

**Г. В. Альшин, С. В. Панченко, С. І. Приходько**

**ПРОБЛЕМИ ТЕОРІЇ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ  
СИСТЕМ І МЕРЕЖ**

*Підручник*

**Харків – 2017**



МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ  
УКРАЇНИ

УКРАЇНСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ  
УНІВЕРСИТЕТ ЗАЛІЗНИЧНОГО  
ТРАНСПОРТУ

**Г. В. Альшин, С. В. Панченко, С. І. Приходько**

**ПРОБЛЕМИ ТЕОРІЇ  
ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ І  
МЕРЕЖ**

*Підручник*

Харків – 2017

**УДК 621.396.6**  
**ББК 39.279**  
**А 56**

*Рекомендовано вченою радою Українського державного  
університету залізничного транспорту як підручник  
(витяг з протоколу № 4 від 30 травня 2017 р.)*

**Рецензенти:**

професори В. А. Краснобаєв (ХНУ ім. В. Н. Каразіна),  
І. В. Яковенко (ХТУ “ХП”)

**А 56** **Альошин Г. В., Панченко С. В., Приходько С. І.**  
Проблеми теорії телекомунікаційних систем і мереж:  
Підручник. – Харків: УкрДУЗТ, 2017. – 301 с., рис. 36.  
ISBN 978-617-654-071-7

Підручник розроблено для нової дисципліни «Проблеми теорії телекомунікаційних систем і мереж» і призначено для ознайомлення студентів старших курсів і фахівців з новими та існуючими проблемами, які стоять перед розробниками систем і перед ними при виконанні курсових і дипломних проектів.

Підручник містить нові основи теорії оптимізації інформаційних і вимірювальних систем за різними головними критеріями якості при обмеженні за вартістю, методи та алгоритми розрахунку оптимальних систем. Пропонується новий підхід до теорії радіовимірювань і синтезу систем або каналів на множинах параметрів, сигналів і структур. Множина вартості є нечіткою. Пропонується спосіб боротьби з нею за рахунок відповідної обробки маркетингових даних. Для підвищення об'єктивності структурного синтезу вимірювальних систем або мереж зв'язку пропонується використання кривих обміну за Л. С. Гуткіним для альтернативних варіантів і порівняння їх якості в однакових умовах.

Вперше показана можливість всеосяжного («глобального») синтезу систем на трьох множинах і за більшістю технічних параметрів.

Підручник є корисним для фахівців і студентів, які вивчають телекомунікаційні системи та теорії їх побудови.

УДК 621.396.6  
ББК 39.279

ISBN 978-617-654-071-7

© Український державний університет  
залізничного транспорту, 2017.

Підручник

**Альошин** Геннадій Васильович,  
**Панченко** Сергій Володимирович,  
**Приходько** Серій Іванович

**ПРОБЛЕМИ ТЕОРІЇ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ  
СИСТЕМ І МЕРЕЖ**

Відповідальний за випуск **Альошин Г. В.**

Редактор **Ібрагімова Н. В.**

---

Підписано до друку 09.12.16 р.

Формат паперу 60x84 1/16. Папір писальний.

Умовн.-друк.арк. 12,0. Тираж 100. Замовлення №

Видавець та виготовлювач Українська державна академія залізничного транспорту,  
61050, Харків-50, майдан Фейербаха, 7.  
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи ДК № 2874 від 12.06.2007 р.

## Зміст

Вступ.....	7
Список скорочень.....	11
1. Проблеми теорії телекомунікаційних систем і мереж...	12
1.1. Сучасний стан досягнень теорії ТСМ.....	13
1.2. Virішені або частково virішені проблеми.....	14
1.3. Метод максимуму функціонала правдоподібності в теорії радіосистем.....	17
Висновки.....	25
2. Virішення проблем параметричного синтезу однофункціональних систем.....	27
2.1. Показники якості інформаційних і вимірювальних систем.....	27
2.2. Вартість функціональних елементів у формі блоків або модулів системи.....	33
2.3. Розв'язання задач оптимізації однофункціональних систем.....	41
2.4. Оптимізація параметрів радіоелектронних систем за умовним критерієм максимуму економічної ефективності.....	51
Висновки.....	58
3. Проблеми оптимального синтезу багатфункціональних систем.....	60
3.1. Проблеми, що заважають оптимальному синтезу ІВС.....	61
3.2. Шляхи virішення проблем синтезу ІВС.....	62
3.3. Загальна постановка задачі синтезу ІВС.....	65
3.4. Постановка та розв'язання задачі параметричного синтезу суміщених ІВС.....	68
3.5. Оптимізація параметрів суміщення ІВС.....	75
3.6. Можливості врахування більш повного складу технічних вимог до ІВС.....	77
Висновки.....	79
4. Оптимізація радіоелектронних підсистем.....	81
4.1. Оптимізація параметрів високочастотного блока радіоприймальних пристроїв за умовним критерієм чутливості.....	82

4.1.1. Вибір критерію якості РПП.....	83
4.1.2. Формалізація обмеження за вартістю.....	84
4.1.3. Розв'язання задачі синтезу параметрів РПП.....	86
Висновки.....	90
4.2. Метод оптимізації системи багатократного перетворювання несучої частоти за умовним критерієм вибіркості.....	91
4.2.1. Сутність проблеми оптимального забезпечення вибіркості за паразитними каналами на НВЧ..	92
4.2.2. Формалізація задачі синтезу ПЧ.....	93
4.2.3. Постановка та розв'язання задачі синтезу ПЧ.....	100
Висновки.....	107
4.3. Синтез частотно-селективних підсистем радіоприймальних пристроїв за умовним критерієм електромагнітної суміщеності радіозасобів.....	108
4.3.1. Селекція сигналів.....	108
4.3.2. Критерій якості ЕМС.....	112
4.3.3. Обмеження до задачі оптимального синтезу частотно- вибіркових підсистем РПП.....	119
4.3.4. Розв'язання задачі оптимального синтезу підсистем РПП.....	121
Висновки.....	123
4.4. Оптимальна стандартизація функціональних елементів інформаційно-вимірювальних систем.....	124
4.4.1. Основна ідея оптимальної стандартизації.....	124
4.4.2. Постановка задачі.....	125
4.4.3. Розв'язання задачі.....	129
Висновки.....	136
5. Інфраструктура і загальні характеристики каналів інформаційно-вимірювальних систем.....	138
5.1. Особливості і умови радіоелектронних вимірювань....	139
5.2. Загальні погляди на методи і пристрої оцінювання параметрів сигналу.....	141
5.3. Чому доцільне використання дискримінаторів?.....	143
5.4. Показники якості вимірювачів.....	146
5.5. Головні методи вимірювання параметрів сигналів...	149
Висновки.....	157

6. Дискримінаційний метод оцінювання параметрів сигналу.....	158
6.1. Точність дискримінаційників.....	158
6.2. Типи дискримінаційників.....	162
6.3. Особливості дискримінаційних вимірювачів.....	165
6.4. Умова узгодженості апертури дискримінаційника з апіорним діапазоном.....	169
6.5. Вплив зміни рівня сигналу на точність оцінювання його параметра.....	175
6.6. Вплив апіорної інформації про вимірюваний параметр на точність його оцінювання.....	179
6.7. Особливості використання теорії вимірювань параметрів сигналу при проектуванні оптичних систем.....	182
7. Пошуковий і багатоканальний методи оцінювання параметрів сигналу.....	187
7.1. Вимірювання параметрів сигналу пошуковим методом.....	187
7.2. Багатоканальний пристрій оцінювання параметрів сигналу.....	205
Висновки.....	212
8. Багатошкальні і багатоетапні вимірювачі.....	214
8.1. Багатошкальний вимірювач параметрів сигналу.....	214
8.2. Показники якості багатошкального вимірювача.....	218
8.3. Оптимізація багатошкального вимірювача за умовним критерієм якості.....	237
8.4. Загальний випадок оптимізації багатошкальних вимірювальних систем.....	243
8.5. Багатоетапний пристрій оцінювання параметра сигналу.....	250
8.6. Лінеаризація характеристики дискримінаційника за методом найменших квадратів.....	258
Висновки.....	261
Загальні висновки до розділів 1-8.....	263
9. Оптимізація систем і мереж на множині структур.....	270
9.1. Структурно-параметричний синтез мереж передачі інформації.....	270

9.2. Визначення залежності структури мережі від показників її якості.....	276
9.3. Оптимізація вимірювальних систем і каналів на множині структур і сигналів.....	280
Висновки.....	284
10. Підстави для курсового та дипломного проектування оптимальних радіоелектронних систем.....	287
10.1. Алгоритми оптимізації однофункціональних РЕС..	289
10.2. Варіанти проектування радіоелектронних систем...	293
Висновки.....	296
Бібліографічний список.....	297

## Вступ

Теорія систем створюється в кінцевому підсумку для побудови найкращих систем. Поняття найкращої системи неоднозначне, якщо кількість її показників якості, як зазвичай і буває, більше двох.

З усіх етапів життєвого циклу систем найефективнішим можна вважати етап їхнього ескізного проектування. На цьому етапі найдоцільніше використовувати всю напрацьовану людством інформацію про якість і проблеми оптимізації систем.

Саме найбільш ефективним проблемам і задачам оптимізації телекомунікаційних систем і мереж (ТСМ) і їх розв'язанню присвячено даний підручник.

Усі інформаційні системи створюються на трьох множинах: структур, сигналів і технічних параметрів. Теорія ТСМ дозволяє експертам приймати рішення, тобто вибирати кращі варіанти структур, сигналів і технічних параметрів виходячи з потрібних значень тактико-технічних вимог (ТТВ), умов роботи і обмежених ресурсів.

В основному такий вибір інтуїтивний, евристичний і кращий для експертного оцінювання якості. Тобто якщо вибір при цьому оптимальний, то цей оптимум евристичний, і тому обчислюється з величезною похибкою експертів. Частіше за все такого оптимуму взагалі нема. Тоді при прийнятті рішення на трьох множинах діє принцип достатності.

Задачі оптимізації ТСМ за ТТВ при обмежених ресурсах і їх розв'язання при цьому стають більш об'єктивними, менш залежними від думки експертів.

Задачі оптимізації на трьох множинах за всіма ТТВ при обмежених ресурсах з урахуванням усіх технічних параметрів можна назвати загальними, або глобальними.

У підручнику представлено основи нової теорії глобальної ефективності інформаційно-вимірювальних систем з урахуванням вектора показників якості з ТТВ. При цьому пріоритетним напрямком вважається оцінювання багатомірної якості і пов'язана з ним ефективність систем.

Таким чином, з позицій багатомірності та багатокритеріальності розглянуто та вирішено проблему



оптимального загального синтезу інформаційно-вимірювальних систем різного призначення за умовним критерієм якості на множинах технічних параметрів [11, 19, 20, 39].

Витратні показники не використовувались у радіоелектронних теоріях «потенціальної точності та завадостійкості» з таких причин:

1) урахування сумнівної вартості у красивих та ускладнених, але все-таки в не зовсім адекватних теоріях радіоелектронних систем вважалося непрестижним;

2) вартість є нечіткою множиною, статистика функціональних елементів за двома показниками (вартість – технічний параметр) – це розмазана на цій площі «хмара», і незрозуміло, як на її основі працювати і використовувати вже відомі в літературі залежності;

3) знаходження числових кореляційних техніко-економічних залежностей – справа копітка та малоперспективна, тому що їх сумнівно використовувати. Але, з іншого боку, без витратних показників радіоелектронні та інші системи не можна вважати адекватними реальним системам.

При розробленні методів оптимізації радіоелектронних систем стає зрозумілим, що врахування вартісних показників не тільки робить оптимальні системи ближчими до реальних систем, але також деякою мірою дозволяють оцінювати технологічність систем і їхні функціональні елементи. Виявилось можливим отримувати і аналізувати цілі класи розв'язань задач оптимізації систем різного призначення для широких діапазонів тактико-технічних вимог, використовуючи ідею «кривих обміну» Л. С. Гуткіна [11].

Останнє стало можливим за рахунок таких умов:

1) формування набору техніко-економічної статистики про комплектуючі параметри ФЕ реальних систем;

2) перетворення нечітких множин вартості у випадкові величини;

3) постановки задач не тільки у вигляді дискретного програмування, а і у вигляді математичного стохастичного програмування;

4) розв'язання задач розробленим методом сепарабельного програмування, який розвиває ідею методу Вульфа;

5) побудова «кривих обміну».

Розроблені і викладені тут методи оптимізації радіоелектронних систем дозволяють, крім того, відповідно до гносеологічних принципів Декарта про раціональні дослідження розширювати склад показників якості, вирішувати проблему багатомірності, враховувати запропонований критерій електромагнітної суміщеності, метод оптимальної стандартизації систем і їх функціональних елементів, метод вибору оптимальної структури вимірювачів у відповідних каналах, пов'язати параметричний синтез зі структурним і сигнальним синтезом.

У підручнику ідея глобальної оптимізації телекомунікаційних систем і перспективний сепарабельний метод розв'язання всіх задач, який має роздільні залежності для всіх параметрів, подано у вигляді готових алгоритмів у квадратурах, тобто у вигляді формул.

У першому розділі подано і розкрито проблеми теорії радіоелектронних систем, їх недоліки та переваги.

У другому розділі представлено задачі параметричного синтезу інформаційних або вимірювальних систем, які виконують одну функцію чи з передачі інформації, чи з вимірювання:

1) за критерієм максимуму енергетичного потенціалу або за критерієм максимуму відношення потужностей сигналу до шуму, від якого залежить завадостійкість інформаційних систем чи точність вимірювальних систем при обмеженні за вартістю;

2) за критерієм максимуму економічної ефективності для заданої безвідмовності, тобто надійності системи, при обмеженні за вартістю.

Третій розділ присвячено задачам оптимізації багатофункціональних систем, які мають декілька однорідних або різнорідних каналів і де розкривається сутність «зшивання» результатів розв'язання локальних задач

Задачі, представлені в четвертому розділі:

- 1) за критерієм максимуму чутливості;
- 2) критерієм максимуму вибірковості при обмеженні за вартістю;
- 3) критерієм електромагнітної суміщеності при обмеженні за вартістю;

4) критерієм ефективності та оптимальності стандартизації функціональних елементів системи.

У розділах 5-8 представлено задачі оптимізації вимірювальних систем, або вимірювальних каналів інформаційних систем, методи оптимального синтезу вимірювачів на множинах структур, сигналів і параметрів за п'ятьма показниками якості, яких достатньо для того, щоб зробити можливою глобальну оптимізацію ІВС, тобто синтез загального методу вимірювання, структури, сигналів і параметрів.

Після восьмого розділу представлено узагальнюючий огляд використовуваних термінів і методів вимірювань, а в дев'ятому розділі представлено задачі, які використовують вплив кривих обміну на структуру мережі та вимірювальних систем або каналів.

У десятому розділі викладено ідею загального або глобального синтезу систем, який впливає після синтезу структури і сигналів при їх проектуванні, або їх оптимізації за отриманими локальними результатами.

Підручник може бути корисним студентам старших курсів для проектування та спеціалістам з розроблення телекомунікаційних систем.

## Список скорочень

АРП – автоматичний регулюючий пристрій  
АЧХ – амплітудно-частотна характеристика  
ДС – діаграма спрямованості  
ІВС – інформаційно-вимірювальна система  
ІКМ – імпульсно-кодова модуляція  
КСД – коефіцієнт спрямованої дії  
ЛА – літальний апарат  
ЛІВС – лазерна інформаційно-вимірювальна система  
ЛСКР – лінія середньоквадратичної регресії  
МНК – метод найменших квадратів  
НВЧ – надвисокі частоти  
ПК – персональний комп'ютер  
ПРЧ – підсилювач радіочастоти  
ПЧ – перетворювач частоти  
РПП – радіоприймальний пристрій  
РТС – радіотехнічна система  
РЕС – радіоелектронний пристрій  
САПР – система автоматичного проектування  
ТСМ – телекомунікаційні системи та мережі  
ТТВ – тактико-технічні вимоги  
УКХ – ультракороткі хвилі  
ФАК – функція автокореляції  
ФАПЧ – фазове автопідстроювання частоти  
ФНЧ – фільтр низької частоти  
ФП – функція правдоподібності  
ФЕ – функціональні елементи  
ФЧХ – фазочастотна характеристика  
ЕМС – електромагнітна суміщеність  
ЕОМ – електронна обчислювальна машина

# 1. ПРОБЛЕМИ ТЕОРІЇ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ І МЕРЕЖ

Теорія телекомунікаційних систем і мереж (ТСМ) має своїм началом і основою теорію електров'язку [1-16], розвинуту ще у ХХ ст. І у ХХІ ст. насиченість ідей і їх реалізація ще не передбачаються, тому що потреби суспільства і головні потреби його - інформатизація і цифровізація – теж розвиваються дуже швидко.

**Основою теорії ТСМ** є головні та суттєві логічно взаємопов'язані ідеї ефективності (кваліметрії), концепції, принципи, абстрактні (математичні) та фізичні закони природи для її створення, пов'язані як з одним принципом дії (алгоритмом), так і з багатofункціональністю, які націлені на ефективні реалізацію та експлуатацію.

Сучасна теорія ТСМ містить настільки широкі напрямки результатів та ідей їх теоретичного та апаратного розвитку [15-17], що в даному підручнику автори вимушені обмежитись тільки вже реалізованими та перспективними проблемами, а також ідеями їх оптимізації, тому що **оптимізація** – це квінтесенція, **найкращий варіант вирішення проблем створення і розвитку ТСМ.**

**Проблемами** звичайно називають великі, важливі, значущі, ще не вирішені або ще невідомі завдання, які розкривають широкі напрямки розвитку галузі і техніки і приносять суспільству значний техніко-економічний ефект. Нас насамперед цікавить галузь радіоелектронної системології, зокрема ТСМ.

Проблемами, або завданнями, радіоелектронної системології в галузі телекомунікаційних систем і мереж є:

- 1) універсалізація фізичних і математичних моделей та алгоритмів;
- 2) синтез, або глобальна оптимізація технічних параметрів ТСМ;
- 3) підвищення багатовимірності задач оптимізації ТСМ;
- 4) урахування всього або більш повного складу показників якості ТСМ;

5) синтез, або глобальна оптимізація TSM, за найбільш об'єктивними критеріями на множинах структур, сигналів і параметрів для типових умов роботи;

6) об'єктивна оптимальна стандартизація за критерієм економічної ефективності;

7) галузь складових радіоелектронних вимірювань;

8) урахування результатів системного аналізу, впливу розстроювань, збурень, неідеальностей та електромагнітної сумісності (ЕМС) тощо.

Введемо новий термін – **глобальна оптимізація TSM**.

**Під глобальною оптимізацією TSM** на множинах структур, або алгоритмів дії, сигналів і технічних параметрів, будемо розуміти врахування в задачах оптимізації **всіх головних показників якості** функціонування систем, **усіх функціональних елементів (ФЕ)** системи, які забезпечують технічні параметри показників системи.

Якщо з якоїсь причини невраховано показники якості або які-небудь параметри системи, що є показниками ФЕ, то ці обставини назвемо моделлю якості інформаційно-вимірювальних систем (ІВС), тому що **модель – це спрощене подання дійсності**, або задачі оптимізації.

Розв'язання задач оптимізації за певними показниками якості ІВС – це основа для прийняття більш об'єктивних і точних рішень, ніж без розв'язання задач. Правда, вплив інтуїції експертів, хоч і меншою мірою, але все одно є найкращим за умов відсутності інформації, особливо при постановці задач.

## **1.1. Сучасний стан досягнень теорії TSM**

Відомі сучасні досягнення в теорії TSM у загальному плані виглядають так:

1) більш ефективними за показниками достовірності, надійності, гнучкості за алгоритмом, програмами, багатофункціональності вважаються цифрові TSM як відображення тенденції цифровізації діяльності суспільства;

2) цифрові TSM найбільшою мірою відповідають вимогам і потребам користувачів і суспільства в цілому за універсалізацією послуг і систем і за якістю зв'язку;

- 3) системи стають більш інтегрованими та економічними;
- 4) використовуються суттєві досягнення в галузі оптоелектроніки;
- 5) серед сигналів найбільш прийнятною є ІКМ;
- 6) удосконалюються системи синхронізації;
- 7) оскільки кожний вид режиму синхронізації має свої переваги та недоліки, то використовуються різні види синхронізації, які відповідають складній мережевій ситуації;
- 8) велика увага приділяється питанням стандартизації виконання, суміщеності та функціонування ТСМ і їх підсистем;
- 9) не дивлячись на сучасні досягнення, є тенденція підтримки за необхідністю систем усіх стандартів;
- 10) стандартизація вимагає виконання функціональних елементів ТСМ у вигляді модулів;
- 11) інтеграція ТСМ потребує підвищувати показник надійності елементів і зв'язку.

Взагалі з безлічі відомих публікацій, присвячених різним видам аналогових і цифрових систем зв'язку і головним проблемам підвищення їх ефективності [1-18], вирішені та невирішені проблеми систем і мереж зв'язку можна класифікувати так:

- проблеми, притаманні рівням ієрархії мереж, систем передачі та функціональних елементів;
- проблеми, відповідні всім етапам життя систем: створення, експлуатація та утилізація.

Найсуттєвішими є проблеми створення або оптимізації систем і мереж з урахуванням умов експлуатації і статистики відомих функціональних елементів, які у свою чергу теж потребують підвищення ефективності. Оптимізація є найсуттєвішою проблемою підвищення якості систем, функціональних елементів і мереж.

## **1.2. Вирішені або частково вирішені проблеми**

Існує можливість підвищити ефективність ТСМ у таких напрямках, відображених у підручнику, за рахунок вирішення таких проблем:

1) розробити основи теорії глобальної оптимізації інформаційно-вимірювальних систем (ІВС) і вибору її оптимальних функціональних елементів (ФЕ) за умовним критерієм якості зі списку показників тактико-технічних вимог (ТТВ) і затратних показників на множинах структур, параметрів сигналів і технічних параметрів;

2) запропонувати теоретичні основи синтезу, класифікації, побудови та оптимізації вимірювальних радіоелектронних систем або каналів ІВС на множинах алгоритмів, структур, сигналів і параметрів;

3) запропонувати теоретичні основи оптимального структурного та сигнального синтезу одно- та багатофункціональних систем, наприклад лазерних ІВС з шістьма цифровими методами вимірювання параметрів руху ЛА [51, 52];

4) запропонувати теоретичні основи глобального оптимального синтезу ІВС за умовним критерієм якості на множинах структур, сигналів і параметрів;

5) запропонувати оптимальний параметричний синтез динамічної інформаційної системи космічного базування з вирішенням проблеми пошуку сигналів;

6) запропонувати в питанні використання синхронізації сигналів оптимальний синтез ТСМ при розподілі енергії сигналу за критерієм завадостійкості при обмеженнях за вартістю;

7) запропонувати новий метод сепарабельного математичного програмування для вирішення проблем багатомірності, універсальності та збігання ітерацій;

8) запропонувати глобальну оптимізацію одно- та багатофункціональних ІВС з можливістю врахування всіх технічних параметрів і їх оптимального вибору на базі маркетингової статистики;

9) запропонувати нову лінійну фільтрацію, яка контрастує зображення та сигнали з метою підвищення якості розпізнавання та корекції сигналів;

10) запропонувати оптимізацію стандартів функціональних елементів ІВС;

11) дослідити проблему використання некоректного функціонала правдоподібності та неадекватності теорій



оптимізації ІВС, її структур, сигналів і параметрів відносно реальних систем;

12) вирішити проблему впливу багатомірності в задачах оптимізації ІВС;

13) запропонувати метод перетворення нечіткої множини вартості у випадкову величину;

14) запропонувати метод спрощення задачі дискретного програмування для оптимального вибору модулів ФЕ за умовним критерієм якості;

15) запропонувати метод малого параметра для врахування одночасного впливу на якість роботи ІВС усіх можливих негативних явищ збурення, розстроювань і неідеальностей;

16) запропонувати метод вибору кращої задачі для оптимізації ІВС за кривими обміну;

17) запропонувати метод синтезу оптимальних сигналів за обмеженими енергією, тривалістю за часом і за обмеженою енергією;

18) запропонувати методи підвищення ефективності застосування широкосмугових шумоподібних сигналів для ІВС;

19) запропонувати теоретичні основи зовнішньої електромагнітної суміщеності (ЕМС) ІВС;

20) визначити енергетичні втрати слідкувальних кутових каналів ІВС від діаграм спрямованості і точності систем наведення;

21) визначити втрати завадостійкості від джитера та систем синхронізації;

22) запропонувати метод оптимального структурного резервування телекомунікаційної мережі.

Проблеми теорії ТСМ також відповідають їх рівням ієрархії і рівням розглядання та експлуатації, як це організовано в цифрових системах. Тому, щоб виявити відповідні проблеми розвитку систем, потрібно розглядати розвиток самої теорії ТСМ.

Відома теорія електричного зв'язку у фахівців не викликає сумнівів. Але є один з напрямів, який використовується в радіолокації та зв'язку, так званий «функціонал правдоподібності» (ФП), призначений для синтезу алгоритмів і структури систем, синтезу сигналів і параметрів.

Використання ФП, його «потенціальної» точності, призводить до великих помилок. Щоб не потрапити в цю пастку, потрібно далі розібратися в сутності ФП. Саме уявлення цих помилок дозволило авторам подивитися на радіоелектронну системологію з іншого боку.

### **1.3. Метод максимуму функціонала правдоподібності в теорії радіосистем**

Центральним поняттям у системах зв'язку, у радіолокації та при радіовимірюваннях є функціонал правдоподібності (ФП), який досі використовується в теорії радіосистем для синтезу оптимальних алгоритмів, вибору структури систем, сигналів і параметрів і впливає на потенціальну точність вимірювань. Далі обґрунтовується, що, на відміну від функції правдоподібності, яка використовується у статистиці та при обробці масиву вимірювань, «функціонал правдоподібності», в інтегральному представленні за Вудвордом [8], Мідлтоном та ін., використовувати недоцільно.

Але потрібно визначити, чи можливо взагалі використання функціонала правдоподібності для синтезу оптимальних алгоритмів, структури систем, сигналів і параметрів і отримання потенціальної точності.

З часу публікації книги відомого фахівця Вудворда [8], де вперше опублікований матеріал про функціонал правдоподібності (ФП), у світі написано майже сотні тисяч робіт теж відомих фахівців, які або згадували про нього (ФП), або використовували в різноманітних формах для оптимального синтезу алгоритмів, систем і сигналів, наприклад [1-9, 18].

Тому головна увага приділена визначенню правомірності використання ФП для побудови радіотехнічних систем.

Причому авторитет Вудворда [8], Мідлтона та ін. настільки великий, що багато вчених світу в галузі радіолокації та зв'язку [1-9, 11, 18] у будь-якій формі використовували та розмножували ФП великими тиражами і досі використовують.

Щоб розібратись у цьому питанні, розглянемо спочатку для порівняння фізичне поняття відомої у статистиці функції правдоподібності, наприклад при обробці результатів вимірювань, і поняття функціонала правдоподібності.

Використання функції правдоподібності значно вплинуло на теорії статистики, зв'язку і статистичної радіотехніки, які були фундаментом для їх формально-логічного розвитку.

У 30-х рр. ХХ ст. логічним наслідком функції правдоподібності стала поява інтегрального подання у вигляді функціонала правдоподібності (ФП) [8] для випадку гаусових випадкових процесів, яке отримало широке застосування в радіотехніці і зв'язку, у теоріях оптимального синтезу сигналів, структури і параметрів систем і в обґрунтуванні їх оптимальності.

Однак вже давно з'явилися сумніви щодо коректності застосування, оскільки це має протиріччя в ряді прикладів на практиці:

1) положення про те, що оптимальний сигнал для вимірювання зсуву частоти має являти собою дві розстроювані за часом дельта-функції, не відповідає дійсності, тому що, навпаки, використовується одна гармоніка;

2) високоточний багатоскальний фазовий метод вимірювань не отримує теоретичної підтримки від ФП, тобто нічим не обґрунтований;

3) «потенціальна» точність значно гірше в рекомендованій точці максимуму ФП, ніж при розстроюванні, де крутість вище, і це протирічить реальній метрології, де точність визначається найбільшою крутістю;

4) байєсівська теорія приймання, тобто визначення сигналів і вимірювання параметрів, неправомірно спирається на ФП;

5) синтез сигналів за теорією «потенціальної» точності з використанням ФП або другої похідної сигнальної функції не є оптимальним;

6) у теорії вимірювань на базі ФП, на відміну від звичайної метрології, нема місця для використання фундаментальних понять: а) про шкали; б) дискримінаційні характеристики; в) пов'язані з ними поняття чутливості вимірювачів тощо.

**Фізична сутність функції правдоподібності.** Якщо для калібрування шкали вимірника спочатку вимірювати якусь еталонну, практично істинну величину  $\lambda_i$ , то одержимо гістограму і розподіл  $p(\lambda - \lambda_i)$  реалізацій  $\lambda$  (рис. 1.1). Тепер вимірюємо невідому величину  $\lambda$  і отримуємо першу точкову оцінку.

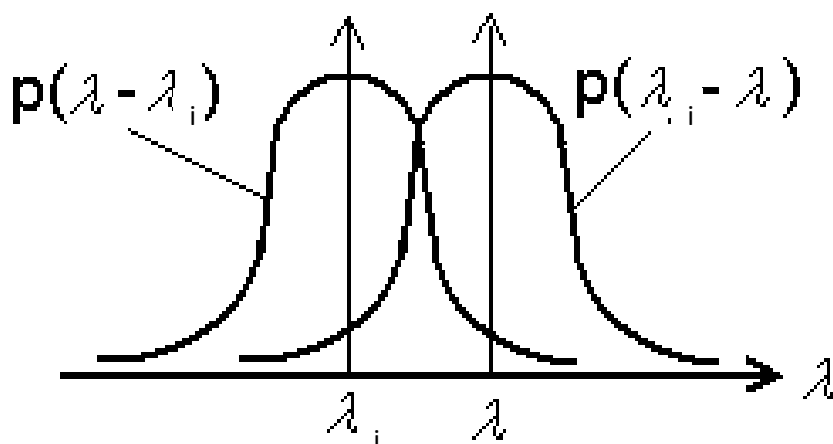


Рис. 1.1. Щільність розподілу ймовірності реалізацій вимірювань і функція правдоподібності

Далі природно вважати, що істинне значення невідомої величини розподілене так само, з тим же розподілом  $p(\lambda_i - \lambda)$  (рис. 1.1). Це і є функція правдоподібності, яка корисна в статистиці та при обробці результатів вимірювань тим, що дозволяє за рахунок накопичування незалежної статистики підвищувати точність і надійність результатів.

Для  $m$  незалежних вимірювань результуюча функція правдоподібності дорівнює добутку функцій правдоподібності з усіх вимірювань. За рахунок цього результуючий функціонал має меншу дисперсію.

При цьому з певною точністю результат вимірювання є добутком (сумою) істинної величини та випадкової похибки, а причини похибки не змінюються. Тому середня похибка при рівносторонньому розподілі щільності ймовірності істинного значення параметра (з додатними та від'ємними похибками) після осереднення зменшується.

Тепер для порівняння розглянемо функціонал правдоподібності.

**Функціонал правдоподібності, за Вудвордом.** Більш детальний розгляд нормально розподіленого шуму призвів до отримання щільності розподілу в інтегральній формі, тобто до отримання функціонала правдоподібності (ФП). Функціонал правдоподібності дає багато можливостей. Стало схоже, за Вудвордом, що знайдено основу для створення теорії оптимальних радіосистем, оптимальних алгоритмів, сигналів, структур і параметрів.

Існуючі теорії радіоелектронних систем розглядали їх ефективність або так звану «потенціальну» точність, чи «завадостійкість».

Тому не розглядалися інші напрями розвитку систем. З цих причин з'явилася велика різниця між некоректними теоріями оптимальності радіоелектронних систем і ефективністю та принципами дії реальних систем. Не випадково, що промисловики, будуючи реальні радіоелектронні системи, як правило, не використовують результати некоректних відомих теорій оптимальності систем і вимірювань.

Таким чином, на відміну від функції правдоподібності для функціонала правдоподібності (ФП) Вудворд знайшов канонічну (коректну) інтегральну форму залежності, де результатом приймання сигналу є ціла функція в завадах, а не результат кожного вимірювання.

За Вудвордом, багатомірну щільність розподілу ймовірності шумового корельованого процесу можна подати у вигляді добутку щільностей розподілів імовірностей взаємозалежних відрізків корельованого гаусового шуму:

$$p[n(t_1), n(t_2) \dots n(t_n)] = \prod_{i=1}^m \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp\left[-\frac{n^2(t_i)}{2\sigma^2}\right],$$

де  $\sigma^2$  - дисперсія флуктуаційного шуму  $n(t)$ ;

$m = T / \Delta t$ ;

$\Delta t$  - час кореляції;

$T$  - тривалість процесу.

Якщо чисельник і знаменник під знаком  $\exp$  помножити на  $\Delta t$  та зменшити їх до нуля, а число  $m$  одночасно спрямувати до безлічі, отримаємо

$$p[n(t)] = K_y \exp \left[ -\frac{1}{N_0} \int_0^T n^2(t) dt \right], \quad (1.1)$$

де  $\sigma^2 \Delta t = \sigma^2 / \Pi = N_0$  - спектральна щільність шуму.

На вхід радіоприймального пристрою надходить суміш  $y(t)$  сигналу  $S(t, \lambda_i)$  з невідомим істинним параметром  $\lambda_i$  із шумом  $n(t)$ :

$$y(t) = S(t, \lambda_i) + n(t). \quad (1.2)$$

Підставляючи вираз для шуму з формули (1.2) у формулу (1.1), можна одержати ФП, тобто функціонал щільності розподілу суміші  $y(t)$  сигналу з шумом, якщо сигнал з відомим параметром  $\lambda_i$

$$p[y(t) / \lambda_i] = K_y \exp \left[ -\frac{1}{N_0} \int_0^T [y(t) - S(t, \lambda_i)]^2 dt \right]. \quad (1.3)$$

Візьмемо цей самий функціонал відносно отриманої суміші  $y(t)$ , тобто в якості щільності розподілу самого сигналу з невідомим параметром  $\lambda_i$ . Це і буде функціонал правдоподібності (ФП).

$$p[S(t, \lambda_i) / y(t)] = K_y \exp \left[ -\frac{1}{N_0} \int_0^T [S(t, \lambda_i) - y(t)]^2 dt \right]. \quad (1.4)$$

ФП формул (1.3) або (1.4) має право на існування.

Але, по-перше, цей функціонал некоректний, тому що він розраховувався для  $\delta$ -корельованого шуму, який може бути у формулі (1.4) тільки тоді, коли сигнал з шумом підраховується на вході приймача. А на виході приймача шум корельований, тому що він у смузі сигналу. Залежність у формі інтеграла (1.4) некоректна.

По-друге, навіть якщо вважати формулу (1.4) коректною, ситуація схожа на випадок з функцією правдоподібності, але **результат вимірювань** – не величина оцінки, яка дорівнює добутку істинної величини та абсолютної похибки, а **функція часу**, яку вимірювати складніше у  $n$  разів, де  $n$  – кількість ступенів свободи. Тобто тут потрібне додаткове ускладнення вимірювача, щоб отримати оцінку функції часу. А вже потім вживати заходи для оцінювання сигналу та істинного параметра. Це можна зробити методом найменших квадратів (МНК), але з обмеженою точністю, тому що є тільки одна реалізація суміші.

Точніший результат можливий при попередньому накопиченні самої суміші, щоб сигнал накопичувався у фазі, а шум – у випадковій фазі. Такий метод відомий – це рециркулятор з його труднощами та недоліками. Перевагою його є накопичення енергії приблизно на порядок. Але це дуже складно і нерационально. Тому метод ФП у класичному варіанті недоцільний.

По-третє, Вудворд запропонував таке, що є його та його послідовників черговою помилкою: **природно вважати, що параметр  $\lambda_i$  (затримка в часі), який передавався, відомий, а потрібно визначити, який параметр у суміші.**

Але цього припущення взагалі робити не можна(!), тому що різниця параметрів у сигналі і сигналі в суміші з шумом не повинна бути, оскільки ця різниця суміші і сигналу має дорівнювати шуму, за формулою (1.2). Тобто в сигналі в суміші і сигналі, що віднімається, параметр повинен бути один і той же. Інакше не буде нормального розподілу шуму.

Це призводить до чергового парадоксу. **Це по суті означає волюнтаристське призначення різниці параметрів**, з якої можна отримати безліч неправильних варіантів, і навіть некоректно отриману функцію автокореляції (ФАК) сигналу. Але

для отримання ФАК зовсім непотрібний ФП, тому що вже відома ідея узгодженої фільтрації.

Така підміна параметра призводить до появи різниці параметрів і появи функції автокореляції сигналу. Правда, це наводить на думку, що це правильно, тому що нагадує погоджену фільтрацію. Але це некоректно.

Така підміна дає зразу все, тому що отримаємо відомий (начебто) ФАК у різному в літературі - багатомірному, корельованому, інтегральному, векторному та іншому – вигляді.

Така неправомірна підміна «дає»:

- 1) можливість синтезу оптимального алгоритму і структури всієї системи;
- 2) можливість оптимального синтезу технічних параметрів;
- 3) оптимальний синтез сигналу;
- 4) створення теорії радіотехнічних систем;
- 5) можливість урахування корельованих завад;
- 6) обробку сигнальних векторних полів;
- 7) можливість використання матричних представлень і багато іншого.

Тобто така підміна дає роботу численній армії вчених.

Але істина дорожче. Некоректний функціонал не може бути основою для методу.

Тому головна помилка ФП у тому, що з нього можна отримати алгоритм вимірювань, «потенціальну» точність, «оптимальні» сигнали і параметри для складних і різних векторних моделей параметрів і сигналів [1-3, 5, 8-11].

Про помилку Вудворда застерігають згадані **парадокси «потенціальної» точності, синтез сигналів і структур систем.**

Так, дисперсія «потенціальної» точності вимірювань параметра  $\lambda$  дорівнює

$$\sigma_{\lambda}^2 = \frac{1}{q\ddot{\Psi}_{\lambda}(\lambda_0)}, \quad (1.5)$$

де  $\ddot{\Psi}_{\lambda}(\lambda_0)$  - друга похідна сигнальної функції, або автокореляції, у точці максимуму;

$q$  – відношення потужностей сигналу до шуму.



За формулою (1.5), для підвищення точності при вимірюваннях запізнювання сигналу спектр автокореляційної функції повинен бути найширшим, в ідеалі – це дві дельта-функції за частотою, але такий сигнал не використовується. Для вимірювань частоти форма автокореляційної функції повинна бути дві дельта-функції за часом. Такі сигнали також не використовуються. А використовується, навпаки, вузькосмуговий сигнал.

Слідкувальні вимірювачі взагалі майже не використовують автокореляційну функцію сигналу та ще при її максимальному значенні, як у формулі (1.5). Цифрові вимірювачі також працюють за іншими принципами.

Незрозуміло, наприклад, для такої теорії, яка оптимальність у багатоскальних вимірювачів.

Більш того, залежно від того, яку функцію сигналу з якимось параметром розкласти в ряд Тейлора, можна отримати різні залежності такої дисперсії похибки вимірювань від квадрата першої похідної від сигналу або від другої похідної від сигналу, що не одне і те саме.

Зрозуміло, що підвищення точності вимірювань затримки сигналу залежить від ширини спектра. Але це впливає не з цієї теорії потенціальної точності, а з факту підвищення крутості фронтів сигналу на виході приймача. Взагалі в метрології крутість шкали називають чутливістю, і вона визначає точність вимірювань. А крутість найбільша не в центрі автокореляційної функції (рис. 1.2).

Єдина користь від теорії потенціальної точності – вона підштовхнула фахівців до розроблення теорії широкосмугових шумоподібних сигналів, які не є наслідком ФП.

Тобто синтез оптимальних сигналів за максимумом другої похідної сигнальної функції за формулою (1.5) також некоректний.

Теорія потенціальної точності протирічить метрології ще й тому, що вона не враховує метрологічну характеристику вимірювача, вплив апріорного діапазону і довірчого інтервалу на точність вимірювань.

Виникає питання, чи можлива взагалі реалізація вимірювань параметрів сигналу за вхідною сумішшю. Звичайно можлива, але все це впливає не з ФП.

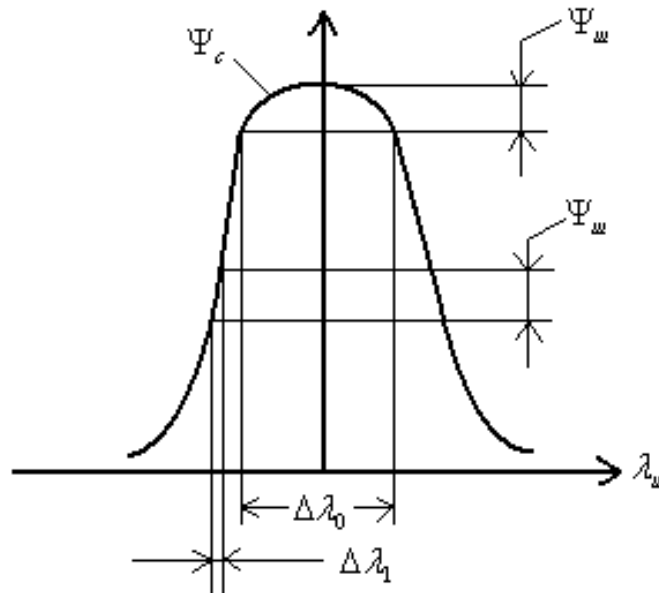


Рис. 1.2. Похибка  $\Delta\lambda_1$  на схилі автокореляційної функції  $\Psi(\lambda)$

**Перший шлях** для цього – це багатоканальний приймач з розстроюваними за параметром кореляційними каналами, які перекриваються на рівні половини максимуму функції кореляції. Переваги – це швидкодія у всьому діапазоні. Недоліки – громіздкість, висока вартість, багатозначність рішень при великому сигналі, не зовсім велика точність.

**Другий шлях** – це перестроювання кореляційного приймача або фільтра в діапазоні параметра. Переваги – простота, широкий діапазон параметра. Недоліки – затримка часу, динамічний ефект при швидкому перестроюванні, можливе пропускання імпульсного сигналу при повільному перестроюванні.

**Третій шлях** – це фізичне моделювання алгоритму ФП, яке може призвести до методологічно неоптимального екстремального регулювання.

Є також інші загальні методи, наприклад **багатошкальні, цифрові, комбіновані методи** і т. ін.

Тому синтез сигналів і структур систем також некоректно проводити з використанням ФП.

## Висновки

1. Використання інтегрального подання ФП, за Вудвордом [8] та ін., у якості теорії інформаційно-вимірювальних систем некоректне.

2. Метод Вудворда не є джерелом ідеї використання функції автокореляції, або сигнальної функції, і не враховує функціональні характеристики реальних вимірювачів і їх реальні показники якості: чутливість, реальний (фізичний) діапазон, апертура характеристики вимірювача, оптимальне узгодження цього діапазону з апертурою функціональної характеристики і т. ін.

3. У методі Вудворда не використовується векторна якість вимірювачів, тобто разом усі показники якості вимірювача: точність, фізичний діапазон, чутливість, довірчий інтервал або квантиль, час вимірювання, вартість і їх взаємозв'язок і протиріччя.

4. З методу Вудворда не впливає повна і коректна класифікація всіх можливих радіоелектронних вимірювачів, нема їх системного векторного аналізу якості і оптимального синтезу за критеріями, що враховують усі згадані та інші показники якості.

5. Для порівняння якості типів радіоелектронних вимірювачів потрібна, як мінімум, сукупність або вектор таких показників: точність, апріорний фізичний діапазон, довіра до оцінки (або квантиль), час вимірювань і вартість вимірювача.

Тому далі пропонується нова система поглядів на теорію і оптимізацію радіоелектронних інформаційно-вимірювальних систем, що є подальшим розвитком теорії ТСМ.

### **Контрольні питання**

1. Що таке проблема?
2. Які проблеми найцінніші?
3. Що таке глобальна оптимізація?
4. Якими є сучасні задачі оптимізації ТСМ?
5. Який функціонал використовувався в теоретичній радіотехніці для синтезу структури, сигналів, алгоритмів і параметрів радіотехнічних систем?
6. Недоліки теорії радіотехнічних систем, побудованих за Вудвордом.
7. Які показники недостатньо використовуються в загальній теорії радіотехнічних систем?
8. Які напрямки досліджень пропонуються в даному підручнику?

## **2. ВИРІШЕННЯ ПРОБЛЕМ ПАРАМЕТРИЧНОГО СИНТЕЗУ ОДНОФУНКЦІОНАЛЬНИХ СИСТЕМ**

У цьому розділі представлені такі задачі параметричного синтезу інформаційних або вимірювальних систем, які виконують одну функцію, з передачі інформації чи вимірювання:

1) за критерієм максимуму енергетичного потенціалу або завадостійкості інформаційної системи чи точності вимірювальної системи при обмеженні за вартістю;

2) критерієм максимуму економічної ефективності або безвідмовності, тобто надійності системи при обмеженні за вартістю.

### **2.1. Показники якості інформаційних і вимірювальних систем**

Відомо [11, 19], що найбільш об'єктивним критерієм оптимальності можна вважати умовний критерій, який враховує сукупність показників якості, поданих у тактико-технічних вимогах (ТТВ).

До сучасних інформаційно-вимірювальних систем висувають безліч таких тактико-технічних вимог, виконання яких забезпечує створеній системі успішне функціонування і вирішення поставлених завдань. Назвемо більш повний склад показників якості систем, що звичайно входять до складу ТТВ до системи:

1. Точність вимірювань параметрів руху об'єкта.
2. Діапазон вимірювань параметрів руху об'єкта.
3. Завадостійкість передачі інформації прямого і зворотного каналів.
4. Точність зв'язу часу і прив'язки шкал.
5. Час вимірювань і передачі інформації.
6. Надійність функціонування.
7. Електромагнітна суміщеність.
8. Швидкість передачі інформації.
9. Пропускна спроможність радіотехнічних систем.
10. Живучість.
11. Завадозахищеність.

12. Економічність.

13. Вага апаратури та її складових частин.

14. Об'єм апаратури та її складових частин.

15. Ергономічність.

Додаткові показники спеціальних систем зв'язку:

16. Якість зв'язку систем управління:

- своєчасність;

- достовірність;

- прихованість, або завадозахищеність.

17. Стійкість, надійність, живучість.

18. Пропускна спроможність, або швидкість передачі повідомлень.

19. Мобільність.

20. Безпека системи зв'язку.

**Основні види систем передачі інформації.** Системи передачі інформації розрізняються за призначенням, видом послуги зв'язку, видом лінії зв'язку, видом і характером передаваної інформації, за формою сигналів, принципом дії, методом і засобами передачі сигналів. Основні види систем передачі інформації:

1) системи телефонного зв'язку;

2) системи звукового мовлення;

3) системи факсимільного зв'язку;

4) системи телевізійного зв'язку;

5) системи телеграфного зв'язку;

6) системи передачі даних.

Спеціальні системи електрозв'язку:

1) системи телеметрії;

2) системи телесигналізації і телеуправління;

3) системи радіолокації;

4) системи радіонавігації;

5) супутникові системи зв'язку.

**Допустимим показником якості** будемо називати таке його числове значення, яке задовольняє замовника системи.

Сукупність допустимих показників якості являє собою потрібну узагальнену якість ІВС, або **тактико-технічні вимоги (ТТВ)** до системи.

При оптимізації ІВС на етапі проектування, а також для оцінки зазначених показників якості зручніше виражати їх у конкретній числовій формі у вигляді вектора, що досить повно описує якість майбутнього виконання основної задачі. Вектор наведених вище якісних показників можна використовувати для оптимізації будь-яких ІВС.

Для інформаційних звичайних систем потрібні показники 3, 5, 6, 7, 8, 12. Показники 5 і 8 взаємопов'язані і можуть бути враховані смугою передачі сигналу. Показники 6 і 7 будуть враховані в подальшому. А показники 3 і 12 враховані в наступній задачі оптимізації.

Показники 1, 2, 4, 5, 6, 12 для вимірювальних систем або каналів також будуть враховані в подальших підрозділах.

Показники якості ІВС є взаємозалежними і взаємообумовленими через ФЕ, які визначають відповідні технічні параметри. Взаємозалежність обумовлюється тим, що такі показники якості, як надійність і вартість, мають глобальний, майже всеохоплюючий характер. Більш повний облік показників приводить прийнятну модель якості системи в більшу відповідність з потрібною реальною ІВС. У цьому світлі розв'язок задачі оптимізації ІВС за показниками, або критеріями 1-16, рівноцінний глобальному розв'язку про оптимальні технічні параметри, а отже, про ФЕ при фіксованих значеннях вектора оптимальних ТТВ.

У даному підрозділі сформульована і розв'язана в загальному вигляді задача оптимізації однопараметричної вимірювальної системи за критерієм мінімуму похибки вимірювання параметра руху абонента при обмежених асигнуваннях на систему. Вона повинна бути розв'язана на множинах технічних, сигнальних і структурних параметрів за вектором (списком) показників якості з ТТВ. Однак відповідно до гносеологічних принципів Декарта й У. Оккама [19, 20] спочатку задача ставиться по двох показниках, один з яких показник якості, другий – витратний показник, а потім узагальнюється за більшою кількістю показників якості. Причому варіюються тільки технічні параметри системи. Такі задачі оптимізації називають також задачами параметричного синтезу. Термін “синтез” використовується також для задач оптимізації

алгоритму і структури систем із урахуванням основних критеріїв якості.

Одноканальні системи зв'язку мають тільки одну функцію – передачу потрібної інформації або інформаційних сигналів для вимірювань. Якість передачі інформації визначається для безперервних інформаційних і вимірювальних систем відношенням потужності сигналу до шуму  $q$ , а для цифрових систем – імовірністю помилки, яка теж залежить від цього відношення.

Для будь-яких інформаційних або вимірювальних систем загальний показник завадостійкості залежить від відношення потужності сигналу до шуму, яке визначається на виході системи обробки сигналу і на вході кінцевого приладу – терміналу. Але цього замало, тому що на вході терміналу ще потрібно мати певну вхідну потужність сигналу. Тому безперервний ланцюг функціональних елементів (ФЕ) системи передачі забезпечує не тільки показник відношення потужності сигналу до шуму на вході терміналу, але і показник потрібного підсилення.

Усі підсилювачі при врахуванні завадостійкості впливають на коефіцієнт шуму приймача, і цим впливають на завадостійкість системи, з іншого боку, вони забезпечують потрібну смугу пропускання, узгоджену фільтрацію, а отже, боротьбу з завадами і автоматичне регулювання підсилення. Але відношення потужностей сигналу до шуму не залежить від коефіцієнта підсилення приймача.

Тому результати дії всіх ФЕ, які беруть участь в обробці сигналу з метою забезпечення потрібного відношення потужностей сигналу до шуму, можуть бути враховані шляхом добутку функцій передачі елементів від передавача до терміналу, який може служити або цільовою функцією, або обмеженням задачі оптимізації. А результат передачі сигналу може бути записаний або у формі як для радіолокації, або у формі як для кабельного каналу зв'язку. У будь-якому разі відношення потужностей сигналу до шуму на вході кінцевого пристрою - телефон, факс, телекс і т. ін. – можна подати у вигляді добутку функцій від технічних параметрів ФЕ  $Y_j$ , а також параметрів розстроювань, збурень і неідеальностей системи  $Y_{ji}$  [19]. Для

спрощення задачі назвемо згадані функції  $X_j(Y_{ji})$  фазовими параметрами, тому що вони відображують стан системи в певний час.

Фазовими параметрами мають бути функції від технічних параметрів і параметрів впливу на енергію сигналу, а саме розстроювань, збурень і неідеальностей. Виявлення залежностей  $X_j(Y_{ji})$  і показників якості від них будемо називати системним аналізом [19, 20]. Якщо величини випадкові, то беруться середньостатистичні параметри. А використання відношення потужностей сигналу до шуму з випадковими параметрами в задачах оптимізації буде називатися стохастичним програмуванням.

У разі вимірювальних систем дисперсія похибки вимірювання за рахунок випадкової шумової складової похибки для дискримінаторів [19]

$$\sigma_{\lambda}^2 = \frac{\Delta\lambda^2}{q} = \frac{1}{(\Delta\lambda)^{-2} q} = \frac{const}{\prod_{j=1}^{n_1} X_j(Y_{ji})},$$

де  $\Delta\lambda$  - апертура, діапазон однозначності відліку, оцінки;  
 $q$  – відношення потужностей сигналу до шуму.

За рахунок розстроювань еталонів  $X_i$  і похибок розповсюдження  $D_c$  дисперсія похибок відповідно збільшується:

$$\sigma_{\lambda}^2 = \left( \frac{const}{\prod_{j=1}^{n_1} X_j} + \sum_{i=1}^{n_2} X_i^2 \right) + D_c. \quad (2.1)$$

У разі інформаційної цифрової системи з  $m_1$  ортогональними сигналами ймовірність помилки



$$P_{\text{ош ср}} = \sqrt{m_1 - 1} \exp\left(-\frac{q_{\text{п}}}{2} - 1,4\right), \quad (2.2)$$

де  $q_{\text{п}}$  - відношення сигнал/шум на виході приймача, а обернено пропорційне відношення потужностей сигналу до шуму дорівнює

$$\frac{1}{q_n} \leq \frac{1}{2 \ln \frac{\sqrt{m_1 - 1}}{P_{\text{ш доп}}} - 2,8} = \frac{1}{q_n} = \frac{\text{const}}{\prod_{j=1}^{n_1} X_j(Y_j)}. \quad (2.3)$$

Зрозуміло, що найбільшу завадостійкість і найбільшу точність повинні мати однофункціональні (одноканальні) системи з показниками формул (2.1), (2.3). Ці показники можуть служити цільовою функцією задач оптимізації. При цьому є певна залежність якості системи від технічних параметрів: чим більший параметр, тим краще система.

Але кожен фахівець розуміє, що завжди існує якийсь обмеження згори, тому що чим краще ФЕ, який реалізує технічний параметр, тим складніше та важче зробити ФЕ. Таким **всеосяжним показником обмеження є вартість, з урахуванням якої з'являється можливість оптимізації.**

**Ідею оптимізації** в спрощеному вигляді можна викласти так. Передбачається, наприклад, що є висока кореляція між основними технічними параметрами і вартістю ФЕ та системи, тобто при поліпшенні якості внутрішніх (технічних) параметрів або зовнішніх (показників якості системи) вартість системи монотонно збільшується. Наприклад, при збільшенні потужності або при зменшенні нестабільності частоти вартість відповідних елементів і самої системи зростає.

Задані вимоги до показників якості системи є обмеженнями для тих технічних параметрів, від яких залежать ці показники. Наприклад, похибка передачі інформації або похибка вимірювань параметрів руху залежить від відношення сигнал/шум на виході каналів. У свою чергу відношення сигнал/шум залежить від таких технічних параметрів, як потужність передавача, коефіцієнт підсилення антени, коефіцієнт шуму приймача, втрати енергії сигналу в тракці приймача і т. д.

Наприклад, якщо асигнування, призначені для створення антени і передавача, вкласти тільки в антену, то на передавач асигнувань не вистачить, і енергетичний потенціал буде нульовим, і навпаки, якщо на передавач вкласти всі асигнування, а на антену майже нуль, то все одно добуток, або нульовий потенціал, буде нульовим. Максимальне відношення сигнал/шум буде при якихось певних асигнуваннях на ці ФЕ.

### **Контрольні питання**

1. Показники якості в однофункціональних системах.
2. Показник якості в системах передачі інформації.
3. Показник якості у вимірювальних системах.
4. Основна ідея оптимізації завадостійкості систем при обмеженнях за вартістю.

### **2.2. Вартість функціональних елементів у формі блоків або модулів системи**

У теорії систем існують намагання наблизити її до реальних систем і реального їх проектування. А для цього необхідно:

1) детальніше розглядати процес дії систем і функціональних елементів (ФЕ);

2) враховувати на рівні ФЕ через їх параметри всі як суттєві явища, так і менш суттєві явища - розстроювання, збурення та неідеальності;

3) функціональні елементи розглядати та будувати у формі стандартних блоків або модулів;

4) враховувати вартість ФЕ, оскільки це дає можливість оптимізації систем і є єдиним способом врахувати якоюсь мірою технологічність і серійність ФЕ. Тому зрозуміле прагнення розробників використання вартості при побудові систем.

Вже існує ряд задач оптимізації систем з використанням вартісного показника [19-23]. **Головні недоліки таких реальних задач**, як і в поняття вартості:

1) вартість – це нечітка множина, оскільки залежить від багатьох показників і факторів системи та ФЕ, від їх стандартів, розмірів живлення та ін.;

2) незрозуміло, звідки і з яких умов з'явилися залежності вартості від параметрів;

3) незрозуміло, у якому часі вони справедливі, чи можна їм довіряти;

4) не завжди зрозумілий сенс поняття вартості.

Тому **відомі задачі з показником вартості непридатні для використання** у проектуванні та розробленні реальних систем і мереж і є потреба в чіткому використанні вартості, яке буде представлено в методі перетворення нечіткої множини вартості у випадкову величину.

Тобто є потреба чітко сформулювати обмеження за вартістю для задачі синтезу ІВС, яку, на відміну від існуючих задач, пропонується ставити у вигляді задач вибору. На відміну від інших задач, з урахуванням показника вартості задача оптимального вибору має справу з реальними ФЕ. Тому знаходження ФЕ з оптимальними параметрами надає впевненості в реалізації та технологічності самої системи. Якщо ФЕ виготовлений у вигляді готових модулів з універсальними портами, то система складається швидко і може навіть переформатуватись.

Спочатку такі задачі звичайно представлені техніко-економічними даними у вигляді нечіткої множини, що призводить до дискретного програмування. Такі задачі мають суттєві недоліки, головний з них – великий обсяг обчислень. Тому таку задачу перетворюють у задачу нелінійного програмування з обмеженнями.

Недолік дискретного програмування - дуже великий обсяг розрахунків. При кількості реалізацій  $i$ -го параметра  $m_i$  (кількість однорідних елементів) і кількості різних параметрів  $N$  системи кількість обчислень  $M$  цільової функції при заданих значеннях параметрів і порівнянь за рівнем  $C$  дорівнює  $M = \prod_{i=1}^N m_i$ .

Наприклад, при  $m_i = m > 10$  і  $N > 20$  кількість обчислень цільової функції буде  $M > 10^{20}$ . Якщо час розрахунку цільової функції дорівнює 1 мкс, то потрібні роки безперервного рахування.

Відомий метод пошуку максимальної завадостійкості за методом перебору комбінацій ФЕ. Комбінація ФЕ – це їх необхідний набір для реалізації всіх їх функцій.

Тому перетворення дискретних некорельованих значень вартості ФЕ для представлення обмежень на кожний з параметрів у вигляді безперервних функцій середньоквадратичної регресії є кращим у цих умовах способом формалізації задачі.

Якщо задачу оптимального синтезу параметрів ІВС за умовним критерієм якості можна представити спочатку як задачу дискретного оптимального вибору елементів або як задачу дискретного програмування, то така постановка задачі дозволяє при її розв'язанні за маркетинговими даними з використанням значних обчислювальних засобів визначити кращі для даної системи функціональні елементи. Однак для великої кількості технічних параметрів і багатой статистики задача стає громіздкою, потребує великої пам'яті персонального комп'ютера (ПК), великої кількості часу і викликає суттєві труднощі при аналізі проміжних результатів. Крім того, при цьому не використовуються переваги інших методів математичного програмування.

Як правило, і без оптимізації при проектуванні ІВС існує евристичний підхід у питаннях урахування техніко-економічних, масотехнічних та інших ресурсних даних. Такій підхід загрожує ще більш великими втратами або невикористаними можливостями у процесі створення основних якостей радіозасобів.

Але якщо відповідну статистику, техніко-економічні параметри комплектуючих функціональних елементів ІВС певним чином обробити, то можна при цьому перетворити нечітку множину вартості у випадкову величину і отримати такі переваги:

- 1) виявити кореляційні, навіть функціональні залежності між технічними параметрами ІВС і ресурсними показниками;
- 2) універсалізувати процеси відшукування зв'язків ресурсних показників з технічними параметрами;
- 3) ставити задачі прогнозу і навіть дальніх перспектив розвитку і стандартизації функціональних елементів (ФЕ);
- 4) створювати нові і швидкі методи загального синтезу ІВС;

5) отримувати обґрунтовані й оптимальні розв'язки для цілих класів ІВС і оцінювати ступінь їх якості;

6) отримувати можливість модернізувати ІВС, маючи оптимальний розв'язок у якості реперного простору, щось на кшталт групового еталона;

7) отримувати можливість порівняння ІВС одного класу і призначення за одним вектором показників якості;

8) отримувати можливість оптимальної, більш об'єктивної стандартизації функціональних елементів і ІВС;

9) отримувати можливість враховувати при синтезі ІВС вплив нових результатів у теорії ІВС, появу нових ФЕ, появу нових технологій і фізичних принципів роботи ФЕ;

10) за «кривими обміну» оцінювати ефективність і технологічність як функціональних елементів, так і самих ІВС;

11) оцінювати перспективні напрямки в розробленні і виробництві нових ФЕ, тобто вказувати, які ФЕ є перспективними і як їх за необхідності модернізувати;

12) оцінювати стабільність оптимумів і діапазони оптимальності.

Тобто таких переваг можна досягнути, якщо певним чином обробляти техніко-ресурсну маркетингову статистику на етапі створення ІВС і якщо скористуватись більш надійними отриманими результатами для розв'язання задач оптимального синтезу ІВС з усіма показниками якості. На рис. 2.1 наведено приклад обробки техніко-економічної статистики за маркетинговими даними. За координатами вибирається вартість, або ресурс,  $C_i(X_i)$ , який має  $i$ -й ФЕ з технічним параметром  $X_i$  таким, що чим він менше, тим краще для системи. Якщо параметр, навпаки, більший, то використовуємо значення  $X_i^{-1}$ . Тоді зрозуміло, які ФЕ можна відбракувати. Для інших ФЕ: чим вони ближче до осей, тим краще для системи. Оскільки оптимальне значення до розв'язання задачі невідоме, то методом МНК проводимо лінію середньоквадратичної регресії (ЛСКР) вартості на параметр. Такі лінії бажано мати для всіх ФЕ. Ті параметри, для яких відсутні ЛСКР, не беруть участі в оптимізації.

Якщо є ФЕ, для яких точки вищі ЛСКР, то це може бути або спекуляція, або залежність вартості ФЕ ще й від інших параметрів. Якщо вартості ФЕ нижче ЛСКР, то це можуть бути демпінгові ціни, нестача якості або розпродаж.

У будь-якому разі нечітку множину вартості ФЕ вдалося перетворити на випадкову величину. Відбракування і ЛСКР можна було б проводити і нижче за вартістю. Але це може призвести до втрати точності та впевненості в розрахунках.

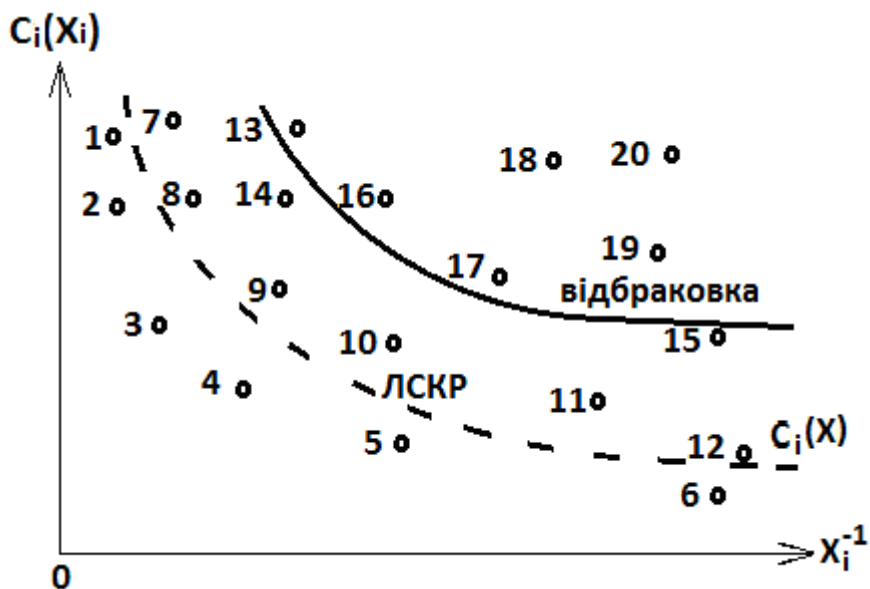


Рис. 2.1. Приклад техніко-економічної статистики

На рис. 2.1 позначено: 1-20 – номери виробів ФЕ певних фірм з вартістю, або ресурсом  $C_i(X_i)$ , і параметром  $X_i$ , який чим він більше, тим краще для системи.

Вартість будь-якого ФЕ завжди є нечіткою множиною, тому що, крім основного параметра, функціональний елемент залежить також від інших неосновних параметрів, від імов застосування та інших факторів. Таку вартість не можна використовувати.

Таким чином, для коректної обробки техніко-ресурсної статистики необхідно таке:

- 1) для кожної точки статистики в певній таблиці відображуються також інші другорядні параметри ФЕ;
- 2) відбраковуються явно не кращі ФЕ;
- 3) будується ЛСКР методом найменших квадратів (МНК);

4) в оптимізації беруть участь ті ФЕ, для яких є ЛСКР;

5) решта параметрів ФЕ, які не беруть участь в оптимізації, фіксуються і за розміром беруться (по можливості) такими ж, як у ФЕ реальної ІВС того самого призначення.

Необ'єктивність, нечіткість або велика дисперсія витратного чи іншого ресурсного показника закладає в методику досліджень певну похибку. Для вартісного показника вона може бути суттєво зменшена, якщо діяти з урахуванням докладеного:

1) для реального синтезу ІВС брати по можливості оптову ціну функціональних елементів;

2) підходити до визначення вартості чи ціни ФЕ однотипних ІВС з позицій рівноправності показників якості для умовного критерію переваги [11, 20];

3) виробляти перерахунок вартості (ціни) до даного моменту;

4) відбракувати за методикою за допомогою МНК або факторного аналізу, або хоч би евристично, елементи з явно спекулятивними чи демпінговими значеннями ціни, якщо часу існування демпінгових цін достатньо для комплектування оптимізованої ІВС;

5) відбирати функціональні елементи засобів зв'язку з приблизно однаковими параметрами та для ІВС одного призначення.

У результаті обробки статистики обмеження на загальну вартість ІВС або на вартість частини системи можна записати так:

$$\sum_{i=1}^n C_i(X_i) \leq C_\delta, \quad (2.4)$$

де  $C_\delta$  - допустиме значення вартості;

$n$  – кількість елементів, що оптимізуються.

Отримані лінії середньоквадратичної регресії повинні бути монотонними. В іншому випадку можна шукати розв'язок на кусково-безперевних обмеженнях. Дану ділянку можна, наприклад, зшивати за методом штрафних функцій. Ці лінії

можуть бути опуклими або вгнутими. Тому потрібні відповідні дослідження одномодальності оптимума, збіжності розв'язків і так далі, як і в усіх задачах нелінійного програмування.

При оптимізації інформаційної системи можна скористатися цільовою функцією (2.3) та обмеженням (2.4) на загальну вартість системи для пошуку оптимальних значень параметрів, при яких завадостійкість буде найкращою при допустимих обмеженнях за вартістю.

Насамперед зауважимо, що можлива подвійна постановка задачі – мінімум вартості при обмеженнях на завадостійкість. Розв'язання буде однаковим, якщо для обмеження другої задачі використовується максимум завадостійкості першої задачі.

Вартості  $C_i(X_i)$  ФЕ системи залежать не тільки від необхідних  $X_i$ , а також від інших критеріїв, наприклад надійності, довговічності, ваги і т. п. Тому  $C_i(X_i)$  повинні визначатися за можливо рівних умов і однакового призначення блоків.

Як і будь-яку безперервну і гладку функцію, що має похідні багатьох порядків, її можна представити у вигляді ряду Тейлора у межах точки  $(X_{i0}, \dots, X_{j0})$ :

$$C(X_1, \dots, X_n) = C(X_{10}, \dots, X_{n0}) + \sum_{i=1}^n C'_{i0} (X_i - X_{i0}) + \sum_{ij}^{n-1} C''_{i0} \frac{1}{2} (X_i - X_{i0})(X_j - X_{j0}) + \dots, \quad (2.5)$$

$$\text{де } C'_{i0} = \frac{\partial C}{\partial X_i}; \quad X_i = X_{i0}; \quad C''_{i0} = \frac{\partial^2 C}{\partial X_i \partial X_j}; \quad X_i = X_{i0}, X_j = X_{j0}.$$

Коефіцієнти розкладання можна знайти методом найменших квадратів. Чим більше вибіркового значень  $C_i(X_i)$  і краще їх групування навколо математичного очікування, тим менше невизначеності в об'єктивному законі залежності вартості від фазових параметрів.



Таким чином, як обмеження на параметри або як критерій економічної ефективності, **вартість має такі переваги** порівняно з багатьма іншими показниками:

- вартість характеризує якість виробу;
- адитивність: вартість системи є сумою вартостей її окремих частин і блоків;
- "тотожність ефекту": за допомогою вартості можна порівняти внесок параметрів у показник якості системи;
- зв'язок з технологічністю: вартість характеризує виріб і технологію його виробництва.

**Недоліки вартості:** невизначеність, нечіткість, ринкова нестабільність.

Причинами є:

- 1) обмеження за вартістю все одно є і воно завжди, хоча й інтуїтивно, враховується конструкторами;
- 2) витратний показник має глобальний характер і стосується всіх елементів, вузлів і агрегатів;
- 3) без витратного показника розроблення системи носить напівфантастичний характер;
- 4) іншого підходу з боку теорії систем до технології виготовлення ІВС та їх ФЕ поки нема;
- 5) без витратного показника неможливе планування, маркетинг та оцінка загальної ефективності ІВС та ін.

Тим не менше вартість все частіше використовується для задач синтезу, тому що вона носить узагальнюючий характер.

### **Контрольні питання**

1. Переваги показника вартості.
2. Недоліки показника вартості.
3. Чому вартість завжди є нечіткою множиною?
4. Як перетворити нечітку множину вартості у випадкову величину?

### 2.3. Розв'язання задач оптимізації однофункціональних систем

Приклади оптимізації радіоелектронних систем різного рівня наведені в роботах [11, 21-23]. Їх недоліки:

- 1) тип згаданого затратного показника;
- 2) недоліки методів розв'язання задач;
- 3) велика кількість показників якості;
- 4) велика розмірність задач.

Розглянемо задачу оптимізації інформаційно-вимірювальних систем за критерієм завадостійкості або максимуму відношення потужностей сигнал/шум  $q$  при обмежених асигнуваннях на систему на множині технічних параметрів і параметрів розстроювань, збурень і неідеальностей ( $\bar{Y}$ ). Задача усуває перелічені недоліки і легко вирішує проблему багатомірності [20], про що буде сказано далі.

У формуванні показника якість–завадостійкість беруть участь практично всі ФЕ, які підвищують або послабляють енергетичний потенціал інформаційної системи. Але ряд необхідних для системи ФЕ, які виконують інші важливі функції, мало впливають на енергетичний потенціал. Тому виявилось можливим задачу оптимізації ІВС розкласти на декілька задач за іншими показниками та параметрами, згаданими на початку розділу.

