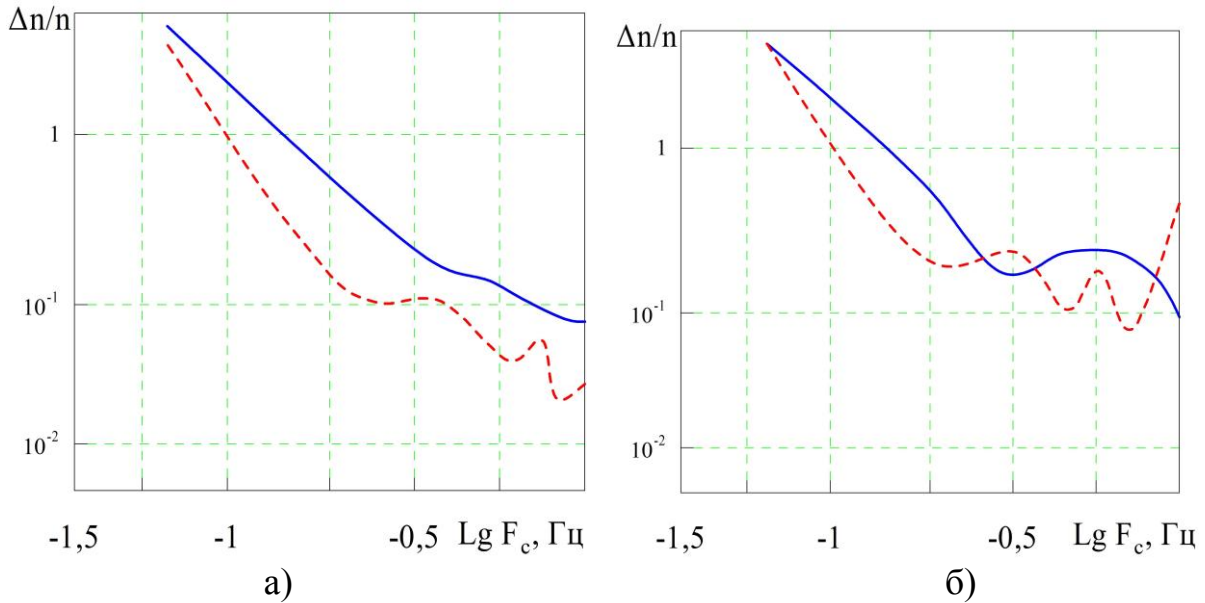


Рис. 4.2 Спектр великомасштабних неоднорідностей частоти (ніч)  
 $F_c = v_c K / 2\pi$ ,  $v_c$  - швидкість носія ІТС: а –  $Kp=2$ ,  $\lambda=78-80$  (1), 73-69 (2);  
 б –  $Kp=6$ ;  $\lambda=74-75$  (1), 64-70 (2)

Уночі  $p$  менше, ніж у день. Зі збільшенням  $Kp$  показник  $p$  зменшується.

Залежність  $\Delta n/n$  від широти і збурень представлена на рис. 4.3 та рис. 4.4, у денний та нічний час відповідно.

Величина  $\Delta n/n$  доходить до 40 % як у денний, так і в нічний час, коли  $Kp=4-6$ . У разі слабкої геомагнітної активності ( $Kp=1$ ) зазвичай максимальні значення  $\Delta n/n$  становлять 10-20%.

Найбільша величина відносних флуктуації має місце для широт  $70-80^\circ$  вдень (широти денного каспа) і  $50-70^\circ$  вночі (близькополюсна межа авроральної зони).

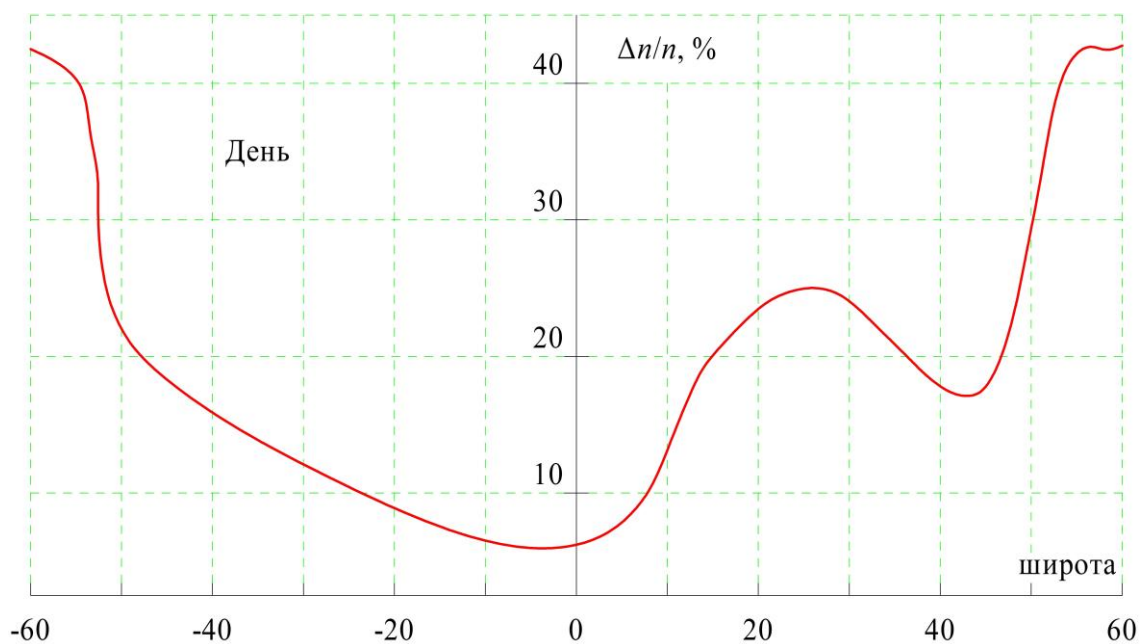


Рис. 4.3 Широтний розподіл (у денний час)  $\Delta n/n$  для неоднорідностей з  $l=10-150$  км: суцільна  $Kp = 4-6$ ; пунктир  $Kp = 1$

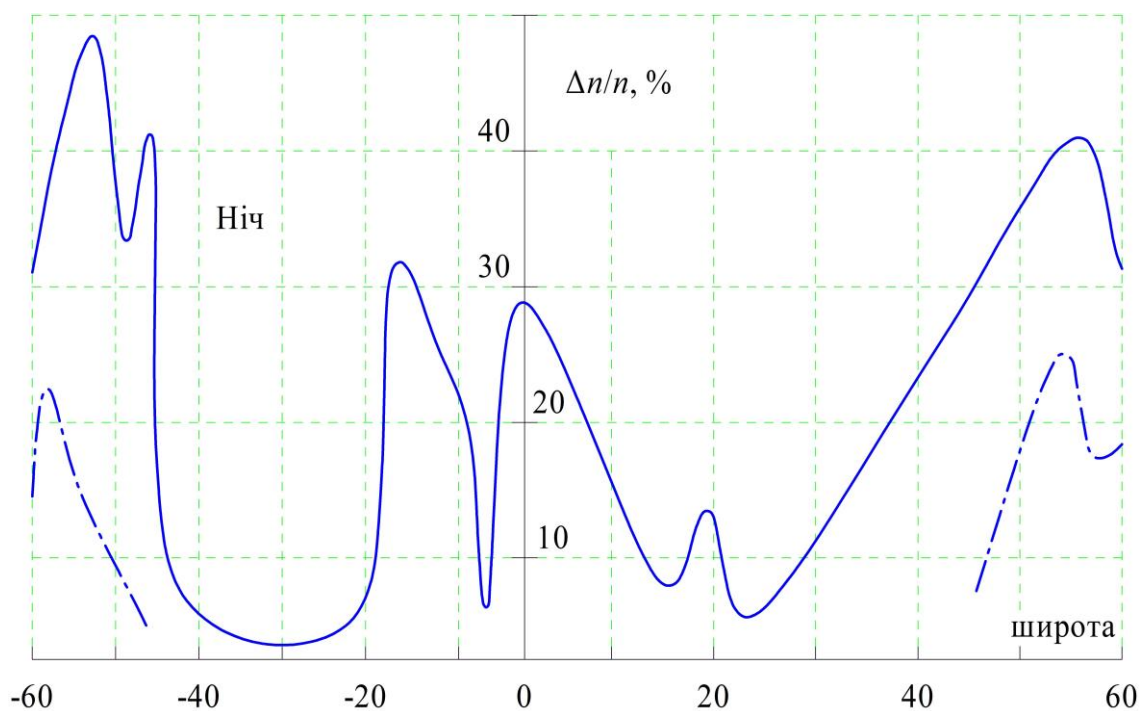


Рис. 4.4 Широтний розподіл (у нічний час)  $\Delta n/n$  для неоднорідностей з  $l=10-150$  км: суцільна  $Kp = 4-6$ ; пунктир  $Kp = 1$

Крім описаних неоднорідностей, є також великомасштабні квазі та періодичні хвильові [14] з періодами в області максимуму іонізації  $T=15, 20-30$  і  $40-50$  хв у день, а також  $T=5, 25-30$  і  $60$  в перехідний час

доби, пов'язані з проходженням термінатора. Хвильові збурення є такими, що переміщуються. Вони генеруються під час суббур на широтах  $70^\circ$  і переміщуються аж до екватора, при цьому величина квазіперіоду зростає.

У високих широтах поява великомасштабних неоднорідностей добре корелюється з потоками елементарних частинок не тільки в нижній іоносфері, а й на висотах 600-700 км. Однак величина потоку повинна бути досить велика – більша ніж  $6 \cdot 10^9 \text{ см}^{-2} \text{ с}^{-1}$  [20].

Далі проведемо розгляд морфології дрібномасштабних неоднорідностей, що досліджуються шляхом аналізу флуктуації параметрів радіохвиль, котрі пройшли через неоднорідності, або відбитих від іоносфери, за допомогою прямих вимірювань на борту КА.

Необхідно зазначити, що для дрібномасштабних неоднорідностей зазвичай  $\Delta n/n < 10\%$ . Під час магнітних збурень спостерігаються ізольовані неоднорідності  $\Delta n/n > 20\%$  для  $l < 1$  км.

Встановлено, що інтенсивність неоднорідностей значно збільшується в процесі переходу від середніх до високих широт.

Іноді вона збільшується на порядок у вузькому широтному інтервалі ( $\sim 2-3^\circ$ ).

У разі збільшенні магнітної активності вказані межі переходу зміщуються до екватора.

В авроральній іоносфері на інтенсивність неоднорідностей суттєво впливає рівень геомагнітної активності.

Слід зауважити, що неоднорідності з  $\Delta n/n < 2\%$  присутні майже завжди.

Інтенсивність неоднорідностей максимальна поблизу полуденного меридіана.

Кордон зони неоднорідностей удень знаходиться в діапазоні широт  $74-78^\circ$ .

Положення зони неоднорідностей суттєво залежить від сезону і міжпланетного магнітного поля.

У полярній шапці інтенсивність неоднорідностей менша, ніж в авроральній зоні, тут вона максимальна в неосвітлені Сонцем періоди.

У полярній шапці існує два типи дрібномасштабних неоднорідностей: "фонові", що дрейфують в напрямку від Сонця, і "глобули" з  $l \sim 1$  км, пов'язані з дискретними дугами полярних сьйв.

Глобули переміщуються переважно в західному напрямку. Висипання м'яких частинок може істотно впливати на іоносферну структуру також і F області, наприклад, ближче до полюса від сьйв спостерігаються сильні неоднорідності з  $\Delta n/n = 15-100\%$  і  $l < 10^2$  м [121].

Максимальне число неоднорідностей спостерігається в діапазоні висот 200-400 км. Уночі цей діапазон зсувається вгору.

На висотах понад 600 км в субавроральній і авроральній іоносфері неоднорідності зустрічаються частіше, ніж в середньоширотній іоносфері.

Імовірність їх появи на великих висотах зростає у випадку підвищеної геомагнітної активності.

Дрібно- і великомасштабні неоднорідності зазвичай присутні одночасно, що відноситься до високоширотної іоносфери.

Спектри неоднорідностей досліджувалися різними методами, результати котрих узгоджуються між собою.

Для  $1 \sim 10^2 - 10^4$  м,  $\Phi(K) \sim K^{-p}$   $p = 1,6-3,0$ .

Приклади спектрів неоднорідностей та радіомерехтінь зображені на рис. 5.5 та рис.5.6.

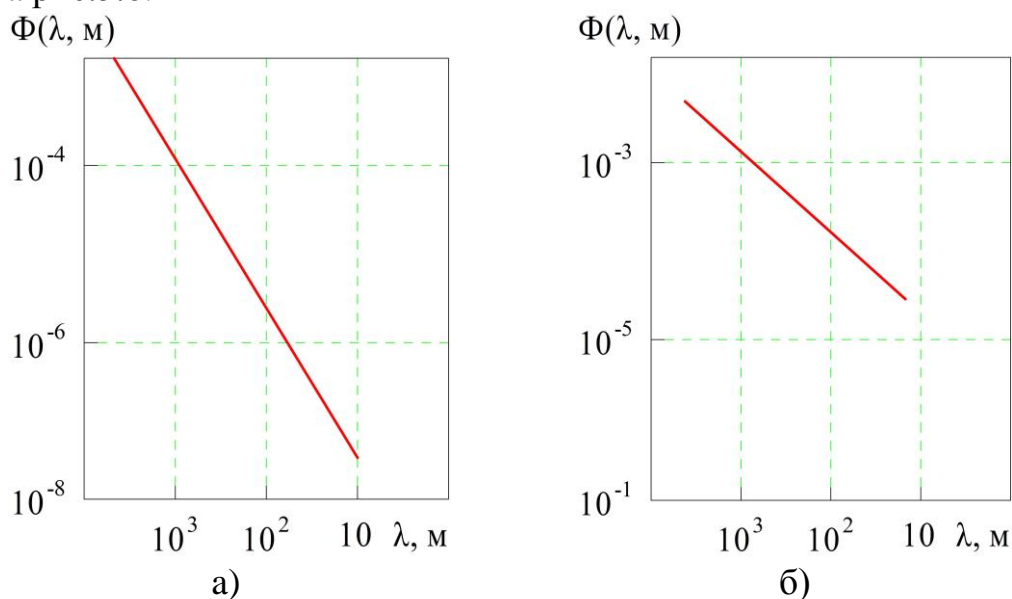


Рис. 4.5 Спектри неоднорідностей (а) та електричного поля (б)

Важливо, що показники спектрів не залежать від широти і висоти розташування неоднорідностей [123]. Зі зростанням сонячної активності показники  $p$  зменшуються, і спектри стають пологими. Збільшення магнітної активності призводить до розширення спектрів та появи гармонік із великою амплітудою.

Дрібномасштабні неоднорідності в F області сильно витягнуті уздовж геомагнітного поля, подібна анізотропія і в неоднорідностях, що виникають в полях потужних радіохвиль.

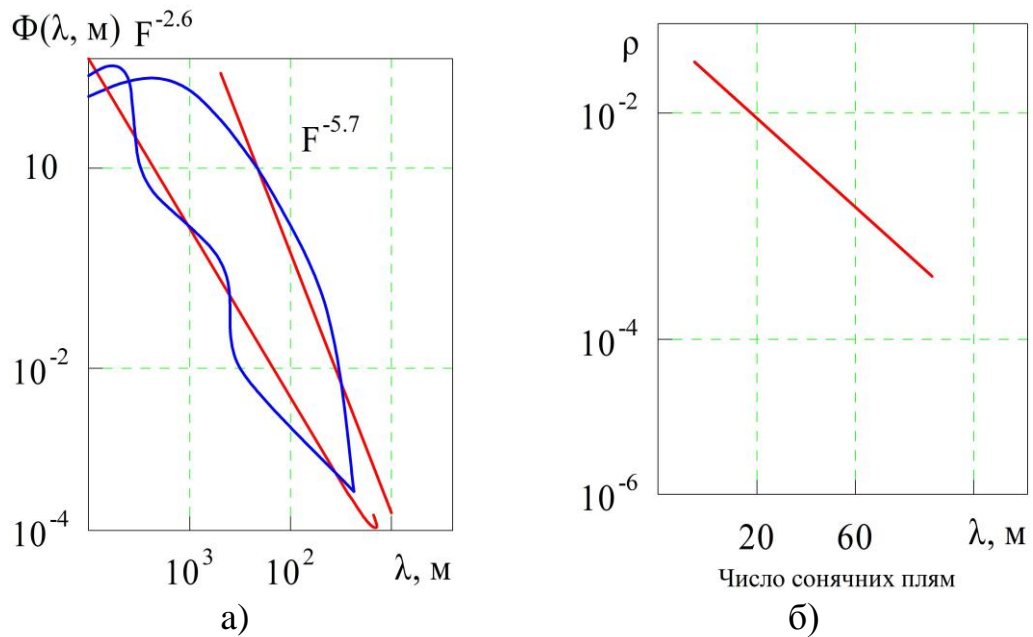


Рис. 4.6 Спектри радіомерехтінь (а) та залежність показника  $\rho$  одновимірному спектра потужності неоднорідностей від сонячної активності (б)

На основі отриманих результатів можна зробити такі висновки:

1. Дрібномасштабні неоднорідності зазвичай обумовлені плазовими нестійкостями у верхній іоносфері або атмосферною турбулентністю в нижній іоносфері. Основними причинами утворення неоднорідностей є атмосферна турбулентність, потоки елементарних частинок, рух нейтрального газу, поздовжні струми, плазові нестійкості і ін. Неоднорідності з одним і тим же розміром можуть генеруватися різними джерелами.

2. Іоносферні неоднорідності існують у діапазоні висот від 50-80 км і вище, а їх розміри можуть варіюватися від декількох см до сотень км. Найкраще вивчені неоднорідності з розмірами більше 1 м до 10 км. Дрібномасштабні і великомасштабні неоднорідності зазвичай присутні одночасно.

3. Збурення в іоносфері часто супроводжуються генерацією нових або підсиленням існуючих неоднорідностей. Відносні флуктуації КЕ можуть досягати 100%.

### 4.3 Синтез моделі розповсюдження радіохвиль у трансіоносферному середовищі

Проведений у розділі 3 аналіз нелінійних інерційних процесів за допомогою функціонального методу дає змогу об'єднати результати оцінки завадостійкості некогерентного прийому сигналів за різних типів



завмирань одним узагальненим співвідношенням

$$P_n = \frac{\gamma^2 + 1}{\eta_{чсз} \bar{h}_0^2 + 2(\gamma^2 + 1)} \exp \left[ - \frac{\eta_{чсз} \gamma^2 \bar{h}_0^2}{\eta_{чсз} \bar{h}_0^2 + 2(\gamma^2 + 1)} \right], \quad (4.1)$$

залежно від значень частотних параметрів сигналів, що передаються ( $f_0$ ,  $\Delta f_0$ ), і фізичних параметрів іоносфери ( $\beta$ ,  $n_e$ ,  $L_0$ ,  $z_e$ ) та дозволяє приблизно розрахувати стійкість ІТС під впливом іоносферних збурень [256].

Однак, до проведення зазначених розрахунків в імітаційній моделі, слід зазначити, що коефіцієнт передачі трансіоносферного радіоканалу

$$\gamma^2 = \frac{\alpha^2}{2\sigma_b^2} = \frac{1}{\exp(\sigma_\varphi^2) - 1}, \quad (4.2)$$

та коефіцієнт втрат

$$\eta_{чсз} = F_0 \left( \sqrt{2\pi} \frac{\Delta f_k}{\Delta f_0} \right) \left[ 1 + \frac{1}{2\pi^2} \left( \frac{\Delta f_0}{\Delta f_k} \right)^2 \right] - \frac{1}{\pi\sqrt{\pi}} \left( \frac{\Delta f_0}{\Delta f_k} \right) \left\{ 2 - \exp \left[ -\pi^2 \left( \frac{\Delta f_k}{\Delta f_0} \right)^2 \right] \right\}, \quad (4.3)$$

де  $\Delta f_\varepsilon = \frac{\sqrt{2} f_0}{\sigma_\varphi} = \frac{f_0^2 c}{80,8\pi \sqrt{L_0 z_e} \beta n_e}$ , пов'язана з фізичними параметрами іоносфери через величину  $\sigma_\varphi^2$ . У свою чергу дисперсія флуктуацій фазового фронту хвилі на виході іоносферного шару, у відповідності з [19, 256], становить

$$\sigma_\varphi^2 \approx 2(\lambda r_e)^2 L_0 z_e \sigma_{\Delta n_e}^2 = 2 \left( \frac{80,8\pi}{c} \right)^2 L_0 z_e \left( \frac{\beta n_e}{f_0} \right)^2 (\text{рад}^2), \quad (4.4)$$

може бути отримана із наближення Ритова за умови, що спектр флуктуацій неоднорідностей у незбуреній іоносфері  $\Phi_{\Delta n_e}(K)$  має ступеневий вигляд залежності  $k=2\pi/l$  в інерційному інтервалі  $l_m < l < L_0$  зі спектральним показником  $\Phi_{\Delta n_e}(K) \sim K^{-p}$  ( $p \approx 4$ ). Зазначені обставини також необхідно

врахувати в процесі проведення моделювання. При цьому сама величина  $\sigma_{\varphi}^2$  може набувати різних значень (як менше, так і значно більше), у залежності від кількісних змін  $\beta$  і  $n_e$  для різних широт і часу доби.

Оскільки проведений аналіз стану питання розробки моделей розподілу КЕ в збуреній іоносфері показує, що вирішення цієї задачі далеко від завершення, то доцільно здійснити прогнозування завадостійкості за таких припущень:

- якісний характер моделі розподілу КЕ в збуреній іоносфері, котрий визначається видом залежності  $\Phi_{\Delta n_e}(K)$  і значеннями параметрів  $p$ ,  $l_m$ ,  $L_0$ ,  $z_e$ , залишається незмінним у порівнянні з моделлю незбуреної іоносфери;

- відмінність у ступені збурення іоносфери визначається тільки кількісними змінами значень параметрів  $\beta$  і  $n_e$ .

За наведених припущень завдання прогнозування завадостійкості ІТС зводиться до обчислень імовірності виникнення похибки  $P_n$ , на основі наведених вище виразів, при заданих частотних параметрах сигналів ( $f_0$ ,  $\Delta f_0$ ) і збільшенні фізичних параметрів іоносфери  $\beta$  і  $n_e$ , під впливом збурюючих факторів.

Проведене імітаційне моделювання дозволило зробити оцінку впливу зміни фізичних параметрів іоносфери (концентрації електронів  $n_e$  і фазового параметра  $\beta$ ) на вигляд залежності дисперсії флуктуацій фазового фронту хвилі на виході іоносферного шару  $\sigma_{\varphi}^2$  (рис. 5.7-5.8), смуги когерентності іоносферного каналу зв'язку  $\Delta f_e$  (рис. 4.9-4.10), коефіцієнта втрат  $\eta_{-\tilde{n}_c}$  (рис. 4.11-4.12) і коефіцієнта передачі трансіоносферного радіоканалу  $\gamma^2$  (рис. 5.13-5.14) від несучої частоти радіосигналу  $f_0$  (див. додаток Б).

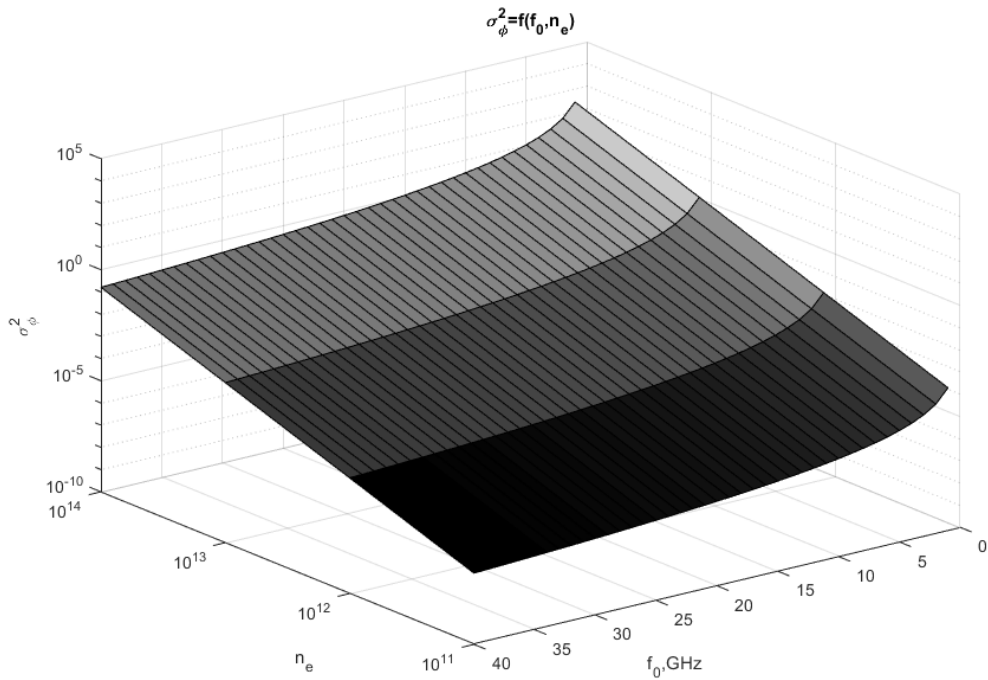


Рис. 4.7 Вплив зміни КЕ на вигляд залежності дисперсії флуктуацій фазового фронту хвилі на виході іоносферного шару  $\sigma_{\phi}^2$  від несучої частоти радіосигналу  $f_0$

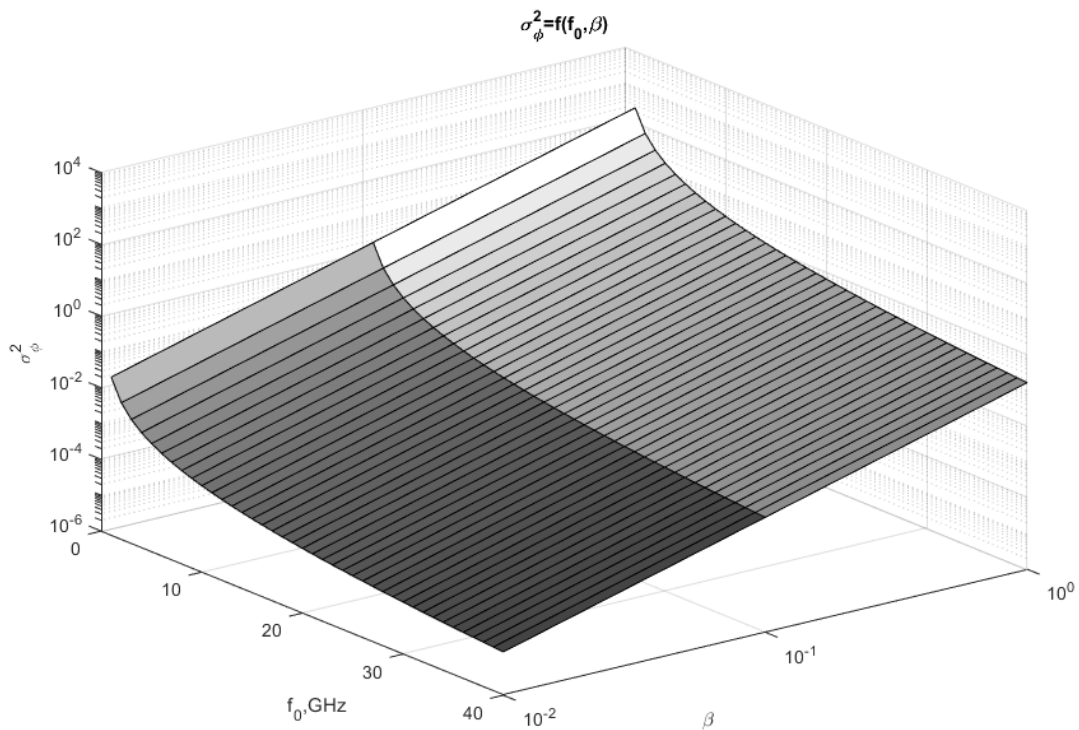


Рис. 4.8 Вплив зміни фазового параметра  $\beta$  на вигляд залежності дисперсії флуктуацій фазового фронту хвилі на виході іоносферного шару  $\sigma_{\phi}^2$  від  $f_0$

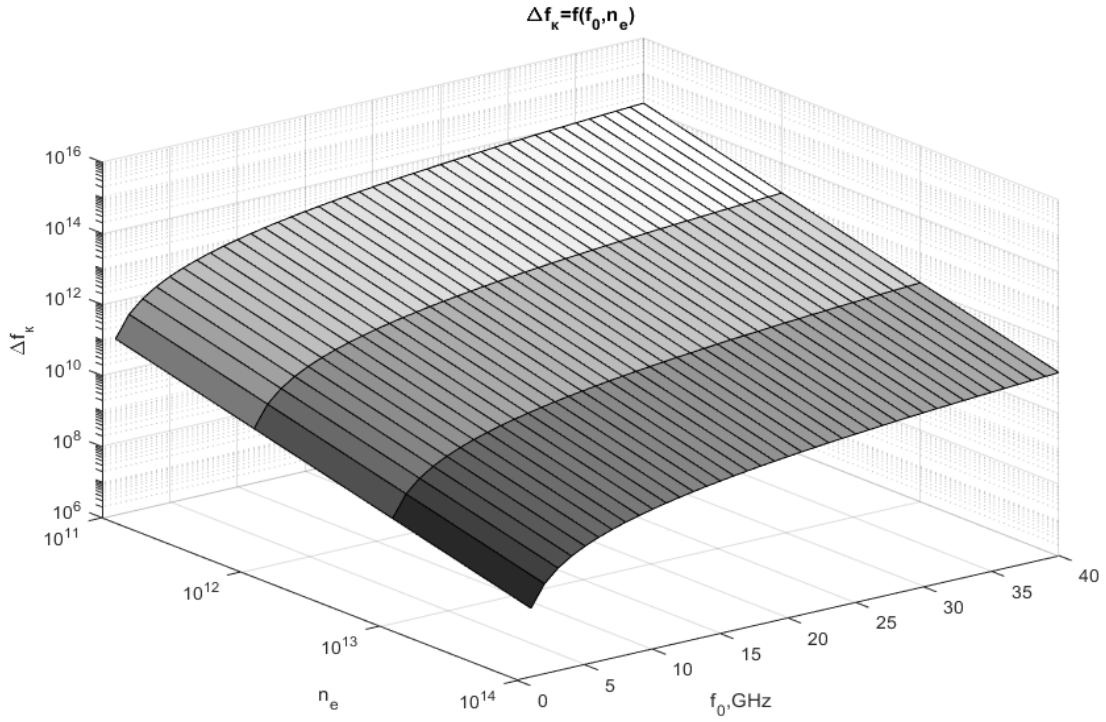


Рис. 4.9 Вплив зміни  $n_e$  на вигляд залежності смуги когерентності іоносферного каналу зв'язку  $\Delta f_e$  від несучої частоти радіосигналу  $f_0$

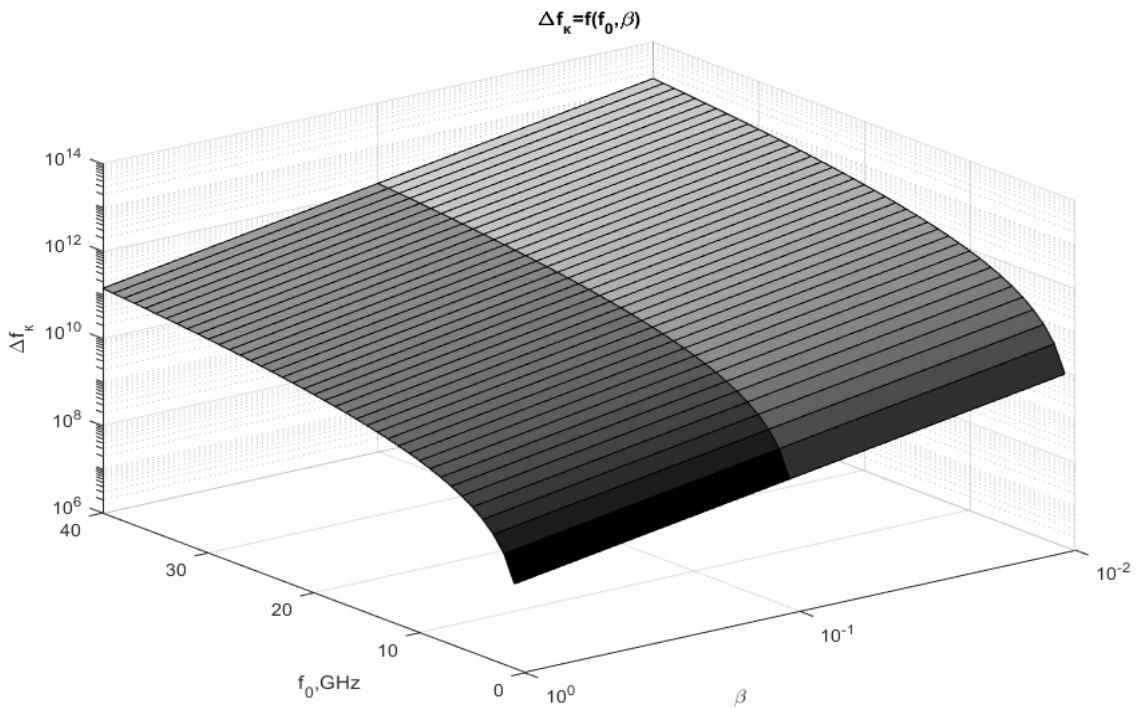


Рис. 4.10 Вплив зміни фазового параметра  $\beta$  на вигляд залежності смуги когерентності іоносферного каналу зв'язку  $\Delta f_{коз}$  від  $f_0$

