

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

**РАДІОАВТОМАТИКА В СИСТЕМАХ  
ЗВ'ЯЗКУ**

*Підручник*

**Харків – 2019**



МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ  
УКРАЇНИ

УКРАЇНСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ  
УНІВЕРСИТЕТ ЗАЛІЗНИЧНОГО  
ТРАНСПОРТУ

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

**РАДІОАВТОМАТИКА В СИСТЕМАХ  
ЗВ'ЯЗКУ**

*Підручник*

УДК 621.396.6

Харків – 2019

**A 56**

*Рекомендовано вченою радою Українського державного університету залізничного транспорту як підручник (витяг з протоколу № 7 від 27 вересня 2018 р.)*

**Рецензенти:**

д-р техн. наук, професор О. А. Серков (НТУ «ХП»),  
д-р техн. наук, доцент В. В. Бараннік (ХНУ ПС)

**A 56** Альошин Г. В., Панченко С. В., Приходько С. І.  
Радіоавтоматика в системах зв'язку: Підручник. – Харків:  
УкрДУЗТ, 2019. – 185 с., рис. 100.

**ISBN 978-617-654-100-4**

Класичні підручники висвітлюють тільки виконавчу функцію систем автоматичного керування. Але не менш важливим функціям вимірювання, віднімання сигналів і фільтруванню не приділяється достатньо уваги. Тим більш, що в літературі, крім виданої в УкрДУЗТ, не висвітлено систематизованої теорії радіовимірювання і радіовимірювачів. Саме цим питанням присвячено другу частину підручника.

Даний підручник містить нові методичні підходи для викладення сутєвих напрямків використання систем автоматичного керування (САК) у телекомунікаційних системах, у розкритті з нових позицій сутності та якості дії функціональних елементів САК, особливо вимірювачів різниці параметрів сигналів.

Головна увага приділяється спрощенню викладення традиційних ідей і понять лінійних САК, їх використання в радіоелектроніці, схемній побудові за різним призначенням.

Існуючі фундаментальні наукові та навчальні роботи характеризуються величезною кількістю прикладів і докладністю. Тому розпилюється увага студентів до головних ідей у САК. Метою підручника є скорочення пояснення головних понять і підвищення чіткості викладення.

Підручник буде корисним фахівцям та студентам, які вивчають САК у телекомунікаційних системах, ознайомлені з теорією САК у першому читанні і які шукають відповідні матеріали для використання у курсових та дипломних проектах.

УДК 621.396.6

ISBN 978-617-654-100-4

© Український державний університет залізничного транспорту, 2019.

Підручник

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

**РАДІОАВТОМАТИКА В СИСТЕМАХ ЗВ'ЯЗКУ**

Відповідальний за випуск Альошин Г. В.

Редактор Буранова Н. В.

---

Підписано до друку 19.03.18 р.

Формат паперу 60x84 1/16. Папір писальний.

Умовн.-друк.арк. 10,5. Тираж 100. Замовлення №

Видавець та виготовлювач Український державний університет залізничного транспорту,  
61050, Харків-50, майдан Фейербаха, 7.  
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи ДК № 6100 від 21.03.2018 р.

## ЗМІСТ

Список скорочень	5
Вступ	7
1. Системи автоматичного керування	8
1.1. Особливості систем автоматичного керування у складі телекомунікаційних систем	8
1.2. Поняття про спектр	9
1.3. Основні поняття системи автоматичного керування	17
1.4. Оцінювання стійкості САК на практиці	26
1.5. Інтеграл Дюамеля	27
1.6. Функціональні елементи САК	29
1.7. Характеристики фільтрів САК	30
2. Роль вимірювачів у системах автоматичного керування	35
2.1. Особливості і умови радіоелектронних вимірювань	35
2.2. Фізична сутність функції правдоподібності	39
2.3. Потенційна точність вимірювальних систем	45
3. Загальні методи і пристрої оцінювання параметрів сигналу	54
3.1. Доцільність використання дискримінаторів	55
3.2. Показники якості вимірювачів	58
3.3. Головні методи вимірювання параметрів сигналів	60
4. Дискримінаторний метод оцінювання параметрів сигналу	68
4.1. Точність дискримінаторів	68
4.2. Типи дискримінаторів	72
4.3. Особливості дискримінаторних вимірювачів	75
4.4. Умова узгодженості апертури дискримінатора з апіорним діапазоном	78
4.5. Вплив зміни рівня сигналу на точність оцінювання його параметра	84
4.6. Вплив апіорної інформації про вимірюваний параметр на точність його оцінювання	88
5. Пошуковий і багатоканальний методи оцінювання параметрів сигналу	91

5.1. Вимірювання параметрів сигналу пошуковим методом	91
5.2. Багатоканальний пристрій оцінювання параметрів сигналу	103
6. Багатошкальні і багатоетапні вимірювачі	109
6.1. Багатошкальний вимірювач параметрів сигналу	109
6.2. Показники якості багатошкального вимірювача	112
6.3. Багатоетапний метод вимірювання	125
6.4. Лінеаризація характеристики фазового дискримінатора	129
7. Автоматичне регулювання підсилення в телекомунікаційних системах	133
7.1. Показники автоматичного регулювання підсилюванням	133
7.2. Принцип дії АРП	135
8. Слідкувальне фазове автопідстроювання частоти	137
8.1. Принцип дії фазового автопідстроювання частоти	137
8.2. Диференційне рівняння слідкувального ФАП	141
8.3. ФАП без низькочастотного фільтра	143
8.4. ФАП із пропорційно-інтегровальним фільтром низьких частот	145
9. Керуючі елементи ФАПЧ	149
9.1. Показники керуючих елементів	149
9.2. Принцип дії реактивної лампи	149
9.3. Керуючий елемент на варикапі	152
10. Практичні схеми систем автоматичного керування	153
11. Принципи розрахунку систем радіоавтоматики в телекомунікаційних системах	173
11.1. Визначення часу врегулювання САК при слідкуванні за параметрами ССЗ	174
11.2. Доплерівський канал ССЗ	177
Висновки	182
Бібліографічний список	183