Крім того, у системі є числені розстроювання, збурення та неідеальності системи. Будемо шукати кращу систему. Тому вважатимемо малим вплив паразитних параметрів розстроювань, збурень і неідеальностей на відношення сигнал/шум, тому що факторів впливу багато, усі вони разом суттєво впливають на відношення сигнал/шум і їх усіх потрібно враховувати. Сумісний вплив факторів на вихідний ефект  $\Psi(\bar{X}(\bar{Y}))$  при їх малих значеннях факторизує функції  $X_i(Y_i)$  параметрів впливу [19, 20]. Наприклад, при кореляційному прийманні вихідний сигнал можна розкласти в ряд Маклорена та задовольнитися членами першого порядку:

$$\Psi(\tau, \bar{Y}) = \int_0^T S(t - \tau, \bar{Y}) S_{on}(t) dt \approx \psi(\tau, 0) + \sum_{i=1}^m \psi'_i(\tau, 0) Y_i + \sum_i \sum_j \psi'_i \psi'_j Y_i Y_j + \dots$$

Оскільки добуток  $(\mathbf{1} + \boldsymbol{\varepsilon})(\mathbf{1} + \mathbf{v}) \approx \mathbf{1} + \boldsymbol{\varepsilon} + \mathbf{v} + \dots$ , то, і навпаки, перші складові можуть бути подані з тією самою точністю у факторизованому вигляді

$$\Psi(\tau, \bar{Y}) \approx \psi(\tau, 0) \prod_{i=1}^n \left[ 1 + \frac{\psi'_i(\tau, 0)}{\psi(\tau, 0)} Y_i \right] = \psi(\tau, 0) \prod_{i=1}^n X_i(Y_i).$$

З урахуванням впливу технічних параметрів і параметрів паразитних факторів відношення сигнал/шум  $q(\bar{X})$  на виході інформаційного або вимірювального каналу можна записати в загальному вигляді

$$q(\bar{X}(\bar{Y})) = k_1 \frac{1}{\prod_{j=1}^{n1} X_j(Y_j)}. \quad (2.6)$$

Тобто показник якості інформаційної системи (2.6) також може враховувати вплив негативних явищ, системний аналіз яких викладено у роботах [19, 27].

Задача оптимізації ІВС за умовним критерієм завадостійкості (2.6) при обмеженні (2.4) подана як

$$q(\bar{X}(\bar{Y})) = k_1 \frac{1}{\prod_{j=1}^{n1} X_j} \quad (2.7)$$

при  $\sum_{i=1}^n C_i(X_i) \leq C_d$ .

Розв'язання задачі можливо будь-яким методом математичного програмування.

Але до цих методів висуваються такі вимоги, обумовлені нечіткістю вартості:

- 1) універсальність;
- 2) простота;
- 3) боротьба з багатовимірністю;
- 4) швидка збіжність;
- 5) достатня точність.

Відомий метод Вульфа задовольняє вимоги, крім вимог 3, 4, 5. Тому запропоновано новий метод за ідеєю сепарабельного програмування. У ньому лінеаризується тільки обмеження за вартістю (2.5).

$$q^{-1}(\bar{X}) = k_1 \frac{1}{\prod_{j=1}^{n1} X_j} \quad (2.8)$$

при  $\sum_{j=1}^{n1} [C_j(X_{0j}) + C'_j(X_{0j})(X_j - X_{0j})] = C_d$

або  $\sum_{j=1}^{n1} C_j^1(X_{0j})X_j = C_e,$  (2.9)

де  $C_{e1} = C_{d1} - \sum_{i=1}^{n1} C_{0i} + \sum_{i=1}^{n1} C'_i(X_{0i}).$

Оскільки в цільовій функції (2.7) була заміна технічних параметрів фазовими параметрами, то і в обмеженні за вартістю теж потрібна така заміна. Це суттєво спрощує задачу.

Для розв'язання задач застосовується метод множників Лагранжа. Формується функція Лагранжа

$$L = \frac{k_1}{\prod_{j=1}^{n1} X_j} + \lambda \left[ \sum_1 C_j^1(X_{0j})X_j - C_{e1} \right],$$

звідки

$$\frac{\partial L}{\partial X_k} = -\frac{a}{X_k} + \lambda C_k^1 = 0 \quad \text{для } \forall k \in (1, n1),$$

де  $a = \frac{k1}{\prod_{j=1}^{n1} X_j}$ .

Підставивши множник Лагранжа в обмеження (2.9), отримаємо розв'язок задачі

$$X_{i(p)} = \frac{C_{e1}(\bar{X}_{(p-1)})}{n1 C_i'(X_{i(p-1)})}, \quad (2.10)$$

де  $p$  – номер ітерації,  
та оптимум

$$q^{-1}(\bar{X}_{opt}) = \frac{k_1 \prod_{j=1}^{n1} C_j^1(X_{j(p)})}{[C_{e1}(\bar{X}_{(p)}) / n1]^{n1}}. \quad (2.11)$$

Тоді відношення потужностей сигнала до шуму набуває вигляду

$$q(\bar{X}_{opt}) = k_2 [C_{e1}(\bar{X}_{opt}) / n1]^{n1},$$

де  $k_2 = \frac{1}{k_1 \prod C_j'(X_{joop})}$ .

На відміну від методу Вульфа, тут відбувається:

1) розв'язання простішої задачі **будь-якого розміру в аналітичному вигляді**, користуючись сепарабельністю функцій;

2) використання досить простого розв'язання, отриманого в аналітичному вигляді (у вигляді формули) у якості ітеративного розв'язку;

3) її кінцевий розв'язок, якщо функція зв'язку була лінійною;

4) якщо ні, то розвіток можна оцінити за критерієм близькості апроксимації до початкової функції за всіма параметрами  $\Delta X_i^2 \leq \frac{0,2C'_i(X_i)}{C''_i(X_i)}$ , де  $C''_i(X_i)$ - друга похідна вартості;

5) для параметрів, які знаходяться поза областю задовільної апроксимації, - обмеження кроку до межі цієї області.

Правилом зупинки може служити критерій точності розв'язання

$$X_{j(p)} - X_{ij(p-1)} \leq \sigma X_{j(p-1)},$$

де  $p$  - номер кроку ітерації;

$\sigma$  - відносна точність розв'язання;

$j$  - номер параметра.

Таке розв'язання має переваги перед відомими методами математичного програмування:

1) вирішується проблема багатомірності;

2) простіше розв'язуються задачі на умовний екстремум, але поки що при одній функції зв'язку;

3) програма стає універсальною відносно будь-яких функцій зв'язку, а при повному наборі розв'язаних простіших задач вона може бути універсальною і для різних класів цільових функцій;

4) характер вгнутості або опуклості впливає лише на наявність потрібного екстремуму;

5) значення в числах використовуються тільки при ітераціях;

6) результат отриманий у вигляді алгоритму та оптимуму в аналітичному вигляді та придатний для аналізу в області задовільної апроксимації, що особливо важливо при

стохастичному програмуванні для визначення довірчих інтервалів;

7) технічні параметри відшуковуються у вигляді зворотних функцій.

Таким чином, у даному прикладі оптимізації, як і в наступних прикладах, проглядається головна ідея нового методу математичного програмування, яка усуває згадані недоліки існуючих методів. Ця ідея використовує лінійну апроксимацію складної, навіть несепарабельної, функції зв'язку, приведення цільової функції до стандартного, краще до сепарабельного, вигляду, для якого вже відомо аналітичний розв'язок типових задач, використання ітерації для нелінійних функцій зв'язку і правил зупинки та поетапне ускладнення задачі практично блочного програмування.

За збіжністю метод ітерацій близький до градієнтних методів першого порядку, а при регулюванні кроку ітерації – до градієнтних методів другого порядку.

Для поширення можливостей застосувань даного методу можна у вигляді таблиці підвищувати кількість форм і типів цільових функцій та обмежень, для яких відомі аналітичні розв'язки більш простих задач оптимізації.

Наприклад, замість параметрів  $Y_i$  можна використовувати монотонні функції  $X_i = X_i(Y_i)$  від них. У цьому разі функцію зв'язку необхідно також представити через функції параметрів, використати відомий аналітичний розв'язок задачі та знайти параметри.

Метод також дозволяє без суттєвих похибок за рахунок лінеаризації використати для оптимізації довільну несепарабельну функцію зв'язку. Однак крок ітерацій при цьому може бути відповідно меншим, щоб були достатньо малими одночлени другого порядку меншості.

Ітеративний процес являє собою перекочування гіперплощини по гіперповерхні обмежень до потрібної точності.

Реальні прикладні задачі оптимізації, як правило, складніші. Сепарабельність цільової функції дозволяє вирішити проблему багатомірності, розпаралелити складні задачі на простіші, знайти готові стандартні аналітичні розв'язки з банку

даних для простіших задач і зшити результати розв'язань за методом блочного програмування.

Результати розв'язання задач за новим методом будуть мати всі вказані переваги порівняно з відомими методами нелінійного програмування:

- 1) вирішення проблеми багатомірності;
- 2) універсальність програм за формою функцій, а також за рахунок розширення бази відомих простіших задач;
- 3) проста програма і спрощений розв'язок;
- 4) підвищена оперативність;
- 5) спрощення підготовки задач, перевірка унімодалності, незалежності показників, умов існування функцій і т. ін.;
- 6) отриманий в аналітичному вигляді результат в околі оптимуму більш придатний для його математичного аналізу.

Для вимірювальних систем або окремих каналів можлива оптимізація за критерієм мінімуму дисперсії похибки вимірювань при обмежених асигнуваннях. При цьому для оптимізації параметрів використовуються показники якості 1, 12, а показники якості 2-5, 7 використовуються в якості параметрів при структурному синтезі.

Тому задача оптимізації частини системи, призначеної для боротьби з завадою і для підвищення відношення потужності сигналу до шуму при обмеженні на асигнування повинна мати вигляд аналогічний формулам (2.8), (2.9), але такий, що враховує також похибку вимірювань за рахунок нестабільності еталонів:

$$F = \min \left[ \frac{k_1}{\prod_{j=1}^{n1} X_j} + \sum_{i=1}^{n2} X_i^2 \right] \quad (2.12)$$

при

$$C(\bar{X}) \leq C_{\text{дон}}, \quad (2.13)$$

де  $k_1 = \text{const}$  ;



$X_j$  - монотонні функції технічних і паразитних параметрів, такі, що чим вони більше, тим краще;

$X_i$  – похибки за рахунок нестабільності еталонів, які чим менше, тим краще для системи.

Асигнування на параметри першої складової у формулі (2.12) окремі від асигнувань на параметри другої складової. Тому тут є дві стандартні задачі: за типом формул (2.8), (2.9) і за типом формул (2.14), (2.16) – мінімум другої складової при обмеженнях на свої асигнування  $C_{\partial 2}$  :

$$\min \sum_{i=1}^{n2} X_i^2 \quad (2.14)$$

при  $C_{(i)}(\bar{X}_{(i)}) \leq C_{\partial 2} \quad (2.15)$

або  $\sum_{i=1}^{n2} C_i^1(X_{0i})X_i \leq C_{e2}, C_{e2} = C_{\partial 2} - \sum_{i=1}^{n2} [C_i(X_{0i}) - C_i^1(X_{0i})X_{0i}]. \quad (2.16)$

Функція Лагранжа для задачі (2.14), (2.16) має вигляд

$$L_2 = \sum_{i=1}^{n2} X_i^2 + \lambda_2 [C_{e2} - \sum_{i=1}^{n2} C_i^1 X_i].$$

З умови  $\frac{\partial L_2}{\partial X_k} = 2X_k - \lambda_2 C_k^1 = 0$  отримаємо значення  $X_k = \lambda_2 C_k^1 / 2$ , яке підставляємо в умову (2.16) для отримання значення  $\lambda_2$ .

Тоді друга задача має аналітичний розв'язок і оптимум відповідно:

$$X_{i(r)} = \frac{C_{e2}(\bar{X}_{(r-1)})C'_i(\bar{X}_{i(r-1)})}{\sum_{i=1}^{n2} [C'_i(X_i)]^2}, \quad (2.17)$$

$$F_2(C_{e2}) = \frac{C_{e2}}{\sum_{i=1}^{n2} [C'_i(X_i)]^2} \cdot \quad (2.18)$$

Зшити розв'язки двох задач (2.8), (2.9) і (2.17), (2.18) можна розв'язанням послідовної більш простої двомірної задачі:

$$\begin{aligned} \sigma_\lambda^2 &= F_1(C_{e1}) + F_2(C_{e2}), \\ C_{\delta1} + C_{\delta2} &\leq C_\delta, \end{aligned} \quad (2.19)$$

де допустимі значення двох груп параметрів визначаються формулами (2.9) і (2.16).

Розв'язок може бути отриманий методом Ньютона-Рафсона у вигляді ітеративної формули.

Загальне розв'язання виглядає так: спочатку для задачі (2.19) ітеративно відшукується розв'язок і оптимум, далі оптимальний розв'язок значення  $C_{e1}$  і  $C_{e2}$  підставляється в задачі (2.10), (2.11) і (2.17), (2.18), уточнюються їх розв'язок і оптимум. Після чого уточнюється розв'язок і оптимум задачі (2.12), (2.13).

Наприклад, оптимум задачі (2.12), (2.13) можна знайти при вже відомих оптимумах двох окремих задач

$$F = \frac{A}{C_{e1}^{n1}} + \frac{C_{e2}^2}{B} \quad (2.20)$$

при

$$C_{e1} + C_{e2} = C_e, \quad (2.21)$$

де  $A = n1^{n1} \prod_{j=1}^{n1} C'_j, B = \sum_{u=1}^{n2} (C'_u)^2$ .

Задача розв'язується за однією змінною методом підстановки. Розв'язок знаходиться з умови  $\frac{dF}{dC_{el}} = 0$  в аналітичному вигляді методом Ньютона-Рафсона з рівняння

$$C_{el} = C_e - \frac{D}{C_{el}^{n+1}},$$

де  $D = \frac{n_1 AB}{2}$ .

Можна розв'язати задачу графічним методом або за допомогою ітераційної формули.

Можливе узагальнення задачі і для суміщеної багатофункціональної (багатоканальної) інформаційно-виміральної системи [19, 20]. При цьому може визначатись також перетин системи, де ступінь суміщення надає системі оптимум.

Список простіших задач, які мають аналітичні розв'язки, можна розширювати і узагальнювати, як це зроблено в різних задачах [19, 20], а також збирати у вигляді таблиць, аналогічних таблицям інтегралів.

### Контрольні питання

1. Сенс методу оптимізації Вудворда.
2. Недоліки методу оптимізації Вудворда.
3. Який метод не має недоліків методу Вудворда?
4. Як вдається усунути недолік багатомірності задач оптимізації?
5. Що таке метод множників Лагранжа?
6. Як зшиваються результати локальних задач?

## **2.4. Оптимізація параметрів радіоелектронних систем за умовним критерієм максимуму економічної ефективності**

У даному підрозділі запропоновано метод оптимального синтезу параметрів радіоелектронних систем за критерієм максимальної ефективності при заданій надійності та вартості. Оптимізація призначена для реального проектування, суттєвого підвищення ефективності систем і для боротьби з багатомірністю задачі. Постановка задачі повинна використовувати реальну маркетингову статистику функціональних елементів. Це підвищує достовірність розв'язання.

Розглянуто метод оптимального вибору параметрів радіоелектронних систем за критерієм максимальної ефективності при заданій надійності. Оптимізація призначена для використання при реальному проектуванні параметрів систем при відомій структурі і заданому сигналі. Пошук оптимальних функціональних елементів з потрібними параметрами у широкій базі маркетингових даних або за відомою техніко-економічною статистикою дозволяє суттєво підвищити економічну ефективність такої оптимізації при заданій надійності системи.

Цільова функція в задачі оптимізації лінеаризується як у методі Вульфа. Це дозволяє перетворити задачу в сепарабельне програмування, яке дозволяє отримати розв'язок в аналітичному вигляді. Цей розв'язок можна використати як ітеративну формулу при будь-якій опуклій нелінійній цілій функції. Він значно простіший і універсальніший відносно форми цільової функції, усуває проблему багатомірності, швидко збігається. Крім того, за аналітичною формою отриманого оптимуму можна оцінити залежність оптимальної ефективності або вартості системи від потрібної ймовірності безвідмовної роботи і навпаки, а також від статистики параметрів функціональних елементів.

Для спрощення задачі, коли нема залежності вартості ФЕ від параметра, пропонується попереднє відбраковування маркетингової техніко-економічної статистики для отримання ліній середньоквадратичних регресій вартості на параметр методом найменших квадратів. При цьому нечітка множина вартості перетворюється у випадкову величину.

Синтез параметрів призначений для оптимізації радіоелектронних систем на етапі їх проектування при виробництві, для підвищення їх ефективності при заданій надійності за рахунок запропонованої обробки маркетингової техніко-економічної статистики, використовуваної при постановці задачі.

Запропоновано новий метод розв'язання задачі вибору оптимальних параметрів і відповідних функціональних елементів з їх модульних рядів, який забезпечує максимум ефективності при заданій надійності системи. Новий метод, сформульований у вигляді сепарабельного програмування в розвиток методу Вульфа, який забезпечує універсальність, глобальність, тобто незалежність від розміру задачі, та інші переваги, припускає навіть автоматизацію проектування.

Представлене рішення проблеми оптимального синтезу параметрів радіосистем за своєю новизною, корисністю і результативністю має всі ознаки актуальності.

Відомі елементи загальної теорії радіоелектронних систем світових класиків [1-16], починаючи з робіт Р. Вудворда [8] та інших, неправомірно використовують інтегральну форму функціонала правдоподібності, який призвів до некоректного оцінювання потенціальної точності і до уявлення про оптимальність систем на множині сигналів, структур і параметрів. Це позначилося на теорії систем і їх оптимізації.

Тим не менше з часом стало зрозуміло, що початкові теорії систем мають багато некоректностей. Тому, і незалежно від цього, почали з'являтися роботи з оптимізації радіоелектронних систем, використовуючих математичні методи [11]. В основному це локальні задачі, які мають специфічний характер [21-23], та ін. Деяке системне узагальнення було при розв'язанні задач оптимізації в роботах Л. С. Гуткіна [11], де важливим є системний підхід і проблеми оптимізації за різними критеріями або векторами якості і необхідність отримання не просто розв'язку, а «кривих обміну». Поки про глобальність задач оптимізації систем ніхто не натякав, оскільки не було таких задач, методів і алгоритмів. Методи математичного програмування коректні, однак неуніверсальні, тобто прив'язані

до форми функцій, до цифрового обчислення, критичні щодо розмірності, трудомісткі і мають свої особливості і збіжність.

Про витратні показники тривалий час було неповажно говорити поважним вченим. І хоча ринкова економіка брала своє, усе одно в якості вартості систем і їх ФЕ використовувався не завжди зрозумілий вигляд вартості, не було чіткого опису точності такої величини, тобто вона була задана на нечіткій множині. А без вартості не може бути адекватного опису якості систем.

У якості радіоелектронної системи будемо розуміти будь-яку, у тому числі навіть, наприклад, лазерну інформаційно-вимірювальну систему (ЛВС) для випробувань літальних апаратів (ЛА), де відмовою підсистеми наведення може служити також процедура наведення променя.

Кращим (об'єктивним) критерієм якості системи є умовний критерій переваги [11, 20], наприклад максимум ефективності або мінімум вартості ЛВС при заданій надійності.

Задача призначена для будь-якої системи або її частини, у якої відмова будь-якого ФЕ призводить до повної її відмови.

Залежності вартості ФЕ від часу напрацювання на одну відмову  $T_{iopt}$  іноді відомі. А якщо ні, то вже було викладено, як їх отримувати.

Задача оптимізації має вигляд

$$\max \Delta C_0 = [C_e^1 t_0 - \min C_0(\bar{T})] \quad (2.22)$$

при обмеженні  $p_{\delta p}(\bar{T}, t_0) \leq p_\delta$ ,

де  $\Delta C_0$  - економічна ефективність ЛВС;

$\bar{T}$  - вектор часу напрацювання на одну відмову усіх ФЕ ( $T_{iopt}$ );

$C_0(\bar{T})$  - вартість ЛВС як функція параметрів  $\bar{T}$ ;

$C_e^1$  - середній за рік прибуток від використання системи;

$p_\delta$  - допустима ймовірність безвідмовної роботи системи;

$p_{\bar{o}p}(\bar{T}, t)$  - імовірність безвідмовної роботи системи як функції часу експлуатації  $t_0$  і параметрів  $\bar{T}$ . Причому типовою моделлю надійності системи може служити вираз  $p_{\bar{o}p}(\bar{T}, t_0) = \prod_{u=1}^m \exp(-\frac{t_0}{T_i})$ .

Задача може мати сепарабельний вигляд. При застосуванні нового методу оптимізації вона, як і раніше, спрощується за рахунок лінеаризації  $C_0(\bar{T})$  і порівняння з формулою (2.22):

$$\min C_0(\bar{T}) = [C_e(\bar{T}_0) + \min \sum_{i=1}^n C'_i(T_i) \cdot T_i] \quad (2.23)$$

при 
$$\prod_{i=1}^n p_i(t_0, T_i) = \exp[-t_0 (\sum_{i=1}^n \frac{1}{T_i})] \leq p_\delta, \quad (2.24)$$

де 
$$C_e(\bar{T}_0) = \sum_{i=1}^n [C_i(T_{i0}) - C'_i(T_{i0}) \cdot T_{i0}].$$

Задачу (2.23), (2.24) з урахуванням лінеаризації (2.23) можна подати у спрощеному вигляді:

$$\min C_A = \sum_{i=1}^n C'_i(T_{i0}) T_i \quad (2.25)$$

при 
$$\sum_{i=1}^n \frac{1}{T_i} \leq \frac{1}{T_0} = \frac{1}{t_0} \ln \frac{1}{p_\delta}, \quad (2.26)$$

де 
$$C_0(\bar{T}) = C_0 - \sum_{i=1}^n [C_i(T_{i0}) + C'_i(T_{i0}) T_{i0}] + C_A(\bar{T});$$

$T_0$  - середній час напрацювання ЛІВС на першу відмову, при якому ще зберігається потрібна ймовірність безвідмовної роботи;

$T_{i0}$  - початковий план, або змінна, – час напрацювання на одну відмову  $i$ -го ФЕ, в околі значення якого здійснюється лінеаризація цільової функції (2.21).

Функція Лагранжа має вигляд

$$L = \sum_{i=1}^n C'_i T_i + \lambda \sum_{i=1}^n \frac{1}{T_i}.$$

Тоді з умови  $\frac{\partial L}{\partial T_i} = 0$  для  $i \in (1, n)$  отримаємо

$$T_{i(1)} = \sqrt{\frac{\lambda}{C'_i(T_{i0})}}. \quad (2.27)$$

Підстановка формули (2.26) у формулу (2.25) дозволяє отримати

$$T_{i(1)opt} = \frac{T_0 \sum_{i=1}^n \sqrt{C'_i(T_{i0})}}{\sqrt{C'_i(T_{i0})}} = T_0 \frac{a(\bar{T}_0)}{\sqrt{C'_i(T_{i0})}}, \quad (2.28)$$

де  $a(\bar{T}_0) = \sum_{i=1}^n \sqrt{C'_i(T_{i0})}$  ;

$$T_0 = t_0 \frac{1}{\ln \frac{1}{p_\delta}} ;$$

$T_0$  - середній час напрацювання на одну відмову всієї системи.

Якщо  $|T_{i(1)opt} - T_{i(0)opt}| \leq M$ ;  $M = 0,2 \sqrt{\frac{C_i(T_i)}{C_i^{11}(T_i)}}$ , то у формулу (2.28) підставляється значення параметра  $T_{i0}$ . І процес ітерації продовжується. Якщо ні, тоді

$$T_{i(1)opt} = T_{i(0)opt} \pm M.$$

Процес продовжується до стабілізації всіх параметрів з певною точністю.



Вираз для оптимальних асигнувань має аналітичний вигляд в околі оптимального розв'язку:

$$\min C_A = a^2 T_0 = a^2 t_0 \frac{1}{\ln \frac{1}{p_\delta}} . \quad (2.29)$$

**Жоден метод математичного програмування такого аналітичного результату не дає.**

Для них ще потрібний цифровий системний аналіз результату.

За заданою ймовірністю безвідмовної роботи  $p_\delta$  і отриманим оптимальним загальним часом напрацювання на одну відмову  $T_0$  системи, перерахованим з урахуванням циклічності роботи, визначається час експлуатації  $t_{0z}$  і економічна ефективність ЛВС  $C_0(\bar{T})$ . Вартість ремонту ЛВС і вартість втрат від простою в роботі також обмежує довірчу ймовірність  $P_\delta$ .

Якщо невідомі залежності  $C_k(T_k)$ , то, як згадувалося, їх можна отримати обробкою зібраної техніко-економічної статистики, наприклад за результатами опитування прайс-листів фірм-виробників ФЕ (рис. 2.1) для кожного функціонального елемента.

Видно, що ціна ФЕ є нечіткою множиною, тобто ніякої кореляції між ціною і параметром не простежується. Це і зрозуміло, статистика набиралася для ФЕ, які вироблялися на різних заводах-виробниках комплектуючих виробів, у різних умовах, з різними технологіями і призначеннями.

Оскільки чим менше параметри за осями, тим краще для системи, то відбраковуюються неоптимальні верхні дані (суцільна лінія). Однак невідомо, де буде оптимальний розв'язок ( $X_{i(0)}$ ). Тому потрібні дані за всім діапазоном. Оптимальні параметри можуть бути отримані тільки при оптимізації. Для цього методом МНК осереднюється статистика (пунктирна лінія). По суті нечітка множина вартості перетворюється у випадкову величину. Технічні параметри ЛВС, для яких нема таких залежностей, фіксуються і не беруть участь в оптимізації.

Задача унікальна тим, що вже при побудові системи можна майже об'єктивно оцінити економічну доцільність її створення. Евристично оцінюється лише середній прибуток  $C_e^1$  за рік за рахунок використання системи. Взагалі задача сама об'єктивно вирішує:

- 1) як оцінити надійність реальної системи в часі;
- 2) який термін експлуатації  $t_{0z}$  повинен бути при заданій довірчій імовірності;
- 3) як і які резервувати ФЕ;
- 4) при якому резерві виконується найкраща надійність системи;
- 5) де слабкі місця в системі.

Якості 3-5 легко отримати, якщо для кожного ФЕ подвійний і більше резерв закласти в статистичні дані. Наприклад, при подвійному резервуванні, крім даних для одного елемента, для двох елементів закладаються такі дані:  $2 T_{io}$  і їх вартість  $2 C_k(T_k)$ . Ці дані разом з усіма спочатку відбраковуються, потім беруть участь у задачі МНК, а потім - в оптимізації. Причому кількість однотипних ФЕ може бути довільно великою. Розмірність не має значення. Розв'язання швидке.

Недолік – трудомісткий збір та обробка статистики. Але цей недолік усувається при багаточисельних замовленнях через те, що знайдені залежності – лінії середньоквадратичної регресії (ЛСКР) вартості на параметр  $C_k(T_k)$  - є оцінкою (еталоном) розвитку технології та виробництва ФЕ на даному відрізку часу, який дає інформацію про кращу технологію, використовувані фізичні закони, стан будь-якого ринку і т. д.

Викладені задачі оптимізації охоплюють майже всі показники якості і параметри, однак такі показники якості, як завадостійкість, надійність ФЕ і ІВС можуть бути суперечними через вартість ФЕ. Дійсно, чим більшим створюється рівень сигналу у ФЕ, що відповідає за завадостійкість, тим більше треба чекати гіршу надійність цього ФЕ. Таких елементів небагато. Це звичайно передавач і модулятор у радіотехніці. Крім звичайного резервування і багатократного резервування малопотужними синхронізованими передавачами, можливо також компромісне рішення цієї проблеми. Воно полягає в тому, що при зборі

статистики про передавач слід вказувати, крім вартості, два параметри: його потужність і надійність. При визначенні ЛСКР за показниками потужність-вартість ФЕ з показниками доброї надійності скоріше за все будет забракований, і навпаки, те саме буде при визначенні ЛСКР за показниками надійність – вартість. Тому потрібен компроміс: набирати статистику потужність-вартість там, де вже вище надійність при, на жаль, меншій потужності. Таким чином, у виборі ФЕ також є проблема, яку можна назвати «багатоборством» у техніці, як і аналогічне у спорті.

## Висновки

1. Після звичайного проектування, коли вироблено рішення про структуру, сигнали та вибрано функціональні елементи з їх вартістю:

1) використовують результуючу вартість системи;  
2) значення параметрів і вартостей ФЕ є початковим планом для подальшої оптимізації системи; 3) за згаданим алгоритмом використовують обробку статистики за підрозд. 2.2 для перетворення вартості ФЕ у випадкову величину, тому що вартість, отримана іншим шляхом, залишається нечіткою множиною і її **не можна використовувати**.

2. Новий метод математичного програмування не має недоліків, які є в інших методах і згадані раніше. Він вирішує проблему багатомірності, збіжності, простоти, побудови кривих обміну та ін. Тобто новий метод оптимізації систем і мереж має такі переваги перед існуючими методами:

- багатомірність майже не впливає;
- універсальність алгоритму оптимізації для довільних сепарабельних функцій;
- ітеративний процес швидко збігається, як і у градієнтному методі;
- розв'язок отримано в загальному (аналітичному) вигляді, що дозволяє одразу отримати криві обміну;
- аналітичний вигляд розв'язку та оптимуму дозволяє одразу бачити та прогнозувати, які виробництва і якості ЛІВС і їх ФЕ потрібно розвивати.

3. Метод особливо зручний для розв'язання багатопараметричних задач з сепарабельними функціями цілі, де функціями зв'язку є асигнування на систему, оскільки ці асигнування завжди є глобальними обмеженнями.

4. Отримати розв'язок складних задач блочного програмування простіше [19, 20], тому що вони зшиваються з розв'язків та оптимумів більш простих стандартних задач.

5. Навіть якщо отримані оптимуми складні для аналітичного системного аналізу, їх числений аналіз ефективності простіше і всі інші переваги методу зберігаються.

6. Отримані алгоритми рішень нескладно програмувати на ЕОМ.

7. Новий метод може використовуватись і для несепарабельних цільових функцій, якщо їх розкласти в поліноміальні ряди низьких порядків, але при цьому ефективність методу знижується до ефективності методу Вульфа.

8. На відміну від звичайних методів проектування ЛІВС або інших систем, де інтуїтивно призначають параметри  $T_{io}$  ФЕ, пропонується використовувати всю можливу маркетингову статистику, що суттєво, майже на порядок, може підвищувати ефективність систем. Це пояснюється тим, що навіть гарному експерту важко точно вгадати, де може бути оптимум при нелінійному програмуванні.

### **Контрольні питання**

1. У чому сенс оптимізації системи за показниками економічної ефективності, надійності і вартості ФЕ?

2. Надійність ФЕ.

3. Що ми приймаємо за довірчу ймовірність?

4. Як розраховується термін експлуатації системи?

### 3. ПРОБЛЕМИ ОПТИМАЛЬНОГО СИНТЕЗУ БАГАТОФУНКЦІОНАЛЬНИХ СИСТЕМ

Оцінка якості інформаційно-вимірювальних систем (ІВС) є складною проблемою не тільки тому, що вони за своїм призначенням принципово повинні бути багатофункціональними та багатоканальними з однорідними і неоднорідними каналами, але і тому, що модель їх ефективності описується вектором показників якості великої розмірності і великої розмірності вектора технічних параметрів. Цю модель доповнюють технічні та тактичні умови роботи систем, відомі кращі фізичні і технологічні методи, принципи і способи створення кращих систем на різних її ієрархічних рівнях. Усю сукупність вказаних вхідних даних необхідно використовувати для створення ІВС на трьох множинах: структур, сигналів і технічних параметрів.

Глобальна оптимізація ІВС з урахуванням вектора показників якості на трьох вказаних множинах вважається неможливою [11], хоч є ряд робіт у заданому напрямку, які наближають таку можливість [19, 20].

Однак, використовуючи відомі принципи У. Оккама, Декарта і Белмана [20], відомі методи і принципи оптимальності [11, 20], результати досліджень фізичних явищ і факторів [27], результати розд. 1, 2, а також цього розділу, можна вважати, що вже можлива практично глобальна оптимізація технічних параметрів багатоканальних ІВС за умовними критеріями переваги [11, 20], оптимальний вибір вимірювальної структури [19] і підстави для синтезу вимірювальних сигналів для багатоскальних і багатоетапних систем.

Інформаційно-вимірювальні системи є, за визначенням, багатофункціональними і багатоканальними з однорідними та неоднорідними каналами. Їх якість майже завжди описується вектором показників, які визначаються призначенням системи і умовами їх створення і функціонування. Далі представлено метод загального вирішення проблеми синтезу Парето-оптимальних ІВС [11] з урахуванням вектора показників якості на множині технічних параметрів.

### 3.1. Проблеми, що заважають оптимальному синтезу ІВС

Для отримання оптимального розв'язку задачі оптимального синтезу заважають такі проблеми:

1) різноманітність і багатофункціональність потрібних ІВС і звичайна для них складність вибору єдиного адекватного критерію та повнота (адекватність) критерію;

2) велика розмірність вектора технічних параметрів – «закляття багатомірності»;

3) багаточисельність умов функціонування ІВС;

4) наявність випадкових і навіть нечітких параметрів і факторів;

5) оптимальний синтез ІВС повинен здійснюватись на множинах технічних параметрів, сигналів і структур;

6) відсутність єдиного методу оптимізації ІВС, оскільки алгоритм розв'язання суттєво залежить від методу, форми показників і постановки задач синтезу;

7) відсутність розв'язків багатьох задач системного аналізу для широкого парку багатофункціональних систем, тобто задач отримання залежностей показників якості ІВС від її технічних параметрів, необхідних для оптимального синтезу систем;

8) є потреба перевірки незалежності показників [4], щоб упевнитись, що множина допустимих розв'язків непуста, що є умовою одномодальності, єдиного розв'язку, збіжності розв'язку та ін.;

9) відсутність ідей і пропозицій для розв'язання задач синтезу суміщених систем, у тому числі задачі оптимального апаратурного та сигнального суміщення;

10) знаходження зв'язку задач оптимізації з технологічністю систем і функціональних елементів;

11) подвійність розв'язання задач;

12) оскільки один отриманий оптимальний розв'язок дає мало інформації про поведінку оптимальної системи, про критичність оптимуму, варіанти побудови і т. д., потрібен широкий діапазон розв'язків для побудови «кривих обміну» [2], які дозволяють оцінювати якість систем даного класу.

### 3.2. Шляхи вирішення проблем синтезу ІВС

За **першою** проблемою різноманітність потрібних ІВС можна подолати індивідуальною постановкою та розв'язанням задач синтезу конкретних ІВС, а у якості єдиного критерію частіше вибирають зважений або відносний критерій якості, рідше – умовний критерій якості. У роботі [11] показано, що при заданому векторі показників якості найбільш об'єктивним є умовний критерій якості (у вигляді математичного програмування). Причому ресурсні обмеження мають в ІВС рівноправний характер. Усі показники якості повинні бути представлені у вигляді екстенсивних фізичних величин. Якщо остання умова не виконується, то рекомендується обмежувати розмірність вектора технічних параметрів за рахунок набору статистики лише для систем досить вузького класу, наприклад для бортових ІВС, для даного діапазону хвиль і т. д. Багатофункціональність призводить до ускладнення проблеми відшукування власних чисел у методі множників Лагранжа.

Для синтезу багатофункціональних ІВС і вирішення **другої** проблеми можлива уніфікація форми представлення показників якості і розв'язання задач блочним методом [20] або методом сепарабельного програмування.

**Третя і четверта** проблеми примущують використовувати відомі і відшукувати нові закономірності впливу умов функціонування ІВС і характеру параметрів і факторів на критерій якості ІВС. Значною мірою це стосується різних понять вартості, яку скоріше можна віднести до нечітких множин, але без якої при системному підході обійтися неможливо.

**П'ята** проблема, як і перша, вирішується послідовно частинами. Відомий банк окремих задач оптимального синтезу сигналів, в основному для двох показників якості, алгоритмів, структур і параметрів або для трьох показників якості. Однак для більш повного складу вектора показників якості, який звичайно представлений у тактико-технічних вимогах до системи, потрібно розробити оптимальний синтез ІВС на трьох множинах: параметрів, сигналів і структур.

**Шоста** проблема може бути вирішена спеціальним методом [19, 20], який узагальнює метод Вульфа і полягає в монотонному перетворюванні координат або перетворюванні технічних параметрів у фазові. Цей метод математичного програмування є розвитком методу Вульфа, зводить задачу до сепарабельної, отримує ітеративні співвідношення для пошуку розв'язків для локальних і глобальних оптимумів.

**Сьома** проблема вирішується розширенням парку відомих залежностей показників якості ІВС від технічних параметрів [11, 19, 20] і застосуванням обмежувальної умови близькості моделі системи або процесу до ідеальної [20].

**Восьма** проблема звичайно вирішується за рахунок еволюційного шляху розвитку систем, який використовує наступність поколінь систем і спирається на відомий «базовий» варіант системи, на імітаційне моделювання і т. д.

**Дев'ята** проблема може бути вирішена лише в результаті системного аналізу вже отриманих оптимальних розв'язків. Для цього доцільно мати також сімейство оптимальних розв'язків задач оптимізації.

**Десята** проблема може бути вирішена застосуванням спеціального методу обробки статистичних техніко-економічних даних за типом, згаданим у роботі [24].

**Одинадцята** проблема може бути вирішена, якщо прийняти до уваги головні якості реальних систем.

**Дванадцята** проблема вирішується після багатократного розв'язання задач синтезу систем при варіюванні умов постановки задач.

Апаратурно суміщеними називають такі системи, які однією і тією самою частиною апаратури обробляють загальний сигнал, що дозволяє системі виконувати одночасно декілька різних функцій або призначень системи. Крім апаратурного, використовують також сигнальне суміщення.

Сигнальним називають таке суміщення, яке дозволяє в одному сигналі передавати і приймати різну інформацію, призначену для різних каналів, що виконують декілька функцій системи.



Суміщена апаратурно та (або) сигнально система може практично одночасно приймати, виявляти загальний сигнал, вимірювати один або декілька параметрів сигналу, передавати станційну чи бортову телекомунікаційну багатоканальну інформацію, виконувати передачу даних, у тому числі телеметричних даних.

Оскільки є дорогими лінії зв'язку та апаратура радіотехнічного діапазону, особливо антени, передавачі, фідери, преселектори, перетворювачі та радіопідсилювачі, тому дуже ефективно використовувати всю смугу в радіодіапазоні для одночасної передачі декількох каналів, завдяки чому суміщені системи ефективніші від декількох одноканальних систем. Тобто апаратурне суміщення особливо ефективно при достатньо широкій смузі ліній зв'язку і апаратури надвисокочастотного діапазону хвиль.

Сигнальне суміщення, створення групового сигналу та його обробка можуть бути значно складнішими через виникнення проблеми боротьби зі взаємними завадами і є проблемою з ЕМС.

Для суміщення та розподілу сигналів з заданою якістю використовуються такі параметри селекції: частота, час, структура сигналу або складові спектра, фаза та іноді параметри поляризації. Розподілені частини загального сигналу поступають у відповідні канали системи обробки (рис. 3.1). Перетин, де розподіляється сигнал за каналами, звичайно працює з більш низькими частотами навіть у радіотехнічному діапазоні. При цьому розподіл не обов'язково має бути в одному перетині системи.

Вирішення проблеми оптимальної побудови суміщених систем полягає в тому, щоб врахувати апаратурне і сигнальне суміщення при формалізації задач, сформулювати задачу, врахувати головні показники якості, розв'язати задачу і отримати рекомендації про вибір кращої структури системи, про технічні параметри та сигнали на відповідних множинах. Для цього необхідно по можливості використати всі показники, які входять до тактико-технічних вимог до системи, і всі обмежувальні умови, у тому числі ресурсні обмеження. У техніці ІВС технічні і ресурсні показники мають рівноправний характер.

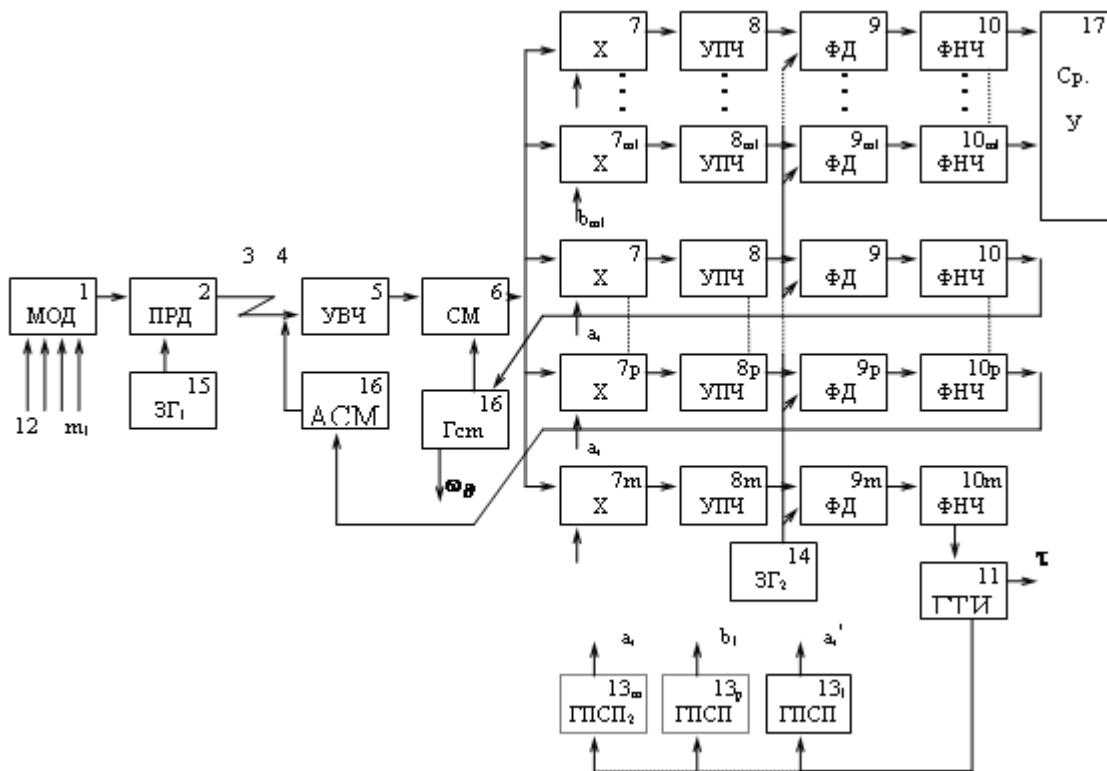


Рис. 3.1. Типова укрупнена структура однобічної ІВС

### 3.3. Загальна постановка задачі синтезу ІВС

Якість системи може бути описана такими показниками:

1. Швидкість передачі інформації.
2. Час передачі інформації.
3. Завадостійкість передачі інформації.
4. Точність вимірювань параметрів руху об'єкта.
5. Точність звіряння часу і прив'язки шкал.
6. Час входження у зв'язок, пошуку сигналу.
7. Надійність функціонування.
8. Таємність.
9. Криптографічний захист.
10. Економічність.
11. Пропускна спроможність радіотехнічної системи.
12. Живучість.
13. Вага, маса, об'єм апаратури, особливо бортової.
14. Ергономічність та інші показники якості.

Слід зауважити, що перші шість показників залежать від відношення сигнал/шум  $q_i$  у своїх каналах, які визначаються за розміром заданих показників якості. Усі компоненти вектора показників якості  $\vec{D}(\vec{Y})$  системи протирічні, взаємопов'язані і залежать від вектора технічних параметрів  $\vec{Y}$ , які є продуктом дії функціональних елементів системи. Усі ці показники визначають, крім того, якість каналів і безпосередньо пов'язані з їх вартістю та економічністю системи.

Без затратних показників постановка задачі синтезу була б не зовсім глобальною та адекватною. Використання поняття вартості вносить деяку невизначеність у задачі синтезу. Але якщо його не враховувати, то тоді нема вибору і нема глобальної оптимізації. Вартість визначена на нечітких множинах. Отже, для неї нема розподілу ймовірності. Тому потрібний інший підхід до його використання. Це насамперед формалізація задач вибору оптимальних елементів серед рядів функціональних елементів за умовним критерієм якості [11, 20]. Це була б складна задача дискретного програмування, яка навіть при її розв'язанні не давала б відповіді на ряд питань: що являє собою вартість і ціна елементів у даний момент часу, що таке «якість» системи і елементів, як її оцінювати, як прогнозувати шляхи розвитку систем і елементів, наскільки критичний, стійкий оптимум, як прогнозувати його динаміку і т. д. Тому, щоб не втратити ці можливості, потрібне таке:

1) у якості вартості брати ціну елемента, перераховану до даного моменту часу;

2) технічний параметр (або його, наприклад, зворотна величина) має бути таким, щоб виконувалося співвідношення: чим параметр менше, тим краще для системи;

3) фіксувати за примірником прототипу всі інші параметри елементів, які не беруть участь в оптимізації системи;

4) на площині параметр-вартість розмістити всі можливі пронумеровані точки, відповідні конкретним функціональним елементам, взятих по можливості з систем того самого призначення;

5) кращі елементи розташовані ближче до осей координат, але при цьому потрібно забезпечити широкий діапазон параметрів, оскільки невідомо, який параметр буде оптимальним;

6) зразу відбраковуються завідомо спекулятивні та демпінгові ціни і елементи;

7) техніко-економічна статистика згладжується лініями середньоквадратичної регресії вартості на параметр;

8) якщо лінії не монотонні, то виключаються наперед відомі неоптимальні ділянки чи зшиваються за методом штрафних функцій.

Після цього ставиться задача синтезу системи, де не беруть участь показники якості, вони фіксуються або беруться як сталі величини

$$\begin{aligned} \min D_1(\vec{Y}) \\ \text{при } D_2(\vec{Y}) \leq D_{2d}, \\ \dots\dots\dots \\ D_n(\vec{Y}) \leq D_{nd}, \end{aligned}$$

де  $D_{nd}$  - допустимі значення показника, взяті з тактико-технічних вимог.

Для прикладу можна взяти складну багатоканальну ІВС з широкосмуговими сигналами і кореляційною їх обробкою.

ІВС використовує кореляційний метод обробки послідовних складових сигналів.

На рис. 3.1 позначено:

1 — модулятор передавача для передачі послідовних складових сигналів;

2 — передавач;

3 — передавальна антена;

4 — приймальна антена;

5 — підсилювач радіочастоти;

6 — змішувач;

$\gamma_1, \dots, \gamma_n$  — перемножники  $n$  каналів;

- $8_1, \dots, 8_n$  — вузькосмугові підсилювачі проміжної частоти;
- $9_1, \dots, 9_n$  — фазові детектори;
- $10_1, \dots, 10_n$  — фільтри нижніх частот;
- 11 — генератор тактових імпульсів;
- 12 — гетеродин, що перестроюється;
- $13_1, \dots, 13_n$  — генератори опорних послідовностей;
- 14 і 15 — задавальні генератори 1 і 2;
- 16 — автоматична система наведення за кутами;
- 17 — порівнюючий засіб, блок прийняття рішень.

На блок-схемі не вказано блоки пошуку сигналу за кутами, частотою і затримкою, оскільки критерії пошуку доцільно включати в задачу на останньому етапі. (Сформульована далі задача припускає таку можливість.)

Можна показати, що наведений далі метод параметричного синтезу справедливий для будь-якої структури та чисельності каналів обробки інформації.

### **3.4. Постановка та розв'язання задачі параметричного синтезу суміщених ІВС**

Якщо канали синхронізації, вимірювання частот і обробки інформації в суміщених ІВС, що використовують складні сигнали, взаємозалежні, то спочатку розв'язується задача про оптимальний розподіл зусиль між каналами [20], а потім висуваються відповідні вимоги до якості каналів.

При постановці задачі використовується припущення про те, що система високоякісна та застосовує послідовний складовий сигнал. Це припущення істотно і спрощує постановку задачі синтезу. Наявність у структурі повного або часткового складу блоків визначається також у результаті параметричного синтезу, який дає кінцеву відповідь про доцільність застосування кожного блока і про його параметри. У цьому відношенні параметричний синтез тісно пов'язаний зі структурним каналним синтезом.

Використання в ІВС послідовних складових сигналів передбачає найбільш узагальнену структуру, яка містить пристрої формування і обробки складних сигналів. При цьому характеристики розстроювань, неідеальностей і збурень у цих пристроях формально таким же чином входять у вирази для

дисперсій похибок, як і в системах з простими сигналами. Тому формалізована задача може бути прийнятною для широкого класу сигналів. Взаємозв'язок параметричного синтезу ІВС з синтезом сигналів виявляється на етапі розрахунків оптимальних технічних параметрів за загальними формулами, у які входять залежності показників якості від параметрів сигналу, а також у комбінаторному сполученні параметричного синтезу з парком оптимальних модемів і кодеків.

Суміщена ІВС, яка має укрупнену структуру як на рис. 3.1, може мати один головний НВЧ радіоканал, у якому транслюється звичайно один суміщений радіосигнал, що несе різну інформацію для всіх каналів обробки. Можливі і допоміжні радіоканали, які також є загальними для інформації різного призначення. Тому вигляд структури і зв'язку показників якості суттєво не зміняться.

Система оптимізується таким чином, щоб знайти оптимальний розподіл асигнувань за блоками системи або оптимальні параметри за критерієм мінімуму асигнувань на всю систему при обмеженнях на показники якості систем і за умовами фізичної реалізованості параметрів.

Технічні параметри фактично описують якість відповідних функціональних елементів, які виконано звичайно у вигляді блоків або вузлів. Якість антен може описуватись коефіцієнтами направленої та корисної дії, коефіцієнтами використання площі антени, фідерних пристроїв — коефіцієнтами загасання, коефіцієнтами біжучої хвилі, підсилювачів радіочастот — шириною смуги пропускання, коефіцієнтами підсилення і коефіцієнтом шуму, змішувачів — коефіцієнтом перетворювання і коефіцієнтом шуму і т. д. Знайдені в результаті розв'язання параметри дозволяють одразу вибрати квазіоптимальний елемент або його доробити до якості оптимального. Тому для більшості вимірювальних каналів з урахуванням вказаних факторів [17, 19] справедливе співвідношення

$$D_p = \frac{A_p}{\prod_{i=1}^{n_{p1}} X_{pi}} + \sum_{j=1}^{n_{pj}} X_{pj}^2 + X_c^2, \quad (3.1)$$

де  $X_c^2$  — дисперсія похибки вимірювань параметрів сигналу за рахунок невизначених умов розповсюдження радіохвиль;

$X_{pj}$  — середньоквадратична похибка за рахунок нестабільності еталонів та інших факторів;

$X_{pi}(Y_{pi})$  - технічні параметри або їх монотонні функції [19, 20], які впливають на обробку сигналу та похибку, обумовлену завадами.

У роботах [19, 20] показано вплив ряду факторів на кореляційну та фільтраційну обробку сигналу. Для точних систем вихідний сигнал може бути представлений у вигляді добутку таких функцій.

Імовірність помилкової передачі дискретної інформації, що передається в ІВС, також можна представити у вигляді формули (3.1). У системі можливе використання ансамбля кодів з алфавітом  $m$ . Вважається, що коди практично ортогональні. Тоді можна використовувати таку формулу для середньої ймовірності помилки передачі інформації:

$$p_{\text{ош ср}} = \sqrt{m-1} \exp\left(-\frac{q_u}{2} - 1,4\right), \quad (3.2)$$

де  $q$  — відношення сигнал/шум на виході приймача.

Вважаючи середню ймовірність помилки передачі інформації менше від допустимої, маємо обмеження на відношення сигнал/шум

$$\frac{1}{q_n} \leq \frac{1}{2 \ln \frac{\sqrt{m_1-1}}{p_{\text{ош доп}} - 2,8}} = D_{\text{р доп}}. \quad (3.3)$$

Відношення сигнал/шум також можна записати у факторизованому вигляді, тобто у вигляді добутку функцій  $X_i(\vec{Y})$  від технічних параметрів. Звідси і впливає перша складова показника формули (3.1).

Аналогічні відношення можна отримати для будь-якої схеми обробки сигналу.

Представимо багатомірну середньоквадратичну регресію вартості на параметри в загальному вигляді

$$C(X_1, \dots, X_N) = \sum_k C_k(X_k) + \sum_l C_l(X_{l_1}, X_{l_2}) + \sum_t C_t(X_{t_1}, X_{t_2}, X_{t_3}) + \dots, \quad (3.4)$$

де  $k$  — параметр додавання вартості блоків, які описуються одним технічним параметром;

$l$  — те саме двома технічними параметрами;

$t$  — те саме трьома технічними параметрами і т. д.

Нехай серед усіх параметрів групи є  $k$ , а серед групи  $j \in 1$  таких, які описують суміщені блоки (наприклад, блоки 1—6 на рис. 3.1). При цьому вважається також сигнальне суміщення чи відсутність його, але послідовне в часі використання каналів. На формалізацію задачі ця обставина не впливає. Оскільки  $k$  параметрів групи  $i$  є загальними в добутку  $\prod_{i=1}^{n_{pi}} X_{pi}$ , позначимо їх добуток великою буквою  $K_i$  і назвемо його параметром суміщення групи  $i$ .

$$K_i = \frac{1}{\prod_{i=1}^k X_{pi}} = \left( \prod_{i=1}^k X_i \right)^{-1}. \quad (3.5)$$

Оскільки параметри групи  $j$  кількістю  $l$  також є загальними, їх суму позначимо буквою  $L_j$  і назвемо параметром суміщення групи  $j$ .

$$\sum_{j=1}^l X_{pj}^2 \leq L_j. \quad (3.6)$$



Враховуючи позначення формул (3.5), (3.6), обмеження на параметри  $X_{pi}$ ,  $X_{pj}$  можна записати з розподіленими змінними, що дозволяє сформулювати задачу (3.1) у вигляді сепарабельної задачі [1].

$$F = \min_{\begin{Bmatrix} X_{pi} \\ X_{pj} \end{Bmatrix}} \sum_{p=1}^m \left[ B_{p1} + B_{p2} + \sum_{i=1}^{n_{p1}} C'_{opi} X_{pi} - \sum_{j=1}^{n_{p2}} C'_{opj} X_{pj} \right],$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{D_{p1 \text{ пред}}}{\prod_{i=1}^{n_{p1-k}} X_{pi}} \leq \frac{D_{p1}}{K_i}, \quad 0 \leq X_{pi} \leq 1 \\ \sum_{j=1}^{n_{p2-1}} X_{pj}^2 \leq D_{p2} - L_j, \quad X_{pj \text{ пред}} \leq X_{pj} \ll 1, \\ \forall i_p \in [1, n_{p1}], \quad \forall j_p \in [1, n_{p2}] \end{array} \right. \quad (3.7)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \prod_{i=1}^{\frac{1}{k}} X_i \leq K_i, \\ \sum_{j=1}^l X_j^2 \leq L_j \end{array} \right. \quad \text{для суміщеної частини параметрів.}$$

Зробимо перші кроки оптимізації та перенумеруємо складові. Отримаємо

$$F = B_{p1} + B_{p2} + \min_{\begin{Bmatrix} K_i \\ L_j \end{Bmatrix}} \left[ \sum_{p=1}^m \left( Q_{n_{p1-k}} K_i^{\frac{1}{n_{p1-k}}} - Q_{n_{p2-1}} \sqrt{D_{p2} - L} \right) + Q_k K_i^{-\frac{1}{k}} - Q_1 \sqrt{L} \right], \quad (3.7, a)$$

де

$$Q_{n_{p1-k}} = (n_{p1} - k)^{n_{p1-k}} \sqrt{\frac{D_{p \text{ пред}} \prod_{i=1}^{n_{p1-k}} C'_{opi}}{D_{p1}}},$$

$$Q_k = k^k \sqrt{\prod_{i=1}^k C'_{oi}}$$

$$Q_{n_{p2}-1} = \sqrt{\sum_{j=1}^{n_{p2}-1} C'_{opj}{}^2}$$

$$Q_1 = \sqrt{\sum_{j=1}^1 C'_{oj}{}^2}$$

Якщо кількість оптимізованих параметрів  $n_p$  у каналах однакова, тобто  $n_{11} = n_{21} = n_{p1} = n$ , то

$$F = B_{p1} + B_{p2} + \min_{\left\{ \begin{matrix} K_i \\ L_j \end{matrix} \right\}} \left( K_i^{\frac{1}{n-k}} \sum_{p=1}^m Q_{n_{p1}-k} + K_i^{-\frac{1}{k}} Q_k - \sum_{p=1}^m Q_{n_{p2}-1} \sqrt{D_{p2} - L} - Q_1 \sqrt{L} \right). \quad (3.8)$$

Мінімум за параметром суміщення  $i$ -ї групи  $K_i$  знаходиться з виразу (3.8)

$$K_{i \text{ opt}} = \left( \frac{n-k}{k} \frac{Q_k}{\sum_{p=1}^m Q_{n_{p1}-k}} \right)^{\frac{(n-k)k}{n}}. \quad (3.9)$$

При відшукуванні параметра суміщення  $L_{j \text{ opt}}$  слід враховувати ту обставину, що звичайно на практиці  $L < D_{p2}$ , оскільки суміщений блок як еталон для вимірювань являє собою задавальний генератор або стандарт частоти і т. ін.

Таким чином,

$$L_{j \text{ opt}} \cong \frac{Q_1^2}{\left( \sum_{p=1}^m \frac{Q_{n_{p2}-1}}{\sqrt{D_{p2}}} \right)^2}. \quad (3.10)$$

Точніше  $L_{j \text{ opt}}$  можна визначити з кубічного рівняння

$$\left(\sqrt{L}\right)^3 \sum_{p=1}^m \frac{Q_{n_{p2}-1}}{D_{p2} \sqrt{D_{p2}}} + \left(\sqrt{L}\right) \sum_{p=1}^m \frac{Q_{n_{p2}-1}}{\sqrt{D_{p2}}} - Q_1 = 0,$$

користуючись розв'язком Кардано. Мінімальні асигнування на суміщену систему визначаються з виразу (3.8) з урахуванням виразів (3.9), (3.10):

$$F = B_{p1} + B_{p2} + \frac{Q_k^{\frac{k}{n}} \left( \sum Q_{n_{p2}-1} \right)^{1-\frac{k}{n}}}{\left( \frac{k}{n} \right)^{\frac{k}{n}} \left( 1 - \frac{k}{n} \right)^{1-\frac{k}{n}}} - \frac{\sum Q_{n_{p2}-1} \sqrt{D_{p2} \left( \sum_{p=1}^m \frac{Q_{n_{p2}-1}}{\sqrt{D_{p2}}} \right)^2} - Q_1^2 + Q_1^2}{\sum_{p=1}^m \frac{Q_{p2-1}}{\sqrt{D_{p2}}}}. \quad (3.11)$$

Оптимальні технічні параметри знаходяться в такому порядку. Спочатку визначаються оптимальні параметри суміщення  $K_i$  і  $L_j$ , потім параметри суміщеної частини системи за відповідними формулами. Визначивши відношення  $\frac{D_{p1}}{K_i}$ , за тими самими формулами нескладно визначити інші технічні параметри групи  $i$ , а знаючи різницю  $D_{p2} - L_j$ , можна визначити інші технічні параметри групи  $j$ . За формулами (3.8) – (3.10) визначаються також оптимальні асигнування на блоки системи.

Далі можна визначити оптимум  $F$  для  $p$  каналів, вводячи обмеження  $D_{p1} + D_{p2} \leq D_p$ . Черговими кроками нескладно відшукати оптимум  $F$  також для всіх раніше неоптимізованих параметрів, закладених у коефіцієнти  $A_p$ .

### Контрольні питання

1. Як зшиваються результати локальних задач оптимізації багатofункціональних ІВС?
2. Як працюють багатofункціональні системи?
3. Чи є глобальною задачею оптимізації ІВС?

### 3.5. Оптимізація параметрів суміщення ІВС

Як видно з наведених виразів, параметричний синтез суміщених систем можливий для довільної кількості незалежних вимірюваних параметрів, каналів і обмежень. Середнє геометричне куткових коефіцієнтів ліній регресії вартості на параметри суміщених блоків позначимо  $C'_{oc}$ , а похідних ліній регресії несуміщених блоків —  $C'_{орн}$ .

$$C'_{oc} = \sqrt[k]{\prod_{i=1}^k C'_{oi}}, \quad C'_{орн} = \sqrt[n-k]{\prod_{i=1}^{n-k} C'_{opi}}.$$

Тоді можна побачити, що

$$F_1 = n \exp \left[ \alpha \ln C'_{oc} + (1 - \alpha) \ln C'_{ора} \right] \left( \sum_{p=1}^m \varepsilon_p^{n(1-\alpha)} \right)^{1-\alpha},$$

де  $C'_{ора}$  — середньоарифметичне значення  $C'_{орн}$  за всіма  $p$  каналами;

$$\alpha = \frac{k}{n},$$

$$\varepsilon_p = \frac{D_{\text{пред}}}{D_{p1}} \left( 1 - \frac{C'_{\text{орн}} - C'_{\text{ора}}}{C'_{\text{ора}}} \right).$$

При підвищенні  $\alpha$  або кількості параметрів суміщених блоків ( $k$ ) асигнування  $F_1$ , як і слід очікувати, зменшуються, оскільки  $\varepsilon_p < 1$  і експоненціальний множник також зменшується при  $C'_{\text{ос}} \leq C'_{\text{ора}}$ . Якщо ж  $C'_{\text{ос}} > C'_{\text{ора}}$ , то експоненціальний множник при підвищенні  $\alpha$  зростає. У цьому випадку може існувати оптимальне число  $\alpha$  або кількість параметрів суміщених блоків  $k$ . Оптимальний параметр  $\alpha$  можна визначити з рівняння

$$A \sum_{p=1}^m \varepsilon_p^x + x \sum_{p=1}^m \varepsilon_p^x \ln \varepsilon_p = 0,$$

де  $x = \frac{1}{n(1-\alpha)}$ ;

$$A = \ln \frac{C'_{\text{ос}}}{C'_{\text{орн}}}.$$

Розкладемо вираз  $\varepsilon^x$  у ряд Тейлора в околі  $\varepsilon_p = 1$ , тобто для значень показників якості близьких до показників високоякісних систем і, залишаючи лише члени другого порядку малості, отримаємо

$$x_{\text{opt}} = \frac{A_m}{B(1+A)} \quad \text{та} \quad \alpha_{\text{opt}} = 1 - \frac{B(1+A)}{Amn},$$

де  $B = \sum_{p=1}^m \ln \frac{1}{\varepsilon_p}$ .

Оптимум має місце за умови

$$A \geq \frac{B}{mn - B}.$$

Таким чином, при дослідженні питань оптимальності суміщених систем велике значення має метод аналізу ефективності суміщення. Застосований тут метод визначення оптимальності суміщення має ту перевагу, що він органічно пов'язаний з параметричним синтезом системи і може дати практичні рекомендації з загальних питань оптимізації суміщених систем.

### **Контрольні питання**

1. Чи можна вибрати оптимально перетин ІВС для розподілу каналів?
2. На якій ідеї засновано оптимальний розв'язок про перетин ІВС для розподілу каналів?

### **3.6. Можливості врахування більш повного складу технічних вимог до ІВС**

Покажемо, що без суттєвих змін методика оптимізації систем може бути розширеною для випадку більш повного складу тактико-технічних вимог (ТТВ), тобто для випадку, коли враховуються також інші показники якості. Наведена в розділі оптимізація ІВС вже охоплює головну частину показників якості зі складу ТТВ до системи.

Динамічні похибки оцінювання параметрів сигналу можуть бути враховані при системному аналізі, коли буде досліджена залежність дисперсії динамічної похибки від апріорних відомостей, ступеня астатизму, складності і вартості системи. У цьому випадку структура задачі не зміниться, однак при пошуку оптимального співвідношення між флуктуаційними та динамічними похибками на смугу пропускання каналу буде накладено ще одне обмеження.

Похибки оцінювання параметрів за рахунок неточного знання часу прив'язки параметрів до шкали системи єдиного часу можуть бути враховані з достатньою точністю і доповнені у критеріях точності в суміщених командно-вимірювальних системах. Похибки оцінювання ряду незалежних каналів можуть при цьому стати залежними. Для прецезійних систем таку залежність похибки вторічної обробки сигналів нескладно врахувати, особливо при незалежних точкових оцінках, у вигляді монотонних функцій від дисперсій точкових оцінок і об'єму вибірки. Структура задачі при цьому принципово не зміниться.

На практиці зустрічається ряд інших неголовних схемних (структурних) і параметричних розв'язків у вигляді вузлів, які можуть бути не враховані при постановці задачі при головних критеріях, наприклад вузол компенсації нестабільності частоти гетеродина, синтезатор частоти, розв'язувальні ланцюги, фідерні пристрої і т. ін. У цих випадках оптимізація підсистем відбувається за більш конкретними показниками якості системи і вузлів.

Об'єм і вага апаратури можуть виявитися суттєвими показниками якості системи, особливо для бортової частини апаратури. Тому для бортових елементів використовується відповідна статистика.

І ще декілька міркувань про оптимізацію суміщеного сигналу ІВС.

Залежно від призначення ІВС і технічних вимог до неї, тобто від того, які параметри руху ЛА вимірюються, у якому діапазоні і з якою точністю, можна отримати, наприклад, набір частот багатоскального вимірювача, які дозволяють розв'язати комплексну задачу при широкій апріорній невизначеності. Уся проблема синтезу оптимального суміщеного сигналу для ІВС буде тепер полягати в тому, щоб знайти таку загальну форму сигналу, з якої всі набори гармонік можна було б отримати у приймачі з найменшими взаємними і флуктуаційними завадами. У випадку, коли ІВС діє з інформаційними каналами з цифровими сигналами, створити оптимальний суміщений сигнал ще складніше. Тоді суміщений сигнал може являти собою ансамбль ортогональних сигналів, який містить, крім того, набір гармонік для вимірювальних каналів у сигналі за типом «акорд»

чи «мелодія». Вимоги до вимірювальних каналів повинні задовольняти також тактова, циклова частоти і їх гармоніки і комбінації.

## Висновки

Параметричний синтез суміщеної системи придатний для типових багатокритеріальних систем з довільною кількістю технічних параметрів і незалежних каналів вимірювання параметрів руху ІВС і передачі інформації.

Для кожної задачі параметричного синтезу, яка відрізняється хоча б одним параметром, обмеженням, критерієм або сталою величиною, існує свій оптимальний розв'язок, який може бути отриманий навіть в аналітичному вигляді.

У випадку, коли середнє геометричне похідних від вартості за параметром для суміщених блоків менше або дорівнює середньому геометричному таких самих похідних для несуміщених блоків, кількість суміщених блоків доцільно по можливості підвищити, оскільки вартість системи при цьому монотонно падає, у протилежному випадку може мати місце визначений вище оптимум кількості параметрів суміщених блоків.

У випадку, коли кількість оптимізованих параметрів в усіх каналах взято однаково, задача має канонічний розв'язок в аналітичному вигляді, в іншому випадку розв'язок для параметрів суміщеності відшукується чисельними методами з використанням отриманих ітераційних формул [20].

Отримані оптимальні розв'язки дозволяють здійснювати інженерні розрахунки технічних параметрів системи і мінімально необхідних асигнувань на систему, розв'язки є правильними зразу для достатньої близькості лінійних обмежень щодо реальних ліній регресії вартості на параметри чи після процесу ітерації з регулюванням кроків за другою похідною за параметром [20].

Задача взагалі припускає поетапне визначення оптимальних параметрів.

У роботі [20] показано, як параметричний синтез пов'язаний зі структурним синтезом каналів і синтезом сигналів.



## Контрольні питання

1. Які показники не враховані в задачі глобальної оптимізації ІВС?
2. Які канали можуть бути взаємозалежними?
3. Чи можна використовувати наведені задачі на випадок простих сигналів?
4. Що таке суміщена система?
5. Чи існує оптимум для суміщеної системи?
6. Як «зшивати» розв'язки окремих задач?

#### 4. ОПТИМІЗАЦІЯ ПІДСИСТЕМ РАДІОЕЛЕКТРОННИХ СИСТЕМ

Викладених задач ще недостатньо для глобального синтезу параметрів, оскільки для нормальної роботи кінцевого пристрою (КП), який забезпечує послугу зв'язку, необхідно на його вході ще мати потрібний рівень сигналу. Рівень сигналу забезпечується підсилювачами всього тракту. Тільки перші підсилювачі практично впливають на відношення потужностей сигналу до шуму, а сам шум підсилюється, як і сигнал. Підвищення шумів за рахунок підсилювачів враховується загальним для приймача коефіцієнтом шуму приймача, який теж потребує оптимізації.

Отже, потребує оптимізації:

- 1) коефіцієнт шуму приймача, який визначає його чутливість;
- 2) система багатократного перетворювання несучої частоти для підвищення вибірконості сусідніх і в зеркальних каналів;
- 3) електромагнітна суміщність;
- 4) загальний коефіцієнт підсилення;
- 5) динамічні діапазони підсилювачів системи АРП для боротьби з викривленнями;
- 6) радіоелектронні вимірювачі;
- 7) преселектор для боротьби за вибірковість по сусідніх і дзеркальних каналах і з блокуванням;
- 8) стандартизація ФЕ.

Оптимізація загального підсилення (п. 4) формально співпадає з оптимізацією однофункціональних систем при урахуванні вибірконості за сусіднім каналом. Задачі п. 5, 7 аналогічні боротьбі з третьою гармонікою задачі п. 3.

Тому в розд. 4 представлені задачі оптимізації згаданих підсистем п. 1-3, 8, без яких не може бути якісної системи зв'язку.

#### **4.1. Оптимізація параметрів високочастотного блока радіоприймальних пристроїв за умовним критерієм чутливості**

При оптимізації інформаційної системи за показниками завадостійкості при обмеженні на вартість використовується такий показник, що впливає на відношення потужностей сигналу до шуму, як коефіцієнт шуму приймача. Це здається дрібницею. Можна підставити відомі його значення. Але вже з цього підрозділу стане зрозумілим, що оптимальний розмір коефіцієнта шуму приймача в 4 рази менше, а можливо, і в більше разів, тобто досить суттєвий. Для порівняння слід згадати, що когерентна радіотехніка за рахунок синхронного детектора дає вигоду у відношенні потужностей сигналу до шуму лише у два рази. І це вважається суттєвим.

Центральною ідеєю цього підрозділу є думка про те, як досягти в реальних системах оптимальних результатів [24]. Треба визначитись, чи обмежитись високочутливим підсилювачем радіочастоти, чи розподілити цю функцію на подальші підсилювачі.

У задачі умовної оптимізації чутливості радіоприймальних пристроїв (РПП) повинні брати участь усі активні елементи радіозасобів, які виробляють шум. Однак на практиці прийнято вважати, що достатньо обмежитися тільки першими одним-трьома активними елементами, оскільки у відповідності з формулою для коефіцієнта шуму РПП вплив подальших активних елементів суттєво послаблюється. Однак тільки аналітичне розв'язання задачі оптимізації РПП за критерієм мінімуму коефіцієнта шуму буде містити відповідь на питання про те, яким членом ряду для коефіцієнта шуму приймача можна знехтувати та якими є оптимальні їх значення. Впевненість у тому, що радіоприймач достатньо близький до оптимального, також з'являється тільки в результаті розв'язання задачі його оптимізації.

Для існування оптимуму необхідні, як мінімум, два показники якості РПП: чутливість та економічність, виражені через затратний показник якості – вартість. Недоліки вартості – деяку невизначеність і нестабільність у часі – можна зменшувати

за рахунок пропонованого методу обробки маркетингових даних для оптимального вибору параметрів функціональних елементів РПП [20, 31]. Крім того, метод враховує кращу технологічність, закладену в існуючі РПП.

#### 4.1.1. Вибір критерію якості РПП

Одним із головних показників якості радіозасобів є чутливість, яка впливає на їх завадостійкість. Чутливість РПП визначається виразом

$$P_A = kT\Delta F_{\text{эф заг}} [Ш_{\text{РПП}} - 1 + t_A] \gamma,$$

де  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/град – стала Больцмана;

$T$  – абсолютна температура;

$\Delta F_{\text{эф заг}}$  – ефективна смуга, Гц;

$Ш_{\text{РПП}}$  – загальний коефіцієнт шуму РПП;

$t_A$  – відносна шумова температура антени;

$\gamma$  – величина потрібного перевищення рівня сигналу над завадою на вході кінцевого пристрою.

Якщо врахувати, що абсолютну температуру (температуру середовища) звичайно вибирають з умови  $T_0 \approx 300$  К, смугу пропускання приймача  $\Delta F_{\text{эф заг}}$  вибирають з умови оптимальної обробки сигналу і для розглядуваного ряду радіозасобів вона однакова, для радіозасобів, що працюють у діапазоні більше 100 МГц, відносна шумова температура антени  $t_A \approx 1$ . Тоді всі ці параметри можна представити як сталі величини і розглядати коефіцієнт шуму  $Ш_{\text{РПП}}$  як показник якості РПП, який об'єктивно характеризує чутливість радіоприймачів.

Коефіцієнт шуму РПП виражається через коефіцієнти шуму та підсилення його окремих каскадів відомою залежністю, а обмеження за вартістю – у вигляді ліній середньоквадратичної регресії вартості на параметри.