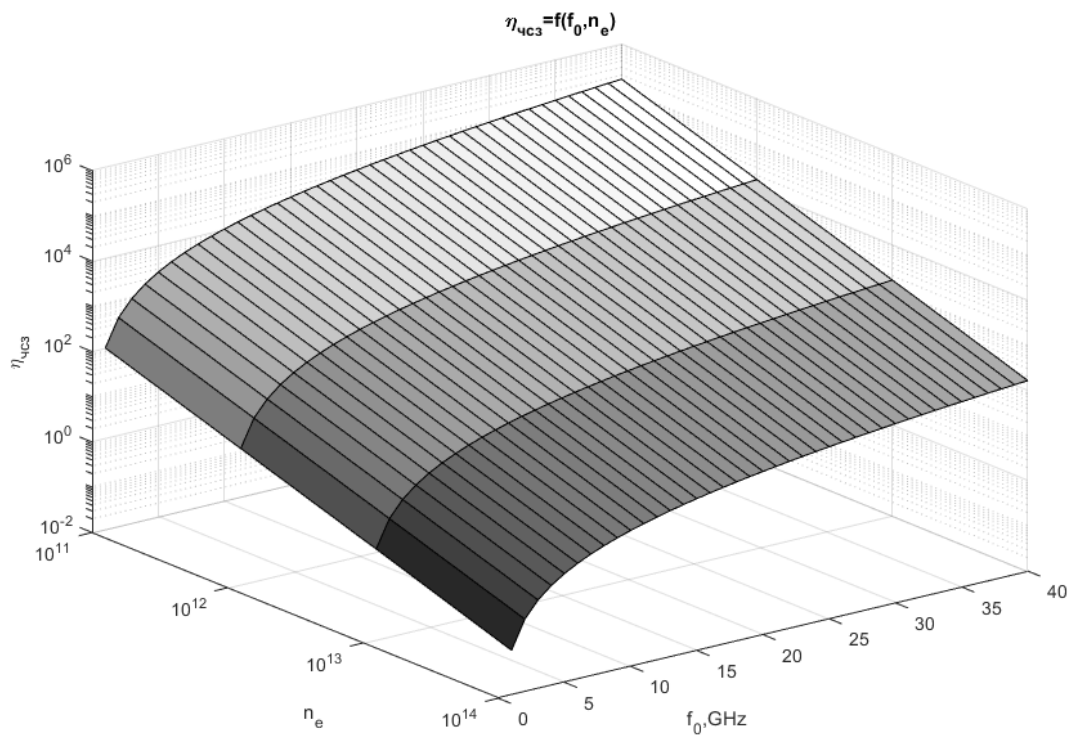


Рис. 4.11 Вплив зміни  $n_e$  на вигляд залежності коефіцієнта втрат  $\eta_{\text{чсз}}$  від несучої частоти радіосигналу  $f_0$

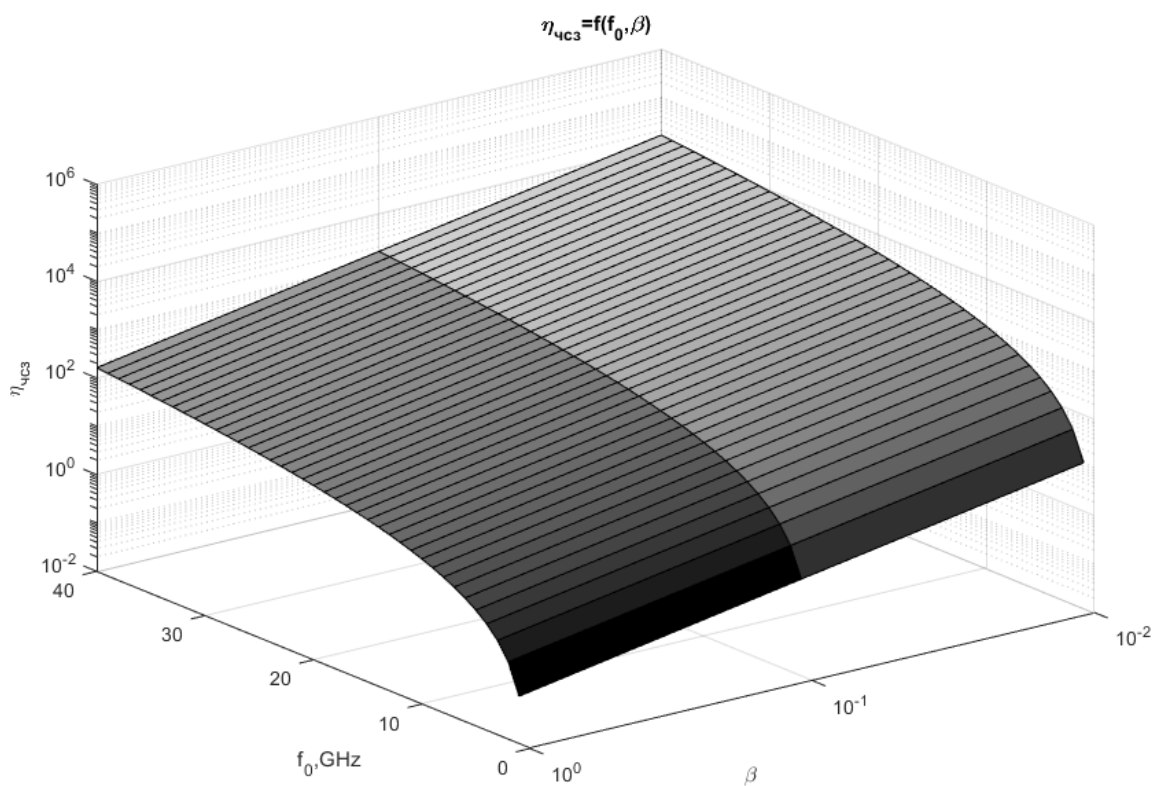


Рис. 4.12 Вплив зміни фазового параметра  $\beta$  на вигляд залежності коефіцієнта втрат  $\eta_{\text{чсз}}$  від  $f_0$

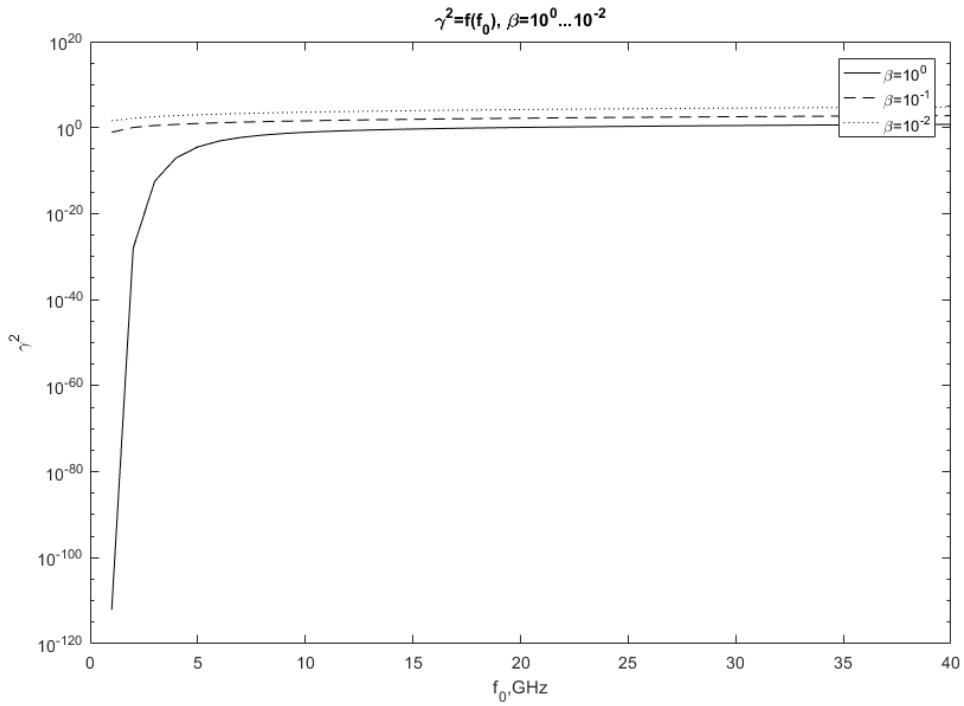


Рис. 4.13 Вплив зміни  $n_e$  на вигляд залежності коефіцієнта втрат  $\eta_{чсз}$  від  $f_0$

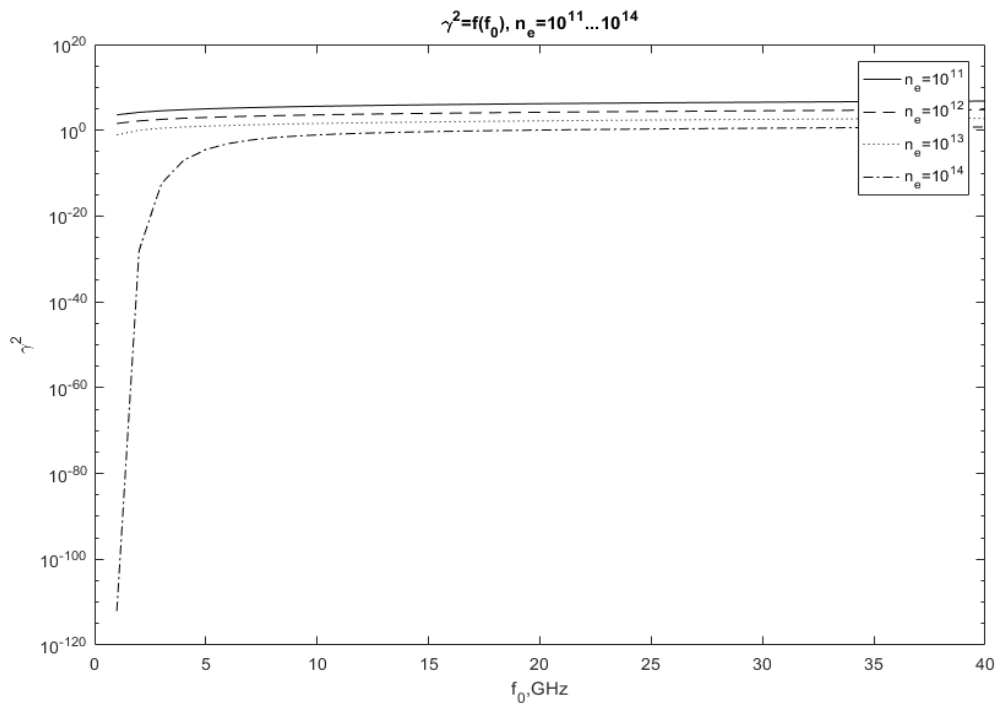


Рис. 4.14 Вплив зміни  $\beta$  на вигляд залежності коефіцієнта втрат  $\eta_{чсз}$  від несучої частоти радіосигналу  $f_0$

#### 4.4 Обробка отриманих результатів математичного моделювання

Умовно стан збуреної іоносфери, у залежності від значень наведених фізичних параметрів в інтервалах їх імовірних збільшень  $\beta = 10^{-2} - 10^{-1}$  і  $n_e = 10^{11} - 10^{14}$  ел/м<sup>3</sup>, можна класифікувати в такий спосіб:

– коли  $\beta = 10^{-2}$  і  $n_e = 10^{13}$  ел/м<sup>3</sup> – збурення мають слабкий вплив на проходження радіосигналів (ними, як правило, часто нехтують);

– коли  $\beta = 10^{-1}$  і  $n_e = 10^{13}$  ел/м<sup>3</sup> – збурення мають середній вплив на проходження радіосигналів, часткове виникнення ЧСЗ (нехтувати такими збуреннями неприпустимо);

– коли  $\beta = 1$  і  $n_e = 10^{14}$  ел/м<sup>3</sup> – збурення мають сильний вплив на радіосигнали (ЧСЗ).

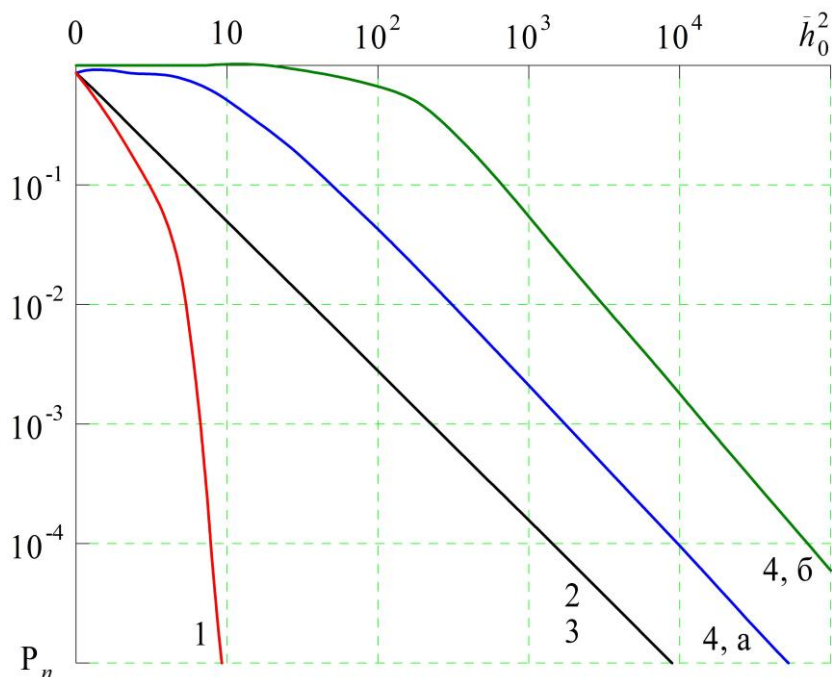


Рис. 4.15 Результати прогнозування завадостійкості ІТС при передачі сигналів із частотою  $f_0 = 1$  ГГц та  $\Delta f_0 = (10^{-3} - 10^{-2}) f_0$  при різному стані іоносфери: 1 –  $\beta = 10^{-2}$ ,  $n_e = 10^{11}$  ел/м<sup>3</sup> ( $\gamma^2 \approx \infty$ ,  $\eta_{чсз} \approx 1$ ); 2 –  $\beta = 10^{-2}$ ,  $n_e = 10^{13}$  ел/м<sup>3</sup> ( $\gamma^2 \approx 0$ ,  $\eta_{чсз} \approx 1$ ); 3 –  $\beta = 10^{-1}$ ,  $n_e = 10^{13}$  ел/м<sup>3</sup> ( $\gamma^2 \approx 0$ ,  $\eta_{чсз} \approx 1$ ); 4 –  $\beta = 1$ ,  $n_e = 10^{14}$  ел/м<sup>3</sup> ( $\gamma^2 \approx 0$ ); а)  $\Delta f_0 = 10^{-3} f_0$  ( $\eta_{чсз} \approx 8,5 \cdot 10^{-2}$ ); б)  $\Delta f_0 = 10^{-2} f_0$  ( $\eta_{чсз} \approx 8 \cdot 10^{-3}$ )

Отримані результати імітаційного моделювання завадостійкості ІТС представлені на рис. 4.15-4.18.

Наведені графіки  $P_n = \psi(\bar{h}_0^2)$  і результати розрахунку коефіцієнтів  $\gamma^2$  і  $\eta_{чсз}$ , отримані для значень частот переданих сигналів  $f_0 = 1, 5, 10, 40$  ГГц і відносної ширини їх спектру  $\Delta f_0 = (10^{-2}-10^{-3}) f_0$ , за значень фізичних параметрів іоносфери  $\beta$  і  $n_e$ , котрі відповідають умовам її слабких, середніх, сильних збурень.

Для порівняння на рис. 5.15-5.18. зображені графіки кривих завадостійкості ІТС для умов незбуреного стану іоносфери ( $\beta=10^{-2}$  і  $n_e=10^{11}$  ел/м<sup>3</sup>).

Слід зазначити, що отримані результати прогнозування завадостійкості ІТС для умов сильних збурень іоносфери будуть достовірні тільки за частоти  $f_0$  рівної 40 ГГц.

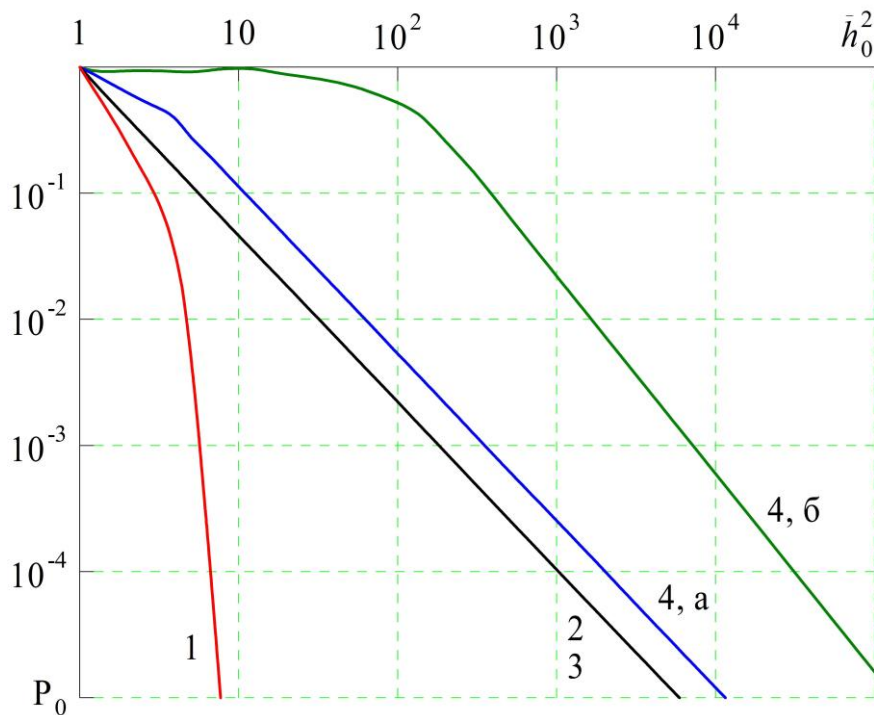


Рис. 4.16 Результати прогнозування завадостійкості ІТС при передачі сигналів із частотою  $f_0=5$  ГГц та  $\Delta f_0=(10^{-3}-10^{-2}) f_0$  при різному стані іоносфери: 1 –  $\beta=10^{-2}$ ,  $n_e=10^{11}$  ел/м<sup>3</sup> ( $\gamma^2 \approx \infty$ ,  $\eta_{чсз} \approx 1$ ); 2 –  $\beta=10^{-2}$ ,  $n_e=10^{13}$  ел/м<sup>3</sup> ( $\gamma^2 \approx 0$ ,  $\eta_{чсз} \approx 1$ ); 3 –  $\beta=10^{-1}$ ,  $n_e=10^{13}$  ел/м<sup>3</sup> ( $\gamma^2 \approx 0$ ,  $\eta_{чсз} \approx 1$ ); 4 –  $\beta=1$ ,  $n_e=10^{14}$  ел/м<sup>3</sup> ( $\gamma^2 \approx 0$ ); а)  $\Delta f_0=10^{-3} f_0$  ( $\eta_{чсз} \approx 0,45$ ); б)  $\Delta f_0=10^{-2} f_0$  ( $\eta_{чсз} \approx 6 \cdot 10^{-2}$ )

Для значень частоти 1, 5, 10 ГГц вони відображають верхню межу завадостійкості, оскільки за даних значень  $f_0$  і мають місце такі значення  $\beta$



і  $n_m$  сильнозбуреної іоносфери, що гранична умова  $(\beta n_e)^2 \leq 9 \cdot 10^3 \frac{L_0}{z_e^2} \cdot f_0^3$  не виконується.

Тому випадкові зміни інтенсивності поля хвилі, котра приймається в цих випадках, будуть обумовлені флуктуаціями не тільки фазового фронту даної хвилі на виході іоносферного шару ( $\sigma_\varphi^2$ ), але й амплітудного ( $\sigma_x^2$ ).

Як результат – спотворення форми прийнятих ІТС сигналів і пов'язані з ними енергетичні втрати ( $\eta_{чсз}$ ) будуть більш суттєвими, ніж ті, котрі враховуються в розробленій методиці.

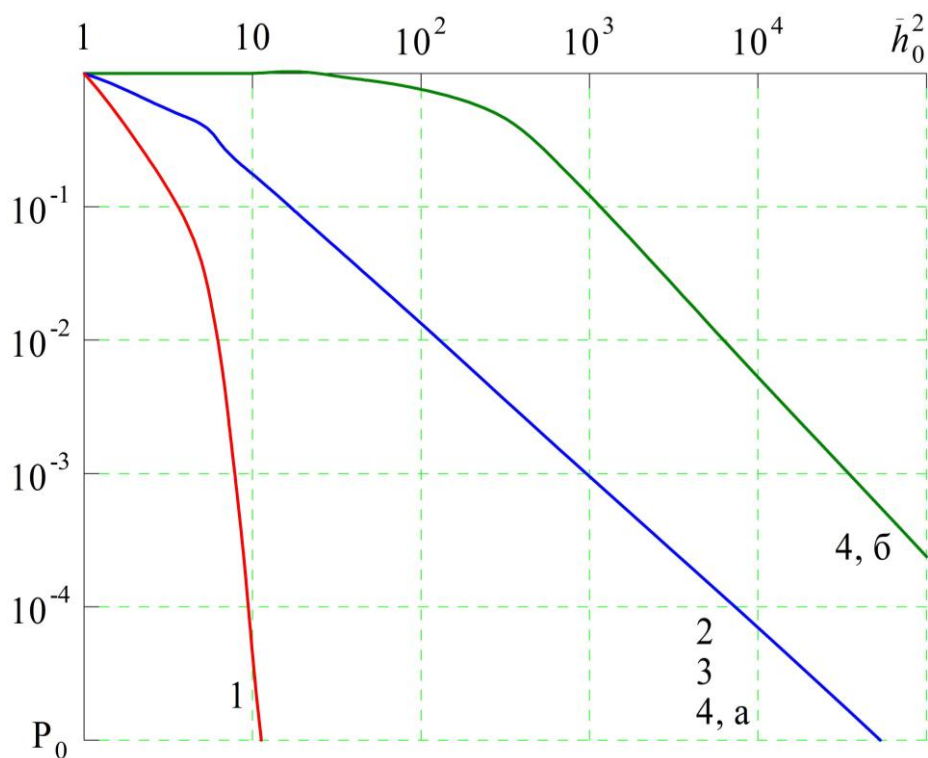


Рис. 4.17 Результати прогнозування завадостійкості ІТС при передачі сигналів з частотою  $f_0=10$  ГГц та  $\Delta f_0=(10^{-3}-10^{-2})f_0$  при різному стані іоносфери: 1 –  $\beta=10^{-2}$ ,  $n_e=10^{11}$  ел/м<sup>3</sup> ( $\gamma^2 \approx \infty$ ,  $\eta_{чсз} \approx 1$ ); 2 –  $\beta=10^{-2}$ ,  $n_e=10^{13}$  ел/м<sup>3</sup> ( $\gamma^2 \approx 0$ ,  $\eta_{чсз} \approx 1$ ); 3 –  $\beta=10^{-1}$ ,  $n_e=10^{13}$  ел/м<sup>3</sup> ( $\gamma^2 \approx 0$ ,  $\eta_{чсз} \approx 1$ ); 4 –  $\beta=1$ ,  $n_e=10^{14}$  ел/м<sup>3</sup> ( $\gamma^2 \approx 0$ ); а)  $\Delta f_0=10^{-3}f_0$  ( $\eta_{чсз} \approx 1$ ); б)  $\Delta f_0=10^{-2}f_0$  ( $\eta_{чсз} \approx 8 \cdot 10^{-2}$ )

Справедливість зазначеного зауваження підтверджується оцінками завадостійкості некогерентного прийому сигналів у ІТС при утворенні іоносферних збурень, що отримані чисельними методами імітаційного моделювання на ЕОМ процесів трансіоносферного розповсюдження радіохвиль і обробки сигналів (див. рис. 5.17).

Вони показують, що зниження завадостійкості розглянутих ІТС буде більш значним, у порівнянні з отриманими аналітичними результатами прогнозування.

Це можна пояснити тим, що в чисельній методиці прогнозування враховано вплив як фазових, так і амплітудних флуктуацій фронту вихідної хвилі [6].

Однак перевірити і оцінити достовірність результатів використання зазначеної чисельної методики не представляється можливим через відсутність достатньої кількості початкових даних.

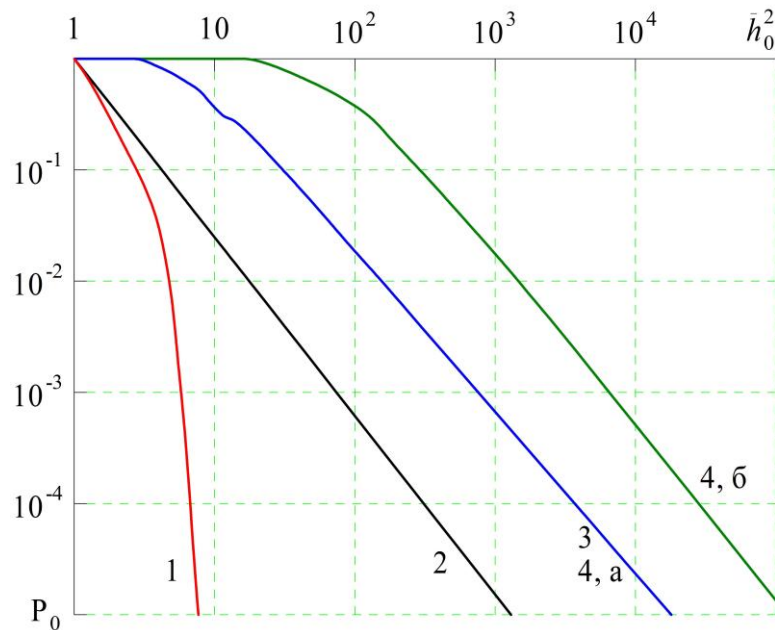


Рис. 4.18 Результати прогнозування завадостійкості ІТС при передачі сигналів із частотою  $f_0 = 40$  ГГц та  $\Delta f_0 = (10^{-3} - 10^{-2}) f_0$  при різному стані іоносфери: 1 –  $\beta = 10^{-2}$ ,  $n_e = 10^{11}$  ел/м<sup>3</sup> ( $\gamma^2 \approx \infty$ ,  $\eta_{чсз} \approx 1$ ); 2 –  $\beta = 10^{-2}$ ,  $n_e = 10^{13}$  ел/м<sup>3</sup> ( $\gamma^2 \approx 0$ ,  $\eta_{чсз} \approx 1$ ); 3 –  $\beta = 10^{-1}$ ,  $n_e = 10^{13}$  ел/м<sup>3</sup> ( $\gamma^2 \approx 0$ ,  $\eta_{чсз} \approx 1$ ); 4 –  $\beta = 1$ ,  $n_e = 10^{14}$  ел/м<sup>3</sup> ( $\gamma^2 \approx 0$ ); а)  $\Delta f_0 = 10^{-3} f_0$  ( $\eta_{чсз} \approx 1$ ); б)  $\Delta f_0 = 10^{-2} f_0$  ( $\eta_{чсз} \approx 0,35$ )

Результати імітаційного моделювання залежності завадостійкості ІТС від  $\bar{h}_0^2$  і частоти  $f_0$  представлено на рис. 5.19.

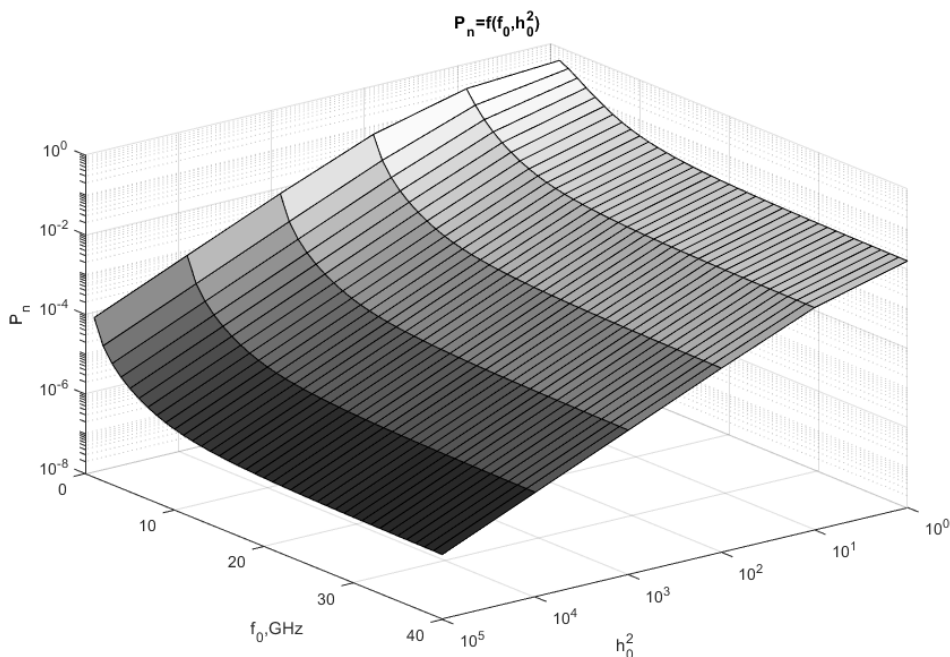


Рис. 4.19 Результати залежності завадостійкості ІТС ПП під час передачі сигналів від частоти  $f_0$  і відношення сигнал/шум  $\bar{h}_0^2$

Отримані за допомогою розробленого аналітичного методу результати прогнозування завадостійкості ІТС в умовах збурень іоносфери та РЕП дозволяють зробити наступні висновки і рекомендації:

1. За наявності навіть слабких збурень характер завмирань прийнятих у ІТС радіосигналів дециметрового і сантиметрового діапазону довжин хвиль (в тому числі з  $f_0 > 6$  ГГц) стає близьким до релеєвського, що потребує збільшення енергетичного запасу радіоліній існуючих ІТС до 40 дБ.

2. Енергетичного запасу в 10 дБ сучасних комірних ІТС зазначених вище діапазонів не вистачить для забезпечення  $P_n \sim 10^{-5}$  в умовах збурення іоносфери Землі, тому необхідно підвищити енергетичні характеристики апаратури ІТС КА;

3. В умовах сильних збурень іоносфери прийом радіосигналів ІТС ПП буде супроводжуватися виникненням ЧСЗ і енергетичними втратами ( $\eta_{чсз}$ ), для компенсації котрих необхідне додаткове збільшення енергетичного запасу радіоліній (наприклад, для  $f_0=1$  ГГц цей запас повинен бути збільшений не менше ніж на 20 дБ).

4. Використання міліметрового діапазону довжин хвиль, у порівнянні з традиційними, а також методики локального знищення щільності іоносферного шару, розробленого та детально розглянутого в розділі 4 даних дисертаційних досліджень, дозволить суттєво підвищити стійкість ІТС за будь-якого ступеня збурень.

В умовах впливу сильних збурень іоносфери, для забезпечення необхідної  $P_n \sim 10^{-5}$  також необхідно збільшити  $\bar{h}_0^2$  приблизно на 20 дБ, у порівнянні з випадком незбуреної іоносфери.

Отже, запропонований науково-методичний апарат дозволяє спрогнозувати стійкість ІТС, а також розробляти науково обґрунтовані вимоги до енергетичних і частотних параметрів ІТС, за заданого способу їх оброблення.