## СПИСОК СКОРОЧЕНЬ

САК – системи автоматичного керування  
АРП – автоматичне регулювання підсилення  
ЛОДР – лінійне однорідне диференційне рівняння  
ТТВ – тактико-технічні вимоги  
ФП – функціонал правдоподібності  
МНК – метод найменших квадратів  
ФАК – функція автокореляції  
ФАПЧ – фазове автопідстроювання частоти  
КСД – коефіцієнт спрямованої дії  
ЕОМ – електронна обчислювальна машина  
ДС – діаграма спрямованості  
РТС – радіотехнічна система  
ФД – фазовий детектор  
ФНЧ – фільтр низьких частот  
КЕ – керуючий елемент  
КГ – керований генератор  
РЛ – реактивна лампа  
АЕ – активний елемент  
ПП – передавальний пристрій  
ПрП – приймальний пристрій  
ПРЧ – підсилювач радіочастоти  
ППЧ – підсилювач проміжної частоти  
ПНЧ – підсилювач низької частоти  
ЗМ – змішувач  
ФД – фазовий детектор  
ЧД – частотний детектор  
СД – синхронний детектор  
ФНЧ – фільтр низьких частот  
ОГ – опорний генератор  
ПГ – перестроюваний генератор  
ЗГ – задавальний генератор  
КГ – кварцовий генератор  
ФЗ – фазозсувач  
Д – додавач  
ФМ – фазовий модулятор  
Мн – множник частоти

Вим. част. – вимірювач частоти

ППС – підсилювач постійного струму

АРП – автоматичне регулювання підсилювання

Обм – обмежувач

Інт – інтегратор

БМ – балансний модулятор

## ВСТУП

Існує безліч робіт з дослідження схем і характеристик САК у техніці і в радіоелектронних системах [3, 7, 8]. У телекомукаційних системах відомості про відповідні САК трапляються нечасто.

Але й досі важлива складова частина САК, а саме теорія радіоелектронних вимірювань, ще не досягла таких результатів, які б давали змогу отримати нові ідеї побудови САК і підстави для розрахунку при їх проектуванні.

Саме цим питанням присвячений підручник.

Серед відомих найбільш розвинутих серед САК можна вважати дослідження фазового автопідстроювання частоти (ФАПЧ), яке виконує численні функції в радіоелектронних системах.

Настала потреба, по-перше, розглянути ФАПЧ систематично з використанням результатів відомих досліджень і з метою доведення до відома слухачів головних ідей його використання.

По-друге, необхідно більш докладно вивчати функціональні елементи ФАПЧ, і особливо вимірювачі різниці регульованого параметра об'єкта і задавального (вхідного) параметра сигналу, оскільки у цьому напрямку є великі можливості для удосконалення ФАПЧ і будь-яких САК.

По-третє, потрібно довести до відома студентів усе різноманіття ідей застосування і схем САК, і особливо ФАПЧ.

По-четверте, потрібно спрощено і з різних боків розглянути процес регулювання в САК для того, щоб студент вільно орієнтувався у будь-якому матеріалі. Для цього була потреба розгляду з фізичного боку відомих понять, таких як спектр, частотна характеристика, передавальна функція та інтеграл диференційного рівняння.

І головне, по-п'яте, наявні підручники так докладно розглядають принципи дії САК із численними прикладами різного походження, які не потрібні спеціалістам з телекомукаційних систем, що вивчати потрібні САК стає складно.

По-шосте, стислий виклад процесів у САК з фізичним підходом може бути до вподоби студентам і спеціалістам, які цінують час.



# 1. Системи автоматичного керування

## 1.1. Особливості систем автоматичного керування у складі телекомунікаційних систем

Існує велике різноманіття систем автоматичного керування (САК) [1-9], однак у даному підручнику буде розглянуто лише САК, які використовуються в системах радіоелектроніки, транспортного зв'язку і які мають такі особливості: 1) велику швидкодію або малий потрібний час вимірювання та регулювання, оскільки швидкими є сигнальні процеси; 2) широкий діапазон керованих параметрів; 3) високу точність керування; 4) високу надійність; 5) складні електричні або оптичні схеми; 6) малу енергетику сигналів.

Відновимо у пам'яті головні типи САК: 1) програмного керування; 2) стабілізації параметра керованого об'єкта; 3) слідкувальні за параметром.

Відомі такі САК у кабельних, оптоволоконних та радіотехнічних системах передачі: 1) автоматичне регулювання підсилення (АРП) сигналів; 2) автоматичне регулювання рівня сигналів; 3) автоматична система синхронізації в системах з часовим розподілом каналів; 4) автоматична стабілізація та формування параметрів сигналів і технічних параметрів; 5) автоматичне вимірювання параметрів сигналів і процесів; 6) автоматичне підстроювання технічних параметрів; 7) автоматичне слідкування за параметрами з метою їх одночасного підстроювання та вимірювання (згладжування); 8) стабілізація параметрів (або їх оптимізація) чи адаптація систем передачі до умов роботи; 9) програмне управління; 10) сигналізація; 11) контроль живлення; 12) автоматичний контроль для резервування функціональних елементів, блоків і т.ін. При цьому САК синхронізації, цифровізації та хронометрії належить окреме значне місце в літературі.

Таким чином, застосування усіх видів САК робить системи передачі більш досконалішими і якісними, полегшує роботу контролю зв'язківців і здешевлює зв'язок. Сучасні радіоелектронні системи і системи передачі неможливі без САК [7, 8, 9], особливо перспективні адаптивні системи з гнучкими засобами

керування на оптоволоконних лініях передачі з малим згасанням, які можуть забезпечити високу інформаційну і технічну надійність, ступінь інтеграції каналів і безліч послуг зв'язку.

Але у даному підручнику буде розглянуто на рівні ідей із загальних позицій лише типові і значущі для систем передачі моделі САК, їх елементи та характеристики.

Розглянемо деякі поняття з інших позицій, щоб уявити фізичну сутність явищ, з якими ми будемо мати справу.

## 1.2. Поняття про спектр

Кожну з функцій часу, у тому числі вихідний та вхідний процес  $y(t), x(t)$ , можна зобразити у вигляді додатка гармонік.