Приведемо коефіцієнт шуму РПП до вигляду, коли чим менший показник, тим краще система. Введемо заміну коефіцієнта підсилення каскадів  $K_i = L_i^{-1}$ . Тоді вираз для коефіцієнта шуму РПП подамо як

$$Ш_{РПП} \approx Ш_1 + (Ш_2 - 1)L_1 + (Ш_3 - 1)L_1L_2 + (Ш_4 - 1)L_1L_2L_3 + \dots, \quad (4.1)$$

де  $Ш_i$  – коефіцієнти шуму відповідно підсилювача радіочастоти (ПРЧ), першого перетворювача частоти (ПЧ), першого підсилювача проміжної частоти (ППЧ), другого каскаду ПЧ і т. д.

Статистика для ФЕ РПП набиралася шляхом аналізу високочастотних блоків базових примірників ультракороткохвильових (УКХ) радіозасобів.

#### 4.1.2. Формалізація обмеження за вартістю

Математична модель кореляційної залежності показника економічності – вартості ( $C_i$ ) вибирається на підставі таких міркувань. Усі перші активні елементи РПП мають, як правило, квадратичну прохідну характеристику, щоб виконувати функцію АРП. Через те що динамічний діапазон каскадів і підсилення підвищується, зростає напруга живлення і коефіцієнт шуму. З іншого боку, чим більше середній коефіцієнт підсилення і потужність сигналу, тим більше вартість. Виходячи з цього взаємозв'язок показника вартості з параметрами слід відшукувати у вигляді залежності

$$C_i = C_{0i} + d_i (Ш_i^{-1} L_i^{-1}), \quad (4.2)$$

де  $C_{0i}$  і  $d_i$  – коефіцієнти регресії.

Нагадаємо, що цей показник якості – вартість каскаду РПП – найбільш об'єктивно відображує технологічність виробу. Недоліки показника вартості можуть бути суттєво зменшені, якщо при обробці статистики (рис. 4.1):

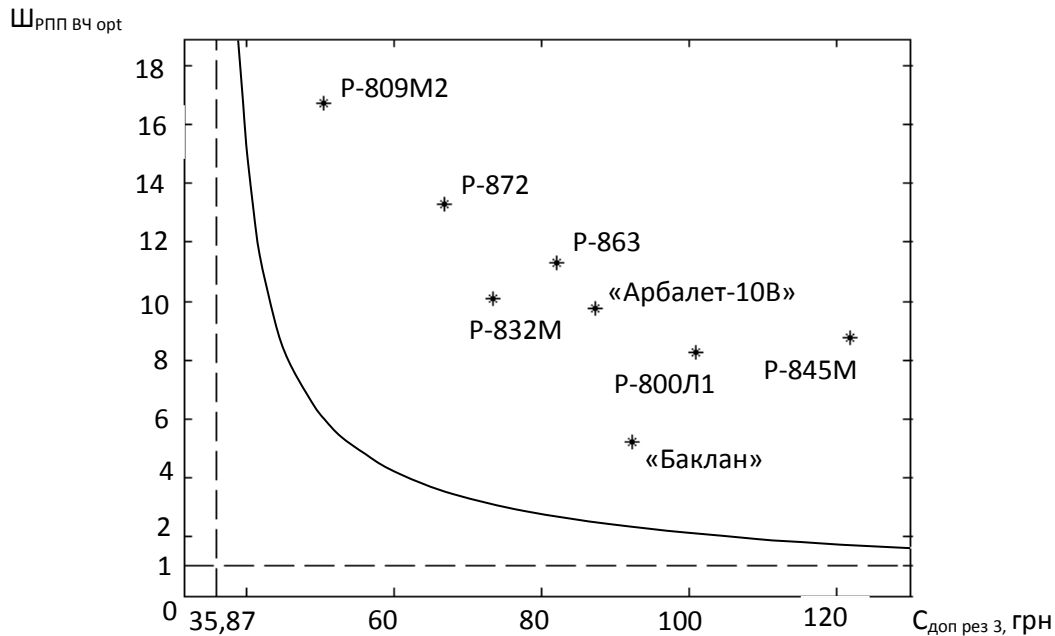


Рис. 4.1. Залежність коефіцієнта шуму  $\text{Ш}_{РПП ВЧ опт}$  від вартості високочастотного блока радіозасобів

- 1) робити перерахунки вартості на даний момент;
- 2) відбракувати неоптимальні елементи;
- 3) відбирати функціональні елементи РПП з приблизно однаковими іншими параметрами.

Наприклад, для перших трьох активних елементів РПП методом МНК отримані лінії середньоквадратичної регресії і числові значення коефіцієнтів  $C_{0i}$  і  $d_i$

$$C_1 = 8,9623 + 7,8596 \text{Ш}_{1i}^{-1} L_{1i}^{-1}, \text{ відн. од.}, \quad (4.3)$$

$$C_2 = 34,745 + 127,43 \text{Ш}_{2i}^{-1} L_{2i}^{-1}, \text{ відн. од.}, \quad (4.4)$$

$$C_3 = 14,733 + 5,3284 \text{Ш}_{3i}^{-1} L_{3i}^{-1}, \text{ відн. од.} \quad (4.5)$$

### **Постановка задачі синтезу високочастотної частини РПП**

Узагальнена задача оптимального синтезу РПП має вигляд

$$\left\{ \begin{array}{l} \min \left[ \text{Ш}_{1w} + \sum_{i=2}^n \frac{\text{Ш}_{iw} - 1}{\prod_{j=1}^{i-1} K_{jw}} \right], \\ \sum_{i=1}^n C_{iw} (\text{Ш}_{iw}, K_{iw}) \leq C_{\text{допрезн}}, \\ \forall w \in [1, m], \forall i \in [1, n], \end{array} \right. \quad (4.6)$$

де  $w$  – номер  $i$ -го виробу;

$i$  і  $j$  – номери функціональних елементів у структурі РПП;

$n$  – кількість функціональних елементів у складі РПП;

$C_{\text{допрезн}}$  – допустиме результуюче значення показника вартості РПП.

#### 4.1.3. Розв'язання задачі синтезу параметрів РПП

Розв'язання задачі доцільне методом умовно-блочного, динамічного програмування, приводячи її до задачі сепарабельного програмування шляхом відшукування локального мінімуму при варіаціях змінних  $\text{Ш}_i$  і  $L_i$ .

Розв'язок задачі першого блока динамічного програмування при оптимізації коефіцієнта шуму ПРЧ РПП при допустимій його вартості за критерієм мінімуму коефіцієнта шуму отримаємо виходячи з умови (4.6) з урахуванням параметрів обмеження (4.3), для усіченого ряду елементів цільової функції - (4.1).

$$\left\{ \begin{array}{l} \min_{\left\{ \begin{array}{l} C_{\text{доп}} \\ \text{Ш}_1 \\ K_1 \end{array} \right\}} \text{Ш}_{\text{РПП1}} = \text{Ш}_1 + (\text{Ш}_2 - 1)L_1, \\ \text{при } C_1(\text{Ш}_1, K_1) \leq C_{\text{доп}} \end{array} \right. \quad (4.7)$$

при обмеженні

$$C_1(\text{Ш}_1, L_1) \approx C_{01} + d_1 \cdot \text{Ш}_1^{-1} \cdot L_1^{-1} \leq C_{\text{доп1}}. \quad (4.8)$$

Проведемо заміну  $A_1 = \frac{d_1}{C_{\text{доп } 1} - C_{01}}$ ,  $x = (\text{Ш}_2 - 1)$  і врахуємо, що  $L_1 = A_1 \text{Ш}_1^{-1}$ . Нестрогу нерівність у виразі (4.8) замінимо рівнянням. Тоді рівняння (4.7) подамо як

$$\text{Ш}_{\text{РПП1}} = \text{Ш}_1 + A_1 x \text{Ш}_1^{-1}. \quad (4.9)$$

Продиференціюємо вираз (4.9) за  $\text{Ш}_1$  і прирівняємо його до нуля:

$$\frac{\text{Ш}'_{\text{РПП1}}}{\partial \text{Ш}_1} = 1 - A_1 x \text{Ш}_1^{-2} = 0.$$

Звідси визначимо значення коефіцієнтів шуму і підсилення ПРЧ:

$$\text{Ш}_1^{-2} = \frac{1}{A_1 x}, \text{ або } \text{Ш}_1 = \sqrt{A_1 x}.$$

Тоді

$$\text{Ш}_{1\text{opt}} = \sqrt{\frac{d_1(\text{Ш}_2 - 1)}{C_{\text{доп } 1} - C_{01}}} = \sqrt{(\text{Ш}_2 - 1)A_1}, \quad (4.10)$$

$$L_{1\text{opt}} = \frac{1}{K_{1\text{opt}}} = \sqrt{\frac{d_1}{(C_{\text{доп } 1} - C_{01})(\text{Ш}_2 - 1)d_1}} = \sqrt{\frac{A_1}{\text{Ш}_2 - 1}}. \quad (4.11)$$

Значення коефіцієнтів  $\text{Ш}_{1\text{opt}}$  і  $L_{1\text{opt}}$  підставимо у вираз (4.9):

$$\text{Ш}_{\text{РПП1opt}} = 2\sqrt{(\text{Ш}_2 - 1) \cdot A_1} = 2\sqrt{\frac{d_1(\text{Ш}_2 - 1)}{C_{\text{доп } 1} - C_{01}}} = 2K_{1\text{opt}}A_1. \quad (4.12)$$

На другому кроці динамічного програмування за оптимізацією параметрів вузла ПРЧ-ПЧ РПП при допустимій його вартості  $C_{\text{доп } 2}$  за критерієм мінімуму коефіцієнта шуму



визначається локальний оптимум для змінних  $\text{Ш}_2$  і  $L_2$ , а потім – оптимум за змінною  $\text{Ш}_{2\text{opt}}$ .

У вартість ПЧ  $C_2$  повинна входити вартість змішувача  $C_{1\text{смес}}$  і гетеродина  $C_{1\text{гет}}$ , тобто  $C_2 = C_{1\text{смес}} + C_{1\text{гет}}$ .

З урахуванням певних оптимальних параметрів ПРЧ (4.12) вираз (4.6) для оптимізації параметрів вузла ПРЧ-ПЧ РПП буде мати вигляд

$$\left\{ \begin{array}{l} \min \text{Ш}_{\text{РПП}2} = 2\sqrt{(\text{Ш}_2 - 1)A_1} + (\text{Ш}_3 - 1)L_1L_2, \\ \left. \begin{array}{l} C_{\text{доп}2} \\ \text{Ш}_2 \\ K_2 \end{array} \right\}, \\ \text{при } C_1(\text{Ш}_{1\text{opt}}, K_{1\text{opt}}) + C_2(\text{Ш}_2, K_2) \leq C_{\text{допрез}2}, \end{array} \right. \quad (4.13)$$

де  $C_{\text{доп}2}$  – допустимі варійовані значення показника вартості ПЧ;

$C_{\text{допрез}2}$  – допустимі результуючі (середні) значення показника вартості вузла РПП ПРЧ-ПЧ.

Враховуючи розв’язок виразів (4.10)-(4.12) і результат виразу (4.4), вираз (4.13) подамо як

$$\text{Ш}_{\text{РПП}2} = 2\sqrt{(\text{Ш}_2 - 1)A_1} + \frac{(\text{Ш}_3 - 1)}{K_1}L_2 \quad (4.14)$$

при обмеженнях (4.4) і

$$C_{\text{доп}1} + C_{\text{доп}2} \leq C_{\text{допрез}2}, \quad (4.15)$$

де  $C_2(\text{Ш}_2, K_2) = C_{\text{доп}2} = C_{02} + d_2\text{Ш}_2^{-1}L_2^{-1}$ .

Розглядаючи вираз (4.15), нестрогу нерівність у виразі замінимо рівнянням. Проведемо заміну  $\frac{d_2}{C_{\text{доп}2} - C_{02}} = A_2$ ,  $A_{21} = \frac{A_2}{2}$

та визначимо значення коефіцієнта  $L_2$ :

$$L_2 = \frac{\text{Ш}_2^{-1} d_2}{C_{\text{доп}2} - C_{02}} = \frac{A_2}{\text{Ш}_2} = \frac{2A_{21}}{\text{Ш}_2}. \quad (4.16)$$

Значення коефіцієнтів  $A_{21}$ ,  $L_2$  і  $K_1$  підставимо у вираз (4.14):

$$\min_{\{\text{Ш}_2\}} \text{Ш}_{\text{РПП}2} = 2\sqrt{A_1} \left( \sqrt{(\text{Ш}_2 - 1)} + \frac{\text{Ш}_3 - 1}{\sqrt{\text{Ш}_2 - 1}} \cdot \frac{A_{21}}{\text{Ш}_2} \right). \quad (4.17)$$

Очевидно, що є локальний мінімум за параметром  $\text{Ш}_2$ . Враховуючи заміну  $x = (\text{Ш}_2 - 1)$  вираз (4.17) набуде вигляду

$$\min_{\{\text{Ш}_2\}} \text{Ш}_{\text{РПП}2} = 2\sqrt{A_1} \left( x + \frac{(\text{Ш}_3 - 1)A_{21}}{x(x^2 + 1)} \right). \quad (4.18)$$

Значення  $x$  та співмножника  $I_1 = x + \frac{(\text{Ш}_3 - 1)A_{21}}{x(x^2 + 1)}$  визначимо з умови  $\frac{\partial I_1}{\partial x} = 0$  або

$$\frac{dI_1}{dx} = 1 - \frac{(\text{Ш}_3 - 1)A_{21}}{x^2(x^2 + 1)^2} (x^2 + 1 + 2x^2) = 0. \quad (4.19)$$

Тоді

$$x^4 = 3(\text{Ш}_3 - 1)A_{21}.$$

Визначимо оптимальні значення коефіцієнта шуму і підсилення ПЧ РПП виходячи з умови  $x_{\text{opt}} = \sqrt[4]{3(\text{Ш}_3 - 1)A_{21\text{opt}}}$ .

$$\text{Ш}_{2\text{opt}} = \sqrt{1,5(\text{Ш}_3 - 1)A_{2\text{opt}}} + 1, \quad (4.20)$$

$$\text{Ш}_{\text{РПП}2\text{opt}} = 4,75 \left[ \frac{(\text{Ш}_3 - 1)(d_1^2 d_2)}{(C_{\text{допрез}2} - C_{021})^3} \right]^{1/4}, \quad (4.21)$$

де  $C_{021} = C_{01} + C_{02}$ .

Вираз (4.21) дозволяє знаходити оптимальне значення коефіцієнта шуму РПП з урахуванням вже визначених оптимальних параметрів вузла ПРЧ-ПЧ.

Третій крок умовно-блочного програмування загальної задачі оптимізації будемо шукати у вигляді третього блока програм з урахуванням результатів першого та другого кроку.

Очевидно, що є оптимум  $Ш_{РПП3\ opt}$  також на множинах  $C_{доп\ рез\ 2}$  і  $C_{доп\ 3}$ . Проводячи заміни і знаходячи вираз знаменника дробу у квадратурах, отримаємо рівняння для визначення оптимальних параметрів високочастотного блока РПП радіозасобів:

$$Ш_{РПП\ ВЧ\ opt} = 8,06 \left[ \frac{(Ш_4 - 1)d_1^4 d_2^2 d_3}{(C_{доп\ рез\ 3} - C_{031})^7} \right]^{1/9}, \quad (4.22)$$

де  $C_{031} = C_{021} + C_{03}$ .

Графічне подання рівняння (4.22) показано на рис. 4.1 у вигляді “кривої обміну” [11] разом з точковими значеннями параметрів високочастотного блока радіозасобів.

Такі залежності дозволяють вибрати за оптимальними параметрами реальну високочастотну частину РПП з близькими до оптимальних характеристиками при допустимому значенні її вартості.

Аналіз рівняння (4.22) показує, що наступне урахування коефіцієнта шуму  $Ш_4$  чергового функціонального елемента РПП другого каскаду ППЧ недоцільний, оскільки він не має суттєвого впливу на загальний коефіцієнт шуму радіоприймача.

## Висновки

Таким чином, при оптимальному синтезі РПП за умовним критерієм чутливості отримали шість оптимальних технічних параметрів ПРЧ, ПЧ, першого каскаду ППЧ радіоприймального пристрою, відповідні їх оптимальні вартості і такі результати:

1. Розв’язок у вигляді формул та алгоритмів, придатних як для інженерних розрахунків, так і для створення системи автоматизованого проектування (САПР).

2. На основі оптимальних значень технічних параметрів формалізуються вимоги до вузлів і блоків радіозасобів, які служать основою для розроблення (або модернізації) схемних рішень і вузлів РПП.

3. Отриманий розв'язок задачі оптимального вибору параметрів високочастотної частини РПП за критерієм чутливості при обмеженні на вартість враховує техніко-економічну залежність, технологічність та основу для сучасного стану виробництва радіозасобів.

4. Оптимальний коефіцієнт шуму РПП у 1,5 ÷ 4 рази краще, ніж його реальні значення в існуючих виробках.

5. Розрахункові залежності дозволять проводити модернізацію експлуатованих радіозасобів, проектувати РПП з оптимальними параметрами функціональних елементів для їх високочастотної частини.

### **Контрольні питання**

1. Що таке чутливість приймача?
2. Від яких параметрів підсилювачів залежить коефіцієнт шуму?
3. Від яких виразів залежить коефіцієнт шуму кожного підсилювача?
4. У якому порядку розраховується коефіцієнт шуму приймача?
5. Що таке крива обміну?

### **4.2. Метод оптимізації системи багатократного перетворювання несучої частоти за умовним критерієм вибіркості**

При створенні СВЧ систем вибір кількості і значень підбору проміжних частот за вибіркостію по сусідньому каналу, за заданим значенням несучої частоти і потрібною останньою проміжною частотою, за вибіркостію по дзеркальному каналу і за затратним показником залежить від інтуїтивного вибору спеціаліста. При цьому звичайно не враховується вплив на їх

оптимальний вибір затратних показників, оскільки критерій вартості більше стосується нечітких величин, з якими незручно працювати.

У підрозділі показано шляхи щоб здолати вказані труднощі. Це дозволяє використовувати оптимальний синтез параметрів підсистеми перетворювання несучої частоти за критерієм мінімуму вартості системи по сусідньому каналу при обмеженнях на вибірковість по сусідніх і зеркальних каналах з урахуванням маркетингових даних [20, 42].

Результати використання такого синтезу дозволяють не тільки отримувати оптимальні показники якості, але також використовувати його результати в задачах САПР НВЧ систем.

#### **4.2.1. Сутність проблеми оптимального забезпечення вибірковості за паразитними каналами на НВЧ**

На високих і надвисоких частотах  $f_i$  складно забезпечити потрібну вибірковість  $\eta$  по сусідньому каналу, оскільки навіть при високій добротності резонаторів ( $Q_i > 1500$ ) їх смуга пропускання  $P_i$  суттєво більше від смуги частот одного каналу.

При цьому смуга пропускання дорівнює  $P_i = \frac{f_i}{Q_i}$ .

У результаті у смузі резонатора можуть опинитися десятки або тисячі спектрів сусідніх станцій. Вузькосмугові фільтри високої селекції на НВЧ і багатокаскадні підсилювачі неможливо або важко виконати, особливо при перестроюваних приймачах, і недоцільно через їх громоздкість і високу вартість. З цієї причини практично всі приймачі навіть на порівняно невисоких частотах є супергетеродинами. При перетворенні високої частоти сигналу з'являється паразитний дзеркальний канал, який подавлюється частотною характеристикою преселектора.

Однак на НВЧ доволі велика смуга вхідного резонатора (або преселектора), обумовлюється великою резонансною частотою. Проблема подавлення дзеркального каналу (на частоті  $f_3$  (рис. 4.2)) вирішується таким вибором частоти гетеродина, при якому перша проміжна частота виявляється занадто великою. При цьому аналогічно першому перетворенню частоти (ПЧ) (рис. 4.2)

використовується декілька перетворювань частоти сигналу, після яких досягається потрібна, досить мала, допустима частота сигналу  $f_{\text{доп}}$ .

**Проблема полягає в тому**, щоб, використовуючи відомі маркетингові дані фірм для функціональних елементів (ФЕ) і співвідношення між ними, формалізувати і розв'язати задачу оптимізації підсистеми перетворювання частоти (ПЧ) за умовним критерієм затрат на ФЕ при обмеженнях на показники вибіркості на множинах технічних і затратних параметрів.

#### 4.2.2. Формалізація задачі синтезу ПЧ

Визначимо взаємозв'язок кількості перетворювань частоти сигналу, значень несучої, потрібної і проміжних частот  $f_{\text{пр}i}$ , добротностей резонаторів  $Q_i$  і вибіркостей по сусідньому і дзеркальному каналах.

Нехай відомі частотні характеристики преселектора і всіх фільтрів ПЧ  $K_i(f)$ , потрібна вибіркість по сусідньому і дзеркальному каналах  $\eta_i$ , значення несучої частоти  $f_0$  і допустимої частоти  $f_{\text{доп}}$ . На заданій допустимій частоті  $f_{\text{доп}}$  при відповідному резонаторі забезпечується потрібна вибіркість по сусідньому каналу, головне підсилення приймача і фільтрація сигналу.

На рис. 4.2 частотна характеристика преселектора позначена  $K_{\text{прес}}(f)$ ,  $K_1(f)$  – АЧХ ППЧ1,  $f_{\text{Г}}$  – частота гетеродина,  $f_3$  – частота дзеркального каналу,  $f_{\text{пр}1}$  – перша проміжна частота;  $S_1(f - f_c)$  – спектр сигналу на частоті  $f_c$ .

Частоту гетеродина  $f_{\text{Г}}$  вибирають такою, щоб за рахунок досить великої проміжної частоти  $f_{\text{пр}1}$  забезпечити потрібну вибіркість  $\eta$  по дзеркальному каналу  $f_3$ . Тому може бути потрібне ще одне або більше перетворювань частоти.

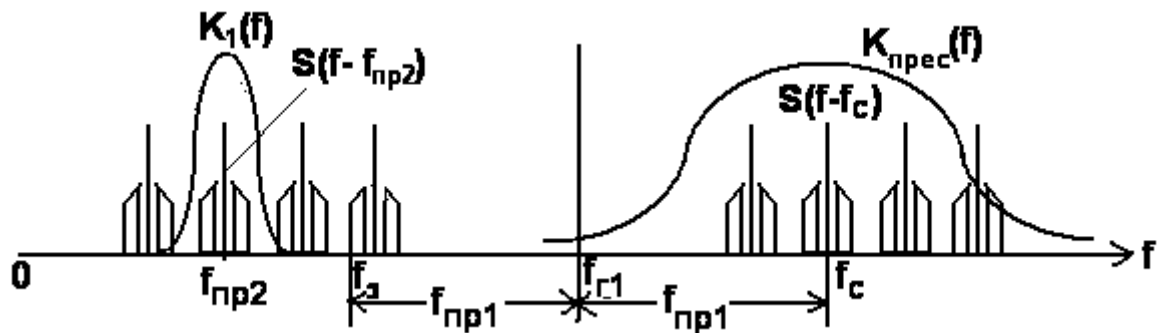


Рис. 4.2. Вибірковості по сусідньому  $K_1$  і дзеркальному  $K_{прес}$  каналах

Розглянемо апроксимацію амплітудно-частотної характеристики фільтрів гаусовою кривою [1]:

$$K_0(f) = K_0 \exp\left[-\frac{(f - f_0)^2}{\Pi^2}\right], \quad (4.23)$$

де  $K_0$  – коефіцієнт передачі при  $f = f_0$ ;  
 $f_0$  – центральна частота настроювання;  
 $\Pi$  – смуга пропускання на рівні 0,67 максимуму.

При кожному перетворюванні частоти потрібен захист по дзеркальному каналу зі значенням вибірковості  $\eta$ .

Оскільки  $\eta = \frac{K_0(f)}{K_0(0)} = \exp\left[-\frac{(f - f_0)^2}{\Pi^2}\right]$ , то розстроювання за частотою  $f - f_0$ , яка відповідає  $\eta$ , можна записати як  $f - f_0 = \Pi\sqrt{\ln \eta}$ .

Таким чином, для будь-якої кількості перетворювань частоти маємо таку систему рівнянь для визначення проміжних частот:

$$\left\{ \begin{array}{l} f_{np1} = |f_{r1} - f_0| = \Pi(f_0) \sqrt{\ln \eta_1}, \\ f_{np2} = |f_{r2} - f_{np1}| = \Pi(f_{np1}) \sqrt{\ln \eta_2}, \\ \dots \\ f_{np2} = |f_{ri} - f_{npi-1}| = \Pi(f_{npi-1}) \sqrt{\ln \eta_i}, \\ \dots \\ f_{npi} = |f_{rn} - f_{np\ n-1}| = \Pi(f_{np\ n-1}) \sqrt{\ln \eta_n}, \end{array} \right. \quad (4.24)$$

де  $n$  - кількість перетворювань частоти.

У загальному випадку

$$f_{npi} = \frac{d_{i-1} f_{npi-1}}{2} F_{i-1}(\beta_{i-1}, m_{i-1}, \eta_{i-1}), \quad (4.25)$$

де  $d_i = \frac{1}{Q_i}$  - загасння контуру;

$m_i$  - кількість контурів;

$F(\beta, m, \eta)$  - функція, залежна від виду підсилювачів, від  $m$ ,  $\eta$  і коефіцієнта зв'язку  $\beta$ .

Якщо відома залежність  $\Pi = \Pi(f_{npi})$ , то система рівнянь (4.24) розв'язується послідовними підстановками.

У цьому випадку

$$f_{npi} = \sqrt{\ln \eta_i} \Pi_{i-1} \left\{ \sqrt{\ln \eta_i} \Pi_{i-2} \left[ \dots \left( \sqrt{\ln \eta_1} \Pi_1 \right) \dots \right] \right\}. \quad (4.26)$$

Якщо нічого невідомо про залежність  $\Pi = \Pi(f)$ , то в деякому діапазоні частот її можна прийняти лінійною.

Враховуючи вираз (4.25), вираз (4.26) можна записати як



$$f_{\text{пр}i} = \prod_{k=1}^i \frac{\ln^{1/2} \eta_k}{Q_k} f_0. \quad (4.27)$$

При цьому для  $i=n$   $f_{\text{пр}i} = f_{\text{пр}n} = f_{\text{доп}}$ .

Якщо задати однаковий рівень подавлення будь-якого дзеркального каналу  $\eta_i = \eta$  і врахувати, що частота  $f_{\text{пр}n} = f_{\text{доп}}$  і  $i=n$ , то з виразу (4.27) можна визначити необхідну кількість  $n$  перетворювань високої і надвисокої несучої частот  $f_0$  сигналу, щоб головну обробку сигналу здійснювати на допустимо низькій несучій частоті  $f_{\text{доп}}$ .

$$n = \left[ \frac{\ln(f_0/f_{\text{доп}})}{\ln(Q/\ln^{1/2} \eta)} \right] = \left[ \frac{\lg(f_0/f_{\text{доп}})}{\lg(0,66Q/\ln^{1/2} \eta)} \right], \quad (4.28)$$

де  $[ ]$  - означає ціле більше число.

Неважко побачити, у якому діапазоні частот кількість перетворювань частоти незмінна. Наприклад,  $n$  перетворювань частоти необхідно реалізувати в діапазоні

$$[f_{0 \text{ min}}, f_{0 \text{ max}}] = \left[ \frac{\sqrt{\ln \eta}}{Q} f_{0 \text{ max}}, f_{0 \text{ max}} \right], \quad (4.29)$$

що отримано з формули (4.27):

$$f_{\text{пр}i} = \left( \frac{\sqrt{\ln \eta}}{Q} \right)^i f_0. \quad (4.30)$$

Якщо частотна характеристика преселектора і фільтрів має вигляд резонансної кривої

$$K_0(f) = \frac{K_0}{\left(1 + 4Q_i^2 \frac{(f - f_i)^2}{f_i^2}\right)^{\frac{1}{2}}}, \quad (4.31)$$

то, покладаючи  $Q = Q_i, \eta = \eta_i$ , можна визначити кількість перетворювань частоти  $n$

$$n = \left[ \frac{\lg(f_0/f_{\text{доп}})}{\lg[Q/(2\sqrt{\eta-1})]} \right]. \quad (4.32)$$

У загальному випадку

$$n = \left[ \frac{\lg(f_0/f_{\text{доп}})}{\lg[Q/F(\beta, m, \eta)]} \right]. \quad (4.33)$$

При цьому використовувалися зв'язки

$$Q_i = \frac{2f_i}{n_\alpha} \sqrt{1 - \frac{1}{\alpha}} \quad \text{та} \quad (f_i - f_i) = \frac{n_\alpha}{2} \sqrt{\frac{\eta^2 - 1}{1 - \frac{1}{\alpha}}},$$

де  $\frac{1}{\alpha}$  – відносний рівень амплітудно-частотної характеристики за напругою, на якому відраховується смуга пропускання П. Звичайно  $\alpha^{-1} = \frac{1}{\sqrt{2}}$ .

Якщо зняти обмеження на вузькосмуговість спектра  $S(f)$ , тобто якщо допускати, що спектр сигналу  $S(f)$  довільної кінечної ширини, то кількість перетворювань частоти  $K_0(f)$  у вигляді виразу (4.32) визначається як

$$n = \left[ \frac{\lg \frac{f_0}{f_{\text{доп}} - \frac{\Pi_{\text{прм}}}{2(1-A)}}}{\lg \frac{1}{A}} \right], \quad (4.34)$$

де  $\Pi_{\text{прм}}$  - смуга пропускання всього приймача на досить низькому рівні, який враховує  $\geq 90\%$  енергії сигналу;

$$A = \frac{\sqrt{\ln \eta}}{Q} = \frac{1}{Q} \sqrt{\frac{\lg \eta}{0,436}}.$$

Вираз (4.33) отримано з урахуванням таких співвідношень:

$$f_{\text{гi}} - f_i - \frac{\Pi_{\text{прм}}}{2} = \Pi(f_{\text{пр } i-1}) \sqrt{\ln \eta},$$

$$f_{\text{доп}} = f_{\text{прм}} = \left( \frac{\sqrt{\ln \eta}}{Q} \right)^n f_0 + \sum_{k=1}^{n-1} \left( \frac{\sqrt{\ln \eta}}{Q} \right)^k \frac{\Pi_{\text{прм}}}{2}, \quad (4.35)$$

$$f_{\text{доп}} = A^n f_0 + \frac{1-A^{n-1}}{1-A} \frac{\Pi_{\text{прм}}}{2} \approx A^n f_0 + \frac{1}{1-A} \frac{\Pi_{\text{прм}}}{2}.$$

Отримані співвідношення (4.28), (4.32), (4.34) формалізують цільову функцію або обмеження при подвійній постановці задачі оптимального синтезу ПЧ.

Вже помітно, що при використанні фільтра з амплітудно-частотною характеристикою резонансного вигляду виразу (4.31) потрібна більша кількість перетворювань частоти  $n$ , ніж у випадку використання фільтрів з характеристиками вигляду виразу (4.23). Вираз (4.32) визначає, крім того, вплив ширини спектра прийманого сигналу на кількість перетворювань частоти.

Отримані співвідношення (4.27), (4.30), (4.35) зв'язують показники якості ПЧ і технічні параметри ФЕ.

Само застосування багатократного, навіть неоптимального, перетворювання частоти є своєрідною структурно-параметричною оптимізацією приймача, при якій, не дивлячись на незначне ускладнення високочастотної частини структури приймача, останній суттєво дешевшає і покращуються його показники вибірковості.

Однак, крім того, потрібна загальна за всіма показниками оптимізація самої системи ПЧ.

Без затратних показників не може бути загальної, з урахуванням усіх показників, оптимізації ПЧ. Однак, хоч вартості ФЕ системи ПЧ є нечіткими множинами, незручними для використання, використовуємо ту саму методику їх перетворювання у випадкові величини. Оскільки задачу оптимізації отримуємо у вигляді стохастичного програмування, то замість випадкових величин звичайно на перших етапах використовують їх математичне очікування, або середнє за ансамблем.

Тому потрібно замінити існуюче евристичне врахування затрат техніко-економічною маркетинговою статистикою шляхом використання **методу перетворювання нечітких множин величин у випадкові** [2, 3]. При цьому застосовуються такі принципи:

- використовуються спрощені монотонні перетворені показники якості, технічні і затратні параметри таким чином, щоб перетворені величини відповідали співвідношенням: «чим вони менше, тим краще для системи»; це, крім того, дає переваги від використання «кривих обміну» [11, 20];

- статистика цін і параметрів набирається за даними для ФЕ, прийнятними до комплектації систем того самого класу і призначення;

- при цьому доцільно використовувати модульний принцип комплектації систем;

- використання першого принципу, який трансформується у співвідношення: «чим ближче до осей координат, тим краще»;

- здійснюється відбракування спекулятивних і нетехнологічних ФЕ;

- реалізується згладжування статистики цін лініями середньоквадратичної регресії вартості на параметр;

- параметри, для яких нема даних, фіксуються і використовуються як сталі.

#### 4.2.3. Постановка та розв'язання задачі синтезу ПЧ

Отримані таким чином залежності ціни (вартості) одного етапу перетворювання частоти  $C_i$  можуть бути представлені як

$$C_i = C_{см\ i} + C_{Гі} + C_{фi}(Q_i), \quad (4.36)$$

де  $C_{см\ i}$  - ціна змішувача  $i$  – го діапазону частот;

$C_{Гі}$  - ціна гетеродина, чи формувача частоти гетеродина;

$C_{фi}(Q_i)$  - ціна фільтра (резонансних підсилювачів і т. д.).

Якщо  $i$  – достатньо низькочастотний діапазон, то можливо, що

$$C_i = C_{см} + C_{Г} + C_{ф}(Q). \quad (4.37)$$

У цьому випадку ціна всього ПЧ або всіх однокаскадних перетворювачів частоти дорівнює

$$C = nC_i = \frac{\lg \frac{f_0}{f_{доп}}}{\lg \frac{Q}{\sqrt{\ln \eta}}} [C_{см} + C_{Г} + C_{ф}(Q)]. \quad (4.38)$$

Для двоконтурних ППЧ загальна ціна визначається як

$$C = nC_i = \frac{\lg \frac{f_0}{f_{доп}}}{\lg \frac{2Q}{F(\eta_i, m_i)}} [C_{см} + C_{Г} + C_{ф}(Q)].$$

Оптимальну добротність  $Q$  для однокаскадних фільтрів можна визначити з виразу (4.38) за ітеративною формулою

$$Q = Q_{i-1} + \frac{X_{i-1} - \frac{1}{B_{i-1}}}{X_{i-1}^2 - \frac{C''_{i-1}}{(\sum C)_{i-1}^2} - \frac{1}{B_{i-1}^2} - \frac{1}{B_{i-1}Q_{i-1}}},$$

де  $B_{i-1} = Q_{i-1} \lg \frac{2Q_{i-1}}{F}$ ;  
 $(\sum C)_{i-1} = C_{CM} + C_{\Gamma} + C_{\Phi}(Q)$ ;  
 $X_{i-1} = \frac{C'_{\Phi i-1}}{(\sum C)_{i-1}}$ .

Якщо для подавлення дзеркального каналу при кожному перетворюванні частоти використовувати  $m$  каскадів ППЧ з включенням преселектора, але без включення ППЧ останнього перетворювача частоти, то задачу синтезу багатократного перетворювача частоти з урахуванням виразу (4.37) можна зформулювати так:

$$C = \frac{\lg \frac{f_0}{f_{\text{ДОП}}}}{\lg \frac{2Q}{F(\eta_i, \beta_i, m_i)}} [C_{CM} + C_{\Gamma} + mC_{\Phi}(Q)].$$

де  $F(\eta_i, \beta, m) = \sqrt{\beta^2 - 1 + \sqrt{\eta_c^{2/m}(1 + \beta^2)} - 4\beta^2}$ ;

$\beta$  - коефіцієнт зв'язку двох контурів.

Для випадку, коли  $\beta = 1$  і  $\eta_i = \eta_c$  (рівні вибірковості по дзеркальному каналу), можна визначити оптимальні значення  $m$  і  $Q$ , при яких досягається мінімум асигнувань  $C$  на систему перетворювання частоти.

$Q_{\text{опт}}$  можна визначити з функціонального рівняння

$$\lg \sqrt{2}Q = \frac{BC_{\phi}(Q)}{Q^2 C'_{\phi}(Q)} + \frac{C_{\phi}(Q)}{QC'_{\phi}(Q)} \lg 10 \sqrt{\eta_c}, \quad (4.39)$$

де  $B = C_{\text{см}} + C_{\Gamma}$  ;

$m$  знаходиться зі співвідношення

$$m_{\text{опт}} = \left[ \frac{C'_{\phi}}{C_{\phi}} Q \right]. \quad (4.40)$$

Вирази (4.39), (4.40) отримано з умов

$$\frac{\partial C}{\partial m} = 0, \quad \frac{\partial C}{\partial Q} = 0,$$

які записуються у вигляді системи з двох функціональних рівнянь

$$C_{\phi}(Q) = \frac{[B + mC_{\phi}(Q)] \frac{1}{m^2}}{\lg \sqrt{2}Q - \frac{1}{2m} \lg \eta_c}, \quad (4.41)$$

$$mC'_{\phi}(Q) = \frac{B + mC_{\phi}(Q)}{Q \left( \lg \sqrt{2}Q - \frac{1}{2m} \lg \eta_c \right)}. \quad (4.42)$$

Формула (4.29) отримується при підстановці  $\frac{[B + mC_{\phi}(Q)]}{\lg \sqrt{2}Q - \frac{1}{2m} \lg \eta_c}$

з виразу (4.41) у вираз (4.42).

Для розв'язання рівняння (4.31) відносно  $Q$  для будь-яких наперед відомих  $C_{\phi}(Q)$  можна запропонувати ітераційну формулу

$$Q_i = Q_{i-1} + \frac{Q_{i-1} \lg \sqrt{2}Q_{i-1} - \frac{C_{\phi i-1} B}{C_{\phi i-1}^2 Q_{i-1}}}{Q_{i-1} H_{i-1} - 1},$$

де

$$H_{i-1} = \frac{C_{TM_{i-1}}}{C_{TM_{i-1}} Q_{i-1}} \left[ \lg 10 \sqrt{\eta_c} + \frac{C_{TM_{i-1}} B}{C_{TM_{i-1}}^2 Q_{i-1}^2} \left( \frac{C'_{TM_{i-1}}}{C_{TM_{i-1}}} - \frac{C''_{TM_{i-1}}}{C'_{TM_{i-1}}} - \frac{2}{Q_{i-1}} \right) + \frac{C_{TM_{i-1}}}{C'_{TM_{i-1}} Q_{i-1}} \left( \frac{C'_{TM_{i-1}}}{C_{TM_{i-1}}} - \frac{C''_{TM_{i-1}}}{C'_{TM_{i-1}}} - \frac{1}{Q_{i-1}} \right) \right].$$

Якщо якісно зобразити ліву і праву частини рівняння (4.39), то можна побачити, що у характерному випадку при згладжуванні  $C_\phi(Q)$  параболою (звичайно невисокого ступеня) права частина кривої буде монотонно спадною. Звідси впливає одиничність розв'язку (4.39).

Однак на практиці вартості гетеродинів (множників, задавальних генераторів і т. ін.), змішувачів і фільтрів скоріше за все не є однаковими, особливо для різних діапазонів частот.

Для цього загального випадку задачу проектування системи багатократного перетворювання несучої частоти можна зформулювати як

$$C = B_\Sigma + \sum_{i=1}^n m_i C_{TM_i}(Q_i), \quad (4.43)$$

$$\frac{1}{\prod_{i=1}^n Q_i} = \frac{f_{\text{доп}} 2^n}{f_0 \prod_{i=1}^n F_i(\beta_i, m_i, \eta_i)} = A. \quad (4.44)$$

Вираз (4.44) отримано для довільних параметрів  $\beta_i, m_i, \eta_i, Q_i, C_i$  аналогічно виразу (4.42). Тут  $F(\beta_i, m_i, \eta_i)$  – функції, що характеризуються видом підсилювача і параметрами  $\beta_i, m_i, \eta_i$ .

У задачі (4.43), (4.44) можна визначити умовний мінімум вартості багатократного перетворювання несучої частоти при обмеженні, яке враховує кількість контурів  $m_i$  у кожному підсилювачі, коефіцієнти зв'язку  $\beta_i$  у двоконтурних каскадах заданої вибірковості  $\eta_i$  по дзеркальному каналу при кожному  $i$ -му перетворюванні несучої частоти, кількість перетворювань частот  $n$  і добротності  $Q_i$  контурів, які використовуються в ППЧ.



Отимані оптимальні параметри добротностей або смуг фільтрів, а також оптимальні значення проміжних частот  $f_{np\ i}$  і вартості  $C_{\phi\ i}$  кожного фільтра відповідного  $i$ -го діапазону частот можна знайти за згаданими ітераційними формулами.

Розв'язок задачі (4.43), (4.44) у загальному вигляді можливий, наприклад, для типового випадку, коли  $\eta_i = \eta$ , каскади ППЧ побудовано на двох зв'язаних контурах при  $\beta = 1$  або при  $\beta \ll 1$ , або при будь-якому  $\beta$ , але при достатньо великих вимогах до вибірковості  $\eta_i$  по дзеркальному каналу, тобто якщо

$$F(\beta_i, m_i, \eta_i) = \begin{cases} \sqrt{2}\eta^{1/2m_i} & \beta \approx 1, \\ \eta^{1/2m_i} & \beta \ll 1, \\ \sqrt{1 + \beta^2} \eta^{1/2m_i} & \beta \in [0,1]. \end{cases} \quad (4.45)$$

У цьому випадку задача може бути спрощеною

$$C = B_{\Sigma} + \sum_{i=1}^n m_i C_{\phi\ i}(Q_i)$$

$$\text{при } \sum_{i=1}^n \frac{1}{m_i} = \frac{2 \lg \left( \frac{f_{\text{доп}}}{f_0} \prod_{i=1}^n Q_i \right)}{\lg \eta} \left( \frac{K_1}{2} \right)^n = A_1,$$

де  $K_1$  визначається з виразу (4.45), тобто  $F = K_1 \eta^{1/2m_i}$ .

Оптимальне число  $m_i$  можна отримати, наприклад, методом множників Лагранжа, динамічного програмування або за покоординатним зпуском.

При цьому

$$\min_{\{m_i\}} C = B_{\Sigma} + \frac{\left( \sum_{i=1}^n \sqrt{C_{\phi\ i}} \right)^2}{A_1}, \quad (4.46)$$

$$m_{i \text{ opt}} = \frac{\sum_{i=1}^n \sqrt{C_{\phi i}}}{\sqrt{C_i A_1}} . \quad (4.47)$$

Якщо відомі лише використовувані  $C_{\phi i}$  і  $Q_i$ , то цим можна обмежитись, користуючись далі виразами (4.24), (4.28), (4.32) (4.34) і т. ін. Однак глобальний мінімум і розв'язок можна визначити, якщо відомо ще  $C_{\phi i}(Q_i)$ .

У цьому випадку вираз (4.46) набуде вигляду

$$\min C(Q_1, \dots, Q_n) = B_{\Sigma} + \frac{\lg \sqrt{\eta} \left( \sum_{i=1}^n \sqrt{C_i(Q_i)} \right)^2}{\lg \left( A_2 \prod_{i=1}^n Q_i \right)} ,$$

$$\text{де } A_2 = \frac{f_{\text{доп}}}{f_0} \left( \frac{K_1}{2} \right)^n .$$

З умови  $\frac{\partial [C(Q_1, \dots, Q_n)]}{\partial Q_i} = 0$  випливає рівняння

$$Q_i = K_i \frac{\sum_{i=1}^n \sqrt{C_i(Q_i)}}{\lg \left( A_2 \prod_{i=1}^n Q_i \right)} , \quad (4.48)$$

$$\text{де } K_i = \frac{\sqrt{C_i^3}}{C'_i} .$$

Рівняння (4.48) придатне для розрахунків  $Q_i$  у якості ітераційної формули

$$Q_{i[K]} = \frac{\sum_{i=1}^n \sqrt{C_{\phi i[K-1]}}}{\lg A_2 + \sum_{i=1}^n \lg Q_{i[K-1]}}. \quad (4.49)$$

Початковий вектор параметрів  $Q_{i[0]}$  доцільно вибрати таким, який найчастіше використовується в реальних системах приблизно такого ж призначення.

Попередні значення проміжних частот  $f_{\text{пр } i}$ , для яких визначаються  $C_{\phi i}$  і необхідна кількість перетворювань  $n$ , можна визначити за формулами (4.24), (4.28), (4.32). У подальшому вони уточнюються за формулами (4.47), (4.49).

Для довільних функцій  $F(\beta_i, m_i, \eta_i)$  можна отримати розв'язок задачі (4.43), (4.44) для лінеаризованих функцій  $C_{\phi i}(Q_i)$ .

Оптимальну добротність у загальному випадку можна знайти за допомогою ітераційної формули

$$Q_{i \text{opt}} = \left(\frac{K_1}{2}\right)^n \frac{1}{C'_{\text{тм } i}} \sqrt[n]{\frac{f_0}{f_{\text{доп}}} \prod_{i=1}^n C'_{\text{тм } i} m_i F_i(\beta_i, m_i, \eta_i)}.$$

При цьому

$$\min_{\{Q_i\}} C = B_{\Sigma} - \sum_{i=1}^n C'_{\phi i} Q_{i0} + \frac{n}{\left(\frac{2}{K_1}\right)^n} \left(\frac{f_0}{f_{\text{доп}}} \prod_{i=1}^n C'_{\phi i} m_i F_i\right)^{1/n}.$$

Для ППЧ з двома зв'язаними контурами в каскаді при  $\beta = 1$  і  $F_i$  у відповідності з виразом (4.45) неважко визначити оптимальне значення  $m_i$ :

$$m_{i \text{opt}} \cong 0,51 * \lg \eta_i.$$

Після отримання усталених розв'язків знаходиться оптимальна кількість  $n_{opt}$  перетворювань несучої частоти з необхідної умови

$$\frac{\partial F}{\partial n} = 0, n = \left[ \frac{\lg\left(\frac{f_0}{f_{доп}}\right)}{\lg\frac{C'_\phi Q_{opt}}{C_\phi m_{opt}}} \right].$$

### Висновки

У підрозділі сформульовано і розв'язано у квадратурах або у вигляді ітеративних розв'язків практичні задачі оптимізації системи багатократних перетворювань несучої частоти сигналу за умовним критерієм затрат при обмеженнях за умови її технічної реалізації.

Розв'язок достатньо формалізований і може використовуватись у програмах систем автоматизованого проектування (САПР).

Форма розв'язку носить діапазоний характер. Це дозволяє оцінити тенденції розвитку і технологічність системи ПЧ та її ФЕ за критерієм близькості «кривих обміну» до осей координат (до діапазонних показників якості ПЧ). Самі «криві обміну» можуть служити своєрідними еталонами для оцінки якості ПЧ та її ФЕ.

Отримано формули для визначення оптимальної кількості та значень проміжних частот, кількості каскадів ППЧ  $m_i$ , добротностей  $Q_i$  відповідних контурів, затратних параметрів і показників, придатних для інженерних розрахунків при різному об'ємі відомостей про використовувані функціональні елементи системи.

Розглянуто методи глобальної оптимізації системи багатократного перетворювання частоти у вигляді сепарабельного програмування, що можуть служити складовою частиною глобальної оптимізації радіотехнічної НВЧ системи.

## Контрольні питання

1. Який тип радіоприймача є найкращим?
2. Що таке вибірковість по сусідньому каналу?
3. Що таке вибірковість по дзеркальному каналу?
4. У чому полягає принцип оптимальності для підсистеми багатократного перетворювання несучої частоти?
5. Як впливає смуга пропускання приймача на кількість перетворювань частоти несучої?
6. Чи можливий радіоприймач без фільтрів?

### **4.3. Синтез частотно-селективних підсистем радіоприймальних пристроїв за умовним критерієм електромагнітної суміщеності радіозасобів**

Кожні п'ять років кількість радіоелектронних засобів (РЕЗ) майже подвоюється при тому самому діапазоні допустимих частот, тому проблема збереження потрібної якості завадостійкості при їх одночасній роботі загострюється з часом і потребує оптимального рішення. Таке рішення можливе вже на етапі ескізного проектування РЕЗ. У даному підрозділі викладено один з методів оптимізації частотно-селективних підсистем радіоприймальних пристроїв (РПП) за критерієм ЕМС для сучасної електромагнітної обстановки з рівномірно завантаженим за частотою діапазоном [26, 41, 45, 49].

#### **4.3.1. Селекція сигналів**

Істотною проблемою для цифрових систем зв'язку, наприклад з ансамблем сигналів, є їх відмінність, або селекція.

Параметрами селекції можуть бути (у порядку частоти використання) частота, час, або часові відношення, фаза, структура сигналів, поляризація, кутові координати, рівень сигналів або полів, відстань до абонентів, комбінації параметрів селекції.

Відмінність сигналів визначається якістю ортогональності за будь-яким параметром селекції  $\lambda$ . Сигнали ортогональні, якщо поданий далі інтеграл для будь-якої пари сигналів дорівнює нулю:

$$\int_{-\infty}^{\infty} y_i(\lambda)y_j(\lambda)d\lambda = 0 \quad \text{при } i \neq j,$$

а для  $i = j$  цей інтеграл дорівнює якомусь максимуму.

Відома безліч ортогональних поліномів. Але для реальних сигналів цей інтеграл неортогональний (це шуми неортогональності) хоча б тому, що: 1) є якась мала завада; 2) інтеграл обмежений у часі; 3) впливає відмінність параметра селекції і т. ін. Тому якість відмінності сигналів залежить від відношення максимуму інтеграла до шумів неортогональності, які зростають зі збільшенням кількості сигналів.

Якість систем зв'язку з безперервними сигналами, наприклад у часі, визначається відношенням середніх потужностей сигнал/завада.

У будь-якому випадку частотна селекція є найбільш ефективною, тобто найкращою, тим більше, що певний діапазон частот є частотним ресурсом, який приносить дохід. Тому є заінтересованість у значному частотному ущільненні засобів зв'язку. Для кожного частотного каналу виділяється смуга частот і захисний інтервал за частотою між каналами, щоб зменшити вплив на сусідній канал.

З цієї точки зору треба розглядати якість сучасного радіоприймача.

Якщо будувати радіоприймач за принципом прямого підсилення, тобто без перетворювання частоти, то недоліки або проблеми створення приймача будуть такими.

1. Вибірковість по сусідньому каналу буде поганою, особливо для великої несучої частоти  $f_0$ , тому що смуга пропускання приймача  $\Pi$  дорівнюватиме

$$P = \frac{f_0}{Q},$$

де  $Q$  - це добротність за рахунок одного резонансу, яка на надвисоких частотах досягає  $10^3$ , а на метрових хвилях  $5 \cdot 10^2$ .

Отже, якщо  $f_0 = 10^9$  Гц, то смуга пропускання  $P = 10^6$  Гц. У такій смузі, крім потрібного мовного каналу з шириною спектра  $10^4$  Гц, розміститься одразу 100 каналів. Тобто ніякої селекції свого каналу від інших сусідніх бути не може.

2. Вибірковість можна підвищити, якщо використовувати декілька настроюваних контурів або резонаторів, які звужують смугу пропускання. При цьому якщо амплітудно-частотну характеристику (АЧХ) апроксимувати з достатньою точністю гаусовою кривою, отримаємо результуючу АЧХ

$$AЧХ(f) = \prod_{u=1}^m [K_0 \exp \frac{(f - f_0)^2}{2\Pi^2}] = K^n \exp \frac{(f - f_0)^2}{2\left(\frac{\Pi}{\sqrt{n}}\right)^2}.$$

Тоді результуюча смуга ( $\Pi_p = \Pi / \sqrt{n}$ ) буде у  $\sqrt{n}$  разів менше. Для попереднього випадку буде потрібно  $n = 10^4$  резонаторів або контурів, що дуже накладно.

3. Якщо підсилювати сигнал на несучій частоті  $f_0$ , то потрібні спеціальні підсилювачі НВЧ, або високочастотні підсилювачі на спеціальних транзисторах, які більш дорогі і погано підсилюють.

4. Якщо потрібно, щоб приймач перенастроювався за частотою в діапазоні, то проблемою стає також одночасне перенастроювання всіх контурів або резонаторів.

Усі проблеми усуваються, якщо після преселектора, після вхідного резонатора та підсилювача радіочастоти (ПРЧ) використовувати перетворювач несучої частоти для зсуву її і

всього спектра сигналу без спотворень з точністю до фази в бік зменшення. Тобто несуча частота у просторі зіграла свою роль – сигнальне поле розповсюджувалося так, як потрібно. Тепер інформаційні складові спектра будуть на меншій несучій частоті, тому що вона ще потрібна, а детектувати радіосигнал ще рано, оскільки резонансна АЧХ добре подавляє сусідній канал і в резонансному підсилювачі більше підсилення сигналу за рахунок добротності контурів.

Преселектор, тобто вхідний резонатор і резонансний підсилювач радіочастоти, потрібний для того, щоб боротися з дзеркальним паразитним каналом (рис. 4.3), який з’являється при перетворюванні несучої частоти, а також з каналом прямого проходження на проміжній частоті. Усунення дзеркального каналу можливе також за рахунок мостової схеми для його компенсації, що ускладнює приймач. Боротьба з каналом на проміжній частоті ефективна за рахунок застосування фільтрів – пробок (рис. 4.3).

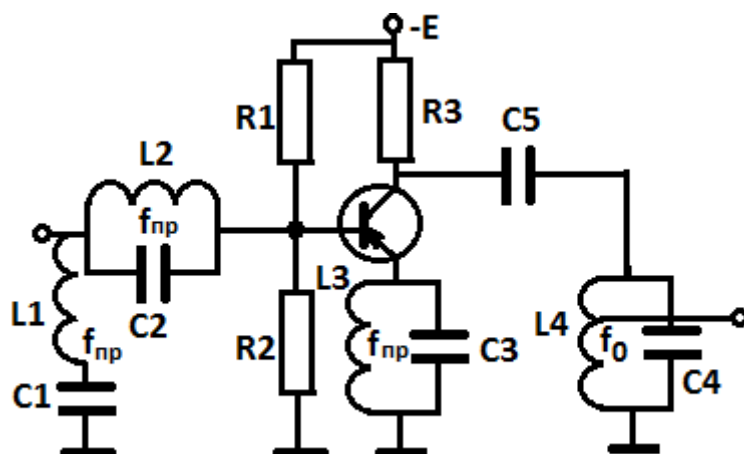


Рис. 4.3. Фільтри-пробки ( $L1C1, L2C2, L3C3$ ) на частоту  $f_{np}$

Резонансний підсилювач радіочастоти потрібний для того, щоб зменшувати коефіцієнт шуму приймача, як викладено у підрозд. 4.2. Причому потрібно враховувати і витримувати оптимальні співвідношення коефіцієнтів шуму і підсилення у трьох послідовних каскадах: ПРЧ, ПЧ і ППЧ.

При високій вимозі до вибірковості дзеркального каналу вимушені брати велику проміжну частоту (рис. 4.2). Якщо вона



ще велика і на ній ще недостатня вибірковість по сусідньому каналу, то можна повторити перетворювання частоти, поки не будуть задоволені потрібні вибірковості.

При перетворюванні несучої частоти з'являється також паразитний канал, обумовлений третьою гармонікою частоти гетеродина. Вона усувається як фільтрами-пробками, так і розширенням динамічного діапазону змішувача.

Таким чином, приймач з перетворюванням несучої частоти, як раніше називали «супергетеродинний приймач», є найкращим за якістю серед інших типів. І хоч при перетворюванні несучої частоти з'являються паразитні канали приймання, з ними нескладно боротися і досягати заданого малого за впливом рівня завад.

### 4.3.2. Критерій якості ЕМС

Критерієм оптимальності може служити максимум середнього відношення потужностей сигнал/завада для кожного РПП РЕЗ при обмеженнях на вартість створення підсистем для боротьби з побічними каналами РПП з урахуванням маркетингової статистики підсистем. При цьому показник якості ЕМС  $Q_i$  – середнє відношення сигнал/завада на виході кожного радіоприймача, тобто для  $i$ -го каналу зв'язку [5], або сукупність  $Q_i$  чи вектор  $\bar{q}_{\{i\}} \forall i \in [1, n]$ , який задовольняє такі вимоги: адекватно описує проблему електромагнітної суміщеності радіозасобів, простіше і однозначно визначає якість їх електромагнітної суміщеності. Він досить прагматичний і дозволяє враховувати результати реальних вимірювань полів.

У даній задачі враховуються лише побічні канали приймання РПП, у якому здійснюється оптимальний перерозподіл зусиль функціональних елементів і вузлів для досягнення максимуму критерію ЕМС.

Потужність шуму на виході лінійного тракту радіоприймального пристрою і на вході кінцевого пристрою статистично незалежна від потужності взаємних завад і сигналу та дорівнює

$$P_{ui} = N_0 K_{0i}^2 \Pi_i (S_i - 1),$$

де  $N_0$  – спектральна щільність шуму;  
 $\Pi_i$  – коефіцієнт шуму;  
 $K_{0i} = |K_i(f)|_{f=f_{0i}}$  – коефіцієнт підсилення;  
 $\Pi_i = \frac{1}{K_{0i}^2} \int_{-\infty}^{\infty} |K_i(f)|^2 df$ .

Сума сигналу та взаємних завад  $Y_{вих}(t)$  на виході радіоприймача дорівнює

$$Y_{вих}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} K_i(f) \left[ S_i(f) + \sum_{k \neq i} S_k(f) \right] e^{j2\pi ft} df \quad (4.50)$$

Середня за спостереженням потужність  $P_{сер\ вих\ i}$  суми сигналу та взаємних завад у будь-якому  $i$ -му каналі на опорі  $Z_e$  дорівнює

$$P_{сер\ вих\ i} = \frac{1}{Z_e T_n} \int_{-T_n/2}^{T_n/2} |Y_{вих\ i}(t)|^2 dt \quad (4.51)$$

Виконавши підстановку виразу (4.50) у вираз (4.51) і математичне перетворювання [1], отримаємо вираз для  $P_{сер\ вих\ i}$

$$P_{сер\ вих\ i} = \int_{-\infty}^{\infty} |K_i(f)|^2 \left| \dot{S}_i(f) + \sum_{j \neq i} \dot{S}_j(f) \right|^2 df \quad (4.52)$$

Використовуючи значення квадрата модуля величин у вигляді добутку їх спряжених значень  $|\dot{X}|^2 = \dot{X} \cdot \dot{X}^*$ , вираз для суми у формулу (4.52) можна подати як

$$\left| \dot{S}_i(f) + \sum_{j \neq i} \dot{S}_j(f) \right|^2 = |\dot{S}_i(f)|^2 + \sum_{k \neq i} [\dot{S}_i(f) \dot{S}_k^*(f) + \dot{S}_i^*(f) \dot{S}_k(f)] + \left| \sum_{j \neq i} \dot{S}_j(f) \right|^2$$

Тоді вираз для  $P_{сер вихі}$  буде

$$P_{сер вихі} = P_1 + P_2 + P_3, \quad (4.53)$$

де  $P_1$  – потужність сигналу на виході  $i$ -го каналу,

$$P_1 = \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{K}_i(f)|^2 |\dot{S}_i(f)|^2 df; \quad (4.54)$$

$$P_2 = \sum_{k \neq i} P_{2k}, \quad (4.55)$$

де  $P_{2k}$  – потужність суміщеного впливу  $i$ -го каналу та завади  $k$ -го каналу на  $i$ -й канал,

$$P_{2k} = \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{K}_i(f)|^2 [\dot{S}_i(f)\dot{S}_k^*(f) + \dot{S}_i^*(f)\dot{S}_k(f)] df;$$

$P_3$  – потужність впливу завад  $k$ -х каналів на  $i$ -й канал,

$$P_3 = \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{K}_i(f)|^2 \left| \sum_{k \neq i} \dot{S}_k(f) \right|^2 df. \quad (4.56)$$

Звідси випливає, що відношення сигнал/завада  $Q_{вихі}$  на виході лінійного тракту  $i$ -го радіоприймального пристрою дорівнює

$$q_{вихі} = \frac{P_1}{P_{ш вихі} + P_2 + P_3}. \quad (4.57)$$

Представимо амплітудно-частотну характеристику  $i$ -го каналу у вигляді  $\dot{K}_i(f) = K_{0i} \dot{k}_i(f)$ , де  $K_{0i}$  і  $\dot{k}_i(f)$  – коефіцієнт підсилення каналу за напругою і відповідно його нормована амплітудно-частотна характеристика, спектр сигналу  $i$ -го каналу;

$\dot{S}_i(f) = S_{0i} \dot{s}_i(f)$ , де  $S_{0i}$  - амплітуда сигналу, або максимальний рівень спектра,  $\dot{s}_k(f) = \dot{S}_k(f)/S_{0i}$  - нормований спектр  $k$ -го каналу. Тоді вирази (4.54)-(4.56) перетворюються так:

$$P_1 = K_{0i}^2 S_{0i}^2 \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{k}_i(f)|^2 |\dot{s}_i(f)|^2 \partial f = K_{0i}^2 S_{0i}^2 \Delta f_1, \quad (4.58)$$

$$P_{2k} = K_{0i}^2 S_{0i}^2 \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{k}_i(f)|^2 [\dot{s}_i(f) \dot{s}_k^*(f) + \dot{s}_i^*(f) \dot{s}_k(f)] \partial f = K_{0i}^2 S_{0i}^2 \Delta f_{2k}, \quad (4.59)$$

$$P_3 = K_{0i}^2 S_{0i}^2 \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{k}_i(f)|^2 \left| \sum_{k \neq i} \dot{s}_k(f) \right|^2 \partial f = K_{0i}^2 S_{0i}^2 \Delta f_3, \quad (4.60)$$

де  $\Delta f_1, \Delta f_{2k}, \Delta f_3$  - ефективна ширина спектра процесів, визначаємо відповідними інтегралами з формул (4.58) - (4.60).

$$\Delta f_2 = \sum_{k \neq i} \Delta f_{2k}. \quad (4.61)$$

У результаті вираз для середнього відношення сигнал/завада запишеться в більш простому вигляді, якщо скоротити вираз на  $K_0^2$ :

$$q_{vuxi} = \frac{S_{0i}^2 \Delta f_1}{N_0 \Pi_i \Pi_i + S_{0i}^2 (\Delta f_2 + \Delta f_3)}$$

або 
$$q_{vuxi} = \frac{\eta_i \cdot q_{0i}}{\eta_i + q_{0i}}, \quad (4.62)$$

де  $q_{0i}$  - відношення сигналу до флуктуаційного шуму;

$$\eta_i = \frac{\Delta f_1}{\Delta f_2 + \Delta f_3} - \text{показник якості електромагнітної суміщеності.} \quad (4.63)$$

Вигляд виразу (4.62) досить простий і параметри  $\eta_i$  та  $q_{0i}$  входять у формулу симетрично. Вирішення проблеми ЕМС одночасним підвищенням енергетичного потенціалу всіх каналів

не призводить до успіху. З виразу (4.62) випливає, що відношення сигнал/завада  $Q_{vixi}$  має межу при прагненні  $q_{0i}$  до нескінченості, яка дорівнює

$$\eta_i = \frac{\Delta f_1}{\Delta f_2 + \Delta f_3}.$$

З виразу (4.62) випливає, що при великому відношенні потужності сигналу до флуктуаційного шуму слід підвищувати якість ЕМС РЕЗ (4.62) вище рівня значення даного відношення, щоб зберегти задане відношення сигналу до суміщеної завади. Показник якості ЕМС визначається підсистемою РПП, яка подавляє побічні канали приймання. Потрібно тільки знайти оптимальний розподіл зусиль за побічними каналами.

Для формулювання і розв'язання задачі оптимального синтезу частотно-вибіркових якостей РПП РЕЗ за умовним критерієм якості ЕМС при обмеженні за вартістю необхідно визначити аналітичний зв'язок між показниками якості електромагнітної суміщеності та показниками частотної вибірковості по паразитних каналах приймання радіоприймального пристрою, а також самі оптимальні вартості пристроїв і структури для боротьби з паразитними каналами.

При цьому будемо враховувати лише зовнішню ЕМС і тільки частотну селекцію сигналу. На рис. 4.4 спектр і-го каналу позначений  $\dot{S}_i(f)$ , спектр завади –  $\dot{S}_k(f)$ , а частотна характеристика радіоприймача -  $\dot{K}_i(f)$ .

За виразом (4.59) визначимо складову  $\Delta f_{2k}$  k-ї завади на виході і-го каналу:

$$\Delta f_{2k} = 2 \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{K}_i(f)|^2 |\dot{S}_i(f)| \cdot |\dot{S}_k(f)| df.$$

При цьому пропонуємо найгірший випадок, коли  $\Delta f_{2k}$  найбільша величина, тобто

$$\dot{S}_i(f) \cdot \dot{S}_k^*(f) + \dot{S}_i^*(f) \cdot \dot{S}_k(f) = 2|\dot{S}_i(f)| \cdot |\dot{S}_k(f)|.$$

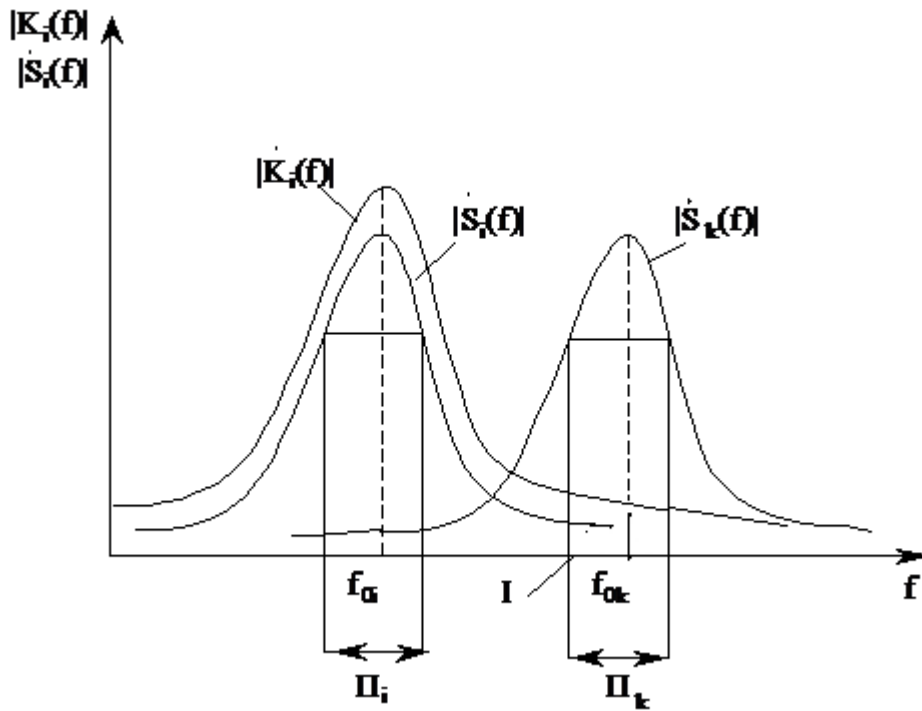


Рис. 4.4. Вплив сусіднього k-го каналу на i-й основний канал

Заваду k-го каналу на виході i-го каналу можна представити у вигляді інтегралів

$$\Delta f_{2k} = 2 \int_{f_{0k} - \frac{\Pi_k}{2}}^{f_{0k} + \frac{\Pi_k}{2}} |k_i(f)|^2 |s_i(f)| |s_k(f)| \partial f = 2\alpha_{ik}^{-1} \Pi_k d_i^{-3}(k), \quad (4.64)$$

$$\Delta f_3 = \int_{f_{0k} - \frac{\Pi_k}{2}}^{f_{0k} + \frac{\Pi_k}{2}} |k_i(f)|^2 |s_k(f)|^2 \partial f = \alpha_{ik}^{-2} \Pi_k d_i^{-2}(k), \quad (4.65)$$

$$\Delta f_1 = \int_{f_{0i} - \frac{\Pi_i}{2}}^{f_{0i} + \frac{\Pi_i}{2}} |k_i(f)|^2 |s_i(f)|^2 \partial f = \Pi_i. \quad (4.66)$$

Визначимо вплив одного паразитного каналу на головний канал у вигляді відношення потужності завади побічного каналу до потужності сигналу:

$$\frac{1}{\eta_i(d_k)} = \frac{2 \cdot \Pi_j \alpha_{ij}^{-1} d_{i(k)}^{-3} + \alpha_{ik}^{-2} \Pi_k d_{i(k)}^{-2}}{\Pi_i}, \quad (4.67)$$

де  $\alpha_{ij} = \frac{S_{0jk}}{S_{0i}}$  - відношення рівней спектральних щільностей  $k$ -го паразитного каналу до спектральної щільності головного каналу;

$$d_{i(k)} = \frac{K_{oi}(f_{oi})}{K_{oi}(f_{ok})} - \text{частотна вибірковість (у кілька разів) } i\text{-го}$$

каналу на своїй частоті настроювання відносно паразитного каналу на його частоті, або відношення амплітудно-частотної характеристики головного каналу на відповідних частотах.

Оскільки в розгляді знаходяться високоякісні радіоприймальні пристрої, які мають досить високу вибірковість за побічними каналами приймання, перша складова у виразі (4.67) набагато менше від другої, тому що в ній вибірковість у третьому степені, і його можна не враховувати. Оскільки спостережується приблизна рівність смуг каналів  $\Pi_k = \Pi_i = \Pi$ , вираз (4.67) матиме вигляд

$$\frac{1}{\eta_i(d_k)} = \alpha_{ik}^{-2} d_{i(k)}^{-2}. \quad (4.68)$$

Коли непередбачені завади діють одночасно по всіх побічних каналах приймання, що адекватно рівномірній завантаженості частотного діапазону, вираз (4.68) для всіх паразитних каналів приймання набуде вигляду [26]

$$\eta_{i \text{ норм}}^{-1} = \frac{1}{\eta_i(\bar{d}_k) / \alpha_0} = \sum_{k=1}^m d_{i(k)}^{-2}, \quad (4.69)$$

де  $\alpha_0 \equiv \alpha_{i(k)}$ ;

$\eta_{i \text{ норм}}^{-1}$  – нормований показник якості ЕМС  $i$ -го РПП;

$m$  – кількість побічних каналів.

Чим менше нормований показник якості ЕМС РПП (вираз (4.69)), тим краще радіоприймач. Цей вираз може служити цільовою функцією задачі оптимізації.

Введемо позначення:

–  $d_3 = d_1$  – вибіркковість по дзеркальному каналу приймання;

–  $d_c = d_2$  – вибіркковість по сусідньому каналу приймання;

–  $d_{nc} = d_3$  – вибіркковість по каналу прямого проходження завади на проміжній частоті;

–  $d_{z3} = d_4$  – вибіркковість по каналу, утвореному третьою гармонікою гетеродина.

При цьому вибіркковістю частотної характеристики ППЧ для ще одного паразитного каналу на майже подвійній частоті сигналу після змішувача можна знехтувати через велике рознесення частот.

### **4.3.3. Обмеження до задачі оптимального синтезу частотно-вибіркових підсистем РПП**

На основі маркетингового техніко-економічного аналізу принципів частотно-селективних схем РПП базових зразків техніки радіозв'язку були отримані статистичні дані: 1) забезпечувана вибіркковість по побічних каналах приймання (сусідньому, дзеркальному, каналу прямого проходження проміжної частоти і каналу третьої гармоніки гетеродина); 2) вартість відповідних вузлів і каскадів, витрачена на забезпечення відповідного значення вибіркковості; 3) лінії середньоквадратичної регресії вартості на параметри вибіркковості, які достатньо описати кривими другого порядку. Для згладжування статистики використовується метод найменших квадратів.

За викладеною методикою обробки статистичних даних з урахуванням методу перетворювання нечітких множин вибіркковості у випадкову величину для побічних каналів приймання були отримані такі криві – залежності вартості пристроїв частотної селекції паразитних каналів в умовних одиницях від їх вибіркковості (у кілька разів):



$$\begin{aligned}
C(\sigma_z) &= 0,01d_z^2 + 0,41d_z, \\
C(\sigma_c) &= 0,02d_c^2 - 0,18d_c + 0,16, \\
C(\sigma_{nc}) &= 0,01d_{nc}^2 - 0,04d_{nc} + 0,19.
\end{aligned}
\tag{4.70}$$

А вартість пристрою, затрачена на забезпечення вибіркості по побічному каналу приймання, обумовлюється гармонікою гетеродина і визначається виразом

$$C(d_{ГЗ}) = C_{прс} + C_{см}, \tag{4.71}$$

де  $C_{прс}$  – вартість преселектора РПП;

$C_{см}$  – вартість ПЧ РПП.