Незважаючи на те, що запропоновані науково-практичні рекомендації щодо підвищення завадостійкості ІТС мають ряд недоліків, пов'язаних із обмеженнями по достовірності її використання для різного ступеня збурень іоносфери, їх можна застосувати для проведення наближених розрахунків шуканої величини  $P_n$ .

Необхідно зазначити, що закладений в основу розробки даної методики підхід є досить продуктивним і допускає можливість її подальшого розвитку з метою отримання достовірних результатів прогнозування завадостійкості ІТС для інших класів радіосигналів і способів їх обробки, а також більш високого ступеня збурення іоносфери.

#### **4.5. Порівняльна оцінка отриманих теоретичних і експериментальних результатів**

Процес оцінювання призначений для перевірки розроблених у третьому розділі методах та алгоритмах адаптивного виявлення та оброблення радіосигналів, направлених на підвищення завадостійкості ІТС. Відповідно до зазначеного, необхідно вирішити такі завдання:

1. Перевірка працездатності адаптивного детектора радіосигналів НВЧ і ВВЧ діапазону.
  2. Виявлення особливостей адаптивного переходу від когерентного режиму до автокореляційного і навпаки.
  3. Експериментальна перевірка основних результатів теоретичних досліджень впливу ЧСЗ на поширення радіохвиль НВЧ та ВВЧ діапазонів.
- Програма цього етапу експерименту включає в себе наступні пункти:
- проведення комплексних вимірювань фазових характеристик високошвидкісних радіоліній у різних типових метеоумовах, включаючи вплив ударної хвилі вторинної іонізації на КА (високотемпературної плазми);
  - оцінка завадостійкості ПП при когерентному прийомі в умовах спотворення форми сигналу;
  - перевірка особливостей адаптивного переходу, під час виявлення радіосигналів від когерентного до автокореляційного прийому, за наявності ЧСЗ на трасі поширення радіохвиль НВЧ і ВВЧ діапазонів і, навпаки, у випадку відсутності ЧСЗ;
  - визначення граничної величини дисперсії фази, починаючи з котрої

імовірність помилки сигналу при когерентному прийомі більша, ніж при автокореляційному;

- практичне визначення виграшу за завадостійкістю в адаптивному детекторі за рахунок адаптивного переходу від когерентного до автокореляційного прийому;

- аналіз отриманих результатів експерименту.

Для ефективності та наочності експериментальних досліджень завадостійкості ІТС другий етап експерименту доцільно провести в умовах активних турбулентних процесів в іоносфері [9]. При цьому турбулентність атмосфери буде здійснювати основний внесок у нелінійні прояви в каналах поширення НВЧ і ВВЧ радіохвиль за відсутності гідрометеорів [135]. В якості експериментальної установки була обрана ІТС ДМРЛ, яка працює на хвилях  $\lambda = 3\text{см}; 0,86\text{ см}$ . Дана станція переобладнана під адаптивне виявлення НВЧ і ВВЧ радіолінії із наступними основними ТТХ.

*Передавальний термінал:*

1. Канал – 1 (ВВЧ):

- антена Кассегрена з діаметром головного дзеркала 1,1 м;
- середня потужність передавача – 70 мВт;
- центральна частота – 37 ГГц.

2. Канал – 2 (НВЧ):

- антена рупорна з лінійними розмірами хвилеподібного перетину 20x25 см;
- середня потужність передавача 20 мВт ;
- центральна частота – 9,958 ГГц .

Спектр сигналу зондування містив три дискретні складові, отримані шляхом амплітудної модуляції несучого коливання передавача монохроматичним сигналом.

*Приймальний термінал:*

1. Антенно-хвилеподібна система:

- ширина діаграми спрямованості на рівні 0,707 в робочому діапазоні:

- а) I каналу – не більше 13';
- б) II каналу – не більше 44';
- рівень бічних пелюсток:
  - а) I каналу – не більше 12 % по полю;
  - б) II каналу – не більше 10 % по полю;
- втрати в тракті в режимі передачі складають:
  - а) I каналу – 4,5 дБ;
  - б) II каналу – 2,5 дБ.

Дводіапазонна антена складається з параболічного відбивача і подвоєного дводіапазонного опромінювача.

Параболічний відбивач являє собою параболоїд обертання з

розкриття по колу та переміщується за допомогою електродвигунів.

Урахування пружних деформацій під час обертання параболічного відбивача, котрий приводиться в рух електричним приводом та їх вплив на результати експерименту, детально досліджені в роботах [256-258]. Діаметр розкриття відбивача – 3000 мм.

Фокусна відстань відбивача – 1320 мм. Робоча поверхня відбивача виконана з суцільного металевого листа.

2. Канал - 1 (ВВЧ):

- чутливість ПП за мінімально-розпізнаним вхідним сигналом – не менше 115 дБ;

- смуга пропускання за проміжною частотою – не менше 10 МГц;

- динамічний діапазон вхідних сигналів, котрий не викликає перевантажень:

- в лінійному режимі – 25 дБ;

- в логарифмічному режимі – 60 дБ;

- автоматичне налаштування частоти (АНЧ) гетеродина – не менше 50 МГц.

3. Канал -2 (НВЧ):

- чутливість ПП за мінімально-розпізнаним вхідним сигналом – не менше 132 дБ;

- смуга пропускання за проміжною частотою – не менше 1,5 МГц;

- амплітуда вихідного сигналу - не менше 10 В;

- динамічний діапазон вхідних сигналів, котрий не викликає перевантажень:

- в лінійному режимі – 25 дБ;

- в логарифмічному режимі – 60 дБ;

- АНЧ гетеродина – не менше 30 МГц.

Найбільш важливим завданням є проведення комплексних вимірювань фазових характеристик широкосмугових тропосферних радіоліній міліметрового діапазону довжин хвиль у різних типових умовах.

Для практичного використання була розроблена дослідна широкосмугова радіолінія зі смугою частот 1 ГГц і центральною частотою  $f_0 = 37$  ГГц.

Вертикальний профіль траси поширення 8-міліметрових радіохвиль представлений на рис. 4.20.

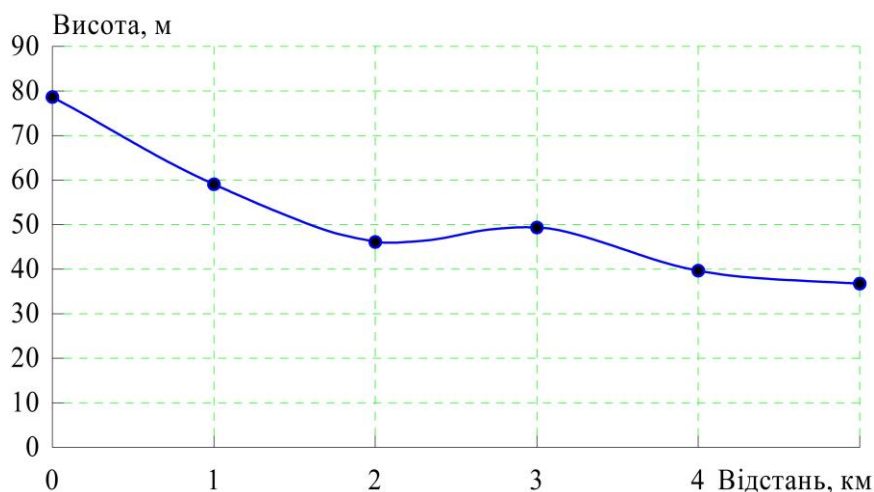


Рис. 4.20 Вертикальний профіль траси поширення радіохвиль

На приймальному і передавальному терміналах радіолінії використовувалися ідентичні антени Кассегрена з діаметром головного дзеркала 1,1 м; спектр сигналу зондування містив три дискретні складові, отримані шляхом амплітудної модуляції несучого коливання передавача монохроматичним сигналом із частотою 500 МГц (дана модуляція здійснюється шляхом зміни напруги живлення генератора на діоді Ганна, на якому реалізований передавач із середньою потужністю 70 мВт), приймач створений за супергетеродинною схемою на діоді з бар'єром Шоткі на вході (зі змішувачем, котрий не охолоджується).

Коефіцієнт шуму приймача становить 9 дБ, фільтрація спектральних складових вхідного сигналу здійснюється за допомогою схеми АНЧ.

Довжина експериментальної радіолінії (рис. 4.21) прямої видимості склала 4825 м. У процесі проведення експерименту відстань  $R_{\text{експ}}$  між досліджуваною і допоміжною ІТС має задовольняти умову [118]

$$R_{\text{експ}} \geq \frac{2d_{\text{експ}}^2}{\lambda}, \quad (4.5)$$

де  $d_{\text{експ}}$  – діаметр розкриття антени, котра досліджується;  
 $\lambda$  – довжина хвилі, що використовується, коли допустима методична похибка вимірювання параметрів становить не більше 1%.

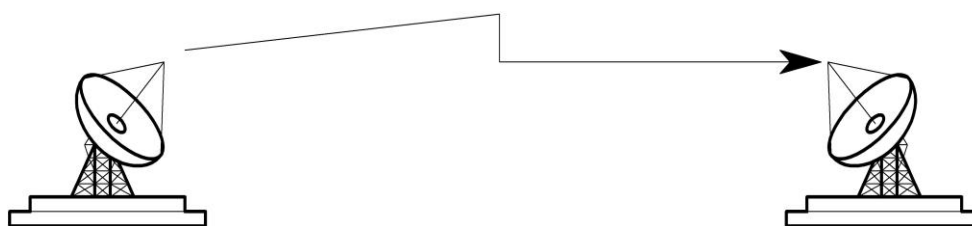


Рис. 4.21 Схема проведення натурального експерименту

За умови (5.1), для експериментальної ІТС, коли  $\lambda_1=3\text{см}$ ,  $R_{1\text{експ}} \geq 600$  м, а  $\lambda_2=0,86\text{ см}$ ,  $R_{2\text{експ}} \geq 2093$  м маємо, що умова знаходження радіосигналу між приймальною та передавальною ІТС виконується для обох частотних діапазонів (рис. 5.20).

Необхідно зазначити, що енергетичний потенціал досліджуваної радіолінії дозволив забезпечити співвідношення сигнал/шум на рівні 50 дБ. Це гарантувало високоточне вимірювання фазових спотворень  $\Delta\varphi$  сигналів зондування в експериментальному ВВЧ радіоканалі, причому значення  $\Delta\varphi$  кількісно оцінювалося шляхом роздільного перемноження центральної частоти передавача з кожним із бічних коливань та подальшим обчисленням величини  $\Delta\varphi = 2\varphi_2 - \varphi_1 - \varphi_3$ , де  $\varphi_1$ ,  $\varphi_2$ ,  $\varphi_3$  – приріст фази, отриманий нижньою бічною, центральною і верхньою бічною спектральними складовими сигналу зондування відповідно під час їх поширення в дослідній радіолінії.

Для підвищення достовірності результатів вимірювань періодично (з інтервалом в 1 годину) здійснювалося калібрування приймальної апаратури за тестовим сигналом імітатора з апріорно відомими параметрами і ідентичним сигналу зондування спектральним складом, територіально розташованого на приймальному терміналі радіолінії. Отже, забезпечувалась сумарна апаратурна похибка зміни фази порядку  $0,6^0$  і методична помилка близько  $0,4^0$ .

Вимірювання забезпечувалися основними даними про нижній шар атмосфери. За результатами досліджень отримана типова реалізація добової зміни величини, рис. 4.22 та рис. 4.23.

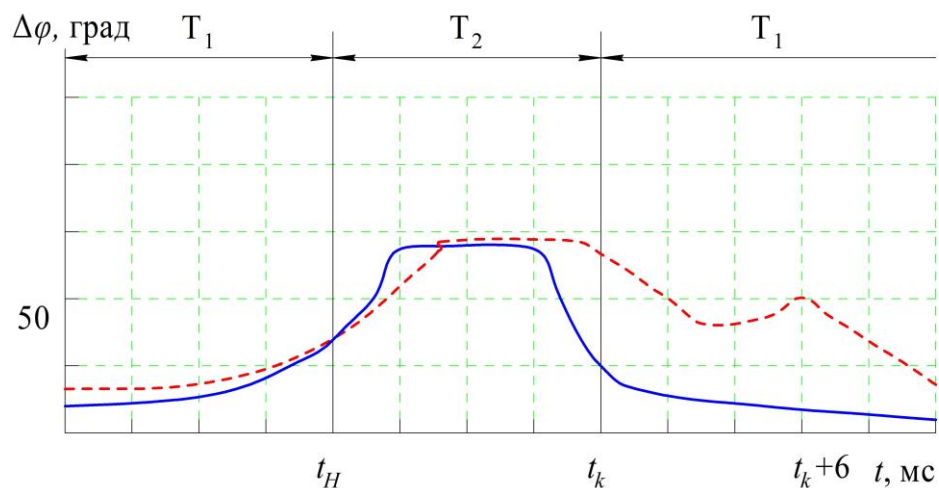


Рис. 4.22 Типова реалізація зміни  $\Delta\varphi$  в залежності від зміни метеоумов: суцільна лінія - теоретичний розподіл  $\Delta\varphi$ , пунктир – експериментальний розподіл  $\Delta\varphi$



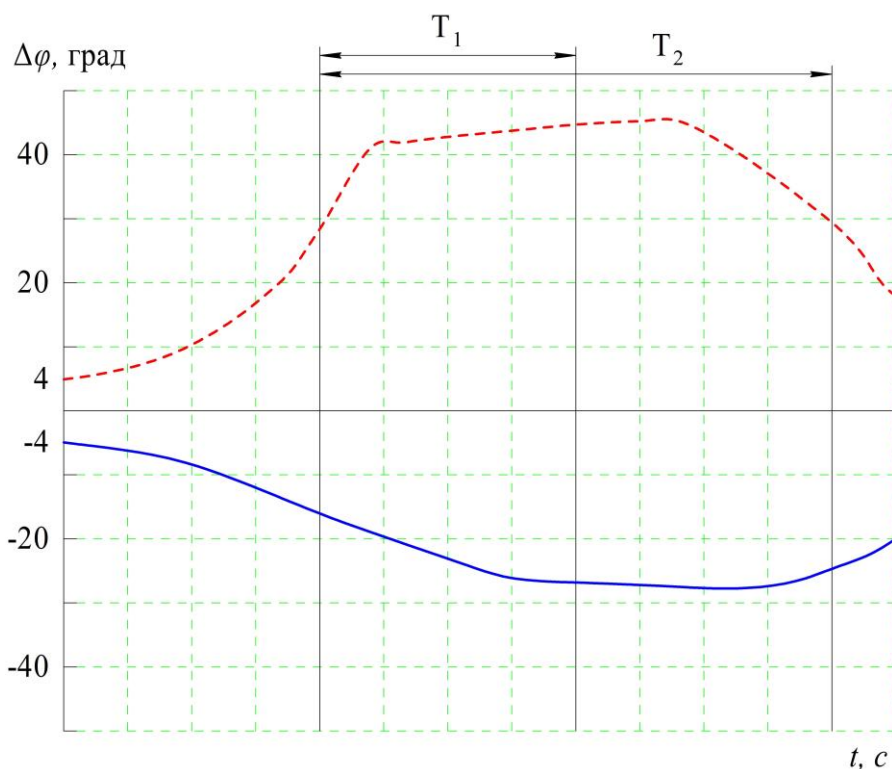


Рис. 4.23 Прояви величини дисперсії фази  $\Delta\varphi$  від наявності ЧСЗ у каналі поширення радіохвиль:  $T_1$  – час випадання опадів;  $T_2$  – час прояву ЧСЗ

Аналіз представленого графічного матеріалу та інших експериментальних результатів дозволяє зробити висновок про те, що під час відсутності гідрометеорів величина  $\Delta\varphi$  повільно флюктує в околі нульового значення з відхиленнями, зазвичай не більше  $\pm 4^{\circ}$ .

Випадання гідрометеорів призводить до зростання  $\Delta\varphi$  від  $-15^{\circ}$  до  $+40^{\circ}$ , причому початок зростання збігається, як правило, з початком дощу, але після його закінчення дисперсія фази може залишатися стабільною досить довго (особливо у випадку високої температури повітря).

На рис. 5.24 наведено часову діаграму роботи адаптивного приймального пристрою.

Для забезпечення можливості об'єктивного порівняння і статистичної обробки дослідних даних співставлення останніх проводилось на основі використання інтегральної інтенсивності дощу, котра відповідає дощу з однаковим (з реальним дощем) загальним ослабленням і рівномірною, уздовж всієї траси поширення радіохвиль, інтенсивністю [2, 44]

$$A_i = R_d J_{\partial}^{B'} a' |_{\lambda=8,6 \text{ мм}} = 0,25 \text{ кЖ}_H, \quad (4.6)$$

де  $A_i$  – ослаблення, дБ;  
 $R_d$  – довжина траси поширення, м;  
 $J_d$  – інтенсивність дощу, мм/год;  
 $a', B'$  – коефіцієнти, котрі залежать від частоти сигналу, температури навколишнього середовища і розподілу крапель за розмірами.

У процесі експериментального дослідження аномальної дисперсії фази та впливу на якість когерентної передачі дискретних сигналів з фазовою маніпуляцією визначено, що за величини дисперсії фази  $\Delta\varphi = 40^\circ$ - $60^\circ$  тропосферних ВВЧ радіоканалів співвідношення сигнал/шум знижується до 2-4 дБ для відносної фазорізницевої модуляції сигналів.

Зниження обумовлене змішанням оцінок інформаційних параметрів, котрі викликані фазовими спотвореннями модульованих коливачів у процесі когерентного відновлення несучої частоти.

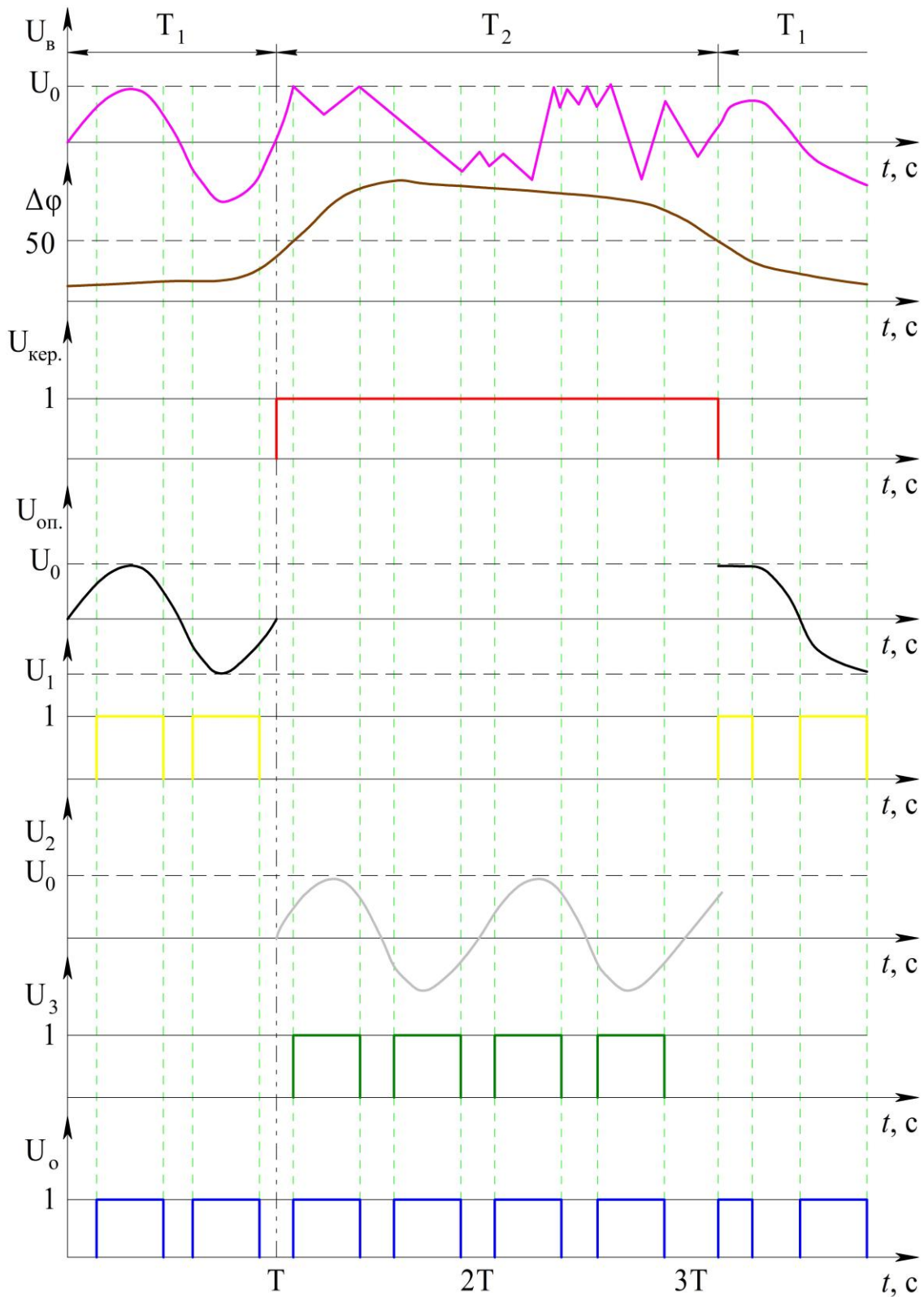


Рис. 4.24 Часова діаграма роботи адаптивного приймального пристрою:  
 $T_1$  – час відсутності в каналі ЧСЗ;  $T_2$  – час наявності в каналі ЧСЗ

Результати експериментальних вимірювань наведені на рис. 4.25 для автокореляційного, когерентного і адаптивного режимів.

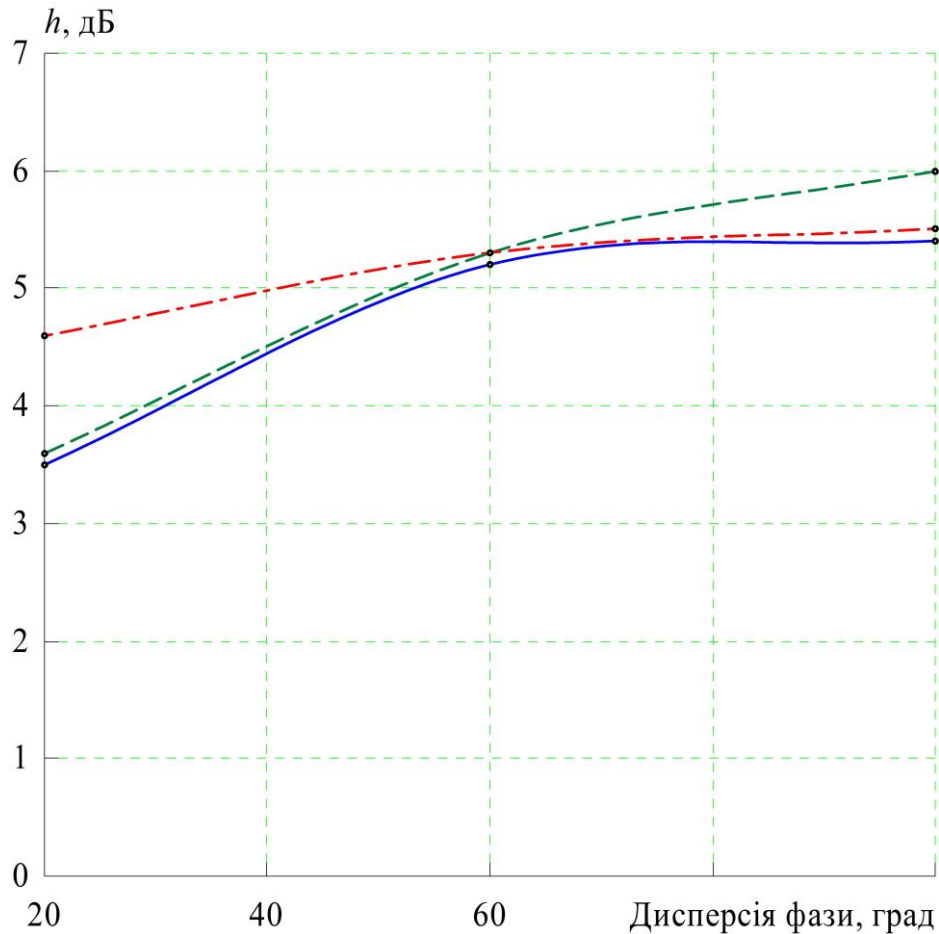


Рис. 4.25 Залежність величини відношення сигнал/шум від значення фазових спотворень для когерентного (пунктирна лінія), автокореляційного (штрих-пунктирна лінія) і адаптивного (суцільна лінія) прийомів відносної фазорізницевої модуляції сигналів; • – результати експериментального вимірювання

При цьому для забезпечення ймовірності помилки  $10^{-5}$  програш для умов  $\Delta\varphi = 60^\circ$  порівняно з  $\Delta\varphi = 0^\circ$  для автокореляційного режиму, становить 1,4 дБ, для когерентного режиму - 3 дБ.

Виграш адаптивного режиму, в порівнянні з когерентним режимом - 1,03 дБ, при цьому для  $\Delta\varphi = 80^\circ$  ці значення зростають.

Отже, має місце підтвердження теоретичного висновку про необхідність переходу, за величини дисперсії фази  $\Delta\varphi > 55^\circ$ , від когерентного режиму до автокореляційного режиму демодуляції.

Оцінка завадостійкості на основі порівняння результатів натурального експерименту з теоретичними даними наведена на рис. 4.26.

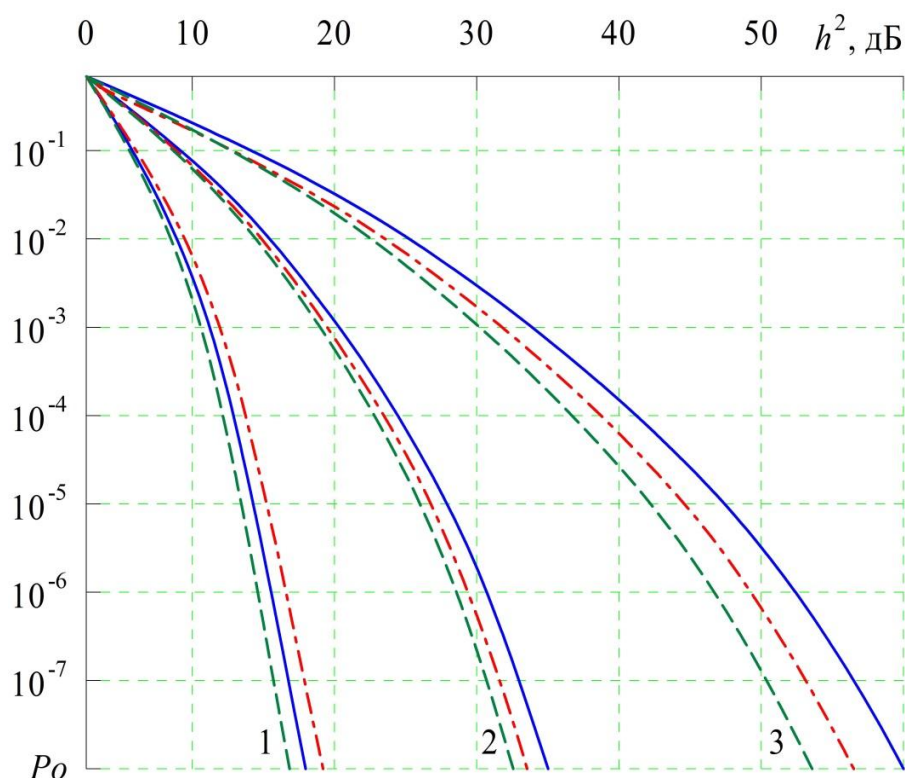


Рис. 4.26 Порівняльна оцінка завадостійкості адаптивної і відомої системи виявлення сигналів (1 –  $\Delta\varphi=0^\circ$ , 2 –  $\Delta\varphi=55^\circ$ , 3 –  $\Delta\varphi=80^\circ$ ), де: суцільна лінія – прототип; пунктирна лінія – розрахункові значення; штрих-пунктирна лінія – результати експерименту

Аналіз отриманих результатів показав, що за рахунок оперативної оцінки поточного стану траси поширення НВЧ і ВВЧ радіохвиль із подальшим переходом від режиму оптимального когерентного прийому до режиму автокореляційного прийому і назад, відповідно за наявності або відсутності ЧСЗ у радіолінії, отримано вииграш за завадостійкістю. Цей вииграш у порівнянні з існуючими системами складає 0,9 - 1 дБ для відносної фазорізницевої модуляції сигналів за ймовірності помилкового прийому  $10^{-5}$ .

### Висновки за розділом

1. Отримано результати прогнозування завадостійкості ІТС для умов максимальних збурень іоносфери.
2. Визначено чисельні значення параметрів збурень іоносфери для різних фізичних явищ атмосфери Землі, що дозволяє прогнозувати стійкість ІТС у різних умовах експлуатації. Визначено, що стійкість буде достовірно визначена тільки для несучої частоти понад  $f_0=10$  ГГц, а розрахунки з  $f_0=1-5$  ГГц відображають межі умов використання розробленого методу.
3. За допомогою розробленого методу отримані результати

прогнозування завадостійкості ПП для метрового і дециметрового діапазонів довжин хвиль в умовах сильних збурень іоносфери. Визначено, що для забезпечення необхідної імовірності помилки  $P_{ин} \sim 10^{-5}$  необхідно мати енергетичний запас радіоліній близько 20 дБ, що висуває додаткові умови до підвищення енергетичних характеристик РП.

4. Застосування компенсатора завад третього порядку дозволило підвищити верхню межу лінійного динамічного діапазону з 63,5 дБ до 100,75 дБ, тобто на 37,25 дБ. Очікуваний результат дорівнює 60-70 дБ.

5. За результатами натурних випробувань отримано, що величина дисперсії фази залишається значною та залежить від температури.

6. У процесі проведених експериментальних досліджень отримані залежності величини дисперсії фази сигналу від умов на трасі поширення. Підтверджено відмінності у взаємозв'язку величини відношення сигнал/шум від значення фазових спотворень для когерентного і автокореляційного прийому сигналів, що дозволяє практично реалізувати адаптивний прийом.

7. Проведено оцінку величини дисперсії фази сигналу та отримано порогове значення, за якого показники якості когерентного і автокореляційного прийому сигналу збігаються, що дозволило визначитись з умовою вибору виду прийому в процесі реалізації адаптивного ПП.

8. Експериментально визначена гранична величина дисперсії фази  $\Delta\varphi \approx 55^\circ$ , за якої спостерігаються значні спотворення форми сигналів, це підтверджено теоретично та несуттєво відрізняється від розрахункових даних і пояснюється впливом багатопроменевості прийому ВВЧ радіосигналів.

9. Експериментальна перевірка запропонованого адаптивного прийому НВЧ і ВВЧ радіосигналів показала, що використання переваг когерентного і автокореляційного режимів із оперативним аналізом величини дисперсії фази сигналу, на трасі поширення радіохвиль, дозволяє застосувати загальну теорію адаптації для удосконалення телекомунікаційних систем. Використання адаптивних нелінійних компенсаторів НВЧ і ВВЧ діапазонів дозволяє підвищити стійкість перед завадами радіоліній у  $\sim 2,3$  рази.

10. Експериментально підтверджені висновки теоретичного аналізу завадостійкості нелінійної адаптивної компенсації і основні положення науково обґрунтованої методики проектування перспективних ІТС, що є доказом правильності розробленої методології і наведених теоретичних досліджень.

11. Встановлено, що використання перспективного міліметрового діапазону довжин хвиль дозволяє суттєво підвищити завадостійкість ІТС за наявності суттєвих збурень іоносфери.

## РОЗДІЛ 5

### НАУКОВО-ПРАКТИЧНА РЕАЛІЗАЦІЯ РОЗРОБЛЕНИХ МЕТОДІВ ПІДВИЩЕННЯ ЯКОСТІ ФУНКЦІОНУВАННЯ ІНФОРМАЦІЙНО-ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ НА ОСНОВІ СИНТЕЗУ АДАПТИВНИХ КОМПЕНСАТОРІВ

#### 5.1. Синтез адаптивного алгоритму компенсації нелінійних спотворень у радіопристроях

Розробимо конкретні практичні рекомендації щодо вдосконалення ІТС на основі обґрунтування і застосування адаптивних способів розширення лінійного динамічного діапазону їх ПП.