Візьмемо, наприклад, один із найпростіших процесів часу – меандр (рис. 1.1, а). Відомо, що цей процес є додатком усіх непарних гармонік, кратних коловій частоті  $\omega = \frac{2\pi}{T}$ , яка обернено пропорційна періоду  $T$  меандру:

$$x(t) = A_1 \sin \omega t + A_2 \sin 3\omega t + A_3 \sin 5\omega t + \dots$$

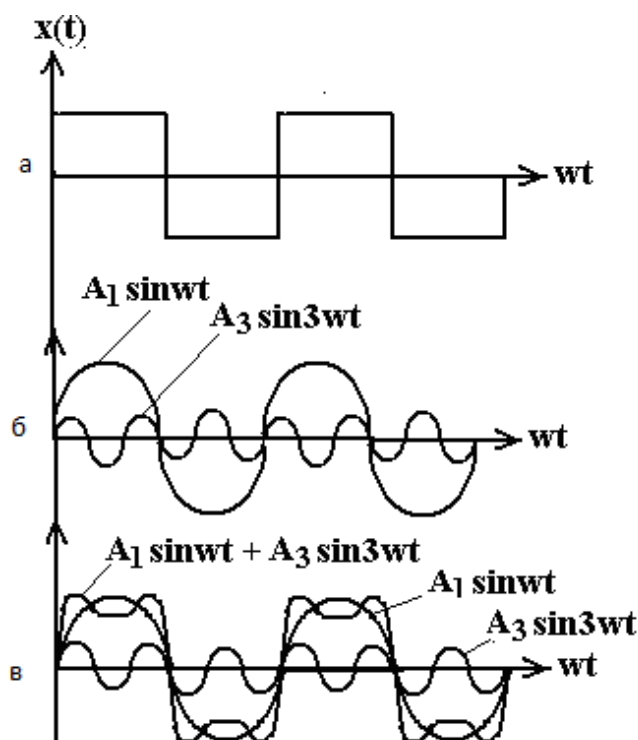


Рис. 1.1. а –  $U(t)$ -меандр; б – перша і третя гармоніки; в – додаток першої і третьої гармоніки, що наближує до меандру

Причому відомо, що  $A_3 = \frac{1}{3}A_1, A_5 = \frac{1}{5}A_1$  і т. д. З рис. 1.1, б та рис. 1.1, в видно, що коли скласти тільки синфазні першу і третю гармоніки з вказаними амплітудами, то додатак вже наближується до меандру. Кожна наступна непарна гармоніка уточнює це наближення.

Вираз для меандру можна подати у загальному вигляді:

$$x(t) = \sum_{i=1}^{\infty} A_i \sin i\omega t$$

Тут  $i$  – непарний номер гармоніки, а сукупність  $A_i$  – це залежність амплітуди від номера гармоніки, тобто фактично – **дискретний амплітудно-частотний спектр меандру**.

**А будь-який часовий процес можна представити як сукупність гармонік, тобто синусоїдальних коливань різних частот зі своїми амплітудами та фазами.** Залежність амплітуд гармонік від частоти називається **амплітудним спектром**, а залежність фаз гармонік від частоти – **фазовим спектром**.

Для того щоб визначити для неперіодичних коливань поняття «спектр», або залежність амплітуд та фаз гармонік від частоти, необхідно з'ясувати інше поняття – «ортогональні функції».

Функції одного класу  $f_1(t)$  і  $f_2(t)$  різного порядку називаються **ортогональними**, якщо виконується умова:

$$\int_0^{\infty} f_1(t) f_2(t) dt = 0. \quad (1.1)$$

Якщо функції однакові  $f_i(t) = f_j(t)$ , то інтеграл дорівнює енергії сигналу, тобто не дорівнює нулю.

Щоб у подальшому побачити корисність такого поняття, покажемо, чому їх так називають.

Візьмемо спочатку два вектори:  $F_1 = ia + jb + kc$  та  $F_2 = id + je + kf$ , де  $i, j, k$  – одиничні, взаємно перпендикулярні (ортогональні) вектори-орти.

Кут між цими векторами-ортами дорівнює  $90^0$ , тобто вони взаємно ортогональні (перпендикулярні).

Для перевірки цього візьмемо скалярний добуток цих векторів:

$$(F_1, F_2) = (ia + jb + kc)(id + je + kf)$$

Перемножимо почленно, пам'ятаючи, що  $ii=jj=kk=1$ , а добуток, що не збігаються, орт, дорівнює 0, тому що вони взаємно ортогональні.

$$\text{Тоді } (F_1, F_2) = (ia + jb + kc)(id + je + kf) = ad + be + cf .$$

З іншого боку, для будь-яких ортогональних векторів косинус кута між ними дорівнює нулю, тобто:

$$(F_1, F_2) = |F_1||F_2|\cos\{\sphericalangle(\bar{F}_1, \bar{F}_2)\} = 0 .$$

Звідси випливає, що

$$(F_1, F_2) = ad + be + cf = 0 . \quad (1.2)$$

Тепер розіб'ємо будь-які неперервні функції  $f_1(t)$  та  $f_2(t)$  для однієї і тієї самої шкали часу на достатньо малі відрізки часу  $\Delta t$  і кожний такий відрізок для кожної з двох функцій будемо рахувати одним і тим же виміром – ортом. Тоді самі функції будемо вважати багатовимірними векторами на певному інтервалі часу. При  $\Delta t \rightarrow 0$  число відрізків нескінченне і вираз (1.2) перетворюється в інтеграл.

Тобто аналогічно до виразу (1.2) функції ортогональні, якщо скалярний добуток функцій-векторів дорівнює 0, тобто

$$\sum_{i=0}^n f_1(i\Delta t)f_2(i\Delta t) = 0 .$$

А при  $\Delta t \rightarrow 0, n \rightarrow \infty$  це є справедливим і для виразу (1.1).

Тепер можна отримати користь з умови ортогональності (1.1).