Вираз для вибіркості по побічному каналу приймання в децибелах  $\sigma_i$ , який обумовлений нелінійністю крутості змішувача і утворений третьою гармонікою гетеродина, можна подати як

$$\sigma_{ГЗ} = \sigma_{прс} + \sigma_{смГЗ},$$

де  $\sigma_{ГЗ} = 20 \lg d_{ГЗ}$ , дБ,

$\sigma_{прс} = 20 \lg d_{прс}$ , дБ, (4.72)

$$\sigma_{смГЗ} = 20 \lg d_{смГЗ} = 20 \lg \left( \frac{24S'(u_0)}{S'''(u_0)U_{мг}^2} \right), \text{ дБ.}$$

Таким чином, з урахуванням виразу (4.72) амплітуда гетеродина виразиться як

$$U_{мг} = \sqrt{\frac{24S'(u_0)}{S'''(u_0) \cdot \exp\left(\frac{\sigma_{смГЗ}}{20}\right)}}. \tag{4.73}$$

З урахуванням виразу (4.73) можна отримати залежність  $C(\sigma_{смГЗ})$ :

$$C(\sigma_{cmz3}) = 0,108 \cdot d_{cmz3} + 26,987. \quad (4.74)$$

#### 4.3.4. Розв'язання задачі оптимального синтезу підсистем РПП

Прийнявши  $\alpha_j \approx \alpha_{j-1} \approx \alpha$ , що відповідає рівномірній завантаженості діапазону, задачу синтезу можна записати як

$$\min_{\{d_c, d_3, d_{пч}, d_{г3}\}} \eta^{-1}(d_c, d_3, d_{пч}, d_{г3}) = \min_{\{d_c, d_3, d_{пч}, d_{г3}\}} \left( \frac{1}{d_c^2} + \frac{1}{d_3^2} + \frac{1}{d_{пч}^2} + \frac{1}{d_{г3}^2} \right) \quad (4.75)$$

при

$$C(d_c) + C(d_3) + C(d_{пч}) + C(d_{г3}) \leq C_{доп}.$$

Отримано ітераційний аналітичний розв'язок, що суттєво спрощує задачу реалізації алгоритму на ЕОМ. Ітераційний процес при довільному виборі початкового наближення збігається за 8 – 12 ітерацій при точності визначення розв'язку 2 %.

Розв'язком задачі (4.75) є ітеративні вирази

$$d_{c\text{opt}} = \frac{\Delta C_{доп}}{C'_{dc} + \sqrt[3]{C'_{dc}(C'_{d3})^2} + \sqrt[3]{C'_{dc}(C'_{dпч})^2} + \sqrt[3]{C'_{dc}(C'_{dг3})^2}},$$

$$d_{3\text{opt}} = \frac{\Delta C_{доп}}{C'_{d3} + \sqrt[3]{C'_{d3}(C'_{dc})^2} + \sqrt[3]{C'_{dпч}(C'_{dпч})^2} + \sqrt[3]{C'_{dпч}(C'_{dг3})^2}},$$

$$d_{пч\text{opt}} = \frac{\Delta C_{доп}}{C'_{dпч} + \sqrt[3]{C'_{dпч}(C'_{dc})^2} + \sqrt[3]{C'_{dпч}(C'_{d3})^2} + \sqrt[3]{C'_{dпч}(C'_{dг3})^2}},$$

$$d_{г3\text{opt}} = \frac{\Delta C_{доп}}{C'_{dг3} + \sqrt[3]{C'_{dг3}(C'_{dc})^2} + \sqrt[3]{C'_{dг3}(C'_{d3})^2} + \sqrt[3]{C'_{dг3}(C'_{dпч})^2}},$$

а оптимум цільової функції -

$$\eta_{\min}^{-1} = \frac{\left[ (C'_{dc})^{2/3} + (C'_{d3})^{2/3} + (C'_{dпч})^{2/3} + (C'_{dг3})^{2/3} \right]^3}{\Delta C_{\text{доп}}^2}.$$

У канонічній формі розв'язок задачі має вигляд

$$d_{j \text{ opt}} = \frac{\Delta C_{\text{доп}}}{\sqrt[3]{C'_j} \cdot \sum_{k=1}^n (C'_k)^{2/3}} \quad \forall j, k \in [1, n], \quad (4.76)$$

а оптимум  $\eta_i^{-1}$  запишеться як

$$\eta_{i \text{ min}}^{-1} = \frac{\left[ \sum_{k=1}^n (C'_k)^{2/3} \right]^3}{\Delta C_{\text{доп}}^2}. \quad (4.77)$$

На рис. 4.5 зображена крива обміну, тобто залежність показника якості ЕМС, оптимальної вибірковості  $\eta_{i \text{ min}}^{-1}$  від допустимої вартості частотно-селективних пристроїв РПП  $C_{\text{доп}}$ . Вона отримана за результатами розв'язання ряду задач оптимізації для різних значень допустимої вартості.

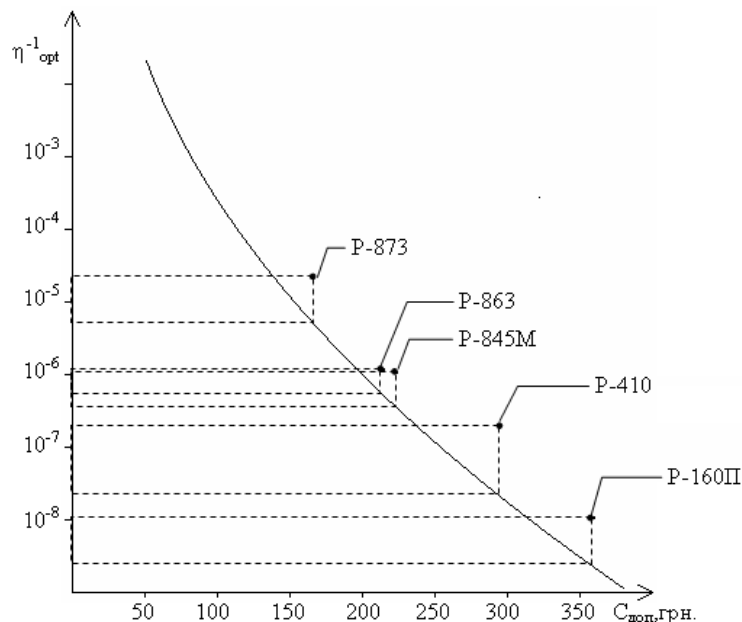


Рис. 4.5. Крива обміну – залежність оптимального параметра ЕМС від вартості підсистеми боротьби з паразитними каналами приймача

## Висновки

Застосування методу оптимального синтезу частотно-селективних якостей РЕЗ дозволить підвищити показник якості ЕМС різних радіоприймачів у 2,2 – 9,5 разу (рис. 4.5).

Використання кривих обміну дозволяє оцінювати, наскільки є технологічними, техніко-економічними та оптимальними пристрої РЕЗ, які забезпечують кращу ЕМС.

При розв'язанні задачі проектування нових радіоприймальних пристроїв використання кривих обміну та аналізу якості електромагнітної суміщеності РЕЗ і синтезу радіоприймальних пристроїв за критерієм якості ЕМС дозволить розробникам добитися максимальної захищеності проєктованих РПП від непередбачуваних електромагнітних завад.

Крива обміну (рис. 4.5) дозволяє також прогнозувати показники електромагнітної суміщеності перспективних РЕЗ, оптимально вибирати пристрої для забезпечення оптимальної вибіркової при заданих рівнях взаємних завад і для заданого енергетичного потенціалу і, крім того, може служити основою для розроблення відповідних оптимальних стандартів.

## Контрольні питання

1. Що таке електромагнітна суміщеність?
2. Які паразитні канали у приймачі з'являються після перетворювання несучої частоти?
3. Яке оптимальне відношення потужностей сигналу до шуму і показника ЕМС?
4. Які недоліки приймача усуваються за рахунок застосування перетворювання несучої частоти?
5. Як вирішується задача оптимізації приймача за критерієм ЕМС?
6. Про що говорить крива обміну?

## **4.4. Оптимальна стандартизація функціональних елементів інформаційно-вимірювальних систем**

### **4.4.1. Основна ідея оптимальної стандартизації**

Ставити та розв'язувати задачі оптимізації інформаційно-вимірювальних систем (ІВС) за векторним критерієм якості зі списку тактико-технічних вимог і маркетингових даних на множинах технічних параметрів, сигналів і вимірювальних структур може стати недостатнім, тому що параметри їх функціональних елементів (ФЕ), як правило, стандартизують. А для прийняття рішення про стандарти потрібна статистика цих рішень.

Стандарти можуть бути далекими від оптимальних значень. Врешті-решт невідомо, чи буде ІВС після цього оптимальною. До того ж стандарти визначаються евристично. Тому потрібен метод визначення оптимальних стандартів ФЕ і ІВС, що базується на інформації про ФЕ реальних ІВС і на знанні їх оптимальних параметрів [20].

Після оптимізації ІВС на етапі ескізного проектування розвивати їх масове виробництво нераціонально, тому що при цьому не враховується фактор серійності виробництва функціональних елементів та ІВС. Точніше в цьому випадку відсутній головний результат серійного виробництва – зниження собівартості ФЕ або ІВС, а також підвищення інших показників якості. Як відомо, вартість виробництва знижується від номера до номера продукції та від серії до серії майже за експоненціальним законом [21]. На зниження собівартості виробництва впливають такі фактори: науковий, технічний, технологічний прогрес, удосконалення організаційних і маркетингових умов і т. ін.

Доки стандарти екстенсивних параметрів ФЕ розробляються експертами, не можна виключити суб'єктивних похибок і помилок у їх оцінюванні. Тому потрібні об'єктивні оптимальні стандарти, що враховують усю інформацію про оптимум, потрібну якість систем і їх параметри.

#### 4.4.2. Постановка задачі

Постановка та розв'язання задач про оптимальну стандартизацію ФЕ і ІВС можливі тільки тоді, коли розв'язано задачі оптимізації всіх ІВС. Далі сформулюємо в загальному вигляді задачу оптимізації стандартів параметрів ФЕ або ІВС.

Будемо шукати оптимальні стандарти за технічними параметрами будь-якого функціонального елемента. Припустимо, що вже розв'язано всі задачі оптимізації ІВС, і тому відомі всі оптимальні параметри цього ФЕ однакового призначення для ІВС з різними показниками якості. При великій кількості ІВС ці оптимальні параметри більш-менш рівномірно розкладені на осі в деякому діапазоні їх значень. Якщо оптимальні стандарти розкладено нерівномірно, то треба зменшити загальний діапазон і розв'язувати задачу по частинах. Для майже рівномірного рознесення оптимальних параметрів оптимум повинен існувати.

Треба поділити весь діапазон технічного параметра на ряд однакових ділянок так, щоб середня кількість технічних параметрів у кожній ділянці була б значно більше двох. Очевидно, чим більше технічних параметрів розміщується на ділянці, тим більше може бути серійність ФЕ з кращим параметром на одній з меж ділянки. Припустимо дві крайності:

1) ділянка мала і в ній міститься один оптимальний технічний параметр ФЕ оптимальної ІВС - тоді нема серійності і загальна вартість оптимальної ІВС не може стати ще менше за рахунок серійності цього ФЕ;

2) ділянка займає весь діапазон параметра – тоді серійність буде великою, усі системи мають один, хоч і кращий, параметр одного значення для всіх ІВС на ділянці, тому хоч собівартість ІВС і зменшується за рахунок серійності, але значно вона суттєво збільшується за рахунок відхилення цього одного параметра для всіх ІВС від оптимальних значень.

Розглянемо функціональний ряд передавачів. Оскільки засоби зв'язку призначені для різних відстаней, то потрібні передавачі різних потужностей. Але якщо взяти найбільшу потужність передавача для всіх систем, то тільки одна система для великої відстані буде оптимальною, а всі інші системи будуть мати неоправдано великі передавачі. При цьому не тільки збільшується вартість інших систем, але й погіршуються інші показники систем.

Зрозуміло, що існує такий оптимальний розмір ділянки, який вирішує протиріччя між серійністю та оптимумом ІВС.

Відомо, що навіть неоптимальна стандартизація апаратури, у тому числі радіоелектронної, має такі переваги порівняно з апаратурою з нестандартними елементами:

- суттєво нижче собівартість виготовлення за рахунок серійності елементів;

- краща взаємозамінюваність елементів;

- краща уніфікація, спряження або взаємовідношення елементів, ширша можливість використання стандартних елементів у будь-якій апаратурі іншого або того самого призначення та класу;

- швидкий прогрес уніфікованих вузлів та елементів;

- швидкий прогрес систем зі стандартними елементами.

Однак існуюча практика евристичного призначення стандартів не дозволяє отримати максимальний ефект від стандартизації елементів апаратури. Необхідно використати не тільки експертні оцінки, попередній досвід з методом «випробування та помилок», але і результати розв'язання глобальної задачі стандартизації апаратури і елементів для того, щоб виробити коректне рішення про кількість і значення стандартів. Для радіоелектронних систем така задача складна. Однак для ряду простіших, але типових випадків таку задачу поставити і розв'язати можна. Поставимо і розв'яжемо таку задачу для випадку, коли радіоелектронна система має один канал для вимірювання параметра руху або для передачі інформації. Така постановка задачі охоплює також випадки прийняття рішення про оптимальні стандартні елементи одного каналу суміщеної багатоканальної системи. Аналогічно задача ставиться для інших каналів. У будь-якому випадку поставлена задача повинна відображувати такі фізичні та організаційні процеси при стандартизації елементів:

- дискретизація (стандартизація) параметрів  $X_{ij}$  елементів  $i$ -х систем;

- підвищення за рахунок цього серійності елементів;

- підвищення собівартості всієї системи за рахунок відхилення значень стандартів від оптимальних параметрів, що

забезпечують мінімум асигнувань на систему при потрібній якості виконання задачі;

- зниження собівартости елементів апаратури за рахунок серійності виробництва.

Теоретично задача є такою. Нехай маємо елементні ряди, параметри яких мають обмежений діапазон  $D_{x_{ij}}$  ( $j$ -го елемента  $i$ -ї системи). При цьому  $\forall i \in [1, N]$ , а  $\forall j \in [1, N_i]$ . Елементні ряди – це ряди ФЕ з оптимальними технічними параметрами, визначуваними в задачах оптимізації відповідних ІВС [19, 20]. Поява рядів ІВС і рядів їх параметрів відповідного типу зумовлена тим, що завжди є потреба во множині різних систем або систем з різними показниками якості. Стандартизація можлива тільки тоді, коли є можливість підвищити серійність ФЕ певного типу, тобто коли вони можуть бути використані одночасно в декількох системах. Це дозволить знизити собівартість виготовлення таких елементів. Серійність елементів доцільно підвищувати, відступаючи навіть від оптимальності параметрів. Чим більше можна відступити від оптимальності параметрів, тим, з одного боку, на даній ділянці параметра можна використати меншу кількість стандартів і відповідно більше серійність елементів. Тоді знижується собівартість елементів. Але, з іншого боку, підвищення інтервалу між оптимальними і стандартними значеннями призводить до зростання потрібних асигнувань на системи і до різкого погіршення показників якості всіх ІВС і в результаті до суттєвого підвищення асигнувань на всі ІВС при можливому погіршенню потрібних інших показників якості. Очевидно, що має існувати оптимальне значення відхилення від стаціонарної векторної точки (оптимуму) системи, яке може бути компромісом вказаних техніко-виробничих протиріч і повинно бути стандартним значенням параметра елемента ІВС. Таким чином, розглянемо простіший випадок рівномірного розподілу стандартів  $j$ -го елемента по всьому діапазону  $D_{x_{ij}}$  реалізованого  $j$ -го параметра. У випадку рівномірного розподілу оптимальних параметрів розмір відхилення  $\Delta X_j$  не залежить від значення оптимумів технічного параметра  $X_{ij}$  і дорівнює



$$\Delta X_j = \frac{D_{xj}}{N_j}, \quad (4.78)$$

де  $N_j$  — кількість стандартів  $j$ -го параметра.

Нехай усі системи складено з  $n_{pi}$  елементів аналогічного призначення. Тоді середня серійність  $l_j$  елемента з  $j$ -м параметром визначиться як

$$l_j = \frac{N}{N_j} = \frac{N \Delta X_j}{D_{xj}} = \frac{\Delta X_j}{\bar{X}_{0j}}, \quad (4.79)$$

де  $N$  — кількість систем, що розробляються;

$\bar{X}_{0j}$  — середній інтервал між оптимальними значеннями сусідніх параметрів ФЕ систем.

Тобто оптимальні значення  $j$ -го параметра  $i$ -х систем  $X_{ij \text{ opt}}$  рівномірно розподілено в діапазоні  $[X_{j \text{ min}}, X_{j \text{ max}}]$ , де інтервал між крайніми оптимумами  $X_{j \text{ max}} - X_{j \text{ min}} = D_{xj}$ , а середня серійність  $j$ -го елемента визначається значенням  $l_j$ . Припустимо, що вартості  $C_i(\bar{X}_i)$  усіх  $n_{pi}$  елементів  $i$ -ї системи і ці залежності перераховані до єдиного часу, що можливо, оскільки звичайно є відповідна інформація і прогнози розвитку виробництва [21-23]. При врахуванні динаміки цін або собівартості ФЕ допускається методична похибка прогнозів. Зрозуміло, що розв'язання задачі стандартизації не може бути точнішим. Однак такої точності достатньо для отримання суттєвої ефективності від стандартизації.

У загальному вигляді на основі вищезгаданого задача набуде вигляду

$$C = \sum_{i=1}^N C_i \left( \vec{X}_{0ij}, \Delta \vec{X}_{ij}, \vec{l}_j \right) \quad (4.80)$$

при обмеженні на показник якості  $i$ -ї системи, що аналогічний показнику ІВС [19]:

$$\frac{A_i}{\prod_{j=1}^{n_{i1}} X_{ij}} \leq D_i, \quad (4.81)$$

$$X_{ij \min} \leq X_{ij} \leq X_{ij \max}, \quad (4.82)$$

де  $D_i$  — дисперсія похибок вимірювань або величина, обернено пропорційна енергетичному потенціалу радіолінії чи лінії зв'язку;

$A_i$  — коефіцієнт пропорційності.

#### 4.4.3. Розв'язання задачі

Розкладемо цільову функцію (4.80) в ряд Тейлора у стаціонарній точці (оптимального параметра)  $\vec{X}_{0ij}$ , утримуючи члени першого порядку малості. Тоді

$$C_i \cong B_{i1} + \sum_{j=1}^{n_{i1}} C'_{0ij} \left( \vec{X}_{0ij}, \Delta \vec{X}_{ij}, \vec{l}_j \right) (X_{ij} - X_{0ij}), \quad (4.83)$$

де

$$C'_{0ij} = \frac{\partial C_i}{\partial X_{0ij}}, \quad B_{i1} = C_i \left( \vec{X}_{0ij}, \Delta \vec{X}_{ij}, \vec{l}_j \right) / X_{ij} = X_{0ij}.$$

Динаміку цін або собівартості за часом або від номера серії можливо згладжувати кривими, вказаними в роботах [2, 3, 4].

$$C_{ij}(\bar{X}_{ij}) = C_{0ij}(\bar{X}_{0ij}, \Delta\bar{X}_{ij})e^{-a_{ij}t} = C_{0ij}e^{-\beta_{ij}l_{ij}}, \quad (4.84)$$

де  $\beta_{ij} = a_{ij}T$ ;

$a_{ij}$  - коефіцієнт, що враховує темп зниження собівартості і визначається виробничою спроможністю праці та іншими факторами;

$T$  - час виробництва ФЕ.

Враховуючи вирази (4.80)—(4.84), задачу можна записати як

$$F = \min_{\{\gamma_{ij}\}} C = \min_{\{\gamma_{ij}\}} \sum_{i=1}^N \left[ B_{i1} + K_i \sum_{j=1}^{n_{i1}} (1 + \gamma_{ij}) e^{-K_{ij}\gamma_{ij}} \right] \quad (4.85)$$

при

$$\prod_{j=1}^{n_{i1}} (1 + \gamma_{ij}) \gg 1, \quad (4.86)$$

де  $\gamma_{ij} = \frac{\Delta X_{ij}}{X_{0ij}}$ ;

$K_{ij} = \frac{\beta_{ij} X_{0ij} N}{D_{xj}}$ ,  $K_i = C'_{0ij} X_{0ij}$  (оскільки система оптимальна при  $X_{0ij}$ ).

Зробимо заміну змінних  $Z_{ij} = K_{ij}(1 + \gamma_{ij})$  і отримаємо

$$F = \min_{\{Z_{ij}\}} \sum_{i=1}^N \left( B_{i1} + K_i \sum_{j=1}^{n_{i1}} b_{ij} Z_{ij} e^{-Z_{ij}} \right) \quad (4.87)$$

при

$$\prod_{j=1}^{n_{i1}} Z_{ij} \leq K_Z,$$

$$\text{де } K_Z = \prod_{j=1}^{n_{i1}} K_{ij};$$

$$b_{ij} = \frac{1^{K_{ij}}}{K_{ij}}.$$

Очевидно, що задача (4.85, 4.86) не має оптимуму при параметрі  $\gamma_{ij} = 0$ , оскільки тоді не працює механізм створення серійності елементів ІВС. Дійсно,  $\gamma_{ij} = 0$  означає відсутність відхилень від оптимальних параметрів, тобто всі елементи всіх систем виробляються за спеціальним замовленням (на основі тактико-технічних вимог) кожний. Чим більше розстроювання  $\gamma_{ij}$ , тим більшу кількість однакових (серійних) елементів можна використати в різних системах. Оскільки нас звичайно цікавить  $N \gg 1$ , хоч би  $N > 10$ , то навіть малі  $\gamma_{ij}$  можуть дати великі  $Z_{ij} \gg 1$ , які досягаються зменшенням інших будь-яких  $Z_{ij}$ .

Оскільки параметри  $K_{ij} = a_{ij} T X_{0ij} N / D_{xj}$  прямо пропорційні  $N$ , що більше 1, а множники у виразі для  $K_{ij}$  порядку одиниці, то  $K_{ij} > 1$ ,  $K_Z \gg K_{ij}$ . У цьому випадку задачу (4.87) можна представити в більш простому вигляді

$$F = \min_{\{Z_{ij}\}} \sum_{i=1}^N \left( B_{i1} + K_i \sum_{j=1}^{n_{i1}} \varepsilon_{ij} e^{-Z_{ij}} \right) \quad (4.88)$$

при

$$\prod_{j=1}^{n_{i1}} Z_{ij} \leq K_Z,$$

$$\text{де } \varepsilon_{ij} = b_{ij} Z_{0ij}.$$

Апроксимацію виразу (4.88) легко пояснити тим, що хоч доданки  $Z_{ij}e^{-Z_{ij}}$  змінюються немонотонно і мають максимум при  $Z_{ij} = 1$ , мінімум виразу (4.87) повинен досягатись при можливо більших значеннях  $Z_{ij}$ , верхнє значення яких визначається досить великим  $K_Z \gg 1$ . Тому в області  $Z_{ij} \gg 1$  доданок  $Z_{ij} \exp(-Z_{ij})$  добре апроксимується функцією  $\exp(-Z_{ij})$ . Здійснимо заміну змінних  $Z_{ij} = \exp(q_{ij})$ .

Тоді

$$F_i = B_{i1} + K_i \min_{\{q_{ij}\}} \sum_{j=1}^{n_{i1}} \varepsilon_{ij} e^{-e^{q_{ij}}} = B_{i1} + K_i \min_{\{q_{ij}\}} \sum_{j=1}^{n_{i1}} \varepsilon_{ij} b^{q_{ij}} \quad (4.89)$$

при

$$\sum_{j=1}^{n_{i1}} q_{ij} = \ln K_Z,$$

де  $b = e^{-e}$ .

Таким чином, вдалося сформулювати задачу стандартизації ІВС для типових систем, у яких флуктуаційні похибки вимірювань або передачі інформації превалюють над похибками за рахунок нестабільності ФЕ. Задачу вдалося отримати у вигляді сепарабельного програмування, що називають також методом виродженого динамічного програмування. Задача розв'язується у квадратурах, що має безсумнівні переваги перед чисельними методами. Розв'язання задачі методом динамічного програмування можливо за рівнянням Беллмана

$$F_{iN}(\ln K_Z) = \min_{\{q_{iN}\}} \left[ \varepsilon_{iN} b_i^{+q_{iN}} + F_{iN-1}(\ln K_Z - q_{iN}) \right]$$

або за методом невизначених множників Лагранжа [20], методом покоординатного спуску або за методом математичної індукції. Якщо підставити обмеження в цільову функцію, то визначимо безумовний мінімум для  $q_{i2}$ . Задачу простіше розв'язати методом математичної індукції. Для наступних показників

$$b^{q_{in_{i1}} \text{ opt}} = \frac{\left( \prod_{k=1}^{n_{i1}-1} \varepsilon_{ik} \right)^{\frac{1}{n_{i1}}} b^{\frac{1}{n_{i1}} \ln K_Z}}{\varepsilon_{in_{i1}}^{n_{i1}}},$$

$$q_{in_{i1}} \text{ opt} = \frac{1}{\ln b} \ln \frac{\left( \prod_{k=1}^{n_{i1}-1} \varepsilon_{ik} \right)^{\frac{1}{n_{i1}}}}{\varepsilon_{in_{i1}}^{n_{i1}}} + \frac{1}{n_{i1}} \ln K_Z, \quad (4.90)$$

$$F_{n_{i1}} = n_{i1} \left( \prod_{k=1}^{n_{i1}} \varepsilon_{ik} \right)^{\frac{1}{n_{i1}}} b^{\frac{1}{n_{i1}} \ln K_Z}$$

розв'язання правильне для  $m=1,2$ . Якщо воно правильне для  $m = n_{i1}$ , то воно має бути правильним і для  $m = n_{i1} + 1$ , і для будь-якого  $m$ . Для  $n_{i1} + 1$  за виразом (4.90) розв'язок має бути таким:

$$b^{q_{i(n_{i1}+1)} \text{ opt}} = \frac{\left( \prod_{k=1}^{n_{i1}} \varepsilon_{ik} \right)^{\frac{1}{n_{i1}+1}} b^{\frac{1}{n_{i1}+1} \ln K_Z}}{\varepsilon_{i(n_{i1}+1)}^{n_{i1}+1}}, \quad (4.91)$$

$$F_{n_{i1}+1} = (n_{i1} + 1) \left( \prod_{k=1}^{n_{i1}} \varepsilon_{ik} \right)^{\frac{1}{n_{i1}+1}} b^{\frac{1}{n_{i1}+1} \ln K_Z}.$$

За рівнянням Белмана,

$$F_{n_{i1}+1} = \min_{\{q_{in_{i1}+1}\}} \left[ \varepsilon_{n_{i1}+1} b^{q_{i(n_{i1}+1)}} + n_{i1} \left( \prod_{k=1}^{n_{i1}} \varepsilon_{ik} \right)^{\frac{1}{n_{i1}}} b^{\frac{1}{n_{i1}+1} [\ln K_Z - q_{i(n_{i1}+1)}]} \right].$$

Звідси

$$b^{q_{i(n_{i1}+1) \text{ opt}}} = \frac{\left( \prod_{k=1}^{n_{i1}} \varepsilon_{ik} \right)^{\frac{1}{n_{i1}+1}} b^{\frac{1}{n_{i1}+1} \ln K_Z}}{\varepsilon_{i(n_{i1}+1)}^{\frac{n_{i1}}{n_{i1}+1}}},$$

$$F_{n_{i1}+1} = (n_{i1} + 1) \left( \prod_{k=1}^{n_{i1}+1} \varepsilon_{ik} \right)^{\frac{1}{n_{i1}+1}} b^{\frac{1}{n_{i1}+1} \ln K_Z},$$

що співпадає з виразом (4.91). Тоді розв'язок (4.90) справедливий для будь-якого  $n_{i1}$ .

Для аналізу розв'язання представимо вираз (4.90) у більш повному вигляді, маючи на увазі позначення, використані у виразах (4.85)—(4.88):

$$q_{in_{i1} \text{ opt}} = \frac{1}{n_{i1}} \sum_{j=1}^{n_{i1}} \ln K_{ij} - \frac{1}{e} \ln \frac{\left( \prod_{k=1}^{n_{i1}-1} \varepsilon_{ik} \right)^{\frac{1}{n_{i1}}}}{\varepsilon_{in_{i1}}},$$

$$F_{n_{i1}} = n_{i1} \left( \prod_{k=1}^{n_{i1}} \varepsilon_{ik} \right)^{\frac{1}{n_{i1}}} \exp \left( -e^{\frac{1}{n_{i1}} \sum_{j=1}^{n_{i1}} \ln K_{ij} + N} \right), \quad (4.92)$$

де  $\varepsilon_{ik} = \frac{e^{K_{ij}}}{K_{ij}};$

$$\gamma_{ij \text{ opt}} = \frac{\left( \prod_{k=1}^{n_{i1}} K_{ik} \right)^{\frac{1}{n_{i1}}} \left[ e^{K_{ij}} (1 + \gamma_{0ij}) \right]^{\frac{1}{e}}}{K_{ij} \left[ \prod_{k=1}^{n_{i1}} e^{K_{ij}} (1 + \gamma_{0ij}) \right]^{\frac{1}{en_{i1}}}} - 1.$$

Розв'язання можна представити в більш компактному вигляді, якщо ввести оператори середнього арифметичного

$$A_{1m}(X_i) = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m X_i$$

і оператор середнього геометричного

$$\Gamma_{1m}(X_i) = \left( \prod_{i=1}^m X_i \right)^{\frac{1}{m}}.$$

Тоді

$$\gamma_{ij} = \frac{e^{q_{ij}}}{K_{ij}} - 1,$$

$$\text{де } q_{im} = \frac{K_{im}}{e^{K_{im}} Z_{0im} \ln b} \left[ A_{im}(K_{im}) + \Gamma_{im}(K_{im}) \right] - \left( \frac{K_{im}}{e^{K_{im}} Z_{0im} \ln b} - 1 \right) \frac{1}{m} \ln K_Z;$$

$$F_{n_{i1}} = n_{i1} \Gamma_{in_{i1}} (1 + \gamma_{0ij}) e^{A_{in_{i1}}(K_{ij}) - \Gamma_{in_{i1}}(K_{ij})} e^N \quad (4.93)$$

або

$$F_{n_{i1}} = n_{i1} \Gamma_{in_{i1}} (1 + \gamma_{0ij}) e^{NA_{in_{i1}} \left( \frac{a_{ij} T X_{0ij}}{D_{xj}} \right) - N \Gamma_{in_{i1}} \left( \frac{a_{ij} T X_{0ij}}{D_{xj}} \right)} e^N.$$

Виграш  $\Delta C$  у вартості стандартної апаратури порівняно з оптимальною, але нестандартною, апаратурою можна подати як



$$\Delta C = C - F_{n_{il}} = \sum_{i=1}^N n_{il} K_i \left\{ 1 - \Gamma_{in_{il}} (1 + \gamma_{0ij}) \exp \left[ A_{in_{il}} (K_{ij}) - \Gamma_{in_{il}} (K_{ij}) e^N \right] \right\}. \quad (4.94)$$

Розв'язок є точним, якщо обмеження за вартістю (4.80) - лінійні функції. Для нелінійних, але опуклих, функцій розв'язок (4.92)—(4.93), отриманий у вигляді формул, можна використовувати як ітераційний, підставляючи замість параметра  $Z_{0ij} = K_{ij}(1 + \gamma_{0ij})$  чергове значення  $\gamma_{0ij}$ . Ітеративний розв'язок можна використовувати також для деякого класу вгнутих або опукло-вгнутих функцій аналогічно роботі [20]. Обмеження на параметр впливає лише тоді, коли оптимальне значення виходить з діапазону. У цьому разі такі параметри приймають рівними значенням на краях діапазону, після чого задача розв'язується для інших параметрів.

## Висновки

На підставі викладеного можна зробити такі висновки:

- можливий досить точний розв'язок задачі стандартизації елементів, блоків і вузлів вимірювальних та інформаційних одноканальних ІВС у загальному вигляді або стандартизації відповідної частини блоків суміщених багатоканальних ІВС;
- отримані співвідношення дозволяють розраховувати оптимальні стандарти для вказаного класу ІВС;
- вплив обмежень на показник якості ІВС за вартістю елементів (блоків) ІВС з урахуванням серійності є більш суттєвим, ніж вплив розстроювань за вартістю при невідповідності оптимальних і стандартних значень, що дозволило спростити задачу стандартизації;
- задача оптимальної стандартизації аналогічна самій задачі оптимізації параметрів ІВС, але в ній знаходяться оптимальні змінні параметри стандартизації;
- вигравш від стандартизації апаратури ІВС тим суттєвіший, чим більша кількість потрібних систем  $N$ , чим ближче за величиною коефіцієнти  $K_{ij}$  і чим ближче стандартні значення до оптимальних значень параметрів нестандартної апаратури. Остання залежність менш суттєва;

- наведена методика в багатьох випадках є прийнятною також для стандартизації радіотехнічних елементів блоків, оскільки показник якості кіл у багатьох випадках можна подати у факторизованому вигляді залежно від параметрів кіл. Крім того, оскільки доцільно досягти рівності значень  $K_{ij} = K_{i(j-1)}$ , то видно, у якому напрямку слід розвивати відповідні виробництва.

### **Контрольні питання**

1. Навіщо потрібна стандартизація?
2. Чи може бути оптимальна стандартизація для ФЕ систем зв'язку?
3. Для кого корисна стандартизація ФЕ систем?
4. Для систем з яким показником якості є доцільною стандартизація?

## 5. ІНФРАСТРУКТУРА І ЗАГАЛЬНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ КАНАЛІВ ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНИХ СИСТЕМ

Будь-яка інформаційно-вимірювальна система певною мірою оцінює параметри сигналу. У даному розділі будуть розглядатися сутність радіоелектронних вимірювань, загальні методи, ефективність, структура та принципи дії вимірювальних систем [19, 39, 47].

Подальшою метою є показати **нову концепцію оптимізації та створення вимірювальних каналів інформаційно-вимірювальних систем (ІВС)**, що наближує подані основи теорії радіоелектронних вимірювачів до існуючих систем. У ній враховано **протиріччя між показниками вимірювача:**

- 1) точність оцінювання;
- 2) точність апріорних відомостей;
- 3) довірча ймовірність;
- 4) час вимірювань;
- 5) вартість вимірювача або відношення потужностей сигналу до шуму, наприклад протиріччя:
  - а) між точністю вимірювання та апріорним діапазоном;
  - б) функціями боротьби з завадою і підвищенням чутливості вимірювача;
  - в) часом спостереження та надійністю оцінювання і т. ін.

**Цих показників вистачає для прийняття рішення про структуру вимірювача і загальний метод вимірювання, що фактично є глобальним структурним і параметричним оптимальним синтезом вимірювача.**

Під **оцінкою параметра сигналу** звичайно розуміється його значення, отримане як за допомогою відповідного вимірювача, так і при обробці отриманих результатів вимірювань. За положеннями метрології, статистики та інших теорій, якісне оцінювання параметрів має бути в повному обсязі: у вигляді точкової та інтервальної (довірчої) оцінки. Але якщо відома дисперсія вимірювача, то інтервальну оцінку розраховують за потрібною довірчою ймовірністю і тоді можна припустити тільки точкову оцінку.

## 5.1. Особливості і умови радіоелектронних вимірювань

У радіотехнічному діапазоні хвиль вимірювання виконуються в умовах впливу заважаючих полів, а в підсилювачах – власних шумів. Спочатку для простоти врахуємо лише вплив випадкових флуктуаційних завад. Цього достатньо для отримання нових принципів для вимірювальних систем. Із загальних позицій розглянемо процес оцінювання параметрів сигналу.

Однією з **особливостей оцінювання параметрів сигналу** є те, що **оцінюванню передують перетворювання сигналу**, що включають заходи боротьби з завадами, які завжди присутні в тракці приймання сигналів. Боротьба з завадами звичайно реалізується фільтрацією сигналу на фоні завад або з використанням яких-небудь розбіжностей між сигналом і завадою. Якість роботи пристроїв оцінювання параметрів сигналу, як і інших радіосистем, залежить від результативності боротьби з завадами і характеризується відношенням сигнал/шум на виході систем.

Наступна особливість оцінювання параметрів сигналу - **швидкоплинність вимірювального процесу**, тобто обмеженість часу пред'явлення, або експозиції сигналу, для вимірювань його параметрів. Ця особливість радіотехнічних пристроїв оцінювання параметрів повинна бути відображена в показнику оперативності системи, на який накладено обмеження у вигляді тактико-технічних вимог (ТТВ) до **часу спостереження параметрів сигналу**.

**Точність оцінювання параметрів сигналу** залежить як від методу їх порівняння з параметрами еталона, так і від перетворювань сигналу. Тому наступна особливість радіотехнічних вимірювань параметрів сигналу - це **багатофакторність**, тобто залежність показника точності радіотехнічних вимірювань від сукупності параметрів, що описують неідеальності, нестабільності і збурення різної природи в радіотехнічних системах.

**Істотним обмеженням** при оцінюванні параметрів радіосигналу, або її основною особливістю, є **велике відношення апіорної невизначеності до апостеріорної**

**невизначеності** оцінюваного параметра сигналу, тобто відношення відомого діапазону значень вимірюваного параметра до довірчого інтервалу найбільш імовірних значень дійсного параметра після вимірювань. Великий вплив на вибір типу пристрою оцінювання параметрів сигналу також має **обмеженість пікової потужності передавача**, що змушує з метою підвищення коефіцієнта корисної дії передавача і відношення сигнал/шум на виході приймача використовувати квазібезперервні сигнали з незмінним рівнем, у тому числі широкосмугові шумоподібні сигнали.

Урахування зазначених особливостей оцінювання параметрів сигналу призводить до необхідності врахувати згадані особливості радіоелектронних вимірювань і відповідно будувати пристрої оцінювання параметрів сигналу. А для цього **необхідно прийняти оптимальне рішення про структуру пристроїв, їх технічні параметри і про сигнали за сукупністю тактико-технічних вимог до системи, яка включає показники точності, вірогідності оцінювання, апріорний діапазон, час спостереження, необхідне відношення сигналу до шуму, вартість, затратні та інші показники і характеристики системи.**

Аналіз розв'язання задач оптимізації і практика реалізації систем показали, що обробка сигналу з метою одержання вимірювальної інформації завжди можна розподілити на попередню (одиначне вимірювання) і остаточну (обробка масиву одиначних вимірювань), тобто на **первинну і вторинну обробку результатів вимірювань**. Така обробка сигналу рівноцінна фільтрації параметра, тобто боротьбі з завадою і порівнянню з еталоном або мірою будь-яким методом.

Найбільший внесок у підвищення точності вимірювань робить первинна обробка. Наприклад, первинний вимірювач дальності радіосистем ближнього космосу зменшує апріорну невизначеність (середньоквадратичне відхилення), що дорівнює  $\sim 10$  км, до середньоквадратичної похибки  $\sim 10$  м, тобто в  $\sim 10^3$  разу, по швидкості – у  $3 \cdot 10^4$  рази, по кутах -  $\sim 10^2$  разу, а вторинний вимірювач при масиві, що дорівнює 100 вимірюванням, зменшує невизначеність за параметром звичайно на порядок. Тому далі в першу чергу будуть розглянуті питання прийняття рішення про структуру саме первинного вимірювача.

Але з цього факту не випливає, що вторинна обробка менш важлива, адже вона дає можливість за рахунок накопичення енергії сигналу і накопичення інформації підвищити точність до такої міри, якої первинний вимірювач не може досягти при даній техніці за даний час. Первинні вимірювачі існуючих радіотехнічних систем за принципом своєї побудови і структурою можуть істотно відрізнятись.

На сьогодні методи порівняння ефективності вимірювальних РТС, що описуються багатьма показниками якості, і особливо з різною структурою і принципами дії, не розроблені. Зокрема в теорії радіотехнічних систем недостатньо враховується взаємозв'язок і суперечливість таких показників якості, як точність, апріорний діапазон, вірогідність оцінок, оперативність і вартість елементів системи. Такі показники вартості, що враховуються в сучасній літературі, є досить нечіткими множинами. Це породжує відповідне (справедливе) ставлення до них як до елементів деякої фантастики. Якоюсь мірою сказане стосується також масооб'ємотехнічних, ергономічних та інших характеристик, показників систем. Цю нішу якоюсь мірою заповнює даний підручник і роботи [19, 20].

## **5.2. Загальні погляди на методи і пристрої оцінювання параметрів сигналу**

Від відношення сигнал/шум, як відомо, залежить точність вимірювань. У роботах Колмогорова [12] і Вінера показано, що найбільшого співвідношення енергій сигналу та білого флуктуаційного шуму можна досягти на виході узгодженого фільтра, частотна характеристика якого комплексно спряжена зі спектром сигналу та шуму. Тому у вимірювачах найчастіше використовують кореляційну обробку вхідного сигналу або узгоджену фільтрацію, при якій вихідний сигнал відповідає його функції автокореляції.

Отже, для найкращої селекції дискретних сигналів на фоні шумів потрібний узгоджений фільтр. Для аналогових сигналів більш прийнятною є фільтрація за критерієм мінімуму середньоквадратичної похибки.

При цьому **боротьба з завадою і боротьба за чутливість**, як складові точності вимірювання, можуть бути розподіленими, а можуть бути суміщеними. Але для **вимірювання необов'язково формувати сигнальну функцію**, або автокореляційну функцію, тому що при цьому втрати енергії сигналу можуть бути невеликими. Часто простіше мати суміщену систему.

Сигнал при радіоелектронних вимірюваннях є швидко змінюваним процесом у шумах з малим рівнем сигналу, декількома вимірюваними параметрами, які звичайно бувають у широкому апріорному діапазоні. А при цьому потрібні високі точності, швидка реакція і вимірювання та оптимальні показники вимірювача. Тому вимірювачі повинні задовольняти свої вказані підвищені вимоги. Але точність вимірювань завжди на першому місці. Тому для оцінювання різних параметрів сигналу використовують найбільш чутливі явища природи і схеми.

Наприклад, для вимірювань частоти можуть використовуватися резонансні схеми з чутливим дискримінатором, для вимірювань кутових координат – амплітудно-різницеві або фазо-різницеві схеми з діаграмами спрямованості, для вимірювань затримки сигналу – його автокореляційна функція, фронт сигналу чи зсув фаз або для всіх параметрів можуть використовуватись фазові, цифрові методи вимірювань і т. д.

Головна концепція в загальній теорії радіоелектронних вимірювань – це ніби постулат: **вимірювач, оснащений засобами боротьби з завадами чи ні, є перетворювачем дійсного вимірюваного параметра в параметр відліку на відповідній шкалі**. Залежність відліку від параметра сигналу є лінійною або нелінійною функцією. Тому такі вимірювачі називають функціональними, а при високій чутливості – дискримінаторами.

За параметром відліку судять про параметр, що вимірюється. Тобто одержують точкову оцінку. А інтервальну оцінку звичайно одержують або з дисперсії, що може вимірюватись, або з класу точності відомого вимірювача.

В автоматичних засобах вимірювань параметр відліку може не виводитись для індикації.

### 5.3. Чому доцільне використання дискримінаторів?

Можливе застосування для вимірювань параметра сигналу будь-яких кіл, де вихідний відгук залежить від вимірюваного параметра. Однак буде показано, що оскільки **точність вимірювань залежить від крутості** характеристики вимірювача, то в якості вимірювача варто брати тільки такі кола, у яких залежність напруги, цифрового або будь-якого відліку від параметра сигналу має найбільшу крутість. Саме такі властивості мають селектуючі пристрої за параметрами селекції: погоджений фільтр, резонансний контур, діаграма спрямованості, автокореляційна функція, характеристика фазового детектора, цифрові, фазові методи і т. д. Такі селектуючі пристрої називають дискримінаторами.

Якщо залежність вихідного параметра вимірювача від параметра сигналу - відомий закон (функція), то такий вимірювач називається функціональним або дискримінатором. **Назвемо довжину  $2\Delta\lambda_d$**  селектуючої функції  $\varphi(\lambda)$  за параметром  $\lambda$  на рівні «а» **апертурою дискримінатора** (рис. 5.1). Рівень «а» і відповідно апертура дискримінатора вибираються таким чином, щоб рівень сигналу  $\alpha\Psi(0)$  на виході схеми обробки перевищував порогову напругу (чутливість виявлення сигналу).

Якщо використовується один пристрій формування сигнальної функції в одній смузі якогось параметра, то дискримінатор називають одноканальним. Для різних застосувань вимірювача бажано мати лінійну залежність відліку селектуючої функції в межах апертури  $2\Delta\lambda_d$ , щоб не змінювалась точність у межах шкали. Це важко реалізувати в одноканальних дискримінаторах, де діапазон настроювання лежить, щоб однозначно вимірювати, на схилах сигнальної або іншої функції, особливо в широкому діапазоні вимірюваного параметра. В одноканальному дискримінаторі, що не стежить (рис. 5.1), настроювання  $\lambda_0$  частіше за все вибирають таким чином, щоб зберегти однозначність відліку, а апертуру дискримінатора вибирають виходячи з діапазону вимірювань.



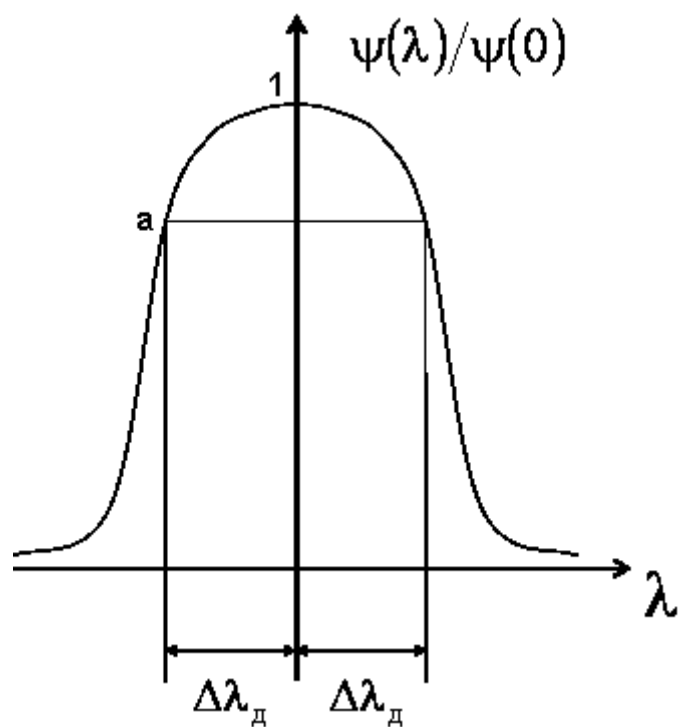


Рис. 5.1. Сигнальна функція одноканального дискримінатора

Тобто апріорний діапазон параметра розташовується і не перевищує частину схилу селектуючої функції. Можливі дискримінатори з одним робочим схилом у діапазоні. У будь-якому випадку при заданому рівні сигналу на вході вимірювача дійсному параметру сигналу відповідає рівень напруги або відліку на виході дискримінатора, за яким оцінюється цей параметр.

Для того щоб досягти незмінності похибки в діапазоні і розширити майже вдвічі до  $2\Delta\lambda_{\text{д}}$  апертуру (фізичний діапазон дискримінатора) при збереженні лінійності та однозначності відліку, частіше за все використовують двоканальний дискримінатор. Формування дискримінаторної характеристики  $U_{\text{д}}(\lambda)$  (рис. 5.2) здійснюється зсувом сигнальної або селектуючої функції за параметром в одному з каналів відносно аналогічної функції іншого каналу так, щоб вони перетиналися на рівні  $\alpha$  від значення максимуму сигнальної функції  $\Psi(0)$  з наступним відніманням сигналу  $\Psi_2(\lambda)$  з  $\Psi_1(\lambda)$  (рис. 5.2).

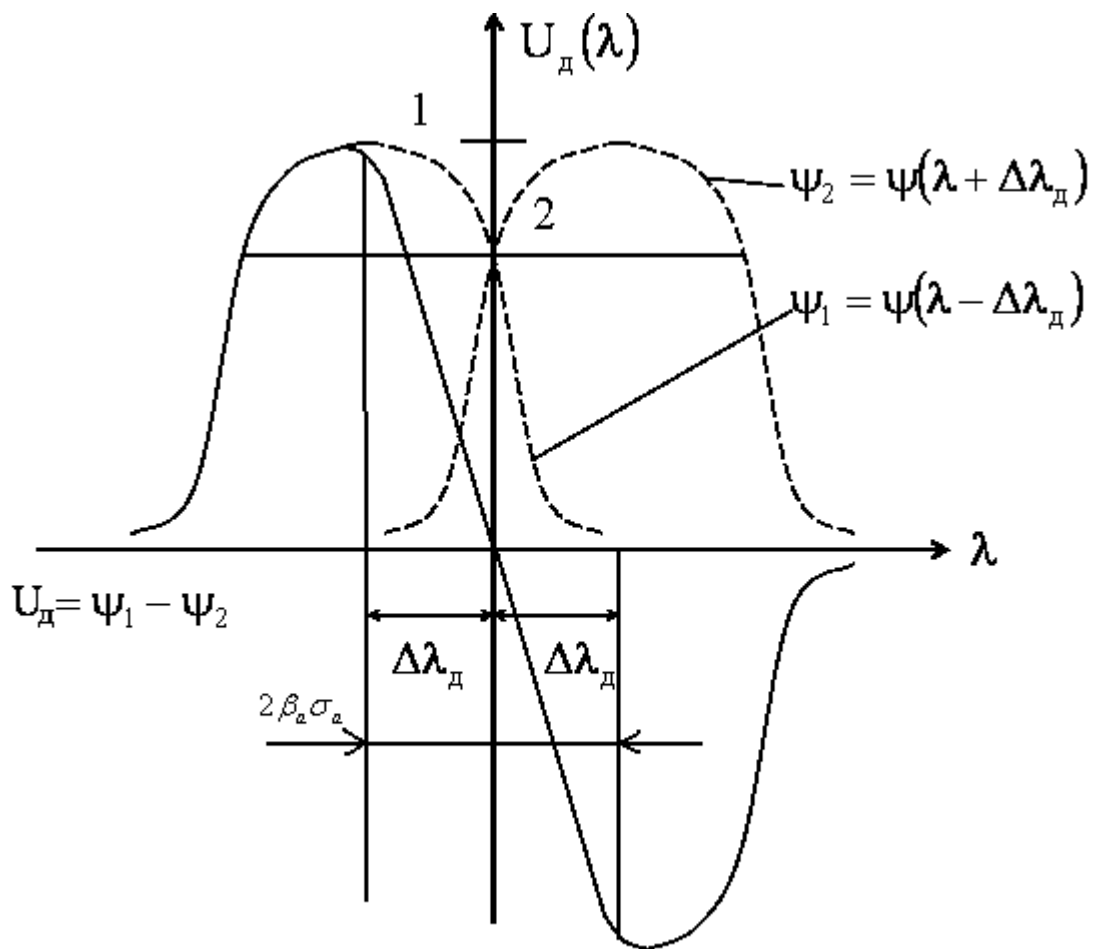


Рис. 5.2. Сигнальна функція двоканального дискримінатора

У двоканальному дискримінаторі, що не стежить, із урахуванням умови усунення неоднозначності апріорний діапазон параметра  $2\beta_{\lambda}\sigma_{\lambda}$  доцільно розташувати всередині апертури дискримінатора  $2\Delta\lambda_{\partial}$ , який досягається його налаштуванням.

Двоканальний дискримінатор, на відміну від одноканального, має такі переваги:

- 1) удвічі більша апертура та діапазон;
- 2) більш лінійна характеристика;
- 3) симетрична характеристика;

Недоліки:

- 1) удвічі складніше;
- 2) удвічі більша потужність шуму.

Дискримінатор, який стежить, має ту особливість, що його налаштування відслідковує в часі параметр, що спостерігається.

Тому для нього однозначність у режимі супроводу не має вирішального значення в режимі захвату, й апріорний діапазон може розташовуватися всередині так званої смуги захвату. При цьому час встановлення процесу пошуку та настроювання може бути досить великим, залежно від смуги системи. До того ж оцінка параметра сигналу відбувається після встановлення процесу самопідстроювання і вимірювання підстроєного параметра без суттєвих шумів.

Результуюча оцінка має складові похибки:

- 1) складова похибка дискримінатора за рахунок завади;
- 2) складова похибка настроювання дискримінатора;
- 3) складова похибка дискримінатора за рахунок нестабільності амплітуди та похибки системи автоматичного підстроювання;
- 4) складова статична похибка;
- 5) складові динамічні похибки;
- 6) похибка результуючого вимірювання.

Для спрощення розгляду будемо вважати похибку за рахунок завади найбільш суттєвою.

#### **5.4. Показники якості вимірювачів**

Як вже згадувалося, методи вимірювань і типи вимірювачів настільки різні, що тільки показниками точності або класом точності, як у метрології, для радіоелектронних вимірювачів вже не обійтись. Тому реальні інформаційні або вимірювальні системи характеризуються не одним, а декількома показниками якості. Навіть будь-який їх вимірювальний канал характеризується, як мінімум, такими показниками якості:

- 1) точність вимірювань;
  - 2) діапазон вимірювань;
  - 3) довіра до оцінки чи квантиль, або інтервальна оцінка – довірчий інтервал;
  - 4) час оцінювання;
  - 5) відношення сигнал/шум або вартість, яка його забезпечує;
- масотехнічні показники і т. ін.

Наведений склад і набір показників якості підбрано не випадково. Як вже згадувалось, це мінімальний набір показників, при якому вже можливе порівняння їх за загальною якістю або ефективністю.

Наприклад, функціональний вимірювач або дискримінатор має переваги в точності та найменшу вартість, якщо є достатній енергетичний потенціал. Але якщо потрібен ще великий діапазон, тоді при розтягуванні шкали постраждає точність. Але нам може бути потрібним і великий діапазон, і точність. Тоді треба чимось жертвувати. Вибираємо панорамний вимірювач з перестроюванням параметра. Він не набагато складніший і дорогий. Але в нього є свій недолік - час вимірювань може бути більшим, ніж треба, і можливе пропускання імпульсного сигналу. Тоді можна жертвувати або підвищенням енергетичного потенціалу, або складністю і вартістю і вибрати багатоканальний або багатоскальовий, або багатетапний вимірювач. Таким чином, усі показники якості, їх мінімальний склад потрібні при порівнянні якості вимірювачів.

До сучасних інформаційно-вимірювальних систем висуваються високі і суперечливі тактико-технічні вимоги (ТТВ). Наприклад, потрібно, щоб система працювала в широкому апріорному діапазоні якого-небудь вимірюваного параметра і здійснювала високоточні вимірювання, тобто з необхідною малою середньоквадратичною похибкою  $\sigma_\lambda$ . Узагальнюючи вищесказане, для будь-яких апріорних розподілів під апріорним діапазоном вимірюваного параметра  $\lambda$  будемо розуміти довірчий інтервал  $2\beta_a\sigma_a$  (рис. 5.2) апріорної щільності ймовірності  $p_{APR}(\lambda)$  з математичним очікуванням  $\lambda_A$ , де  $\beta_A$  - квантиль, який відповідає заданому коефіцієнту довіри  $p_{дов}$  до апріорних даних.

Зазначені суперечливі вимоги до показників якості, а саме широкого апріорного діапазону вимірюваного параметра і високої точності вимірювань, дискримінаторні вимірювачі, що не стежать, задовольнити не можуть. Якщо апертуру дискримінатора  $2\Delta\lambda_\theta$  збільшити і взяти рівною апріорному діапазону  $2\beta_A\sigma_A$  за параметром  $\lambda$  при тому самому рівні

сигналу, то виявиться, що точність вимірювань буде досить низькою, тому що крутість дискримінатора буде малою. Цієї точності звичайно недостатньо. А для вимірювачів, що стежать, може не виконуватись інша умова – умова оперативності, якщо потрібен мінімум часу оцінювання. Звідси випливає, що радіотехнічні вимірювачі повинні будуватися на нових принципах, щоб врахувати всі ці обставини.

Кожен вимірювач у тому або іншому вигляді використовує поняття “канал”. Під каналом звичайно прийнято розуміти смугу частот або кутів, або будь-якого вимірюваного параметра, відведена для передачі і використання сигналу.

Під терміном «захищений канал» розуміють попереднє поняття в сукупності з пристроями захисту від завад. Тут специфіка викладу така, що надалі канал із широкою смугою (загальний канал) розбиваємо на окремі канали, стосовно яких використовуємо термін “канал”, враховуючи, що загальний канал параметра  $\lambda$  із широкою смугою завжди будемо погоджувати з апіорним діапазоном вимірювача цього параметра.

Можливі різні методи високоточного оцінювання параметра сигналу в широкому апіорному діапазоні з заданим часом оцінювання, довірою до оцінки, із заданим відношенням сигнал/шум або з заданою вартістю. Кожному з них відповідає своя структура вимірювача параметра сигналу і його загальна ефективність.

Існуюча метрологія звичайно не займається вимірювачами, від яких одночасно потрібні точність вимірювань, широкий діапазон, малий час вимірювання, задана довіра до вимірювань і задана вартість або енергетичний потенціал. Це потрібно для радіоелектронних вимірювачів, особливо в галузі зв'язку. Ці вимірювачі повинні мати всі згадані показники, тобто вектор показників якості, і до того ж вони повинні бути оптимальними. Тим більше, що оскільки є між ними протиріччя, то повинна бути і оптимальність у якомусь сенсі.

## 5.5. Головні методи вимірювання параметрів сигналів

Методи вимірювання параметрів сигналів, які потребують для оцінювання ефективності мінімум п'ять згаданих показників, майже всі відомі, за винятком різноманіття багатоетапних систем. Точніше, деякі багатоетапні методи відомі, але перший етап у них вважається лише пошуком, а не етапом, чи шкалою.

Дискримінаторні або функціональні вимірювачі – це вимірювачі з відомою принциповою характеристикою перетворення вимірюваного параметра сигналу у відповідний відлік, тобто з відомою функцією відліку за наявності вимірюваного параметра (рис. 5.2).

Їх фізичний діапазон визначається апертурою дискримінатора  $2\Delta\lambda_d$  (рис. 5.2) – зоною однозначного відліку. Вони теж потребують певного співвідношення з апіорним діапазоном вимірюваного параметра. Переваги – простота реалізації. Недоліки – погана точність у великому діапазоні.

Дискримінаторні вимірювачі, що не перебудовуються, порівняно прості і можуть бути високоточними, але тільки в дуже вузькому апіорному діапазоні  $2\Delta\lambda_d$  (рис. 5.2) або широкодіапазонними, але з низькою точністю оцінювання через малу їх крутість, тому що якщо апертуру розтягнути на весь апіорний діапазон (рис. 5.3, а) при тому самому рівні сигналу, то крутість буде низькою. Коли від них потрібна висока чутливість і точність, то це може бути тільки в малому апіорному діапазоні.

**У метрології вважають, що поняття чутливості визначається крутістю дискримінаторної або функціональної характеристики вимірювача.**

Далі буде показано, що дійсно точність вимірювань визначається крутістю функціональної характеристики.

Цих недоліків позбавлені пошукові або панорамні вимірювачі (принцип дії зображено на рис. 5.3, б, структура - на рис. 5.4, а, б), у яких перебудова сигнальної функції дискримінатора здійснюється за всім діапазоном вимірюваного параметра. Їх узагальнена структура зображена на рис. 5.4, а для фільтраційної і на рис. 5.4, б – для кореляційної обробки сигналу. Сам процес пошуку чомусь не вважається вимірюванням, хоча фактично це попереднє грубе вимірювання.

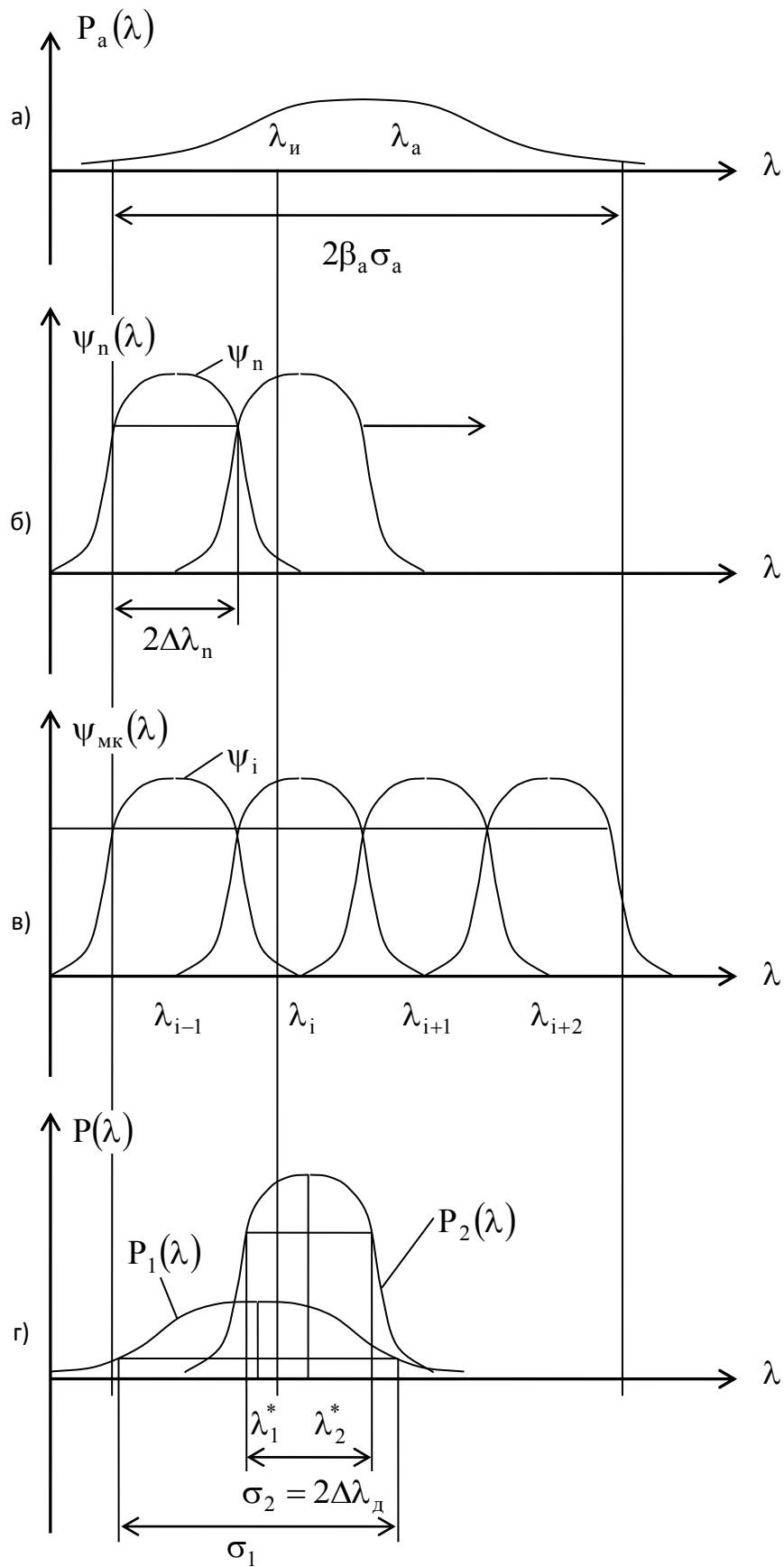


Рис. 5.3. Розподіл імовірності дискримінаторного і багатоканального методів і сигнальні функції панорамного і багатоканального методів

**Переваги** – великий діапазон вимірюваного параметра, велика точність, відносна простота реалізації і можливість спостереження за багатьма цілями. Тому панорамний вимірювач дуже поширений у техніці.

**Недоліки** – великий час вимірювання при послідовному скануванні, можливість пропускання імпульсного сигналу при повільному пошуку або погана точність при швидкому пошуку, точність обмежується найменшою можливою смугою пропускання.

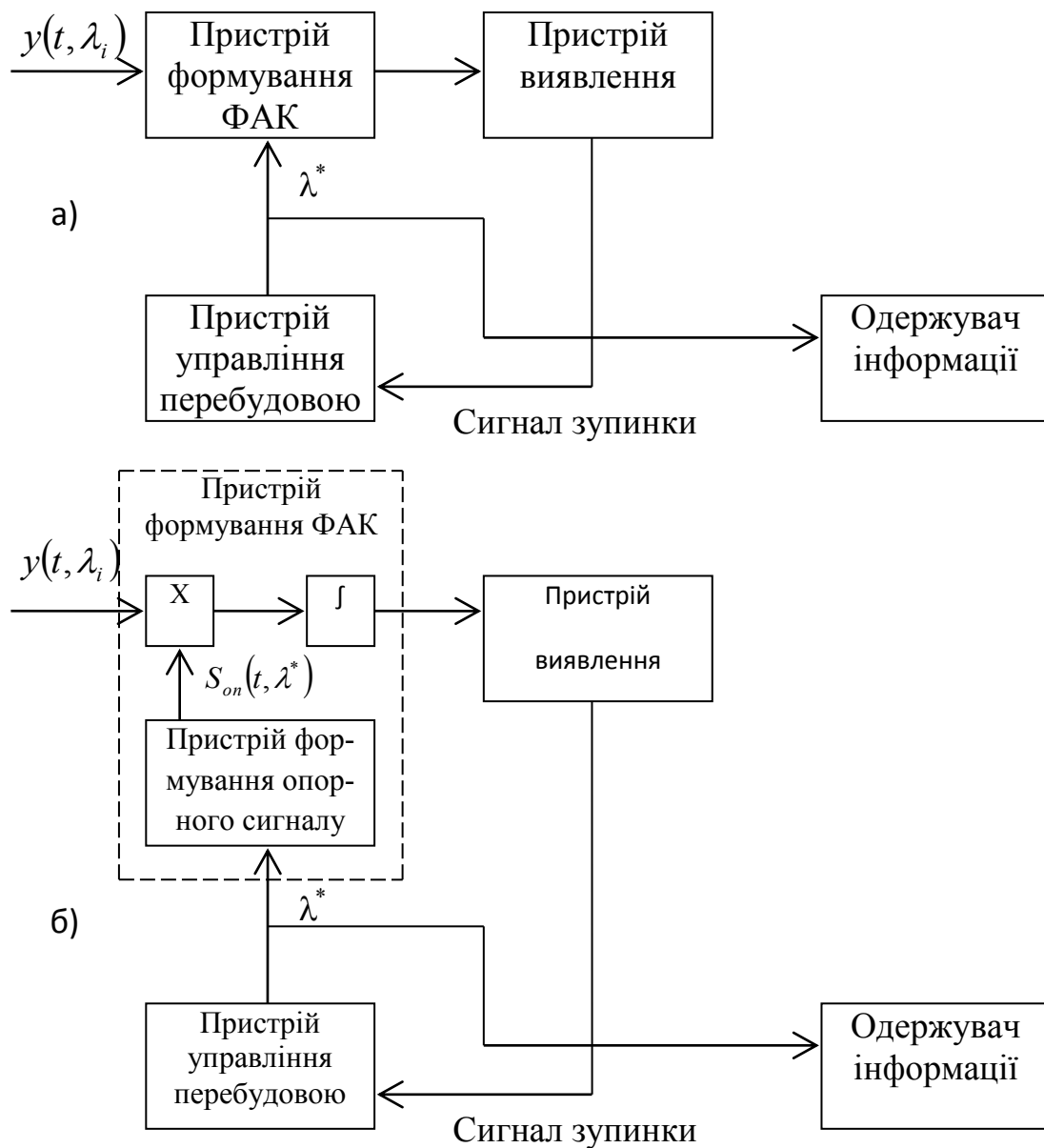


Рис. 5.4



Блок функції автокореляції (ФАК) означає формування по можливості функції автокореляції чи сигнальної функції або на основі цього - характеристики дискримінатора.

Пошукові методи оцінювання (рис. 5.4, а, б) можуть бути автоматичними і неавтоматичними, з довільним характером зміни в часі настроювання і ширини апертури сигнальної функції, з довільним порядком астатизму, з оцінкою параметра за часом виявлення сигналу, шкалою настроювання або при відповідному параметрі настроювання будь-якої природи (пропорційна напруга, сигнал похибки, код Грея тощо).

При цьому дискримінатори, що стежать, складніше від пошукового методу оцінювання, тому що після першого етапу пошуку з метою виявлення, який ми розцінюємо як грубе вимірювання, використовується другий етап точного дискримінаторного оцінювання і самонастроювання в межах апертури дискримінатора.

Звичайно точність пошукового методу визначається апертурою сигнальної функції  $\Psi(\lambda)$ , що перебудовується, на рівні «а». Вона може бути досить високою. Однак чим вище необхідна точність, тим менше повинна бути апертура дискримінатора і тим більш великим (у стільки же разів) буде необхідний максимальний час пошуку або вимірювань при заданій смузі і заданому відношенні сигнал/шум.

Пошуковий метод досить простий і забезпечує в поєднанні з другим етапом – дискримінатором, що стежить, високу точність і широкий діапазон вимірювань при заданому відношенні сигнал/шум. Тому він одержав поширення у вимірювальних системах. По суті – це двохетапний метод. Як і для всіх оптимальних багатоетапних методів, він потребує оптимального спряження шкал.

Досягаються ці якості за рахунок великого часу оцінювання параметра сигналу, неможливості роботи по одному каналу декількох сигналів (мала пропускна спроможність) і неможливості або недоцільності створення сигнальних функцій із надмалою апертурою та відповідно зі збільшеною точністю.

Перші два недоліки усуваються багатоканальним методом вимірювань і відповідним вимірювачем (структура зображена на рис. 5.5, принцип дії – на рис. 5.3, в).

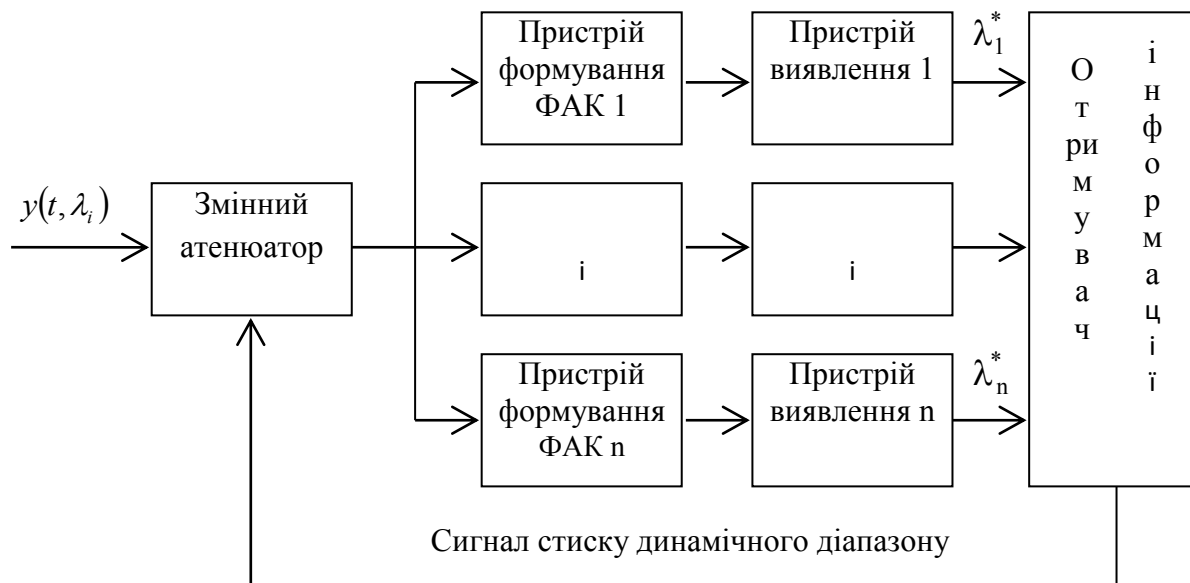


Рис. 5.5. Багатоканальний вимірювач

Багатоканальні - це такі методи оцінювання (рис. 5.5), при яких весь апріорний діапазон значень параметра розбивається на канали, у яких формуються сигнальні функції  $\Psi_b(\lambda)$  або селектуючі функції  $i$  які розподіляються на рівні  $\alpha$ , що відлічується від максимуму. Будемо розглядати найтипівіший і найпростіший випадок, коли канали ідентичні. **Точність багатоканального методу, як і пошукового, визначається розміром апертури сигнальної функції каналу, де буде виявлено сигнал.** Власне, номер каналу, який виявляє сигнал, визначає оцінку вимірюваного параметра.