В першу чергу необхідно провести синтез адаптивного методу пригнічення нелінійних спотворень в РП.

Для цього доцільно привести умови даної задачі у відповідність із класичною постановкою задачі адаптивної компенсації завад у лінійних ПП [16, 31, 94, 204].

Відомі лінійні адаптивні компенсатори характеризуються наявністю основного і опорного входів, на які надходить відповідно суміш корисного сигналу і завади [16, 94, 259].

При цьому завада в опорному вході корельована тільки з сигналом завади з основного входу і статистично невзаємопов'язана (або слабше корельована) із корисним сигналом [16, 94].

Щоб мати можливість безпосередньо використовувати математичний апарат теорії адаптивних систем [16, 53, 94, 260] та з метою формалізації задачі адаптивної компенсації нелінійних спотворень, умовно представимо вихід і вхід одномірного РП в якості основного і опорного входів нелінійного адаптивного компенсатора, відповідно. Зазначені входи надалі будемо називати адаптивними компенсаторами нелінійних спотворень (АКНС) [16, 94].

Тоді загальна структурна схема одномірного АКНС (див. рис. 5.1) еквівалентна класичному лінійному адаптивному компенсатору [18].

Дійсно, вхідний сигнал  $X$  статистично пов'язаний тільки з вихідним сигналом  $Y$  та не корелюється з внутрішніми шумами  $N$  даного РП.

Очевидно, що структура АКНС повністю однозначно визначається способом опису нелінійних процесів РП [2, 4] і алгоритмом розв'язання задачі адаптивної компенсації нелінійних спотворень [22].

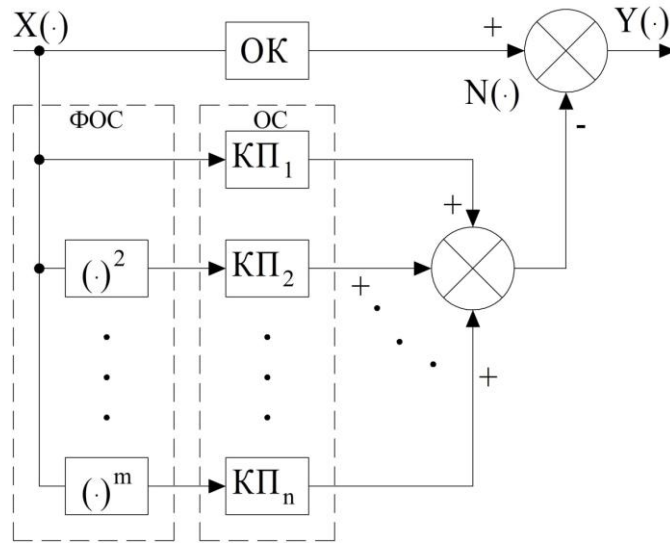


Рис.5.1 Загальна структурна схема одномірного АКНС: ОК – основний канал; ФОС – формувач опорних сигналів; ОС – опорна схема; КП<sub>п</sub> – п-й канал прийому радіосигналів

Вихідний сигнал одномірного нелінійного РП у вигляді усіченого першими  $m$  членами ряду Вольтерра згідно із роботою [39], можна представити так

$$Y(f_1, \dots, f_m) = Y_c(f_1, \dots, f_m) + N(f) = \sum_{k=1}^m H_k(f_1, \dots, f_k) \prod_{i=1}^k X(f_i) + N(f). \quad (5.1)$$

Тоді, відповідно до методу модифікованих СМС [67, 169] із методу "нелінійних входних сигналів" впливає, що для одномірних РП загальний опорний вхід АКНС відокремлюється в формувачі опорних сигналів на  $m$  опорних входів, на кожен із котрих впливає окремий опорний сигнал вигляду [67]

$$X_k = X_k(f_1, \dots, f_k) \doteq \prod_{j=1}^k X(f_j), \quad k=1, 2, \dots, m. \quad (5.2)$$

Можна показати, що опорний сигнал  $X(\cdot)$  досить сильно корельований тільки зі складовою  $k$ -го порядку вихідного сигналу РП, тобто  $Y_k(f_1, \dots, f_m) = H_k(f_1, \dots, f_k) \prod_{i=1}^k X(f_i)$  і суттєво взаємопов'язаний, у статистичному сенсі, з іншими складовими вихідного сигналу  $Y(\cdot)$  ( $k \neq j$ ) [20, 21]. Тому на вході АКНС відбувається повне (з точністю до помилки



усічення ядер Вольтерра першими  $m$  членами) пригнічення сигнальної компоненти вихідного сигналу  $Y(\cdot)$ , у той час як внутрішні шуми  $N(\cdot)$  проходять без змін [103, 166].

Слід відзначити, що вимога повної статистичної незалежності сигналів є надмірно жорсткою і невиправданою [53]. Як показують результати експериментів, адаптивні компенсатори досить добре працюють за умови сильних корельованих сигналів в основному і опорному входах [9].

Якщо корисною реакцією РП є складова  $n$ -го порядку його вихідного сигналу, то прибираючи з АКНС адаптивний фільтр, на який впливає опорний сигнал  $X_n(\cdot)$ , на виході АКНС, крім внутрішнього шуму РП  $N(\cdot)$ , матимемо також і сигнал  $Y_n(\cdot)$  [43]. Фізично це означає пригнічення (компенсацію) нелінійних спотворень у даному РП [94]. Структура АКНС може бути суттєво спрощена, якщо видалити також усі адаптивні фільтри, крім того, на який надходить опорний сигнал  $X_l(\cdot)$ , де  $l$  – порядок найбільш небезпечних для даного РП нелінійних спотворень [103, 166].

Необхідно відмітити, що оптимальне рішення задачі адаптивної компенсації, як правило, фізично неможливо реалізувати, оскільки воно передбачає миттєві вимірювання і усереднення за часом значної кількості коефіцієнтів автокореляції вхідних впливів взаємної кореляції їх із сигналами помилки (еталонними сигналами), а також обернення матриці високого порядку, що вельми важко [45, 51]. У зв'язку із цим науковий практичний інтерес являє собою визначення квазіоптимального (тобто наближено оптимального) рішення, котре разом із порівняною простотою реалізується фізично, має швидку збіжність у часі до оптимального рішення [16, 45, 51, 94].

Знайдемо квазіоптимальний алгоритм рішення задачі адаптивної компенсації нелінійних спотворень. Із цією метою представимо вихідний сигнал адаптивного пристрою, котрий принципово є нелінійною системою з нестационарними в часі параметрами [22], у вигляді усіченого першими  $m$  членами параметричного ряду Вольтерра [23, 80, 114]

$$\sum_{k=1}^m W_k(f_1, \dots, f_k) \prod_{j=1}^k X(f_j) \doteq \sum_{k=1}^m W_k(t) X_k, \quad (5.3)$$

де  $W_k(\cdot)$  – параметрична НПФ  $k$ -го порядку (передавальна функція  $k$ -го адаптивного фільтра).

На виході АКНС утворюється сигнал помилки  $\varepsilon(\cdot)$ , котрий, у припущенні про відносну малість шумів  $N(\cdot)$ , рівний [16, 94]

$$\varepsilon(t, f_1, f_2, \dots) \doteq \varepsilon(t) = Y - \sum_{k=1}^m W_k(t) X_k \cong Y_c - \sum_{k=1}^m W_k(t) X_k. \quad (5.4)$$

На даний час одним із найбільш ефективних, із практичної точки зору, в теорії адаптивних систем є метод мінімуму середнього квадрата помилки (МСКП) [16, 94]. Даний метод можна трактувати як окремий випадок градієнтного методу найшвидшого спуску під час оцінювання градієнта середнього квадрата помилки за його миттєвим значенням [80]. Можна показати, що зазначена оцінка є достатньою і незміщеною, а також суттєво спрощує апаратурну реалізацію синтезованого адаптивного пристрою. З огляду на те, що всі величини у формулі (6.4) є комплексними, у процесі регулювання передавальної функції  $k$ -го ( $k=1,2,\dots,m$ ) активного фільтра в комплексній диференціальній формі запису має наступний вигляд [16, 80, 94]

$$\frac{dW_k(t, f_1, f_2, \dots, f_k)}{dt} \doteq \frac{dW_k(t)}{dt} = 2e_k \mu \varepsilon(t) X_k^{\otimes}, \quad (5.5)$$

де  $\mu$  – позитивна стала (коефіцієнт передачі кола ЗЗ), котра визначає стійкість і швидкість перебудови АКНС;

$\varepsilon_k$  – коефіцієнт пропорційності, чисельно дорівнює одиниці;

знак  $\otimes$  – позначає комплексно сполучену величину.

Узагальнюючи отриманий вище алгоритм на випадок багатомірної АКНС, можна однозначно стверджувати, що структура багатомірної АКНС та її формувача опорних сигналів однозначно визначається методами нелінійних вхідних сигналів і модифікованих СМС.

Аналогічним чином можна знайти дискретний варіант квазіотимального методу МСКП побудови АКНС, комплексна форма запису котрого має такий вигляд [16, 94]

$$W_k(j+1, z_1, \dots, z_k) = W_k(j, z_1, \dots, z_k) + 2e_k \mu \varepsilon(t) X_k^{\otimes}, \quad (5.6)$$

де  $j$  – дискретний час;

$z_i$  ( $i=1,2,\dots$ ) – аргументи багатомірного  $z$ -перетворення.

З огляду на переваги аналогових АКНС, котрі дозволяють пригнічувати нелінійні спотворення безпосередньо в ПП у реальному масштабі часу, а не в процесі подальшої обробки [60], основну увагу доцільно приділити аналоговим АКНС. Для дискретних АКНС усі результати можуть бути отримані аналогічним чином [39, 67].

Визначимо похибку компенсації АКНС у наступному вигляді

$$V_k(t, f_1, \dots, f_k) \doteq V_k(t) = H_k(t, f_1, \dots, f_k) - W_k(t, f_1, \dots, f_k). \quad (5.7)$$

Повторюючи міркування, аналогічні наведеним у роботі [95] і опускаючи проміжні викладки, неважко побачити, що

$$\lim_{t \rightarrow \infty} V_k(t) = 0, \quad \forall k \in [1, \dots, m].$$

У свою чергу це означає, що

$$\lim_{t \rightarrow \infty} W_k(t, f_1, \dots, f_k) = H_k(f_1, \dots, f_k), \quad \forall k \in [1, \dots, m].$$

Отже, передавальні функції адаптивних фільтрів АКНС сходяться в часі до НПФ РП. Можна показати, що ефективна збіжність спостерігається принаймні до тих пір, поки внутрішні шуми АКНС не перевищуватимуть за величиною нелінійні спотворення, котрі компенсуються.

Синтезовані АКНС можуть бути використані для вдосконалення якісних характеристик широкого класу ІТС і САК, зокрема – для поліпшення спектральних характеристик радіопередавальних пристроїв, множників і синтезаторів частоти, для підвищення стійкості АХ ПП і ретрансляторів різного призначення і для оптимізації САК за критеріями нелінійності [95]. Крім того, доцільне розроблення на основі АКНС адаптивних вимірювальних установок принципово нового типу, призначених для проведення прямих вимірювань нелінійних спотворень, а також ідентифікацій у широкому і вузькому сенсі нелінійних динамічних систем [80, 95].

У результаті проведеного синтезу отримано принципове підтвердження можливості адаптивного розв'язку задачі компенсації спотворень у РП [16, 94]. Але, з практичної точки зору важливою є також оцінка характеристик точності та динамічних характеристик АКНС, котрі побудовані на відомій радіоелементній базі [40, 71, 73]. Тому для аргументованої відповіді на питання про реальні можливості АКНС для розширення динамічного діапазону ІТС і з метою розроблення науково обґрунтованої методики проектування, необхідно провести дослідження їх якісних характеристик.

## **5.2. Оцінювання динамічних характеристик та точності АКНС із урахуванням внутрішніх шумів та неідеальності параметрів їх елементів**

Із метою дослідження фізичної можливості реалізації і реальних можливостей АКНС, а також для розроблення науково обґрунтованої методики їх проектування стосовно задачі розширення лінійного динамічного діапазону ІТС

проведемо аналіз якісних характеристик АКНС, побудованих на основі реальних "шумливих" елементів із недосконаліми, у загальному випадку, параметрами.

Динамічні властивості адаптивних компенсаторів, як правило, характеризуються сталою часу адаптації (перебудови) адаптивних фільтрів

$\tau$  [73]. У відповідності із [16, 94, 261] можна показати, що зазвичай перебудова відбувається за експоненціальним законом, причому стала часу адаптації АКНС визначається наступним виразом

$$\tau_{AKHC} = \frac{k \pi m}{4 \mu P_n}, \quad (5.8)$$

де  $P_n$  – потужність компенсації нелінійних спотворень;  
 $k_\tau$  – коефіцієнт пропорційності.

Іншою основною характеристикою якості адаптивних компенсаторів є точність адаптації, котра обмежується помилками оцінки градієнта  $\omega_1$ , а також похибками компенсації внаслідок запізнення перебудови адаптивних фільтрів  $\omega_2$  [21]. Для АКНС зазначені помилки можуть бути визначені, відповідно, з формул вигляду [261]

$$\omega_1 = k_{\omega_1} \mu P_n, \quad \omega_2 = \frac{1}{\mu} \frac{k_{\omega_2} \sigma_i^2}{4 \sigma_{\min}}, \quad (5.9)$$

де  $\sigma_n$ ,  $\sigma_{\min}$  – відповідно СКП нелінійних спотворень і мінімальна СКП адаптації, котра реалізується у випадку оптимальної побудови адаптивних фільтрів;

$k_{\omega_1}$ ,  $k_{\omega_2}$  – коефіцієнти пропорційності.

Отже, необхідні для конкретного завдання швидкість і точність адаптації АКНС можна забезпечити відповідним вибором коефіцієнта передачі  $\mu$  кола ЗЗ [73, 94, 95]. Однак, вирази (5.9) накладають суперечливі вимоги до величини  $\mu$ . Тому найвища якість адаптації (тобто мінімальна сумарна помилка  $\omega_\Sigma = \omega_1 + \omega_2 = \min$ ) може бути забезпечена вибором оптимального значення  $\mu$ , котре знаходиться шляхом прирівнювання правих частин виразів (5.9) та визначається формулою

$$\mu_{opt} = \sqrt{\frac{k_{\omega_2} \sigma_n^2}{4 k_{\omega_1} \sigma_{\min} P_n}}. \quad (5.10)$$

Реально досяжні величини сталої часу адаптації  $\tau_{AKHC}$  знаходяться, як правило, у межах від одиниць і десятків нс до одиниць мкс, що зазвичай є достатнім для ІТС [73, 95]. Тому в процесі розроблення АКНС основну увагу необхідно приділити забезпеченню заданих вимог до характеристик точності АКНС [94, 95].

У відомих роботах, присвячених дослідженню впливу неідеальності елементів адаптивних компенсаторів на якість їх роботи, враховувалися в основному лише похибки виконання співвідношення математичних

операцій [67]. Показано, зокрема, що суттєвий вплив мають помилки інтегрування. Відносно АКНС похибка інтегрування в  $k$ -му каналі призводить до помилки компенсації, котра визначається наступною формулою [95, 261]

$$\lim_{t \rightarrow \infty} W_k(t) = H_k + \Delta H_k, \quad (5.11)$$

де  $\Delta H_k$  – помилка, пропорційна помилці інтегрування.

Отже, вимоги до точності виконання математичних операцій елементами АКНС необхідно ставити, виходячи з максимально допустимої для даного завдання помилки компенсації нелінійних спотворень у ІТС.

У процесі дослідження ефективності адаптивних компенсаторів враховується, як правило, вплив тільки зовнішнього некорельованого впливу неідеального оптимального адаптивного фільтру (фільтру Вінера) [13, 80]. Однак, всі реальні радіоелементи є "шумливими" [2, 10, 43], що обумовлює актуальність аналізу впливу внутрішніх шумів АКНС на його ефективність [42, 73]. З цією метою, у відповідності із роботою [261], введемо такі позначення

$$V_{осн\epsilon x} = \frac{P_N}{P_H}; \quad (5.12)$$

$$V_{он\epsilon x} = \frac{P_{A0}}{P_H}, \quad (5.13)$$

де  $P_N$  – потужність, внутрішніх шумів РП на його виході (на "основному" вході АКНС);

$P_{A0}$  – потужність внутрішніх шумів власне АКНС, перерахованих на його вхід (на опорний вхід АКНС).

В якості показника ефективності реального АКНС, що "шумить" виберемо величину

$$\Theta = \frac{P_S / P'_H}{P_S / P_H}, \quad (5.14)$$

де  $P_S$  – потужність сигнальної складової вихідного сигналу РП;

$P_H, P'_H$  – потужність нелінійних спотворень на "основному" вході і виході АКНС, що компенсується, відповідно.

Оскільки внутрішні шуми  $P_N$  та  $P_{A0}$  не корельовані з вхідними та вихідними сигналами АКНС, то вираз для її ефективності збігається з формулою для ефективності лінійних адаптивних компенсаторів, за умови впливу на їх входи зовнішніх некорельованих сигналів [2, 43, 95], тобто

$$\Theta = \frac{[V_{осн\epsilon x} + 1][V_{оп\epsilon x} + 1]}{V_{осн\epsilon x} + V_{осн\epsilon x}V_{оп\epsilon x} + V_{оп\epsilon x}}. \quad (5.15)$$

Вираз (5.15) дозволяє оцінити вплив внутрішніх шумів АКНС на його ефективність, це дає змогу зробити важливий практичний висновок про те, що внутрішні шуми АКНС не призводять до зниження якості функціонування РП [12, 77].

У тих випадках, коли внутрішні шуми АКНС перевищують за рівнем нелінійні спотворення, що пригнічуються, величина  $\Theta=1$ , котра фізично еквівалентна автоматичному відключенню АКНС та відповідно, автономному режиму РП.

Необхідно відмітити, що врахування неідеальності параметрів елементів адаптивних компенсаторів, у загальному випадку, не вичерпується аналізом впливу похибок виконання функціональних математичних операцій [104]. Суттєвий вплив на якісні характеристики адаптивних компенсаторів здійснюють немінучі нелінійні властивості реальних елементів [43].

Особливе значення це має для АКНС, котрі безпосередньо призначені для пригнічення нелінійних спотворень у РП. З огляду на недостатній ступінь вивчення цих питань у відомій літературі, необхідно провести аналіз впливу нелінійності АХ реальних елементів АКНС на якісні характеристики [17]. Представимо вихідні сигнали реальних пристроїв звівши до  $k$ -го ступеня, підсилювача кола ЗЗ і перемножувачів адаптивних фільтрів у вигляді рядів Вольтерра [103]

$$(x_k)^+ = \beta_1 x + \beta_2 x^2 + \dots + \beta_k x^k + \dots, \quad (5.16)$$

$$(\mu\epsilon)^+ = \mu_1 \epsilon + \mu_2 \epsilon^2 + \dots, \quad (5.17)$$

$$(Z_k)^+ = a_{10}(x_k)^+ + a_{10}(\mu\epsilon)^+ + a_{20}[(x_k)^+]^2 + a_{11}(x_k)^+(\mu\epsilon)^+ + a_{02}[(\mu\epsilon)^+]^2 + \dots \quad (5.18)$$

$$(Z_k)^+ = b_{10}\left[\frac{1}{S}(y_1)^+\right] + b_{01}(x_k)^+ + b_{20}\left[\frac{1}{S}(y_1)^+\right]^2 + b_{11}\left[\frac{1}{S}(y_1)^+\right](x_k)^+ + b_{02}[(x_k)^+]^2 + \dots \quad (5.19)$$

де  $(x_k)^+$ ,  $(\mu\epsilon)^+$ ,  $(y_1)^+$ ,  $(y_2)^+$ ,  $(Z_k)^+$  – вихідні сигнали реальних пристроїв зведення в  $k$ -у ступінь, підсилювача кола ЗЗ, першого

перемножувача  $k$ -го адаптивного фільтра, другого перемножувача  $k$ -го адаптивного фільтра ( $k$ -го адаптивного фільтра) відповідно;  
 $\beta_i, \mu_j, a_{ij}, b_{ij}$  – НПФ зазначених елементів АКНС відповідно.

Як випливає з виразу (5.17), нелінійності АХ підсилювача кола ЗЗ призводять до обмеження верхньої межі динамічного діапазону за виходом АКНС  $\varepsilon_{\max}$  [103, 166]. Допустимий рівень нелінійних спотворень у підсилювачі кола ЗЗ може бути визначений із заданого верхнього рівня динамічного діапазону за виходом АКНС  $\varepsilon_{\max \text{ зад}}$ , для вузькосмугового підсилювача маємо

$$|\mu_3| \leq \frac{1}{|\varepsilon_{\max \text{ зад}}|^2}, \quad (5.20)$$

для широкосмугового підсилювача

$$\left. \begin{aligned} |\mu_2| &\leq \frac{1}{k_\mu |\varepsilon_{\max \text{ зад}}|} \\ |\mu_3| &\leq \frac{1}{(1 - k_\mu) |\varepsilon_{\max \text{ зад}}|^2} \end{aligned} \right\}, \quad (5.21)$$

де  $k_\mu$  – коефіцієнт, котрий визначає співвідношення між допустимими рівнями нелінійних спотворень другого і третього порядків ( $0 \leq k_\mu \leq 1$ ) і залежить від ширини смуги пропускання підсилювача кола ЗЗ.

Нелінійні властивості пристрою зведення в  $k$ -у ступінь призводять до спотворення вихідного сигналу  $k$ -го адаптивного фільтра [94, 95]. З формули (6.16) випливає, що

$$(W_k(t))^+ = W_k(t) + \Delta W_k(t) \cong W_k(t) + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^{\infty} [\beta_i W_k(t)], \quad (5.22)$$

де  $[\beta_i W_k(\cdot)]$  – має змістовний сенс НПФ  $t$ -го порядку.

Необхідно зазначити, що член  $\beta_{k+2} W_k(\cdot)$  визначає обмеження динамічного діапазону АКНС за його входом; складова  $\beta_j W_k(\cdot)$  викликає спотворення вихідного сигналу  $j$ -го (сусіднього) каналу АКНС; компонента  $\beta_n W_k(\cdot)$  призводить до спотворення корисної складової вихідного сигналу РП, складові  $\beta_i W_k(\cdot)$  ( $i \neq k, k+2, n, j$ ) збільшують внутрішні шуми АКНС [14, 39]. Додатковий рівень шумів може бути знайдений із наступної формули [2, 43, 95]

$$\Delta N_A \cong \left| \sum_i \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq k}}^m \beta_{l_i} W_l(t) X_i \right|, \quad (5.23)$$

де  $l$  – номер каналу АКНС;

$\beta_{l_i}$  – НПФ  $l$ -го порядку механізму зведення в  $l$ -у степінь  $l$ -го каналу АКНС.

Похибка, котра вноситься до  $k$ -ого каналу АКНС за рахунок інших його каналів, визначається так [84, 261]  $\Delta W'_k(t) \cong \left| \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq k, n}}^m \beta_{l_k} W_l(t) \right|$ . Із виразу

(5.22) впливає також, що верхня межа його діапазону за входом АКНС  $X_{\max}$  (за нелінійними спотвореннями  $k$ -порядку) із урахуванням впливу всіх його каналів залежить від величини  $\Delta W''_k(t)$ , котра визначається зі

$$\text{співвідношення такого вигляду } \Delta W''_k(t) \cong \left| \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq n}}^m \beta_{l_{k+2}} W_l(t) \right|.$$

Звідси можна визначити вимоги до нелінійності  $(k+2)$ -го порядку пристроїв зведення в ступінь [204]

$$\left| \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq n}}^m \beta_{l_{k+2}} \right| \leq \left| \frac{H_k(t)}{H_n(t)} \right|^2 \frac{1}{|X_{\max}|^{|k-n|}}. \quad (5.24)$$

Для оцінки спотворення сигнальної складової вихідного сигналу РП визначимо відношення сигнал/шум в опорному вході АКНС  $\rho_{\text{onex}}$  так

$$\rho_{\text{onex}} = \frac{\left| \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq n}}^m \beta_{l_n} W_l(t) X_l \right|}{\left| \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq n}}^m \beta_{l_l} W_l(t) X_l \right|}, \quad (5.25)$$



Тоді відношення сигнал/шум на виході рівне [16]

$$\rho_{вих} = \frac{1}{\rho_{опвх}}. \quad (5.26)$$

Відповідно, спотворення сигнальної складової вихідного сигналу РП на виході АКНС можна визначити як

$$\varepsilon = \frac{\rho_{опвх}}{\rho_{оснвх}}, \quad (5.27)$$

де  $\rho_{оснвх}$  – відношення сигнал/шум на виході РП, котре визначається, у даному випадку, за такою формулою

$$\rho_{оснвх} = \frac{H_n X_n}{\sum_{\substack{k=1 \\ k \neq n}}^m H_k X_k}. \quad (5.28)$$

Сигнальна складова в опорному вході АКНС викликає також зміну спектра нелінійних спотворень, котрі компенсуються, причому [16]

$$\{S_Y\}_{вих} = \{S_Y\}_{оснвх} \rho_{оснвх} \rho_{опвх}, \quad (5.29)$$

де  $\{S_Y\}_{вих}, \{S_Y\}_{оснвх}$  – спектр нелінійних спотворень, котрі компенсуються на виході АКНС і на виході РП відповідно.

Вимоги до рівня нелінійних спотворень  $n$ -го порядку можна визначити з максимально допустимої величини  $\rho_{опвхдоп}$ , як у [16]

$$|\beta_n| \leq \rho_{опвхдоп}. \quad (5.30)$$

Можна показати, що вимоги до рівня нелінійних спотворень перемножувача адаптивних фільтрів суттєво нижче відповідних вимог до нелінійності АХ пристроїв зведення в ступінь [43, 47]. Із урахуванням того, що пристрої зведення в ступінь найзручніше реалізувати на основі перемножувача [16, 51], є всі підстави для того, щоб вимоги до рівня нелінійних спотворень усіх перемножувачів були однаковими і

відповідали вимогам, котрі пред'являються до пристроїв зведення в ступінь.

Слід відзначити, що отримані вище результати можуть бути використані не тільки до АКНС, але й до аналізу якісних характеристик широкого класу адаптивних і самоналагоджувальних систем із урахуванням внутрішніх шумів і нелінійних властивостей їх елементів [2, 4, 43].

Щодо поставлених у даній дисертаційній роботі завдань скористаємося результатами дослідження характеристик точності та динамічних характеристик реальних АКНС для розроблення науково обгрунтованої методики їх проектування з метою розширення лінійного динамічного діапазону ІТС.

Нехай лінійний динамічний діапазон РП дорівнює

$$D_1 = D_{1ex} = 20 \lg \left| \frac{X'_{max}}{X'_{min}} \right| \cong D_{1vux} = 20 \lg \left| \frac{Y'_{max}}{Y'_{min}} \right|, \quad (5.31)$$

де  $|X'_{min}|, |Y'_{min}|$  ( $|X'_{max}|, |Y'_{max}|$ ) – нижня (верхня) межа динамічного діапазону РП до входу і виходу, відповідно.

Припустимо, що потрібно розширити динамічний діапазон РП до величини  $D > D_1$ , де

$$D = D_{ex} = 20 \lg \left| \frac{X_{max}}{X'_{min}} \right| \cong D_{vux} = 20 \lg \left| \frac{Y_{max}}{Y'_{min}} \right|, \quad \left| \frac{X_{max}}{X'_{min}} \right| \cong \left| \frac{Y_{max}}{Y'_{min}} \right| > 1. \quad (5.32)$$

Проектування АКНС доцільно починати з вибору суматора (пристрою віднімання), динамічний діапазон котрого  $D_\Sigma$  повинен бути не менше  $D$ , тобто

$$D_\Sigma \geq D, \text{ причому } |\varepsilon_{\Sigma \min}| \leq |Y'_{min}|; |\varepsilon_{\Sigma \max}| \geq |Y_{max}|. \quad (5.33)$$

де  $|\varepsilon_{\Sigma \min}|$  ( $|\varepsilon_{\Sigma \max}|$ ) – нижня (верхня) межа діапазону суматора (пристрою віднімання).

Визначимо вимоги до точності інтегрування  $\Delta_{int}$ . Оскільки нелінійні спотворення  $k$ -го порядку практично та доцільно пригнічувати лише з точністю до нелінійних спотворень вищих (в першу чергу  $(k + 2)$ -го) порядків [22], то для каскадів ІТС [96, 261]

$$\Delta_{i0} \quad 1 \leq \Delta H_{3\text{çàä}} \leq |H_5|, \quad (5.34)$$

а для когерентних детекторів і перетворювачів частоти [54]

$$A_{\text{д}2} \leq \Delta H_{31} \leq |H_{51}|. \quad (5.35)$$

Знайдемо вимоги до параметрів пристроїв зведення в ступінь і перемножувача АКНС. З огляду на одноканальну АКНС, із виразів (5.24) і (5.30) можна визначити допустимий ступінь нелінійності множника в разі підсилювальних каскадів ІТС [94]

$$|\beta_l| = |a_{ij}| = |b_{ij}| \leq \left| \frac{H_3}{H_1} \right|^2 \frac{1}{|X_{\max}|^2}; \quad \rho_{\text{опвхдон}}, \quad (5.36)$$

а також для когерентних детекторів і перетворювачів частоти

$$|\beta_l| = |a_{ij}| = |b_{ij}| \leq \left| \frac{H_{31}}{H_{11}} \right|^2 \frac{1}{|X_{\max}|^2}; \quad \rho_{\text{опвхдон}}, \quad (5.37)$$

де  $l=i+j \neq 2$ ;  $(ij) \neq (11)$ ;

$X_{\text{он}}$  – амплітуда опорного сигналу (сигнал гетеродина).

Вимоги до допустимої нелінійності АХ підсилювача кола ЗЗ можуть бути задані з необхідної величини  $|Y_{\max}| \leq |\varepsilon_{\text{max зад}}| \doteq |\varepsilon_{\Sigma \text{max}}|$  відповідно до формул (5.20) та (6.21).

При цьому коефіцієнт передачі підсилювача кола ЗЗ слід знаходити з необхідної для даного завдання точності і швидкості адаптації за формулами (5.9) і (5.10) [94, 95].

У ряді випадків оптимальне значення  $u_{\text{opt}} \equiv \mu_{1\text{opt}}$  лежить в межах від 0,1 до 10, причому для каскадів  $\mu_{1\text{opt}} \leq 1$ , а для прикінцевих і перетворювальних каскадів  $\mu_{1\text{opt}} \geq 1$  [73].

Як видно з формули (5.15), внутрішні шуми не повинні перевищувати за рівнем компенсовані нелінійні спотворення [67].

Отже, для того, щоб не пред'являти необґрунтовано завищені вимоги до флуктуаційних характеристик елементів АКНС, необхідно забезпечити виконання наступної умови [94, 95]

$$|X''_{\min}| \leq |X'_{\max}|, \quad (5.38)$$

де  $|X''_{\min}|$  – нижня межа динамічного діапазону АКНС.

Тоді необхідний динамічний діапазон АКНС  $D_2$  може бути визначений із наступної нерівності [94, 95]

$$D_2 \geq D - D_1. \quad (5.39)$$

Наслідком цього є важливий практичний висновок про те, що для побудови АКНС щодо задачі розширення лінійного динамічного діапазону ІТС не потрібно безшумних елементів із ідеальними параметрами та тими, котрі не можливо фізично реалізувати. Отже, синтезований адаптивний метод компенсації нелінійних спотворень фізично реалізується на основі відомих радіоелементів.

Однак остаточний і достовірний висновок про практичну реалізацію і працездатність АКНС, а також їх реальні якісні характеристики та можливості може бути зроблений на основі експериментального підтвердження основних результатів теоретичного аналізу характеристик точності та динамічних характеристик нелінійних адаптивних компенсаторів. У зв'язку із цим необхідно провести експериментальні випробування АКНС.

### 5.3. Експериментальне дослідження моделі АКНС

Проведемо експериментальну перевірку реальних можливостей розширення лінійного динамічного діапазону ІТС за допомогою АКНС. Відповідно до даної мети представляється доцільним поставити перед експериментом наступні задачі [16, 94, 95].

1. Дослідження можливостей фізичної реалізації та перевірка працездатності АКНС.

2. Виявлення особливостей регулювання і налагодження АКНС, котрі призначені для розширення лінійного динамічного діапазону РП.

3. Експериментальна перевірка основних принципових результатів теоретичного аналізу якісних характеристик.

4. Практичне застосування основних положень розробленої науково обґрунтованої методики проектування АКНС.