Якщо ми маємо набір яких-небудь взаємно ортогональних функцій  $g_i(t), \forall i \in (1, n)$ , то безперервний сигнал  $x(t)$  можна подати у вигляді додатка цих так званих «базисних» функцій зі своїми вагами:

$$x(t) = \sum_{i=1}^n A_i g_i(t) \quad (1.3)$$

Подання сигналів у вигляді виразу (1.3) іноді називають узагальненим рядом Фур'є.

Визначення потрібних вагових коефіцієнтів  $A_i$  виробляється, виходячи з характеру базисних функцій:

$$\int_0^{\infty} g_i(t) g_j(t) dt = 0, \text{ якщо } i \neq j, \quad (1.4)$$

та

$$\int_0^{\infty} g_i(t) g_i(t) dt = P, \text{ якщо } i = j. \quad (1.4a)$$

Для визначення  $A_k$  потрібно перемножити ліву та праву частини рівності (1.3) на функцію  $g_k(t)$  та інтегрувати.

$$\int_0^{\infty} x(t) g_k(t) dt = \int_0^{\infty} \left( \sum_{i=1}^n A_i g_i(t) \right) g_k(t) dt$$

Через ортогональність базисних функцій з різними індексами на підставі виразу (1.4) від усього додатка у правій частині рівності залишиться тільки інтеграл від добутку функцій з однаковим індексом з однойменною вагою (1.4a).

$$\int_0^{\infty} x(t) g_k(t) dt = \int_0^{\infty} A_k g_k(t) g_k(t) dt = A_k P \quad (1.5)$$

Таким чином, ваги  $A_k$ , або рівень базисної функції, можна визначати з формули

$$A_k = \frac{1}{P} \int_0^{\infty} x(t) g_k(t) dt \quad (1.6)$$

Формулу (1.6) можна інтерпретувати таким чином. Сигнал  $x(t)$  є сукупністю ортогональних базисних функцій з їх вагами — комплексними амплітудами. Через їх взаємну

ортогональність базисних функцій під знаком інтеграла залишається тільки добуток гармоніки (базисної функції з вагою) і такої самої функції з однаковим індексом. Інтеграл з різними індексами функцій дорівнює нулю. Рівність справедлива з огляду на вираз (1.4).

Відоме велике число таких множин базисних функцій, ортогональних і ортонормованих поліномів, які використовують: для дослідження походження явищ, апроксимації залежностей і т. д. Це – гармонічні функції, функції Уолша, циліндричні, еліптичні функції, поліноми Якобі, Гегенбауера, Чебишева і т. д.

Особливо зручними для використання є такі прості базисні функції, як синусоїдальні функції:

$$\sin wt, \text{ або } \cos wt, \text{ або } \exp(jwt) = \cos wt + j \sin wt.$$

Ортогональність гармонік по відношенню до спряженої частоти базисної функції спостерігається для різних частот на нескінченному або симетричному інтервалі. Оскільки кожна гармоніка  $u(t) = A(w) \exp j(\omega t + \varphi) = A(w) e^{j\varphi(\omega)} e^{j\omega t}$  на певній частоті характеризується амплітудою і фазою, можна її вважати функцією цих двох параметрів, або представити у вигляді вектора на комплексній площині. Якщо вважати, що вектор гармоніки одиничної амплітуди крутиться справа – вгору – наліво рівномірно з постійною частотою у часі, то цей вектор можна зобразити на комплексній площині (рис. 1.2).

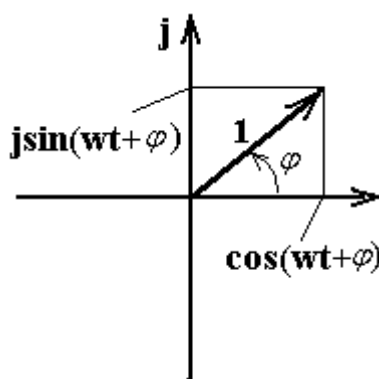


Рис. 1.2. Гармоніка одиничної амплітуди на комплексній площині

Це зручно, оскільки можливе геометричне складання двох або більшого числа гармонік-векторів різних амплітуд із

різними фазами, але на одній частоті, щоб визначити результуючу амплітуду і фазу, тобто комплексну амплітуду. Вектор гармоніки з довільною амплітудою  $A$  можна зобразити у полярній та прямокутній системі координат:

$$u(t) = Ae^{j(\omega t + \varphi)} = A[\cos(\omega t + \varphi) + j \sin(\omega t + \varphi)]. \quad (1.7)$$

Цей вираз можна записати стисло:

$$u(t) = Ae^{j\varphi} e^{j\omega t} = \dot{A}e^{j\omega t}. \quad (1.8)$$

Тоді  $\dot{A} = Ae^{j\varphi}$  називають комплексною амплітудою.

Тепер стане зрозумілим фізичне значення перетворення Фур'є:

$$\dot{A}(j\omega) = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) e^{-j\omega t} dt, \quad (1.9)$$

де  $e^{-j\omega t}$  – базисна функція; сигнал  $u(t)$  – будь-яка безперервна функція, яка може бути зображена сукупністю дискретних або безперервно щільних гармонік із різними частотами і комплексними амплітудами. Тобто на тій частоті  $\omega$  базисної функції є гармоніка з такою самою, але позитивною за частотою базисною функцією, і з комплексною амплітудою, яка виноситься з-під знака інтеграла, тому що не залежить від часу:

$$\dot{A}(j\omega) = A(\omega) e^{j\varphi(\omega)}. \quad (1.9a)$$

Тобто інтеграл (1.9) дорівнює комплексній амплітуді. Під знаком інтеграла базисні функції часу в інтегралі (1.9) компенсуються, а сам нормований інтеграл від одиниці, що залишився, дорівнює одиниці.

Для періодичного сигналу спектр дискретний. Для періодичного усіченого сигналу спектр дискретно-безперервний. Взявши інтеграл Фур'є, ми одразу отримаємо усі комплексні амплітуди для будь-якої частоти. При цьому окрему залежність амплітуди від частоти назвемо амплітудним спектром сигналу, залежність фази – фазовим спектром, а залежність комплексної амплітуди від частоти – просто спектром.