Багатоканальний метод не має такого недоліку пошукового методу, як великий час вимірювань. У нього **велика пропускну спроможність.** Зате він має істотний **недолік** – **значну складність або велику вартість** реалізації, що заважає його поширенню. Розвиток інтегральних схем сприяє більш широкому його використанню в сучасних системах.

**Другий недолік - вплив динамічного діапазону,** тобто діапазону зміни рівня вхідного сигналу на точність оцінювання його параметра. При великому рівні сигналу виявлення відбудеться одночасно в багатьох сусідніх каналах. Цей ефект називається **неоднозначністю вимірювань.** Даний недолік усувається застосуванням вхідного атенюатора (або атенюаторів), який вводить загасання, тобто таким стиском динамічного

діапазону, зменшенням рівня вхідного сигналу, при якому виявлення відбудеться лише в одному каналі.

**Третій недолік**, як і в пошуковому вимірювачі, - **технічна неможливість або недоцільність створення надмалої апертури сигнальної функції** або ширини частотного каналу, діаграми спрямованості і т. ін. Цих недоліків, крім пропускну здатності, позбавлені багатоскальні вимірювачі.

**Багатоскальні вимірювачі** містять ряд шкал, що працюють або паралельно, або одночасно в часі (рис. 5.6, б), або послідовно в часі (рис. 5.6, а). Принцип підвищення точності при дії вимірювачів позначені на рис. 5.3, г. Багатоскальними називаються вимірювачі, кожна шкала яких оцінює параметр сигналу, періодичного в усьому апріорному діапазоні. Одному значенню напруги на виході дискримінатора відповідає декілька або безліч значень параметра. Звідси **неоднозначність вимірювань** при великому апріорному діапазоні.

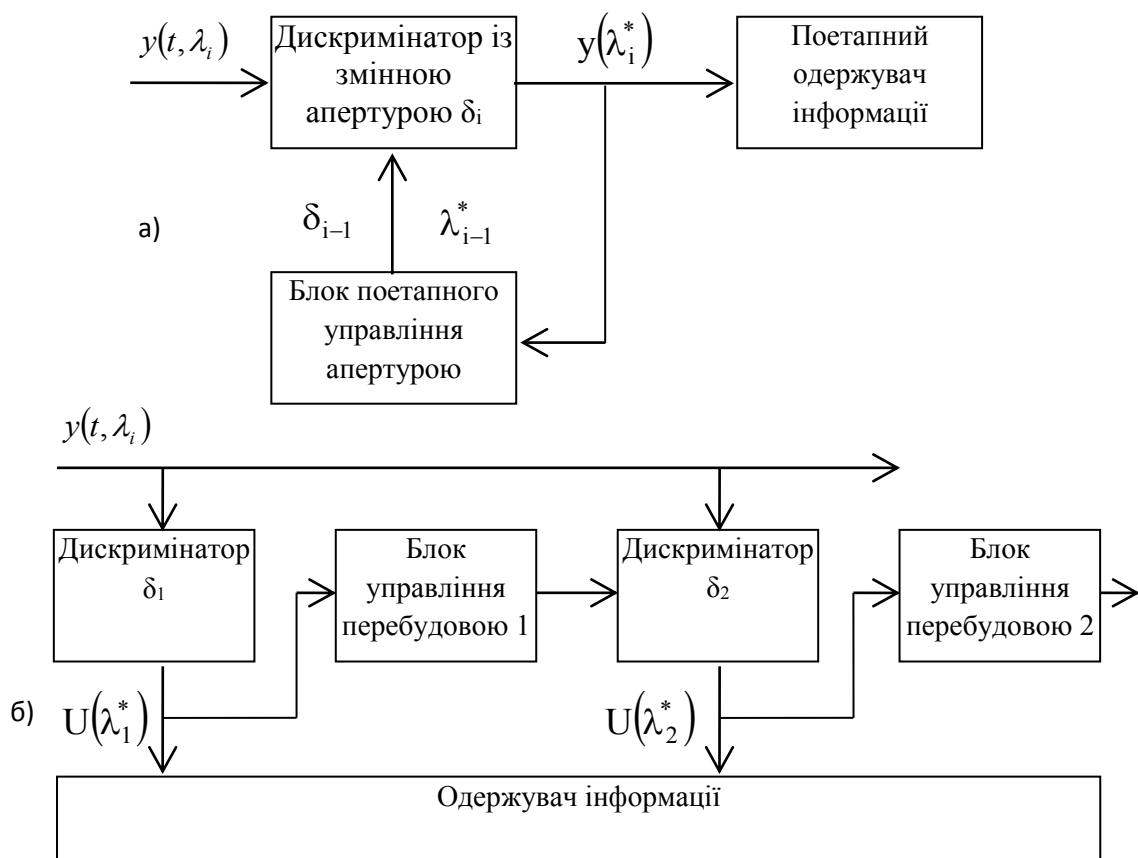


Рис. 5.6. Багатоетапний вимірювач

Неоднозначність вирішується застосуванням декількох шкал із періодичністю сигналу, яка спеціально підібрана. При цьому інтервальна оцінка більш грубої шкали не повинна перевищувати напівперіод сигналу більш точної шкали, щоб не було неоднозначності вимірювань. За цим принципом побудовано, наприклад, фазові вимірювачі для оцінювання таких інформативних параметрів сигналу, як кути запізнювання, частота і їх похідні. При цьому **фазові вимірювачі найточніші насамперед тому, що принципово можуть використовувати вузькосмугову фільтрацію гармонічних сигналів.**

Багатошкальні вимірювачі є складними, для яких повинні дотримуватися жорсткі умови синхронізації та стикування шкал. При стикуванні шкал повинна бути відповідність точності кожної шкали апріорному діапазону наступної шкали.

**Перевагами багатошкального вимірювача є велике відношення апріорного діапазону до апостеріорного діапазону, мала кількість шкал, а для фазових вимірювачів – ще й висока завадостійкість за рахунок доброї фільтрації гармонічних сигналів. Недоліки – складність, жорстке настроювання шкал.**

Для багатоетапного вимірювача (структура та сама, що на рис. 5.6, б), де присутній неперіодичний за діапазоном параметр сигналу, може бути неоднозначний відлік у шкалі, якщо апріорний діапазон кожної наступної шкали більше від ділянки однозначного вимірювання (рис. 5.2). У цьому випадку можливе тільки послідовне за часом, як і у багатошкальних вимірювачів, використання шкал від грубої до точної при тому самому правилі їх стикування або спряження. Такий вимірювач назвемо багатоетапним.

Таким чином, багатоетапний метод оцінювання припускає послідовне в часі (рис. 5.6, б) використання шкал для оцінювання параметра сигналу, таке, що при кожному наступному вимірюванні середина апертури кожної шкали дискримінатора настроюється на попереднє оцінювання, а розмір довірчого інтервалу оцінки попереднього дискримінатора відповідає апріорному діапазону наступної шкали.

Шкали багатоетапного вимірювача можуть бути побудовані за будь-яким згаданим або цифровим методом. Багатоетапний вимірювач може містити шкали різної природи та методу вимірювання. Може бути в нього і одна шкала, що перебудовує послідовно в часі свої параметри.

Однак найчастіше і найпростіше він використовує дискримінаційні вимірювачі. У великих радіотехнічних комплексах шкалами можуть служити навіть самостійні складні системи з будь-яким принципом і природою вимірювань, але такі, що задовольняють принципи стикування шкал.

**Переваги багатоетапного вимірювача** при великому відношенні апріорного діапазону до апостеріорного діапазону - це можливість застосування до вимірювання параметрів будь-якої природи малої кількості шкал. Недоліками багатоетапного вимірювача є складність, жорсткість настроювання та неможливість одночасної роботи шкал (рис. 5.6).

Майже всі сучасні радіовимірювачі з великим відношенням апріорного діапазону до апостеріорного є багатоетапними. Наприклад, усі такі слідкувальні вимірювачі є двохетапними: перший етап – пошук будь-яким способом, другий етап – точне підстроювання дискримінатора.

Подана класифікація вимірювальних засобів справедлива для будь-якого оцінюваного параметра сигналу, у тому числі для так званих енергетичних параметрів. Зрозуміло, що реалізація або конструкція будь-якого типу вимірювача може бути істотно різною і відповідатиме фізичній природі вимірюваного параметра.

## **Висновки**

1. Для розвитку теорії вимірювання з метрології подано більш загальні методи вимірювання і їх класифікації, які мають відповідну структуру та можливості для радіоелектронних систем.

2. На відміну від методів метрології, методи вимірювання в радіоелектронних системах в умовах завод повинні враховувати, крім точності та дисперсії, ще забезпечений фізично апріорний інтервал, довірчий інтервал оцінювання, час вимірювання та вартість або енергетичний потенціал.

3. Оптимальний багатоетапний метод можна вважати новим.

## **Контрольні питання**

1. Які загальні методи вимірювання існують у радіоелектроніці?

2. Які фактори впливають на вимірювання параметрів сигналу в радіоелектроніці?

3. Як структура вимірювача відповідає методу вимірювань?

## 6. ДИСКРИМІНАТОРНИЙ МЕТОД ОЦІНЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ СИГНАЛУ

### 6.1. Точність дискримінаторів

Відповідно до викладеного під дискримінаторними вимірювачами будемо розуміти вимірювачі або датчики параметрів сигналу з великою чутливістю, що досягається великою крутістю характеристики вимірювача. Звичайні вимірювачі, що працюють за якимось фізичним законом, називають функціональними вимірювачами. Їх можна вважати як один клас прямопоказувальних вимірювачів.

Вплив сигналу, у тому числі короткочасного, на вимірювач призводить до того, що на його виході після закінчення часу перехідного процесу встановлюється напруга (або цифровий відлік), яка з якоюсь точністю відповідає оцінюваному параметру. Знаючи вихідний відлік напруги і дискримінаторну характеристику  $U_o(\lambda)$ , можна оцінити вимірюваний параметр  $\lambda$ . Оскільки радіотехнічні вимірювання вихідної напруги здійснюються в умовах впливу шумів, то і оцінювання параметрів супроводжується відповідною похибкою. Вплив точності шкали та інших факторів враховується звичайно додатковими дисперсіями.

У даному розділі основна увага приділена розрахунку точності й ефективності дискримінаторних вимірювачів, а у роботах [19, 20] – для будь-яких вимірювачів і систем.

Нехай маємо який-небудь дискримінаторний вимірювач параметра сигналу  $\lambda$  з довільною дискримінаторною характеристикою  $U_o(\lambda)$ , приклад якої зображений на рис. 6.1. На вході дискримінатора безперервно або імпульсно діє сигнал з невідомим, також безперервним або імпульсним, параметром  $\lambda$  із флуктуаційним шумом. А на виході дискримінатора з'являється безперервна або імпульсна напруга в суміші з флуктуаційним вихідним шумом, що має щільність розподілу ймовірності  $P_i(U)$  (рис. 6.1). Відлік з певною точністю відповідає параметру сигналу.

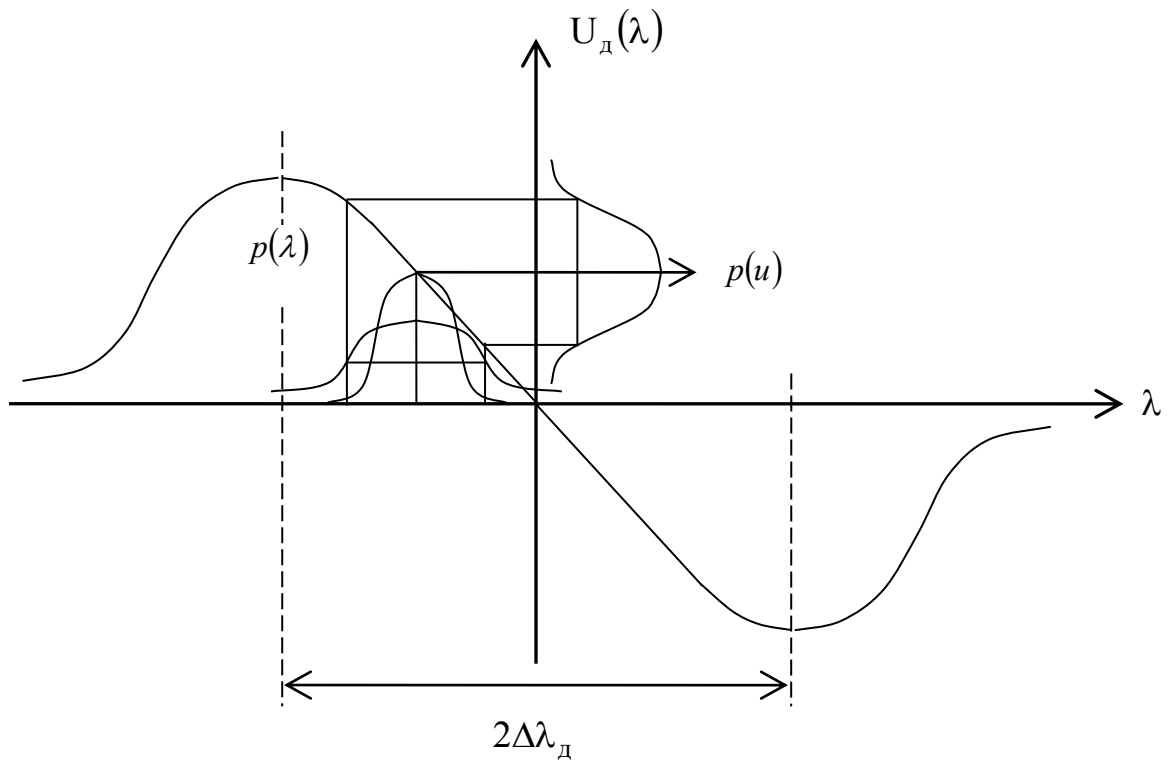


Рис. 6.1. Точність вимірювань

Спочатку будемо вважати, що дискримінаторна характеристика лінійна в зоні вимірювань, достатньо точна і достатньо малі інші впливаючі фактори: похибка еталонів, стабільність самого параметра і т. ін. Тобто є тільки завада. Оскільки за напругою  $\bar{U}$  на виході дискримінатора роблять висновок з огляду на характеристику дискримінатора  $U_d(\lambda)$  про запропонований параметр сигналу  $\lambda$ , то звичайно використовують припущення про те, що щільність розподілу шуму  $P_i(U)$  буде відповідати розподілу  $P_\lambda(\lambda)$  оцінюваного параметра  $\lambda$ . Параметри настроювання вважаються точними і стабільними. У будь-якому випадку використовується багатозначна аналогова або дискретна міра, закладена, наприклад, у шкалу стрілочного приладу або в цифровий відлік.



Знайдемо зв'язок дисперсії оцінювання параметра  $\lambda$  з дисперсією сумарного вихідного процесу  $U$ , тобто суму напруг на виході дискримінатора, обумовлену параметром сигналу  $U_c$ , і вихідного шуму  $U_{ш}$ .

Відомо, що

$$\sigma_{ш}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} (U - M[U])^2 P_i(U) dU,$$

де  $\sigma_{ш}$  - середньоквадратичне відхилення вихідного сумарного флуктуаційного й іншого процесу  $U$ ;

$M(U)$  - математичне очікування процесу  $U$ .

Найчастіше процес  $U_{ш}(t)$  - стаціонарний, що означає незмінність щільності розподілу ймовірності для будь-якого відрізка часу. Тому для будь-якого відрізка часу справедливо таке.

З огляду на те, що

$$P_i(U) dU = P_\lambda(\lambda) d\lambda, \quad M[U(\lambda)] = U(M[\lambda]),$$

одержимо

$$\sigma_{ш}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} (U - M[U])^2 P_i(U) dU = \int_{-\infty}^{\infty} \{U(\lambda) - M[U(\lambda)]\}^2 P_\lambda(\lambda) d\lambda. \quad (6.1)$$

Розкладемо  $U(\lambda)$  у ряд Тейлора в межах  $M[\lambda]$ :

$$U(\lambda) = U(M[\lambda]) + U'_\lambda(M[\lambda])\Delta\lambda + U''_\lambda(M[\lambda])\frac{\Delta\lambda^2}{2} + \dots. \quad (6.2)$$

Тоді, підставивши  $U(\lambda)$  у вираз (6.1), одержимо

$$\begin{aligned}\sigma_{u}^2 &= \int_{-\infty}^{\infty} \{U(M[\lambda]) + U'_{\lambda}(M[\lambda])\Delta\lambda + \dots - M[U(\lambda)]\}^2 P_{\lambda}(\lambda) d\lambda = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \{U'_{\lambda}(M[\lambda])\Delta\lambda + \dots\}^2 P_{\lambda}(\lambda) d\lambda.\end{aligned}$$

Припускаючи малість доданків з вищими похідними ( $u''_{\lambda}$ ) тощо на інтервалі  $2*3\sigma_{\lambda}$ , що частіше виконується, подамо  $\sigma_{ш}^2$  як

$$\sigma_{u}^2 = \{U'(M[\lambda])\}^2 \int_{-\infty}^{\infty} \Delta\lambda^2 P_{\lambda}(\lambda) d\lambda.$$

Оскільки  $\Delta\lambda = \lambda - M[\lambda]$ , то  $\int_{-\infty}^{\infty} (\lambda - M[\lambda])^2 P_{\lambda}(\lambda) d\lambda = \sigma_{\lambda}^2$ .

Значення  $\sigma_{\lambda}^2$  є дисперсією оцінювання параметра  $\lambda$  сигналу.

Таким чином,

$$\sigma_{\lambda}^2 = \frac{\sigma_{u}^2}{(U'_{\lambda})^2}. \quad (6.3)$$

Цей вираз збігається з результатами робіт [19, 20].

Якщо вихідний флуктуаційний процес нормальний, що частіше і буває, то середня потужність шуму збігається з дисперсією шуму:

$$\sigma_{ш}^2 = P_{ш}.$$

Вихідна шумова напруга частіше за все має нормальний розподіл тому, що дискримінатору, як правило, передують боротьба з завадою, тобто вузькосмугова фільтрація, що, як відомо, нормалізує шумовий процес. Смугова фільтрація погодженим фільтром формує на виході автокореляційну функцію дискретного сигналу і одночасно забезпечує максимум відношення сигнал/шум.

Таким чином, для підвищення точності вимірювань або для зменшення дисперсії похибки вимірювань  $\sigma_{\lambda}^2$  дискримінаційного чи функціонального вимірювача відповідно до формули (6.3) природно будь-якими засобами зменшувати потужність флуктуаційних завад на виході дискримінатора і збільшувати крутість дискримінатора. А вплив похибок шкали відліку, похибки параметрів настроювання тощо потрібно зменшувати до рівня впливу флуктуаційної завади. Висновок справедливий як для дискримінаторів, що не стежать, так і для тих, що стежать, для яких враховується зворотний зв'язок. Серед засобів зменшення потужності шумів на виході дискримінатора варто назвати в першу чергу зменшення смуги пропускання системи (застосування для вимірювань вузькосмугових сигналів і взагалі підвищення чутливості радіоприймача), потім погоджену фільтрацію, синхронне приймання і т. д. Коефіцієнт підсилення радіоприймача не впливає на точність вимірювань, оскільки від нього однаково залежать як потужність шумів на виході, так і потужність сигналу.

Зрозуміло, на точність вимірювань впливає безліч факторів, що описані в різних публікаціях [19, 20, 27]. У значенні  $\sigma_{\text{ш}}$  виразу (6.3) може бути врахований вплив всіх істотні факторів, що впливають на точність дискримінатора (як перетворювача параметра сигналу у відлік - напругу).

## 6.2. Типи дискримінаторів

Для функціональних і дискримінаційних вимірювачів по можливості прагнуть одержати дискримінаційні характеристики лінійної форми, тому що при цьому точність незмінна за фізичним діапазоном. Незмінність точності складніше реалізується в одноканальному дискримінаторі, але простіше це реалізувати у двоканальному дискримінаторі, що подвоює апертуру дискримінатора або діапазон однозначності. Тому за способом формування характеристики розрізняють одноканальні (рис. 5.2, 6.2), двоканальні (рис. 5.2, 6.2) і рідше багатоканальні дискримінатори (рис. 5.3, в, 6.3).

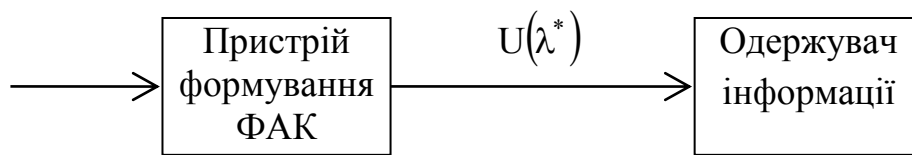


Рис. 6.2. Одноканальний вимірювач

Під каналом, як і колись, розуміємо фізичний діапазон, деяку смугу вимірюваного параметра  $\lambda$ , у якому технічно здійснюються вимірювання. Тому канал - це область визначення дискримінаторної характеристики, сформованої одним параметрозалежним пристроєм. Таким пристроєм не обов'язково повинен служити пристрій формування функції автокореляції (ФАК) на виході, хоча він може бути доцільний і при вимірюваннях частоти і затримки.

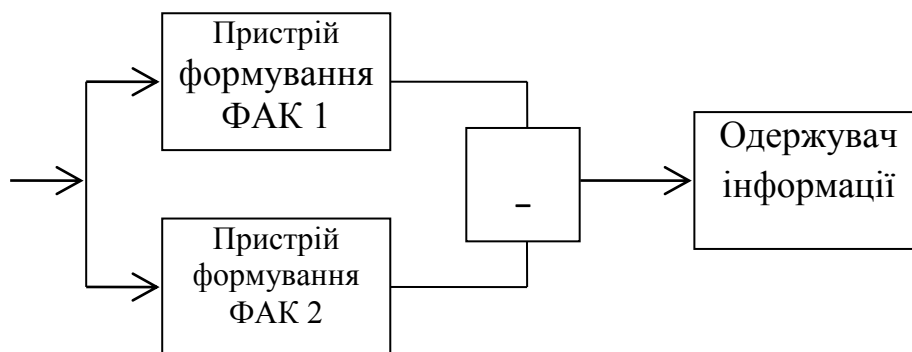


Рис. 6.3. Двоканальний вимірювач

Апертура дискримінатора  $\Delta\lambda_d$  визначається або на рівні  $\alpha$  вихідного ефекту, або умовою однозначності вимірювань (рис. 5.2), або вимогою до лінійності дискримінаторної характеристики, до крутості, або іншими факторами.

Двоканальний дискримінатор (рис. 5.2) найчастіше використовує різницеву схему.

До недоліків одноканальних дискримінаторів належать:

1) мала апертура дискримінатора  $\Delta\lambda_d$  при частіше заданій великій його крутості, що впливає на точність;

2) велика нелінійність дискримінаційної характеристики і несиметричність, що неприйнятно особливо для дискримінаційників, які стежать;

3) великий вплив нестабільності параметрів схеми і налаштувань на якість дискримінаційної характеристики;

4) ненульовий вихідний відгук посередині апертури дискримінаційника ( $\frac{\Delta\lambda_{\partial}}{2}$  - для правого схилу характеристики на рис. 5.1).

Основною перевагою одноканальних дискримінаційників є простота схеми, а отже, і велика надійність функціонування.

Двоканальні дискримінаційники позбавлені зазначених вище недоліків одноканальних дискримінаційників, однак їм властивий свій недолік - складність схеми.

Коректний вибір типів дискримінаційників має ґрунтуватися на обліку істотних факторів за комплексним критерієм якості. Визначення кращого типу дискримінаційника повинне стати задачею оптимізації структури вимірювача.

Технічна реалізація дискримінаційників різноманітна і залежить від вимірюваного параметра, методу і способу вимірювання параметрів сигналу і його призначення. Для вимірювання частоти найчастіше використовуються: коливальний контур, LC-, RC-кола, частотні детектори з налаштованими і розстроєваними контурами, фазове автоматичне підстроєвання частоти (ФАПЧ) і т. д.

Для вимірювання запізнювання застосовують пристрої формування автокореляційної, сигнальної функції, строб-імпульси з інтеграторами, перемножники з інтеграторами, фазові дискримінаційники і т. д.

Для вимірювання кутових координат цілей використовуються моноімпульсний, сумарнорізницевий, фазорізницевий та інші дискримінаційні методи рівносигнального напрямку.

Радіотехнічні вимірювачі, як вказувалося, виконують такі основні функції: вимірювальні перетворення, зокрема фільтрація і порівняння з еталоном. Остання функція аналогічна звичайним вимірювачам, розташованим у кінцевих пристроях. Порівняння з еталоном може здійснюватись в аналоговій або

цифровій формі. В аналоговій формі здійснюється порівняння вихідної напруги, або відліку, з каліброваною шкалою. У випадку дискримінаторів, що стежать, останні виконують функцію перетворювання і фільтрації при спостереженні за параметром. Двоканальні дискримінатори можуть бути побудовані за принципом сканування або перемикання апертури одноканального дискримінатора.

Можлива також реалізація дискримінаторів з адаптацією до різних факторів, а також цифрових дискримінаторів. Міркування, результат виразу (6.3) і подальші викладення придатні для будь-яких типів дискримінаторів. Тому ефективність дискримінаторів спочатку розглядається з загальних позицій, а потім із урахуванням специфіки, обумовленої оцінюваним параметром  $\lambda$ , призначенням системи та іншими факторами.

### 6.3. Особливості дискримінаторних вимірювачів

Точність є складовою частиною поняття ефективності. У поняття ефективності системи відповідно до розподілу першим прийнято вкладати комплексне, системне або у відомому змісті глобальне оцінювання її якості. Під ефективністю дискримінаторів будемо розуміти поки дві її якості: точність і діапазон вимірюваного параметра. Діапазон вимірюваного параметра також варто відносити до його якості тому, що більш широкий діапазон при тих самих інших показниках (точність, коефіцієнт довіри і т. д.) додає вимірювачу більші можливості при вимірюваннях. Тому, як і будь-який показник якості, більш широкий діапазон вимірювача при тих самих інших показниках звичайно дається ціною погіршення інших показників, наприклад ускладненням, збільшенням вартості, маси, габаритів і т. ін.

Розглянемо одноканальний дискримінатор з характеристикою (рис. 6.1) і структурою (рис. 6.2), де використовується один із схилів  $U_d(\lambda)$ . Нехай діапазон вимірюваного параметра  $\Delta\lambda_D$  збігається з апертурою  $\Delta\lambda_d$  дискримінатора. Скористаємося формулою (6.3), для чого зазначимо, що максимальне значення напруги на виході дискримінатора в межах апертури звичайно дорівнює (або пропорційно) амплітуді сигналу  $S_m$ :

$$\max U_{\partial}(\lambda) = S_{m \text{ вх}}.$$

При цьому  $U_{\partial}(\lambda)$  може бути сформована як сигнальна, автокореляційна функція  $\psi(\lambda)$  або іншим способом (діаграма спрямованості і т. п.).

Припускаючи спочатку  $U_{\partial}(\lambda)$  (рис. 5.4) досить лінійною й апроксимуючи  $U'_{\partial}(\lambda)$  залежністю  $U'(\lambda) = \frac{S_m}{\Delta\lambda_{\partial}}$ , одержимо

$$\sigma_{\lambda}^2 = \frac{\Delta\lambda_{\partial}^2}{\left(\frac{S_m}{\sigma_{ш}}\right)^2} = \frac{\Delta\lambda_{\partial}^2}{q}, \quad (6.4)$$

де  $\sigma_{ш}^2$  - потужність шуму дискримінатора;

$S_m$  - рівень сигналу на виході дискримінатора;

$q = \frac{S_m^2}{\sigma_{ш}^2}$  - відношення сигнал/шум на виході дискримінатора.

При цьому  $\sqrt{q} = \frac{S_m}{\sigma_{ш}}$  можна також трактувати як кількість градацій, або рівнів, сигналу, що можна розрізнити на виході дискримінатора. Під апертурою дискримінатора  $\Delta\lambda_{\partial}$ , як і раніше, будемо розуміти більш-менш лінійну однозначну ділянку дискримінаторної характеристики  $U_{\partial}(\lambda)$ . Але оскільки апертуру обирають такою, щоб вона перекривала весь апіорний діапазон вимірюваного параметра  $\Delta\lambda_{\text{D}}$ , то для одноканального дискримінатора  $\Delta\lambda_{\partial} = \Delta\lambda_{\text{D}}$ . Величина апертури характеризує саме цю якість дискримінатора - апіорний діапазон. Тому з точки зору діапазону варто прагнути до збільшення  $\Delta\lambda_{\partial}$ . Але з точки зору точності апертуру треба брати меншою. Бажано мати майже лінійну характеристику у всьому діапазоні змін  $\lambda$ . Лінійні характеристики не є обов'язковими, а визначаються лише вимогами незмінності точності на всій шкалі, де справедливе співвідношення (6.3). Це бажано і для дискримінаторів, що стежать.

Тепер можна зауважити таке:

- дисперсія оцінювання  $\sigma_{\lambda}^2$  відповідно до виразу (6.4) пропорційна квадрату апертури дискримінатора. Тому для досягнення високої точності (малої дисперсії  $\sigma_{\lambda}^2$ ) варто прагнути до зменшення апертури  $\Delta\lambda_2$  дискримінатора;

- точність вимірювань параметра сигналу  $\lambda$  як величини зворотної дисперсії похибки прямо пропорційна відношенню сигнал/шум  $q$ . Подібна залежність природна і відома також з будь-якої теорії вимірювань;

- точність вимірювання будь-якого параметра  $\lambda$  сигналу не залежить від коефіцієнта підсилення приймача. Однак рівень сигналу повинен бути стабільним і вибирають його не довільно, а таким, щоб при заданій апертурі крутість характеристики була потрібною. Тобто точність вимірювань, апертура і крутість дискримінатора є пов'язаними величинами.

Ці властивості залежності (6.4) справедливі і для дискримінатора, що стежить, за винятком адаптації до динаміки параметра сигналу.

Таким чином, одноканальний дискримінатор має такі недоліки: істотна нелінійність дискримінаторної характеристики, її несиметричність і мала апертура дискримінатора. Тому був запропонований двоканальний дискримінатор (рис. 6.3), що усуває зазначені недоліки.

Двоканальний дискримінатор має такі властивості:

- флуктуаційні завади на виході взаємно розстроєваних каналів частіше некорельовані, тому що канали зсунуті за якимось параметром: часом чи частотою і т. ін.;

- апертура дискримінатора може бути вдвічі ширше, ніж в одноканального, при однакових схемах;

- дискримінаторна характеристика найчастіше має центральну симетрію і достатню лінійність.

Дисперсія оцінювання параметра сигналу двоканальним дискримінатором  $\sigma_{\lambda_2}^2$  відповідно до формули (6.3) дорівнює



$$\sigma_{\lambda_2}^2 = \frac{2\sigma_{\text{ш}}^2}{\left(\frac{2S_m}{2\Delta\lambda_{\vartheta}}\right)^2} = \frac{2\Delta\lambda_{\vartheta}^2}{q}, \quad (6.5)$$

оскільки в пристрої, що віднімає (рис. 5.3), відбувається некогерентне додавання шумів двох каналів.

Звідси випливає, що дисперсія оцінки двоканальним дискримінатором вдвічі більша, ніж дисперсія оцінки одноканальним з тією самою апертурою. Проте діапазон вимірювань у них удвічі ширший, тобто є подвійна апертура. Інші недоліки: двоканальний вимірювач відповідно до схеми рис. 6.3 більш складний, тому в нього більша вартість і гірша надійність функціонування.

Таким чином, двоканальний дискримінатор має удвічі більшу апертуру  $2\Delta\lambda_{\text{д}}$  дискримінаторів (рис. 6.3), тобто кращу якість, ніж в одноканальному. Порівняння дискримінаторів за двома показниками (за точністю і апріорним діапазоном вимірювань) доцільно здійснювати за одним показником при рівних інших. Це можливо через їх взаємозалежність. При однаковому діапазоні точність для одноканального дискримінатора

$$\Delta\lambda_{\vartheta_1} = \Delta\lambda_{\text{D}}; \quad \sigma_{\lambda_1}^2 = \frac{\Delta\lambda_{\text{D}}^2}{q}, \quad (6.6)$$

а для двоканального

$$2\Delta\lambda_{\vartheta} = \Delta\lambda_{\text{D}}; \quad \sigma_{\lambda_2}^2 = \frac{\Delta\lambda_{\text{D}}^2}{2q}. \quad (6.7)$$

Порівнюючи вирази (6.6) і (6.7), зазначимо, що дисперсія оцінювань двоканального дискримінатора у два рази менше, ніж одноканального, при однаковому діапазоні вимірювань. Як видно, той самий результат утворюється, якщо замість одного вимірювача взяти два незалежних, які вимірюють один параметр. Тільки у двоканального дискримінатора потрібна додатково різницева схема. Зменшення дисперсії похибки вимірювань досягається збільшенням удвічі кількості каналів.

#### 6.4. Умова узгодженості апертури дискримінатора з апріорним діапазоном

У радіовимірювачах діапазон вимірювань параметра  $\lambda$  відіграє істотну роль. Великий діапазон  $\lambda$  повинен перекриватися великою апертурою дискримінатора, або шукати параметр. Для неслідкувального дискримінатора з великою апертурою відношення сигнал/шум при однаковій енергії сигналу гірше, ніж у дискримінаторі з малою апертурою. Наприклад, якщо параметр  $\lambda$  - частота, то при великій смузі (апертурі) дискримінатора буде більша потужність флуктуаційних шумів; якщо  $\lambda$  - кути, то при широкій діаграмі спрямованості антени (апертурі кутового дискримінатора) менший коефіцієнт спрямованої дії (КСД) і, отже, менше рівень сигналу; якщо  $\lambda$  - запізнювання широкосмугового або простого сигналу, то при широкій функції автокореляції і тій же енергії сигналу його рівень стане менше і т. п. (рис. 6.4).

У статистичних теоріях радіовимірювань не прийнято звертати увагу на співвідношення апертури дискримінатора й апріорного діапазону.

У них природно цікавляться лише шириною сигнальної функції, хоча має бути зрозумілим ще з першого розділу, що для деяких вимірюваних параметрів  $\lambda$ , наприклад для кутів, частоти, рівня сигналу і т. ін., апертура дискримінатора не обов'язково пов'язана з автокореляційною функцією. Мабуть, тому поняття апертура дискримінатора в зазначених теоріях не береться до уваги.

Розглянемо три випадки для співвідношень апертури дискримінатора і його апріорного діапазону:

1) апертура (довжина припустимої, однозначної, лінійної ділянки по параметру) двоканального дискримінатора  $2\Delta\lambda_d$  менше від апріорного діапазону  $\Delta\lambda_D$  вимірювань (рис. 6.5);

2) апертура двоканального дискримінатора  $2\Delta\lambda_d$  більше від апріорного  $\Delta\lambda_D$  діапазону вимірювань (рис. 6.6);

3) апертура двоканального дискримінатора  $2\Delta\lambda_d$  дорівнює апріорному діапазону вимірювань  $\Delta\lambda_D$  (рис. 6.7).

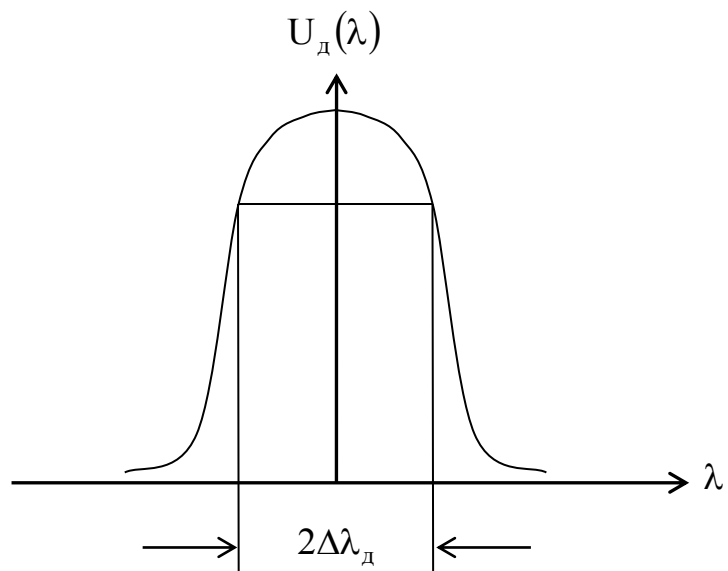


Рис. 6.4. Сигнальна функція

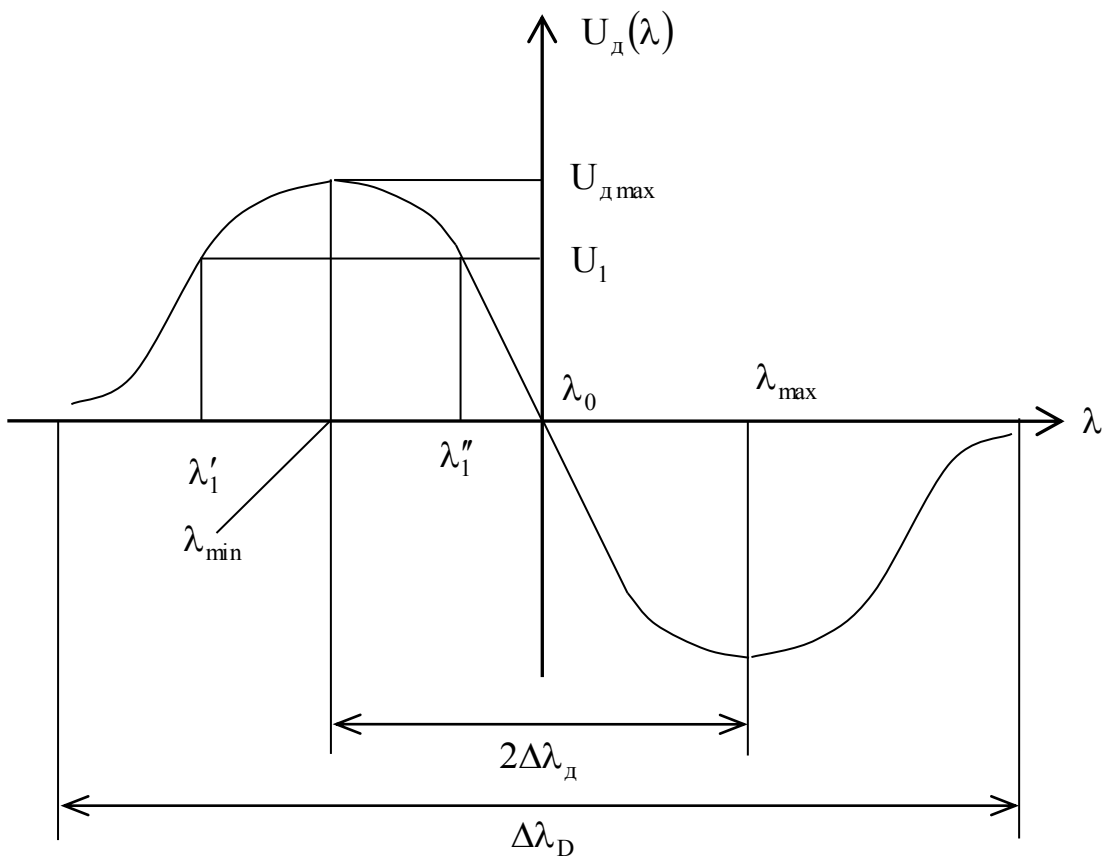


Рис. 6.5. Багатозначність вимірювань

У першому випадку очевидно, що можлива неоднозначність вимірювань або втрата сигналу. Наприклад, якщо напруга на виході дискримінатора  $U_1$ , то цій напрузі відповідає сигнал з параметрами  $\lambda_1'$  і  $\lambda_1''$ . У фазовому дискримінаторі або будь-якому дискримінаторі з періодичною характеристикою таких значень  $\lambda$  може бути стільки, скільки періодів вкладається в діапазоні  $\Delta\lambda_D$ . А якщо параметр  $\lambda - \lambda_0 \gg \Delta\lambda_D$  поза областю визначення дискримінаторної характеристики  $U_D(\lambda)$ , то на виході дискримінатора  $U=0$ , що відповідає помилковому співвідношенню  $\lambda=\lambda_0$ .

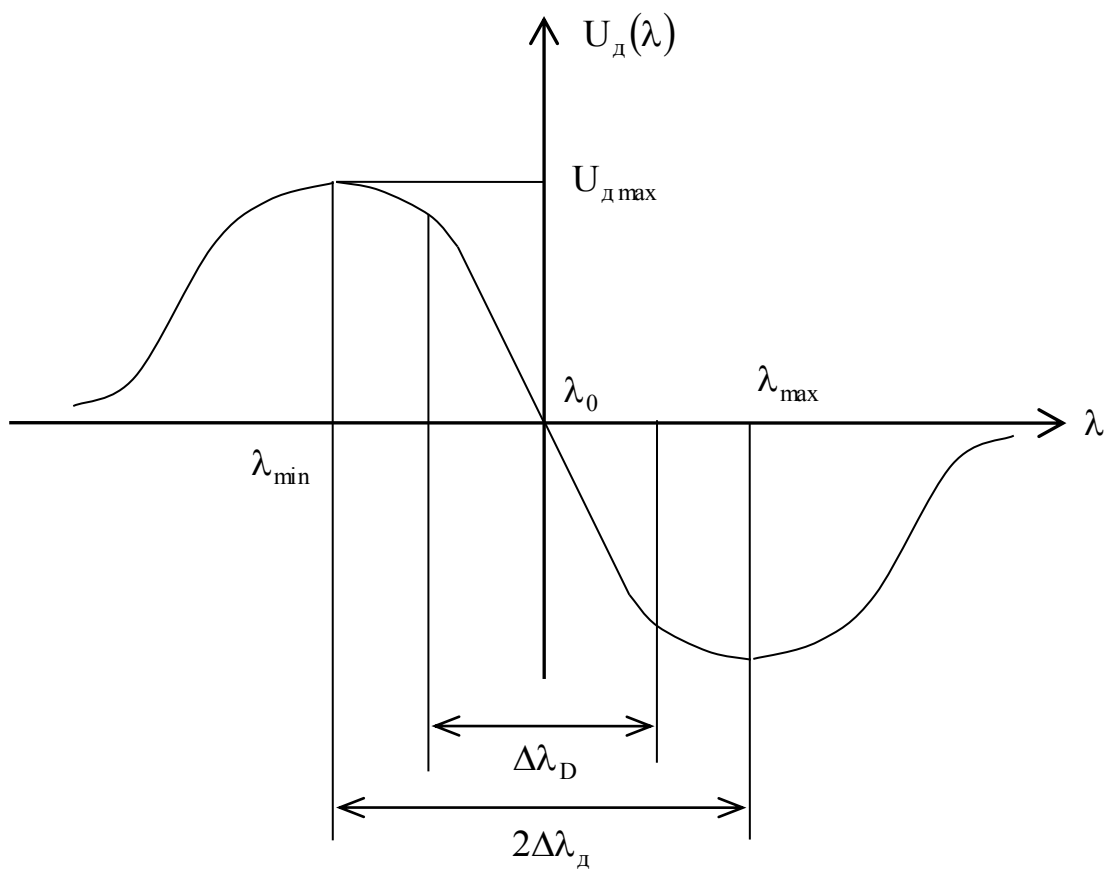


Рис. 6.6. Неоптимальність вимірювань

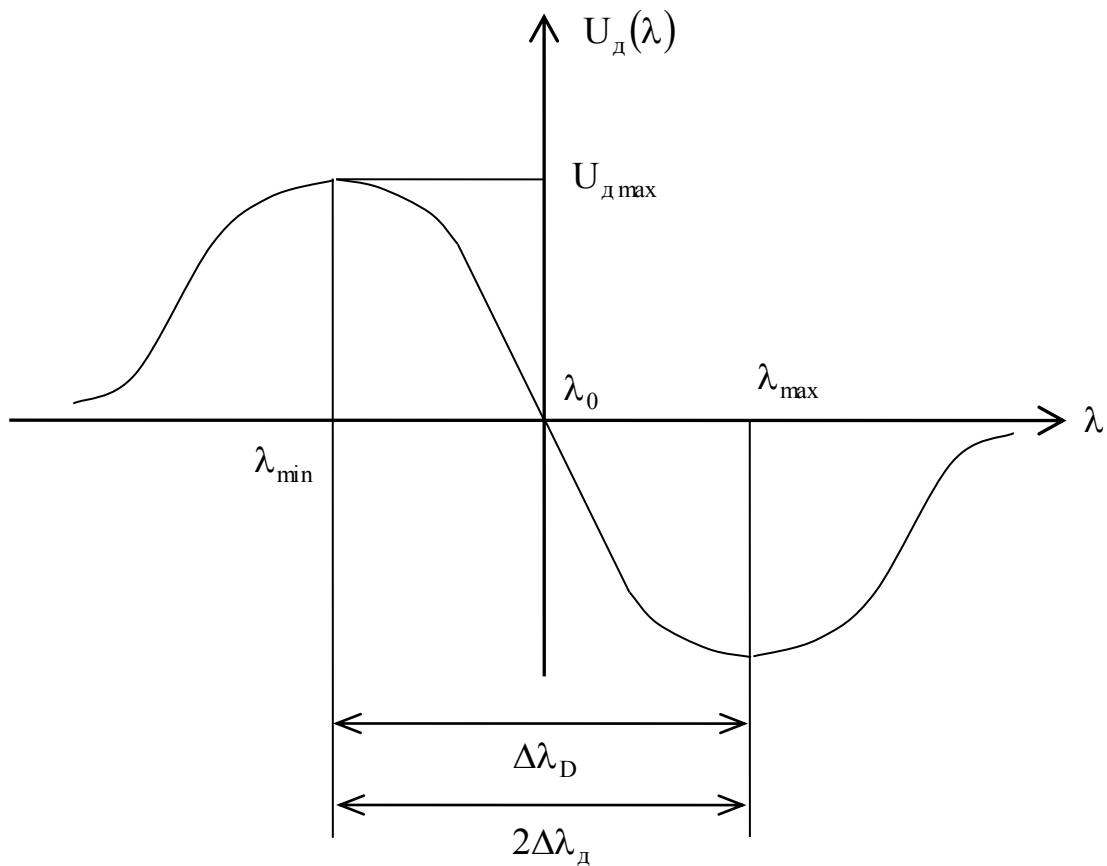


Рис. 6.7. Оптимальна апертюра дискримінатора

З цього випливає, що повинна виконуватися така умова погодженості апертюри дискримінатора з апіорним діапазоном, яка усуває неоднозначність вимірювань:

$$2\Delta\lambda_0 \geq \Delta\lambda_D. \quad (6.8)$$

На рис. 6.7 умова погодженості (6.8) виконується. Однак очевидно також, що при зазначеному співвідношенні  $2\Delta\lambda_d$  і  $\Delta\lambda_D$  точність вимірювача менша, ніж могла б бути при  $2\Delta\lambda_d = \Delta\lambda_D$ . Оскільки максимальний рівень сигналу в дискримінаторах при зміні  $2\Delta\lambda_d$  природно не змінюється, то при  $2\Delta\lambda_d = \Delta\lambda_D$  крутість дискримінатора найбільша.

Згідно з формулою (6.3) у цьому випадку при незмінній потужності шуму і точність вимірювань буде найбільшою (рис. 6.7). Тому оптимальне в зазначеному змісті погодження дорівнює

$$2\Delta\lambda_D = \Delta\lambda_D. \quad (6.9)$$

Саме таке погодження використано для одержання залежності точності від діапазону  $\Delta\lambda_D$  (6.6) і (6.7).

Тепер уточнимо поняття "діапазон" вимірюваного параметра  $\Delta\lambda_D$ .

У техніці використовують поняття "діапазон вимірювального приладу" за параметром  $\lambda$ , або "діапазон вимірювань". У загальному розумінні це інтервал за параметром  $\lambda$ , у якому можливе його вимірювання даним приладом із заданою якістю. Тому діапазон звичайно визначається можливостями вимірювачів. Якщо діапазон неприпустимо широкий, то використовуються піддіапазони. Сам діапазон відображує потреби практики. Сказане стосується вимірювачів загального типу, де час вимірювань не відіграє істотної ролі. Оскільки нас цікавлять радіоелектронні вимірювачі, для яких оперативність істотна, то очевидно, що необхідно орієнтуватися, по-перше, на швидке однократне вимірювання і, по-друге, на діапазон, у якому знаходиться параметр  $\lambda$ , що нас цікавить, тобто необхідно зв'язати діапазон вимірювань  $\Delta\lambda_D$ , реалізований конкретним вимірювачем, із заданою (і погодженою) апертурою  $\Delta\lambda_D$ , з відомою інформацією про вимірюваний параметр. Найповніші відомості про вимірюваний випадковий параметр  $\lambda$  (достатня статистика), що є до початку вимірювань, закладені, зрозуміло, у щільності апіорного розподілу ймовірності  $P_{0\lambda}(\lambda)$  параметра  $\lambda$ , що вимірюється. Та обставина, що в загальному випадку вимірюваний параметр  $\lambda$  може виявитися в будь-якій точці від  $-\infty$  до  $+\infty$ , нас влаштовувати не може, оскільки безмежний діапазон технічно реалізувати неможливо.

Однак перебування параметра  $\lambda$  на інтервалах, близьких до меж, малоімовірно, наприклад на рис. 6.8 в інтервалах  $(-\infty, -\beta_{\alpha\lambda}\sigma_{\alpha\lambda}]$  і  $[\beta_{\alpha\lambda}\sigma_{\alpha\lambda}, \infty)$ , де  $\sigma_{\alpha\lambda}$  - середньоквадратичне відхилення апіорного закону розподілу,  $\beta_{\alpha\lambda}$  - відносний квантиль. Це дозволяє з деякою впевненістю, надійністю (довірою) стверджувати, що параметр буде знаходитися всередині інтервалу  $(-\beta_{\alpha\lambda}\sigma_{\alpha\lambda}, \beta_{\alpha\lambda}\sigma_{\alpha\lambda})$ . Тому цю надійність - довірчу імовірність потрапляння параметра  $\lambda$  у зазначений

інтервал – називають також коефіцієнтом довіри, потужністю критерію, рівнем значущості і т. п.:

$$P_a(\bar{\lambda}_0 - \beta_{a\lambda}\sigma_{a\lambda} \leq \lambda \leq \bar{\lambda}_a + \beta_{a\lambda}\sigma_{a\lambda}) = P_{\text{дов}}. \quad (6.10)$$

Очевидно, що

$$\int_{\bar{\lambda}_a - \beta_{a\lambda}\sigma_{a\lambda}}^{\bar{\lambda}_a + \beta_{a\lambda}\sigma_{a\lambda}} P_{a\lambda}(\lambda) d\lambda = P_{\text{дов}}, \quad (6.11)$$

тобто між довірчою імовірністю  $P_{\text{дов}}$  і квантилем  $\beta_{a\lambda}$  є функціональний зв'язок, який уже вивчений і табульований для багатьох законів розподілу ймовірності. Зокрема для нормального закону з імовірністю  $P_{\text{дов}}=0,997$  можна стверджувати, що параметр  $\lambda$  знаходиться в інтервалі  $(-3\sigma_{a\lambda}, 3\sigma_{a\lambda})$ . Це, так зване, "правило трьох  $\sigma$ ". Якщо  $P_{\text{дов}}$  досить близьке до 1, то потрапляння в інтервал параметра  $\lambda$  можна вважати практично достовірною подією.

Такий підхід до визначення діапазону вимірюваного параметра дозволяє вважати його практично обмеженим і рівним  $2\beta_{a\lambda}\sigma_{a\lambda}$  (рис. 6.8), якщо закон розподілу симетричний відносно математичного очікування  $\bar{\lambda}_a$  апріорного розподілу  $P_{a\lambda}(\lambda)$ . У цьому випадку умова оптимального погодження апріорного діапазону з апертурою двоканального дискримінатора набуде вигляду

$$2\Delta\lambda_{\text{д}} = \Delta\lambda_{\text{Д}}. \quad (6.12)$$

$$\Delta\lambda_{\text{Д}} = 2\beta_{a\lambda}\sigma_{a\lambda}. \quad (6.13)$$

Підставляючи вираз (6.13) у вираз (6.7), одержимо

$$\sigma_{\lambda}^2 = \frac{2\beta_{a\lambda}^2\sigma_{a\lambda}^2}{q}. \quad (6.14)$$

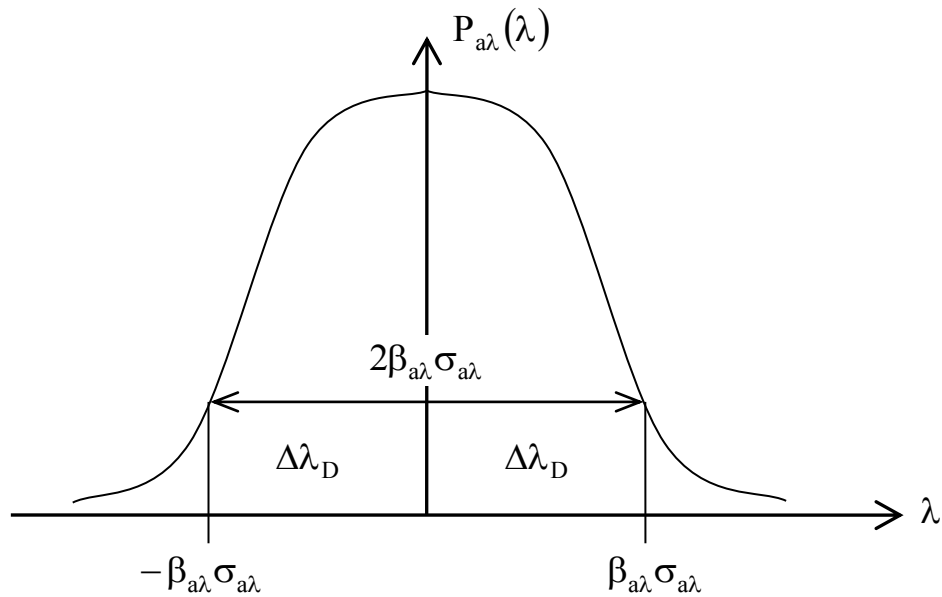


Рис. 6.8. Довірчий інтервал

Звідси випливає новий цікавий висновок про те, що дисперсія вимірювань погодженим вимірювачем параметра  $\lambda$  пропорційна дисперсії апіорного закону розподілу і квадрату його відносного квантиля  $\beta_{a\lambda}$ . Це означає, що якщо потрібна висока точність (величина, зворотна дисперсії  $\sigma_\lambda^2$ ), то необхідно при цьому самому відношенні сигнал/шум звужувати апіорну невизначеність (інтервал  $2\beta_{a\lambda}\sigma_{a\lambda}$ ). А якщо до того ж необхідна широка апіорна невизначеність, то зрозуміло, що за час одного вимірювання задовольнити дві суперечливі вимоги - високу точність і ширину апіорної невизначеності - стане неможливо. Для вирішення такого протиріччя потрібна відповідна плата або поступки за іншими показниками.

### 6.5. Вплив зміни рівня сигналу на точність оцінювання його параметра

Практично всі радіотехнічні дискримінатори мають ту особливість, що найбільша напруга (відлік) на виході дискримінатора, коли параметр знаходиться на межах його апертури, пропорційна амплітуді вхідного сигналу, у тому числі



після обмежників і стабілізаторів його амплітуди. Щоб оцінити вплив зміни амплітуди сигналу, припустимо, що нема стабілізаторів і обмежників амплітуди, і визначимо, як це вплине на похибку дискримінатора.

Нехай маємо дискримінаторну характеристику  $U_d(\lambda)$  (рис. 6.9), у якій максимальне значення  $U_{d\max 2}$  відповідає амплітуді вхідного сигналу  $S_{m2}$ . Якщо амплітуда вхідного сигналу зміниться і стане  $S_{m1}$ , то дискримінаторна характеристика стане крутішою (рис. 6.9) і її максимум дорівнюватиме  $U_{d\max 1}$ . Це призведе до похибки оцінювання параметра сигналу  $\lambda$ . Дійсно, якщо на виході дискримінатора є напруга  $U_\lambda$  і відсутня флуктуаційна завада, то ми вважаємо, що вимірюваний параметр дорівнює  $\lambda_1$ , маючи на увазі, що нам відомий попередній рівень сигналу. А насправді рівень сигналу став  $S_{m1}$ , крутість дискримінаторної характеристики стала більше і напрузі  $U_\lambda$  відповідає параметр сигналу  $\lambda_2$ .

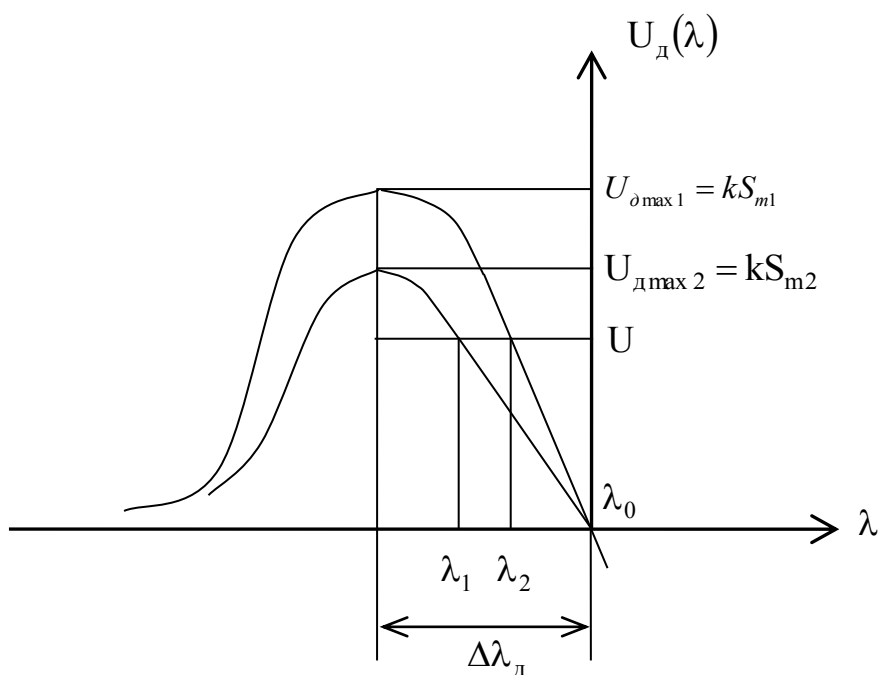


Рис. 6.9. Вплив амплітуди на точність

Отже, похибка в оцінюванні параметра  $\lambda$  дорівнює

$$\Delta\lambda = \lambda_1 - \lambda_2 = \Delta\lambda_{\partial} \frac{U_{\lambda}}{U_m} - \Delta\lambda_{\partial} \frac{U_{\lambda}}{U_{m1}}.$$

Тоді

$$\Delta\lambda = \Delta\lambda_{\partial} U_{\lambda} \left( \frac{1}{U_m} - \frac{1}{U_{m1}} \right) = \Delta\lambda_{\partial} \frac{U_{\lambda}}{U_m} \left( 1 - \frac{U_m}{U_{m1}} \right).$$

Якщо рівень сигналу  $U_m$  - випадкова величина, то дисперсія  $\sigma_{\Delta\lambda}^2$ , похибка  $\Delta\lambda$  параметра сигналу за рахунок випадкової зміни амплітуди сигналу буде мати вигляд

$$\sigma_{\lambda(\text{AM})}^2 = \Delta\lambda_{\partial}^2 \left( \frac{U_{\lambda}}{U_m} \right)^2 \hat{\sigma}_{U_m}^2, \quad (6.15)$$

де  $\hat{\sigma}_{U_m}^2 = \left( \frac{\sigma_u}{U_m} \right)^2$  - відносна дисперсія амплітуди сигналу.

Очевидно, що максимальна дисперсія  $\sigma_{\Delta\lambda(\text{AM})}^2$  похибки оцінювання  $\lambda$  відповідає  $U_{\lambda}=U_m$  і дорівнює

$$\max_{\{U_{\partial}\}} \sigma_{\lambda(\text{AM})}^2 = \Delta\lambda_{\partial}^2 \hat{\sigma}_{U_m}^2.$$

Потрібно, щоб дисперсія  $\sigma_{\lambda(\text{AM})}^2$  похибки  $\Delta\lambda$  (за рахунок незнання сигналу) не перевищувала дисперсію вимірювань за рахунок впливу флуктуаційних завад. Тоді одержимо вимогу до точності стабілізації амплітуди сигналу

$$\sigma_{\lambda(\text{MM})}^2 \leq \sigma_{\lambda}^2, \quad (6.16)$$

звідси

$$\Delta\lambda_0^2 \tilde{\sigma}_{U_m}^2 \leq \frac{\Delta\lambda_0^2}{q}$$

або

$$\tilde{\sigma}_{U_m}^2 \leq \frac{1}{q}. \quad (6.17)$$

Отримані співвідношення (6.15) і (6.17) дозволяють зробити такі висновки.

1. Найменший вплив зміни амплітуди на похибку дискримінаційних вимірювань виявляється при малому відхиленні параметра від центрального настроювання дискримінатора  $\lambda_0$ , тобто при малому  $U_d$ . Звідси випливає, що для боротьби з впливом зміни рівня сигналу найкраще використовувати вимірювач, що стежить, у якого відслідковується параметр  $\lambda$ . Однак навіть для дискримінатора, що стежить, стабілізація амплітуди сигналу необхідна через те, що динаміка її зміни може позначатися на якості спостереження за параметром  $\lambda$ .

2. Стабілізація амплітуди сигналу або вимірювання її з відносною точністю

$$\tilde{\sigma}_{U_m}^2 \leq \frac{1}{q}$$

дозволяють не враховувати похибку за рахунок незнання амплітуди сигналу. При цьому відносна дисперсія стабілізації амплітуди порівняна з відносною дисперсією флуктуаційної складової похибки дискримінаційного вимірювача

$$\left( \frac{\sigma_\lambda}{\Delta\lambda_0} \right)^2 = \tilde{\sigma}_{U_m}^2 = \frac{1}{q}.$$

Це означає, що дискримінатор, який не стежить, за умови (6.17) практично не поступається за точністю дискримінатору, який стежить, при однаковій ефективній смузі пропускання частотних фільтрів.

3. Перевагою дискримінаторів, що стежать, порівняно з дискримінаторами, які не стежать, є малий вплив зміни амплітуди сигналу, а перевагою дискримінаторів, які не стежать, порівняно з дискримінаторами, що стежать, є відсутність динамічної похибки вимірювань параметра сигналу, пов'язаної з перестроюванням дискримінатора і динамікою змін параметрів сигналу в часі.

### 6.6. Вплив апіорної інформації про вимірюваний параметр на точність його оцінювання

При визначенні точності дискримінаторних вимірювачів ми припускали відомим лише апіорний діапазон вимірюваного параметра, обумовлений довірчим інтервалом (рис. 6.8). Якщо ж врахувати всю апіорну інформацію, закладену в апіорному розподілі ймовірності оцінюваного параметра  $\lambda$ , то точність вимірювань можна підвищити за рахунок обробки результатів вимірювання. Покажемо це для випадку нормальних законів розподілу апіорних відомостей  $\lambda$  і оцінки вимірювача. Цей випадок найбільш типовий, особливо для точних вимірювачів. Невелике відхилення від нормального закону не внесе істотних похибок і при інших законах розподілу апіорної ймовірності параметра сигналу  $\lambda$  і його оцінювання:

$$P_{a\lambda}(\lambda) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{a\lambda}} \exp\left[-\frac{(\lambda - \lambda_a)^2}{2\sigma_{a\lambda}^2}\right], \quad (6.18)$$

$$P_i(\lambda) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\lambda} \exp\left[-\frac{(\lambda - \lambda_{ia})^2}{2\sigma_\lambda^2}\right],$$

де  $\sigma_{a\lambda}^2, \sigma_\lambda^2$  і  $\lambda_a, \lambda_i$  - відповідно дисперсії і математичні очікування зазначених законів розподілу ймовірності.

Апостеріорний розподіл  $P_{PS}(\lambda)$  також нормальний:

$$P_{PS}(\lambda) = P_{a\lambda}(\lambda)P_i(\lambda) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_a} \exp\left[-\frac{(\lambda - \lambda_a)^2}{2\sigma_a^2}\right] \times \\ \times \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{(\lambda - \lambda_i)^2}{2\sigma^2}\right] = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_p} \exp\left[-\frac{(\lambda - \lambda_0)^2}{2\sigma_{p\lambda}^2}\right]. \quad (6.19)$$

Підставляючи вираз (6.18) у вираз (6.19), одержимо два рівняння для  $\sigma_{p\lambda}^2$  і  $\lambda_p$ .

Через те що логарифми лівої і правої частини рівності (6.19) повинні бути рівними, одержимо рівність поліномів відносно змінної  $\lambda$ .

Відомо, що поліноми рівні на всьому інтервалі  $\lambda$ , якщо рівні коефіцієнти одночленів з однаковими степенями  $\lambda$ .

Для одночленів, що містять  $\lambda^2$ , одержимо

$$\frac{1}{\sigma_p^2} = \frac{1}{\sigma_{a\lambda}^2} + \frac{1}{\sigma_\lambda^2} \quad (6.20)$$

або

$$\sigma_p^{-2} = \sigma_{a\lambda}^{-2} + \sigma_\lambda^{-2},$$

тобто результуюча точність  $\sigma_p^{-2}$  дорівнює сумі апіорної й обмірюваної точності.

Для одночленів, що містять  $\lambda$ , запишемо рівність:

$$\frac{\lambda_p}{\sigma_p^2} = \frac{\lambda_a}{\sigma_{a\lambda}^2} + \frac{\lambda_i}{\sigma_i^2}. \quad (6.21)$$

Підставляючи значення виразу (6.20) у вираз (6.21), одержимо

$$\lambda_p = \frac{\sigma_{a\lambda}^{-2} \lambda_i + \sigma_\lambda^{-2} \lambda_i}{\sigma_{a\lambda}^{-2} + \sigma_\lambda^{-2}} \quad (6.22)$$

або

$$\lambda_p = (1-\alpha)\lambda_a + \alpha\lambda_i, \quad (6.23)$$

де  $\alpha = \frac{\sigma_\lambda^{-2}}{\sigma_{a\lambda}^{-2} + \sigma_\lambda^{-2}}$  - вага оцінки вимірювань  $\lambda_i$  у результуючій оцінці  $\lambda_p$ .

Очевидно, якщо робити зважене оцінювання вимірюваного параметра  $\lambda$  за формулами (6.22) і (6.23), то можна поліпшити точність вимірювань за виразом (6.20).

Оскільки відповідно до формули (6.14) точність вимірювань дорівнює

$$\sigma_\lambda^{-2} = \frac{\beta_{a\lambda}^{-2} \sigma_{a\lambda}^{-2}}{2} q, \quad (6.24)$$

то результуюча точність  $\sigma_p^{-2}$  дорівнює відповідно до формули (6.24)

$$\sigma_p^{-2} = \sigma_{a\lambda}^{-2} + \sigma_{a\lambda}^{-2} \frac{\beta_{a\lambda}^{-2}}{2} q = \sigma_{a\lambda}^{-2} \left( 1 + \frac{\beta_{a\lambda}^{-2}}{2} q \right). \quad (6.25)$$

Звідси випливає висновок про те, що облік апріорних, зокрема гаусових, розподілів параметра призводить до зростання точності вимірювань у  $\left[ 1 + \beta_{a\lambda}^{-2} q / 2 \right]$  раз, якщо порівняти формули (6.24) і (6.25). Підвищення точності вимірювань відбувається за рахунок ускладнення алгоритму обробки інформації (6.22) і (6.23) і ускладнення апаратури, якщо не використовувати ЕОМ на етапі вторинної обробки інформації, тобто обробки результатів. Інші закони апріорних розподілів вимірюваного параметра сигналу принципово не змінюють висновків, особливо для симетричних розподілів, близьких до нормального. Рівномірний апріорний розподіл впливає на результуючу дисперсію  $\sigma_p^2$  таким способом.

У випадку рівномірного апріорного розподілу

$$\sigma_{p\lambda}^2 = \sigma_{\lambda}^2 \left[ 2\Phi\left(\frac{\Delta\lambda_a}{\sigma_{\lambda}}\right) - 1 \right], \quad (6.26)$$

де  $\Delta\lambda_a$  - довжина по  $\lambda$  апріорного рівномірного розподілу;

$\sigma_{\lambda}^2$  - дисперсія оцінювання параметра вимірювачом.

Очевидно, що  $\sigma_{p\lambda}^2 \leq \sigma_{\lambda}^2$  в будь-якому випадку. З формули (6.25) випливає також, що ускладнення алгоритму (6.22), (6.23)

навіть чи доцільно, якщо  $q_E = \frac{q}{2\beta_{a\lambda^2}} < 0,1$ , коли виграш у точності

оцінювання при зважуванні оцінки (6.22) не буде перевищувати 10 %. Більш коректна відповідь на питання про те, який алгоритм краще: за критеріями точності, апріорним діапазоном вимірювань, довірою до оцінки, часом оцінювання, можна одержати лише з залученням витратних або ресурсних критеріїв типу техніко-економічного або масогабаритного.

### **6.7. Особливості використання теорії вимірювань параметрів сигналу при проектуванні оптичних систем**

Зі змісту розд. 3 випливає новий підхід до теорії вимірювань, що дозволяє врахувати не тільки точність, але й інші показники, що впливають на ефективність реальних інформаційно-вимірювальних радіотехнічних систем і на їх застосування. На підставі викладеного можна оцінити також ефективність систем прицілювання або інструментів, що працюють у будь-якому діапазоні когерентних чи некогерентних електромагнітних хвиль чи хвиль іншої природи, або взагалі будь-яких ефектів. При цьому вихідний ефект не обов'язково має бути напругою, він може бути будь-якої природи. Вихідний ефект може бути яскравістю, якщо дискримінатором служить екран, світлістю, якщо дискримінатором служить фотографія, прозорістю, якщо дискримінатором служить транспарант, діапозитив або фотохромний матеріал. Вихідний ефект може бути цифрою, якщо застосовується цифровий вимірювач, рівнем

ультразвуку, якщо застосовується ехолот, і т. д. За характером впливу вихідний ефект може бути також імпульсним або безперервним, для всіх цих випадків справедлива модель вимірювання, наведена в підрозд. 6.1, що використовує параметрозалежний ланцюг або схему, яка обумовлює структуру дискримінаційних вимірювачів, зображених на рис. 5.2 або 5.3. Тобто дискримінаційна характеристика при цьому може мати будь-який зазначений вище фізичний зміст.

Наприклад, при оцінюванні пеленга (просторових кутів) кодом Грея в антенно-поворотній системі дискримінаційна характеристика є цифровою. Завадою може бути сумарна похибка за кутом повороту, обумовлена як впливом флуктуаційних завад, так і нечутливістю (люфтом) механічної поворотної системи й індикаторної частини системи.

Розглянемо, наприклад, розподіл яскравості  $J(x)$  деякого розглянутого району на екрані радіолокаційної станції уздовж осі  $X$  (рис. 6.10), якщо здійснюється послідовне розгорнення зображення. Оцінимо прив'язку цілі до одновірної координати  $X$ .

Відповідний зміст має також і адитивна завада, що впливає на дискримінаційний елемент.

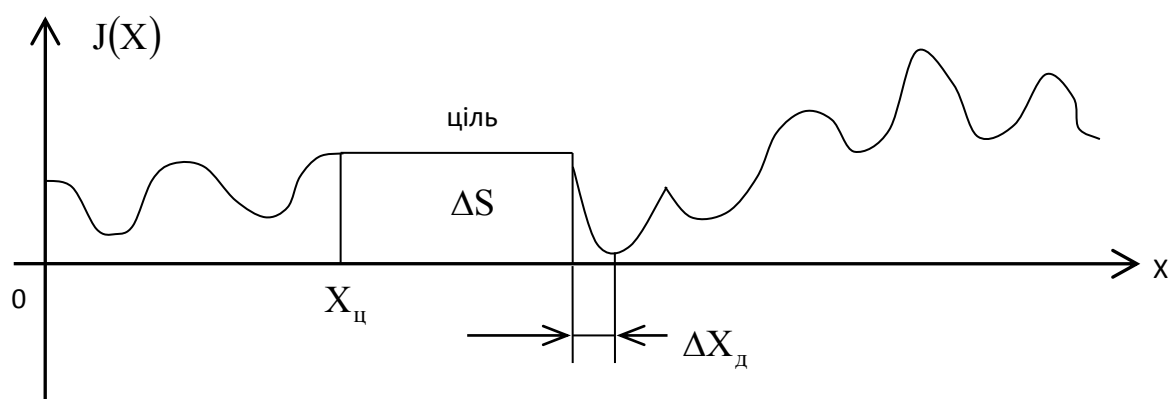


Рис. 6.10. Оцінювання орієнтира



Розподіл яскравості на екрані є результатом додавання радіосигналу, відбитого від розглянутого району, де є ціль. При цьому завада на зображенні - це не тільки результат впливу флуктуаційного шуму й інших завад на приймач, але також можливий результат впливу навмисних активних і пасивних завад.