У зв'язку із цим програма експерименту повинна включати в себе такі пункти [16, 51, 84, 172].

а) Вибір РП із метою розширення його лінійного динамічного діапазону.

б) Розроблення макета АКНС для обраного РП.

в) Обґрунтування методики вимірювань.

д) Вибір необхідної сукупності контрольно-вимірювальних приладів (метрологічного забезпечення експериментальних досліджень).

е) Розроблення експериментальної установки.

ф) Виготовлення та налаштування експериментальної установки.

- g) Перевірка працездатності макета АКНС.
- h) Експериментальне дослідження впливу внутрішніх шумів АКНС.
- i) Вимірювання динамічного діапазону обраного РП.
- j) Експериментальне визначення динамічного діапазону макета АКНС.
- k) Аналіз отриманих експериментальних даних.

Із метою підвищення значущості експериментальних досліджень для задачі вдосконалення показників якості ІТС, даний експеримент доцільно провести на прикладі розширення лінійного динамічного діапазону вузькосмугового підсилювача, оскільки РП даного типу роблять основний внесок у нелінійні спотворення в ІТС [2, 4, 43]. З огляду на те, що динамічний діапазон вузькосмугових підсилювачів обмежений в основному нелійними спотвореннями третього порядку [96], вибір зазначеного РП дозволяє спростити структуру АКНС (коли  $l=3$ ) та отримати результати експериментальних досліджень котрі будуть мати чітке фізичне трактування і конкретну практичну значимість.

Із урахуванням наведених уточнень проведена розробка АКНС третього порядку. Коефіцієнт передачі вузькосмугового підсилювача, котрий зібраний на основі мікросхеми TL071, дорівнює 10 (на центральній частоті смуги пропускання - 100 кГц) [262, 263]. Множники побудовані на інтегральних мікросхемах MC1496. Необхідність використання автокомпенсації постійної складової, зібраної на основі інтегральної мікросхеми LM118, обумовлена наявністю у вихідному сигналі мікросхеми MC1496 значної (до 5 В) постійної складової, що може порушити нормальну роботу наступних каскадів [262]. Крім того, для поліпшення умов узгодження каскадів до виходу мікросхем LM118 підключені емітерні повторювачі, котрі зібрані на транзисторах NTE101 [263]. Підсилювач кола ЗЗ АКНС, інтегратор і суматор (пристрій віднімання) побудовані за допомогою мікросхем LM118 емітерних повторювачів, зібраних на основі транзисторів NTE101.

З урахуванням того, що потрібно проводити вимірювання динамічного діапазону вузькосмугового підсилювача, доцільно використовувати стандартну методику експериментального визначення динамічного діапазону електронних підсилювачів за зниженням чутливості [24, 43, 189]. Дана методика заснована на вимірюванні амплітудної характеристики підсилювача. При цьому верхньою межею його динамічного діапазону вважається те значення вхідного (вихідного) сигналу, котрому відповідає точка графіка амплітудної характеристики даного підсилювача, що відстоїть по осі ординат від ідеальної лінійної залежності "вхід-вихід" на відстані, що відповідає чутливості вимірювального РП [264].

Для метрологічного забезпечення зазначеної методики вимірювань необхідно використовувати генератор вхідних сигналів і вимірювач

напруги вихідних сигналів, у процесі вимірювань рекомендується також контролювати форму вихідного сигналу і його спектральні характеристики [16, 51].

У зв'язку із цим необхідна для проведення даного експерименту сукупність контрольно-вимірювальних приладів, із урахуванням технічних характеристик розробленого макета АКНС, згідно із роботою [262], повинна включати: генератор сигналів високочастотний MG3695C; мікровольтметр В3-57; осцилограф SDS1072CNL і аналізатор спектру С4-25. З огляду на те, що для живлення мікросхем МС1496 і LM118 потрібна постійна напруга рівна  $\pm 5$  В, а для мікросхем TL071 необхідно  $\pm 9$  В, доцільно використовувати два джерела живлення Б5-8.

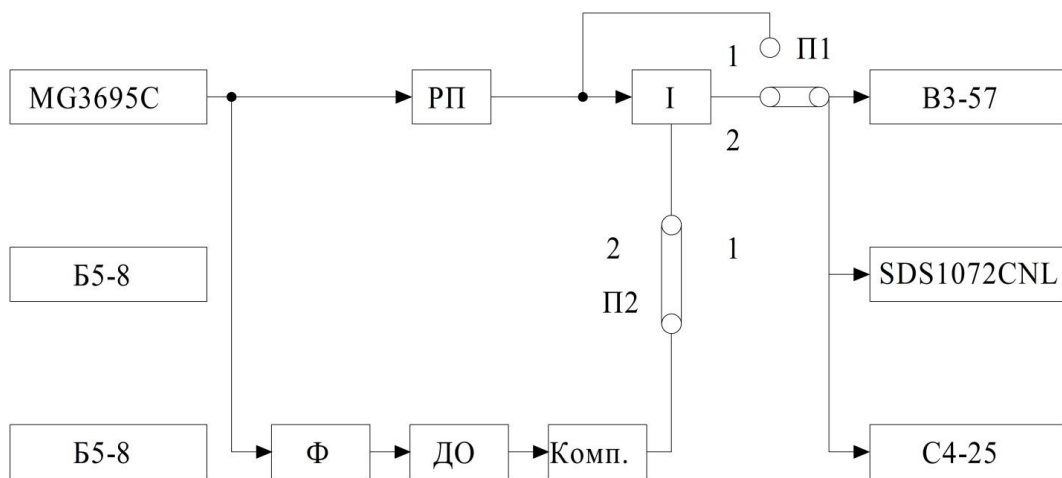


Рис. 5.2 Функціональна схема експериментальної установки

Із урахуванням викладених вище уточнень була розроблена експериментальна установка, функціональна схема котрої представлена на рис. 5.2. Під час перевірки працездатності макета АКНС перемикач П1 встановлювався в положення 2, а перемикач П2 переводився з положення 1 в положення 2 і назад. Для забезпечення наочності уявлення ефекту пригнічення нелінійних спотворень за допомогою АКНС, в якості РП, на даному етапі виконання програми експерименту застосовувався транзисторний помножувач частоти на 3, зібраний на транзисторах NTE101. При цьому частота вхідного монохроматичного сигналу дорівнювала 100 кГц, а його амплітуда становила 0,5 В. Спектрограми сигналу на виході пристрою віднімання коли (П2-2) відключений і (П2-1) підключений для АКНС знімалися із екрану аналізатора спектра С4-25.

Тут перша гармоніка вихідного сигналу множника частоти для зручності спостереження поєднана з початком відліку. Отримані експериментальні результати фізично можна трактувати як пригнічення великих нелінійних спотворень на фоні слабкого корисного сигналу без його спотворення. При цьому в якості корисного сигналу в даному випадку

можна вважати, наприклад, першу, другу, четверту, п'яту і т.д. гармоніки вихідного сигналу множника частоти [259]. Порівняння спектрограм підтверджує також теоретичні висновки про те, що потенційна точність пригнічення нелінійних спотворень третього порядку обмежена нелінійними спотвореннями вищих (в першу чергу - п'ятого) порядків.

Для дослідження впливу внутрішніх шумів макета АКНС на якість його роботи перемикачі П1 і П2 фіксувалися в положенні 2. В якості РП використовувався вузькосмуговий підсилювач [265]. Слід зазначити, що вихідна напруга генератора MG3695C була встановлена на рівні чутливості вузькосмугового підсилювача ( $\sim 1$  мкВ) на частоті 100 кГц. З метою підвищення точності і достовірності результатів в якості пристрою віднімання на цьому етапі виконання програми експерименту застосовувався малOSHумливий суматор, зібраний на мікросхемі TL071. Даний суматор має рівень внутрішніх шумів  $\sim (0,6-0,8)$  мкВ у смузі частот (2,0-2,5) кГц, що більш ніж на 20 дБ менше амплітуди мінімального вихідного сигналу підсилювача, рівного (8-10) мкВ у цій же смузі частот щодо центральної частоти 100 кГц [262, 265]. За допомогою мікрвольтметра ВЗ-57 вимірювалась напруга сигналу на виході макета АКНС. Вона склала величину близько 10 мкВ.

Потім перемикач П1 переводився з положення 2 в положення 1, 2-му положенні перемикача П2. Переконавшись за показниками приладу ВЗ-57, що внутрішні шуми пристрою віднімання практично не впливають на вихідний сигнал вузькосмугового підсилювача, перемикач П1 фіксували в положенні 2, а перемикач П2 переводився з 2-го положення в 1-е. При цьому напруга вихідного сигналу, контрольована за допомогою мікрвольтметра ВЗ-57, не змінилась і склала 10 мкВ.

Результати вимірювань АХ вузькосмугового підсилювача, виконані за стандартною методикою експериментального визначення динамічного діапазону підсилювача по зниженню їх чутливості [2, 4, 43], представлені на рис. 5.3.

Для вимірювання динамічного діапазону вузькосмугового підсилювача перемикач П1 встановлювався в 1-му положенні. При цьому ширина лінійного динамічного діапазону даного вузькосмугового підсилювача склала 63,5 дБ.

У процесі проведення вимірювань динамічного діапазону макета АКНС перемикач П1 переводився в 2-е положення при 1-му положенні перемикача П2. У цьому випадку ширина лінійного динамічного діапазону макета АКНС дорівнює 100,75 дБ.

Аналіз даних, котрі отримані в результаті проведення описаних експериментальних досліджень дозволяє зробити наступні висновки.

1. АКНС мають конкретну практичну реалізацію на реальній відомій радіоелементній базі та працездатні.

Вихід із ладу (відключення) адаптивного фільтра не призводить до зниження надійності (відмови) АКНС у порівнянні з надійністю РП (вузькосмугового підсилювача).

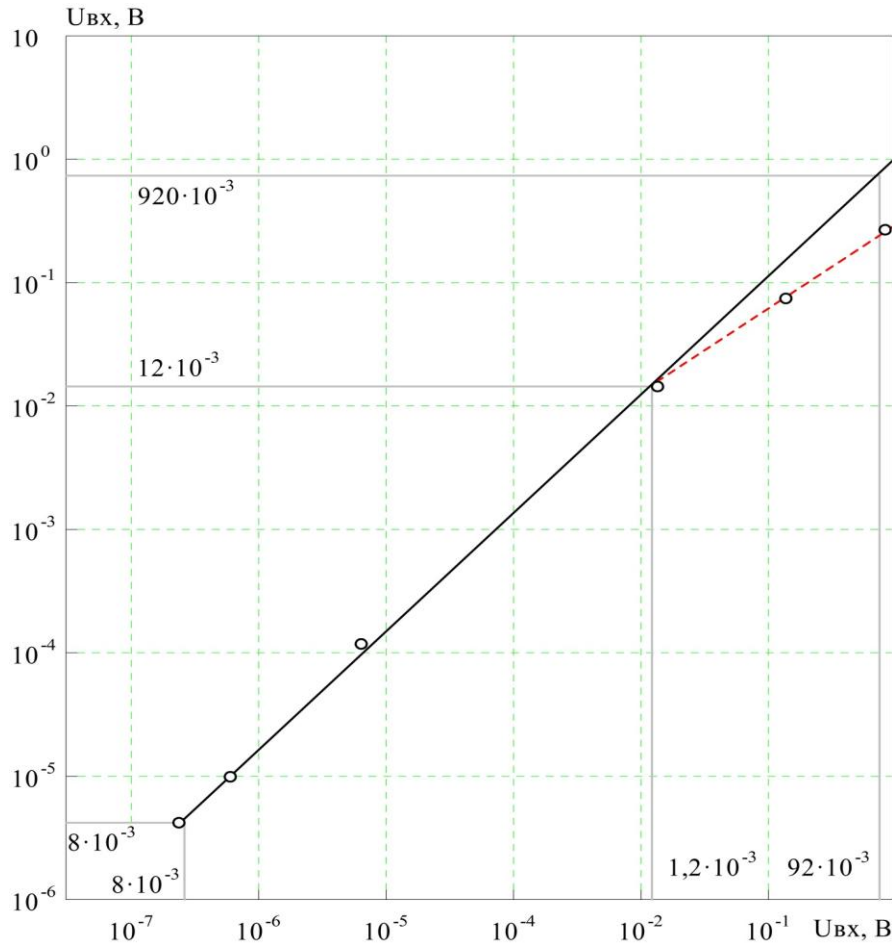


Рис. 5.3 Виміряна АХ вузькосмугового РП з компенсатором завад третього порядку: суцільна лінія – АХ вузькосмугового РП із компенсатором завад; пунктирна лінія – АХ вузькосмугового РП при відключеному компенсаторі завад; (виміряні значення позначені кружечками)

2. Внутрішні шуми АКНС ( $N_{\text{АКНС}} \approx 40 \text{ мкВ}$ ) не погіршують експлуатаційні характеристики сигналу на виході АКНС, у порівнянні з шумовими характеристиками вихідного сигналу РП (вузькосмугового підсилювача –  $N \approx 8 \text{ мкВ}$ ).

3. Застосування АКНС третього порядку дозволило підвищити верхню межу лінійного динамічного діапазону по зниженню чутливості вузькосмугового підсилювача ( $\Delta f = 2,5 \text{ кГц}$ ) до гармонійного вхідного сигналу ( $f_0 = 100 \text{ кГц}$ ) з  $1,2 \text{ мВ}$  – по входу ( $12 \text{ мВ}$  – по виходу) до  $92 \text{ мВ}$  – по входу ( $920 \text{ мВ}$  – по виходу), що відповідає розширенню його лінійного динамічного діапазону з  $63,5 \text{ дБ}$  до  $100,75 \text{ дБ}$ , тобто на  $37,25 \text{ дБ}$ . Неповний



виграш (теоретично очікуваний результат дорівнює 60-67 дБ) пояснюється нераціональним використанням динамічного діапазону власне АКНС (перш за все – його перемножувача МС1496, динамічний діапазон яких у ряді випадків досягає 70 дБ). Дійсно, необхідний рівень внутрішніх шумів АКНС відповідно до виразу (3.44) повинен складати 1-1,2 мВ, а реально він має порядок 40 мкВ. Тому верхня межа динамічного діапазону АКНС виявилась недостатньою, що призвело до неповної практичної реалізації потенційних можливостей розробленого макета АКНС.

5. Експериментально підтверджені найважливіші висновки теоретичного аналізу характеристик точності та динамічних характеристик АКНС і основні положення науково обгрунтованої методики їх проектування. Це є доказом правильності теоретичних досліджень якісних характеристик АКНС.

У цілому отримані в шостому розділі результати у поєднанні з матеріалами досліджень проведеними у першому і другому розділах даної дисертаційної роботи, містять усі відомості необхідні для обгрунтування практичних рекомендацій щодо підвищення показників якості ІТС та розширення лінійного динамічного діапазону їх ПП. Тому необхідно розробити конкретні пропозиції щодо вдосконалення ІТС із детальним урахуванням специфіки побудови їх ПП до найбільш імовірного зовнішнього ЕМО.

#### **5.4. Практичні рекомендації по розширенню лінійного динамічного діапазону ПП для підвищення показників якості ІТС**

Розробимо конкретні пропозиції, спрямовані на підвищення показників якості ІТС в умовах РЕП. На основі аналізу (досить великого обсягу наукової літератури [16, 22, 43, 51, 56, 57, 92, 96] можна зробити висновок, що для забезпечення виконання вимог, котрі висуваються до ІТС, значення відносного імовірного показника якості ІТС має бути не нижче 0,99. З урахуванням технічних особливостей побудови ІТС і найбільш ймовірних умов їх застосування, а також основних якісних характеристик нелінійних адаптивних компенсаторів при проектуванні АКНС необхідно пред'явити до них такі технічні вимоги [73]:

1. Динамічний діапазон АКНС від одиниць дБ – тракт проміжної частоти (ТПЧ) до 70 дБ – тракт високої частоти (ТВЧ).
2. Діапазон робочих частот – від одиниць і десятків (сотень) Гц (ТПЧ) до одиниць (десятків) ГГц (ТВЧ).
3. Ширина смуги робочих частот – від одиниць і десятків МГц (тракт низької частоти (ТНЧ) і ТПЧ) до сотень МГц (ТВЧ).
4. Швидкодія – від мс (стаціонарне в часі ЕМО і тривалі періоди функціонування ІТС) до одиниць мкс (нс) (у випадку впливу імпульсних завад і / або короточасних періодах функціонування ІТС).

5. Значення верхньої межі динамічного діапазону АКНС – від сотень мкВ - одиниць мВ (ТВЧ) до одиниць і десятків В (ТНЧ).

6. Допустимий рівень внутрішніх шумів власне АКНС від сотень мВ - десятків мкВ (ТВЧ) до одиниць мВ - десятків (сотень) мВ (ТНЧ).

7. Масогабаритні і енергетичні обмеження – залежно від типу ІТС і характеристик його носія.

Очевидно, що для розроблення практичних рекомендацій щодо вдосконалення ІТС необхідно перш за все оцінити можливості фізичної реалізації АКНС на основі відомої радіоелементної бази і визначити, які вимоги із зазначених вище можна при цьому реально забезпечити. З огляду на жорсткі обмеження за масогабаритними і енергетичними характеристиками ІТС, у процесі побудови АКНС доцільно максимально повною мірою використовувати сучасну мікроелементну базу, класифікація якої за діапазоном робочих частот наведена в табл. 5.1. [16].

Принципи побудови підсилювачів і суматорів із заданими характеристиками в мікросхемному виконанні детально розглянуті в [16, 51].

Як правило, апаратурна реалізація даних елементів АКНС не викликає значних труднощів і не має істотних особливостей.

Досить добре відомі і способи побудови інтеграторів [52, 73]. Однак широкосмуговість ІТС (особливого вхідних РП) суттєво обмежує можливості використання силових інтеграторів, котрі призначені для роботи на одній частоті [52, 73]. Тому для АКНС більш привабливим є використання широкосмугових інтеграторів [265]. Крім цього, у залежності від режиму функціонування ІТС, необхідно вибрати інтегратор із відповідною тривалістю інтегрування.

Таблиця 5.1.

Класифікація мікросхем за діапазоном робочих частот

Верхня гранична частота	1-10 МГц	100 МГц	1 ГГц	10-100 ГГц
Тип мікросхем	Найпростіші інтегральні схеми та операційні підсилювачі	Радіочастотні інтегральні схеми	Гібридно-плівкові інтегральні схеми	Інтегральні НВЧ РП на основі мікросмугових ліній і напівпровідникових приладів

Разом із тим необхідно відмітити, що на даний час вибір інтегральних перемножувачів більш обмежений, у порівнянні з асортиментом інтегральних операційних підсилювачів. У деяких випадках у якості перемножувача доцільно використовувати балансові перетворювачі частоти (зокрема – на діодах із бар’єром Шоткі) та кільцеві

модулятори з відповідними характеристиками. У тих випадках, коли підбір перемножувача в монолітному інтегральному виконанні ускладнений, доцільно будувати перемножувачі за допомогою операційних підсилювачів або інших мікроелементів [16, 51, 265]. Однак слід віддавати перевагу чотириквadrантним схемам, котрі мають великий динамічний діапазон – до 60-80 дБ, високу точність перемноження і широкі функціональні можливості – множення сигналів у всіх чотирьох квадрантах у значній смузі частот (десятки і сотні МГц) [16, 51, 265]. Якщо верхня межа динамічного діапазону мікросхем, обмежена зазвичай величинами порядку 1-10 В, виявляється недостатньою (наприклад - для кінцевих каскадів ПП), то необхідно будувати перемножувачі на основі дискретних елементів (зазвичай транзисторів або напівпровідникових діодів) із відповідними характеристиками.

Однак, у деяких випадках безпосередня практична реалізація вимог по діапазону частот, потужності, широкосмуговості, динамічному діапазону, точності і швидкодії АКНС на основі відомої радіоелементної бази є достатньо ускладненою [73]. Це змушує проводити розроблення спеціальних схемотехнічних модифікацій АКНС [16, 51, 94, 95].

Багатокільцеву АКНС доцільно застосовувати в тих випадках, коли необхідний ступінь розширення динамічного діапазону РП перевищує динамічний діапазон адаптивного фільтра (зазвичай коли  $\Delta D_{РП} \geq (40-60)$  дБ). Тоді динамічний діапазон кожного каналу багатокільцевої АКНС вибирається таким чином, щоб його нижня межа слугувала одночасно верхньою межею динамічного діапазону попереднього каналу. Тоді сумарний динамічний діапазон багатокільцевої АКНС дорівнює [165]

$$D_{\Sigma} = D_{D_i} + \sum_{i=1}^n D_i, \quad (5.40)$$

де  $D_{РП}(D_i)$  – динамічний діапазон РП ( $i$ -го каналу багатокільцевої АКНС);  $i = 1, 2, \dots, n$ ; де  $n = 2, 3, \dots$  – кількість каналів багатокільцевої АКНС.

Необхідність використання багатосмугових АКНС виникає в тих випадках, коли смуга пропускання звичайного АКНС менша смуги частот нелінійного, за умови впливу завад на ПП. Необхідно зазначити, що смуги пропускання  $i$ -их каналів  $\Delta f_i$  багатосмугового АКНС вибираються такими, що взаємно не перетинаються. Тоді сумарна смуга частот  $\Delta f_{\Sigma} \cong \sum_{i=1}^M \Delta f_i$  повністю і без пропусків перекриває весь необхідний діапазон частот [164].

Для оптимізації характеристик точності та динамічних характеристик АКНС необхідно забезпечити оптимальне значення коефіцієнта передачі його кола ЗЗ, що визначається за формулою (5.30) [96, 97].

Можливі варіанти структур АКНС із автопідстроюванням величини  $\mu$  до оптимального значення

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \mu(t) = \mu_{opt} \approx \sqrt{\frac{1}{P_t}}. \quad (5.41)$$

Для підвищення чіткості пригнічення нелінійних спотворень за рахунок зниження шумів градієнта, коли задана швидкодія АКНС необхідно щоб  $\mu(t) = \mu_0 \left\{ \frac{1}{|X_l|} \right\}_{t \rightarrow \infty} \rightarrow \mu_{opt}$ , де величина  $\mu$  змінюється обернено пропорційно миттєвому значенню опорного сигналу  $X_l$ . За рахунок цього забезпечується мінімальна похибка пригнічення нелінійних спотворень. Даний варіант АКНС доцільно використовувати при високих вимогах до його характеристик точності в порівнянні зі стаціонарним ЕМО, основний внесок у помилку компенсації вносять шуми градієнта [43]. З іншого боку, зазначена структура дозволяє поліпшити якісні характеристики АКНС насамперед за рахунок збільшення його швидкодії. У цьому випадку

$$\mu(t) = \mu\{\varepsilon(t), X_l\} = \mu_0 \left\{ \frac{1}{\varepsilon(t)} \right\} \left\{ \frac{1}{|X_l|} \right\}_{t \rightarrow \infty} \rightarrow \mu_{opt}. \quad (5.42)$$

Тут блок формування сигналу обмеження служить для регулювання ступеня зміни коефіцієнта передачі  $\mu$  залежно від рівня опорного сигналу  $X_l$ , а також для запобігання помилкового спрацьовування пристрою керування адаптацією [94]. Очевидно, що даний варіант АКНС доцільно застосовувати за умов стаціонарного ЕМО, коли визначальними є помилки за рахунок запізнення перебудови адаптивних фільтрів АКНС [94, 95].

Однак, швидкодія схеми АКНС із автоналаштуванням коефіцієнта передачі кола ЗЗ до оптимального значення може виявитися недостатньою у випадку впливу на ІТС завад, принцип дії котрих заснований на використанні перехідних процесів у ПП (наприклад – імпульсних завад) [20]. У цьому випадку доцільно прийняти АКНС із примусовим розширенням динамічного діапазону. Для усунення можливості внесення додаткових спотворень, зондуючий сигнал доцільно вибирати позасмуговим по відношенню до смуги пропускання за виходом ПП ( $f_{zc} \in \Delta f_{вх} \text{ ПП}$ , але  $f_{zc} \notin \Delta f_{вих} \text{ ПП}$ ), а його амплітуда не повинна перевищувати верхню межу динамічного діапазону АКНС (але повинна бути близька до неї), тобто

$$|\tilde{O}_{\tilde{c}\tilde{n}}| \leq |\tilde{O}_{max} \Delta \hat{E} \tilde{I} \tilde{N}|. \quad (5.43)$$

Тоді АКНС постійно знаходиться в робочому стані (режимі очікування). За рахунок цього істотно скорочується тривалість перехідних процесів і, отже, значно підвищується швидкодія АКНС, тобто

$$\tau \leq \frac{m}{4\mu P_{zc}} = \tau_{зад}, \quad (5.44)$$

де  $\tau_{зад}$  – задане значення сталої часу адаптації АКНС;

$P_{zc}$  – потужність зонduючого сигналу.

Отже, ІТС зберігає задані значення показників якості у нестационарному ЕМО. Очевидно, що дану схемотехнічну модифікацію АКНС краще встановлювати у вхідних каскадах ПП, вхідна смуга котрих значно вище смуги пропускання за виходом ПП (тобто є можливість застосування позасмугових зонduючих сигналів).

У тих випадках, коли оптимальні з точки зору апаратурної реалізації АКНС параметри сигналів не відповідають аналогічним параметрам РП, доцільно застосовувати схемотехнічну модифікацію. Під прямими і кратними перетворювачами параметрів сигналів розуміються перетворювачі частоти, що підвищують (знижують) або підсилювачі (атенюатори). Необхідно враховувати також, що оптимальні рівні сигналів за першим і другим виходами перемножувача можуть не збігатися. Тому в загальному випадку маємо  $k_1 \neq k_2 \neq \frac{1}{k_{\hat{c}\hat{a}}}$ , де  $k_1$  ( $k_2$ ) – коефіцієнт передачі першого (другого) прямого перетворювача рівнів сигналів;  $k_{зв}$  – коефіцієнт передачі зворотного перетворювача рівнів сигналів.

Відзначимо, що АКНС із перетворенням частоти можуть бути виконані із самоналаштуванням, що необхідно, зокрема, для розширення лінійного динамічного діапазону ІТС із автоматичною перебудовою несучої частоти. Необхідно зазначити, що гетеродин АКНС повинен мати властивість переналагодження, причому керування його частотою має здійснюватися синхронно з перебудовою несучої частоти ІТС.

Однією з апаратурних особливостей адаптивних фільтрів, реалізованих відповідно до алгоритму МСКП, є те, що оптимальний рівень сигналу на їх виході має, як правило, той же порядок, що й амплітуда вхідних впливів [18].

Це обумовлено властивостями реальних перемножувачів, із виходу котрих знімається вихідний сигнал адаптивних фільтрів [96].

Але ця обставина, у ряді випадків, призводить до певних ускладнень під час розширення динамічного діапазону РП із великим коефіцієнтом передачі, більше вхідного (більше одиниці) або, навпаки, з малим коефіцієнтом передачі (менше одиниці) [264].

Розв’язання даного протиріччя можливе шляхом застосування АКНС із перенесенням режиму роботи в оптимальну, для його апаратурної реалізації, область. При цьому  $k = \frac{1}{k_{am}}$ , де  $k, k_{am}$  – коефіцієнт передачі підсилювача ( $k \geq 1$ ) і атенюатора ( $k_{am} \leq 1$ ), відповідно.

З огляду на те, що в даний час найвищі показники якості функціонування ІТС можуть бути досягнуті лише на основі застосування РЗА, то представляється доцільним основну увагу приділити когерентним ІТС. Однак, розроблені рекомендації повною мірою прийнятні для ПП інших типів ІТС [4, 67].

Основними елементами ПП когерентних ІТС, що визначають його динамічний діапазон, є підсилювачі, перетворювачі частоти і кінцеві каскади (когерентні детектори) [12, 78]. Спільною особливістю даних РП є їх вузькосмуговість по відношенню до несучої частоти. Тому динамічний діапазон підсилювачів обмежений нелінійними спотвореннями третього порядку, а динамічний діапазон перетворювачів частоти і кінцевих каскадів – нелінійними спотвореннями четвертого порядку (третій порядок за вхідним сигналом і перший порядок за сигналом гетеродина або опорним сигналом, відповідно).

Визначимо параметри АКНС для ПП когерентних ІТС, типові характеристики котрого наведені в табл. 5.2.

Вважаємо, що динамічний діапазон радіолокаційних сигналів і завад складає 60 дБ і 120 дБ відповідно.

Необхідно також зазначити, що ймовірність прямого проходження завад на виході ПП дуже мала і не перевищує величини

$$p_3 \approx \frac{\Delta f_{вих\ РПП}}{\Delta f_{ex\ РПП}} = 0,01. \quad (5.45)$$

Таблиця 5.2

Типові характеристики ПП когерентних ІТС

Тип каскадів ПП	Характеристики каскадів ПП		
	Лінійний динамічний діапазон, дБ	$\frac{\Delta f_{ex}}{\Delta f_z}$	$\frac{\Delta f_{вих}}{\Delta f_z}$
Тракт радіочастоти (ТРЧ)	40-70	100	20
Тракт проміжної частоти (ТПЧ)	60-90	20	2
Тракт низької частоти (ТНЧ)	30-50	2	1

Тому динамічний діапазон ПП у цілому повинен бути не менше 50 дБ

$$D_{ПП} \geq D_{РЛС}, \quad (5.46)$$

де  $D_{ПП}$ ,  $D_{РЛС}$  – динамічний діапазон ПП і радіолокаційних сигналів відповідно.

Тоді на основі результатів, отриманих у підрозділі 2.4, мажоритарні вимоги до динамічного діапазону кожного каскаду РПП ІТС можуть бути визначені з наступної загальної формули

$$D_i = D_{РПП} + 20 \lg \sqrt{n} + 20 \lg \frac{\Delta f_{ex_i}}{\Delta f_{iz}}, \quad (5.47)$$

де  $n$  – кількість каскадів ПП.

Якщо під окремими каскадами розуміти тракти радіопроміжної і низької частоти, то  $n = 3$ . Результати розрахунків за формулою (5.47) для типового ПП (табл. 6.2) наведені в табл. 5.3

Таблиця 5.3

Вимоги до динамічного діапазону каскадів типового ПП когерентних ІТС

Тип каскадів ПП	Динамічний діапазон каскадів ПП		
	Вихідний динамічний діапазон, дБ	Необхідний динамічний діапазон, дБ	Динамічний діапазон АКНС, дБ
Тракт радіочастоти (ТРЧ)	40-70	109,54	39,54-69,54
Тракт проміжної частоти (ТПЧ)	60-90	95,54	5,54-35,54
Тракт низької частоти (ТНЧ)	30-50	75,54	25,54-45,54

Аналіз результатів, наведених у табл. 5.3, показує, якщо для трактів проміжної і низької частоти необхідне розширення динамічного діапазону можна реально забезпечити підключенням однокільцевої АКНС, то для тракту радіочастот, у деяких випадках, необхідно застосовувати двохкільцеву АКНС [94, 95]. Це обумовлено значними технічними труднощами побудови АКНС із власним динамічним діапазоном понад 60 дБ [204].

Вище отримані формальним шляхом результати мають чітке фізичне трактування. Дійсно, за малої ймовірності прямого проходження завад на вихід ПП динамічний діапазон його кінцевих каскадів повинен

визначатися в основному динамічним діапазоном радіолокаційних сигналів [165]. Однак, внаслідок широкосмуговості вхідних каскадів ПП можливий позасмуговий нелінійний вплив завад. Тому динамічний діапазон вхідних РП повинен певним чином відповідати динамічному діапазону завад [18]. Саме такі закономірності, котрі базуються на суворому кількісному аналізі, а не на якісних напівемпіричних міркуваннях, відмічаються у процесі використання розробленої методики узгодження багатокаскадних ПП із динамічним діапазоном вхідних впливів [18].

Для остаточних висновків необхідно оцінити кількісний вигравш у показниках якості ІТС, котрий очікується внаслідок практичної реалізації розроблених вище рекомендацій із виразів (1.18), (2.73). Значення відносного ймовірного показника якості ІТС із типовими характеристиками (табл. 2.1 та табл. 5.3) недостатньо високі і знаходяться в межах 0,73-0,93 за відсутності завад ( $p_1=0$ ) та 0,3-0,38 в умовах РЕП ( $p_1=1$ ) (табл. 2.2). Впровадження розроблених у даній дисертаційній роботі рекомендацій дозволяє підвищити значення відносного ймовірного показника якості ІТС в умовах ЕМО до 0,99 (коли  $p_3=0,01$ ). Отже, очікуваний вигравш  $\Delta(p/p_0)$  за рахунок практичного використання запропонованих рекомендацій становить від 0,06-0,26 (коли  $p_1=0$ ) до 0,61-0,69 (у випадку, коли  $p_1=1$ ). Значення  $\Delta(p/p_0)$  представлені в табл. 5.4.