І навпаки, якщо взяти спектр сигналу (тобто усі комплексні амплітуди одразу), додатково помножити на базисну функцію з довільною частотою і проінтегрувати, то отримаємо сигнал за часом  $u(t)$ :

$$u(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{A}(j\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (1.10)$$

Оскільки добуток комплексної амплітуди на базисну функцію є певна гармоніка сигналу на певній частоті, а інтеграл (складова) від усіх гармонік, – це і є сигнал.

Безумовно, інтегрувати при Фур'є-перетвореннях потрібно за комплексною змінною частоти.

Такі уявлення корисні для лінійних САК. Лінійною називається система, яка математично описується лінійним диференціальним рівнянням зі змінними першого порядку. Лінійність систем дає змогу спростити і уточнити теорію САК.

Для лінійних систем функція  $\dot{K}(j\omega)$ , яка описує, як будуть змінюватись амплітуди і фази гармонік сигналу на виході, називається амплітудно-фазовою частотною характеристикою системи, функцією передачі, або передавальною функцією системи. Тоді очевидно, що для будь-якої гармоніки (і для усіх відразу) справедливе співвідношення для комплексних амплітуд на виході чотириполюсника:

$$\dot{A}_{\text{вих}}(j\omega) = \dot{K}(j\omega) \dot{A}_{\text{вх}}(j\omega) \quad (1.11)$$

Якщо зібрати (скласти, проінтегрувати) усі гармоніки  $e^{j\omega t}$  на виході з урахуванням їхніх комплексних амплітуд  $\dot{A}_{\text{вих}}(j\omega)$ , то згідно з виразом (1.11), аналогічно до виразу (1.10), отримаємо вихідний сигнал:

$$u_{\text{вих}}(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{K}(j\omega) \dot{A}_{\text{вх}}(j\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (1.12)$$

Очевидно, що, знаючи дві з трьох функцій у співвідношенні (1.11), можна визначити третю функцію.

Наступним ускладненням базисних функцій буде функція:



$$e^{pt} = e^{\sigma + j\omega t} = e^{\sigma} e^{j\omega t} \quad (1.13)$$

де змінна  $p = \sigma + j\omega t$  – двовимірний вектор на комплексній площині.

Очевидно, що множник  $e^{\sigma}$ , що впливає на амплітуди гармонік, на якість взаємної ортогональності не впливає.

Тоді інтеграл, аналогічний до інтеграла Фур'є, буде називатись перетворенням Лапласа:

$$X(p) = \frac{1}{T} \int_0^{\infty} u(t) e^{-pt} dt \quad (1.14)$$

де  $X(p)$  – зображення сигналу, тобто комплексні амплітуди ускладнених гармонік (1.13);  $u(t)$  – оригінал сигналу.

Аналогічно до виразу (1.10) можна отримати оригінал, або сигнал як функцію часу

$$u(t) = \int_{-\infty}^{\infty} X(p) e^{pt} dp \quad (1.15)$$

Ці поняття потрібні для визначення характеристик системи автоматичного регулювання (САР).

### Контрольні питання

1. Дати визначення поняття «спектр».
2. На основі якого характеру функцій можна відшукати спектр сигналу?
3. Чому при вивченні сигналів використовується поняття комплексної амплітуди?
4. Що таке «частотна характеристика системи»?
5. Що таке «амплітудно-частотна характеристика системи»?
6. Що таке «фазочастотна характеристика системи»?
7. Що таке «комплексна амплітуда»?
8. Чому зображення сигналу на виході системи дорівнює добутку її частотної характеристики або передавальної характеристики системи на зображення вхідного сигналу?
9. Чому сигнал можна отримати шляхом оберненого перетворення Фур'є із його зображення?

10. Як при вивченні систем використовується перетворення Лапласа?

11. Чи у нагоді усі якості перетворення Фур'є для випадків перетворення Лапласа?

12. Що таке «базисні» функції?

### 1.3. Основні поняття системи автоматичного керування

САК має таку структуру (рис. 1.3).

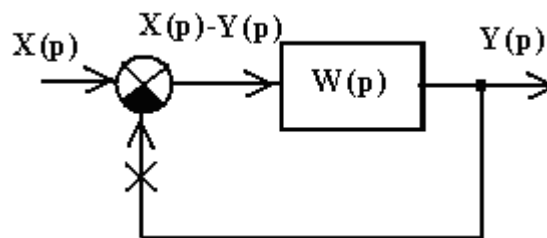


Рис. 1.3. Структура САК

На рис. 1.3 позначено:  $W(p)$  – передавальна функція розімкнутої САК, якщо система розімкнута у точці  $X$ ,  $X(p)$  та  $Y(p)$  – відповідно зображення вхідного та вихідного процесів. Передавальна функція розімкнутої САК може бути добутком передавальних функцій підсилувача, регулятора і самого регульованого об'єкта, якщо між ними слабкий зв'язок, який не впливає на кожну передавальну функцію.

Що позначає термін «зображення», впливає з формули (1.14).

При цьому згідно зі структурою можна записати рівняння, враховуючи принцип роботи САК:

$$[X(p) - Y(p)]W(p) = Y(p) \quad (1.16)$$

Звідки передавальна функція САК із замкнутим зворотним зв'язком  $W_c(p)$  дорівнює відношенню зображень вихідного та вхідного процесів і має такий вигляд через передавальну функцію розімкнутої САК:

$$W_c(p) = \frac{Y(p)}{X(p)} = \frac{W(p)}{1 + W(p)} \quad (1.17)$$

Для передавальної функції похибки  $W_e(p) = 1 - W_c(p)$ .

Слід з'ясувати значення цих понять.

У будь-якому випадку нас цікавить, як будь-яка система, у тому числі САК, реагує на задане вхідне збурення  $x(t)$ , тобто яким буде відлік системи  $y(t)$ , або вихідний процес.

Один з історично перших описів роботи будь-яких систем і САК був за допомогою диференціальних рівнянь. Найпростішими є системи, які називаються стаціонарними лінійними диференціальними рівняннями, тому що вони і описуються з постійними коефіцієнтами  $(a_n, b_m)$ . Лінійними рівняння називаються тому, що усі складові тут подані у першому степені. Тобто залежність відліку від кожної складової змінної являє собою пряму лінію.