При завадах великої інтенсивності зображення цілі може цілком або частково спотворюватися або маскуватися. Якщо подавлення незначне і виміри можливі при достатньому рівні сигналу, то визначимо кращий спосіб прив'язки цілі до координати  $X$ .

Для кореляційних систем прицілювання сигнал - це напруга або яскравість, що відповідають автокореляційній (сигнальній) функції, а завада - це напруга або яскравість, що відповідають взаємкореляційній функції сигналу і завади. У будь-якому випадку сигнал яскравості якимось чином відображує ситуацію.

Для прив'язки цілі до екрана радіолокатора за координатою  $X$  варто вважати розподіл яскравості  $I(x)$  на екрані дискримінаційною характеристикою  $U_d(X)$ , що сама по собі невідома точно і неоднозначна, як і завада. Але на підставі викладеного можна знайти кращий спосіб дії в цій ситуації.

Розкриття неоднозначності зображення  $I(x)$  здійснюється оператором візуально після розпізнавання цілі. Прив'язка яскравої цілі до екрана, тобто вимірювання її координат на фоні яскравих завад може здійснюватися як безпосередньо, так і по орієнтирах. При безпосередньому спостереженні люфт цілі відносно початку координат визначає похибку прицілювання. Але якщо ціль неконтрастна, тобто неяскрава, крутість фронтів мала, то, за виразом (6.3), високої точності прив'язки очікувати не слід. Краще пошукати найближче яскраве зображення якого-небудь об'єкта, у якого є найбільший контраст при досить малій довжині фронту зображення, тобто в якого контури, яскраві fronti мають найбільшу крутість, наприклад  $\frac{\Delta J}{\Delta X_0}$  на рис. 6.10.

Це рівнозначно пошуку орієнтиру. Для зображення будь-якої природи відношення перепаду яскравості  $\Delta I$ , або прозорості, до зони нечутливості за яскравістю  $\delta I_n$  відіграє роль відношення сигнал/шум  $q$ . Іншими словами, кількість помітних точок на

екрані у фотографії, а також в інших зображеннях градація яскравості відіграє роль відношення сигнал/шум. Тоді дисперсія похибки прив'язки цілі до екрана  $\sigma_x^2$  відповідно до формули (6.4) визначиться так:

$$\sigma_x^2 = \frac{\Delta X_{\partial}^2}{q},$$

де  $\Delta X_{\partial}$  - довжина фронту цілі.

Із урахуванням нечутливості за яскравістю оцінити похибку прив'язки цілі можна за формулами (6.3) або (6.4) з дисперсією

$$\sigma_x^2 = \frac{\delta I^2}{\left(\frac{\Delta I}{\Delta X_{\partial}}\right)^2}, \quad (6.27)$$

де  $\delta I$  - нечутливість за яскравістю;

$\Delta I$  - перепад яскравості оцінюваного за координатою  $X$  фронту цілі;

$\Delta X_{\partial}$  - довжина фронту цілі з зазначеним перепадом яскравості.

Очевидно, що важливий не тільки великий контраст цілі, але і мала довжина її фронту. Тоді менше вплив яскравої завади. Це саме стосується орієнтиру.

Для цифрових вимірювачів з лінійною шкалою, за виразом (6.4),  $\Delta X_{\partial}$  - це фізичний діапазон вимірюваної величини, а відношення найбільшого числа в реєстрі до найменшого відіграє роль відношення сигнал/шум  $q$ . У цьому випадку, природно,  $\sigma_x$  має сенс похибки дискретності за оцінюваним параметром, що звичайно вибирається такою самою чи трохи меншою відносно інших складових похибок.

Викладене дозволяє встановити, що і для інших застосувань результати підрозд. 6.7 можуть виявитися корисними.

У системах автоматичного супроводу слід врахувати також статичні та динамічні похибки виконавчої підсистеми.

## Контрольні питання

1. Що таке дискримінаційний вимірювач?
2. Яка точність дискримінаційного вимірювача?
3. Як виражена точність дискримінаційного вимірювача від його параметрів?
4. Що таке погодженість у дискримінаційному вимірювачі?
5. Як впливає зміна амплітуди сигналу на точність дискримінаційного вимірювача?
6. Як впливає апріорна невизначеність дискримінаційного вимірювача на точність вимірювань?

## 7. ПОШУКОВИЙ І БАГАТОКАНАЛЬНИЙ МЕТОДИ ОЦІНЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ СИГНАЛУ

### 7.1. Вимірювання параметрів сигналу пошуковим методом

Пошуковий, або панорамний, метод оцінювання параметрів сигналу полягає в тому, що в широкому апріорному діапазоні вимірюваного параметра перебудовується настроювання вузькосмугового одноканального дискримінатора з метою виявлення параметра, «переглядаючи» весь діапазон вимірюваного параметра аж до виявлення сигналу. Момент виявлення може нести інформацію про параметр сигналу, якщо робиться за шкалою елемента, який настроює, або здійснюється послідовна, краще рівномірна в часі, перебудова дискримінатора і за інтервалом часу від початку до моменту виявлення оцінюється параметр сигналу [19, 20, 35].

**Похибку можна оцінити половиною смуги характеристики одноканального дискримінатора, який перестроюється, на рівні порога.**

На цьому звичайно не зупиняються і підключають завдяки сигналу захвату другий етап вимірювань – точне відстежування параметра, частіше за все дискримінаторним способом. Але нас поки цікавить перший етап – це також вимірювання.

Структура пошукового одноступінного методу оцінювання параметрів сигналу подана на рис. 5.4.

Пошуковий метод оцінювання є природним і одним із простих засобів вирішення протиріч між великим апріорним діапазоном і високою необхідною точністю. **Його перевагами також є можливість спостереження за багатьма цілями шляхом розгортки всього діапазону параметра за часом, координатою осцилографа і т. ін. Недоліки – можливий великий максимальний час виявлення і вимірювання сигналу, можливість пропускання цілі (параметра), потрібний еталонний параметр – або шкала, або вимірювач часу.**

Як зазначалося у п'ятому розділі, дискримінаторний метод оцінювання з фіксованим настроюванням не дозволяє досягти високої точності у великому апріорному діапазоні через те, що

неможливо у великому діапазоні (і великій апертурі) забезпечити дискримінатором при заданому відношенні сигнал/шум на його виході велику крутість, яка визначає точність вимірювання.

Тому основна ідея пошукового методу полягає в тому, щоб послідовно перестроїти одноканальний дискримінатор з вузькою апертурою з метою виявлення сигналу, що забезпечує велике відношення сигнал/шум у всьому апріорному діапазоні через втрату часу пошуку.

### **Головні показники пошукового методу вимірювань**

Розглянемо спочатку процес вимірювання пошуковим методом із загальних позицій.

Систему вимірювання треба насамперед оптимізувати на множині структур і сигналів. Тобто треба знайти евристично, інтуїтивно або на базі знайденого оптимального алгоритму кращу структуру та кращий сигнал системи. Поняття «кращий» це – неоднозначне поняття, тому що для кожного експерта або спеціаліста, навіть при одному списку показників якості системи, можуть бути свої числові значення допустимих показників. Коли склад і числові значення потрібних (допустимих) показників затверджені, то їх називають тактико-технічними вимогами (ТТВ) до системи, що будується.

Нема різниці, яким шляхом (якими структурами, сигналами, навіть фізичними принципами) досягати потрібних значень ТТВ. Але кращих для системи значень допустимих вимог можна досягти якимись ресурсами, тому показники ресурсів повинні бути у складі ТТВ, і тоді з'являються задачі оптимізації і можливість оптимально їх розподілити. Оскільки оптимізація алгоритмів буває рідко, то процедура пошуку кращих структур і сигналів за ТТВ стає евристичною задачею. Проте для вибору технічних параметрів можливі задачі оптимізації.

Задачі оптимізації систем на множині параметрів за критеріями зі списку ТТВ найбільш об'єктивні, неевристичні, але за евристичним складом ТТВ, і передує їм евристичний синтез (пошук) структур і сигналів. У результаті їх розв'язання при варіаціях допустимих показників отримуються криві обміну [8], тобто залежність оптимальних показників якості системи від іншого показника якості або ресурсу.

Якщо для іншої варіації структур і сигналів побудувати і розв'язати задачу оптимізації системи на множині параметрів за тими самими ТТВ, то з'явиться можливість порівняння оптимальних показників ТТВ на всьому діапазоні ресурсу. Буде видно, які структури та сигнали більш доцільні на будь-якому діапазоні ресурсу. Це вже більш об'єктивний, оптимальний синтез систем на множині структур і сигналів за рахунок їх попарного порівняння.

Потрібно розглядати сенс пошукового, або панорамного, методу вимірювання. Як і згадувані раніше методи вимірювання, пошуковий метод є більш загальним, ніж конкретні метрологічні методи: нуль-метод, метод порівняння, метод заміщення, мостовий, ноніусний метод і т.ін. Структура вимірювача практично не залежить від того, який з параметрів сигналу вимірюється: частота, кутові координати або запізнювання сигналу, хоча за частотою раціонально перестроювати гетеродином лише радіоканал, за кутами – діаграму спрямованості антени, за часом – часовий інтервал приймання сигналу.

При цьому в будь-якому випадку раціонально (хоч і не обов'язково) враховувати оптимальну структуру системи обробки сигналу за критерієм максимуму відношення потужностей сигналу та шуму. Для цього результат обробки сигналу будемо називати сигнальною функцією: за частотою – частотну характеристику, за кутами-діаграму спрямованості, за часом – результат оптимального приймання і стробування (дозволу) імпульсу.

Сам пошуковий метод з'явився як компроміс між одночасно потрібною високою точністю вимірювань і потрібним широким діапазоном. Найпростіший дискримінаційний метод вимірювання високої точності у широкому діапазоні не має. Це впливає також з формул (6.3), (6.4), де видно, що дисперсія похибки пропорційна апріорному діапазону.

Розглянемо механізм тільки системи пошуку, опускаючи поки другий додатковий етап після виявлення сигналу і включення більш точного дискримінатора стеження за вимірюваним параметром.

На рис. 7.1 позначено модель пошуку цілі діаграмою спрямованості (ДС) за одним кутом, а також  $D_x$  - діапазон пошуку за кутом  $\theta_x$ , де  $\theta'_c$  - ціль,  $\Delta\theta_x$  - ширина ДС, або «вікна», що сканує з постійною швидкістю  $\theta'_c$ ,  $\Delta t_1$  - інтервал часу спостереження за ціллю. Щільність вузької приймальної ДС практично рівномірна.

На рис. 7.2 представлено процес оцінювання кута пошуковим методом.

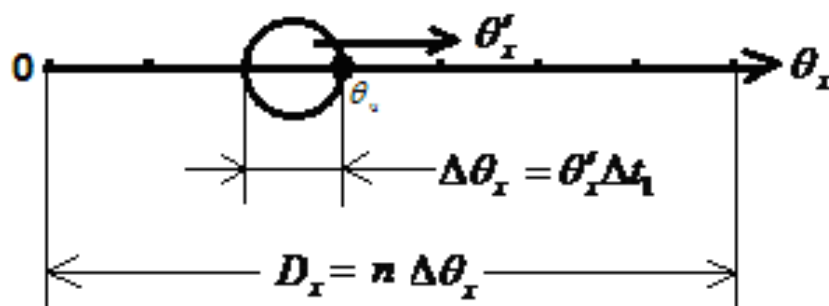


Рис. 7.1. Пошук сигналу за кутом

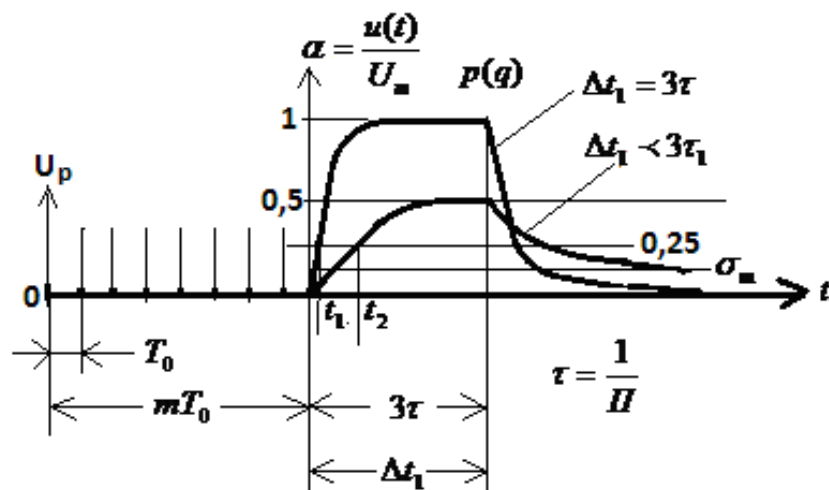


Рис. 7.2. Процес оцінювання кута

На рис. 7.2 позначено:  $\tau$  - стала часу фільтра низьких частот (ФНЧ) приймача,  $P$  - смуга пропускання ФНЧ,  $T_0$  - період наступності рахункових імпульсів, які включаються одночасно з

запуском сканування ДС,  $m$  – кількість рахункових імпульсів у лічильнику, який зупиняється в моменти виявлення сигналу  $t_1, t_2$  при заданих смугах пропускання ФНЧ приймача,  $\alpha$  - відносний рівень сигналу.

Саме такий метод вимірювання є цифровим, що відповідає сучасним потребам. Але точність може бути обмежена через те, що розмір перестроюваного «вікна», тобто перестроюваної сигнальної функції, має обмеження знизу, це - труднощі при реалізації.

Момент виявлення сигналу визначається чутливістю (смугою пропускання) приймача, а надійне порівняння сигналу з порогом може бути тільки наприкінці імпульсу (рис. 7.2), тобто в кінці інтервалу  $\Delta t_1$ , де найбільше відношення потужностей сигналу та шуму. Зрозуміло, що точність оцінювання положення імпульсу в часі не перевищує самого імпульсу. Це обумовлює точність оцінювання кута. Між параметрами пошукового методу існує зв'язок. Оптимальний зв'язок між часом спостереження сигналу від цілі  $\Delta t_1$  і часом реакції ФНЧ, який дорівнює  $3\tau$  :

$$\Delta t_1 = \frac{\Delta \lambda_\theta}{\lambda'} = 3\tau,$$

де  $\tau = T = RC = \frac{1}{\Pi}$  - стала часу інерційного фільтра;

$\Pi$  - смуга пропускання;

$\Delta \lambda_\theta, \lambda'$  - відповідно елемент кута, або ширина діаграми спрямованості, і похідна кута за часом, або швидкість перестроювання кутів.

Якщо збільшено час подання сигналу системі, який залежить від ширини ДС і швидкості перестроювання за кутом, при збільшеній ширини діаграми спрямованості, при тому самому часі реакції фільтра нижчих частот (ФНЧ), то при цьому зменшується коефіцієнт спрямованої дії антени, а смуга пропускання фільтра стає більше від потрібної і при цьому більше потужність шумів. Це впливає на ймовірність виявлення сигналу, але не впливає на час пошуку, або виявлення сигналу,



тому що при цьому кількість елементів огляду координати зменшилася, а діаграма спрямованості і час огляду у стільки же разів збільшилася. Втрати енергетичного потенціалу небажані. Тому смугу треба теж відповідно зменшувати.

Якщо час подання сигналу  $\Delta t_1$  менше часу від реакції ФНЧ  $3\tau$ , то амплітуда сигналу за цей час не встигає дорости до максимуму, і надійність оцінки знижується (рис. 7.2). Це буває також тоді, **коли швидкість перестроювання ДС занадто велика. Тоді спостерігаються три ефекти:** 1) амплітуда сигналу зменшується; 2) тривалість імпульсу на рівні 0,5 збільшується; 3) імпульс на рівні 0,5 і оцінювання кута запізнюються.

Вплив перехідних процесів при перестроюванні називають «динамічним ефектом». Власне **динамічний ефект**, що відбувається при "швидкому" пошуку, – це ефект **зниження амплітуди імпульсу при швидкому перестроюванні кутового, частотного або іншого каналу, деякого розширення вихідного імпульсу і запізнювання його максимуму**, добре вивчений і описаний у відповідній літературі.

Оцінювання можливе імпульсно-часовим методом, а також за шкалою, яка повертається разом з діаграмою спрямованості (ДС) або антеною, де зняття значень кута можливе, наприклад, за кодом Грея.

Таким чином, вже є один оптимум, який знаходиться шляхом порівняння часу спостереження і часу реакції ФНЧ.

Пошуковий метод може застосовуватись для будь-яких оцінюваних параметрів з деякими нюансами. Оцінювання параметрів пошуковим методом може використовуватись і бути у формі відомих методів прямого пошуку. Якщо відомий апріорний розподіл оцінюваного кута цілей, то оптимальна процедура пошуку починається з ділянок, де більша щільність ймовірності кута цілі. Тут також можливий пошук оптимуму.

Наприклад, якщо ширину ДС зменшити у 2 рази, щоб підвищити точність, то щільність потоку електромагнітної хвилі збільшиться у 2 рази. Якщо час подання сигналу зменшити у 2 рази, то і час реакції ФНЧ також треба зменшити у 2 рази, тобто смугу ФНЧ підвищити у 2 рази. Енергетичний потенціал і час пошуку при цьому не збільшиться.

Одним з показників якості пошукового вимірювача є максимальний час вимірювання параметра шляхом визначення цього моменту за умови, що витримується задана надійність, тобто ймовірність виявлення:

$$t_n = n\Delta t_1 = \frac{D_x}{\Delta\theta_x} \Delta t_1 = \frac{D_x}{\Delta\theta_x} 3\tau.$$

Час пошуку сигналу залишається незмінним, тому що  $\Delta\theta_x$  і  $\Delta t_1$  змінюються в однакову кількість разів.

З викладеного випливає, що при незмінних умовах доцільно використовувати якомога меншу ширину «вікна» або сигнальної функції.

Але тут є обмежуючі фактори: складність і висока ціна реалізації великих антен, вузькосмугових фільтрів, або «вікон».

Це є підставою для будь-якого вимірюваного параметра, тобто на неї не впливають види оцінюваних параметрів, види та алгоритми пошуку за типом пошуку зі змінним вікном і т. ін.

Оскільки час достатнього за рівнем встановлення перехідного процесу  $t_e \approx \frac{3}{\Pi}$ , де  $\Pi$  - смуга пропускання системи, то час "огляду", або подання, одного елемента апріорного діапазону не повинний бути менше  $t_b$ , щоб уникати втрат енергії сигналу при його виявленні.

Разом з тим пошуковий метод оцінювання в цілому і його ефективність для параметрів різної природи вивчені ще недостатньо. Назвемо лише деякі напрямки досліджень: вплив складних алгоритмів пошуку, швидкості перестроювання, дискримінаційних, частотних та інших характеристик системи на вихідний сигнал при одночасному оцінюванні різних параметрів за різних апріорних умов.

З урахуванням викладеного можна зазначити, що максимальний час пошуку параметрів сигналу (за частотою, кутами, запізнюванням, напругою і т. ін.) з метою виявлення є інваріантним до ширини «вікна», діаграми спрямованості (ДС) і т. ін. Тобто він не залежить, наприклад, від ширини «вікна» (ДС антени), яка змінюється в часі [20], при незмінному необхідному відношенні сигнал/шум, яке визначає якість виявлення сигналу.

Висновок, що потрібно використовувати найменшу можливу смугу «вікна» - сигнальної функції, або апертури дискримінатора, стосується всіх головних моделей процесу, але за умови відсутності динамічних спотворень і при великій потужності сигналу і, отже, малому факторі пропускання імпульсного параметра цілі, тобто при допустимій швидкості.

Зрозуміло також, що потужність розподілених просторових шумів також інваріантна до ширини ДС антени.

Недостатньо вивчені питання комплексного за параметрами пошуку немонохроматичних сигналів, при неточковому джерелі випромінювання і тощо і при невизначеності за кількома оцінюваними параметрами.

Розглянемо, наприклад, вплив динамічного ефекту перестроювання діаграми спрямованості за кутами за більш складних умов. Його можна оцінити так.

Нехай ДС антени в режимі пошуку перестроюється в одній площині за лінійним законом

$$\theta(t) = \frac{\theta_m - \theta_0}{T} t, \quad (7.1)$$

де  $\theta_0$  і  $\theta_m$  - початкове і кінцеве настроювання антени;

$T$  - період пошуку, або максимальний час спостереження сигналу.

Джерело випромінювання без істотної помилки будемо вважати точковим, але **тепер враховуємо довільну форму ДС**, що більше відповідає реаліям. Перестроювання антени викликає амплітудно-фазову модуляцію прийнятого сигналу за законом амплітудної і фазової ДС. Без істотних методичних похибок амплітудну ДС  $G(\theta)$  можна вважати гаусової форми, а фазову ДС - лінійної. Зміни фази сигналу в межах ДС викликають лише його зсуви. А обвідна сигналу буде відповідати формі ДС:

$$G(\theta) = \frac{G}{\sqrt{2\pi\Delta\theta_0}} \exp\left[-\frac{(\theta - \theta(t))^2}{2\Delta\theta_0^2}\right]. \quad (7.2)$$

Якщо випромінювання монохроматичні, то на виході антени відповідно до виразів (7.1) і (7.2) за рахунок модуляції діаграмою спрямованості антени утвориться такий радіоімпульс з обвідною (7.3), якщо не враховувати фазові зсуви:

$$U_G(t) = G_0 U_m \exp \left[ -\frac{t^2}{2\Delta t_{ш}^2} \right], \quad (7.3)$$

де ширина імпульсу

$$\Delta t_{ш} = \frac{T}{\theta_{\max} - \theta_{x0}} \Delta \theta_{\delta}. \quad (7.4)$$

Тому умовою відсутності перекручувань сигналу, якщо він немонохроматичний, буде співвідношення

$$\Delta t_{ш} > t_c, \quad (7.5)$$

де  $t_c$  – тривалість сигналу.

З урахуванням виразу (7.4) співвідношення (7.5) набуває вигляду

$$\frac{T}{\theta_{\max} - \theta_{x0}} \Delta \theta_{\delta} > t_c. \quad (7.6)$$

Це умова «повільного» пошуку сигналу за кутами або умова малого перекручування сигналу діаграмою спрямованості антени, яка сканує. Якщо потрібне урахування такого перекручування для використання в задачі оптимізації РТС, то до уваги варто взяти таке. Для сигналу довільної форми спектр напруги на виході фільтраційної системи обробки з урахуванням модуляції діаграмою спрямованості визначається як

$$S_{вих}(\omega) = U_m \langle G(t-t_1) \rangle \dot{K}_s(\omega), \quad (7.7)$$

де  $\langle G(t) \rangle = G_{oe} \frac{\omega^2}{2\Delta\omega_k^2}$  означає перетворення Фур'є від  $U_G(t)$ ;  
 $t_1$  - відповідний зсув ДС;  
 $(t - t_1)$  - обвідна сигналу  $G(t)$ .

Якщо сигнал гаусової форми або близький до неї, то з виразу (7.7) випливає, що результуюча ширина спектра  $\Delta\omega_p$  вихідної напруги звужується і пов'язана з шириною спектра сигналу  $\Delta\omega_k$  співвідношенням

$$\frac{1}{\Delta\omega_p^2} = \frac{1}{\Delta\omega_G^2} + \frac{1}{\Delta\omega_k^2}, \quad (7.8)$$

де  $\Delta\omega_G = \frac{2\pi}{\Delta t_{ш}}$ .

Звуження спектра відповідає розтягуванню вихідного імпульсу.

Аналогічні висновки можна одержати і для пошукового методу за іншими параметрами сигналу.

Умову порівняно повільного пошуку (7.5) і (7.6) доцільно виконувати майже завжди для пошукового методу, крім імпульсних сигналів.

Існує і ряд інших ефектів, пов'язаних з різними видами сигналу і систем його обробки, з випадковістю процесу виявлення і його статистичним описом, із багатокритеріальністю і багатопараметричністю вимірювача, невизначеністю за іншими параметрами пошуку і т. п. Усі вони потребують спеціального розгляду [5].

У високоточних одноцільових радіовимірювачах звичайно використовується послідовний пошук параметра сигналу з метою його виявлення, а надалі, на другому етапі, - супровід сигналу за параметром  $\lambda$ . Для вимірювань запізнювання сигналу, або відстані до цілі, це відомий двохетапний часоімпульсний метод. Вимірювання на другому етапі здійснюється лише після встановлення процесу настроювання дискримінатора на параметр  $\lambda$  з метою захвату.

Розглянемо поки найпростіший панорамний вимірювач, тобто перший етап.

У вимірювачі, що не стежить, вимірювання можливе вже після закінчення процесу встановлення оцінки за час  $t_b$ , якщо вимірювач – дискримінатор, або відповідний час, якщо вимірювач – будь-який. При цьому вимірюваний параметр вже повинен знаходитися в апертурі дискримінатора, тобто в будь-якому разі апертура повинна перекривати весь діапазон.

Таким чином, у розглянутих панорамних (пошукових) вимірювачах пошук доцільно здійснювати не тільки для виявлення з метою скорочення часу пошуку, але і з метою вимірювання параметра сигналу, що можливо вже в момент його виявлення.

При пошуковому методі оцінювання завжди є однозначна відповідність між вимірюваним параметром, відрізком часу від початку пошуку з заданим законом перестроювання до виявлення або за шкалою, пов'язаною з елементами механічного або електричного перестроювання, для кутів за допомогою шкали-лімба, коду Грея і т. ін. У приймачах вимірювання частоти може бути механічна та електрична шкала настроювання відповідної необхідної частоти, у цифровому дальномірі кількість імпульсів, що рахуються, у лічильнику відповідає запізнюванню сигналу з точністю до тривалості вихідного імпульсу, запізнювання циклової частоти тощо.

Максимальний час пошуку (одноетапного вимірювання) параметра сигналу за рахунок виявлення дорівнює

$$t_{n \max} = n_p t_b = \frac{\beta_{a\lambda} D_{a\lambda}^{1/2}}{2\Delta\lambda_{\partial}} t_b, \quad (7.9)$$

де  $D_{a\lambda}$  - дисперсія апріорного розподілу;

$t_b$  – час встановлення сигналу до достатнього рівня;

$2\Delta\lambda_{\partial}$  - апертура каналу виявлення;

$n_p$  - кількість елементів розрізнення за вимірюваним параметром;

$\beta_{a\lambda}$  - квантиль щільності розподілу апріорної ймовірності знаходження цілі в зоні пошуку.

Якщо використовується в системі складний сигнал (наприклад, фазочастотномодульований широкосмуговий), то час оцінювання буде визначатися періодом сигналу  $T_c \geq t_b$ :

$$t_{n \max} = n_p T_c,$$

де  $n_p$  - кількість елементів розрізнення в зоні пошуку.

Інтервальна апостеріорна оцінка, що характеризує точність оцінювання, визначається як півапертури каналу, тобто  $\Delta\lambda_d$ :

$$2\beta_\lambda \sigma_\lambda \leq \Delta\lambda_d. \quad (7.10)$$

Створюється враження, що при пошуковому методі оцінювання параметра сигналу якість вимірювань і час оцінювання не залежать від відношення сигнал/шум  $q$ . Однак це не так. Відношення сигнал/шум визначає не тільки надійність виявлення і вимірювання параметра сигналу, що еквівалентно коефіцієнту довіри при дискримінаційному методі вимірювань.

Точність відповідає співвідношенню (7.10) тільки за умови, що виявлення параметра відбулося. У момент виявлення за шкалою або часом фіксується значення вимірюваного параметра. Мірою надійності вимірювань може служити ймовірність безпомилкового виявлення. При пошуковому методі вимірювань однаково небажані помилки I-го і II-го роду, тобто помилки за рахунок помилкової тривоги і пропускання сигналу. Тому критерій довіри до оцінювання може бути сформульований у формі імовірності безпомилкового виявлення, або навпаки, виражатися через ймовірність помилки  $P_{\text{пом}}$  при виявленні:

$$P_{\text{пом}} = P_{\text{пом}}(q). \quad (7.11)$$

Це є функцією відносно значення сигнал/шум  $q$ , вигляд якої відповідає типу сигналу у використовуваній системі обробки сигналу. Роль критерію довіри у формі виразу (7.11) полягає в тому, що цінність результату вимірювання, довіра до нього

залежать від відношення сигнал/шум  $q$ . Мале  $q$  і відносно велика  $R_{\text{пом}}(q)$  змусять відбракувати результат вимірювань, навіть якщо точність досить велика, тобто мала апертура дискримінатора  $2\Delta\lambda_d$ .

Зв'язок апертури одноканального дискримінатора з часом виявлення (встановлення) сигналу та іншими параметрами і відношенням сигнал/шум  $q$  можна простежити з такого.

Нехай буде задана якість виявлення параметра сигналу, що визначається ймовірністю (7.11). Їй відповідає мінімальне відношення сигнал/шум  $q_d$ , яке потрібно для порівняння з порогом з заданою надійністю. Більше його значення добре, але практично не дуже потрібне, тому що реалізація надлишкового енергетичного потенціалу потребує додаткових витрат. Це принцип достатності, принцип У. Оккама [19], при якому недоцільно, майже даремно, чимось жертвувати - нема потреби. Але якщо можна за рахунок надлишкової енергії значно підвищити будь-яку якість вимірювача, то це може бути доцільним.

Доцільність не завжди очевидна. Наприклад, якщо при пошуку за кутами є надлишкове відношення сигнал/шум  $q$ , то воно може бути за рахунок підвищення рівня потужності сигналу передавача або за рахунок підвищення коефіцієнта спрямованої дії (КСД). А також і те, і інше. Перший спосіб дає можливість зменшення часу встановлення (виявлення) сигналу, а другий спосіб призводить до зменшення апертури кутового дискримінатора – діаграми спрямованості – і до зростання часу пошуку. Тут є можливість компромісного рішення.

При вимірюванні запізнювання сигналу пошуковим методом при перестроюванні автокореляційної функції чим більший час її кореляції (ширина ФАК) або тривалість елементів послідовного складеного сигналу при тій самій енергії, тим менший її рівень. Тут також є можливість компромісного рішення.

При вимірюванні частоти панорамним методом розширення частотної смуги пропускання фільтра може по-різному впливати на потужність сигналу та шуму на виході для підсилювачів з настроюваними або розстроюваними контурами. Тому незрозуміло, як поведе себе час наростання сигналу в каналі.



Але при цьому не слід забувати і про точність.

Усі показники якості пов'язані між собою і оптимальне рішення є відповідним загальним компромісом.

Знайдемо ці зв'язки для згаданого випадку.

У припущенні, що обвідна поданого імпульсу близька до прямокутної, час виявлення сигналу при даному допустимому енергетичному потенціалі  $Q_d$  знайдеться як

$$t_b = \frac{1}{\Pi} \ln \frac{1}{1 - \frac{U_{\text{пор}}}{\kappa_0 U_d}} = \frac{1}{\Pi} \ln \frac{1}{1 - \frac{1}{2\kappa_0}}, \quad (7.12)$$

де  $U_d = 2U_{\text{пор}}$ ;

$U_d$  - достатній рівень амплітуди сигналу, що забезпечує заданий рівень імовірності помилки виявлення сигналу;

$U_{\text{пор}}$  - пороговий рівень;

$U_m$  - максимальний рівень амплітуди сигналу, більший від достатнього, за рахунок якого можна зменшити час встановлення  $t_b$  рівня сигналу в перехідному процесі при перевищенні достатнього рівня амплітуди сигналу  $U_d$  і при заданій імовірності помилки виявлення сигналу;

$\kappa_0 = \frac{U_m}{U_d} = \sqrt{\frac{q}{q_d}}$  - коефіцієнт перевищення достатнього рівня

амплітуди сигналу  $U_d$  максимальним рівнем  $U_m$ ;

$$2\pi\Pi = \Delta\omega_k.$$

Відношення сигнал/шум  $q_d = \frac{U_d^2}{U_m^2}$ , що визначає  $p_n = p_n(q_d)$  – імовірність помилки виявлення сигналу, достатнє для досягнення заданої ймовірності помилки виявлення.  $q > q_d$  – відношення сигнал/шум, більш, ніж  $q_d$ , призначене для зменшення часу встановлення відліку в системі виявлення сигналу  $T_s$ .

Залежність відносного часу виявлення сигналу при надлишковій амплітуді сигналу (при  $k_0 > 1$ ) зображено на рис. 7.3, де  $T_e \Pi = \frac{T_e}{t_i}$ . Тобто це відношення означає, на скільки можна скоротити час  $T_e$  очікування на пороговому пристрої рівня сигналу для його виявлення, рівного  $Q_d$ , при заданому надлишку  $k_0$  рівня сигналу над пороговим рівнем на вході системи.

Зменшенням часу виявлення (відліку) сигналу за рахунок надлишкового енергетичного потенціалу при тій самій заваді можна зменшити час виявлення сигналу на кожному елементі пошуку, якщо збільшувати швидкість сканування апертури дискримінатора в апріорному діапазоні. При цьому швидкість, або умова «повільного» пошуку (7.5), повинна зберігатись.

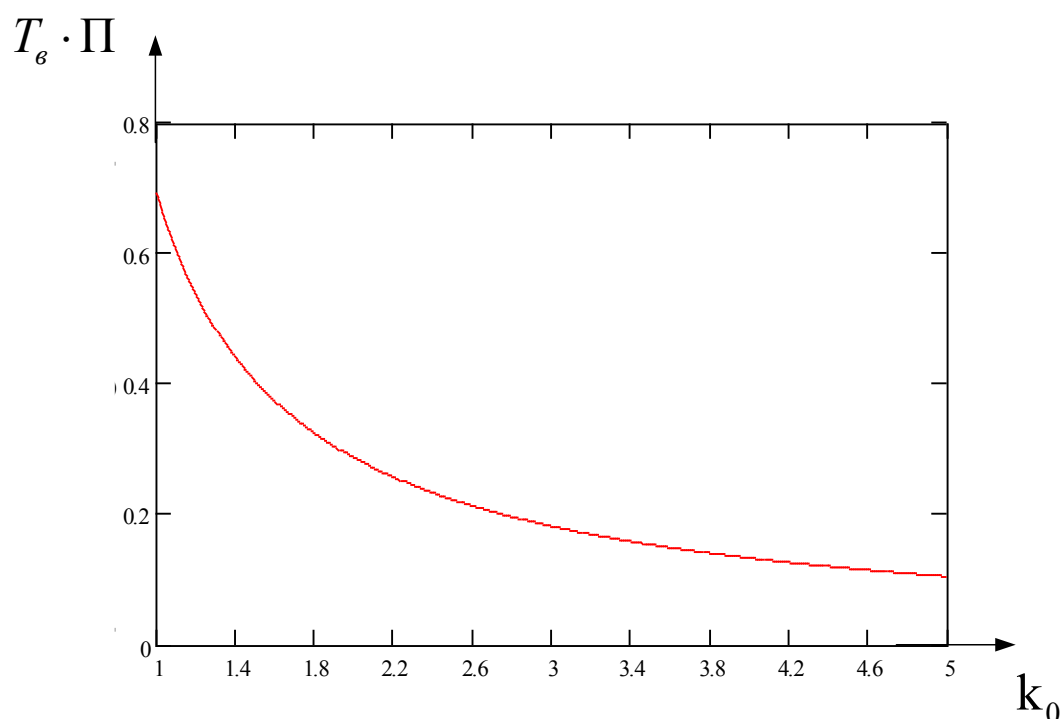


Рис. 7.3

Наприклад, збільшення енергетичного потенціалу вдвічі призводить при тій самій смузі до збільшення вдвічі швидкості наростання сигналу на виході фільтра або системи, а отже, час досягнення того самого порога практично вдвічі менший.

При пошуку широкосмугових шумоподібних сигналів з великим їх рівнем можна обмежитися частковою кореляцією, використовуючи частину періоду сигналу, якщо показники якості допустимі.

З урахуванням виразу (7.9) залежність (7.12) максимального часу оцінювання пошуковим методом, або часу оцінювання  $t_n$ , від зазначених показників якості вимірювачів можна подати як

$$t_n = \frac{2\beta_a D_{a\lambda}^{1/2}}{2\Delta\lambda_\sigma \Pi} \ln \left( \frac{\sqrt{\frac{q}{q_\sigma}}}{\sqrt{\frac{q}{q_\sigma}} - 1/2} \right). \quad (7.13)$$

Слід зауважити, що у формулі (7.13) враховано всі п'ять згаданих показників якості, тобто мінімальний склад показників, при якому вже можливо порівнювати методи вимірювання за їх ефективністю. Взаємозалежність показників якості в роботах [11, 19] називають кривими обміну, тому що з них видно, за допомогою яких показників можна досягти підвищення якості хоч би одного показника.

Для панорамного вимірювача частоти апертура дискримінатора, за визначенням, дорівнює смузі пропускання:  $2\Delta\lambda_\sigma = \Pi$ . Тому час пошуку частоти обернено пропорційний квадрату смуги пропускання.

Відношення сигналу до шуму на виході системи, як відомо з роботи [3], залежить від технічних параметрів так:

$$q = \frac{P_{nр\sigma} G_{nр\sigma} G_{nрм} \prod_{i=1}^n G_i(Y_i) \cdot k_1}{(4\pi R / \lambda)^2 N_0 \Pi(\text{Ш}_{nрм} - 1 + t_A)}, \quad (7.14)$$

де  $P_{nр\sigma}$ ,  $G_{nр\sigma}$ ,  $G_{nрм}$ ,  $G_i(Y_i)$  - відповідно потужність передавача, КНД передавальної та приймальної антени, функції від інших технічних параметрів і параметрів розстроювань, збурень і неідеальностей схем;

$R, \lambda$  - відповідно відстань до цілі та довжина хвилі;

$N_0, \Pi, \text{III}_{\text{прм}}, t_A$  - відповідно спектральна щільність шуму, смуга та коефіцієнт шуму приймача, відносна шумова температура антени.

Вплив відстані  $R$  на відношення сигналу до шуму і його використання розглянуто в роботі [19].

Підвищувати (або знижувати) відношення сигналу до шуму можуть такі параметри пристроїв, що входять у вираз (7.14): потужність передавача, КНД антен, амплітудно-частотна характеристика, автокореляційна схема обробки сигналу, а також зменшення відстані  $R$  [19] і підвищення довжини хвилі.

Далі буде показано, що якщо неможливо зменшити розмір ширини сигнальної функції, або «вікна», іноді доцільно підвищити тільки надлишкову потужність передавача, яка впливає на максимальний час пошуку параметра сигналу в діапазоні.

Як зазначалося, ця особливість стосується багатьох параметрів, у першу чергу параметрів частоти, часу, кутів. Зменшення розміру апертури сигнальної функції вимірюваного параметра вдвічі не впливає на максимальний час рівномірного пошуку в діапазоні, тому що зменшення вдвічі апертури дискримінатора призводить (при допустимих значеннях інших показників) до збільшення вдвічі рівня сигналу  $k_0$  (рис. 7.3) і внаслідок цього - зменшення вдвічі часу встановлення сигналу до того самого порогового рівня (рис. 7.3), визначуваного ймовірністю помилки виявлення.

Тобто максимальний час рівноймовірного пошуку параметра сигналу в діапазоні при тій самій смузі пропускання та інших показниках інваріантний до апертури сигнальної функції. Це означає, що будь-яка конфігурація алгоритму рівномірного пошуку при збереженні інших показників придатна лише для виявлення сигналу. Можна шукати безперервно, дискретно, при змінній у часі апертурі при відповідній швидкості сканування або часі спостереження елемента пошуку, але з метою більш точного вимірювання параметра сигналу треба брати по можливості найменшу (найточнішу) апертуру дискримінатора, і при цьому максимальний час пошуку не зміниться.

Це стосується також пошуку частоти при збереженні зазначених показників якості. Збільшення вдвічі смуги пропускання, що у квадраті, не впливає на максимальний час рівномірного пошуку, тому що вдвічі збільшуються шуми і вдвічі зменшується рівень сигналу в резонансному підсилювачі.

Роль апертури дискримінатора при вимірюванні напруги часо- імпульсному (пошуковому) методі при заданих смузі пропускання і показниках якості відіграє точність спрацювання компаратора. Слід очікувати такого самого ефекту і для інших параметрів вимірювання.

Для вимірювальних систем на великих відстанях, або прихованих систем за параметрами селекції, що жорстко зберігають надлишковий енергетичний потенціал, час пошуку залежить від усіх параметрів селекції:

$$t_{n\max} = n_{\alpha} n_{\theta} n_{t3} n_f \prod_{j=1}^4 \frac{1}{P_j} \ln \sqrt{\frac{k_{0j}}{k_{0j} - 1/2}}, \quad (7.15)$$

де  $n_j = \frac{2\beta_{aj} D_j^{1/2}}{\Delta\lambda_j}$  - кількість елементів розрізнення за  $j$ -м параметром селекції.

При цьому пошук за параметрами селекції звичайно працює в такій послідовності: за частотою, запізнюванням (якщо метод обробки сигналу кореляційний) і потім за кутами, тому що кути ДС звичайно не малі, оскільки зменшення їх для збереження енергетичного потенціалу призводить до збільшення площі антени, яка коштує більше.

Пошук режиму і одночасне вимірювання служать першим етапом багатоетапного методу для точного настроювання.

На цьому не обмежується різноманітність пошукових способів, умов пошуку і структур для згаданих та інших параметрів сигналу [19].

## 7.2. Багатоканальний пристрій оцінювання параметрів сигналу

Багатоканальні вимірювачі параметрів сигналу з'явилися в техніці значно пізніше, ніж пошукові, оскільки тільки нещодавно з'явилася істотна потреба в таких вимірювачах і технічна можливість їх реалізації.

Причиною підвищеної уваги до них є те, що до сучасних вимірювальних радіотехнічних систем висувають **жорсткі вимоги одразу до широкого діапазону вимірювань, їх точності, оперативності, надійності (довіри до оцінювання) і вартості систем, або до енергетичного потенціалу.**

Якщо склад вимог до системи інший і кількість показників якості менше від зазначеного, то найкращий тип радіотехнічних вимірювачів із наведеної вище класифікації визначити нескладно. Наприклад, якщо розробника систем цікавить тільки точність вимірювань при дуже вузькому апріорному діапазоні, то зрозуміло, що кращий вимірювач за вартістю, часом вимірювань при заданій довірі до оцінювання має бути дискримінаторним з вузькою апертурою або з найбільшою крутістю дискримінатора. Причому чим менший апріорний діапазон, тим вище повинна бути точність вимірювань.

Якщо потрібні, крім точності, великий апріорний діапазон, мала вартість вимірювача і допускається великий час вимірювань, то кращим вимірювачем у цьому випадку буде пошуковий.

Якщо за тих самих умов потрібний малий час вимірювань, то кращим у даному сенсі може бути багатоетапний, або багатошкальний, вимірювач.

Якщо ж вартість допускається великою, але потрібна висока оперативність, краща, ніж у багатоетапного вимірювача, то кращий вимірювач - багатоканальний.

Тому **основними перевагами багатоканального вимірювача** при інших рівних даних є **оперативність і можливість одночасного спостереження й оцінювання параметрів багатьох сигналів в усьому діапазоні.** Відомі системи паралельного спостереження та аналізу за параметрами, простором і кутами. Це можливість одержання одночасної інформації при спільній обробці сигналу рядом каналів.

**До недоліків багатоканального вимірювача слід віднести високу вартість і неоднозначність вимірювань при великому рівні сигналу, обумовлену не тільки складністю, великою кількістю каналів, але і широкими вимогами до їх ідентичності і настроювання.**

Недоліки настільки істотні, що вони з'явилися причиною рідкого використання багатоканальних вимірювачів параметра сигналу в сучасних інформаційно-вимірювальних системах (ІВС).

Однак при подальшому удосконаленні ІВС і технологій їх створення використання багатоканальних вимірювачів у перспективних ІВС досить імовірно.

Неоднозначність вимірювань багатоканальним вимірювачем виникає тоді, коли рівень сигналу досить великий порівняно з чутливістю кожного каналу. А чутливість каналів може бути досить великою, оскільки для необхідної високої точності смуга каналу повинна бути малою. Малість смуги каналу за частотою означає зменшення потужності флуктуаційних шумів, за кутами - збільшення рівня сигналу за рахунок зростання КНД, за запізнюванням - за рахунок вибору меншої ширини автокореляційної функції  $\psi(\lambda)$  і внаслідок цього - краще стискання за часом і т. д. Тому для багатоканальних вимірювачів, швидше за все, варто очікувати, що рівень сигналу буде перевищувати чутливість каналів.

Нехай задана смуга каналу на рівні 0,5 за потужністю, апріорний діапазон, поріг виявлення і дійсне значення параметра сигналу (рис. 7.4).

Звичайно амплітуда напруги на виході каналу більше  $U_{\text{пор}}$ , тобто  $U_{\text{вих}}(\lambda) = U_{\text{пвих}} \psi(\lambda) > U_{\text{пор}}$ , що зображено на рис. 7.4. Тоді для цього випадку виявлення відбудеться відразу в  $i-2$ ,  $i-1$ ,  $i+1$ ,  $i+2$  каналах. Виявлення параметра в  $i$ -му каналі означає фактично його вимірювання з точністю до половини смуги каналу, оскільки параметри настроювання каналу відомі.

Тому виявлення параметра сигналу відразу в декількох каналах погіршує точність, робить вимірювання неоднозначним. Зрозуміло, що для вирішення неоднозначності вимірювань багатоканальним вимірювачем варто підняти поріг виявлення  $U_{\text{пор}2}$  у порогових пристроях (ПП) доти (до  $\frac{1}{\sqrt{2}} U_{\text{вих}}(\lambda)$ ), поки виявлення не залишиться тільки в одному з каналів.

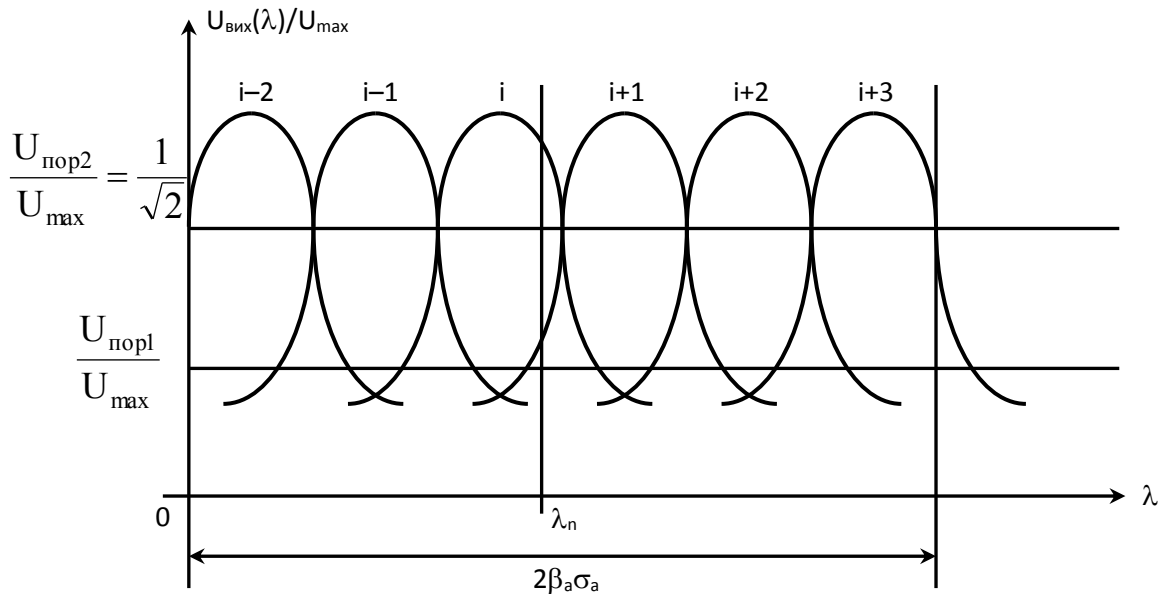


Рис. 7.4. Настроювання каналів

Зрозуміло, що рівень вихідного сигналу може бути малим порівняно з порогом або перевищувати його лише в  $\sqrt{2}$  рази. У випадку, якщо він менший, не може працювати жоден із зазначених типів радіотехнічних вимірювачів. А якщо він перевищує поріг не більш ніж у  $\sqrt{2}$  рази, то можливі помилки виявлення в інтервалах  $\Delta\lambda_p$  за апріорним діапазоном параметра  $\lambda$  (рис. 7.5).

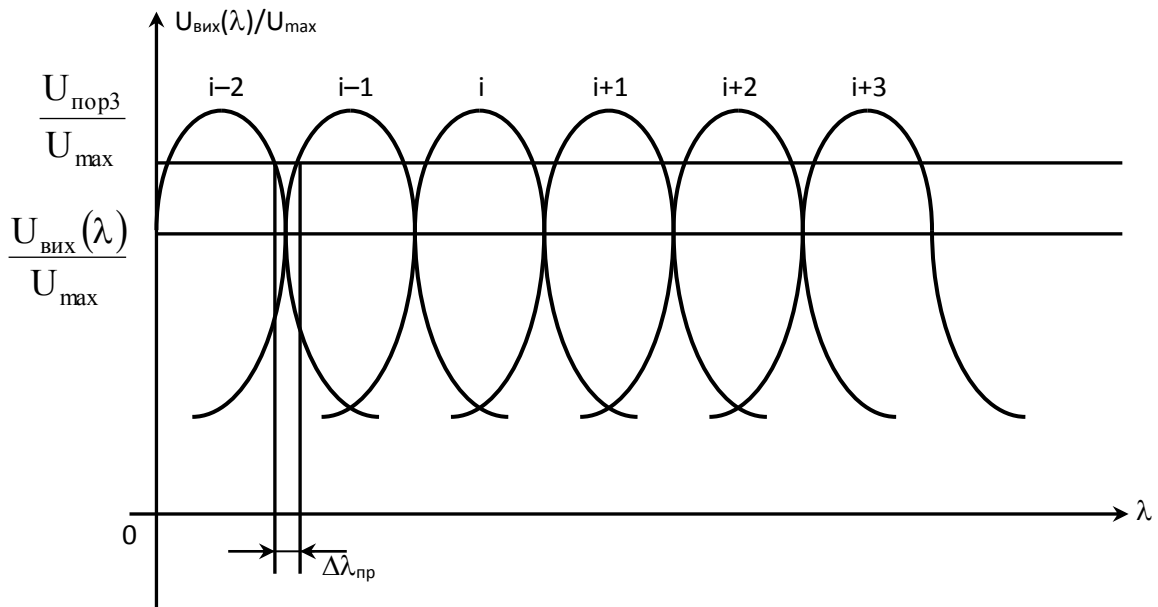


Рис. 7.5. Пороги для однозначного вибору



Регулювати порогове виявлення  $U_{\text{пор}}$  і залежно від рівня вхідного сигналу відразу в усіх каналах, що передбачаються ідентичними, не завжди просто. У багатоканальних вимірювачах частоти і запізнювання може виявитися простіший спосіб одночасного регулювання рівня вихідних сигналів у каналах одним змінним атенюатором на вході вимірювача, що вносить необхідне загасання в сигнал і тим самим змінює, погіршує, чутливість усіх каналів.

У вимірювачах змінних кутів одночасно керовані атенюатори можна поставити у всіх приймачах - кутових каналах (рис. 7.6). При цьому пристрої формування кутових каналів можуть розташовуватись перед атенюаторами і радіоприймачами.

Пристрої формування являють собою сукупність антен або сукупність рознесених випромінювачів при одному дзеркалі, або фазовані антенні решітки з матрицею фазозсувних кіл Баттлера.

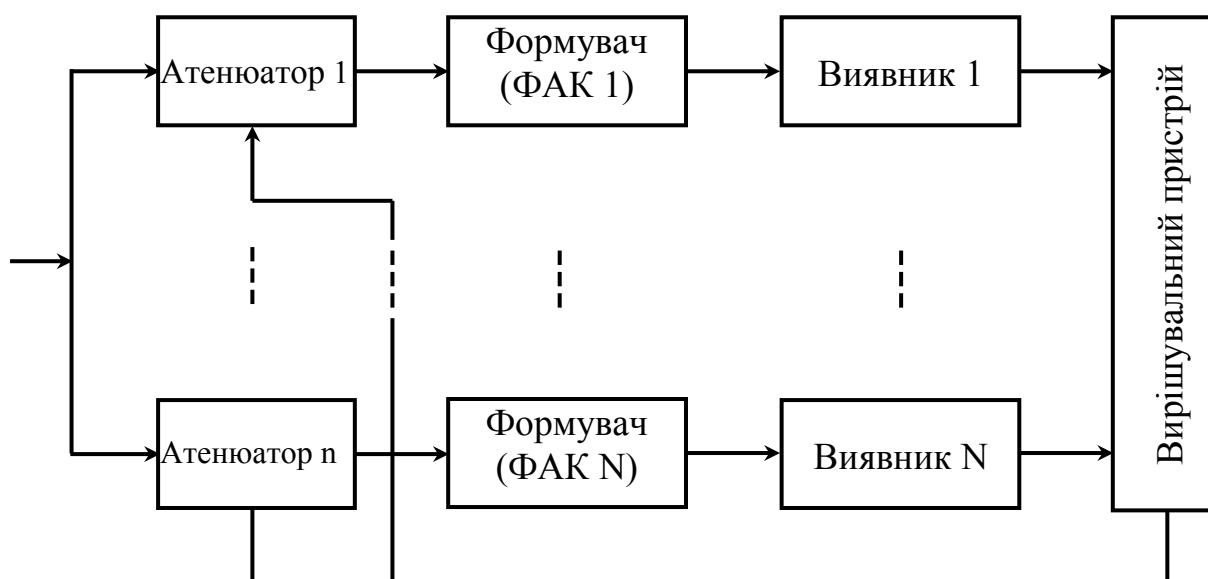


Рис. 7.6. Багатоканальний вимірювач

Одночасне регулювання порогів має ту перевагу перед регулюванням атенюатором, що це простіше. Але при зміні порога можуть визначатись нелінійності, що впливають на коефіцієнт шуму, викривлення сигналу і відношення сигнал/шум на виході каналів.

Крім того, індивідуальне регулювання порога в кожному каналі дозволяє істотно зменшити вплив такої неідентичності каналів, як коефіцієнт їх передачі. Дійсно, якщо канали мають різні коефіцієнти передачі (рис. 7.6) при однаковому рівні вхідного сигналу, то, встановлюючи на вході рівень сигналу, рівний  $\sqrt{2} U_{C \min}$ , де  $U_{C \min}$  - чутливість, і вибираючи пороги на рівні  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  максимального значення  $U_{\text{вих } i}(\lambda)$ , тобто на рівні чутливості, ми виключимо вплив зазначеної неідентичності каналів. Будь-яке збільшення рівня сигналу в бік чутливості змінить сигнали на виході. Рівні порогів залишаться при цьому незмінними.

Процес вирішення неоднозначності вимірювань параметра сигналу багатоканальним методом містить такі етапи, які можуть виконуватися вручну або автоматично:

- 1) зменшення загасання атенюатора (рис. 7.3) або атенюаторів (рис. 7.6), а також зменшення порогів  $U_{\text{пор } i}$ ;
- 2) виявлення сигналу в одному або декількох каналах;
- 3) введення атенюатора, або атенюаторів, доти, поки не залишиться сигнал лише в одному каналі;
- 4) урахування параметра сигналу за настроюванням каналу, де виявлено сигнал.

На перший погляд, може здаватись, що процес вирішення багатозначності досить тривалий і пошуковий метод більш оперативний. Однак багатоканальний метод вимірювань принципово оперативніший, оскільки введення атенюатора може бути здійснено автоматичним, практично безінерційним способом. Обидва методи є інерційними на етапі відліку параметра, тобто при виявленні сигналу, за рахунок малості смуги пропускання по частоті. Тому якщо пошуковий метод - автоматичний і є автоматичне вирішення неоднозначності для багатоканального методу, час оцінювання визначається тільки інерційністю за рахунок обмеженої смуги пропускання каналу по частоті.

Якщо смуга каналу по частоті дорівнює  $\Pi_i$ , то час виявлення – не менше постійної часу  $t_v = \frac{1}{\Pi_i}$ . Тому тривалість першого етапу дорівнює  $t_v$ , а тривалість вирішення

неоднозначності вимірювань -  $\tau_3$ , але при автоматичній схемі перемикачів може досягати значення  $t_e$ .

Таким чином, час вимірювань багатоканальним методом визначається за формулою  $t_{mk} \leq 2t_e$ . Як і в пошуковому методі, час встановлення (наростання) сигналу на виході фільтра при надлишковому рівні сигналу при тому самому порозі скорочується.

Тому **головна перевага багатоканального методу** оцінювання перед пошуковим методом – це **скорочення часу вимірювань**  $t_{mk}$  порівняно з пошуковим методом  $t_e$  у  $n_p$  разів.

Тобто

$$t_n = n_p t_{mk}, \quad (7.16)$$

де  $n_p = \frac{2\beta_a \sigma_a}{2\Delta\lambda_d}$  - кількість елементів, що розрізняються, в інтервалі вимірювань  $2\beta_a \sigma_n$ , або кількість каналів у багатоканальних вимірювачах.

Згодом, зі зростанням технологічності створення каналів, із зменшенням їх собівартості за рахунок серійності, багатоканальні методи і системи будуть більше застосовуватись.

Однак чотирьох показників, які містить формула (7.16), недостатньо для відображення головного недоліку багатоканального методу оцінювання, – це складність і, як наслідок, дороговизна. Тому для порівняння всіх типів вимірювачів від енергетичного потенціалу треба переходити до затратного (вартісного) п'ятого показника на всю систему.

Перехід від показника енергетичного потенціалу до вартісного неминучий, тому що багатоканальний метод найінформативніший, найшвидший, але дуже складний за реалізацією. З розвитком елементної бази він буде перспективнішим. Без цього типу вимірювача і цього методу вимірювань неможливо коректно відповісти на питання, який метод у будь-який час є найкращим.

Але перехід до вартісного показника створює проблеми: його нечіткість і багатоплановість (різноманітність) шляхів реалізації вимірювачів. Вирішення цих проблем, з одного боку, нагромаджують додаткові задачі, але, з іншого боку, вони додатково наближують рішення до реальних систем, їх технологічності, якщо коректно вирішити першу проблему – нечіткість вартості систем і їх елементів. Тоді наведені в підручнику моделі ефективності вимірювачів стають більш адекватними реальним системам.

Проблема нечіткості вартісних показників вирішується методом, що викладений у роботі [19]. Там показано метод перетворювання нечіткого показника вартості у випадкову величину. При цьому показано, що задачу можна сформулювати як задачу оптимального вибору, або цілочисленого програмування, але запропоновані методи розв'язання додають додаткові переваги – наближення до технологічності елементів і систем, універсальний метод математичного програмування, спрощення (аналітичність) та обзорність результату за допомогою кривих обміну.

Що стосується вирішення проблеми багатоплановості шляхів реалізації вимірювачів, то спочатку оптимізуються вимірювачі за технічними параметрами при відомих структурах і частково сигналах за умовним критерієм якості, а вже потім порівнюються вимірювачі за одним показником при рівних інших.

Оптимізація дає одноваріантність вимірювачів і ряд переваг для оцінювання перспектив розвитку, технологічності і стандартизації систем і їх елементів.

У роботах [19, 20] показано, що енергетичний потенціал  $q$ , що залежить від технічних параметрів, параметрів збурень, розстроювань, нестабільностей і неідеальностей схем, може бути представлений як добуток функцій від цих параметрів  $x_i(y_i)$ . При цьому дисперсія оцінювання вимірюваного параметра має вигляд

$$D(\lambda) = \frac{k}{\prod_{i=1}^{n1} X_i(Y_i)} + \sum_{j=1}^{n2} X_j^2 + X_c^2, \quad (7.17)$$

де  $X_j, X_c$  - відповідно відносні нестабільності еталонів і відносні систематичні похибки. Перший доданок – це флуктуаційна похибка або результуюча похибка факторів, що впливають на енергетичний потенціал.

Вартість багатоканального вимірювача має вигляд

$$C_{mk} = \sum_{i=1}^{n1} C_i(Y_i) + n_p C_k. \quad (7.18)$$

Мінімум показника (7.17) при опуклому обмеженні (7.18) доставляє єдиний мінімум, оптимальні технічні параметри, оптимальні асигнування і т. ін. Крім того, створюється єдиний зв'язок – оптимальна залежність енергетичного потенціалу від обґрунтованих асигнувань на систему. Тому у формулі (7.16) та оптимальному розв'язанні задачі синтезу параметрів (7.17), (7.18) є мінімальний склад показників, достатніх для порівняння ефективності всіх типів вимірювачів включаючи багатоканальні вимірювачі. Методи розв'язання таких задач параметричного синтезу викладено також у роботах [19, 20].

## Висновки

1. Коректне порівняння двох схожих за сигнальною функцією методів і структур, пошукового та багатоканального, можливе за умови, що порівняння здійснюється за одним показником при рівних та однакових за описом інших.

2. За часом вимірювання при однаковій точності, діапазоні, імовірності виявлення сигналу, але при значно більшій вартості перевагу має багатоканальний метод, який до того ж може вимірювати декілька сигналів, у тому числі імпульсних, або обстежувати діапазон одночасно. Однак він рідко застосовується через велику вартість і тільки для надзвичайних цілей. З розвитком напрямку радіоелектроніки - мініатюризації елементів – він буде застосовуватись частіше. Недолік неоднозначності вимірювань легко подолати додаванням другого етапу.

3. Метод пошуку сигналів значно простіший, а час вимірювань можна зменшувати за рахунок зменшення смуги пропускання і навіть збільшення амплітуди сигналів. Розширення чи звуження смуги «вікна» сканування не впливає на час вимірювання будь-якого параметра, тому що не повинна змінюватись імовірність виявлення сигналу.

### **Контрольні питання**

1. Переваги і недоліки панорамного методу вимірювання.
2. Особливості панорамного методу вимірювання.
3. Якою є точність панорамного вимірювача?
4. Переваги і недоліки багатоканального методу вимірювання.
5. Особливості багатоканального методу вимірювання.
6. Якою є точність багатоканального вимірювача?
7. Як оптимізується ІВС або вимірювальний канал за критерієм економічної ефективності з урахуванням показників вимірювача?

## 8. БАГАТОШКАЛЬНІ І БАГАТОЕТАПНІ ВИМІРЮВАЧІ

### 8.1. Багатошкальний вимірювач параметрів сигналу

Для випадків, коли потрібно створити високоточний, економічний, надійний і оперативний вимірювач параметра  $\lambda$  та з широким апріорним діапазоном, часто використовується багатошкальний вимірювач, який може перевищувати за списком названих показників якості інші типи вимірювачів.

**Під багатошкальним вимірювачем природно розуміється такий вимірювач, у якого точна шкала, що містить точний дискримінаційний вимірювач з періодичною дискримінаційною характеристикою, доповнюється грубими періодичними шкалами, які вирішують неоднозначність вимірювань на точній шкалі.**

Ідеться в основному про фазові вимірювачі параметрів сигналу, хоча можна показати застосування багатошкального методу і до вимірювання частоти сигналу та інших його параметрів, причому для будь-якої форми періодичного сигналу.

Причиною високої «потенціальної» точності фазових вимірювань досі вважають [2, 28-30] значну другу похідну від сигнальної (автокореляційної) функції за вимірюваним параметром  $\lambda$ . Однак з розд. 6 випливає, що висока точність визначається при заданій потужності шуму великою крутістю дискримінаційної характеристики, а головне, вузькою смугою пропускання для гармонік робочих частот [32].

Можна використовувати для вимірювань запізнювання також негармонійний періодичний сигнал з досить крутими фронтами і досягти великої крутості дискримінаційної характеристики. Однак при цьому ширина спектра сигналу буде значно більшою, ніж для гармонік, і ще може бути мала крутість. Це означає потребу великої смуги пропускання системи. Потужність шуму при цьому збільшиться пропорційно смузі пропускання. Тому відношення потужностей сигналу до шуму стане меншим, а похибка - більшою.

Ось чому краще працювати з чисто гармонійним сигналом, який можна фільтрувати у вузькій смузі частот. Крім того, крутість дискримінатора можна підвищувати не стільки підвищенням рівня сигналу, скільки збільшенням вимірювальної частоти коливань.

Дійсно, якщо сигнал гармонійний

$$S(t) = S_m \cos \omega t,$$

то

$$S'(t) = S_m \omega \sin \omega t.$$

Крутість дискримінатора при фазових методах вимірювання пропорційна не тільки рівню сигналу, але й робочій частоті гармоніки. До того ж є можливість вузькосмугової фільтрації. Ось чому фазові вимірювання, які використовують такий сигнал з достатньо великою частотою на останній шкалі, є найточнішими.

Висока точність фазових вимірювань параметра сигналу  $\lambda$  при великому апріорному діапазоні і заданому енергетичному потенціалі досягається за допомогою шкал для вирішення неоднозначності вимірювань, їх точної прив'язки до еталонів і вузькосмугової фільтрації гармонік.

Тобто зростає складність завдання вирішення неоднозначності вимірювань за рахунок введення додаткових грубих шкал. У той же час введені грубі шкали не тільки вирішують неоднозначність, але й, як буде відомо далі, підвищують точність вимірювань.

У періодичній дискримінаторній характеристиці однозначність повинна відповідати лише одному якому-небудь періоду (рис. 8.1). Важливо, щоб апріорний діапазон параметра збігався з цим інтервалом однозначності вимірювань. Але апріорним діапазоном останньої, найточнішої, шкали може служити лише апостеріорний довірчий інтервал вимірювання попередньої шкали.

Таким чином, для вирішення неоднозначності попередня шкала більш груба. Якщо її апріорний діапазон запізнювань або фаз дорівнює її інтервалу однозначності (або апертурі



попереднього дискримінатора) чи більший від нього, то вимірювання можна робити. А якщо менший, то можуть знадобитись додаткові шкали. Вирішення неоднозначності вимірювань здійснюється шляхом використання дискримінатора з меншою частотою або з більшим періодом, однак і з меншою крутістю і точністю.

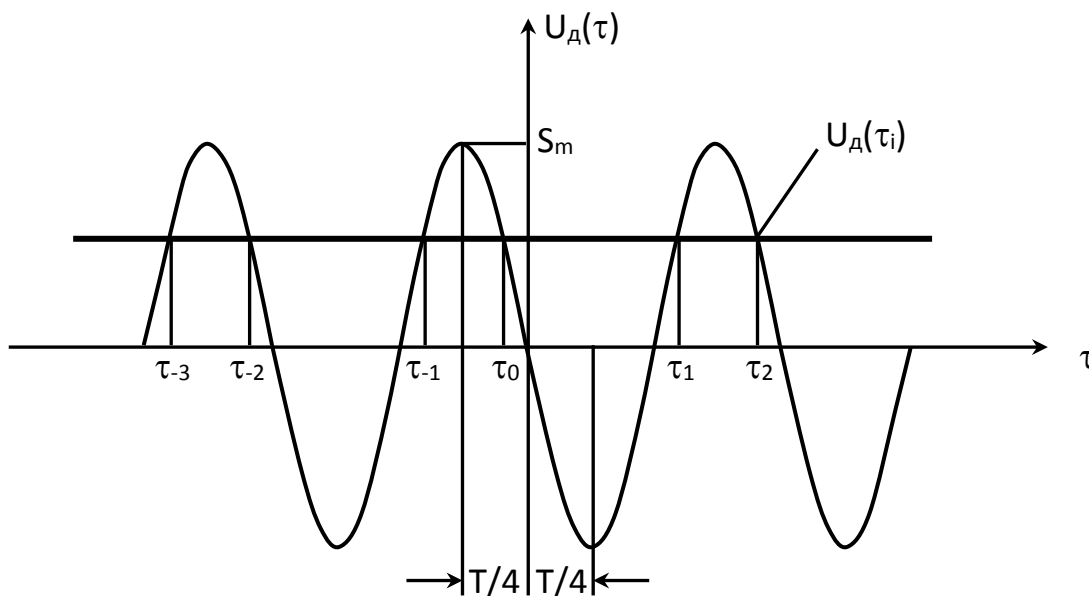


Рис. 8.1. Частотна шкала

Можливість реалізувати високу точність вимірювань у широкому діапазоні робить фазові вимірювання досить вигідними для застосування. Їх застосовують для вимірювань багатьох параметрів сигналу. Ця можливість заснована на залежності повної фази коливань, а саме

$$\Phi = \omega(t - \tau) + \varphi,$$

від частоти  $\omega$ , запізнювання  $\tau$  і початкової фази  $\varphi$ . Вимірюючи повну фазу при відомій частоті, ми оцінюємо запізнювання, а при відомому запізнюванні оцінюємо частоту або користуємось незалежними вимірювачами. Аналогічно для електромагнітного поля

$$\Phi = \frac{2\pi}{\lambda} x.$$

Вимірюючи просторову фазу або різницю фаз, оцінюємо різницю ходу хвиль у двох точках приймання при відомих базі, довжині хвилі  $\lambda$ , що дозволяє оцінити кути надходження радіохвиль у базовому методі пеленгації. Таким чином можна вимірювати запізнювання, частоту, фазу і всі параметри руху об'єктів.

У радіотехніці найчастіше використовують велике відношення необхідного апріорного діапазону вимірювань до апостеріорного довірчого інтервалу, визначуваного похибкою вимірювань і квантилем. Тому, як правило, доводиться застосовувати фазові або інші вимірювачі з багатьма шкалами.

На сьогодні відомо ряд наукових праць, присвячених багатошкальним вимірювачам. Серед них роботи таких вчених, як Башаринова [2, 28-30], Акіндинова, присвячені ефективності двошкального вимірювача, Собцова - присвячена синтезу оптимальних алгоритмів, роботи Тененбаума, Созисєва, Фальковича, присвячені дослідженням точності двошкальних вимірювачів та ін. Однак викладені в цих роботах чисельні методи дослідження багатошкальних систем не дають можливості визначити загальні закономірності, що властиві багатошкальним системам. Такі закономірності наведені далі. Для того щоб поставити задачу оптимізації, необхідний відповідний системний аналіз показників якості вимірювача.

Використовуючи системний підхід, оцінимо вплив на структуру системи показників якості системи, зокрема умов спряження апертури дискримінатора кожної шкали з апріорним діапазоном, вплив значення апріорного діапазону, довіри до оцінювання, квантиля довіри, відношення сигнал/шум (або вартості вимірювача) і часу оптимізації. Отримані результати допоможуть більш раціонально й ефективно розв'язати задачу з більшим ступенем складності, тобто оптимізувати систему, описану великою кількістю функціональних обмежень, отриманих при формалізації залежностей показників якості від технічних параметрів.

У відповідності з вищезгаданим розглянемо задачу синтезу багатоскальового вимірювача запізнювання сигналу. Сформулюємо критерій якості багатоскальового вимірювача запізнювання сигналу, використовуючи в цій задачі такі допущення:

- завада являє собою білий гаусів шум будь-якого походження;

- вимірювач оцінює параметр, що мало змінюється за час спостереження;

- сигнал відшукується в класі гладких функцій, що відповідає фізичній картині;

- вимірювач буде оптимізуватися з урахуванням таких факторів: апріорна дисперсія, коефіцієнт довіри (довірчий інтервал шкал), робоча частота шкал, необхідна точність, час оцінювання.

Далі буде доведена згадана вище закономірність побудови високоточних систем, що мають велике відношення апріорної невизначеності до апостеріорної: вони, як правило, багатоскальові або багатоетапні, хоч і не обов'язково з фазовим методом оцінювання. Слід зауважити, що підвищення завадостійкості стимулює використання саме фазових вимірювань.

## **8.2. Показники якості багатоскальового вимірювача**

Розглянемо високоточний багатоскальовий вимірювач, оскільки, як усім відомо, він має найвищу потенційну точність вимірювання при використанні фазових методів вимірювань. Цей факт відомий [2], однак має потребу в перевірці за наявності додаткових показників.