Таблиця 5.4.

Очікуваний вигравш у величині відносного ймовірного показника якості ІТС внаслідок застосування розроблених практичних рекомендацій

$D_{ПП}$ базовий, дБ	$p_1$				
	0	0,25	0,5	0,75	1
40	0,26	0,39	0,5	0,61	0,69
50	0,06	0,22	0,36	0,49	0,61

Необхідно зазначити, що, на відміну від висновків роботи [165], де запропоновано збільшувати динамічний діапазон ІТС до 70-80 дБ та більше, розроблені рекомендації, в загальному випадку, висувають менш жорсткі ( $D_{ПП} = 40-60$  дБ), але більш диференційовані вимоги до динамічного діапазону каскадів ПП. Крім того, практичне впровадження запропонованих рекомендацій дозволяє забезпечити досить великий та гнучкий запас по завадостійкості перспективних ІТС, котрі розробляються, що обумовлено налаштуванням характеристик функціонування АКНС.



З урахуванням того, що зміни сезонних і погодних умов, варіації умов огляду земної поверхні і т.д. призводять до суттєвої зміни рівнів радіолокаційних сигналів [17], можна стверджувати також, що розширення лінійного динамічного діапазону ПП дозволяє поліпшити всепогодність ІТС і підвищити ймовірність розпізнавання РЛЗ за еталонними радіолокаційними даними місцевості, котрі зняті в різних умовах. Іншими словами, це означає розширення можливостей ідентифікації радіолокаційних карт місцевості, котрі отримані в різних умовах функціонування ІТС, без додаткового переналаштування.

Необхідно відмітити, що запропоновані практичні рекомендації доповнюють відомі методи і способи підвищення завадостійкості ІТС (наприклад, метод зміни несучої частоти ІТС від імпульсу до імпульсу за випадковим законом [20, 67, 102] і т.п.) і, в загальному випадку, не є заходом, що усуває необхідність їх застосування. Це відповідає загальним сучасним вимогам до методології забезпечення завадостійкості роботи ІТС, згідно з якими дані ІТС обов'язково забезпечуються засобами захисту не тільки від найбільш ймовірних, але і від найбільш небезпечних завад, а також додатково захищаються від тих завад, захист від яких відносно простий.

### **Висновки за розділом**

1. Введення штучних основного і опорного входів у схему нелінійних адаптивних компенсаторів дозволило застосувати для їх синтезу загальну теорію адаптивних систем. Практичне використання синтезованих за таким принципом АКНС у відповідності із розробленими рекомендаціями, дозволяє суттєво підвищити показники якості ІТС у реальних умовах їх застосування, порівняно з відомими. Очікуваний вигравш за величиною ймовірного показника якості ІТС становить від 0,06 до 0,26, за відсутності завад та від 0,61 до 0,69 в умовах РЕП.

2. Застосування запропонованих практичних рекомендацій не призводить до зниження надійності ІТС, як в апаратурному (вихід з ладу АКНС не тягне за собою відмову ПП), так і в функціональному сенсі (АКНС автоматично відключаються в тих випадках, коли їх застосування не дозволяє покращити відношення сигнал/шум у ПП).

3. Додатковою перевагою запропонованого адаптивного способу розширення лінійного динамічного діапазону ПП є покращення всепогодності ІТС і підвищення ймовірності ідентифікації радіолокаційних карт місцевості, знятих у різних умовах без додаткових переналаштувань. Крім того, одночасно забезпечується гнучкий запас за завадостійкістю ІТС, що дозволяє врахувати можливі удосконалення засобів РЕП на передбачуваний період експлуатації ІТС.

5. АКНС із урахуванням розроблених схемотехнічних модифікацій практично реалізовані на основі сучасної радіоелементної бази, що вельми важливо для ІТС. Розроблений адаптивний спосіб розширення лінійного динамічного діапазону ПП дозволяє доповнити відомі технічні заходи щодо підвищення завадостійкості ІТС, це повністю

6. відповідає загальній сучасній методології забезпечення завадостійкої роботи ІТС.

7. Синтезовані АКНС значною мірою вільні від багатьох недоліків лінійних детермінованих способів розширення динамічного діапазону ПП, а також мають більш просту апаратурну реалізацію. Крім того, в процесі проектування АКНС необхідний суттєво менший обсяг апріорної інформації про параметри ПП для розрахунку схем пригнічення нелінійних спотворень.

7. Передавальні функції адаптивних фільтрів АКНС досить швидко сходяться до НПФ РП, причому ефективна збіжність спостерігається за наявності внутрішніх шумів принаймні до тих пір, поки вони не перевищують за рівнем компенсовані нелінійні спотворення.

8. Якісні характеристики АКНС однозначно визначаються рівнем внутрішніх шумів і ступенем неідеальних параметрів реальних елементів АКНС. Оскільки внутрішні шуми АКНС не призводять до додаткового погіршення якості роботи ПП, у порівнянні з його автономним функціонуванням, гранично досяжний динамічний діапазон АКНС дорівнює сумі динамічних діапазонів РП і власне АКНС.

## ВИСНОВКИ

Сукупність наукових положень, котрі були обґрунтовані та сформульовані в ході виконання наукової роботи, відповідно до поставленої мети, вирішує актуальну науково-технічну проблему, котра має важливе науково-практичне значення й направлена на розробку моделей та методів підвищення якості функціонування інформаційно-телекомунікаційних систем.

У процесі теоретичних та експериментальних досліджень отримано ряд нових теоретичних і науково-практичних результатів:

1. Розширені основи теорії й практики побудови інформаційно-телекомунікаційних систем із покращеними показниками якості їх функціонування, що включають у себе метод визначення науково обґрунтованих вимог до частотно-залежних параметрів як у цілому, так і окремих каскадів радіоприймальних пристроїв, що дозволяє визначити мажоритарні вимоги до динамічного діапазону інформаційно-телекомунікаційної системи.

2. Розроблено метод визначення нелінійних передавальних функцій (ядер Вольтерра) широкого класу багатомірних радіопристроїв за допомогою методу нелінійних вхідних сигналів та зручний алгоритм визначення ядер Вольтерра оберненого нелінійного аналітичного оператора, що дозволяє поліпшити конструктивні можливості функціонального методу та розширює сферу його практичного застосування.

3. Розроблено метод узгодження динамічного діапазону багатокаскадних радіопристроїв інформаційно-телекомунікаційних систем із вхідними впливами, що враховує характеристики частотної вибіркості каскадів, а також статистичні та спектральні властивості радіосигналів та завад і дає змогу знаходити найбільш доцільні, з практичної точки зору, шляхи та методи вдосконалення телекомунікаційних систем із метою максимально повної реалізації їх потенційних можливостей у реальних зовнішніх умовах.

4. Розроблено метод дослідження нелінійних процесів у радіоприймальних пристроях за допомогою модифікованих структурних матриць систем, що дозволяє в умовах радіоелектронної протидії значно спростити аналіз систем високого порядку та необхідну кількість обчислювальних операцій, порівняно з відомими методами, приблизно в  $n^2$  раз, де  $n$  – порядок системи, котра досліджується.

5. Синтезовано апріорну модель найбільш реальних зовнішніх умов функціонування інформаційно-телекомунікаційних систем, котра, на відміну від існуючих, враховує взаємозв'язок статистичних параметрів передавальних характеристик каналу зв'язку з фізичними параметрами іоносфери та частотними параметрами радіосигналів.

6. Розроблено та введено в теорію і практику адаптивний метод компенсації нелінійних спотворень у радіопристроях, котрий вимагає значно менший обсяг апріорної інформації про параметри радіопристроїв та значною мірою підвищує показники якості інформаційно-телекомунікаційних систем. Очікуваний вииграш за величиною відносного імовірного показника якості бортових радіолокаційних систем становить (0,06-0,26) за відсутності завад (0,61-0,69) в умовах радіоелектронної протидії.

7. Розроблені та науково обгрунтовані практичні рекомендації, спрямовані на підвищення показників якості функціонування інформаційно-телекомунікаційних систем та виконано експериментальну перевірку можливостей практичної реалізації і працездатності адаптивної компенсації нелінійних спотворень, а також принципів результатів і висновків теоретичного аналізу точності та динамічних характеристик радіосигналів.

8. Практична значимість виконаних досліджень полягає в тому, що отримані результати досліджень дозволяють вирішити ряд практично важливих задач, зокрема:

- забезпечувати достатньо гнучкий запас за завадостійкістю інформаційно-телекомунікаційних систем до (8-10)%, що враховує перспективи розвитку засобів радіоелектронної протидії на передбачуваний період експлуатації даних інформаційно-телекомунікаційних систем;

- підвищити на (5-7)% точність визначення динамічного діапазону багатокаскадних радіопристроїв із довільними частотно-залежними амплітудними характеристиками каскадів і знаходити оптимальні науково обгрунтовані вимоги до їх параметрів на основі отриманих математичних моделей;

- визначати оптимальні значення параметрів і способи підключення пристроїв, призначених для пригнічення нелінійних спотворень у радіопристроях;

- проектувати адаптивні компенсатори нелінійних спотворень для розширення лінійного динамічного діапазону радіопристроїв із урахуванням специфіки функціонування інформаційно-телекомунікаційних систем.

9. Основні висновки і рекомендації, отримані в роботі, доведені теоретично, при цьому відзначається достатнє узгодження теоретичних і експериментальних результатів, котрі не суперечать відомим положенням теорії і практики інформаційно-телекомунікаційних систем.

Достовірність наукових і практичних результатів підтверджується експериментальними дослідженнями. Основні результати, отримані в даній роботі, впроваджені.

## СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Стратегія сталого розвитку "Україна-2020" / [Електронний ресурс] // <http://zakon0.rada.gov.ua/laws/show/5/2015>.
2. Букингем М. Шуми в електронних приборах и системах: Пер. с англ. – М.: Мир, 1986. – 399 с.
3. Литюк В. И. Принципы цифровой многопроцессорной обработки ансамблей радиосигналов / В. И. Литюк. – М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2007. – 592 с.
4. Богуш Р. Л. Влияние частотно-селективных эффектов распространения радиоволн на автоматическое слежение за сигналом в приемниках широкополосных систем связи / Р. Л. Богуш, Ф. У. Джульяно, Д. Л. Непп, А. Х. Мишле // ТИИЭР. – 1981. – Т.69, № 7. – С. 21-32.
5. Акимов П. С. Обнаружение радиосигналов / П. С. Акимов, Ф. Ф. Евстратов, С. И. Захаров, А. А. Колосов. – М.: Радио и связь, 1989. – 288 с.
6. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы / И. С. Гоноровский. – М.: Сов.радио, 1977. – 608 с.
7. Гудмен Дж. Влияние ионосферных эффектов на современные электронные системы / Дж. Гудмен, Ж. Ааронс // ТИИЭР. – 1990. – Т.78, № 3, – С. 59-75.
8. Давенпорт В. Б. Введение в теорию случайных процессов и шумов / В. Б. Давенпорт, В. А. Рут. – М.: Иностранная Литература, 1960. – 468 с.
9. Ванькевич В. В. Теоретические и экспериментальные исследования специфики тропосферного распространения СВЧ и КВЧ радиосигналов / В. В. Ванькевич, М. А. Иванов, С. В. Козелков // Радиотехника. – Харьков, 1990. – Вып. 92. – С. 106-114.
10. Нефедов В. И. Основы радиоэлектроники и связи / В. И. Нефедов, А. С. Сигов. – М.: В. школа, 2009. – 735 с.
11. Петров А. В. Анализ и синтез радиотехнических комплексов. / Под ред. В. Е. Дуневича. – М.: Радио и связь, 1984. – 248 с.
12. Радиотехнические системы / Под ред. Ю. М. Казаринова. – М.: В. школа, 1990. – 496 с.
13. Лезин С. Ю. Введение в теорию и технику радиотехнических систем / С. Ю. Лезин. – М.: Радио и связь, 1986. – 280 с.
14. Зюко А. Г. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации / А. Г. Зюко, А. И. Фалько, И. П. Панфилов, Л. В. Банкет. – М.: Радио и связь, 1985 – 272 с.
15. Шефер О. В. Аналіз показників якості бортових радіолокаційних систем для дистанційного дослідження об'єктів / О. В. Шефер // Тези III Всеукраїнської науково-практичної Інтернет-конференції «Електронні та

мехатронні системи: теорія, інновації, практика» Полтава, ПолтНТУ. – 4 грудня 2017. – С. 106-107.

16. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория. / Под ред. Я. Д. Ширмана. – М.: ЗАО МАКВИС, 1998. – 828 с.

17. Ширман Я. Д. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех / Я. Д. Ширман, В. Н. Манжос. – М.: Радио и связь, 1981. – 248 с.

18. Егоров Е. И. Использование радиочастотного спектра и радиопомехи / Е. И. Егоров, Н. И. Калашников, А. С. Михайлов. – М.: Радио и связь, 1986. – 304 с.

19. Тихонов В. И. Нелинейные преобразования случайных процессов / В. И. Тихонов. – М.: Радио и связь, 1986. – 296 с.

20. Прикладные математические методы анализа в радиотехнике / Ю. А. Евсиков, Г. В. Обрезков, В. Д. Разевиг, В. В. Чапурский, В. М. Чиликин / Под ред. Г. В. Обрезкова. – М.: В. школа, 1985. – 343 с.

21. Тихонов В. И. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем / В. И. Тихонов, В. Н. Харисов. – 3 изд. – М.: Горячая линия-Телеком, 2015. – 608 с.

22. Ван Трис Г. Л. Синтез оптимальных нелинейных систем управления / Г. Л. Ван Трис. – М.: Мир, 1964. – 316 с.

23. Barret J. E. The wie Volterra Series to Find Region of Stability of Nonlinear Differential Equation / J. E. Barret // Info. control. – 1965. vol. 3, №3. – P. 209-216.

24. Богданович Б. М. Состояние и использование теории и методов расчета цепей класса Вольтерра-Винера для проектирования приемно-усилительных трактов по критериям нелинейности: Материалы симпозиума “Нелинейные искажения в приемно-усилительных устройствах” / Б. М. Богданович // Радиотехнический институт. – Минск: Изд. РТИ, 1977. – 100 с.

25. Банкет В. Л. Цифровые методы в спутниковой связи / В. Л. Банкет, В. М. Дорофеев. – М.: Радио и связь, 1988. – 240 с.

26. Фомин Н. Н. Радиоприемные устройства. / Н. Н. Фомин, Н. Н. Буга, О. В. Головин, А. А. Кубицкий, В. А. Левин, В. С. Плаксиенко, А. И. Тяжев, А. И. Фалько // Под редакцией Н. Н. Фомина. 3-е изд. – М.: Горячая линия-Телеком, 2007. – 520 с.

27. Isidori A. Nonlinear control systems / A. Isidori. Springer, 1995. 549 p.

28. Ogunfunmi Tocunbo. Adaptive Nonlinear System Identification (The Volterra and Wiener Model Approaches) / Tocunbo Ogunfunmi // Santa Clara, California, USA, 2007, 229 p.

29. Dunn Mark R. The Volterra Series and its Application. / Mark R Dunn // Calif., Davis., USA, 2013, 268 p.

30. Радиоприемные устройства. / Н. Н. Буга, А. И. Фалько, Н. И. Чистяков // Под ред. Н. И. Чистякова. – М.: Радио и связь, 1986. – 320 с.
31. Окунев Ю. Б. Система связи с инвариантными характеристиками помехоустойчивости / Ю. Б. Окунев. – М.: Связь, 1973, – 80 с.
32. Байрамов Р. Б. Климатические воздействия на антенные системы Р. Б. Байрамов, И. В. Баум. – Ашхабад: Ылым, 1988. – 406 с.
33. Космические радиотехнические комплексы / В. В. Гладченко, А. А. Корниенко, И. Ю. Латынский // Под ред. Г. В. Стогова. – МО СССР, 1986. – 625 с.
34. Радиотехнические комплексы для управления дальними космическими аппаратами и для научных исследований / Под. Ред. Е. П. Молотова. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2007. – 232 с.
35. Кочержевский Г. Н. Антенно-фидерные устройства / Г. Н. Кочержевский, Г. А. Ерохин, Н. Д. Козырев. – М.: Радио и связь, 1989. – 352 с.
36. Машбиц Л. М. Зоны обслуживания систем спутниковой связи / Л. М. Машбиц. – М.: Радио и связь, 1982. – 151 с.
37. Смирнов С. В. Средства и системы технического обеспечения обработки, хранения и передачи информации / С. В. Смирнов. – М.: МГИУ, 2011. – 357 с.
38. Радиосистемы межпланетных космических аппаратов / Р. В. Бакитько, М. Б. Васильев, А. С. Веницкий и др. / Под ред. А. С. Веницкого. – М.: Радио и связь, 1993. – 328 с.
39. Чернышов В.П. Распространение радиоволн и антенно-фидерные устройства / В. П. Чернышов, Д. И. Шейнман – М.: Радио и связь, 1989. – 240 с.
40. Энергетические характеристики космических радиолиний / Под ред. О. А. Зенкевича. – М.: Сов. радио, 1972. – 436 с.
41. Харченко В. Н. Методика энергетического расчета спутниковых радиолиний / В. Н. Харченко, А. А. Лаврут, В. П. Кукушкин // Системи обробки інформації. – Вип. 3(9). – Х.: НАНУ, ПАНМ, ХВУ, 2000. – С. 151 – 156.
42. Харченко В. Н. Особенности энергетического расчета спутниковых радиолиний / В. Н. Харченко, А. А. Лаврут // Космічна наука і технологія. – 2001. – № 2/3. – С. 33 – 34.
43. Айнбиндер И. М. Шумы радиоприемников / И. М. Айнбиндер – М.: Связь, 1974. – 328 с.
44. Калинин А. И. Распространение радиоволн и работа радиолиний / А. И. Калинин, Е. Л. Черенкова. – М.: Связь, 1971. – 438 с.
45. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники Б. Р. Левин. – М.: Радио и связь, 1989. – 656 с.

46. Перов А. И. Статистическая теория радиотехнических систем / А. И. Перов. – М.: Радиотехника, 2003. – 400 с.
47. Статистические методы в проектировании нелинейных систем автоматического управления / Под ред. Б. Г. Доступова. – М.: Машиностроение, 1970. – 407 с.
48. Методы синтеза нелинейных систем автоматического управления / Под ред. С. М. Фёдорова. – М.: Машиностроение, 1970. – 416 с.
49. Сомов А. М. Спутниковые системы связи. / А. М. Сомов, С. Ф. Корнев. – М.: Горячая линия-Телеком, 2012. – 244 с.
50. Ашимов Н. М. Помехоустойчивость и помехозащищенность радиолиний управления / Н. М. Ашимов. – М.: ВИУ, 2000. – 375 с.
51. Радіотехніка: Енциклопедичний навчальний довідник; навчальний посібник. / За ред. Ю. Л. Мазора, Е. А. Мачуського, В. І. Правди. – К.: В. школа, 1999. – 838 с.
52. Богданович Б. М. Проектирование приемно-усилительных устройств на микросхемах / Б. М. Богданович. – Минск: В. школа, 1979. – 189 с.
53. Гуткин Л. С. Проектирование радиосистем и радиоустройств. – М.: Радио и связь, 1986. – 288 с.
54. Котельников В. А. Теория потенциальной помехоустойчивости / В. А. Котельников. – М.: Госэнергоиздат, 1956. – 154 с.
55. Максимов М.В. Помехоустойчивость многоканальных радиолиний управления. – М.: Сов. радио, 1970. – 344 с.
56. Игнатов В. И. Теория информации и передачи сигналов / В. И. Игнатов. – М.: Радио и связь, 1991. – 280 с.
57. Расчет помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений: Справочник / В. И. Коржик, Л. М. Финк, К. Н. Шелкунов // Под ред. Л. М. Финка. – М.: Радио и связь, 1981. – 232 с.
58. Пенин П. И. Радиотехнические системы передачи информации / П. И. Пенин, Л. И. Филиппов. – М.: Радио и связь, 1984. – 256 с.
59. Погорелов А. И. Общие вопросы построения сигналов измерительных радиосистем / А. И. Погорелов, Л. Ф. Купченко // Пространственно-временная обработка сигналов – Харьков: ХАИ, 1986. – С. 3-11.
60. Погорелов А. И. Анализ систем обработки сложных пространственно-временных сигналов / А. И. Погорелов // Обработка сигналов в радиотехнических системах. – Харьков. – ХАИ, 1988. – С.164-173.
61. Graham S. W. Nonlinear System Modeling and Analysis with Applications to Communications Receivers / S. W. Graham, L. Ehrman // RADCTR-73-178, ASIA, AD766278. – Rome-New York, 1973.
62. Спилкер Дж. Цифровая спутниковая связь / Дж. Спилкер // Пер. с англ. под ред. В. В. Маркова. – М.: Связь, 1979. – 592 с.



63. Шефер О. В. Удосконалення показників якості бортових радіолокаційних систем у реальних умовах їх застосування / С. В. Козелков, О. В. Шефер, О. В. Шульга // Зв'язок. – К.: ДУТ, 2017. – №4(57). – С. 23-29.
64. Богданович Б. М. Радиоприемные устройства / Б. М. Богданович, Н. И. Окулин. – Минск: В. школа, 1991. – 428 с.
65. Окунев Ю. Б. Теория фазоразностной модуляции / Ю. Б. Окунев. – М.: Связь. – 1979. – 216 с.
66. Окунев Ю. Б. Цифровая передача информации фазомодулированными сигналами / Ю. Б. Окунев. – М.: Радио и связь, 1991. – 296 с.
67. Справочник по математике для научных работников и инженеров / Под ред. Корн Г. и Корн Т. – М.: Наука, 1984. – 831 с.
68. Калашников Н. И. Системы связи через искусственные спутники Земли / Н. И. Калашников. – М.: Связь, 1969. – 383 с.
69. Карпов А. М. Основные направления развития наземного командно-измерительного комплекса управления космическими аппаратами / А. М. Карпов, М. С. Леонов, А. Н. ЖодзиТСкий // Радиотехника. 1996. – № 4. – С. 85-90.
70. Радиорелейные и спутниковые системы передачи / А. С. Немировский, О. С. Данилович, Ю. И. Маримонт и др. // Под ред. А. С. Немировского. – М.: Радио и связь, 1986. – 392 с.
71. Справочник по спутниковой связи и вещанию. / Под ред. Кантора Л. Я. – М.: Радио и связь, 1986. – 356 с.
72. Конин В. В. Системы спутниковой радионавигации: монография / В. В. Конин, В. П. Харченко. – К.: ХОЛТЕХ, 2010. – 520 с.
73. Чернега В. С. Расчет и проектирование технических средств обмена и передачи информации / В. С. Чернега, В. А. Василенко, В. Н. Бондарев. – М.: В. школа, 1990. – 224 с.
74. Acosta R. Advanced Communication Technology Satellite (ACTS): Four-Years System Performance / R. Acosta, R. Bauer // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. Vol. 17, №2, February 1999.
75. Радиоэлектронная борьба. От экспериментов прошлого до решающего фронта будущего / М. С. Барабанов, С. А. Денисенцев, В. Б. Кашин // Под ред. Н. А. Колесова и И. Г. Насенкова. – М.: Центр анализа стратегий и технологий, 2015. – 248 с.
76. Невдяев Л. М. Персональная спутниковая связь / Л. М. Невдяев, А. А. Смирнов. – М.: Эко-Трендз, 1998. – 215 с.
77. Радиоприемные устройства / Под ред. Л. Г. Барулина. – М.: Радио и связь, 1984. – 272 с.
78. Системы радиосвязи / Н. И. Калашников, Э. И. Крупицкий, И. Л. Дороднов, В. И. Носов // Под ред. Н. И. Калашникова. – М.: Радио и связь, 1988. – 352 с.

79. Радиотехнические системы передачи информации / В. А. Борисов, В. В. Калмыков, Я. М. Ковальчук, Ю. Н. Себекин, А. И. Сенин, И. Б. Федоров, И. А. Цикин / Под ред. В. В. Калмыкова. – М.: Радио и связь, 1990. – 304 с.
80. ШеИТСен М. Моделирование нелинейных систем на основе теории Винера / М. ШеИТСен // ТИИЭР. – 1981. – Т.69. № 12, – С. 44-62.
81. Шахтарин Б. И. Фильтры Винера и Калмана / Б. И. Шахтарин. – М.: Гелиос АРВ, 2008. – 304 с.
82. Капалин В. И. Нейросетевое моделирование систем управления / В. И. Капалин, И. В. Витохин, Нгуен Дун Чинь // Научные ведомости БелГУ. – 2009. – №9(64), вып.11/1. – С. 87-92.
83. Радиосистемы передачи информации / И. М. Тепляков, Б. В. Рошин, А. И. Фомин, В. А. Вейцель / Под ред. И. М. Теплякова. – М.: Радио и связь, 1982. – 264 с.
84. Статистика ошибок при передаче цифровой информации: Сб. переводов / Под ред. С. И. Самойленко. – М.: Мир, 1966. – 304 с.
85. Shefer O. V. Investigation of nonlinear processes in radio devices as a guarantee of increase the qualityfunctioning for radiolocation systems / O. V. Shefer, V. P. Dorohobid // Modern methods, innovations and experience of practical application in the field of technical sciences: International Research and Practice -Conference. – Republic of Poland, Radom, RAЕ. – December, 27-28, 2017. – pp. 48-52.
86. Финк Л. М. Сигналы, помехи, ошибки / Л. М. Финк. – М.: Радио и связь, 1984. – 216 с.
87. Van Trees H. L. Functional techniques for the analysis of the nonlinear behaviour of phase-locked loops / H. L. Van Trees // IEEE. – 1964. – Vol.52, №8. – P. 849-911.
88. Черногор Л. Ф. Нелинейная радиофизика / Л. Ф. Черногор. – Харьков: ХНУ, 1998. – 198 с.
89. Maas S. A. Analysis and Optimization of Nonlinear Microwave Circuits by Volterra Series / S. A. Maas // Microwave. – 1990. – Vol. 33, № 4. – P. 245-264.
90. Maas, Stephen A. Nonlinear microwave and RF circuits / Stephen A. Maas. – 2nd ed. Boston; London: Artech House. – 2003. – 582 p.
91. Чердынцев В. А. Радиотехнические системы / В. А. Чердынцев. – Минск.: В. школа, 1988. – 369 с.
92. Горностаев Ю. М. Перспективные спутниковые системы связи / Ю. М. Горностаев, В. В. Соколов, Л. М. Невдяев. – М.: Горячая линия-Телеком, 2000. – 132 с.
93. Анпилогов В. Тенденции развития спутниковых технологий и критерии оценки их технико-экономической эффективности / В. Анпилогов, Ю. Урличич // Технологии и средства связи. – 2016. - № 2. – С. 46-53.

94. Стратонович Р. Л. Принципы адаптивного приема / Р. Л. Стратонович. – М.: Советское радио, 1973. – 144 с.
95. Ким Д. П. Теория автоматического управления / Д. П. Ким // Том 2. Многомерные, нелинейные, оптимальные системы. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2004. – 464 с.
96. Богданович Б. М. Основы теории и расчета малосигнальных электронных усилителей с контролируемыми нелинейными искажениями / Б. М. Богданович. – Минск: В. школа, 1974. – 151 с.
97. Цветков А. Г. Принципы количественной оценки эффективности радиоэлектронных средств / А. Г. Цветков; Под ред. С. Ф. Матвеевского. – М.: Советское радио, 1971. – 201 с.
98. Глинченко А. С. Цифровая обработка сигналов / А. С. Глинченко. – Красноярск: Изд-во КГТУ, 2001. – 199 с.
99. Комп'ютерне моделювання систем та процесів. Методи обчислень. Частина 1 / Р. Н. Кветний, І. В. Богач, О. Р. Бойко, О. Ю. Софина, О. М. Шушура // За заг. ред. Р. Н. Кветного. – Вінниця: ВНТУ, 2012. – 193 с.
100. Madisetti Vijay K. Digital Signal Processing Fundamentals / Vijay K. Madisetti // Second Edition. CRC Press. – 2017. – P. 904.
101. Финк П. М. Теория передачи дискретных сообщений / П. М. Финк. – М.: Советское радио, 1970. – 728 с.
102. Пухов Г. Е. Преобразования Тейлора и их применение в электротехнике и электронике / Г. Е. Пухов. – К.: Наукова думка, 1978. – 180 с.
103. Пупков К. А. Функциональные ряды в теории нелинейных систем / К. А. Пупков, В. И. Капалин, А. С. Ющенко. – М.: Наука, 1978. – 448 с.
104. Landau M. Application of the Volterra Series to the Analysis and Design of an Angle Track Loop / M. Landau, S.T. Leondes // IEEE Trans, 1972. – V. AES-8, № 3. – pp. 306-318.
105. Zhu, A. Dynamic deviation reduction-based Volterra behavioral modeling of RF power amplifiers / A. Zhu, J. C. Pedro, T. J. Brazil // IEEE Trans, 2006. – Microwave Theory and Techniques, no 54 (12), pp. 4323-32.
106. Приходько С. І. Цифрові системи передачі, комутації та управління: навч. посіб. / С. І. Приходько, О. С. Жученко, О. В. Северінов, О. М. Усачов // Укр. держ. акад. залізн. трансп. – Х.: УкрДАЗТ, 2009. – 270 с.
107. Пупков К. А. Статистический расчет нелинейных систем автоматического управления / К. А. Пупков. – М.: Машиностроение, 1965. – 403 с.
108. Пупков К. А. Анализ и расчет нелинейных систем с помощью функциональных степенных рядов / К. А. Пупков, Н. А. Шмыкова. – М.: Машиностроение, 1982. – 150 с.

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

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

111. Palm, G. The Volterra Representation and the Wiener Expansion: Validity and Pitfalls / G. Palm, T. Poggio // SIAM Journal on Applied Mathematics. – 1977. – Vol. 33, pp. 195-216.

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

113. Rugh, W. J. Nonlinear System Theory, The Volterra - Wiener approach / W. J. Rugh // The Johns Hopkins University Press, Baltimore. – 1981. – P. 325.

114. Halme, A. Polynomial operators in nonlinear Systems Theory / A. Halme, J. Orava, H. Blomberg // International Journal Systems Scig. – 1971. – Vol. 2, №1. – pp. 21-26.

115. Engberg, J. Noise Theory of Linear and Nonlinear Circuits / J. Engberg, T. Larsen, // New York: John Wiley and Sons. – 1995. – P. 308.

116. Shankar Sastry. Nonlinear systems: analysis, stability and control / S. Shankar // Springer Science & Business Media, New York, USA. – 1999. – P. 668.

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

118. Ипполито Л. Дж. Влияние условий атмосферного распространения радиоволн на космические системы связи / Л. Дж. Ипполито // ТИИЭР. – 1981. – Т. 69, №1. – С. 29-58.

119. Тейлор М. Радиосвязь через плазму при входе ракеты в атмосферу / М. Тейлор // Зарубежная электроника. – 1968. – № 2 – С. 76-89.

120. Данилов А. Д. Химия, атмосфера и космос / А. Д. Данилов. – Л.: Гидрометеиздат, 1968. – 131 с.