Загальний вигляд рівняння такий:

$$a_n y^{(n)} + a_{n-1} y^{(n-1)} + \dots + a_1 y' + a_0 y = b_m x^{(m)} + b_{m-1} x^{(m-1)} + \dots + b_0 x, \quad (1.18)$$

де  $y(t), x(t)$  – відповідно вихідний і вхідний часові процеси;

$n, m$  (при  $m < n$ ) – порядок похідних відповідних процесів.

Коефіцієнти рівняння відображають і характеризують якості САК.

Показниками якості звичайних технічних систем [1] є такі, що відображають загальні **показники якості**: 1) функціональність, або корисність, системи; 2) дизайн; 3) вартість або технологічність; 4) технічні показники, або параметри.

Оскільки САК – це динамічні системи, у яких загальні та технічні параметри можуть змінюватись, то, крім цього, вони мають також **динамічні показники**: 1) **стійкість**, яка визначає впевненість у тому, що САК діє, тобто що різниця задавального та параметра стану САК зменшується майже до нуля; 2) **якість регулювання**, або час встановлювання процесу, похибка перерегулювання та коливальність процесу (рис. 1.4); 3) **смуга захвату та утримання сигналу**; 4) **діапазон керуючого параметра САК**, а для електронних САК ще й – 5) **завадостійкість**.

Перехідний процес САК є реакція її на одиничну функцію включення, яка може служити тестовим вхідним сигналом.

На рис. 1.4 подано показники якості перехідного процесу при дії функції включення  $\Delta X$  на вході: 1) час регулювання

(установлювання) процесу  $t_{уст}$ ; 2) похибка перерегулювання; 3) коливальність процесу (досягає трьох (1, 2, 3) коливань).

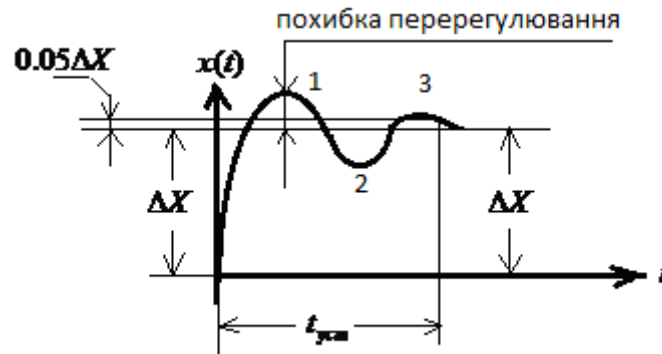


Рис. 1.4. Динамічні показники якості перехідного процесу

Час встановлювання процесу визначається при досягненні процесу свого сталого значення з точністю не гіршою за  $0,05 \Delta X$ .

Коливальний характер перехідного процесу підказує, що САК є системою більше другого порядку, тобто має другий або більший порядок похідних.

Але головним показником якості динамічного процесу є **стійкість**. Їй приділяється значна увага, і її буде розглянуто після алгебраїчного визначення понять передавальної функції і частотної характеристики.

Головною задачею теорії та практики є також знаходження за заданим входним процесом  $x(t)$  і відомими коефіцієнтами рівняння вихідного процесу  $y(t)$ , або відлік САК (1.12), який є **рішенням** диференційного рівняння і який називається **інтегралом рівняння** (1.18). За ним також можна судити про стійкість та якість САК.

Рішення цього рівняння згідно з теорією являє собою додаток загального рішення лінійного однорідного рівняння, тобто якщо б права частина рівняння дорівнювала нулю, і окремого рішення неоднорідного рівняння з ненульовою правою частиною. Перша складова рішення – це вільні коливання, а друга – примусові коливання при заданому входному збуренні.

Крім рішення диференційного рівняння, є інший спосіб, може, більш простіший, для знаходження інтеграла, чи перехідного процесу.

Для цього візьмемо до уваги зображення сигналу:

$$X(p) = L[x(t)] = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) e^{-pt} dt,$$

де  $L[x(t)]$  – символ, що означає перетворення Лапласа від функції  $x(t)$ .

Можна показати методом часткового інтегрування, що зображення похідної від сигналу дорівнює

$$L[\dot{x}(t)] = \frac{1}{T} \int_0^T \dot{x}(t) e^{pt} dt = pX(p) + x_0,$$

де  $x_0$  – початкова умова сигналу.

Далі  $L[\ddot{x}(t)] = p^2 X(p) + p\dot{x}_0 + x_0$  і т. д. за нульових початкових умов  $L[x^{(n)}] = p^n X(p)$ .

Тоді, використовуючи перетворення за Лапласом від лівої та правої частин рівняння (1.18), отримаємо у такому вигляді рівняння:

$$(a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_1 p + a_0) Y(p) = (b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + b_1 p + b_0) X(p). \quad (1.19)$$

Звідси можна отримати передавальну функцію САР, або функцію передачі:

$$W(p) = \frac{Y(p)}{X(p)} = \frac{b_0 + b_1 p + \dots + b_m p^m}{a_0 + a_1 p + \dots + a_n p^n} = \frac{B(p)}{A(p)}, \quad (1.20)$$

де  $A(p)$  – так званий **характеристичний поліном САК**, що визначає її якість.

Знаючи передавальну функцію (1.20), для отримання вихідного процесу можна не вирішувати диференційне рівняння (1.19), а скористуватись знаходженням зображення (1.14) вхідного сигналу, яке перемножуємо на передавальну функцію (1.20), тобто отримуємо зображення вихідного процесу і далі виробляємо обернене перетворювання Лапласа (1.15). Для цього існують таблиці перетворень Лапласа [3]. Це є **другий метод знаходження інтеграла рівняння**, який може бути простішим,

якщо у САК використовуються прості стандартні передавальні функції кіл системи.

За інтегралом рівняння, особливо у графічній формі (рис. 1.4), легко, але неточно, визначаються динамічні показники якості САК.