Фазові методи вимірювань мають явні недоліки – для розкриття неоднозначності відліків вимагають застосування декількох шкал і їх прив'язки до еталонів. Це істотно ускладнює вимірювач, і в підсумку стає незрозумілим, який вимірювач є кращим щодо точності вимірювань при рівних вимогах до апріорної невизначеності, часу вимірювань, коефіцієнта довіри і енергетичного потенціалу (або асигнувань на систему). Відповіді на ці питання можна одержати, якщо виконати оптимальний синтез вимірювачів за названими показниками.

Взагалі відомо, що найбільшу точність може реалізувати той вимірювач параметра  $\lambda$ , у якого найбільше відношення сигнал/шум на виході приймача при інших рівних даних. А найбільше відношення сигнал/шум у каналі забезпечується звичайно кореляційною з сигналом обробкою суміші сигналу з шумом, або погодженою з сигналом фільтрацією сигналу в шумі.

Дискримінаторна характеристика  $U_d(\lambda)$  може бути реалізована як із застосуванням схеми формування сигнальної функції  $\Psi(\lambda)$ , так і без неї. Природно, що краще її застосовувати, щоб одразу одержати на виході схеми обробки сигналу найбільше відношення сигнал/шум і найбільшу крутість дискримінаторної характеристики, а тому і найбільшу точність вимірювань. Але нам вже відомо, що цього вже недостатньо.

Для одноканального дискримінатора найчастіше використовують один із схилів автокореляційної функції  $U_d(\lambda) = \psi(\lambda)$ , де можна отримати крутість

$$\left[ U_d(\lambda) \right]_{\lambda} = \psi'(\lambda) \cong \frac{\psi_1(\lambda + \Delta\lambda) - \psi_1(\lambda)}{\Delta\lambda},$$

а для двоканального дискримінатора характеристикою є  $U_{d2}(\lambda) = \psi_1(\lambda + \Delta\lambda/2) - \psi_2(\lambda - \Delta\lambda/2)$  з відповідним значенням крутості.

Для реальних радіоприймачів напруга  $U_{\text{Фвих}}(t, \lambda)$  на виході каналу або погодженого фільтра використовується як характеристика одного каналу дискримінатора, тобто

$$U_{\text{Фвих}}(t, \lambda) = U_d(\lambda) = \int_0^T S(t_1, \lambda) g(t - t_1) dt_1,$$

де  $g(t-t_1)$  - імпульсна характеристика погодженого або непогодженого фільтра. Якщо  $g(t-t_1) = g_0 S(t-t_1)$ , то для погодженого фільтра напруга на його виході пропорційна сигнальній функції

$$U_d(\lambda) = g_0 \int_0^T S(t_1, \lambda) S(t - t_1) dt_1.$$

Точність досягається в прецизійних вимірювачах за рахунок зменшення апертури дискримінатора згідно з формулою (6.4) і рис. 5.6. Але для використання в радіоелектронних вимірювальних системах потрібний великий діапазон вимірювань, що означає більшу апіорну невизначеність вимірюваного параметра. Усунути протиріччя між точністю і діапазоном вимірювань можна одним із описаних у розд. 2 методів: пошуковим, багатоканальним, багатоскальним, багатоетапним і комбінованим.

Принцип дії багатоскального методу, тобто дискримінатора з періодичною характеристикою, логічно представити так, що спочатку використовується грубий дискримінаторний вимірювач, що перекриває своєю апертурою (діапазоном однозначності) увесь апіорний діапазон. Точність такого вимірювача звичайно буде низькою через відносно малу крутість характеристики (мала похідна) при заданому рівні сигналу. Однак завдяки вже першому вимірюванню апостеріорний діапазон невизначеності вимірюваного параметра після вимірювання істотно зменшиться.

Вже зараз зрозуміло з формули (6.4), що якщо апертуру першого дискримінатора до вимірювання порівняти з діапазоном вимірювань (умова спряження), то апостеріорна невизначеність (довірчий інтервал) зменшиться в кількість разів, що дорівнює квадратному кореню з відношення сигнал/шум. Це порівняння необхідне для того, щоб не було неоднозначності вимірювань, коли апіорний діапазон більший від апертури дискримінатора (рис. 6.5), з одного боку, і щоб одержати найбільшу крутість дискримінаторної характеристики, або точність, з іншого боку.

Далі послідовно застосовується другий дискримінатор, у якого апіорний діапазон дорівнює довірчому апостеріорному інтервалу попередньої шкали, а настроювання відповідає точковому оцінюванню. І так далі до потрібної точності.

Як буде зрозуміло далі, кількість таких вимірювань (шкал) швидко скорочується зі зростанням відношення сигнал/шум. Оскільки точну шкалу відразу використовувати не можна через багатозначність вимірювань, то фактично всі попередні шкали відіграють роль вимірювача, який вирішує неоднозначність вимірювань. Але вони також вкладають свої зусилля у точність вимірювання.

Вимірювач може бути з будь-якою періодичною і неперіодичною дискримінаторною характеристикою. У будь-якому випадку його апріорний діапазон повинен дорівнювати його апертурі (інтервалу однозначності). Шкали вимірювача з періодичною характеристикою можна застосовувати одночасно або послідовно в часі.

При послідовному в часі застосуванні можуть використовуватися різні дискримінатори з різними апертурами або один дискримінатор з апріорним діапазоном, що перестроюється звуженням апертури і настроюванням на попереднє оцінювання.

Оцінимо якість багатошкального вимірювача: точність, апріорний діапазон, час вимірювання, довіра до оцінювання при заданому відношенні сигнал/шум. Визначимо зв'язок між ними й іншими показниками якості. Це дасть нам можливість краще зрозуміти сутність багатошкального вимірювача і природу його оптимальності.

Відповідно до розд. 6 флуктуаційна складова дисперсії похибки вимірювань у припущенні, що систематична похибка врахована, дорівнює (6.2)

$$\sigma_{\lambda}^2 = \frac{\sigma_{\text{ш}}^2}{(U'_{\lambda})^2}, \quad (8.1)$$

де  $\sigma_{\text{ш}}^2$  - дисперсія, або потужність, флуктуаційного шуму;

$(U'_{\lambda})^2$  - квадрат крутості дискримінаторної характеристики вимірювача.

Врахуємо апріорні відомості про параметр. Це підвищує точність вимірювань. До вимірювань апріорну невизначеність за вимірюваним параметром можна описати дисперсією  $\sigma_{a\lambda}^2$  апріорної щільності розподілу ймовірності вимірюваного параметра при заданому квантілі.

Тоді для гаусових розподілів результуюча точність вимірювань дорівнює

$$\sigma_{p\lambda}^{-2} = \sigma_{a\lambda}^{-2} + \frac{(U'_\lambda)^2}{\sigma_{ш}^2} . \quad (8.2)$$

Розглянемо випадок, коли  $\lambda$  являє собою параметр запізнювання  $\tau$ . Нехай реальні системи працюють з періодичним сигналом, представленим гармонійним рядом Фур'є:

$$S(t) = \sum_{k=0}^{\infty} S_k \cos[(\omega + k\Omega)t + \varphi_k],$$

де  $S_k$  і  $\varphi_k$  - амплітудний і фазовий спектри сигналу;

$\Omega$  - колова робоча частота повторення сигналу;

$\omega$  - несуча частота.

Автокореляційна функція сигналу  $\Psi(\tau) = \int_0^T S(t)S(t-\tau)dt$

являє собою напругу на виході погодженого фільтра. Вона забезпечує максимум відношення сигнал/шум, що є необхідною умовою і для підвищення точності вимірювань за формулою (8.2).

Тоді, використовуючи вираз для  $S(t)$ , одержимо

$$\psi(\tau) = \int_0^T \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{i=-\infty}^{\infty} S_k S_i \cos[(\omega + k\Omega)t + \varphi_k] \cos[(\omega + i\Omega)(t - \tau) + \varphi_i] dt .$$

Якщо використовується одноканальний дискримінатор, то  $\Psi(\tau) = U(\tau)$ .

Оскільки точність вимірювань визначається крутістю дискримінаційної характеристики, то необхідно, щоб вона була якнайбільшою. З вищевикладеного випливає, що наступний вираз має бути найбільшим:

$$\Psi'(\tau) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} (\omega + i\Omega) \int_0^T \sum_{k=-\infty}^{\infty} S_k(t) S_i(t) \cos[(\omega + k\Omega)t + \varphi_k] \sin[(\omega + i\Omega)(t - \tau) + \varphi_i] dt .$$

Очевидно, що при заданому сигналі, тобто при заданих  $S_k$  і при відповідних  $\varphi_k$ , крутість дискримінатора тим більша, чим більші множники  $(\omega+i\Omega)$ . Але тоді доцільно не розпорошувати енергію сигналу по всіх частотах  $\omega+i\Omega$ , а вибирати лише одну найвищу частоту, на якій би амплітуда цієї гармоніки також істотно зростала, і в ній буде міститися вся енергія сигналу. При малих частотах відповідний доданок малий. Тому найоптимальніша форма сигналу для однієї шкали - це гармонійний сигнал на найбільшій частоті.

Тут не враховувались обмеження згори на частоту цієї гармоніки й обмеження, пов'язані з труднощами реалізації фільтра з дуже вузькою смугою. Труднощі технічної реалізації вузькосмугового фільтра доповнюються також суперечливою вимогою забезпечення високої швидкості вимірювань. Частота гармоніки, крім того, обмежується згори відповідно до принципу достатності вимогою забезпечення заданої точності вимірювань запізнювання.

При цьому половина періоду вимірювального сигналу, де виконується умова однозначності вимірювань, не повинна бути меншою від апріорної невизначеності за вимірюваним параметром.

Крім того, у реальних системах фільтрація сигналу, що несе інформацію про запізнювання, не може здійснюватись в нескінченно вузькій смузі. Причина полягає в нестабільності генераторів і їх настроювань, а також у невизначеності частоти за рахунок динаміки руху цілі. Вихідний сигнал надходить до фазового детектора, який формує дискримінаторну характеристику  $U(\Delta\varphi)$ , тобто залежність напруги на його виході від різниці фаз сигналу й опорного коливання, фаза якого відома.

$$U(\Delta\varphi) = S \sin \Delta\varphi = S \sin \omega\tau, \quad (8.3)$$

де  $\omega$  - робоча частота точної шкали.

Звідси

$$U'(\tau) = S\omega \cos \omega\tau. \quad (8.4)$$



Очевидно, що найбільша крутість характеристики і найкраща точність вимірювання відповідає умові  $\tau = 0$ .

Тоді точність вимірювання запізнювання сигналу дорівнює

$$\sigma_{\tau}^{-2} = \frac{(U'_{\tau})^2}{\sigma_{\text{ш}}^2} = \omega^2 \frac{S^2}{\sigma_{\text{ш}}^2} = \omega^2 q, \quad (8.5)$$

де  $q$ -відношення сигнал/шум.

Очевидно, що на точність вимірювання запізнювання впливає також точність знання робочої частоти.

Вимірювати однозначно запізнювання сигналу можна при  $\omega\tau < \frac{\pi}{2}$ . Але на межах апертури точність падає. Тому потрібно дещо зменшувати апіорний діапазон або збільшувати апертуру дискримінатора.

Діапазон запізнювань сигналу відповідає діапазону вимірювань відстані будь-яким методом:

$$\Delta R = c\Delta\tau, \quad (8.6)$$

де  $c$  - швидкість поширення радіохвиль.

Оцінювання відстані за рахунок вимірювань запізнювання сигналу будь-яким методом є непрямим вимірюванням. Точність непрямих вимірювань залежить не тільки від точності прямих вимірювань параметра (у даному випадку запізнювання), але і від точності знань інших параметрів, що істотно впливають. Дисперсія відносної похибки відстані дорівнює сумі дисперсій відповідних відносних похибок

$$\frac{\sigma_R^2}{R^2} = \frac{\sigma_c^2}{c^2} + \frac{\sigma_{\tau}^2}{\tau^2}.$$

Оскільки відносна похибка знання швидкості поширення радіохвиль без застосування багаточастотних методів зондування атмосфери порядку  $10^{-7}$ , то для підвищення точності вимірювань

дальності даремно підвищувати точність вимірювань запізнювань понад зазначене значення. Тому необхідна точність найточнішої шкали вимірювача запізнювання визначається з цих міркувань, а необхідна робоча частота для фазового вимірювача – з формули (8.5) при відомому досяжному відношенні сигнал/шум. Наприклад, якщо  $q=100$ , а  $\sigma_R = 30\text{м}$ , то  $\sigma_\tau = 10^{-7}\text{с}$  і період  $T$  робочої частоти найточнішої шкали дорівнює  $10^{-6}\text{с}$ . Діапазон відстаней звичайно менший, ніж максимальна дальність. Наприклад, якщо цей діапазон відстаней  $\Delta R = 10^4\text{м}$ , то  $\Delta\tau = \frac{10^4}{3 \cdot 10^8}\text{с} = 3 \cdot 10^{-5}\text{с}$ . Навіть у цьому випадку діапазон запізнювань значно перевищує діапазон однозначності  $T/2$  на робочій шкалі. Потрібні додаткові шкали. Розрахунок є громіздким і неозорим. Тому подальший матеріал внесе ясність у це питання.

Існує протиріччя між необхідною високою точністю, коли потрібна велика частота шкали, і широким апріорним діапазоном, коли потрібна низька частота шкали. Протиріччя вирішується введенням усіх необхідних шкал відразу або послідовно в часі. При цьому частоти шкал повинні бути пов'язані між собою умовами вирішення багатозначності вимірювань на кожній шкалі. Кожна умова вимагає, щоб довірчий інтервал результату попереднього вимірювання або апріорної невизначеності не перевищував тієї частини половини періоду частоти шкали, де точність вимірювань задовільна. Або

$$2\beta_{k-1}\sigma_{k-1} \leq \frac{T_k}{2a_k}, \quad (8.7)$$

де  $\beta_{k-1}$  - квантиль;

$\sigma_{k-1}$  - середньоквадратична похибка попередньої  $k-1$ -ї шкали,  $k-1=0$  – відповідає апріорним даним;

$a_k^{-1}$  - частина напівперіоду робочої частоти шкали, що задовольняє вимоги щодо точності на межах апертури. У середині апертури точність вища.

Відомо, що значення частоти  $f_k$ , на якій здійснюються фазові вимірювання, обернено пропорційне періоду  $T_k$ . Звідси випливає, що обмеження (8.7) може бути подано як

$$\omega_k^2 \leq \frac{\pi^2}{2a_k^2 \beta_{k-1}^2} \sigma_{k-1}^{-2}.$$

З огляду на те, що точність вимірювань відповідно до формули (8.5) потрібна найбільша, частоту  $\omega_k$  варто обирати найбільшу. Це означає, що обмеження (8.7) з урахуванням цієї умови перетвориться у рівність. Це і є умовою спряження (узгодження) апертури фазового дискримінатора або довжини шкали вимірювача за вимірюваним параметром, що дорівнює  $\frac{T_k}{2a_k}$ , з апіорним діапазоном даної шкали, роль якого відіграє довірчий інтервал більш грубого попереднього вимірювання. Слід зазначити, що похибка установки, або прив'язки, шкали передбачається істотно меншою від похибки вимірювань попереднього вимірювача. На практиці доцільно будувати вимірювальні системи, у яких усі шкали мають фіксоване настроювання. І хоча система реалізує значне відношення сигнал/шум, у ній використовується значна кількість вимірювальних шкал для розкриття неоднозначності вимірювань: для того щоб діапазон запізнювання не виявився з різних боків від максимуму характеристики фазового дискримінатора.

Позначивши вираз

$$\frac{\pi^2}{2a_k^2 \beta_{k-1}^2} = b_k,$$

одержимо

$$\omega_k^2 = b_k \sigma_{k-1}^{-2}. \quad (8.8)$$

Отже, перша груба шкала фазового вимірювача настраюється таким чином, щоб лінійна й однозначна ділянка його характеристики, де вона переходить через нуль, перекривала весь апіорний діапазон. Це, як зазначалося, досягається вибором частоти шкали. Точність вимірювань на першій шкалі визначається не тільки цією частотою, але і відношенням сигнал/шум у першому вимірювачі. На отриману оцінку в першому вимірювачі настраюється другий вимірювач, у якого апертура дискримінатора вибирається такою, що дорівнює довірчому апостеріорному інтервалу першого вимірювача. Оцінка при цьому уточнюється. Далі шкали додаються доти, поки не буде досягнута необхідна точність.

Крім сказаного, варто врахувати, що енергія  $E_k$  сигналу на кожній шкалі обмежена і сума енергій сигналу всіх шкал дорівнює  $E$ .

З розд. 3 видно, що при врахуванні апіорного розподілу ймовірності результуюча точність  $\sigma_p$  дорівнює сумі точностей апіорного розподілу й точності оцінювання.

$$\sigma_p^{-2} = \sigma_a^{-2} + \sigma_1^{-2}.$$

Для  $i$ -ї шкали

$$\sigma_{pi}^{-2} = \sigma_{(i-1)}^{-2} + \sigma_i^{-2}.$$

При цьому  $\sigma_0 = \sigma_a$ . Для  $n$  шкал точність результуючої оцінки дорівнює

$$\sigma_{pi}^{-2} = \sum_{i=0}^n \sigma_i^{-2}.$$

Дисперсія оцінювання на кожній шкалі визначається за формулою (8.5) своєю робочою частотою і своїм відношенням сигнал/шум.

Для випадку довільної апріорної невизначеності  $\sigma_a$  і необхідної точності вимірювань  $\sigma^{-2}$  при заданих коефіцієнтах довіри, або квантилях  $\beta_k$  кожної шкали, тобто при заданій імовірності того, що оцінка шкали не вийде за межі напівперіоду робочої частоти, задача оптимізації вимірювача за критерієм точності (8.5) при обмеженнях (8.8) і обмеженні на енергію сигналу буде мати вигляд

$$\max \sigma^{-2} = \max \left[ \sigma_a^{-2} + \sum_{k=1}^n \omega_k^2 q_k \right] \quad (8.9)$$

при  $\omega_1^2 = b_1 q_1$ ,

$$\omega_2^2 = b_2 [\sigma_a^{-2} + \sigma_1^{-2}], \quad (8.10)$$

$$\omega_n^2 = b_n \left[ \sigma_a^{-2} + \sum_{k=1}^n \omega_k^2 q_k \right],$$

$$\sum_{k=1}^n q_k \leq q, \quad (8.11)$$

де  $q_k = \frac{E_k}{N_k}$  - відношення енергії сигналу до спектральної щільності шуму в кожній  $k$ -й шкалі, і, як і раніше,

$$\frac{\pi^2}{2a_k^2 \beta_{k-1}^2} = b_k.$$

Підставляючи значення квадрата частоти з формули (8.8) у формулу (8.9), одержимо

$$\sigma_n^{-2} = \sigma_a^{-2} + \sigma_a^{-2} b_1 q_1 + \sigma_1^{-2} b_2 q_2 + \sigma_2^{-2} b_3 q_3 + \dots + \sigma_{n-1}^{-2} b_n q_n. \quad (8.12)$$

Зазначимо, що сума перших двох доданків – це точність оцінювання першого вимірювання з урахуванням апріорної дисперсії.

$$\sigma_1^{-2} = \sigma_a^{-2} + \sigma_a^{-2} b_1 q_1 = \sigma_a^{-2} (1 + b_1 q_1). \quad (8.13)$$

Тоді сума трьох складових, точність оцінювання після другого вимірювання дорівнює

$$\sigma_2^{-2} = \sigma_a^{-2} (1 + b_1 q_1) + \sigma_1^{-2} b_1 q_1 = \sigma_1^{-2} + \sigma_1^{-2} b_1 q_1 = \sigma_1^{-2} (1 + b_1 q_1).$$

Підставляючи значення  $\sigma_1^{-2}$  з формули (8.13), одержимо

$$\sigma_2^{-2} = \sigma_a^{-2} (1 + b_1 q_1) (1 + b_2 q_2).$$

Продовжуючи узагальнення для наступного доданка, тобто для наступної шкали і далі для  $n$  вимірювань, зазначимо, що

$$\sigma_n^{-2} = \sigma_a^{-2} \prod_{i=1}^n (1 + b_i q_i), \quad (8.14)$$

де  $n$  - кількість шкал.

Тоді задачу про оптимальний розподіл енергетичного потенціалу між шкалами можна сформулювати так:

$$A = \max \prod_{i=1}^n (1 + b_i q_i) \quad (8.15)$$

при  $\sum_{i=1}^n q_i = Q$ , де ефективність вимірювача  $A = \frac{\sigma_n^{-2}}{\sigma_a^{-2}}$ .

Розв'язок нескладно одержати будь-яким з відомих методів: методом підстановки, методом множників Лагранжа, методом динамічного програмування Беллмана або методом математичної індукції.

$$\text{Тоді } \max A = \left( \frac{q + \sum_{i=1}^n \frac{1}{b_i}}{n} \right)^n \prod_{i=1}^n b_i.$$

При цьому розв'язок задачі (8.15) має вигляд

$$q_{\text{копт}} = \frac{q}{n} + \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{1}{b_i} - \frac{1}{b_k}.$$

В оптимальному випадку, за критерієм максимуму  $A$ , вимоги до шкал  $b_k = b_{k-1} = b$  однакові і розв'язання спрощується. Тоді

$$\max A = \left( 1 + \frac{bq}{n} \right)^n \quad (8.16)$$

при оптимальному розв'язку

$$q_{\text{копт}} = \frac{q}{n}.$$

Залежність  $\max A = \max(\sigma_n^{-2}/\sigma_a^{-2})$  (формула (8.16)) від кількості шкал і від добутку  $bq$  наведена на рис. 8.2.

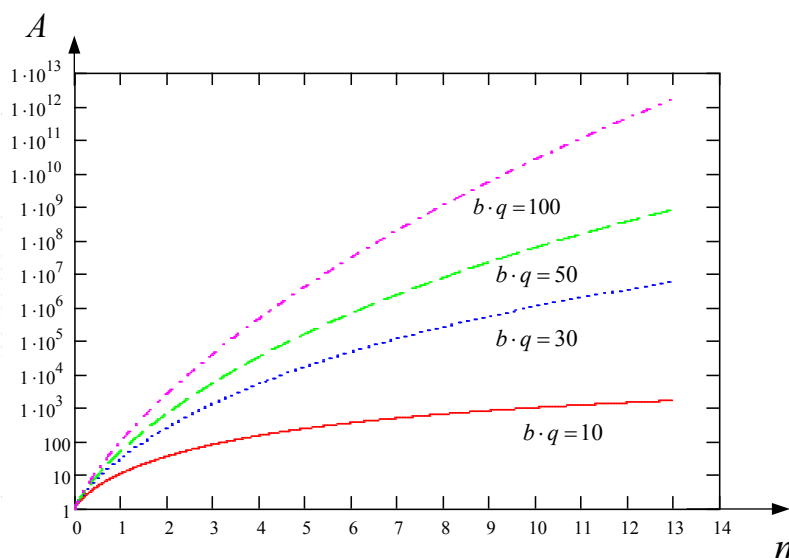


Рис. 8.2. Залежність ефективності вимірювача від кількості шкал і енергетичного потенціалу

Для випадку, коли значення енергетичного потенціалу  $q$  досить велике, тобто  $bq/n \gg 1$ , вираз (8.16) спрощується:  $\max A \approx \left(\frac{bq}{n}\right)^n$ . У цьому випадку величина найбільшої точності вимірювання  $A$  при заданій апріорній невизначеності досягає значення

$$\max A \approx e^{\frac{bq}{e}}$$

при оптимальній кількості шкал для спрощеного опису ефективності системи

$$n_{\max} = \frac{bq}{e},$$

де  $e$  - основа натуральних логарифмів.

Точність апроксимації ефективності зберігається тільки біля початку координат. І цей оптимум недоцільний.

Слід зазначити, що в даних задачах обмеження на кількість шкал з боку складності системи, або її вартості, не накладалося. Тому оптимальна кількість шкал для високої необхідної відносної точності  $A$  може виявитися неприпустимо великою.

Однак на практиці обмежуються фактично кількістю шкал не більше восьми. Із співвідношення (8.16) і рис. 8.2 видно, що для збільшення точності доцільно збільшувати енергетичний потенціал системи, а вже потім збільшувати кількість шкал. Але якщо зрозуміло, хоча б евристично, що кількість шкал досягається меншою ціною, то варто збільшувати кількість шкал.

Слід зазначити, що задачі (8.9)-(8.11) або (8.15), (8.16) являють собою одночасно специфічний синтез сигналу за критерієм точності для багатошкального фазового вимірювача запізнювання з одночасно (“гама”) і послідовно (“мелодія”) працюючими шкалами з заданою тривалістю або енергією сигналу.



Задача оптимізації вимірювача при обмеженій заданій тривалості радіосигналу має той самий вигляд, що й задача оптимізації вимірювача при обмеженій піковій потужності випромінювання. При цьому кожна шкала може бути побудована на будь-якому методі вимірювань і являти собою навіть РТС або комплекс.

Для випадку, коли вимірювач працює послідовно на всіх шкалах, задача оптимізації вимірювача аналогічна виразу (8.15), хоча замість обмеження (8.14) слід використовувати обмеження за часом вимірювання.

Тоді

$$\max A = \max \prod_{i=1}^n (1 + \xi_i T_i)$$

при 
$$\sum_{i=1}^n T_i = T_{\text{прип}},$$

де  $T_{\text{прип}}$  - припустимий час вимірювань;

$\xi_i = \frac{P_i}{N_i}$  - відношення потужності сигналу в шкалі до спектральної щільності шуму.

Розв'язання аналогічне розв'язанню задачі (8.15) і відповідає виразу (8.16), тобто

$$\max A = \left( \frac{T + \sum_{i=1}^n \frac{1}{\xi_i}}{n} \right)^n \prod_{i=1}^n \xi_i$$

при

$$T_{\text{копт}} = \frac{T}{n} + \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{1}{\xi_i} - \frac{1}{\xi_k}.$$

Оптимальні робочі частоти шкал можна послідовно визначити з виразу (8.10) або з виразу

$$\omega_k^2 = b_k \prod_{i=1}^k (1 + b_i q_i). \quad (8.17)$$

У випадку, коли  $b_k = b_{k-1}$  і  $q_k = q_{k-1}$  для будь-якої шкали «i», що записується як  $\forall i \in [1, n]$ , оптимальна кількість шкал  $n$  визначиться з рівняння

$$n = \frac{\ln A}{\ln bq - \ln n}. \quad (8.18)$$

Наближене (занижене значення кількість шкал  $n_0$ ), якщо  $bq$  досить велике, дорівнює

$$n = \frac{\ln A}{\ln bq}. \quad (8.19)$$

У загальному випадку визначити значення  $n$  можна за ітераційною формулою

$$n_i = \frac{\ln bq - \ln n_{i-1} + 1}{\frac{(\ln bq - \ln n_{i-1})^2}{\ln A} + \frac{1}{n_{i-1}}}. \quad (8.20)$$

Обчислювати слід з точністю до десятих, а потім округляти, тобто вибирати більше ціле значення

$$n := [n],$$

де  $[X]$  - більше ціле число (значення величини  $X$ ).

Зазначимо, як впливають обмеження за умовами однозначності вимірювань на результуючу похибку багатощкального вимірювача.

Введення додаткових шкал  $n > 2$ , за допомогою яких вирішується неоднозначність вимірювання, погіршує результуючу точність вимірювача за рахунок зниження енергетичного потенціалу в кожній шкалі, а результуюча точність виявляється на останній, найточнішій, шкалі. Тому очевидне погіршення точності вимірювача за рахунок введення додаткових шкал. Найширший апріорний діапазон та обмеження за умовами однозначності вимірювань призвели до необхідності введення додаткових шкал і трансформації спектра сигналу - замість монохроматичного сигнал стає багаточастотним.

**Перспективною є автоматизація процесу вимірювань багатоступінчастим вимірювачем. Це новий вимірювач.** Підстроювання точкового оцінювання на більш точну шкалу можна довірити автоматичній системі підстроювання з одночасною зміною (зменшенням) апертури дискримінатора, коли за рахунок цього підвищується крутість шкали. Це можливо і для випадку будь-яких типів вимірювачів. Так буде отримано адаптивний вимірювач, у якого крутість збільшується поетапно для підвищення точності, але так, що з певною надійністю не буде зриву у процесі підстроювання.

## Висновки

1. Підвищення вимог до надійності оцінювання шкал (зменшення параметра  $b_k$ ) і зменшення робочих частот шкал за своєю дією на точність рівносильні зниженню енергетичного потенціалу шкал, що призводить до істотного збільшення кількості шкал, особливо при великому відношенні апріорної дисперсії вимірювань до необхідної (рис. 8.2). При цьому, хоча б евристично, слід враховувати обмеження за умовами фізичної реалізації робочих шкал. При заданому енергетичному потенціалі шкал коефіцієнт використання частот шкал  $a_k$  рівносильний за своєю дією параметру  $b$ .

2. Використання великих енергетичних потенціалів дозволяє реалізувати малою кількістю шкал великі точності при великій апріорній невизначеності.

3. Для цифрових фазометрів коефіцієнт  $a_k$  використання частот  $\omega_k$  слід прийняти рівним одиниці. Але тоді надійність

шкал зменшується відповідно до відношення сигнал/шум. Тому порівняння їх характеристик та ефективності ще потребує додаткових досліджень.

4. Критерій точності багатошкальних вимірювань при заданій надійності кожної шкали може бути представлений у факторизованому вигляді залежно від енергетики шкал, довірчого інтервалу і коефіцієнта використання шкали  $a_k$ .

5. Найкраще використання робочих частот шкал  $a_k$  з точки зору підтримки великої точності на шкалі і зниження вимог до надійності вимірювань (зменшення  $\beta_k$ ) за своєю дією на результуючу точність вимірювача рівносильне збільшенню енергетичного потенціалу.

6. При різних вимогах до використання робочих частот шкал (якщо сигнал фіксованої форми) і при різних вимогах до надійності вимірювань відповідних шкал існує такий (оптимальний) розподіл енергетичного потенціалу по шкалах, при якому досягається максимум результуючої точності вимірювача.

7. Ефективність оптимізації реальних систем тим вища, чим суттєвіша різниця в зазначених вимогах до шкал, а також чим суттєвіша різниця між використаним технічним розв'язком і оптимальним.

8. Задача оптимізації вимірювача з послідовними в часі шкалами та з її розв'язанням на заданому інтервалі часу формально збігається з задачею оптимізації розподілу амплітудно-частотного спектра багатошкального періодичного сигналу при збереженні когерентності робочих частот.

9. При рівних вимогах до шкал оптимальні квадрати робочих частот розташовуються за законом геометричної прогресії.

10. При рівних і великих енергетичних потенціалах шкал їх кількість пропорційна логарифму відношення апіорної невизначеності до необхідної апостеріорної і обернено пропорційна логарифму еквівалентного енергетичного потенціалу.

11. При малій апіорній невизначеності, яка забезпечує однозначні вимірювання, оптимальним є гармонійний сигнал з найбільшою потрібною робочою.

12. Априорна невизначеність має винятково важливе значення при синтезі вимірювача, оскільки від її величини залежить результуюча точність вимірювань при заданій структурі вимірювача, або, навпаки, кількість шкал залежить від частоти, енергетики при заданій необхідній точності оцінювання параметра й априорній невизначеності.

13. Без урахування априорної невизначеності вимірювача неможливо коректно поставити задачу синтезу будь-якого вимірювача.

14. Досягти великої априорної невизначеності в будь-якому разі можна за допомогою багатоканальності, більшого часу пошуку, а також неоднозначності вимірювань і внаслідок цього багатощкальності при заданій результуючій точності вимірювань.

15. Велика кількість шкал не є оптимальною з погляду використання сумарної енергії сигналу, особливо при порівняно малому відношенні сигнал/шум  $q$  і коефіцієнті  $b$ . Однак при великій априорній невизначеності це може виявитися необхідним. Для кожного відношення сигнал/шум  $q$  і для кожного коефіцієнта  $b$  існує оптимальна кількість шкал, при якій реалізується максимальна точність вимірювань при заданій априорній невизначеності.

16. Якщо шкали дорогі, наприклад окремі РТС, то досягати необхідної точності при заданій априорній невизначеності доцільно не збільшенням максимальних робочих частот і кількості шкал  $n$ , а збільшенням енергетичного потенціалу  $q$  і коефіцієнта  $b$ .

17. Підвищення вимог до надійності оцінювання шкал (зменшення параметрів  $b_k$ ) і збільшення робочих частот шкал за своєю дією на точність оцінювання рівносильне зниженню енергетичного потенціалу шкал, що призводить до істотного збільшення кількості шкал, особливо при великому відношенні априорної невизначеності до необхідної дисперсії вимірювань (рис. 8.2). При заданому енергетичному потенціалі шкал коефіцієнт використання частот шкал рівносильний за своєю дією надійності вимірювань.

18. Випадки малих енергетичних потенціалів шкал менш бажані, ніж в одношкальних вимірювачах, оскільки зі збільшенням кількості шкал має місце посилений пороговий ефект зменшення точності (рис. 8.2), тому що загальна енергія сигналу розподіляється по шкалах.

19. Викладені положення справедливі також для фазових вимірювачів інших параметрів.

До основних рекомендацій розробникам фазометричних систем слід віднести:

– вибір оптимальних параметрів РТС відповідно до викладених результатів;

– прагнення до переважного збільшення енергетичного потенціалу (рис. 5.2), а потім - кількість шкал (або засобів) порівняно з існуючою їх кількістю ( $n < 6$ );

– прагнення по можливості до зменшення апріорної невизначеності за рахунок інших засобів, що дозволяє скорочувати кількість шкал і спрощувати апаратуру, тобто якщо апріорі відомий параметр з деякою точністю і надійністю, то доцільно починати вимірювання з відповідної за апріорною точністю шкали.

### **Контрольні питання**

1. Що таке багат шкальний вимірювач?
2. Що таке багатозначність вимірювача?
3. Як вирішується багатозначність вимірювача?
4. Якою є точність багат шкального вимірювача?
5. Що таке багат етапний вимірювач?
6. Якою є точність багат етапного вимірювача?
7. Чи можлива оптимізація вимірювань багат етапним методом?

### **8.3. Оптимізація багат шкального вимірювача за умовним критерієм якості**

У даному підрозділі, крім впливу ряду розглянутих факторів на критерій якості, враховується також вплив обмежень по вартості виробництва вимірювача.

Врахування обмежень по вартості рівнозначно адекватності математичної моделі до реальних систем. А для цього потрібне перетворювання нечіткої множини вартості у випадкову величину. Метод цього перетворювання викладено в першому розділі і роботах [19, 20, 40, 51].

Сформульований у підрозд. 8.2 узагальнений показник якості  $A$  багатоскальового вимірювача зв'язує в компактній канонічній формі кілька характеристик, названих показниками якості або зовнішніми параметрами, і внутрішні (технічні) параметри. У ньому відображено результуючу точність вимірювань  $\sigma_n^{-2}$ , дисперсію апіорного розподілу  $\sigma_a^2$ , коефіцієнти довіри  $P_k(b_k)$  до оцінювання шкал, робочі частоти шкал  $\omega_k$ , енергетичні показники - відношення сигнал/шум  $q_k$  і кількість шкал  $n$ :

$$A = \frac{\sigma_n^{-2}}{\sigma_a^{-2}} = \prod_{k=1}^n (1 + b_k q_k) \approx \prod_{k=1}^n b_k q_k. \quad (8.21)$$

Обмеження на пікову потужність сигналів усіх шкал у передавачі, або на загальну тривалість сигналу типу «мелодія», можуть бути представлені як обмеження на результуюче відношення сигнал/шум:

$$\sum_{k=1}^n q_k \leq q. \quad (8.22)$$

Необхідний коефіцієнт довіри всього вимірювача  $P(b)$ , що називається довірчою імовірністю, є також обмеженням на коефіцієнти довіри шкал  $P(b_k)$ :

$$\prod_{k=1}^n P_k(b_k) \leq P. \quad (8.23)$$

Якщо шкали однорідні, де оцінки в них мають однакову форму щільності розподілу ймовірності, то  $P_k(b_k) = P(b_k)$ .

Можна показати, що  $\max A$  (8.21) при обмеженні (8.23) досягається, якщо  $b_k = b_{k-1} = b$ . Символ  $P(b)$  являє собою ймовірність відсутності при вимірюваннях промаху, або ймовірність потрапляння вимірюваного параметра в апертуру всіх шкал.

Якщо наближення (8.21) несправедливе, то функція  $A$  не буде розділеною (сепарабельною) відносно параметрів  $q$  і  $b$ . Розв'язання такої задачі складніше, однак воно принципово нічим не відрізняється від розв'язання задач, викладених раніше.

Розв'язання задачі аналогічне також у випадку, якщо шкали являють собою різнотипні вимірювачі або системи з різними щільностями розподілу ймовірності оцінки. В усіх цих випадках у два етапи розв'язується задача оптимізації вимірювача за параметрами  $q_k$  і  $b_k$ .

При побудові системи завжди, хоча б евристично, враховується вартість її створення й експлуатації або загальна ціна виробу. Якщо задача розв'язується в інтересах виготівника системи, який закуповує комплектуючі деталі, то це ціна виробу. Якщо всі комплектуючі вироби виготовляються відразу оптово на своєму підприємстві, то це майже собівартість. Як викладено у попередніх розділах, задача може бути представлена як задача вибору, якщо відомі аналогічні зразки елементів системи, їх вартості і параметри. Залежності технічних параметрів від вартості можуть бути представлені також у вигляді прогнозів або згладжених статистичних даних, наприклад у вигляді ліній середньоквадратичної регресії вартості на параметри системи.

Таким чином, введемо додаткові обмеження на асигнування на вимірювальну систему. Відповідно до викладеного передбачається, що існує залежність  $C_u(q)$  або зв'язок вартості радіотехнічної частини системи з реалізованим нею відношенням сигнал/шум  $q_k$  у кожній шкалі.

Якщо шкали належать одній системі, то, як правило, вартості їх  $C_{1k}$  майже однакові, а радіотехнічна частина системи загальна, або суміщена. Тоді задачу оптимізації такої системи з багатошкальним вимірювачем можна подати як

$$\min C = \min [C_u(q) + nC_1] \quad (8.24)$$

{q,n}

при обмеженні

$$(1 + bq)^n \geq A, \quad (8.25)$$



де  $C$  - сумарна вартість вимірювача;

$$A = \frac{\sigma_{\text{н прип}}^{-2}}{\sigma_a^{-2}},$$

де  $\sigma_{\text{н прип}}$  - припустима середньоквадратична похибка багатозкального вимірювача.

Як і раніше, під вартістю розуміється або ціна, собівартість, вартість виробництва, або повна вартість. У будь-якому випадку її значення для всіх елементів системи має бути тим самим.

Розв'язок такої задачі математичного програмування, сформульоване у вигляді формул (8.24), (8.25), можна знайти з рівняння

$$C'_{u(q)}(q) - \frac{C_1 b \ln A}{(1 + bq) \ln(1 + bq)} = 0. \quad (8.26)$$

Він отриманий при підстановці виразу (8.25) у вираз (8.24) і відшуканні безумовного екстремуму.

Якщо зробити заміну змінних

$$X = 1 + bq,$$

$$C_{u(q)}(q) = C_u\left(\frac{X-1}{b}\right),$$

$$k_1 = \sqrt{\frac{C_1 \ln A}{b}},$$

то рівняння (8.26) можна перетворити так:

$$X = \exp[k_1 X C'_u(X)]^{\frac{1}{2}}.$$

Для диференційованих значень  $C_{u(q)}(q)$  знаходимо розв'язок  $X_{opt}$  даного рівняння, або рівняння (8.26), відомим методом дотичних, який називають ще методом Ньютона - Рафсона.

Наближений розв'язок знаходиться з ітераційної формули

$$X_i = \frac{\exp\left\{[k_1(X_{i-1}C'_u(X_{i-1}))]^{-\frac{1}{2}}[1 + X_{i-1}k_2(X_{i-1})]\right\}}{1 + k_2(X_{i-1})\exp[k_1X_{i-1}C'_u(X_{i-1})]^{-\frac{1}{2}}},$$

де  $k_2(X_{i-1}) = \frac{k_1}{2}(X_{i-1}C'_{X_{i-1}})^{-\frac{3}{2}}(C'_{X_{i-1}} + X_{i-1}C''_{X_{i-1}})$ .

Необхідна кількість шкал  $n_{opt}$  визначається з формули (8.25):

$$n_{opt} = \left\lceil \frac{\ln A}{\ln(1 + bq_{opt})} \right\rceil,$$

де дужки  $\lceil \ ]$  означають ціле більше число.

У загальному випадку, коли вимірювач являє собою не суміщену систему, а систему з розподільним прийманням сигналів різних шкал, наприклад вимірювальний комплекс із різними системами або багатобазову систему, то задача оптимізації може бути формалізована у вигляді

$$\min C = \min \left\{ \sum_{k=1}^n [C_u(q_k) + C_{lk}] \right\} \quad (8.27)$$

при

$$\prod_{k=1}^n (1 + b_k q_k) = A. \quad (8.28)$$

Можна також показати [10, 15-17], що для багатобазової системи, коли залежності  $C_u(q)$  однакові, при  $b_k=b$  відношення сигнал/шум у шкалах теж однакові. Для цих випадків задача (8.27), (8.28) спрощується:

$$\min C = \min_{\{q,n\}} n[C_u(q) + C_1]$$

при  $(1 + bq)^n = A$ .

Розв'язок такої задачі знаходиться з функціонального рівняння

$$\frac{1}{X \ln X} = \frac{C_2(X)}{C_2(X) + C_1}.$$

Якщо залежність  $C_u(q)$  задана дискретними статистичними даними, то така задача формулюється як задача вибору функціональних елементів. Якщо багато таких елементів або параметрів системи, то відповідно до викладеного в даному розділі визначаються лінії середньоквадратичної регресії вартості на параметри. У будь-якому випадку існують похибки вираження залежностей  $C_u(q)$ . Тому і розв'язок може не мати великої точності. Однак запропонований метод постановки і розв'язання задач дозволяє знайти в першу чергу точкові значення розв'язків, які цікавлять. Відшукання довірчих границь розв'язків залежить від методів обробки статистичних даних і тут не розглядається.

Введення додаткових, реально існуючих обмежень уточнює математичну модель ефективності систем, може призводити, як і слід очікувати, до погіршення результату її функціонування. Однак при цьому важливо, як вибирати параметри систем, тому що з'являються оптимуми через те, що показники якості систем між собою суперечливі. Іншими словами, поліпшення одного показника якості може бути виконано лише за рахунок погіршення іншого показника за інших рівних умов. Наприклад, поліпшення одного показника якості досягається збільшенням вартості системи або погіршенням іншого показника.

Таким чином, невикористання можливості оптимізації (покращення) якості вимірювачів за умовним критерієм (за вектором показників і параметрів) може призвести до істотного погіршення їх показників, навіть якщо системи створюють досвідчені експерти. Тому оптимізація вимірювачів дозволяє уникнути істотних суб'єктивних похибок у побудові систем.

#### 8.4. Загальний випадок оптимізації багатоскальних вимірювальних систем

У даному підрозділі розглядається загальний випадок оптимізації радіотехнічних систем: врахування впливу обмеження на енергетичний потенціал радіолінії.

Задача (8.27), (8.28) може розв'язуватися тільки приблизно, якщо при цьому розв'язок існує і він єдиний. Для практичного випадку, коли  $C(X)$  - монотонно зростаюча функція і  $C'(X) > 0$ ,  $C^{(n)}(X) > 0$ , методом дотичних можна одержати ітераційну формулу для розрахунку  $X_{opt}$ :

$$X_i = \frac{[C(X_{i-1}) + C_1] \ln^{-1} X_{i-1} + C''_{i-1} X_{i-1}^2}{(C'_{i-1} + C''_{i-1} X_{i-1})}, \quad (8.29)$$

де  $C_{i-1} = C(X_{i-1})$ .

Величина  $n_{opt}$  визначається за формулами (8.18), (8.25). Алгоритм (8.29) призначений також для кривих з вгнутими ділянками, якщо для

$$|C''_u| \leq \frac{(C'_u(X))^2}{C_u(X) + C_1} + \frac{1}{\ln X} \left( \frac{2C'_u(X)}{X} + \frac{C_u(X) + C}{X^2} \right). \quad (8.30)$$

Розглянемо умови застосування розв'язання задачі таких суміщених систем, як ітеративні формули для визначеного класу залежностей вартість – енергетичний потенціал. Використовуючи принцип подвійності, задачу

$$\min C = \min \sum_{k=1}^n C_u(q_k) \quad (8.31)$$

при

$$\prod_{k=1}^n (1 + b_k q_k) \geq A \quad (8.32)$$

можна записати у вигляді, аналогічному виразам (8.7), (8.16), тобто

$$\min \frac{1}{A} = \min \frac{1}{\prod_{k=1}^n X_k}$$

при

$$\sum_{k=1}^n C_2(X_k) \leq \Delta C_{\text{прип}},$$

де  $X_k = 1 + b_k q_k$ ;

$$\Delta C_{\text{прип}} = C_{\text{прип}} - C_0;$$

$$C_2(X_k) = C_2 \left[ \arccos_1 \frac{X_k - 1}{b_k} \right].$$

Як показано раніше та в роботах [19, 20], таку задачу можна розв'язати методом послідовних наближень для широкого класу функцій  $C(q_r)$ . Розв'язок існує, і він єдиний для опуклих  $C_2(X_k)$ :

$$X_{\text{копт}} = \frac{1}{C'_{0k}(X)} \sqrt[n]{A \prod_{k=1}^n C'_{oi}(X)}.$$

Якщо умова (8.30) не виконується, то використовується ітераційна процедура для пошуку оптимуму.

Для довільних (опуклих і вгнутих) техніко-економічних обмежень  $C_2(X_k)$  і невиконання нерівності (8.30) задача може мати декілька екстремумів. Вони долаються відомими методами.

Конкретна задача (8.31), (8.32) розв'язується методом послідовних наближень навіть для більш широкого класу функцій, ніж вираз (8.30), однак при цьому необхідно перевірити абсолютність мінімуму. Виходячи з викладеного вище можна встановити, що для лінійного згладжування статистичного матеріалу (вартість - енергетичний потенціал) задача розв'язується одразу і точно, однак з методичною похибкою, пов'язаною з розподілом імовірності вибірок статистичного матеріалу. Метод перебору варіантів побудови можливий лише у випадку, коли кількість статистичних "точок" невелика.

Для багатошкальних систем ефективність також має форму виразу (8.15). Тільки для всього періодичного вихідного сигналу, що являє собою дискримінаційну характеристику, використовується тільки половина періоду, де дотримується однозначність вимірювань. Це досягається тим, що апріорний діапазон забезпечує задану апріорі точність запізнювання розміром у напівперіод. Іноді використовується тільки частина напівперіоду, де точність вимірювань є прийнятною з точки зору допустимої точності.

Таким чином, для багатошкальних систем

$$A = \prod_{k=1}^n (1 + b_k q_k). \quad (8.33)$$

Оскільки якісна робота багатошкальної системи можлива лише при  $b_k q_k \gg 1$ , то

$$A = K_1 \prod_{k=1}^n q_k, \quad (8.34)$$

де  $K_1 = \prod_{k=1}^n b_k$ ;

$n$ -кількість шкал.

Умови обмеженості енергії сигналу в шкалах, які зумовлені чи обмежені піковою потужністю сигналу типу «гамма» або часом, тривалістю сигналу типу «мелодія», можна представити у вигляді обмеження на відношення сигнал/шум

$$\sum_{k=1}^n q_k \leq q_{\Sigma} . \quad (8.35)$$

Умову обмеженості асигнувань  $C$  можна подати як

$$\sum_{k=1}^n [C_k(q_k) + C_{ok}] \leq C_{\Sigma} , \quad (8.36)$$

де  $C_k(q_k)$  - залежність вартості високочастотної частини системи від відношення сигнал/шум;

$C_{ok}$  - вартість фазометричної апаратури шкали.

З огляду на показники якості (8.33), (8.35), (8.36) задачу можна подати як

$$\min \frac{1}{A_1} = \max \prod_{k=1}^n q_k \quad (8.37)$$

при обмеженнях

$$\sum_{k=1}^n q_k \leq q_{\Sigma} ;$$

$$\sum_{k=1}^n [C_k(q_k) + C_{ok}] \leq C_{\Sigma} ,$$

де  $A_1 = A/K_1$ .

Задача (8.37) відрізняється від задачі (8.21), (8.22) обмеженням на асигнування.

Це обмеження якісно змінює задачу, оскільки:

1) система функціональних обмежень може бути несуміщеною, тобто обмеження не задовольняються ні при яких значеннях  $q_k$  у шкалах; у цьому випадку необхідно переглянути можливість реалізації системи при заданих  $A_1, q$  або  $C$ ;

2) якщо поміняти місцями цільову функцію і яке-небудь обмеження, то задача може мати інший розв'язок – це явище теж є одним з типів подвійності [17].

Проаналізуємо задачу для типового випадку обробки сигналів різними засобами в одному діапазоні

$$C_k(q_k) = C_{k-1}(q_{k-1}) = C(q_k)$$

при однаковій вартості фазометричної частини апаратури (шкали)

$$C_{ok} = C_o.$$

Тоді

$$\sum_{k=1}^n [C_k(q_k) + C_{ok}] = \sum_{k=1}^n C(q_k) + nC_o \leq C_\Sigma. \quad (8.38)$$

Якщо вартість фазометричної частини апаратури  $C_o$  мала порівняно з вартістю приймальних трактів  $C(q_k)$ , то стає очевидним, що оптимальний розв'язок задачі (8.35) – (8.37) збігається з розв'язком задачі оптимізації за критерієм ефективності  $A$  при обмеженій потужності сигналу

$$q_{opt} = \frac{q_\Sigma}{n}. \quad (8.39)$$

Якщо умова (8.38) не виконується, то при заданих асигнуваннях задача не має розв'язку, тобто необхідно перевірити умови виконання виразу (8.38).



Таким чином, при досить малому  $C_o \ll C_k(q_k)$  або для  $\forall q_k$  оптимальний розв'язок дорівнює виразу (8.39), якщо виконується умова (8.38). Оптимальна кількість шкал визначається з умови

$$\frac{\partial \ln A}{\partial n} = \ln q_\Sigma - \ln n - 1 = 0.$$

При цьому, як і раніше,  $n_{opt} = e^{\frac{q}{e}}$ .

Якщо умова (8.38) виконується для інтервалу значень  $n$ , то оптимальна кількість шкал для задачі (8.35) – (8.37) вибирається з області припустимих значень  $n \in [n_1, n_2]$  із співвідношення (8.27), найбільш близьких до  $n_{opt}$ .

Вибір  $n$  може здійснюватися визначенням  $n_1$  або  $n_2$  з рівняння

$$n \left[ C \left( \frac{q_\Sigma}{n} \right) + C_o \right] = C_\Sigma$$

або за ітераційною формулою

$$n_{1,2(i)} = n_{(i-1)} \frac{1}{2C'_q q_\Sigma} \left[ K_{(i-1)} \pm \sqrt{K_{(i-1)}^2 - C_\Sigma C'_q q_\Sigma} \right],$$

$$\text{де } K_{(i-1)} = \frac{1}{2} \left( \frac{C + C_o}{C'_q q_\Sigma} n_{i-1} + 1 \right).$$

Для суміщеної виміральної системи умова (5.38) набуває вигляду

$$C(q_\Sigma) + nC_o \leq C_\Sigma. \quad (8.40)$$

У цьому випадку  $n_1=0$ , а  $n_2$  можна визначити з рівняння, у якого обидві частини співвідношення (8.40) дорівнюють

$$n_1 = \frac{C_\Sigma - C(q_\Sigma)}{C_0}. \quad (8.41)$$

Якщо  $n_2 > n_{opt}$ , то  $n_2 := n_{opt}$ , а якщо  $n_2 < n_{opt}$ , то  $n := n_2$ . В останньому випадку максимальна ефективність являє собою *supremum*, а не екстремум.

Факт залежності кількості шкал і відношення сигнал/шум від вартості відображено як в умові (8.38), так і у виразі (8.36). Якщо  $n_2 > n_{opt}$ , то оптимальне відношення сигнал/шум можна визначити з того самого рівняння (8.41)

$$n_{opt} = \frac{q_\Sigma}{e} = \frac{C_\Sigma - C(q_\Sigma)}{C_0}$$

або за ітераційною формулою, отриманою методом дотичних,

$$q_{\Sigma^{(i)}} = \frac{C_\Sigma - C(q_{\Sigma^{(i-1)}}) + C'(q_{\Sigma^{(i-1)}})q_{\Sigma^{(i-1)}}}{\frac{C_0}{e} + C'(q_{\Sigma^{(i-1)}})q_{\Sigma^{(i-1)}}}.$$

Якщо  $n_2 \leq n_{opt}$ , то

$$n_2 := \frac{C_\Sigma - C(q_\Sigma)}{C_0},$$

звідси

$$q_\Sigma = \frac{1}{C'(q_{\Sigma^{(i-1)}})} [C_\Sigma - n_2 C_0 - C(q_{\Sigma^{(i-1)}}) + C'(q_\Sigma)q_{\Sigma^{(i-1)}}].$$

Таким чином, у результаті розв'язання загальної задачі оптимізації інформаційно-виміральної радіотехнічної системи можуть бути отримані оптимальні зовнішні параметри, або показники якості системи, і внутрішні (технічні) параметри, а також рекомендації про оптимальну структуру системи і оптимальний сигнал. Остання рекомендація так само, як і сигнал, залежить від технічних параметрів. Для ухвалення рішення про структуру і сигнали необхідно також ставити задачу оптимізації, використовуючи ті самі показники якості системи. Представлені алгоритми досить прості для використання. Розв'язання задач оптимізації систем або комплексів може служити проміжним етапом, коли, застосовуючи результати розв'язання задачі параметричного синтезу РТС, можна одержати загальний (глобальний) розв'язок, тобто прийняти загальне рішення про всі елементи радіотехнічних систем або комплексів.

Наведені результати, що враховують у загальному випадку апріорну невизначеність, при обробці сигналу з метою вимірювання його параметра будуть використані далі при розгляді багатоетапних систем. Багатоетапні системи є деякою мірою найбільш загальними системами, що можуть містити в собі, у своїх шкалах-етапах, усі розглянуті випадки. Незважаючи на специфіку побудови шкал, методи ухвалення рішення про багатоетапні системи, кількість шкал, оптимальні параметри шкал, оптимальні енергетичні потенціали шкал і про оптимальні елементи системи можуть бути такими самими. Показники якості можуть бути ті самі, незважаючи на те, що використані сигнали і принципи дії шкал можуть бути будь-якими.

### **8.5. Багатоетапний пристрій оцінювання параметра сигналу**

Використовуючи розглянуті задачі попередніх підрозділів, можна їх узагальнити на випадок багатоетапного вимірювача будь-якого параметра сигналу.

Багатоетапним вимірювачем параметра сигналу є такий вимірювач з неперіодичною, але неоднозначною шкалою, який на кожному наступному етапі (циклі) вимірювань настроюється на оцінювання попереднього, більш грубого вимірювача, при цьому

апертура дискримінатора наступного етапу, або робочий діапазон вимірювань, повинні відповідати точності (довірчому інтервалу) вимірювача попереднього етапу.

Іншими словами, багатоетапний вимірювач являє собою багаторазовий, послідовний у часі вимірювач, що адаптується до оцінювання і точності попередньої шкали - етапу. Оскільки апріорний діапазон вимірюваного параметра може бути теоретично великим, а необхідна точність досить високою, то необхідні кількість шкал і енергетичний потенціал радіолінії можуть бути досить великими.

Багатоетапний вимірювач відрізняється від багатошкального не тільки тим, що шкали можуть бути неперіодичними, а, головне, тим, що на кожному етапі можуть бути будь-які типи вимірювачів, у тому числі і багатошкальні.

Слід зазначити, що реальні радіотехнічні системи, де потрібні і широкий апріорний діапазон вимірювань і необхідна висока точність, як правило, багатоетапні за багатьма параметрами. Наприклад, звичайний часоімпульсний метод вимірювання дальності, заснований на вимірюванні запізнювання сигналу, є двохетапним. Спочатку використовується пошук і виявлення сигналу, а потім використовується більш точна шкала дискримінатора, що стежить за запізнюванням, з точністю до частини тривалості фронту імпульсу. Фактично на першому етапі виявлення параметра сигналу є одночасним вимірюванням імпульсного сигналу з точністю до ширини імпульсу, після чого підключається система стеження за параметром з більш високою точністю.

Багатоетапний вимірювач може бути реалізований і в одній системі, і в одному каналі, у цілому комплексі вимірювальних систем, що передають параметр цілі для супроводу більш точним системам. При цьому фізичний принцип дії, метод, спосіб і алгоритм вимірювань кожної шкали (етапу) можуть бути будь-якими.

Більш простими етапами є дискримінаторні, або функціональні, вимірювачі. Тому найчастіше як етапи вимірювача беруть саме їх.

Оскільки точність дискримінатора визначається крутістю дискримінаторної характеристики, у радіотехнічних системах дискримінаторами служать селектуючі пристрої, які гостро відчують настроювання за параметром, який селектують.

Наприклад, якщо параметром селекції є частота, то використовують коливальний контур (або резонатор), де застосовується явище резонансу, або двоканальну схему з коливальних контурів. Для параметра селекції за запізнюванням використовують одну або дві автокореляційні функції. Для селекції за напрямком використовують діаграми спрямованості антени і т. д.

Найчастіше в якості селектуючого пристрою, але зовсім необов'язково, застосовують пристрій формування сигнальної функції. Причина його застосування полягає в тому, що такий пристрій її формування згладжує, відфільтровує флуктуаційні шуми, що діють у системі і одночасно формують дискримінаторну характеристику.

Нехай кожен етап багатоетапного вимірювача являє собою дискримінаторний вимірювач. Будемо вважати, що дискримінатор двоканальний. Тоді точність такого вимірювача може бути подана, за виразом (3.3), як

$$\sigma_n^2 = \frac{2\sigma_{\text{ш}}^2}{(U'_{(\lambda)})^2},$$

де  $(U'_{(\lambda)})^2$  - крутість дискримінаторної характеристики за вимірюваним параметром;

$\sigma_{\text{ш}}^2$  - дисперсія флуктуаційного шуму.

Найчастіше шкала дискримінатора підбирається майже лінійною. Якщо використовується як канал дискримінатора селектуюча функція, як найбільш чутлива в радіодіапазоні, то на межах дискримінаторної характеристики вихідна напруга або параметр індикації природно дорівнює рівню (амплітуді) сигналу або ж пропорційний йому. Тоді

$$(U'_{(\lambda)})^2 = \left(\frac{2U_m}{2\Delta\lambda_\partial}\right)^2,$$

де  $2\Delta\lambda_\partial$  - апертюра дискримінатора, або довжина діапазону вимірюваного параметра в даному двоканальному дискримінаторі.

Звідси відношення для дисперсії вимірювань дорівнює

$$\sigma_n^2 = \frac{2\Delta\lambda_\partial^2}{q},$$

де  $q = \frac{U_m^2}{\sigma_{\text{ш}}^2}$  - відношення сигнал/шум з урахуванням того, що шум у двох каналах некорельований.

Найкраще узгодження (спряження) діапазону вимірювань з апертурою дискримінатора здійснюється, коли вони рівні. Розуміючи під діапазоном вимірювача апріорний довірчий інтервал вимірюваного параметра, який дорівнює апертурі, тобто  $2\beta_a\sigma_a = 2\Delta\lambda_\partial$ , одержимо

$$\sigma_n^2 = \frac{2\beta_a^2\sigma_a^2}{q}.$$

У даному розділі зазначено, що якщо точність вимірювача значна, наприклад на порядок більша від точності апріорних відомостей, то останніми можна знехтувати, щоб спростити розрахунки. Але в загальному випадку ці відомості повинні бути обчислені. Тоді результуюча точність дорівнює

$$\sigma_{np}^{-2} = \sigma_a^{-2} + \sigma_n^{-2}.$$

Або докладніше

$$\sigma_{np}^{-2} = \sigma_a^{-2} \left(1 + \frac{q}{2\beta_a^2}\right).$$

Для будь-якої  $k$ -ї шкали (етапу)

$$\sigma_k^{-2} = \sigma_{k-1}^{-2} \left(1 + \frac{q_k}{2\beta_{k-1}^2}\right).$$

Тому результуюча точність дорівнює

$$\sigma_n^{-2} = \sigma_a^{-2} \prod_{k=1}^n (1 + b_k q_k), \quad (8.42)$$

де  $b_k = \frac{1}{2\beta_a^2}$ .

При цьому результуюча оцінка є зваженою:

$$\lambda_p = \sum_{k=1}^n \frac{\sigma_{k-1}^{-2}}{\sigma_n^{-2}} \lambda_k. \quad (8.43)$$

Слід зазначити, що як би не формувалася дискримінаторна характеристика, якщо вона лінійна і задана її апертурою, то відношення (8.42), (8.43) справедливі. Але було б несправедливим вважати, що результуюча точність не залежить від форми сигналу і системи його обробки. Будемо припускати, що на кожному етапі сигнал обробляється погодженим фільтром або корелятором, що забезпечує максимум відношення сигнал/шум на виході, що необхідно для підвищення точності вимірювань (8.42).

Але навіть при цьому відповідно до розд. 4 можливі втрати енергетичного потенціалу за рахунок збурень, неідеальностей системи і розстроювань по параметрах. У наших відношеннях не були враховані точності настроювань дискримінаторів на попередні оцінювання. Вивчення цього питання показало, що точність настроювання відіграє істотну роль тільки на найточнішій шкалі-етапі.

Результуюча точність багатоетапного вимірювача залежить від усіх зазначених факторів і, зрозуміло, від точності апріорних даних. Потужність флуктуаційного шуму на виході двох каналів дискримінаторів вважається незалежною. Для кутових двоканальних дискримінаторів, наприклад для моноімпульсних систем, враховуються сумарні теплові шуми антен і преселекторів. Більш того, до таких шумів варто додати також нечутливість дискримінаторів, або механічні люфти, якщо вони є. Як показано в розд. 3, рівень сигналу впливає на точність вимірювань. Тому роль мультиплікативної завади повинна бути вивчена і врахована. Характер кореляції такої завади тут не розглянуто.

Оскільки принципів розходжень у математичному описі результуючої точності багатоетапного вимірювача нема, задачі оптимізації його в умовах таких же обмежень формулюються і розв'язуються так само. Однак є загальні поняття, які необхідно враховувати при оптимальній побудові систем. Якою б не була система обробки сигналу, важливо, щоб на виході дискримінаторів була найменша потужність флуктуаційних шумів, і при тому самому рівні вихідного сигналу більшою була крутість дискримінаторної характеристики, яку називають чутливістю вимірювача. Цим вимогам, швидше за все, відповідають вузькосмугові сигнали. Однак не завжди. Тим більше, що завжди є обмеження за часом вимірювань з боку динамічних похибок вимірювачів, що стежать, та інші обмеження.

Багатоетапний вимірювач є загальним випадком з погляду опису ефективності систем. Особливості мають лише пошуковий і багатоканальний методи оцінювання. Тому оптимізацію технічних параметрів вимірювальних систем, що називають



також задачею синтезу оптимальних технічних параметрів, можна подати у загальному вигляді як

$$A = \max \prod_{k=1}^n (1 + b_k q_k), \quad (8.44)$$

$$\sum_{k=1}^n q_k \leq q_{\Sigma}, \quad (8.45)$$

$$\sum_{k=1}^n [C_k(q_k) + C_{ok}] \leq C_{\Sigma}, \quad (8.46)$$

$$\sum_{i=1}^{n_k} C_{ik}(X_{ik}) X_{ik} \leq C_k(q_k), \quad (8.47)$$

$$\prod_{k=1}^n p_{\text{довк}}(q_k) \geq p_{\text{довприп}}, \quad (8.48)$$

$$X_{ik\min} \leq X_{ik} \leq X_{ik\max},$$

де  $X_{ik}$ - і-й параметр  $k$ -го каналу;

$C_{ik}(X_{ik})$  - вартість і-го елемента  $k$ -го каналу;

$p_{\text{довк}}$  - довірча ймовірність  $k$ -го каналу;

$p_{\text{довприп}}$  - припустима довірча ймовірність вимірювача.

Особливості постановок і розв'язання задач оптимізації вже викладені в даному розділі. Для великих  $q_k$  задача (8.44) – (8.48) може бути спрощена:

$$\max A = K_o \max \prod_{k=1}^n \prod_{i=1}^{n_k} X_{ik}$$

при  $\sum_{k=1}^n \sum_{i=1}^{n_k} C'_{ik}(X_{ik}) X_{ik} \leq C_{\Sigma}.$

Перенумерувавши співмножники і відповідні доданки, одержимо задачу у вигляді, уже розглянутому раніше:

$$\max A = K_0 \max \prod_{j=1}^m X_j,$$

де  $m = n n_k$ .

Оптимальний розв'язок аналогічний розд. 5:

$$X_{kj} = \frac{C_\Sigma}{n n_k C'_{kj}}.$$

Частіше канали ідентичні. Тоді

$$q_{\text{копт}} = \frac{q_\Sigma}{n}.$$

Крім того,

$$C_k(q_k) = C_{k-1}(q_{k-1}),$$

$$A = K_0 \left( \frac{C_\Sigma}{m D_k(C_{kj})} \right)^m,$$

де  $D_k(C_{kj}) = \left( \prod_{j=1}^n C'_{kj} \right)^{\frac{1}{n_k}}$  - оператор розрахунку середнього геометричного відносно змінних  $C'_{kj}$ . Існує оптимум по змінній  $m$ .

Розглянутий у розділі багатоетапний вимірювач в існуючих високоточних і широкодіапазонних системах зустрічається найчастіше, оскільки він є природним вирішенням протиріч між високою точністю і широким діапазоном вимірювань. Показники якості багатоетапного вимірювача ті самі, що й у багатошкального. Тому ефективність його може вивчатись за тими самими відношеннями, що і для багатошкального вимірювача.

Багатоетапний вимірювач може бути тільки з послідовними в часі шкалами, оскільки дискримінаторна характеристика в нього може бути неперіодичною, на відміну від багатошкального вимірювача. Принципово не має значення, який вимірювач використовується для кожного етапу. Однак з урахуванням економічного показника кращою може стати суміщена система. Задачі оптимізації багатоетапних вимірювачів приводяться до раніше розглянутих результатів. Оптимізація суміщених систем, у яких у кожному каналі використовується багатоетапний вимірювач, ще потребує подальшого вивчення.

### **8.6. Лінеаризація характеристики дискримінатора за методом найменших квадратів**

Фазові вимірювання визнаються найточнішими. Але у світлі викладеного, крім таких недоліків багатошкальних систем, як потреба додаткових шкал, їх синхронізація, або прив'язка до еталонів, є нелінійність дискримінаторної характеристики. Тобто існує потреба зменшувати апертуру дискримінатора в околі нуля, щоб у всьому його діапазоні точність вимірювань була не меншою за задану. Нелінійність шкал дискримінатора призводить до нелінійної шкали точності для вимірювачів, що не стежать за параметром. Якщо застосовувати метод стеження за параметром, то для розв'язання нелінійних дифрівнянь все одно потрібно застосувати метод лінеаризації характеристики дискримінатора. Можна сформулювати сам сигнал таким чином, щоб була лінійна характеристика дискримінатора, тобто використовувати прямокутні селекторні імпульси. Але при цьому втрачається головна перевага фазових вимірювань – це вузькосмугова фільтрація гармонік робочих частот.

Тому для визначення потрібної апертури дискримінатора, що не стежить, при заданій точності або для аналізу динамічних характеристик дискримінатора, що стежить, або для корекції сигналу з метою формування лінійної характеристики дискримінатора потрібно знайти оптимальні параметри для лінеаризації такої характеристики.

Таким чином, потрібно замінити синусоїдальну форму характеристики дискримінатора лінійною. Пряма лінія повинна проходити через нуль там, де є нуль синусоїди. Тому задача спрощується. Можна застосувати метод найменших квадратів (МНК). А можна це зробити простіше. Осереднювати середньоквадратичну похибку будемо на інтервалі  $[-\pi/2, \pi/2]$ . По суті потрібно знайти лише тангенс кута нахилу лінії, або кутовий коефіцієнт  $k$ .

Дискримінаторна характеристика вимірювача

$$U_{\text{д}}(\varphi) = U_m \sin \varphi,$$

а лінійна залежність

$$U_{\text{л}}(\varphi) = U_m k \varphi.$$

Сформуємо середньоквадратичну похибку на згаданому інтервалі:

$$\varepsilon^2 = \frac{U_m^2}{\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} (\sin \varphi - k\varphi)^2 d\varphi = \frac{U_m^2}{\pi} J.$$

Цей інтеграл  $J$  має значення

$$J = \frac{\pi}{2} - 4k + \left(\frac{\pi}{2}\right)^3 \frac{2k^2}{3}.$$

Визначаємо те значення  $k$ , що доставляє мінімум інтегралу  $J$ :

$$\frac{dJ}{dk} = -4 + \frac{4k}{3} \left( \frac{\pi}{2} \right)^3 = 0.$$

Звідси отримаємо оптимальне значення кутового коефіцієнта  $k_0 = \operatorname{tg} \alpha$ , де  $\alpha$  - кут нахилу прямої лінії.

$$k_0 = \frac{24}{\pi^3} = 0,775, \quad \alpha = 37^{\circ}36'.$$

Межа апертури може визначатись точкою перетину дійсної характеристики і прямої лінії. Точка перетину знаходиться з рівняння

$$\sin \varphi - k\varphi = 0, \quad \text{або} \quad \frac{\sin \varphi}{\varphi} = k, \quad \varphi_{\max} \approx \sqrt{6(1-k)}, \quad \varphi_{\max} = 1,162 \text{ рад} = 66,6^{\circ}.$$

$$\text{Звідси} \quad a_k = \frac{\pi}{2\varphi_{\max}} = \frac{\pi}{2 \cdot 1,162} = 1,35, \quad b_k = \frac{\pi^2}{2a_k^2 \beta_{k-1}^2} = \frac{2,7}{\beta_{k-1}^2}.$$

Таким чином, лінеаризація характеристики призводить до втрати крутості з 1 до рівня 0,775, тобто втрати точності на 22,5 %. Але при цьому можна гарантувати, що при будь-якому розстроюванні параметра відносно нуля точність не буде гірше, ніж 0,775 максимального рівня, прийнятого за 1.

Апертура дискримінатора  $\Gamma/2$  також зменшилася в  $a_k$  разу, для даного випадку - в 1,35 разу. При цьому середньоквадратична похибка апроксимації характеристики є найменшою. Вона дорівнює

$$\frac{\varepsilon}{U_m} = \sqrt{\frac{J}{\pi}} = \frac{0,05}{\sqrt{\pi}}.$$

## Висновки

1. Канонічна форма узагальненого показника якості  $A$  містить практично всі показники якості та потрібні параметри багатошкального і багатоетапного вимірювачів. Тому разом з затратним показником узагальнений показник якості створює адекватну модель та умовний критерій ефективності вимірювача і дозволяє постановку і розв'язання задачі його оптимізації.

2. Узагальнений показник якості  $A$  багатошкального та багатоетапного вимірювачів дозволяє навіть при експертному урахуванні затратного показника, або без урахування, оптимально вибирати робочі шкали, алгоритм роботи і структуру вимірювача.

3. Послідовні багатошкальні та багатоетапні вимірювачі своїми якостями нагадують послідовний аналіз параметра або систему, адаптивну до параметра.

4. Неточність послідовного настроювання шкал на параметр може бути врахована параметром  $a_k$ . Це рівноцінно зменшенню точності шкал і вимірювача.

5. Техніко-економічну статистику для задач оптимізації різних типів багатошкальних і багатоетапних вимірювачів можна збирати за методом перетворювання нечітких множин вартості у випадкову величину [19]. При цьому згладжування статистики не є обов'язковим, тому що можлива постановка задач оптимального вибору методами цілочисленого програмування. Але наведені рішення доцільні для екстраполяції оптимуму, узагальненої оцінки якості та для отримання і продуктивного використання «кривих обміну».

6. Відкриваються нові напрямки досліджень, пов'язані з розкриттям питання ефективності багатошкальних вимірювачів, що використовують робочі гармоніки. Для гармонічних шкал потрібне звуження апертури, що погіршує точність, але при корекції характеристик дискримінаторів до лінійних смуга частот збільшується, що також погіршує точність, - це комплексна проблема з урахуванням нестабільностей настроювання.