121. Фундаментальные космические исследования. В 2 кн. Кн. 2. Солнечная система / Под ред. Г. Г. Райкунова. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2014. – 456 с.
122. Кринберг И. А. Кинетика электронов в ионосфере и плазмосфере Земли / И. А. Кринберг. – М.: Наука, 1978. – 215 с.
123. Гельберг М. Г. Неоднородности высокоширотной ионосферы / М. Г. Гельберг. – Новосибирск, Наука, Сибирское отд., 1986. – 121 с.
124. Насыров А. М. Рассеяние радиоволн анизотропными ионосферными неоднородностями / А. М. Насыров // Изд. Казанского университета, 1991. – 149 с.
125. Гуревич А. В. Нелинейные явления в ионосфере / А. В. Гуревич // УФН. – 2007. – Т. 177, №11. – С. 1145-1177.
126. Цытович В. Н. Нелинейные эффекты в плазме / В. Н. Цытович // Изд. 2-е, испр. и доп. – М.: URSS, 2014. – 286 с.
127. Гершман Б. Н. Механизмы возникновения ионосферных неоднородностей в области F / Б. Н. Гершман // Ионосферные исследования. – 1980. №4. – С. 17-27.
128. Hines C. O. Internal atmospheric gravity waves at atmospheric heights / C. O. Hines // Canad. J. Phys. – 1960. – V. 38. – pp.1441–1481.
129. Степанов, А. Е. Перемещающиеся ионосферные возмущения по данным вертикального зондирования ионосферы на северо-востоке России / А. Е. Степанов, Л. Д. Филиппов, К. Г. Ратовский // Наука и образование. – 2014. – № 1. – С. 11 – 15.
130. Тарашук Ю. Е. Нестационарные процессы в ионосфере Земли и их влияние на распространение коротких радиоволн / Ю. Е. Тарашук, П. М. Нагорский, Б. Б. Борисов. – Томск: изд-во Томского ун-та, 1986. – 344 с.
131. Моргун О. А. Можливості використання апаратури супутникової навігації для балістико-навігаційного забезпечення управління космічними апаратами / О. А. Моргун, С. В. Козелков, В. М. Тупкало, В. І. Богомья, С. Д. Ставицький // Труды Академії. – К.: НАОУ. – 2006. – №69. – С. 144-148.
132. Шефер О. В. Інноваційний метод забезпечення зв'язку із високошвидкісними рухомими об'єктами / О. В. Шефер // Матеріали VI Міжнародної науково-практичної конференції «Управління високошвидкісними рухомими об'єктами та професійна підготовка операторів складних систем» 23-24 листопада 2017 року, Кропивницький. – КІА НАУ, 2017. – С. 68-70.
133. Костров Л. С. Доплеровское радиозондирование крупномасштабных волновых возмущений в ионосфере, генерируемых мощным радиоизлучением / Л. С. Костров, Л. Ф. Черногор. – М.: 1990, №1.– 159 с.

134. Козелкова К. С. Теоретичні основи й методи побудови перспективних вимірювальних радіосистем ракетно-космічних комплексів з використанням шумоподібних просторово-часових сигналів // дис. ... докт. техн. наук: 05.12.13 / Козелкова Катерина Сергіївна. – К.: 2011. – 414 с.
135. Крейн Р. К. Фундаментальные ограничения, связанные с процессами распространения радиоволн / Р. К. Крейн // ТИИЭР. – 1981. – Т.69, №2. – С. 64-80.
136. Перфилов О. Ю. Радиопомехи / О. Ю. Перфилов. – М.: Горячая линия-Телеком, 2017. – 110 с.
137. Долуханов М. П. Флуктуационные процессы при распространении радиоволн / М. П. Долуханов. – М.: Связь, 1971. – 183 с.
138. Goodman, John M. Space Weather & Telecommunications / John M. Goodman // Springer-Verlag, New York, USA. – 2005. – P. 382.
139. Деминов М. Г. Влияние продольных токов на структуру ионосферы / М. Г. Деминов, В. П. Ким, В. В. Хегай // Геомагнетизм и аэрномия. – 1979. – Т. 19, №4. – С.743-745.
140. Артюшин Л. М. Оптимизация цифровых автоматических систем, устойчивых к отказам // Л. М. Артюшин, О. А. Машков. – К: КВВА. – 1991. – 89 с.
141. Федоров В. А. Оценка величины концентрации электронов плазмы и ее частоты в окрестности гиперзвукового летательного аппарата при его движении в атмосфере и определение частот распространения электромагнитных волн в данной плазме / В. А. Федоров // Журнал технической физики, 2016. – том 86, вып. 5. – С. 148-150.
142. Заїка В. Ф. Методологія підвищення якості функціонування телекомунікаційної системи радіотехнічного комплексу управління низькоорбітальними космічними апаратами подвійного призначення // дис. ... докт. техн. наук: 05.12.13 / Заїка Віктор Федорович. – К.: 2015. – 402 с.
143. Курина Л. Е. Об особенностях неоднородной диффузии искусственных плазменных неоднородностей при локальном нагреве ионосферной плазмы / Л. Е. Курина // Изв. вузов. Радиофизика. – 1998. – Т. 41. №2. – С. 219-221.
144. Мартин Дж. Вход в атмосферу. Введение в теорию и практику / Дж. Мартин. – М.: Мир, 1969. – 320 с.
145. Shefer Oleksandr. Scientifically-technical solutions that are connected with the increase of satellite telecommunications signals' noise immunity during sc's sea start / O. Shefer. //Modern power plants in transport and technologies and maintenance equipment (MPPTTME-2017). Materials of the VIII International Scientific and Practical Conference. – Ukraine, Kherson, KhSMA. – September, 28-29, 2017 – pp. 177-178.
146. Деденок В. П. О возможности использования результатов ионосферного зондирования для оперативного прогноза движения

национальных КА / В. П. Деденок, С. В. Маловица, В. А. Ямницкий // Системи обробки інформації. – 2007. – № 8 (66). – С. 117-120.

147. Чёрный Г. Г. Газовая динамика / Г. Г. Чёрный. – М: Наука, 1983. – 484 с.

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

149. Зеленцов В. В. Основы баллистического проектирования искусственных спутников земли / В. В. Зеленцов, В. П. Казаковцев. – М.: Изд-во МГТУ им. Баумана, 2012. – 174 с.

150. Bradt, H. V. Astrophysics Processes / H. V. Bradt. – Cambridge University Press, 2008. – 536 с.

151. Крюковский А. С. Исследование особенностей распространения коротких радиоволн в неоднородной анизотропной ионосфере / А. С. Крюковский, Д. С. Лукин, Д. В. Растягаев // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2009. – Т. 14. – №8. – С. 17-26.

152. Шевяков И. А. О радиопрозрачности плазменной оболочки гиперзвукового летательного аппарата / И. А. Шевяков // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия «Математика. Механика. Физика». – 2014. – Т. 6, №2. – С. 80-84.

153. Гершман Б. Н. Динамика ионосферной плазмы / Б. Н. Гершман. – М.: Наука, 1974. – 255 с.

154. Гинзбург В. Л. Волны в магнитоактивной плазме / В. Л. Гинзбург, А. А. Рухадзе // 2-е изд. – М.: Наука, 1975. – 254 с.

155. Митяков Н. А. Возмущение ионосферы мощными радиоволнами / Н. А. Митяков, С. М. Грач, С. Н. Митяков // Итоги науки и техники. Серия: Геомагнетизм и высокие слои атмосферы. – М.: ВИНТИ. – 1989. – 138 с.

156. Izhovkina, N. I. Plasma inhomogeneities and radiowave scattering in experiments with electron pulses in the ionosphere / N. I. Izhovkina, N. S. Erokhin, L. A. Mikhaylovskaya // Geomag. and Aeronomy, 2014, vol. 54, no 1, pp. 73-81.

157. Кучер Д. Б. Построение моделей неравновесных состояний электронов в полупроводниковой плазме для сверхпроводящей защиты радиотехнических средств ВСУ / Д. Б. Кучер, А. И. Фык // Системи озброєння і військова техніка. – 2015. – № 4(44). – С. 80-82.

158. Литвина З. Ю. О возможности передачи информации через плазму / З. Ю. Литвина // Системи обробки інформації. – Харків. – 2007. – № 9. – С. 127–128.

159. Коняхин Г. Ф. Устройство для передачи информации со спускаемого летательного аппарата / Г. Ф. Коняхин, А. Ю Мелашенко,

3. Ю. Литвина // Системи обробки інформації. – 2001. – № 5(15). – С. 201–204.

160. Wolverton M. Piercing the Plasma: Ideas to Beat the Communications Blackout of Reentry / M. Wolverton // Scientific American. – New York: Scientific American. 2009. – №12. – С. 28-29.

161. Ванькевич В. В. Теоретические и экспериментальные исследования специфики тропосферного распространения СВЧ и КВЧ радиосигналов / В. В. Ванькевич, М. А. Иванов, С. В. Козелков // Радиотехника / Республиканский межведомственный научно-технический сборник. – Харьков, 1990. – Вып. 92. – С. 106-114.

162. Козелков С. В. Методический аппарат повышения качества функционирования системы контроля и анализа космической обстановки / С. В. Козелков // Монография. – К.: НАОУ, 2004. – 386 с.

163. Козелков С. В. Разработка метода оценивания параметров движения космических аппаратов / С. В. Козелков, Н. В. Ньюкин, Д. П. Пашков // Сб. научн. труд. ХВУ. – 1999. – № 2 (24). – С.72-77.

164. Иванов М. А. О динамическом диапазоне многокаскадного соединения радиоэлектронных устройств / М. А. Иванов // Радиотехника. – Харьков. – 1980. – Вып. 55. – С.24-29.

165. Иванов М. А. Согласование многокаскадных частотно-избирательных радиоприемных устройств с входными воздействиями / М. А. Иванов // Радиотехника. – Харьков. – 1983. – Вып. 65. – С.70-73.

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

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

168. Красюк Н. П. Влияние тропосферы и подстилающей поверхности на работу РЛС / Н. П. Красюк, В. Л. Коблов, В. Н. Красюк. – М.: Радио и связь, 1988. – 216 с.

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

170. Шефер О. В. Дослідження впливу обмеженості динамічного діапазону радіоприймальних пристроїв на показники якості бортових радіосистем / О. В. Шефер, Є. В. Гаврилко // Наукові записки УНДІЗ. – К.: ДУТ, 2017. – №4(48). – С. 18-23.



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

172. Основы технического проектирования систем связи через ИСЗ. / Под ред. А. Д. Фортуненко, Г. В. Аскинази, В. Л. Быкова. – М.: Связь, 1972. – 218 с.

173. Крюковский А. С. Исследование влияния локальных неоднородностей ионосферной плазмы на распространение коротких радиоволн / А. С. Крюковский, Д. С. Лукин, Д. В. Растягаев // Вестник Российского нового университета. Серия: Управление, вычислительная техника и информатика / М.: РосНОУ, 2010. Вып. 3. – С. 17-25.

174. Шефер О. В. Методика визначення фазових шумів радіопристроїв та оцінка їх впливу на показники якості бортових радіолокаційних систем / С. В. Козелков, О. В. Шефер, О. В. Шульга // Зв'язок. – К.: ДУТ, 2017. – Вип. 6. – С. 12-16.

175. Крюковский А. С. Метод расширенной бихарактеристической системы при моделировании распространения радиоволн в ионосферной плазме / А. С. Крюковский, Д. С. Лукин, К. С. Кирьянова // Радиотехника и электроника. – М.: Наука, 2012. – Т. 57, №9. – С. 1028-1034.

176. Кварцевые и квантовые меры частоты / Е. Н. Базаров, Н. А. Демидов, Е. Т. Жуков / Под ред. Б. И. Макаренко. – МО СССР, 1989. – 536 с.

177. Козелков С. В. Анализ состояния радиотехнических средств наземной группировки и возможностей ее использования для решения народнохозяйственных задач // Труды XXXVI НТК ХВВКИУ. 16-17 апреля 1992. – Харьков: ХВВКИУ, 1992. – 153 с.

178. Устройство для адресации блоков памяти: А. с. 1575189 СССР, МКИ G 06 F 12/00 / С. В. Козелков, Н. Г. Пархоменко, В. Ю. Лозбенев, В. Г. Черняев (СССР). - № 4486819/24-24; Заявлено 26.09.88; Опубл. 30.06.90. Бюл. № 24. – 4 с.

179. Стогов Г. В. Статистическая обработка результатов измерений по неполной выборке / Г. В. Стогов, А. В. Макшанов, А. А. Мусаев // Зарубежная радиоэлектроника. 1979. – №10. – С. 3-21.

180. Альберт А. Регрессия, псевдоинверсия и рекуррентное оценивание / А. Альберт. – М.: Наука, 1977. – 224 с.

181. Современные методы идентификации систем: пер. с англ. / Под ред. П. Эйкхофа. – М.: Мир, 1983. – 400 с.

182. Иванов М. А., Козелков С. В. Анализ условий применения антенных устройств СВЧ и КВЧ диапазонов на спутниках-ретрансляторах. – М.: 1989. – 12 с. Деп. В ЦИВТИ МО СССР, вып. 10, №4238, В1384.

183. Козелков С. В. Повышение автономности функционирования и управления спутников-ретрансляторов за счет совершенствования

антенных систем и схем их управления // Труды 9 НТК в/ч 32103. Использование спутников-ретрансляторов на радиополосах СВЧ и КВЧ диапазонов для повышения автономности их функционирования и управления. – МО СССР, 1987. – С. 52.

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

185. Покрас А. М. Антенны земных станций спутниковой связи / А. М. Покрас // Радиотехника. – 1987. – №5. - С. 50-55.

186. Монаков А. А. Математическое моделирование радиотехнических систем / А. А. Монаков. – М.: Лань, 2016. – 148 с.

187. Справочник по радиолокации / Под ред. М. Скольника. Радиолокационные станции и системы // Пер. с англ. под ред. М. М. Вейсбейна. – М.: Сов. радио, 1978. – 376 с.

188. Иванов М. А. Некоторые вопросы исследования нелинейных процессов в системах с помощью функциональных рядов Вольтерра / М. А. Иванов // Нелинейные эффекты в радиоприемных и усилительных устройствах. НТОРЭС им. А. С. Попова. – М.: Радио и связь. 1979. – 150 с.

189. Козелков С. В. Синтез алгоритма определения ядер Вольтерра / С. В. Козелков // Информационно-управляющие системы на железнодорожном транспорте. – 1999. – 4(19). – С. 84.

190. Козелков С. В. Системы наведения и автосопровождения антенных устройств радиополос СВЧ и КВЧ диапазонов / С. В. Козелков // Труды 10 НТК в/ч 32103. Научно-практические аспекты управления космической и наземной группировками, особенности их применения. – МО СССР, 1989. – С. 223.

191. Козелков С. В. Разработка алгоритма наведения антенных систем / С. В. Козелков, Н. П. Руденко, В. Ф. Столбов, С. А. Тыщук // Системи обробки інформації. НАНУ. ПАНМ, ХВУ. – Харків: ХФВ "Транспорт України". – 2000. – Вип. 4(10). – С. 39-43.

192. Иванов М. А. Об оценке влияния помех на точностные показатели качества РЛС / М. А. Иванов // Радиотехника. Республиканский межведомственный научно-технический сборник. – Харьков, 1980. Вып. 55. – С. 34-35.

193. Монзинго Р. А. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию / Р. А. Монзинго, Т. У. Миллер // Пер с англ. под ред. В. А. Лексаченко. – М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.

194. Козелков С. В. Анализ особенностей частотно-избирательного ограничения СВЧ и КВЧ радиоустройств / С. В. Козелков, В. П. Тарахтей, Н. В. Ньюкин // Авіаційно-космічна техніка і технологія. – 2000. вип. 15. – С. 199-203.

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

196. Козелков С. В. Метод оценки пропускной способности объединенного центра управления полетом при управлении космическими аппаратами / С. В. Козелков, К. К. Кулагин, Д. П. Пашков // Ракетно-космічна техніка. – Харків: ХВУ. – 1999. Вип. 1. – С. 131-135.

197. Козелков С. В. Идентификация космических аппаратов по неконтролируемым излучениям / С. В. Козелков // Системи обробки інформації. – Харків: НАНУ, ПАНМ, ХВУ. – 2000. Вип. 1(7). – С. 169-172.

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

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

200. Жданов А. И. Идентификация по методу наименьших квадратов управлений авторегрессии при аддитивных ошибках измерений / А. И. Жданов, С. А. Кацюба // Автоматика и телемеханика. – 1982. – №2. – С. 29-38.

201. Макшанов А. В. Робастные методы обработки результатов измерений / А. В. Макшанов, А. А. Мусаев // Учеб. пособие – Л.: Изд-во МО СССР, 1980. – 144 с.

202. Гильбо Е. П. Робастное приближение функций в условиях неопределенности / Е. П. Гильбо, И. Б. Челпанов, Г. Л. Шевляков // Автоматика и телемеханика. – 1979. – №4. – С. 51-60.

203. Гильбо Е. П. Обработка сигналов на основе упорядоченного выбора / Е. П. Гильбо, И. Б. Челпанов. – М.: Сов. радио, 1976. – 344 с.

204. Поляк Б. Т. Робастные алгоритмы адаптации / Б. Т. Поляк, Я. З. Цыпкин // Автоматика и телемеханика. – 1980. – №10. С. 91-97

205. Бендат Дж. Применение корреляционного спектрального анализа / Дж. Бендат, А. Пирсол. – М.: Мир, 1983. – 312 с.

206. Браммер К. Фильтр Калмана-Бьюсси / К. Браммер, Г. Зиффлинг. – М.: Наука, 1982. – 199 с.

207. Воронов А. А. Устойчивость, управляемость, наблюдаемость / А. А. Воронов. – М.: Наука, 1979. – 336 с.

208. Shefer Oleksandr. Problem of creation noise immunity systems telematic by integrating moving objects and the environment properties / O. Shefer. // Synergetics, mechatronics, telematics road machines and systems in educational process and science. Research Papers Collection on International

Scientific Conference Materials. – Ukraine, Kharkov, KhNAHU. – March, 16, 2017 – pp. 7-9.

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

210. Макаренко С. И. Помехозащищенность систем связи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты: монография / С. И. Макаренко, М. С. Иванов, С. А. Попов. – СПб.: Свое издательство, 2013. – 166 с.

211. Шефер О. В. Спосіб покращення електромагнітної сумісності зв'язку з рухомим об'єктом, котрий проходить через плазму іоносфери / О. В. Шефер // Проблемы электромагнитной совместимости перспективных беспроводных сетей связи (ЭМС-2017): Сборник научных трудов третьей международной научно-технической конференции, Харьков 23-24 мая 2017. – Харьков: ХНУРЭ, 2017. – С. 55-57.

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

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

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

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

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

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

218. Shefer O. V. The prospects and peculiarities of plasma with hollow cathode using for satellite telecommunications noise stability increase /

O. V. Shefer // Озброєння та військова техніка: наук.-техн. журн. – К.: Центр. НДІ озброєння та військ. техніки ЗСУ, 2017. – № 2 (14). – С. 62-65.

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

220. Smirnov Boris M. Theory of Gas Discharge Plasma. Springer Series on Atomic, Optical and Plasma Physics, Switzerland. – 2015. – P 423.

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

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

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

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

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

226. Райзер Ю. П. Физика газового разряда / Ю. П. Райзер // Долгопрудный: "Интеллект", 2009. – 736 с.

227. Hantzsche E. Space charge sheaths with electron emission / E. Hantzsche // Proc. 21 EPS Conf. Contr. Plasma Phys., Montpellier, 1994. Pt.II, p. 926- 929.

228. A.Von Engel. Electric plasmas: their nature and uses. London, Taylor and Francis, Ltd., 1983, 254 p.

229. Райзер Ю. П. Диффузия зарядов вдоль тока и эффективный метод устранения счетной диффузии при расчетах разрядов типа тлеющего / Ю. П. Райзер, С. Т. Суржиков // ТВТ. 1990. – Т. 28. – № 3. – С. 439-443.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

239. Чан П. Электрические зонды в неподвижной и движущейся плазме / П. Чан, Л. Талбот, К. Турян. – М.: Мир, 1978. – 203 с.
240. Демидов В. И. Зондовые методы исследования низкотемпературной плазмы / В. И. Демидов, Н. Б. Колоколов, А. А. Кудрявцев. – М.: Энергоатомиздат, 1996. – 235 с.
241. Shefer O. V. Probe studies of localized plasma, as a method of increasing the interference of satellite radionavigational systems on the area of sc's orbit injection / O. V. Shefer // Control, Navigation and Communication Systems. – Poltava: PoltNTU, 2017. – no. 6 (46). – pp. 9-14.
242. Druyvesteyn M. J. The Mechanism of Electrical Discharges in Gases of Low Pressure / M. J. Druyvesteyn, F. M. Penning. Rev. Mod. Phys. 12, 87 (1979).
243. Bates D. R., and Boyd T. J. M. (1956) Proc. Phys. Soc. A 69, P. 910.
244. Новгородов М. З. Экспериментальное исследование электрических и оптических характеристик положительного столба тлеющего разряда в молекулярных газах / М. З. Новгородов // Труды ФИАН, 1974, т. 78, с. 60-116.
245. Luijendijk S. C. M. Comparison of three devices for measuring the second derivative of a Langmuir probe curve / S. C. M. Luijendijk, J. Van Eck // Physica, 1967, 36, p.49 - 60.
246. Теория электрической связи / К. К. Васильев, В. А. Глушков, А. В. Дормидонтов // под ред. К. К. Васильева. – Ульяновск: УлГТУ, 2008. – 452 с.
247. Шефер О. В. Спосіб вимірювання параметрів плазми з метою підвищення завадостійкості супутникових телекомунікацій/ О. В. Шефер // Вісник Хмельницького національного університету. Серія: Технічні науки. – Хмельницький: ХНУ, 2017. – №3 (249). – С. 155-160.
248. Коростелев А. А. Пространственно-временная теория радиосистем. – М.: Радио и связь, 1987. – 320 с.
249. Козелков С. В. Разработка метода повышения помехоустойчивости СВЧ и КВЧ РТС / С. В. Козелков, Д. П. Пашков // Системы контроля окружающей среды. – Севастополь: МГИ. 1999. – С.147-149.
250. Поляков О. Л. Аналіз можливостей підвищення ефективності системи контролю і аналізу космічної обстановки для навігаційного забезпечення управління космічними апаратами / О. Л. Поляков., О. П. Рачинський., С. Є Ломоносов., О. О. Моргун // Системи управління, навігації та зв'язку. – К.: ЦНДІНУ. – 2007. – Вип.1. – С.7-10.
251. Дьяконов В. MATLAB и SIMULINK для радиоинженеров / В. Дьяконов. – М.: ДМК Пресс, 2016. – 976 с.
252. Лившиц И. И. Использование ИСЗ для связи в диапазоне миллиметровых волн / И. И. Лившиц, В. М. Рожков, Б.А. Рябов // Зарубежная радиоэлектроника. –1987. №5. – С.41-49.

253. Кириллов Н. Е. Помехоустойчивая передача сообщений по линейным каналам со случайно изменяющимися параметрами / Н. Е. Кириллов. – М.: Сов. радио. 1971. – 256 с.

254. Смирнов Н. И. Оптимизация распределения мощности в системах передачи с каналом синхронизации / Н. И. Смирнов, Н. М. Заличев // Электросвязь. – 1982. – №6. – С. 11-14.

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

256. Пашков Д. П. Прогнозирование помехоустойчивости радиотехнических систем в условиях возмущения ионосферы / Д. П. Пашков, С. Е. Ломоносов // Системи обробки інформації. – 2007. – № 4(62). – С. 91-93.

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

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

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

260. Барсов В. І. Математичні методи та технічні засоби АСУ / В. І. Барсов, В. А. Краснобаєв, З. В. Барсова. – Х.: Точка, 2012. – 301 с.

261. Shefer O. V. Synthesis of adaptive algorithm of compensation of nonlinear distortions of radio devices / O. V. Shefer // Control, Navigation and Communication Systems. – Poltava: PoltNTU, 2018. – no. 1 (47). – pp. 64-68.

262. Shefer O. The ways of technical realization of adaptive algorithm of compensation of non-linear distortions of radio devices/ O. Shefer, N. Ichanska, V. Topikha, V. Shefer // Control, Navigation and Communication Systems. – Poltava: PoltNTU, 2018. – no. 6 (52). – pp. 140-143.

263. Чарльз Платт. Энциклопедия электронных компонентов. Том 3 / Чарльз Платт, Фредрик Янссон. – БХВ-Петербург, 2017. – 288 с.

264. Козелков С. В. Пути повышения помехоустойчивости радиотехнических систем на основе адаптивной синхронной перестройки приемопередающего тракта / С. В. Козелков, Д. П. Пашков, С. А. Тыщук // Системи обробки інформації. – Харків: НАНУ, ПАНМ, ХВУ. – 2003. – Вип. 6 (22). – С. 216-219.



265. Коняхин В. В. Микросхемы для аппаратуры космического назначения. Практическое пособие / В. В. Коняхин и др. – М.: Техносфера, 2017. – 388 с.

## ДОДАТКИ

### ДОДАТОК А

Програмний код для моделювання показників якості ІТС

```
%% дальність дії ІТС за відсутності завад, L0 = 200 км;

%% порогове відношення завада/шум, починаючи із котрого завада
впливає на ІТС, V0 = [10 20 30 40дБ];

%% відношення потужності зовнішньої завади до потужності внутрішніх
шумів ПП (відношення завада/шум), % Vps 40-50, дБ;

%% дальність дії ІТС за наявності завади, відповідно

Ln = @(Vps) L0.*(10.^(0.025.*(V0-Vps)));
figure(1)
h=fplot(Ln, [40, 50]);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
%
set(gca,'XScale','log');
set(h,'Color','k');
    set(h(2),'LineStyle','--');
    set(h(3),'LineStyle',':');
    set(h(4),'LineStyle','-');
title('\it L_n = f(\nu_{ps}), \nu_0 = 10...40');
xlabel('\it \nu_{ps}, Db');
ylabel('\it L_n, m');
legend(h, '\it \nu_0 = 10', '\it \nu_0 = 20', '\it \nu_0 = 30', '\it \nu_0 = 40');

%%

Ln = @(Vps,V0) L0.*(10.^(0.025.*(V0-Vps)));
figure(2)
h=fsurf(Ln, [40 50 10 40]);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);

%
```

```

set(gca,'ZScale','log');
colormap cool;
title('\it L_n = f(\nu_{ps}, \nu_0)');
xlabel('\it \nu_{ps}, Db');

%

set(gca,'XTickLabel',{'10^11','10^12','10^13','10^14'});
ylabel('\it \nu_0, Db');
zlabel('\it L_n, m'); %%
figure(3)
h=fsurf(Ln, [40 50 10 40]);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
    set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
        set(gca,'XScale','log');
            set(gca,'YScale','log');

%

set(gca,'ZScale','log');
colormap gray;
title('\it L_n = f(\nu_{ps}, \nu_0)');
xlabel('\it \nu_{ps}, Db');

%

set(gca,'XTickLabel',{'10^{11}','10^{12}','10^{13}','10^{14}'});
ylabel('\it \nu_0, Db');
zlabel('\it L_n, m');

%%

D = @(Q) exp(log(Q)/(1+Q));

%%

D - log scale [0,1]
figure(1)
h=fplot(D,[0,1]);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
%
set(gca,'YScale','log');

```

```

set(h,'Color','k');
title('\itD = f(Q), Q = 0...1');
xlabel('\itQ');
ylabel('\itD');

%%

    смуга частот впливу завад заданого рівня на ідеальний і реальний ПП,
    відповідно
Dfi = [30e9 100e9 200e9 300e9];

%

    3-30GHz, 30-300GHz

%%

    ймовірність того, що в смузі частот  $\omega_i$  та  $\omega_p$ , відповідно, виявиться хоч
    одна завада заданого рівня

%

pDfp = 10;% 1/0.3-0.38;
pDfi = 0.07;% 1 - (0.73-0.93)

%%

pDfp = @(Dfp) 1-(1-pDfi).^(Dfp./Dfi);
figure(1)
h=fplot(pDfp, [3e10, 3e11]);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
    set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
        set(gca,'XScale','log');
            set(h,'Color','k');
                set(h(2),'LineStyle','--');
                    set(h(3),'LineStyle',':');
                        set(h(4),'LineStyle','-');
title('\itp = f(\Deltaf_p), \Deltaf_i = 30\cdot 10^9...300\cdot 10^9');
xlabel('\it \Deltaf_p');
ylabel('\it p');
legend(h, '\it\Deltaf_i = 30\cdot 10^9', '\it\Deltaf_i = 100\cdot 10^9', '\it\Deltaf_i =
200\cdot 10^9', '\it\Deltaf_i = 300\cdot 10^9');

```

```

%%

pDfp = @(Dfp, Dfi) 1-(1-pDfi).^(Dfp./Dfi);
figure(2)
h=fsurf(pDfp, [3e10, 3e11 3e10 3e11]);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca,'XScale','log');
set(gca,'YScale','log');
colormap cool;
title('\itp = f(\Deltaf_p, \Deltaf_i)');
xlabel('\it\Deltaf_p');

%

set(gca,'XTickLabel',{'10^11','10^12','10^13','10^14'});
ylabel('\it\Deltaf_i');
zlabel('\it p');

%%

figure(3)
h=fsurf(pDfp, [3e10, 3e11 3e10 3e11]);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
    set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
        set(gca,'XScale','log');
            set(gca,'YScale','log');

%

set(gca,'ZScale','log');
colormap gray;
title('\itp = f(\Deltaf_p, \Deltaf_i)');
xlabel('\it\Deltaf_p');

%

set(gca,'XTickLabel',{'10^11','10^12','10^13','10^14'});
ylabel('\it\Deltaf_i');
zlabel('\it p');

%%

```

$p_0$  – складова ймовірності  $p$ , що визначається функціоналом  $A_i[\cdot]$

$p_0 = [0.25 \ 0.5 \ 0.75 \ 1];$

%%

$p_1$  – ймовірність впливу завад на вхід ІТС

$p_1 = [0.25 \ 0.5 \ 0.75 \ 1];$

%%

$p_{ITC1}$ ,  $p_{ITC2}$  – складові ймовірності  $p$ , котрі визначаються функціоналом  $A_i[\cdot]$  за відсутності та наявності завад, відповідно  $p_{brls1}=0.5$ ;  $p_{brls2}=0.2$ ;

%%

$p$  – ймовірність практичної реалізації значення узагальненого показника якості ІТС не гірше заданого рівня  $p = @(p_1) \ p_0.*((1-p_1).*p_{brls1}+p_1.*p_{brls2});$

figure(1)

h=fplot(p,[0 1]);

set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);

set(gcf, 'Color', [1,1,1]);

%

set(gca,'XScale','log');

set(h,'Color','k');

set(h(2),'LineStyle','--');

set(h(3),'LineStyle',':');

set(h(4),'LineStyle','-');

title('\itp = f(p\_1), p\_0 = 0,25...1');

xlabel('\itp\_1');

ylabel('\itp');

legend(h, '\itp\_0 = 0,25', '\itp\_0 = 0,5', '\itp\_0 = 0,75', '\itp\_0 = 1'); %%

$p = @(p_0,p_1) \ p_0.*((1-p_1).*p_{brls1}+p_1.*p_{brls2});$

figure(2)

h=fsurf(p, [0.25 1 0 1]);

set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);

set(gcf, 'Color', [1,1,1]);

set(gca,'YDir','reverse');

colormap cool;

title('\itp = f(p\_0, p\_1)');

xlabel('\itp\_0');

```

ylabel('\itp_1');
xlabel('\itp'); %%
figure(3)
h=fsurf(p, [0.25 1 0 1]);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca, 'YDir', 'reverse');
colormap gray;
title('\itp = f(p_0, p_1)');
xlabel('\itp_0');
ylabel('\itp_1');
xlabel('\itp');
clc; xmax = 50;
xmin = 40;

```

```
%%
```

априорний розподіл суміші амплітуд сигналів із завадами  
 $B2 = @(x) 1./x*\log(xmax/xmin);$

```
%
```

```
figure(1)
```

```
%
```

```
fplot(B2, [10, 100]) %%
x0 = [60 80 100 120];% [60,120]
```

```
%%
```

ймовірність порушення нормальної роботи ІТС

```

p1 = @(x) 1-integral(B2, xmin, x0(1));
p2 = @(x) 1-integral(B2, xmin, x0(2));
p3 = @(x) 1-integral(B2, xmin, x0(3));
p4 = @(x) 1-integral(B2, xmin, x0(end));
figure(1)
h1=fplot(p1, [x0(1), 200]);
hold on;
h2=fplot(p2, [x0(1), 200]);
h3=fplot(p3, [x0(1), 200]);
h4=fplot(p4, [x0(1), 200]);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);

```

```

set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
    set(gca,'XScale','log');
        set(h1,'Color','k');
            set(h2,'Color','k');
                set(h3,'Color','k');
                    set(h4,'Color','k');
                        set(h2,'LineStyle','--');
                            set(h3,'LineStyle',':');
                                set(h4,'LineStyle','-');
title('\itp( x>x_0 ) = f( x ), x_0 = 60...120');
xlabel('\itx');
ylabel('\itp( x>x_0 )');
legend('\itx_0 = 60', '\itx_0 = 80', '\itx_0 = 100', '\itx_0 = 120');
ylim([0.5 1]);
hold off;