Для складних кіл САК перший та другий метод визначення інтеграла може бути занадто складним. Тому винайдено інші методи визначення стійкості і якості перехідного процесу.

Ці методи [1–5]: 1) Рауса–Гурвіца; 2) А. В. Михайлова; 3) Найквіста – називають також критеріями стійкості.

**Загальне поняття «критерій» – це вимога, правило чи алгоритм, який визначає, що треба робити з показником або показниками якості, щоб досягти кращої системи або потрібного рішення.**

Наприклад, треба знайти максимум чи мінімум якогось показника  $P(X)$  при  $0 < X < X_{\max}$ , чи мінімальну середньоквадратичну похибку, чи визначити за певним критерієм (алгоритмом) стійкість САК.

Отже, за критерієм 1. Рауса–Гурвіца [5] зіставляється запропонований визначник  $n$ -го порядку  $\Delta_n$  з коефіцієнтів характеристичного рівняння, і за вимогою позитивності усіх визначників менших порядків отримують відповідь, чи задовольняють усі коефіцієнти вимогу стійкості САК, чи ні.

У результаті з'ясувалося, що необхідна умова – це позитивне значення усіх коефіцієнтів, а достатня умова визначається для порядку дифрівняння більшого за три з отриманих нерівностей.

За критерієм 2. А. В. Михайлова потрібно отримати так званий годограф Михайлова.

А для цього потрібне поняття **частотної характеристики САК.**

Щоб отримати частотну характеристику САК, замість  $p$  слід підставити у передавальну функцію лише значення змінної частоти ( $jw$ ):

$$W(jw) = \frac{b_0 + b_1(jw) + b_2(jw)^2 + b_3(jw)^3 + \dots + b_m(jw)^m}{a_0 + a_1(jw) + a_2(jw)^2 + a_3(jw)^3 + \dots + a_n(jw)^n} = \frac{B(jw)}{A(jw)}$$

Для зображення комплексного виразу у вигляді додатка речової частини і уявної частини розподілимо кожний поліном таким чином: речова частина полінома – це парні члени ряду, а уявна частина – непарні. Тоді поліном  $A(j\omega)$  набуде у прямокутній системі координат вигляду:

$$A(j\omega) = [a_0 + a_2(j\omega)^2 + a_4(j\omega)^4 + \dots + a_n(j\omega)^n] + j\omega[a_1 + a_3j\omega^2 + \dots + a_{n-1}(j\omega)^{n-2}].$$

Або у загальному вигляді:

$$A(j\omega) = A_q(j\omega) + jA_{нч}(j\omega), \quad (1.21)$$

де  $A_q(j\omega)$  та  $A_{нч}(j\omega)$  – відповідно парна і непарна частини полінома  $A(j\omega)$ .

Тоді амплітудно-частотна характеристика, або модуль частотної характеристики  $|A(j\omega)|$ , має вигляд:

$$|A(j\omega)| = \sqrt{[a_0 + a_2(j\omega)^2 + a_4(j\omega)^4 + \dots + a_n(j\omega)^n]^2 + [a_1(j\omega) + a_3(j\omega)^3 + \dots + a_{n-1}(j\omega)^{n-1}]^2}.$$

А частотна характеристика у полярній системі координат має вигляд:

$$A(j\omega) = \sqrt{A_q^2(j\omega) + A_{нч}^2(j\omega)} e^{j \arctg \frac{A_q}{A_{нч}}} = |A(j\omega)| \exp[j \arctg \frac{A_{нч}}{A_q}] = |A(j\omega)| e^{j\varphi(\omega)} = \dot{A}(j\omega) \quad (1.22)$$

де  $\varphi(\omega)$  – фазочастотна характеристика системи.

Таким чином, спостерігається прямий зв'язок диференційного рівняння системи з її частотною характеристикою.

**Графічне зображення частотної характеристики (1.21) як траєкторії кінця вектора функції від частоти на комплексній площині у координатах  $A_q(j\omega)$  та  $A_{нч}(j\omega)$  або у полярних координатах називається годографом Михайлова (рис. 1.5).**

Уся справа у фазі вектора частотної характеристики, який зміщується за частотою від нуля до нескінченності.

Фаза  $\varphi(j\omega)$  вектора  $A(j\omega)$  (рис. 1.5 і рис. 1.6) відлікується від початку проти годинникової стрілки. Якщо годограф зайшов у якийсь квадрант, то при  $\omega \rightarrow \infty$  він залишається у квадранті або переходить до сусіднього квадранта. Якщо вектор змінюється за годинниковою стрілкою, то фаза негативна.

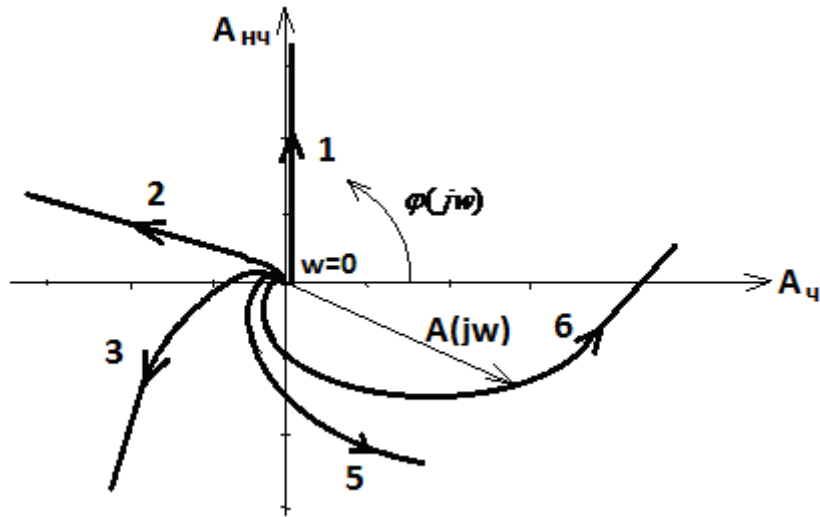


Рис. 1.5. Годографи Михайлова для стійких САК із рівняннями порядків  $n = 1, 2, 3, 5, 6$

**Критерій Михайлова визначає, що САК стійка, якщо число квадрантів, де пройшов годограф, дорівнює порядку характеристичного рівняння  $n$ , або кут  $\varphi(\infty) = n \frac{\pi}{2}$ . Якщо  $\varphi(\infty) < n \frac{\pi}{2}$  менше, то САК – нестійка.**

На рис. 1.6 подано згідно з [5] годограф нестійкої САК.