7. Теоретично можливо формувати робочі частоти з однієї гармоніки прийнятого сигналу. Але при цьому важко зберегти оптимальну рівномірність їх рівнів та енергетичних потенціалів.

8. При оцінюванні запізнювання сигналу потрібна відповідно висока точність знання робочих частот.

### **Контрольні питання**

1. Ідея оптимізації ІВС або каналів багатоскальних і багатоетапних вимірювачів.

2. Чим відрізняється вираз для точності багатоетапного вимірювача від точності багатоскального вимірювача?

3. Які показники якості ІВС враховуються у виразі для точності багатоетапного вимірювача?

## ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛІВ 1-8

### Зауваження до викладеного

Наведені методи оцінювання придатні для будь-яких фізичних параметрів і параметрів сигналу. Відповідні загальні принципи дії, структури та ефективність вимірювачів з урахуванням достатнього складу показників якості дозволяють з більш загальних позицій розглядати всі реальні вимірювачі або системи з точки зору їх подальшого удосконалення.

Радіоелектронні вимірювачі характерні тим, що в них на виході системи обробки є завада, або завади, яких не можна уникнути. Тому відношення сигнал/шум є показником якості, без якого не можна обійтись. Радіоелектронна система не може обійтись і без інших показників. Склад показників і їх ранжування за важливістю – це повнота опису системи, або адекватність моделі опису її ефективності.

**Модель - це спрощене подання дійсності.** За принципами У. Оккама, Декарта і Р. Беллмана [19, 20, 39, 40], при початковому дослідженні ефективності вимірювачів потрібна спрощена модель, щоб не спрацювала «бритва Оккама», коли результат може бути обрізаний. **Поступове додавання показників при дослідженні – це багатоетапний синтез систем.** І багато чого в науці, техніці і житті робиться багатоетапно з удосконаленням моделі або виникненням проблеми.

Так що в результаті, коли ми прийшли до багатоетапних вимірювачів, це не повинно бути дивним. Тим більше, що вже давно є майже багатоетапні системи. Тільки так їх ще не називали. Але справа в тому, що тепер зрозуміло, що етапи можуть бути різними за методом, принципом дії для будь-якого параметра, але **вони будуть оптимальними тільки за рахунок певних взаємозв'язків їх шкал або етапів.** І тепер є всі підстави для оптимального вибору методу оцінювання шляхом порівняння їх ефективності за адекватною моделлю.

Для поняття ефективності системи або процесу ще нема чіткого визначення. Але вже зрозуміло, що це має бути оцінювання результату удосконалення, оптимізації,



оптимального синтезу системи або процесу, або результату порівняння якості систем, процесів. **Під якістю систем і процесів будемо розуміти вектор показників якості систем, що впливають на їх суттєві корисні ознаки. Таким чином, ефективність – це ступінь удосконалення систем і процесів, що оцінюється за умовним критерієм якості при використанні адекватного вектора показників [11, 19, 39, 40].**

Порівнювати векторну якість систем і процесів – це складна і невдячна робота, тому що варіантів малоефективного, малоінформаційного порівняння неоптимальних систем може бути безліч. Тому доцільно знайти спочатку оптимальні системи для кожного з методів вимірювання, а вже потім порівнювати або оцінювати ефективність, векторну якість систем за кривими обміну або в числах. Якщо вдалося привести вектор показників якості до одного складу, то можна тоді порівнювати якість самих оптимальних систем з різними методами оцінки.

Оскільки повнота опису ефективності систем, тобто адекватність моделі ефективності реальним вимірювальним системам, залежить однаково і від затратних показників, і від інших параметрів, то ці **затратні показники мають бути рівноправними.**

Але їх застосування буде доцільним, якщо **нечітка безліч вартісної статистики може бути призведена до статусу випадкових величин [19, 39, 40].** Тобто при зборі статистики кореляційний зв'язок між величинами скоріше за все не спостерігається. Наприклад, на рис. 2.1 наведено приклад статистики **вартість – параметр у вигляді некорельованої хмари.** У нашому методі кореляційний зв'язок необов'язковий, тому що відбраковуються тільки потрібні кращі елементи за всім діапазоном параметра за певним принципом – чим менше, тим краще. Залишок елементів вже вважається випадковими величинами, які можуть мати свою щільність розподілу ймовірності, можуть бути корельованими і належати до однієї технології виготовлення.

Для радіоелектронних систем згаданих показників якості вистачає тільки на попередніх етапах розвитку цього напрямку. Наприклад, на виході системи обробки, тобто на вході кінцевого пристрою, термінала, який виконує відповідну послугу для

відображення, трансформації та подальшого транслювання смислової та вимірювальної інформації, ще **потрібно забезпечити, крім потрібного відношення потужностей сигналу до шуму, ще достатній рівень сигналу та інші умови.**

І тут традиційно розуміється, що вихідний рівень сигналу може бути досягнутий звичайним підсилювачем з будь-яким значенням коефіцієнта підсилення, який все ж таки бере участь у формуванні смуги пропускання системи, і з урахуванням також коефіцієнта шуму – у відношенні сигнал/шум. Якщо шум малий, то з широким апіорним діапазоном впорається навіть найпростіший вимірювач – дискримінаційний – з найширшою апертурою на весь діапазон. Варто тільки зробити рівень сигналу достатнім, щоб мати достатню чутливість. Тобто наявність шуму або похибок іншої природи - це реальність, якої не уникнути.

У будь-якому разі **вимірювачі по суті є перетворювачами істинного параметра у відповідний відгук на індикатор або у цифровому вигляді для подачі в автоматичну систему.** При перетворюванні тільки додаються свої похибки, обумовлені різними факторами.

### **Узагальнені оцінки вимірювачів**

Тепер про методи вимірювання в реальних системах. Існує безліч одноетапних методів вимірювання потрібних параметрів сигналів, особливо в радіонавігації. Це по суті, за метрологічним терміном, «прямопоказувальні», або функціональні, або дискримінаційні вимірювачі. Серед них є **методи, що неможливо назвати найкращими.** Наприклад, **метод максимуму**, при якому відшукується максимум якоїсь функції від параметра.

**Недоліки методу максимуму:**

- 1) нема знака ухилення від максимуму;**
- 2) низька чутливість.**

До речі це недоліки також використовуваного в теорії радіосистем методу максимуму функціонала правдоподібності. Перший недолік не дозволяє використання інформації про ухилення заданого стану або потрібного параметра для систем автоматички. Другий недолік не робить вимірювач оптимальним.

**Метод мінімуму**, наприклад вимірювання кутів у «полюванні на лисиць» та інших параметрів, має **перший недолік – нема знака відхилення - і дещо вищу чутливість**, але яку ще можна підвищити різницевою схемою двох розстроюваних каналів.

**Двоканальний дискримінатор** є кращим серед функціональних вимірювачів за ідеєю досягнення **найбільшої крутості (точності)**, за ідеєю збереження точності незмінною на всій апертурі дискримінатора та ідеєю збереження подвійного апріорного діапазону. **Різниця дискримінаторів, що стежать і що не стежать за параметром, полягає також у тому, що в перших є динамічна похибка при однаковій смузі пропускання.** Але дискримінатори, що не стежать, мають дуже малий апріорний діапазон порівняно з пошуковими методами.

Може скластися враження, що різницеві схеми недовикористовують при вимірюванні свій рівень сигналу. Але це не так, тому що **максимум сигналу також впливає на крутість дискримінатора.** Звідси випливає, що згадані методи взагалі недоцільні для використання, бо їх завжди можна змінити на дискримінаторний метод.

Реальні системи, як правило, багатоетапні, тому тут компромісно сполучені вимоги до показників якості при великому відношенні дисперсії апріорного розподілу ймовірності параметра до дисперсії апостеріорного розподілу.

Теоретично можливі будь-які згадані методи вимірювання на усіх етапах багатоетапного вимірювача. Але прийнятнішими є найбільш вживані, у яких спочатку здійснюється простий за реалізацією пошуковий метод оцінювання, а потім слідкувальний дискримінаторний.

У двохетапному методі з пошуком частоти на першому етапі і у слідкувальному дискримінаторному методі (ФАПЧ) на другому етапі результат звичайно доручають частотоміру після установа процесу - методу підрахунку кількості періодів частоти сигналу з керуючого генератора. Це можливе тому, що відношення сигналу до шуму досить велике за рахунок зменшення впливу шумів системою ФАПЧ при значному звуженні еквівалентної смуги пропускання. Аналогічна структура може застосовуватись для вимірювачів будь-якого параметра,

який змінюється в часі. Для таких параметрів **важливо, щоб час вимірювання відповідав швидкості зміни параметра**, смуга пропускання була оптимальною з метою досягнення компромісу між статичною і динамічною похибками.

Найрозвинутішими є сучасні вимірювачі напруги або струму, тому що вони мають найбільший попит. Перетворювачі різних параметрів намагаються робити у вигляді перетворювачів у напругу або цифру, що зручно для використання.

Оскільки параметри електроенергії зручні для споживання і вимірювання, параметри іншої фізичної природи намагаються перетворити на електричні, а потім їх вимірювати. Існує ціла низка таких перетворювань. І кожне перетворювання додає свої похибки. У будь-якому разі потрібно для функціональних вимірювачів мати велику крутість загальних перетворювань. **Закономірність: чим менший діапазон, тим більша крутість звичайно зберігається.** Тому практично завжди є підстава для формування будь-яких, у тому числі багатоетапних, методів вимірювання параметрів сигналів за згаданими показниками якості.

Звичайні вимірювачі напруги – це багатоетапні вимірювачі з ручним перемиканням шкал. Зразкові (еталонні) вимірювачі напруги – це функціональні вимірювачі напруги у вузькій смузі, де більший діапазон забезпечується іншими приладами або за рахунок точності.

Цифрові вимірювачі напруги, опору, ємності і т. ін. можуть бути за методами порозрядного врівноваження (це багатоетапний метод), часоімпульсними (пошуковий метод), частотного перетворення (це функціональний метод). Усі вони - з ручним багатоетапним вибором діапазону шляхом перемикання.

Вони відрізняються від розглянутих багатоетапних вимірювачів тим, що кожна шкала вимірювачів напруги є остаточною для споживача вимірювальної інформації і тому потребує якомога меншої похибки. А метою грубих шкал згаданого багатоетапного вимірювача є вирішення неоднозначності вимірювання на найточнішій шкалі. Але в розрахунках зміниться тільки значення параметра « $a$ » (вираз (8.7)) або коефіцієнта використання апертури нелінійних шкал. Зменшення діапазону використання апертури

дискримінаторів, з точки зору фізики процесів, означає, що крутість наступних шкал, їх кількість і точність при заданій апертурі шкали не поспішають збільшувати, щоб не було різкої зміни точності шкал, де кожна шкала може бути остаточною для користувача. А в багатоетапних вимірювачах усі попередні шкали є допоміжними для вирішення неоднозначності вимірювань, хоч і мають суттєвий внесок у точність вимірювання. Кількість їх шкал суттєво менша, ніж у вимірювачах з окремими шкалами.

Більш складні вимірювальні системи, наприклад багатобазові системи вимірювання кутів, є фактично багатоетапними з різними сигналами або з дискримінаторними вимірювачами на кожному етапі. **На останньому етапі можливий слідкувальний дискримінатор.**

**Вимірювачі, у тому числі і цифрові, які не передбачають боротьбу з завадами, боротьбу за енергетичний потенціал, можуть будуватись на інших принципах.** Наприклад, цифровий частотомір, або періодомір. У них передбачається, що така боротьба вже була в системі ФАПЧ при пошуковому або в іншому методі. Якщо такої боротьби (фільтрації) не було, то потужність завад буде у смузі всього діапазону, а не в малій смузі ФАПЧ.

Таким чином, майже всі реальні вимірювачі належать до перелічених класів, що зможе допомогти дослідникам в оцінюванні їх ефективності або при побудові задач їх оптимізації.

Показано, що можна використовувати тільки метод максимуму **функції** правдоподібності для обробки вже отриманих результатів вимірювань, а не метод максимуму **функціонала** правдоподібності для вимірювань на основі отриманої суміші сигналу з шумом.

Існуючі вимірювачі та системи, де потрібний широкий діапазон і висока точність, доцільно класифікувати за загальними методами вимірювання, що створює нові напрямки розвитку, особливо для багатоетапних методів і вимірювачів.

Найбільш доцільним є розгляд дискримінаторів не тільки як перетворювачів справжнього параметра у вихідний сигнал, але і навпаки, вихідного відліку в оцінювання справжнього параметра, що є подальшим розвитком перспективного напрямку [11, 20].

**Для радіоелектронних вимірювань склад показників, врахованих у метрології, недостатній.** Тому пропонується мінімально допустимий їх склад - дисперсія (або точність) вимірювань, апіорна дисперсія, час вимірювання, довірча ймовірність та відношення потужностей сигналу до шуму, або вартість, чого достатньо для визначення кращого узагальненого методу оцінювання, відповідної структури, сигналів і порівняння показників якості вимірювачів.

Викладені задачі оптимізації вимірювачів можна вважати їх параметричним синтезом. Тобто всі радіоелектронні системи спочатку потребують розв'язання задач структурного та сигнального синтезу. Щодо розв'язання задач оптимізації багатоскальних і багатоетапних систем, то їх можна **частково вважати одночасно структурним і сигнальним синтезом, бо маємо справу з сигналами типу «гамма», або «мелодія», а структура визначається типом вимірювача.**

У підручнику не розглядалися питання загального та оптимального синтезу сигналів для телекомунікаційних систем, оскільки для різних призначень є свої прийнятні форми, існуючі уявлення [9, 18, 33, 34] про оптимальність сигналу за типом «перевернутої кнопки», чи набір частот для фазових вимірювань, що не використовуються.

## 9. ОПТИМІЗАЦІЯ СИСТЕМ І МЕРЕЖ НА МНОЖИНІ СТРУКТУР

Отримані в попередніх розділах результати повністю прийнятні для оптимізації систем і мереж передачі інформації на множині структур більш високого ієрархічного рівня, таких як космічні вимірювальні комплекси, багатопунктні мережі передачі траєкторної інформації, мережі зв'язку та управління, системи глобальної навігації та зв'язку [20] і т. ін.

Крім критеріїв якості, при оптимізації таких макросистем обов'язково повинно мати місце обмеження за вартістю, тим більше, що асигнування на такі системи значно суттєвіші, тим більше, що кореляція між показниками якості систем і вартістю може бути досить високою.

Наведемо прості задачі оптимізації систем і мереж передачі інформації на множині структур, які придатні для застосування в подальших випадках структурного резервування мережі за критерієм мінімуму похибки передачі інформації між абонентами при обмеженнях за вартістю.

### 9.1. Структурно-параметричний синтез мереж передачі інформації

При управлінні з центру галузі чи підприємства, як і для передачі достовірної траєкторної інформації з командно-вимірювальних засобів на обчислюваний центр, найчастіше використовується мережа зв'язку для передачі дискретної та аналогової інформації, яка має структуру, показану на рис. 9.1 або рис. 9.2 у вигляді графів. Сигнали поступають з центру (вершина 1) у периферійні вершини  $2, \dots, j, \dots, N$ . Інформація про виконання команд і стан об'єктів поступає зворотними каналами. Або навпаки, інформація поступає з вершин  $2, \dots, j, \dots, N$  у вершину 1, а зворотно йдуть квитанції про отримання сигналу і стан об'єктів. Нескладно застосувати такі задачі також для випадків передачі будь-якої інформації.

Імовірність достовірної передачі, або непередачі, сигналу будь-яким каналом є  $P_{ij}$  у структурі типу «кущ» (рис. 9.1), а у

структурі повного графа (рис. 9.2) імовірність достовірної передачі інформації залежить також від зв'язків між вершинами  $2, \dots, j, \dots, N$ . Другий граф можна вважати структурним резервуванням мережі 1.

У повному обсязі ймовірність достовірної передачі інформації будь-якою лінією зв'язку залежить від імовірності різних факторів: входження у зв'язок  $P_{вх\ св\ ij}$  прийомо-передавачів, помилка при передачі інформації  $P_{ош\ що}$ , зіпсування каналу  $P_{пор\ ij}$  і відмова апаратури  $P_{отк\ ij}$ .

Спростимо задачу. Будемо враховувати тільки ймовірність помилки сигналу  $P_{ij}$  при передачі дискретної інформації з використанням ансамбля ортогональних сигналів, наприклад широкосмугових шумоподібних сигналів.

Імовірність  $P_{1j}$  помилки сигналів при передачі з центру (вершина 1) у периферійні вершини  $j$  і через  $k$  вершини у простішому випадку будемо вважати однаковими, без пріоритету.

Будемо вважати, крім того, що вартість побудови кабельної лінії передачі менша від вартості систем зв'язку, як у містах, або вузли мережі рівновіддалені, або це – радіолінія зв'язку.

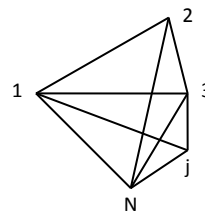
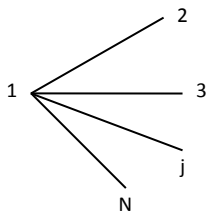


Рис. 9.1. Структура мережі 1

Рис. 9.2. Структура мережі 2

Порівняння структур може бути зроблено за критерієм мінімуму ймовірності  $P_{ij}$  помилки сигналу при однакових витратах на створення мережі.



Але не завжди є очевидним, яка зі структур мережі краща.

У 1-й структурі (рис. 9.1) при тих самих загальних асигнуваннях може досягатись менша ймовірність  $P_{1j0}$  помилки сигналу, тому що менша кількість самих ліній зв'язку і, отже, більші асигнування на кожен ліній.

Однак, з іншого боку, за рахунок взаємних зв'язків  $jk$  у другій структурі мережі ймовірність  $P_{1j[2]}$  помилки сигналу при тих самих асигнуваннях на мережу може виявитись менше за рахунок резервування гілками мережі.

Задача вибору структури за критерієм мінімуму ймовірності помилки сигналу є своєрідним структурно-параметричним синтезом мережі зв'язку. Для формалізації задачі визначимо ймовірності  $P_{1j[2]}$  помилки сигналу управління в  $j$ -му напрямку, тобто від пункту 1 до пункту  $j$  у другій структурі. Решта ліній між пунктами  $2, \dots, N$  – це для ліній 1- $j$  своєрідний резерв.

$$P_{1j[2]} = 1 - \{1 - p_{1j0}\} \left\{1 - \prod_{k=1}^{N-2} [(1 - p_{1k0})(1 - p_{kj})]\right\}, \quad (9.1)$$

де  $P_{1j0}$  — ймовірність помилки сигналу на лінії від пункту 1 до  $j$ ;

$P_{kj}$  — ймовірність помилки сигналу на лінії  $Kj$ ;

$N$  — кількість абонентів;

$P_{1j[2]}$  — результуюча ймовірність помилки сигналу за напрямком  $1j$  у другій структурі.

Структура мережі 2 пояснюється тим, що у фігурних дужках зображена ймовірність помилок сигналу для паралельних шляхів, які слідують спочатку на пряму, через два ребра графа, через три і т. д.

Якщо передбачити, що всі лінії зв'язку однакові та всі ймовірності достатньо малі, то вираз (9.1) набуде вигляду

$$P_{1j[2]} = Q(N)p_0, \quad (9.2)$$

де  $p_0 = p_{1j}$ ,  $Q_N = 1 + 2(N - 2)$ , якщо обмежитись двома паралельними маршрутами з тими самими абонентами: один з яких – це лінія 1j, а другий – з двома послідовними лініями зв'язку 1k та kj. Інші більш складні паралельні маршрути з тими самими абонентами дають менший внесок у результуючу ймовірність помилки сигналів.

Оптимальна завадостійкість відповідає максимальному відношенню сигналу до шуму (2.2):

$$p_{\text{ош ср}} = \sqrt{m_1 - 1} \exp\left(-\frac{Q_{\text{п}}}{2} - 1,4\right).$$

А максимальне відношення сигналу до шуму визначається з розд. 2, задачі оптимізації (2.10), (2.11), або з роботи [22].

Якщо вартість елементів системи згладжується лінійною функцією середньоквадратичної регресії, тобто лінійно залежить від основних технічних параметрів, то на всьому діапазоні вартості залежність імовірності помилки передачі сигналу лінії зв'язку, яка використовує ансамбль ортогональних сигналів, має вигляд

$$p_{\text{л}} = p_0 = A_1 \exp\left[-\frac{(C_{\text{л}} - B_1)^{n_1}}{A_2}\right], \quad (9.3)$$

де  $A_1 = \sqrt{m_1 - 1} e^{-1,4}$ ;

$m_1$  — кількість ортогональних псевдовипадкових послідовностей;

$$A_2 = 2n^{n_1} \prod_{i=1}^{n_1} C'_{0i},$$

де  $n_1$  — кількість технічних параметрів, що оптимізуються в лінії зв'язку;

$C'_{0i}$  — частинні похідні від вартості за параметрами;

$$B_1 = \sum_i C_{0i} - \sum_i C'_{0i} X_{0i},$$

де  $X_{0i}$  — монотонні функції від технічних параметрів  $Y_i$  у точці  $Y_i = Y_{i0}$ ;

$C_{0i}$  — значення вартості  $i$ -го функціонального елемента в точці  $X_i = X_{0i}$ ,

$C_n$  — асигнування на лінію зв'язку.

Можна показати, що залежність відношення сигнал/шум на виході приймача від вартості має такий самий вигляд, як і для простіших сигналів, якщо лінія зв'язку побудована оптимальним способом, тобто якщо параметричний синтез лінії зв'язку вироблений за критерієм мінімуму ймовірності помилки передачі сигналу при обмежених асигнуваннях на неї. Це дозволяє поставити цю задачу для ліній зв'язку з довільними сигналами і способами їх обробки. Задачу структурно-параметричного синтезу мережі зв'язку для вказаного класу ліній зв'язку можна сформулювати як задачу визначення структури, яка забезпечує мінімум імовірності непередачі сигналів (задача вибору найменшої ймовірності  $p_{1j}$ )

$$\min\{p_{1j[1]}(N, C), p_{1j[2]}(N, C)\}. \quad (9.4)$$

Позначимо кількість ліній зв'язку (ребер графа) як функцію кількості вершин  $N$  для 1-ї і 2-ї структур відповідно як

$$g = g(N) = N - 1, \quad (9.5)$$

$$f = f(N) = \frac{(N-1)N}{2}. \quad (9.6)$$

Задачу можна розв'язати до кінця в загальному вигляді. У цьому випадку з урахуванням виразу (2.11) вираз (9.3) можна записати як

$$p_{1j[2]} = QA_1 \exp\left[-\frac{1}{f^{n_1} A_2} (C - B_1)^{n_1}\right]. \quad (9.7)$$

Імовірність помилки передачі сигналу в 1-й структурі співпадає з  $P_{\text{ош}}$  (9.3). Однак вартість однієї лінії зв'язку одного напрямку в цьому випадку

$$C_{.11} = C_{1j[1]} = \frac{C}{g}, \quad C_{.12} = \frac{C}{f}.$$

Таким чином,

$$P_{1j[1]} = P_{\text{ош}}\left(\frac{C}{g}\right) = A_1 \exp\left[-\frac{(C - B_1 g)^{n_1}}{g^{n_1} A_2}\right]. \quad (9.8)$$

Функції (9.7), (9.8) мають вигляд, як на рис. 9.3.

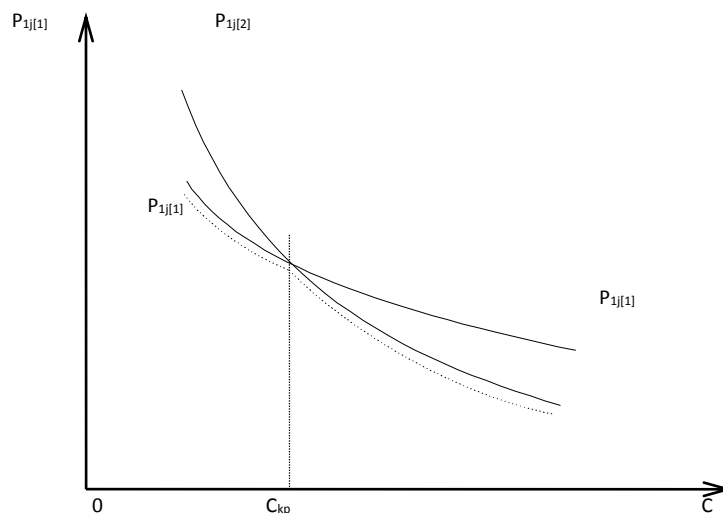


Рис. 9.3. Криві обміну двох мереж

Криві обміну є результатом розв'язання задач оптимізації ліній зв'язку для кожної структури мереж за критерієм мінімуму помилки передачі інформації при однаковій вартості мережі.

Перші похідні за вартістю для двох мереж мають різні значення і тому криві обміну перетинаються.

Якщо вирази (9.7), (9.8) отримано в загальному вигляді для лінійних обмежень за вартістю, то вони правильні на всьому діапазоні вартостей і їх можна вважати кривими обміну.

Якщо обмеження за вартістю - нелінійні, то для отримання кривих обміну потрібно розв'язувати декілька задач оптимізації на всьому діапазоні вартостей мереж.

При деякому значенні асигнувань для мереж  $C_{кр}$  складові мережі – лінії зв'язку – мають однакову завадостійкість передачі сигналів від верхівки 1 до  $j$ .

Співставляючи вирази (9.7) і (9.8), легко виявити, що при заданих  $N$ ,  $n_1$ ,  $C_{0i}$ ,  $C'_{0i}$  мінімум (9.4) досягається першою структурою при малому асигнуванні на мережу і другою структурою, якщо асигнування досить великі. Структури рівноцінні за критерієм (9.4) при рівностях (9.7) та (9.8). Значення критичного асигнування  $C_{кр}$  можна легко отримати з рівностей (9.7) та (9.8).

## **9.2. Визначення залежності структури мережі від показників її якості**

У цій задачі ми зіткнулися з **новим явищем** у задачах оптимізації систем. У розглянутих задачах синтез структури та сигналів був евристичний і не впливав із алгоритму розв'язання задач. Тобто він реалізувався з інтуїтивного порівняння структур і сигналів за призначенням і потрібними показниками якості.

А тепер для даної задачі **структура мережі з системами зв'язку при цифровому сигналі визначається за згаданими оптимальними показниками якості мережі: максимум завадостійкості при обмеженій вартості мережі**. Причому структура і сигнал залежать від показників якості мережі.

У цілому загальний алгоритм тепер виглядає так:

- 1) системний евристичний аналіз потреб у зв'язку для всіх і перспективних (по можливості) користувачів;
- 2) евристичне формулювання ранжованого списку ТТВ та обмежень, які задовольняють потреби користувачів;
- 3) евристичний вибір структур і сигналів за сталими опробованими даними сучасної теорії систем і мереж;
- 4) евристичний початковий вибір ТТВ та обмежень;

5) формулювання за вибраними ТТВ та обмеженнями задач оптимізації систем і мереж; ці задачі завжди є, якщо враховуються витратні обмеження;

6) розв'язання задач оптимізації на множині технічних параметрів за максимумом якості систем, тобто отримання більш об'єктивних оптимальних значень ТТВ та обмежень, визначення також оптимальних технічних параметрів, при яких досягаються оптимальні показники (із застосуванням при цьому нового методу математичного програмування з використанням можливостей результату при поданні цільової функції та обмежень у сепарабельному вигляді, відбраковуванні кращих функціональних елементів, застосуванні МНК і перетворюванні вартості як нечіткої величини у випадкову величину);

7) отримання більш об'єктивних кривих обміну за рахунок багатократного розв'язання задач оптимізації при поступовій зміні показників якості;

8) використання кривих обміну для визначення об'єктивних структур, сигналів і показників на певних діапазонах інших показників якості методом їх порівняння при однаковому будь-якому показнику.

При цьому:

1) порівнювати доцільно за однією ознакою: різниця, показники, сигнал, структура і т. ін.;

2) порівнювати доцільно тільки системи та мережі з оптимальними структурами, сигналами або показниками;

3) порівнювати доцільно неоптимальні системи та мережі з оптимальними системами та мережами, щоб оцінювати їх ефективність, або плату за оптимізацію;

4) порівнювати неоптимальні системи та мережі недоцільно, тому що в цьому випадку неможливо достовірно визначити кращу систему та мережу.

**Це все по суті є глобальною оптимізацією систем і мереж на трьох множинах: структур, сигналів і технічних параметрів.**

Таке явище вже зустрічалось у випадку оптимізації вимірювальних систем і каналів за векторним критерієм якості, що містить точність, апріорний діапазон, час вимірювання, достовірність і вартість. Це повний склад показників, за якими є

можливість визначати кращу систему або вимірювач на множинах структур, або узагальнених методів вимірювання, вимірювальних сигналів і параметрів.

Для задачі біструктурного, або структурно-параметричного, синтезу достатньо визначити критичне значення вартості мережі, щоб вибрати оптимальну структуру для довільної вартості. Розрахунок далі можна уточнити, якщо врахувати додаткові паралельні маршрути за формулою (9.1).

Користуючись методом Ньютона-Рафсона, який також називають **методом дотичних**, можна отримати в першому наближенні ітераційну формулу для визначення  $C_{кр}$

$$x_{(i)} = x_{(i-1)} - \frac{1}{n_1} \frac{(x_{(i-1)} - B_1)^{n_1} + A^* + \varphi\left(\frac{2}{N}x_{(i-1)} - B_1\right)^{n_1}}{\varphi\left(2\frac{x_{(i-1)}}{N} - B_1\right)^{n_1-1} - (x_{(i-1)} - B_1)^{n_1-1}}, \quad (9.9)$$

де  $x_{(i)} = \frac{C_{(i)}}{g(N)}$ ;

$$x_{(0)} = \frac{NB_1}{2};$$

$$A^* = A_2 \ln(QA_1^{\varphi-1}).$$

З виразу (9.9) можна побачити, що критичне значення асигнувань залежить від техніко-економічних показників  $(A_1, B_1)$ , кількості ортогональних послідовностей  $m$ , кількості абонентів, а також від того, наскільки удосконала лінія зв'язку або яка кількість технічних параметрів  $n_1$  враховувалась при її оптимізації. Оскільки звичайно  $n_1 \gg 1$ , то вираз (9.9) можна переписати так:

$$x_{(i)} \cong x_{(i-1)} - \frac{1}{n_1} \left[ 1 + \frac{A^*}{\varphi\left(\frac{2}{N}x_{(i-1)} - B_1\right)^{n_1} - (x_{(i-1)} - B_1)^{n_1}} \right]. \quad (9.10)$$

З формули (9.10) видно, що збіжність ітераційного процесу покращується зі зростання  $n_1$ ,  $A_1$ ,  $N$  і зі зменшенням  $B_1$ . Але оскільки початкове наближення дорівнює  $x_{(0)} = \frac{NB_1}{2}$ , то можна вказати, що критичні асигнування  $C_{кр}$  зростають зі зростанням кількості абонентів  $N$ , зростанням коефіцієнта  $B_1$ , залежного від техніко-економічних показників ліній зв'язку, а параметр  $C_{кр}$  зменшується зі збільшенням кількості ортогональних послідовностей  $m$  і коефіцієнта  $A_1$ . Зростання  $C_{кр}$  означає, що друга структура оптимальна в діапазоні асигнувань від 0 до  $C_{кр}$ , а перша — при  $C_x$  від  $C_{кр}$  до  $\infty$ .

Загальні затрати на першу і другу мережу зв'язку відповідно дорівнюватимуть

$$C_1 = gC_{кр}, C_2 = f(N)C_{кр}.$$

Задача забезпечує тим більшу ефективність, якщо існуючі розв'язки та асигнування далекі від критичного значення. Задача припускає також подвійну еквівалентну постановку задач. Розв'язання при цьому не змінюється.

### Контрольні питання

1. За якими показниками якості обчислюється оптимальна структура мережі?
2. Що таке криві обміну?
3. На яких множинах визначається оптимальна структура мережі?
4. Як отримана залежність завадостійкості ліній мережі від її вартості?
5. Як залежить структура мережі від її вартості?
6. Чи прийнятна задача оптимізації для ліній зв'язку з безперервним сигналом?



### 9.3. Оптимізація вимірювальних систем і каналів на множині структур і сигналів

Вимірювальні канали можуть бути в системах з одним призначенням, які іноді називають однопараметричними [20, 39, 40], або однофункціональними, і з декількома призначеннями, які називають багатопараметричними, або багатофункціональними. Як правило, багатофункціональні системи бувають апаратурно та сигнально суміщеними, тобто такими, які мають загальну частину системи на передачі та прийманні сигналів, призначених для різних цілей і поділених по різних каналах. Канали можуть бути однорідними, наприклад для кожного абонента, або різнорідними за призначеннями, наприклад як в інформаційно-вимірювальних системах.

Кращі вимірювальні системи або канали можна виявити також за рахунок порівняння кривих обміну або за рахунок, наприклад, попарного порівняння за якимись показниками при однакових інших показниках.

Розглянемо це детальніше. У попередніх розділах показана класифікація існуючих радіоелектронних методів вимірювання будь-яких параметрів сигналів, яка відрізняється від більш детальних методів вимірювання, відомих з метрології, тим, що до показників якості вимірювань **точності** додаються показники: **ап'юрийний діапазон вимірювань, час вимірювань, довіра до вимірювань, відношення потужностей сигналу до шуму** або пов'язана з ним **вартість**.

Ці методи вимірювання мають однозначну структуру і призначені для певного сигналу. І якщо відомі п'ять показників якості вимірювань, то можливий об'єктивний синтез (визначення) методу, а отже, структури та сигналу вимірювача.

Такі методи можуть бути у вигляді неслідкувальних вимірювачів, або автоматичних слідкувальних вимірювачів, у яких результат запізнюється на час встановлення або напрацювання результату і на час його можливого вимірювання часоімпульсним методом та індикації.

Вартість вимірювальної системи або каналу  $C$  складається з вартості частини апаратури, призначеної для селекції сигналу з шумів, тобто обробки сигналу з метою підвищення відношення

потужностей сигналу до шуму, і вартості вимірювача, яким є дискримінатор з великою крутістю за рахунок використання сигнальних функцій.

Оптимальний вибір методу вимірювання можливий тільки для систем, оптимальних за критерієм максимуму енергетичного потенціалу.

Розглянемо випадок вимірювань частоти або запізнювання.

Візьмемо розв'язання подвійної задачі (2.11), тобто залежність оптимальної (мінімальної) вартості системи селекції сигналу  $C_c(q)$  від заданого відношення потужностей сигналу до шуму  $q$ , який визначає ймовірність правильного виявлення сигналу. Для пошукового методу це рівняння

$$C_{\Pi} = C_{\Pi}(q) + C_{\delta}.$$

Максимальний час пошуку  $t_{\Pi}$  будь-якого параметра  $\lambda$  дорівнює

$$t_{\Pi} = \frac{2\beta_a D^{1/2}}{2\beta\Delta\lambda_{\delta}} t_{\epsilon},$$

$\beta$  - квантиль;

$t_{\epsilon}$  - час встановлення вихідного сигналу,

де  $t_{\epsilon} = \frac{\Delta\lambda_{\delta}}{\lambda'} = \frac{3}{\Pi}$ ;

де  $\Delta\lambda_{\delta}$  - апертура дискримінатора, якщо тільки пошук, то це – точність;

$\lambda'$  - швидкість перестроювання «вікна», або сигнальної функції;

$\Pi$  - смуга системи селекції.

Відношення апріорного діапазону до апостеріорного довірчого інтервалу позначимо символом  $A$ :

$$A = \frac{D^{1/2}}{\Delta\lambda_{\delta}},$$

тоді

$$t_{\Pi} = At_{\epsilon}.$$

Для багатоканального вимірювання

$$C_k = C_k(q) + AC_{\delta}, \quad t_k = t_{\epsilon},$$

а для багатоетапного послідовного вимірювання з двоканальними дискримінаторами

$$C_e = C_e(q) + n_e C_{\delta}, \quad t_e = n_e t_{\epsilon},$$

де  $n_e = \frac{\lg A}{\lg q}$  - кількість етапів.

Аналогічно подаються вирази для багатошкальних і багатоетапних вимірювачів при будь-яких типах етапів.

Порівняємо пошуковий і багатоканальний методи вимірювань:

$$\frac{C_{\Pi}}{C_k} = \frac{1 + C_{\delta} / C_{\Pi}(q)}{1 + AC_{\delta} / C_k(q)} \approx \frac{1}{A}, \quad \frac{t_{\Pi}}{t_k} = \frac{A}{1}.$$

Результат порівняння двох методів при однакових вартостях апаратури селекції одного каналу і кінцевого (порогового) пристрою показав таке:

- 1) пошуковий метод має **великий час вимірювань**;
- 2) він прийнятний для **безперервного сигналу**, який за час вимірювання не змінюється;
- 3) він **дешевше** в  $A$  разів від багатоканального, але і триваліше в максимальному часі пошуку теж в  $A$  разів, проте він частіше використовується;

4) якщо приймаємо імпульсний сигнал, то, щоб виявити сигнал, потрібен швидкий пошук і велика смуга пропускання;

5) багатоканальний метод стане найкращим, тому що приймає будь-які сигнали одразу, якщо вартість суттєво зменшиться за рахунок серійності апаратури.

Можна розглядати також порівняння методів за однаковою загальною оптимальною вартістю. Результат ще невідомий.

Але пошуковий і багатоканальний методи вимірювання звичайно за один етап вимірювань (при виявленні сигналу) не використовуються, тому що, додаючи ще один етап, можна досягти більш точного вимірювання за допомогою слідкувального дискримінатора. При цьому апертура дискримінатора повинна дорівнювати апертурі «вікна» в пошуковому методі і апертурі каналу в багатоканальному методі.

У цьому випадку середньоквадратична похибка після другого етапу стане такою для цих типів вимірювачів:

$$\sigma_{\lambda} = \beta \Delta \lambda_0 / \sqrt{q},$$

де  $\beta$  - апріорний квантиль другого етапу.

При цьому весь енергетичний потенціал зберігається для другого етапу. Тоді

$$A_{\text{ПД}} = \frac{2\beta D_{\lambda}^{1/2}}{2\beta \sigma_{\lambda}},$$

а час двох вимірювань:

– пошуковим методом

$$t_{\text{П}} = At_{\text{с}} + t_{\text{с}} = (A+1)t_{\text{с}};$$

– багатоканальним методом

$$t_{\text{к}} = t_{\text{с}} + t_{\text{с}} = 2t_{\text{с}}.$$

У структуру кожного типу додається дискримінаційний вимірювач і вартість мало змінюється. Усі висновки щодо ефективності методів вимірювання залишаються майже тими самими.

Розглянемо порівняльні показники багатоетапного послідовного методу і пошукового методу вимірювання при рівному енергетичному потенціалі і апріорному діапазоні:

$$\frac{C_{II}}{C_e} = \frac{1 + C_d / C_{II}(q)}{1 + n_e C_d / C_e(n_e q_0)} \approx \frac{1}{n_e}, \quad t_e = n_e t_e, \quad \frac{t_{II}}{t_e} = \frac{A+1}{n_e},$$

де  $n_e = \frac{\lg A_{II}}{\lg q_0}$  - кількість етапів вимірювань;

$q_0$  - відношення потужностей сигналу до шуму на кожному етапі, причому  $q = n_e q_0$ .

Виявляється незначний програш багатоетапного методу у вартості, зате значний вигреш у часі.

На базі багатоетапного методу вимірювання можна створити адаптивний вимірювач, який автоматично поетапно у процесі вимірювань змінює апертуру дискримінатора і при слідуванні залишає тільки точний етап або шкалу залежно від вигляду динамічної похибки.

При пошуку кращого методу вимірювання для кутів аналогічно враховується велика дороговизна антен, розподілених антен або антенних ґрат і опромінювачів.

## Висновки

Головним результатом цього розділу є навіть не розв'язання задачі оптимального вибору структури мережі за критерієм максимуму завадостійкості при обмеженій вартості і її результати, а те, що виявилася багатообіцяльна **можливість отримання несподівано нових і широких якостей при використанні кривих обміну:**

1) можливість порівняння раніше непорівняних оптимальних і неоптимальних систем за одним і тим самим складом і значенням ТТВ та обмежень, наприклад для інформаційних, вимірювальних систем різного діапазону, умов експлуатації і т. ін.;

2) порівняння та оцінювання ефективності систем з різним складом ТТВ та обмежень;

3) порівняння глобально оптимальних систем з локально оптимальними, або неоптимальними, системами;

4) можливість обміну оптимальної структури системи або мережі на якість показників;

5) підвищення об'єктивності та достовірності структурних і сигнальних видів синтезу.

Досягається це:

1) ускладненням задач оптимізації за рахунок **збору та обробки** статистичних техніко-економічних маркетингових даних;

2) використанням **нового методу математичного програмування**;

3) **об'ємом багатократного обчислення** задач оптимізації систем для отримання кривих обміну для систем, які порівнюють.

**Перше** досягається шляхом використання кривих обміну, що у свою чергу несе також певну користь для відбору функціональних елементів, їх уніфікації та стандартизації, підвищення технології їх виробництва. **Друге** має користь у тому, що може використовуватись у будь-яких задачах. **Третє** теж не є марним, тому що самі криві обміну, як маленькі закони технічної природи, необхідні для попереднього аналізу та відбору показників якості на етапі ескізного проектування.

Використання методу кривих обміну, або просто методів порівняння для будь-яких систем дозволяє більш об'єктивно приймати рішення вже на трьох множинах: структур, сигналів і параметрів, причому для вимірювальних систем при однозначному розв'язанні достатньо для парного порівняння якості методів вимірювання п'яти показників.

Синтез сигналу залежить від призначення системи. Для суміщених систем сигнал може бути складовим, широкопосмуговим оптимальним за якимись показниками. Якщо

система однопараметрична, то вимірюючий сигнал може бути за типом або гармонійним, або для багатоетапних систем складовим за типом «мелодія», якщо сигнал послідовний у часі, чи «акорд», якщо це спектр вимірювальних частот.

### **Контрольні питання**

1. Що таке структурно-параметричний синтез мережі?
2. Що таке криві обміну?
3. Як можна порівнювати якість систем або мереж за багатьма показниками?
4. Яким методом можна відшукувати критичний показник, що визначає оптимальну структуру?
5. Як визначати оптимальні вимірювальні системи або канали?
6. Яких показників достатньо для синтезу оптимального методу вимірювань?
7. Чим відрізняються неслідкувальні вимірювачі від слідкувальних?

## 10. ПІДСТАВИ ДЛЯ КУРСОВОГО ТА ДИПЛОМНОГО ПРОЕКТУВАННЯ ОПТИМАЛЬНИХ РАДІОЕЛЕКТРОННИХ СИСТЕМ

На основі викладеного можна констатувати, що глобальної (загальної) оптимізації або оптимального вибору радіоелектронних систем (РЕС) і її елементів на трьох множинах – структур, сигналів і параметрів – за вектором показників якості з ТТВ та витрат і за результатами розв’язання відповідних задач ще не існувало, за винятком вимірювальних каналів і систем, але це можливо.

Тому для інформаційних систем вибір їх типу з **евристичною точністю і відповідно структур і сигналів виробляється за всіма ТТВ звичайним проектуванням з урахуванням існуючої терії ТСМ [1-16]. Але їх оптимізація на множині технічних параметрів за найбільш об’єктивним умовним критерієм якості з використанням ТТВ вже достатньо формалізована. Сукупність таких задач з можливим урахуванням усіх параметрів системи будемо вважати глобальною оптимізацією РЕС на множині параметрів.**

Ці викладені в підручнику задачі оптимізують саму систему та її головні частини за умовними критеріями якості, які використовують окремі показники при обмеженні за вартістю. Оскільки **вартість – це глобальний витратний показник, то можливість поставити задачу оптимізації та отримати оптимум є завжди.** Але головна задача при цьому – це **боротьба з нечіткістю вартості, що долається відповідною обробкою реальних статистичних даних про функціональні елементи (ФЕ) системи.** Тоді і РЕС наближена до реалізації.

При проектуванні РЕС звичайно враховується, що для зв’язку з рухомими об’єктами використовується **радіоканал**, на який діють, крім завад, більше, ніж у кабельних системах, кількість паразитних факторів, обумовлених рухом об’єктів, розповсюдженням радіохвиль тощо. У будь-якому разі їх потрібно враховувати, особливо при включенні в систему допоміжних каналів самонастроювання. У цьому разі **показники функціонування каналів самонастроювання потрібно вважати для системи технічними параметрами, які є функціями від параметрів - числових характеристик паразитних факторів.**



Якщо канали додатково виконують самостійну, незалежну, наприклад вимірювальну, функцію, то це вже буде **інформаційно-вимірювальна, тобто багатофункціональна система** з незалежними каналами, яку треба оптимізувати за розд. 3.

Найбільш ефективними з інформаційної точки зору є багатоканальні системи з однотипними каналами. Системи можуть бути з **частотним розподілом одночасно діючих каналів**, які одночасно потребують багато фільтрів, підсилювачів, перетворювачів і т. ін., а **можуть бути з часовим розподілом каналів**, тобто з послідовною в часі обробкою каналних сигналів, яка потребує значно менше функціональних елементів, ніж система з частотним розподілом каналів, але потребує від ФЕ широкосмуговості, або безінерційності. Крім цієї переваги система з **часовим розподілом каналів** має гнучкість програм: 1) миттєва зміна типу послуги зв'язку; 2) маршрутизація передачі за критеріями достовірності, вартості, часу, надійності передачі інформації; 3) кодування для підвищення завадостійкості; 4) цифровізація інформації для зручного спілкування з абонентами і мережами і т. ін.

Ці переваги перекриваються двома **недоліками**: 1) **потрібна синхронізація** за трьома майже рівноправними типами зі своєю якістю – плезіохронна, синхронна та асинхронна; 2) потрібна на один-два порядки **значно ширша смуга пропускання** системи при рівних інших показниках. **Ці недоліки – наслідок вказаної якості цифрових систем.** До того ж **другий недолік не дуже чутливий**, оскільки перспективні оптоволоконні лінії зв'язку ще не можуть засвоїти частину всієї смуги довжин хвиль через інерційність модуляторів і фотоелементів. Тому використовується хвильове ущільнення каналів WDW.

У будь-якому разі, хоч на практиці використовуються лінії зв'язку різної фізичної якості, метод оптимізації систем не змінюється, а змінюється тільки оптимальний вибір **відповідних функціональних елементів (ФЕ).**

## 10.1. Алгоритми оптимізації однофункціональних РЕС

**Оптимізація РЕС найбільш ефективна на такому етапі її життєвого циклу, як ескізне проектування.** Сам процес проектування також доцільно розбити на такі етапи, які визначають **порядок використання матеріалу** цього підручника.

Простішим буде далі процес проектування систем будь-якого призначення, якість яких можна визначати за **умовним критерієм максимуму надійності при обмеженій вартості.** Сенс таких задач у тому, що чим більший гарантований термін експлуатації системи, тобто чим більша надійність, тим більший від неї прибуток.

**Етап 1. Аналіз потреб** у послугах зв'язку. **Формулювання призначення** системи, її навантаження, перспектив розвитку, аналіз умов експлуатації. За призначенням системи визначаються **потрібні показники якості системи.** **Формулювання ТТВ і вектора показників якості і витрат системи** (підрозд. 2.1). Ранжування їх за значущістю. Спочатку залишаються тільки **головний показник корисної якості та затратний показник** (підрозд. 2.2), яким найчастіше є вартість або маса і т. ін. **Вибір раціональних структури та сигналів системи,** використовуючи існуючі поняття про кращі системи заданого призначення. Це звичайне проектування, або **структурно-сигнальний евристичний (раціональний) синтез системи** при проектуванні [1-17].

**Етап 2.** З метою отримання можливості оптимізації системи необхідний **системний аналіз вибраних показників якості системи** [31-49] для визначення залежностей показників якості системи від технічних параметрів, які характеризують функціональні елементи (ФЕ) та інші технічні параметри системи від різних ефектів обробки сигналів і впливу паразитних факторів [19, 27].

**Етап 3. Обробка техніко-економічної статистики** - маркетингових даних ФЕ [20-24] за прайс-аркушами: 1) **відбраковування** непридатних ФЕ; 2) **отримання** методом найменших квадратів (МНК) залежностей вартості ФЕ від його показників якості, що, з іншого боку, є також параметрами

системи більшого ієрархічного рівня. Ці залежності, тобто лінії середньоквадратичної регресії (ЛСКР) вартості на параметр, є по суті **характеристикою якості ФЕ** його морального терміну служби.

**ФЕ беруться тільки ті, які можуть виконувати певне призначення РЕС.**

За критерієм максимуму надійності РЕС при обмеженій вартості беруться ті ФЕ, без роботи яких система не виконує своє призначення, або такі, що їх повна відмова рівнозначна втраті бренда чи банкрутству.

При цьому якщо потрібне **резервування** малонадійних ФЕ, то це враховується дуже просто – до статистичних даних включаються дані не одного ФЕ, а двох (за умови їх послідовного при відмові підключення) і подвійна вартість. І так для будь-якої кратності резервування з урахуванням можливості автоматизації. **Задача сама знайде оптимальне резервування.**

**Етап 4.** Постановка задач оптимізації РЕС за параметрами (майже за всіма розділами). Якщо призначення системи потрібно реалізувати з заданою працездатністю системи при обмеженій вартості, то задача має вигляд **критерію максимуму з надійністю при заданій вартості** (підрозд. 2.4) [51]. У задачі залишаються тільки ті ФЕ (параметри системи), для яких обчислено лінії середньоквадратичної регресії (ЛСКР), або **залежності вартості від часу напрацювання ФЕ на одну відмову**. Інші параметри фіксуються, тобто вибираються такими, як у реальних системах, і входять до сталих задач. Для параметрів, які є змінними задачі, вибирається **початковий план програмування**, також бажано такий, як в аналогічних системах. Якщо нема аналогів, то вибір – посередині діапазонів. Задача сама виведе на оптимальне значення, якщо цільова функція та обмеження задовольняють умови, наприклад потрібної опуклості.

**Етап 5.** Розв'язання задач оптимізації РЕС (за всіма розділами). У загальному випадку задача постає у вигляді нелінійного багатомірного програмування на умовний екстремум. **Відомі методи** розв'язання таких задач для спрощених функцій: 1) метод невизначених **множників Лагранжа**; 2) метод підстановки; 3) метод **математичної індукції**; 4) метод **динамічного програмування**. Для складних і багатомірних

**функцій є методи математичного програмування:** 1) **прямого пошуку** (дихотомії, Фібоначчі та ін.); 2) **лінійного програмування**; 3) **квадратичного програмування**; 4) **опуклого програмування, покоординатного спуску, градієнтні методи першого та другого порядку і т. ін.** У будь-якому випадку при кількості параметрів більше 10 з'являється проблема **багатомірності**.

Тому для інженерних розрахунків нам потрібно мати метод, який би був: 1) **універсальним** (для будь-яких функцій); 2) **інваріантним** до розмірності задачі (щоб вирішував проблему багатомірності); 3) **простим для розрахунків**; 4) **швидким за збіжністю** при ітеративному розв'язанні; 5) дозволяв би **просто аналізувати** отриманий оптимум та оптимальний розв'язок; 6) дозволяв би **зшивати результати** часткових задач оптимізації.

Аналогом того, що треба за універсальністю, може бути **метод Вульфа** – лінеаризація цільової функції та обмежень (функцій зв'язку) в околі початкового плану, отримання розв'язку на першому кроці методом лінійного програмування, і далі ітеративно до визначення розв'язку. Такий метод задовольняв би тільки вимогу універсальності, але не інші вимоги.

Тому пропонується для **розвитку методу Вульфа** лінеаризацію тільки обмежень за вартістю і використання якості сепарабельності функцій, що дозволяє спростити розв'язання, тобто **не розв'язувати систему нелінійних функцій, задовольняти усі згадані вимоги і навіть отримати розв'язок і оптимум в аналітичному вигляді, що потрібно для аналізу результату.**

**Етап 6.** Метод дозволяє також виявити діапазонність показників якості і отримати **криві обміну** [11] за рахунок багатократного, але швидкого повторення задач при змінних показниках, тобто отримати залежність оптимальної надійності системи від фінансових асигнувань, або навпаки (за принципом подвійності).

Задача унікальна не тільки тому, що це прямої місток між теорією систем і їх реалізацією – побудова за результатами статистики. Саме використання статистики дає **впевненість** (і задану надійність) у тому, що систему можна **майже одразу реалізувати.**

Унікальність такої задачі в тому, що якщо відомий також: 1) економічний ефект – **прибуток** від застосування системи в часі; 2) виявлений з розв’язання задачі за заданою надійністю **гарантований термін експлуатації** [51]; 3) затратна **вартість** системи, то можна обґрунтовано прийняти **рішення про економічну доцільність реалізації** системи (див. підрозд. 2.4) і ефективність відповідного бізнесу.

І це не все. Тепер інформації може бути стільки, щоб повернутися до результатів етапу 1 і прийняти обґрунтоване рішення про оптимальну структуру або сигнали. Для цього потрібний етап 7 і далі.

**Етап 7.** Спочатку незначно змінити структуру або сигнали, або тип системи зв’язку, або тип показника якості при тих самих інших показниках, тому що тільки тоді можна оцінити будь-яку плату за ресурс, коли змінили тільки один фактор.

**Етап 8.** Повернутися до етапу 4 і продовжити оптимізацію РЕС до етапу 6.

**Етап 9.** На площині або за багатозахідною таблицею порівнювати показники якості у **всьому діапазоні вартостей** РЕС. Виявити, на яких ділянках діапазону кращі (оптимальні) структури, сигнали, показники тощо. Це по суті **вплив оптимальності** системи на множині технічних параметрів **на вибір оптимальної структури або сигналів** систем за тими самими показниками з ТТВ.

Повторити процедуру з етапу 7 за іншими даними.

**Етап 10.** З аналізу потреб у послугах зв’язку і з аналізу розв’язань усіх задач оптимального параметричного синтезу на всіх етапах, тобто після отримання оптимальних значень параметрів ФЕ систем, **перейти до розрахунків оптимальних цехових, регіональних або державних стандартів параметрів ФЕ і систем** для отримання надприбутку або економічної та якісної ефективності (підрозд. 4.4).

## 10.2. Варіанти проектування радіоелектронних систем

1. Якщо система буде **інформаційною** з безперервними або цифровими сигналами з здалегідь високою надійністю, або **вимірювальною**, де найгірша похибка буде за рахунок завади, то використовуються відповідні підрозділи, тому що критерієм якості для цих систем є **максимум енергетичного потенціалу при обмеженій вартості РЕС**.

Але на виході приймача (або тракту обробки сигналу) чи на вході кінцевого пристрою (термінала), крім потрібного заданого **відношення потужностей сигналу до шуму** ще потрібний достатній **рівень** сигналу.

Тому для згаданих систем після першої задачі потрібна **оптимізація за критерієм максимуму рівня сигналу при обмеженій вартості**, яка відбувається так само, і алгоритмом, як і за критерієм максимуму енергетичного потенціалу при обмеженій вартості, але з параметрами підсилювачів - коефіцієнтами підсилення – і вже з урахуванням визначених у першій задачі оптимальних смуг пропускання підсилювачів, тому що така функція ФЕ, як фільтрація у смузі підсилювача, працює одразу на критерій максимуму відношення потужностей сигналу до шуму і на потрібний рівень сигналу на вході термінала, причому перший критерій не залежить від підсилювачів, тому що і сигнал, і шум підсилюються однаково, якщо врахувати коефіцієнт шуму за методом підрозд. 4.1.

2. Якщо **інформаційна система широкосмугова**, багатоканальна, то ФЕ до неї слід визначати за всіма етапами з урахуванням широкосмуговості, або безінерційності, носіїв струму ФЕ, малості зворотного зв'язку та впливу паразитних факторів.

3. Якщо **система – вимірювальна** і складова похибки співрозмірна з заводою похибкою, то оптимізація системи незначно ускладнюється за підрозд. 2.3. Однофункціональна вимірювальна система або кожний вимірювальний канал припускає можливість лише за п'ятьма показниками якості визначати оптимум на трьох множинах: структур, вимірювальних сигналів і параметрів (розд. 5-8).

4. Якщо від інформаційної, або вимірювальної, системи **потрібні одразу два показники** - завадостійкості (чи точності) і функціональної надійності, то оптимізація РЕС будується за двома задачами та за однією статистикою ФЕ, але з двома їх призначеннями підняти: 1) енергетичний потенціал; 2) надійність, тому що вимога підняти енергетичний потенціал за рахунок деяких ФЕ протирічить надійності, наприклад, для таких силових ФЕ, як передавач, антена та підсилувачі, а також для таких ФЕ, які зменшують втрати енергії та форми сигналу: підсистеми ФАПЧ, АРП, коректори АЧХ, ФЧХ, коректори дисперсії і т. ін. Нагадаємо, що підсистеми оптимізуються окремо і їх оптимум використовується як результат впливу на один параметр РЕС.

У такому випадку потрібно визначати такі ФЕ, які мають два даних за підвищенням (чи збереженням) потенціалу та за надійністю, але зі своїм відбраковуванням. Для задачі за МНК можна **залишати компромісний варіант** якостей ФЕ, але ближчий до більш потрібного.

5. Якщо РЕС **багатофункціональна, інформаційно-вимірювальна** з незалежними каналами і апаратурно, і сигнально суміщена, то спочатку оптимізація формалізується в загальному вигляді, починаючи з першого етапу, у вигляді ітераційних розв'язків (розд. 6) для всіх незалежних різних каналів за всіма показниками якості при обмеженій вартості і для суміщеної частини за всіма етапами. Далі результати зшиваються за етапами за прикладом розд. 4.

6. Якщо система **інформаційна, кабельна**, то враховуються замість передавачів та антен підсилувачі та лінії зв'язку в якості ФЕ. Такі елементи РЕС, як кодеки, доцільно оптимізувати за окремими показниками ефективності при обмежених витратах вартості або часу обробки сигналу.

7. Якщо РЕС це – лазерна інформаційно-вимірювальна система (ЛІВС) з волоконно-оптичною лінією зв'язку, то враховуються оптоелектронні ФЕ і з'єднання на лінії зв'язку. Система оптимізується на множині параметрів також за критерієм максимуму енергетичного потенціалу при обмеженій вартості, тільки враховуються сигнальні та темнові фотони.

8. Якщо РЕС це – лазерна інформаційно-вимірювальна система (ЛІВС) [52], то ФЕ є багатомодовими або одномодовими багаточастотними лазерами з оптичними антенами передачі та приймання, з каналами різних призначень. Рівень сигнальних фотонів на виході фотодетектора вимірювальних каналів обчислюється як

$$S_i = \frac{W_i \tau_i e^{-\gamma R} d^2 \prod_i T_i \prod_i T_i T_{(гр)} \eta_i}{\Theta_i^2 R^2 \hbar \nu_i},$$

де  $W_i$  - пікова потужність випромінювання оптичного джерела;

$\tau_i$  – тривалість імпульсу;

$e$  – заряд електрона;

$\gamma$  – повний коефіцієнт послаблення сигналу на трасі або лінії зв'язку;

$R$  – максимально допустима відстань між передавальною та приймальною антенами системи;

$d$  – діаметр приймальної антени;

$\prod_i T_i$  – загальний коефіцієнт передачі суміщеної оптики передавача та приймача;

$\prod_i T_{i(гр)}$  – загальний коефіцієнт передачі оптики приймача націлювання;

$\eta_i$  – квантовий вихід фотодіода (ФТД);

$\Theta$  – ширина ДС приймача стеження;

$\hbar$  – стала Планка;

$\nu_i$  – частота випромінювання лазера.

Темновий фотострум залежить від типу фотоприймача. Далі формальна оптимізація за новими даними.



## Висновки

1. У першому розділі показано, що можна використовувати тільки метод максимуму **функції правдоподібності** для обробки вже отриманих результатів вимірювань, а не метод максимуму функціонала правдоподібності для вимірювань на основі отриманої суміші сигналу з шумом.

2. Існуючі вимірювачі та системи, де потрібний широкий діапазон і висока точність, доцільно класифікувати за загальними методами вимірювання, що створює нові напрямки розвитку, особливо для багатоетапних методів і вимірювачів.

3. Найбільш доцільний розгляд дискримінаторів не тільки як перетворювачів справжнього параметра у вихідний сигнал, але і навпаки, вихідного відліку в оцінюванні справжнього параметра, що є подальшим розвитком перспективного напрямку [11, 20].

4. Для радіоелектронних вимірювань склад показників, врахованих у метрології, недостатній. Тому пропонується мінімально допустимий їх склад - дисперсія (або точність) вимірювань, апіорна дисперсія, час вимірювання, довірна ймовірність і відношення потужностей сигналу до шуму, або вартість, чого достатньо для визначення кращого узагальненого методу оцінювання, відповідної структури, сигналів і порівняння показників якості вимірювачів.

5. Викладені подальші задачі оптимізації вимірювачів можна вважати їх параметричним синтезом. Тобто всі радіоелектронні системи спочатку потребують розв'язання задач структурного та сигнального синтезу. Щодо розв'язань задач оптимізації багатоскальних і багатоетапних систем, то їх **можна частково вважати одночасно структурним і сигнальним синтезом**, бо маємо справу з сигналами типу «гамма», або «мелодія», а структура визначається типом вимірювача.

## Бібліографічний список

1. Амиантов, И. Н. Теория связи [Текст] / И. Н. Амиантов. – М.: Сов. радио, 1971. – 328 с.
2. Башаринов, А. Е. Об оптимальных параметрах многошкальных измерительных систем [Текст] / А. Е. Башаринов, В. В. Акиндинов // Радиотехника и электроника. – 1963. – Т. 8. - № 1. – С. 3.
3. Бакут, П. А. Вопросы статистической теории радиолокации [Текст] / П. А. Бакут, И. А. Большаков [и др.]. – М.: Сов. радио, 1964. – Т. 1, 2.
4. Беллман, Р. Динамическое программирование [Текст] / Р. Беллман. – М.: ИИЛ, 1960. – 401 с.
5. Вакман, Д. Е. Вопросы синтеза радиолокационных сигналов [Текст] / Д. Е. Вакман, Р. М. Седлецкий. – М.: Сов. радио, 1973. – 312 с.
6. Ван Трис. Теория обнаружения оценок и модуляции [Текст] / Ван Трис. – М.: Сов. радио, 1972. – Т. 1. – 744 с.
7. Варакин, Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами [Текст] / Л. Е. Варакин. – М.: Радио и связь, 1985. — 384 с.
8. Вудворд, Ф. М. Теория вероятности и теория информации с применением в радиолокации [Текст] / Ф. М. Вудворд. – М.: Сов. радио, 1968. – 128 с.
9. Винокуров, В. И. Вопросы обработки сложных сигналов в корреляционных системах [Текст] / В. И. Винокуров, Р. А. Ваккер. – М.: Сов. радио, 1972. – 216 с.
10. Гличев, А. В. Экономическая эффективность технических систем [Текст] / А. В. Гличев. – М.: Экономика, 1971. – 39 с.
11. Гуткин, Л. С. Оптимизация радиоэлектронных устройств по совокупности показателей качества [Текст] / Л. С. Гуткин. – М.: Сов. радио, 1974. – 340 с.
12. Колмогоров, А. Н. Интерполяция и экстраполяция стационарных случайных последовательностей [Текст] / А. Н. Колмогоров // Изв. АН СССР. Сер. Математика. – 1941. - № 5. – С. 3-4.

13. Крук, Б. И. Телекоммуникационные системы и сети [Текст] / Б. И. Крук, В. Н. Попантонопуло, В. П. Шувалова; под ред. В. П. Шувалова. - 3-е изд., испр. и доп. – М.: Горячая линия-Телеком, 2003. – Т. 1. – 647 с.

14. Левин, Л. С. Цифровые системы передачи информации [Текст] / Л. С. Левин, М. А. Плоткин. – М.: Радио и связь, 1982. — 216 с.

15. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение [Текст]: пер. с англ. – 2-е изд., испр. - М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.

16. Слепов, Н. Н. Современные технологии цифровых оптоволоконных сетей связи (ATM, PDH, SDH, SONET и WDM) [Текст] / Н. Н. Слепов. – М.: Радио и связь, 2000. – 430 с.

17. Фокин, В. Г. Оптические системы передачи и транспортные сети [Текст]: учеб. пособие / В. Г. Фокин. – М.: Эко-Трендз, 2008. – 284 с.

18. Шахгильдян, В. В. Системы фазовой автоподстройки частоты [Текст] / В. В. Шахгильдян, А. А. Ляховкин. – М.: «Связь», 1972. – 447 с.

19. Ширман, Я. Д. Обнаружение радиолокационных сигналов и измерение параметров [Текст] / Я. Д. Ширман. – М.: Сов. радио, 1969.

20. Альошин, Г. В. Оцінка якості інформаційно-вимірювальних систем [Текст] / Г. В. Альошин. – Харків: УкрДАЗТ, 2008. – 300 с.

21. Алешин, Г. В. Эффективность сложных радиотехнических систем [Текст] / Г. В. Алешин, Ю. А. Богданов. – К.: Наукова думка, 2008. – 288 с.

22. Кузнецова, Д. Г. Основные принципы оценки стоимости серийно изготавливаемой электронной аппаратуры [Текст] / Д. Г. Кузнецова, Е. Ю. Намиот // Вопросы Радиотехники и Электроники. – 1969. - Вып. 12. - № 31.

23. Талызин, Н. В. Об оптимальных параметрах и экономической эффективности многостанционной системы спутниковой связи [Текст] / Н. В. Талызин, Л. Я. Кантор, Е. А. Манякин, Ю. М. Паянский // Радиотехника. – 1969. - № 11.

24. Чупик, С. И. О распределении требований к точности измерительных устройств многопараметрических систем при

учете их стоимости и надежности [Текст] / С. И. Чупик // в кн. Эффективность обработки информации в системах траекторных измерений; МО СССР. – 1968. – 101 с.

25. Алешин, Г. В. Методика определения зависимости показателя экономичности УРЧ от его параметров по маркетинговым данным [Текст] / Г. В. Алешин, В. П. Коцюба // Радиотехника и информатика; ХНУРЭ. – 2003. - № 2 (23). – С. 25 – 29.

26. Алешин, Г. В. Оптимизация энергетического потенциала цифровых систем с учетом влияния синхронизирующего канала [Текст] / Г. В. Алешин, Д. А. Бойко // Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті – 2010. - № 1. – С. 60-66.

27. Алёшин, Г. В. Синтез селективных свойств радиоприемных устройств по критерию электромагнитной совместимости при ограничении на стоимость [Текст] / Г. В. Алешин, А. А. Трублин // Радиотехника: всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2001. – Вып. 117. – С. 50 – 53.

28. Лезин, Ю. С. Оптимальные фильтры и накопители импульсных сигналов [Текст] / Ю. С. Лезин. – М.: Сов. радио, 1969. – 448 с.

29. Акиндинов, В. В. О расчете вероятности «грубой» ошибки при двухшкальном способе измерения параметра сигнала [Текст] / В. В. Акиндинов // Радиотехника и электроника. – 1963. – Т. 8. - № 7. - С. 1099.

30. Антонов, О. Е. Оценка параметров при помощи двухшкальной измерительной системы [Текст] / О. Е. Антонов, В. П. Демин, Д. В. Ильченко // Радиотехника и электроника. – 1976. - № 6. - С. 1242-1249.

31. Фальк, С. Е. Основа теории РТС [Текст]: учеб. пособие / С. Е. Фальк, Л. Н. Коновалов. – Харьков: ХАИ, 1984. – 122 с.

32. Аповорич, А. Ф. Некоторые вопросы параметрического синтеза радиотехнических систем [Текст] / А. Ф. Аповорич, Г. В. Алешин // Радиотехника. – 1975. - № 12. – С. 12 – 26.

33. Алешин, Г. В. Оптимизация многошкального фазового измерителя запаздывания сигнала [Текст] / Г. В. Алешин // Вища школа. Вестник ХПИ. – 1977. - № 129. - Вып. 5. – С. 30 – 32.

34. Алешин, Г. В. Синтез сигнала совмещенной измерительной системы по условному критерию [Текст] / Г. В. Алешин // Вища школа. Вестник ХПИ. – 1977. - № 128. – Вып. 4.

35. Алешин, Г. В. Синтез сигналов по критерию точности совместных измерений запаздывания и частоты [Текст] / Г. В. Алешин // Радиотехника. – 1978. - № 5. - Т. 33.

36. Алешин, Г. В. Информационно-измерительные системы на лазерах [Текст]: монография / Г. В. Алешин, В. И. Урвачев, В. К. Сенкевич; МО СССР. – 1982. – 204 с.

37. Алешин, Г. В. Радиоприемные устройства. Проектирование и расчет [Текст] / Г. В. Алешин, Б. Г. Сеницкий, В. Е. Пустоваров; МО СССР. – 1983. – 200 с.

38. Алешин, Г. В. Теоретические основы стандартизации элементов радиотехнических систем [Текст] / Г. В. Алешин, В. В. Набока, В. Е. Пустоваров // Радиотехника. – 1986. - № 1.

39. Алешин, Г. В. Эффективность радиотехнических устройств оценивания параметров сигнала [Текст]: учеб. пособие / Г. В. Алешин; МО Украины. – 1992. – 104 с.

40. Альошин, Г. В. Основи наукових досліджень [Текст]: підручник / Г. В. Альошин, С. В. Лістровий, С. В. Панченко, С. І. Приходько. – Харків: УкрДАЗТ, 2012. – 340 с.

41. Альошин, Г. В. Основи систем автоматизованого проектування інформаційно-вимірювальних систем [Текст]: навч. посібник / Г. В. Альошин, С. В. Панченко, С. І. Приходько. – Харків: УкрДАЗТ, 2012. – 64 с.

42. Алешин, Г. В. Об оптимальности частотно-селективных средств авиационной радиосвязи, работающих в равномерно загруженном частотном диапазоне [Текст] / Г. В. Алешин, А. А. Трублин // Радиотехника: всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2000. - Вып. 114. – С. 148-150.

43. Алешин, Г. В. Методы оптимизации системы многократного преобразования несущей частоты в приемниках СВЧ диапазона по условному критерию качества [Текст] / Г. В. Алешин // Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. – 2009. - № 5-6. - С. 20-27.

44. Wolfe Ph. The simplex method for quadrate programming [Текст] / Wolfe Ph // Econometrica. – 1959. – Vol. 28. - № 3. - P. 600-606.

45. Алешин, Г. В. Эффективность информационно-визуальных радиотехнических систем [Текст]: учебник / Г. В. Алешин; МО Украины. – Харьков: ХУПС, 2005. – 294 с.

46. Алешин, Г. В. Показник якості електромагнітної сумісності радіоелектронних засобів [Текст] / Г. В. Алешин // Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. - 2008. - № 4. - С. 60-66.

47. Пратт, В. К. Определение оптимальных характеристик оптических систем [Текст] / В. К. Пратт, Х. Стокс // Труды НИИР. – 1970. - Т. 58. - № 10. – С. 355 — 364.

48. Алешин, Г. В. Основные характеристики дискриминаторных измерителей [Текст] / Г. В. Алешин // Системы обработки інформації: зб. НАНУ, ПАНИ, ХВУ. – 2000. - Вип. 1(7). – С. 97-101.

49. Алешин, Г. В. Синтез параметров лазерной системы передачи информации [Текст] / Г. В. Алешин // Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. – 2010. - № 2. - С. 3-14.

50. Теоретические основы электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств [Текст]: учеб. пособие / Г. В. Алешин; МО Украины. - Харьков, 1993. – 32 с.

51. Алешин, Г. В. Новый метод математического программирования для прикладных задач радиоэлектронной системологии [Текст] / Г. В. Алешин // Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. – 2013. - № 5. – С. 3-7.

52. Алешин, Г. В. Оптимальный выбор параметров радиоэлектронных систем по условному критерию максимума экономической эффективности [Текст] / Г. В. Алешин, А. В. Коломийцев // Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. – 2015. - № 6. - С. 3-7.

53. Алешин, Г. В. Синтез совмещенной лазерной системы связи с кооперируемыми летательными аппаратами [Текст] / Г. В. Алешин, А. В. Коломийцев // Тези VII Міжнар. наук.-практ. конф. «Проблеми і перспективи розвитку IT-індустрії», 17 – 18 квітня 2015 р. - Харьков: ХНЕУ, 2015. – С. 18.

54. Пратт В. К. Лазерные системы связи [Текст] / В. К. Пратт. – М.: Связь, 1972. – 232 с.