```

```
%%
```

```

p = @(x,x0) 1-integral(B2, xmin, x0);
figure(2)
h=fsurf(p, [60, 200 60 120]);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca,'YDir','reverse');
colormap cool;
title('\itp( x>x_0 ) = f( x, x_0 )');
xlabel('\itx');
ylabel('\itx_0');
zlabel('\itp( x>x_0 )'); %%
figure(3)
h=fsurf(p, [60, 200 60 120]);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca,'YDir','reverse');
colormap gray;
title('\itp( x>x_0 ) = f( x, x_0 )');
xlabel('\itx'); ylabel('\itx_0');
zlabel('\itp( x>x_0 )'); clc;

```

```
%%
```

$k_a$  – коефіцієнт передачі ПП на лінійній ділянці його АХ  $k_a = [100\ 300\ 500\ 700]$ ;



%%

xmax – верхня межа динамічного діапазону ПП xmax = 20;

%%

k – коефіцієнт передачі ПП за наявності впливу на його вхід завад рівня x

$$k = @(\text{x}) \text{ka} \cdot 2/\pi \cdot \text{asind}(\text{xmax}/\text{x});$$

figure(1)

h=fplot(k, [xmax 1e3]);

set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);

set(gcf, 'Color', [1,1,1]);

set(gca, 'XScale', 'log');

set(gca, 'YScale', 'log');

set(h, 'Color', 'k');

set(h(2), 'LineStyle', '--');

set(h(3), 'LineStyle', ':');

set(h(4), 'LineStyle', '-.');

title('\itk = f(x), k\_\Lambda = 100...700');

xlabel('\itx');

ylabel('\itk');

legend(h, '\itk\_\Lambda = 100', '\itk\_\Lambda = 300', '\itk\_\Lambda = 500', '\itk\_\Lambda = 700');

%%

$$k = @(\text{x}, \text{ka}) \text{ka} \cdot 2/\pi \cdot \text{asind}(\text{xmax}/\text{x});$$

figure(2)

h=fsurf(k, [xmax 1e3 ka(1) ka(end)]);

set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);

set(gcf, 'Color', [1,1,1]);

set(gca, 'XScale', 'log');

set(gca, 'YScale', 'log');

set(gca, 'ZScale', 'log');

set(gca, 'XDir', 'reverse');

colormap cool;

title('\itk = f( x, k\_\Lambda )');

xlabel('\itx');

ylabel('\itk\_\Lambda');

zlabel('\itk'); %%

figure(3)

h=fsurf(k, [xmax 1e3 ka(1) ka(end)]);

set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);

```
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
    set(gca,'XScale','log');
        set(gca,'XDir','reverse');
            set(gca,'YScale','log');
                set(gca,'ZScale','log');
colormap gray;
caxis([0,5000]);
title('\itk = f( x, k_\Lambda )');
xlabel('\itx');
ylabel('\itk_\Lambda');
zlabel('\itk');
```

## Додаток Б

Програмні засоби для моделювання завадостійкості прийому  
радіосигналів

```
%////////////////////////////////////
% main_script
%////////////////////////////////////

clear;

%

Global consts def.
global c;
global L0;
global ze;
global beta;
global ne;
global F;
global f0;
global df0;

%

Global consts assignment
c = 299792458;
L0 = 20e-2;
ze = 90e3;
beta = 1;
ne = 10^14;
F = 2.6e-4;
f0 = 1e9;
df0 = f0*10^-3;

%
Grafс
graph1();
graph1_1c();
graph1_1g();
graph2();
graph2_1c();
graph2_1g();
graph3();
```

```
graph3_1c();
graph3_1g();
graph4();
graph4_1c();
graph4_1g();
graph5();
graph5_1c();

graph5_1g();
graph6();
graph6_1c();
graph6_1g();
graph7();
graph7_1c();
graph7_1g();
graph8();
graph8_1c();
graph8_1g();
graph9();
graph10();
graph10g();

%////////////////////////////////////
% sigmafi2(f0,ne)
%////////////////////////////////////
function graph1()

global c;
global L0;
global ze;
global beta;

figure;
for j = 1:1:4
    ne = 10^(10+j);
    for i = 1:1:40
        f0 = i*1e9;
        sigmafi2(i,j) = 2*(80.8*pi/c)^2*L0*ze*(beta*ne/f0)^2;
    end
end
h=plot(sigmafi2);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
```

```

set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca,'YScale','log');
set(h,'Color','k');
set(h(2),'LineStyle','--');
set(h(3),'LineStyle',':');
set(h(4),'LineStyle','-');
title('\sigma_{\phi}^2=f(f_0), n_e=10^{11}...10^{14}');
xlabel('f_0,GHz');
        ylabel('\sigma_{\phi}^2');
legend(h,'n_{em}=10^{11}','n_e=10^{12}','n_e=10^{13}','n_e=10^{14}'
);

%////////////////////////////////////
% sigmafi2(f0,ne)
%////////////////////////////////////
function graph1_1c()

global c;
global L0;
global ze;
global beta;

figure;
for j = 1:1:4
    ne = 10^(10+j);
    for i = 1:1:40
        f0 = i*1e9;
        sigmafi2(i,j) = 2*(80.8*pi/c)^2*L0*ze*(beta*ne/f0)^2;
    end
end

C = log(sigmafi2);
surf(sigmafi2, C);
[az,el] = view;
view(az-90,el);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca,'ZScale','log');
colormap cool;

title('\sigma_{\phi}^2=f(f_0,n_e)');
xlabel('n_e');
set(gca,'XTickLabel',{'10^11','10^12','10^13','10^14'});

```

```

ylabel('f_0,GHz');
xlabel('\sigma_{\phi}^2');

%////////////////////////////////////
% sigmafi2(f0,ne)
%////////////////////////////////////
function graph1_1g()

global c;
global L0;
global ze;
global beta;

figure;
for j = 1:1:4
    ne = 10^(10+j);
    for i = 1:1:40
        f0 = i*1e9;
        sigmafi2(i,j) = 2*(80.8*pi/c)^2*L0*ze*(beta*ne/f0)^2;
    end
end

C = log(sigmafi2);
surf(sigmafi2, C);
[az,el] = view;
view(az-90,el);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca,'ZScale','log');
colormap gray;

title('\sigma_{\phi}^2=f(f_0,n_{e})');
xlabel('n_{e}');
set(gca,'XTickLabel',{'10^11','10^12','10^13','10^14'});
ylabel('f_0,GHz');
xlabel('\sigma_{\phi}^2');

%////////////////////////////////////
% sigmafi2(f0,beta)
%////////////////////////////////////
function graph2()

global c;

```

```

global L0;
global ze;
global ne;

figure;
for j = 1:1:3
    beta = 10^(-j+1);
    for i = 1:1:40
        f0 = i*1e9;
        sigmafi2(i,j) = 2*(80.8*pi/c)^2*L0*ze*(beta*ne/f0)^2;
    end
end
h=plot(sigmafi2);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca,'YScale','log');
set(h,'Color','k');
set(h(2),'LineStyle','--');
set(h(3),'LineStyle',':');
title('\sigma_{\phi}^2=f(f_0), \beta=10^{\{0\}}...10^{\{-2\}}');
xlabel('f_0,GHz');
ylabel('\sigma_{\phi}^2');
legend(h,'\beta=10^{\{0\}}','\beta=10^{\{-1\}}','\beta=10^{\{-2\}}');

%////////////////////////////////////
% sigmafi2(f0,beta)
%////////////////////////////////////
function graph2_1c()

global c;
global L0;
global ze;
global ne;

figure;
for j = 1:1:3
    beta = 10^(-j+1);
    for i = 1:1:40
        f0 = i*1e9;
        sigmafi2(i,j) = 2*(80.8*pi/c)^2*L0*ze*(beta*ne/f0)^2;
    end
end
end

```

```

C = log(sigmafi2);
surf(sigmafi2, C);
[az,el] = view;
view(az+180,el);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca,'ZScale','log');
colormap cool;

title('\sigma_{\phi}^2=f(f_0,\beta)');
xlabel('\beta');
set(gca,'XTickLabel',{'10^0','10^-1','10^-2'});
ylabel('f_0,GHz');
zlabel('\sigma_{\phi}^2');

%////////////////////////////////////
% sigmafi2(f0,beta)
%////////////////////////////////////
function graph2_1g()

global c;
global L0;
global ze;
global ne;

figure;
for j = 1:1:3
    beta = 10^(-j+1);
    for i = 1:1:40
        f0 = i*1e9;
        sigmafi2(i,j) = 2*(80.8*pi/c)^2*L0*ze*(beta*ne/f0)^2;
    end
end

C = log(sigmafi2);
surf(sigmafi2, C);
[az,el] = view;
view(az+180,el);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca,'ZScale','log');
colormap gray;

```



```

title('\sigma_{\phi}^2=f(f_0,\beta)');
xlabel('\beta');
set(gca,'XTickLabel',{'10^0','10^-1','10^-2'});
ylabel('f_0,GHz');
zlabel('\sigma_{\phi}^2');

%////////////////////////////////////
% dfk(f0,ne)
%////////////////////////////////////
function graph3()

global c;
global L0;
global ze;
global beta;

figure;
for j = 1:1:4
    ne = 10^(10+j);
    for i = 1:1:40
        f0 = i*1e9;
        sigmafi2 = 2*(80.8*pi/c)^2*L0*ze*(beta*ne/f0)^2;
        sigmafi = sigmafi2^0.5;
        dfk(i,j) = 2^0.5*f0/sigmafi;
    end
end
h=plot(dfk);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca,'YScale','log');
set(h,'Color','k');
set(h(2),'LineStyle','--');
set(h(3),'LineStyle',':');
set(h(4),'LineStyle','-');
title('\Deltaf_{k}=f(f_0), n_{e}=10^{11}...10^{14}');
xlabel('f_0,GHz');
ylabel('\Deltaf_{k}');
legend(h,'n_{e}=10^{11}','n_{e}=10^{12}','n_{e}=10^{13}','n_{e}=10^{14}');

%////////////////////////////////////
% dfk(f0,ne)
%////////////////////////////////////
function graph3_1c()

```

```

global c;
global L0;
global ze;
global beta;

figure;
for j = 1:1:4
    ne = 10^(10+j);
    for i = 1:1:40
        f0 = i*1e9;
        sigmafi2 = 2*(80.8*pi/c)^2*L0*ze*(beta*ne/f0)^2;
        sigmafi = sigmafi2^0.5;
        dfk(i,j) = 2^0.5*f0/sigmafi;
    end
end

C = log(dfk);
surf(dfk, C);
[az,el] = view;
view(az+90,el);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca,'ZScale','log');
colormap cool;

title('\Deltaf_{k}=f(f_0,n_{e})');
xlabel('n_{e}');
set(gca,'XTickLabel',{'10^11','10^12','10^13','10^14'});
ylabel('f_0,GHz');
zlabel('\Deltaf_{k}');

%////////////////////////////////////
% dfk(f0,ne)
%////////////////////////////////////
function graph3_1g()

global c;
global L0;
global ze;
global beta;

figure;

```

```

for j = 1:1:4
    ne = 10^(10+j);
    for i = 1:1:40
        f0 = i*1e9;
        sigmafi2 = 2*(80.8*pi/c)^2*L0*ze*(beta*ne/f0)^2;
        sigmafi = sigmafi2^0.5;
        dfk(i,j) = 2^0.5*f0/sigmafi;
    end
end

C = log(dfk);
surf(dfk, C);
[az,el] = view;
view(az+90,el);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca,'ZScale','log');
colormap gray;

title('\Deltaf_{k}=f(f_0,n_{e})');
xlabel('n_{e}');
set(gca,'XTickLabel',{'10^11','10^12','10^13','10^14'});
ylabel('f_0,GHz');
zlabel('\Deltaf_{k}');

%////////////////////////////////////
% dfk(f0,beta)
%////////////////////////////////////
function graph4()

global c;
global L0;
global ze;
global ne;

figure;
for j = 1:1:3
    beta = 10^(-j+1);
    for i = 1:1:40
        f0 = i*1e9;
        sigmafi2 = 2*(80.8*pi/c)^2*L0*ze*(beta*ne/f0)^2;
        sigmafi = sigmafi2^0.5;
        dfk(i,j) = 2^0.5*f0/sigmafi;
    end
end

```

```

    end
end
h=plot(dfk);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca,'YScale','log');
set(h,'Color','k');
set(h(2),'LineStyle','--');
set(h(3),'LineStyle',':');
title('\Deltaf_{k}=f(f_0), \beta=10^{0}...10^{-2}');
xlabel('f_0,GHz');
ylabel('\Deltaf_{k}');
legend(h, '\beta=10^{0}', '\beta=10^{-1}', '\beta=10^{-2}');

%////////////////////////////////////
% dfk(f0,beta)
%////////////////////////////////////
function graph4_1c()

global c;
global L0;
global ze;
global ne;

figure;
for j = 1:1:3
    beta = 10^(-j+1);
    for i = 1:1:40
        f0 = i*1e9;
        sigmafi2 = 2*(80.8*pi/c)^2*L0*ze*(beta*ne/f0)^2;
        sigmafi = sigmafi2^0.5;
        dfk(i,j) = 2^0.5*f0/sigmafi;
    end
end
end

C = log(dfk);
surf(dfk, C);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca,'ZScale','log');
colormap cool;

title('\Deltaf_{k}=f(f_0,\beta)');

```

```

xlabel('\beta');
set(gca,'XTickLabel',{'10^0','10^-1','10^-2'});
ylabel('f_0,GHz');
zlabel('\Deltaf_{k}');

%////////////////////////////////////
% dfk(f0,beta)
%////////////////////////////////////
function graph4_1g()

global c;
global L0;
global ze;
global ne;

figure;
for j = 1:1:3
    beta = 10^(-j+1);
    for i = 1:1:40
        f0 = i*1e9;
        sigmafi2 = 2*(80.8*pi/c)^2*L0*ze*(beta*ne/f0)^2;
        sigmafi = sigmafi2^0.5;
        dfk(i,j) = 2^0.5*f0/sigmafi;
    end
end

C = log(dfk);
surf(dfk, C);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca,'ZScale','log');
colormap gray;

title('\Deltaf_{k}=f(f_0,\beta)');
xlabel('\beta');
set(gca,'XTickLabel',{'10^0','10^-1','10^-2'});
ylabel('f_0,GHz');
zlabel('\Deltaf_{k}');

%////////////////////////////////////
% nu(f0,ne)
%////////////////////////////////////
function graph5()

```

```

global c;
global L0;
global ze;
global beta;
global F;
global df0;

figure;
for j = 1:1:4
    ne = 10^(10+j);
    for i = 1:1:40
        f0 = i*1e9;
        sigmafi2 = 2*(80.8*pi/c)^2*L0*ze*(beta*ne/f0)^2;
        sigmafi = sigmafi2^0.5;
        dfk = 2^0.5*f0/sigmafi;
        nu1 = F*(2^0.5*pi*dfk/df0)*(1+(1/(2*pi^2))*(df0/dfk)^2);
        nu2 = (1/(pi*pi^0.5))*(df0/dfk)*(2-exp(-1*pi^2*(dfk/df0)^2));
        nu(i,j) = nu1 - nu2;
    end
end
h=plot(nu);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca,'YScale','log');
set(h,'Color','k');
set(h(2),'LineStyle','--');
set(h(3),'LineStyle',':');
set(h(4),'LineStyle','-');
title('\eta_{\text{чс3}}=f(f_0), n_{\text{e}}=10^{11}...10^{14}');
xlabel('f_0,GHz');
ylabel('\eta_{\text{чс3}}');
legend(h,'n_{\text{e}}=10^{11}','n_{\text{e}}=10^{12}','n_{\text{e}}=10^{13}','n_{\text{e}}=10^{14}');

%////////////////////////////////////
% nu(f0,ne)
%////////////////////////////////////
function graph5_1c()

global c;
global L0;
global ze;
global beta;

```

```

global F;
global df0;

figure;
for j = 1:1:4
    ne = 10^(10+j);
    for i = 1:1:40
        f0 = i*1e9;
        sigmafi2 = 2*(80.8*pi/c)^2*L0*ze*(beta*ne/f0)^2;
        sigmafi = sigmafi2^0.5;
        dfk = 2^0.5*f0/sigmafi;
        nu1 = F*(2^0.5*pi*dfk/df0)*(1+(1/(2*pi^2))*(df0/dfk)^2);
        nu2 = (1/(pi*pi^0.5))*(df0/dfk)*(2-exp(-1*pi^2*(dfk/df0)^2));
        nu(i,j) = nu1 - nu2;
    end
end

C = log(nu);
surf(nu, C);
[az,el] = view;
view(az+90,el);
    set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
    set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca,'ZScale','log');
colormap cool;

title('\eta_{\text{чсз}}=f(f_0,n_{\text{e}})');
xlabel('n_{\text{e}}');
set(gca,'XTickLabel',{'10^11','10^12','10^13','10^14'});
ylabel('f_0,GHz');
zlabel('\eta_{\text{чсз}}');

%////////////////////////////////////
% nu(f0,ne)
%////////////////////////////////////
function graph5_1g()

global c;
global L0;
global ze;
global beta;
global F;
global df0;

```

```

figure;
for j = 1:1:4
    ne = 10^(10+j);
    for i = 1:1:40
        f0 = i*1e9;
        sigmafi2 = 2*(80.8*pi/c)^2*L0*ze*(beta*ne/f0)^2;
        sigmafi = sigmafi2^0.5;
        dfk = 2^0.5*f0/sigmafi;
        nu1 = F*(2^0.5*pi*dfk/df0)*(1+(1/(2*pi^2))*(df0/dfk)^2);
        nu2 = (1/(pi*pi^0.5))*(df0/dfk)*(2-exp(-1*pi^2*(dfk/df0)^2));
        nu(i,j) = nu1 - nu2;
    end
end

C = log(nu);
surf(nu, C);
[az,el] = view;
view(az+90,el);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca,'ZScale','log');
colormap gray;

title('\eta_{\text{чсз}}=f(f_0,n_{\text{e}})');
xlabel('n_{\text{em}}');
set(gca,'XTickLabel',{'10^11','10^12','10^13','10^14'});
ylabel('f_0,GHz');
zlabel('\eta_{\text{чсз}}');

%////////////////////////////////////
% nu(f0,beta)
%////////////////////////////////////
function graph6()

global c;
    global L0;
        global ze;
            global ne;
                global F;
                    global df0;

figure;

```



```

for j = 1:1:3
    beta = 10^(-j+1);
    for i = 1:1:40
        f0 = i*1e9;
        sigmafi2 = 2*(80.8*pi/c)^2*L0*ze*(beta*ne/f0)^2;
        sigmafi = sigmafi2^0.5;
        dfk = 2^0.5*f0/sigmafi;
        nu1 = F*(2^0.5*pi*dfk/df0)*(1+(1/(2*pi^2))*(df0/dfk)^2);
        nu2 = (1/(pi*pi^0.5))*(df0/dfk)*(2-exp(-1*pi^2*(dfk/df0)^2));
        nu(i,j) = nu1 - nu2;
    end
end
h=plot(nu);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca,'YScale','log');
set(h,'Color','k');
set(h(2),'LineStyle','--');
set(h(3),'LineStyle',':');
title('\eta_{\text{чсз}}=f(f_0), \beta=10^{\{0\}}...10^{\{-2\}}');
xlabel('f_0,GHz');
ylabel('\eta_{\text{чсз}}');
legend(h,'\beta=10^{\{0\}}','\beta=10^{\{-1\}}','\beta=10^{\{-2\}}');

%////////////////////////////////////
% nu(f0,beta)
%////////////////////////////////////
function graph6_1c()

global c;
global L0;
global ze;
global ne;
global F;
global df0;

figure;
for j = 1:1:3
    beta = 10^(-j+1);
    for i = 1:1:40
        f0 = i*1e9;
        sigmafi2 = 2*(80.8*pi/c)^2*L0*ze*(beta*ne/f0)^2;
        sigmafi = sigmafi2^0.5;

```

```

dfk = 2^0.5*f0/sigmafi;
nu1 = F*(2^0.5*pi*dfk/df0)*(1+(1/(2*pi^2))*(df0/dfk)^2);
nu2 = (1/(pi*pi^0.5))*(df0/dfk)*(2-exp(-1*pi^2*(dfk/df0)^2));
nu(i,j) = nu1 - nu2;
end
end

C = log(nu);
surf(nu, C);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca,'ZScale','log');
colormap cool;

title('\eta_{\text{чсз}}=f(f_0,\beta)');
xlabel('\beta');
set(gca,'XTickLabel',{'10^0','10^-1','10^-2'});
ylabel('f_0,GHz');
zlabel('\eta_{\text{чсз}}');

%////////////////////////////////////
% nu(f0,beta)
%////////////////////////////////////
function graph6_1g()

global c;
global L0;
global ze;
global ne;
global F;
global df0;

figure;
for j = 1:1:3
    beta = 10^(-j+1);
    for i = 1:1:40
        f0 = i*1e9;
        sigmafi2 = 2*(80.8*pi/c)^2*L0*ze*(beta*ne/f0)^2;
        sigmafi = sigmafi2^0.5;
        dfk = 2^0.5*f0/sigmafi;
        nu1 = F*(2^0.5*pi*dfk/df0)*(1+(1/(2*pi^2))*(df0/dfk)^2);
        nu2 = (1/(pi*pi^0.5))*(df0/dfk)*(2-exp(-1*pi^2*(dfk/df0)^2));
        nu(i,j) = nu1 - nu2;
    end
end
end

```

```

    end
end

C = log(nu);
surf(nu, C);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca, 'ZScale', 'log');
colormap gray;

title('\eta_{\text{чсз}}=f(f_0, \beta)');
xlabel('\beta');
set(gca, 'XTickLabel', {'10^0', '10^-1', '10^-2'});
ylabel('f_0, GHz');
zlabel('\eta_{\text{чсз}}');

%////////////////////////////////////
% gamma(f0, ne)
%////////////////////////////////////
function graph7()

global c;
global L0;
global ze;
global beta;

figure;
for j = 1:1:4
    ne = 10^(10+j);
    for i = 1:1:40
        f0 = i*1e9;
        sigmafi2 = 2*(80.8*pi/c)^2*L0*ze*(beta*ne/f0)^2;
        gamma2(i,j) = 1/(exp(sigmafi2)-1);
    end
end
h=plot(gamma2);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca, 'YScale', 'log');
set(h, 'Color', 'k');
set(h(2), 'LineStyle', '--');
set(h(3), 'LineStyle', ':');
set(h(4), 'LineStyle', '-.');
```

```

title('\gamma^2=f(f_0), n_{e}=10^{11}...10^{14}');
xlabel('f_0,GHz');
ylabel('\gamma^2');
legend(h,'n_{e}=10^{11}','n_{e}=10^{12}','n_{e}=10^{13}','n_{e}=10^{14}');

%////////////////////////////////////
% gamma(f0,ne)
%////////////////////////////////////
function graph7_1c()

global c;
    global L0;
    global ze;
    global beta;

figure;
for j = 1:1:4
    ne = 10^(10+j);
    for i = 1:1:40
        f0 = i*1e9;
        sigmafi2 = 2*(80.8*pi/c)^2*L0*ze*(beta*ne/f0)^2;
        gamma2(i,j) = 1/(exp(sigmafi2)-1);
    end
end

C = log(gamma2);
surf(gamma2, C);
[az,el] = view;
view(az+90,el);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca,'ZScale','log');
colormap cool;

title('\gamma^2=f(f_0,n_{e})');
xlabel('n_{e}');
set(gca,'XTickLabel',{'10^11','10^12','10^13','10^14'});
ylabel('f_0,GHz');
zlabel('\gamma^2');

%////////////////////////////////////
% gamma(f0,ne)
%////////////////////////////////////

```

```

function graph7_1g()

global c;
    global L0;
        global ze;
            global beta;

figure;
for j = 1:1:4
    ne = 10^(10+j);
    for i = 1:1:40
        f0 = i*1e9;
        sigmafi2 = 2*(80.8*pi/c)^2*L0*ze*(beta*ne/f0)^2;
        gamma2(i,j) = 1/(exp(sigmafi2)-1);
    end
end

C = log(gamma2);
surf(gamma2, C);
[az,el] = view;
view(az+90,el);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca,'ZScale','log');
colormap gray;

title('\gamma^2=f(f_0,n_{e})');
xlabel('n_{e}');
set(gca,'XTickLabel',{'10^11','10^12','10^13','10^14'});
ylabel('f_0,GHz');
zlabel('\gamma^2');

%////////////////////////////////////
% gamma(f0,beta)
%////////////////////////////////////
function graph8()

global c;
    global L0;
        global ze;
            global ne;

figure;

```

```

for j = 1:1:3
    beta = 10^(-j+1);
    for i = 1:1:40
        f0 = i*1e9;
        sigmafi2 = 2*(80.8*pi/c)^2*L0*ze*(beta*ne/f0)^2;
        gamma2(i,j) = 1/(exp(sigmafi2)-1);
    end
end
h=plot(gamma2);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca,'YScale','log');
set(h,'Color','k');
set(h(2),'LineStyle','--');
set(h(3),'LineStyle',':');
title('\gamma^2=f(f_0), \beta=10^{0}...10^{-2}');
xlabel('f_0,GHz');
ylabel('\gamma^2');
legend(h, '\beta=10^{0}', '\beta=10^{-1}', '\beta=10^{-2}');

%////////////////////////////////////
% gamma(f0,beta)
%////////////////////////////////////
function graph8_1c()

global c;
global L0;
global ze;
global ne;

figure;
for j = 1:1:3
    beta = 10^(-j+1);
    for i = 1:1:40
        f0 = i*1e9;
        sigmafi2 = 2*(80.8*pi/c)^2*L0*ze*(beta*ne/f0)^2;
        gamma2(i,j) = 1/(exp(sigmafi2)-1);
    end
end

C = log(gamma2);
surf(gamma2, C);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);

```

```

set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca,'ZScale','log');
colormap cool;

title('\gamma^2=f(f_0,\beta)');
xlabel('\beta');
set(gca,'XTickLabel',{'10^0','10^-1','10^-2'});
ylabel('f_0,GHz');
zlabel('\gamma^2');

%////////////////////////////////////
% gamma(f0,beta)
%////////////////////////////////////
function graph8_1g()

global c;
global L0;
global ze;
global ne;

figure;
for j = 1:1:3
    beta = 10^(-j+1);
    for i = 1:1:40
        f0 = i*1e9;
        sigmafi2 = 2*(80.8*pi/c)^2*L0*ze*(beta*ne/f0)^2;
        gamma2(i,j) = 1/(exp(sigmafi2)-1);
    end
end

C = log(gamma2);
surf(gamma2, C);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca,'ZScale','log');
colormap gray;

title('\gamma^2=f(f_0,\beta)');
xlabel('\beta');
set(gca,'XTickLabel',{'10^0','10^-1','10^-2'});
ylabel('f_0,GHz');
zlabel('\gamma^2');

```

```

%////////////////////////////////////
% Pn(f0,h02)
%////////////////////////////////////
function graph9()

global c;
global L0;
global ze;
global beta;
global ne;
global F;
global df0;

figure;
for j = 1 : 1 : 6
    h02 = 10^(j-1);
    for i = 1:1:40
        f0 = i*1e9;
        sigmafi2 = 2*(80.8*pi/c)^2*L0*ze*(beta*ne/f0)^2;
        sigmafi = sigmafi2^0.5;
        gamma2 = 1/(exp(sigmafi2)-1);
        dfk = 2^0.5*f0/sigmafi;
        nu1 = F*(2^0.5*pi*dfk/df0)*(1+(1/(2*pi^2))*(df0/dfk)^2);
        nu2 = (1/(pi*pi^0.5))*(df0/dfk)*(2-exp(-1*pi^2*(dfk/df0)^2));
        nu = nu1 - nu2;
        Pn(i,j) = (gamma2+1)/(nu*h02+2*(gamma2+1))*exp((-
nu+gamma2*h02)/(nu*h02+2*(gamma2+1)));
    end
end
h=plot(Pn);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca,'YScale','log');
set(h,'Color','k');
set(h(2),'LineStyle','--');
set(h(3),'LineStyle',':');
set(h(4),'LineStyle','-');
set(h(5),'LineStyle','-');
set(h(5),'LineWidth',2);
set(h(6),'LineStyle','--');
set(h(6),'LineWidth',2);
title('P_n=f(f_0), h_0^2=10^0...10^5');
xlabel('f_0,GHz');

```



```

ylabel('P_n');
legend(h,'h_0^2=10^0','h_0^2=10^1','h_0^2=10^2','h_0^2=10^3','h_0^2=10^4','
h_0^2=10^5');

%////////////////////////////////////
% Pn(f0,h02) 3D
%////////////////////////////////////
function graph9_1c()

global c;
global L0;
global ze;
global beta;
global ne;
global F;
global df0;

figure;
for j = 1 : 1 : 6
    h02 = 10^(j-1);
    for i = 1:1:40
        f0 = i*1e9;
        sigmafi2 = 2*(80.8*pi/c)^2*L0*ze*(beta*ne/f0)^2;
        sigmafi = sigmafi2^0.5;
        gamma2 = 1/(exp(sigmafi2)-1);
        dfk = 2^0.5*f0/sigmafi;
        nu1 = F*(2^0.5*pi*dfk/df0)*(1+(1/(2*pi^2))*(df0/dfk)^2);
        nu2 = (1/(pi*pi^0.5))*(df0/dfk)*(2-exp(-1*pi^2*(dfk/df0)^2));
        nu = nu1 - nu2;
        Pn(i,j) = (gamma2+1)/(nu*h02+2*(gamma2+1))*exp((-
nu+gamma2*h02)/(nu*h02+2*(gamma2+1)));
    end
end

C = log(Pn);
surf(Pn, C);
[az,el] = view;
view(az+180,el);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca,'ZScale','log');
colormap cool;

```

```

title('P_n=f(f_0,h_0^2)');
xlabel('h_0^2');
set(gca,'XTickLabel',{'10^0','10^1','10^2','10^3','10^4','10^5'});
ylabel('f_0,GHz');
zlabel('P_n');

%////////////////////////////////////
% Pn(f0,h02) 3D
%////////////////////////////////////
function graph9_1g()

global c;
global L0;
global ze;
global beta;
global ne;
global F;
global df0;

figure;
for j = 1 : 1 : 6
    h02 = 10^(j-1);
    for i = 1:1:40
        f0 = i*1e9;
        sigmafi2 = 2*(80.8*pi/c)^2*L0*ze*(beta*ne/f0)^2;
        sigmafi = sigmafi2^0.5;
        gamma2 = 1/(exp(sigmafi2)-1);
        dfk = 2^0.5*f0/sigmafi;
        nu1 = F*(2^0.5*pi*dfk/df0)*(1+(1/(2*pi^2))*(df0/dfk)^2);
        nu2 = (1/(pi*pi^0.5))*(df0/dfk)*(2-exp(-1*pi^2*(dfk/df0)^2));
        nu = nu1 - nu2;
        Pn(i,j) = (gamma2+1)/(nu*h02+2*(gamma2+1))*exp((-
nu+gamma2*h02)/(nu*h02+2*(gamma2+1)));
    end
end

C = log(Pn);
surf(Pn, C);
[az,el] = view;
view(az+180,el);
set(gcf, 'Position', [50, 50, 900, 600]);
set(gcf, 'Color', [1,1,1]);
set(gca,'ZScale','log');

```

```
colormap gray;
```

```
title('P_n=f(f_0,h_0^2)');
```

```
xlabel('h_0^2');
```

```
set(gca,'XTickLabel',{'10^0','10^1','10^2','10^3','10^4','10^5'});
```

```
ylabel('f_0,GHz');
```

```
zlabel('P_n');
```

*Наукове видання*

ШЕФЕР ОЛЕКСАНДР ВІТАЛІЙОВИЧ

Текст друкується в авторській редакції.

Оформлення обкладинки та комп'ютерна верстка  
*Журкін Олексій*

Підписано до друку – 31.05.2019. Формат 60x84/16.  
Гарнітура «Times New Roman».  
Ум. друк. арк. – 13,72. Обл.-видав. арк. – 12,96  
Папір офсетний. Друк RISO.  
Наклад 300 прим. Зам. № 87 від «05» червня 2019 р.

**Видавець і виготовлювач –**  
поліграфічний центр Полтавського національного технічного  
університету імені Юрія Кондратюка  
36011, Полтава, просп. Першотравневий, 24.

Свідоцтво про внесення суб'єкта видавничої справи до державного реєстру  
видавців, виготівників і розповсюджувачів видавничої продукції,  
серія ДК, №3130 від 06.03.2008 року.