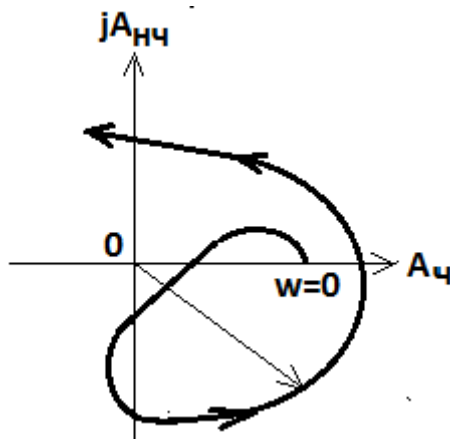


Рис. 1.6. Годограф Михайлова нестійкої системи шостого порядку ( $n=6$ )

У першому квадранті приріст фази дорівнює нулю  $\Delta\varphi_1 = 0$ , у другому квадранті приріст негативний, оскільки за годинниковою



стрілкою, тобто  $\Delta\varphi_2 = -\frac{\pi}{2}$ , у третьому квадранті приріст фази  $\Delta\varphi_3 = 0$ , у четвертому, п'ятому та шостому –  $\Delta\varphi_4 = \Delta\varphi_5 = \Delta\varphi_6 = \frac{\pi}{2}$ . Результуючий приріст фази дорівнює  $\Delta\varphi(\infty) = \pi$ , а має бути  $3\pi$ , тому що система шостого порядку. Тобто САК – нестійка, оскільки є  $k$  коренів характеристичного рівняння з позитивною речовою частиною, які лежать справа від осі  $\sigma = 0$ . Кожний корінь  $p_i$  визначає свою складову  $\exp p_{it} = \exp(\sigma_i + j\omega_i)t$  рішення диференційного рівняння. Тому негативне  $\sigma_i$  відповідає кореню зліва від осі  $\sigma = 0$ , зменшує похибку у часі і встановлює процес, а позитивне – навпаки, збільшує похибку, відповідає кореню справа від осі  $\sigma = 0$ , тобто система нестійка.

Оскільки САК складається із  $n$  ланцюгів, де  $k$  ланцюгів другого порядку, що мають по два спряжені корені, один з яких є справа від осі  $A_{ni}$  і має негативне  $\sigma_i$ , то приращення фази

$$\Delta\varphi(\infty) = (n - k)\frac{\pi}{2} - k\frac{\pi}{2} = (n - 2k)\frac{\pi}{2} . \quad (1.23)$$

З цього рівняння випливає, що число коренів у САК, що справа від осі  $\sigma = 0$ , дорівнює  $k = 2$ .

Критерій Михайлова дійсний як для замкнутої, так і для розімкнутої системи і характеризує лише фазову стійкість.

Розглянемо критерій Найквіста.

**Замкнута система стійка, якщо повний приріст фази (аргумента) її характеристичної функції  $F(j\omega) = 1 + A(j\omega)$**

**дорівнює  $\Delta\varphi(\infty) = 2k\frac{\pi}{2}$ , де  $k$  – число полюсів передавальної функції  $A(j\omega)$ , які є справа від уявної осі.**

Критерій Найквіста діє, якщо відома частотна характеристика розімкнутої системи [1].

**Якщо годограф для розімкнутої системи без інтегровальних ланцюгів, але узятий не на початку координат, а в точці  $(-1, j0)$ , і пересікає речову вісь між точками  $(-1, j0)$  і  $(0, j0)$ , то система стійка (рис. 1.7,а), а якщо ні, то нестійка (рис. 1.7,б).** Годограф стійкої системи може також пересікати речову вісь в інтервалі між точками  $(-1, j0)$  та  $(0, j0)$  парне число разів, включаючи точку  $(0, j0)$ .

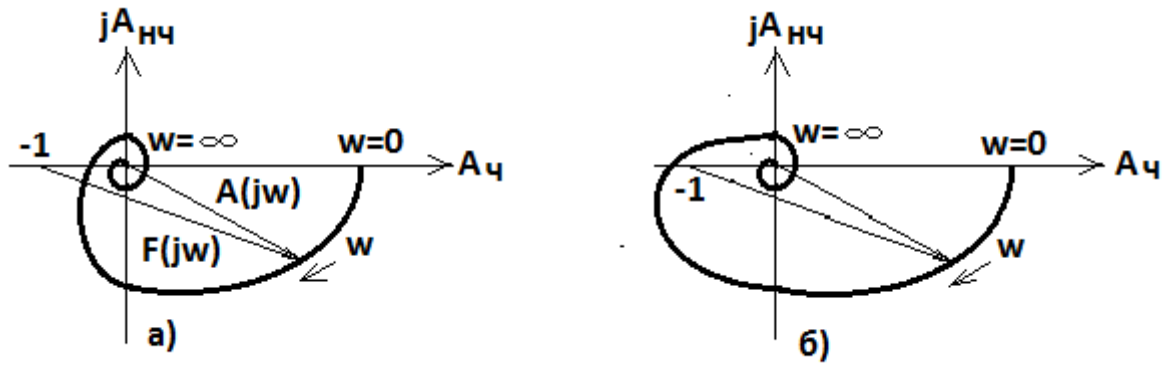


Рис. 1.7. Годографи стійкої (а) та нестійкої (б) систем без інтегровальних ланцюгів у розімкненому стані

Годографи систем з одним інтегратором подано на рис. 1.8, а, б; з двома інтеграторами – на рис. 1.8, в, г; з трьома інтеграторами – на рис. 1.8, д, е. Причому стійкі системи на рис. 1.8, б, г, е пересікають речову вісь в інтервалі від точки  $(-\infty, j0)$  до точки  $(-1, j0)$  непарне число разів.

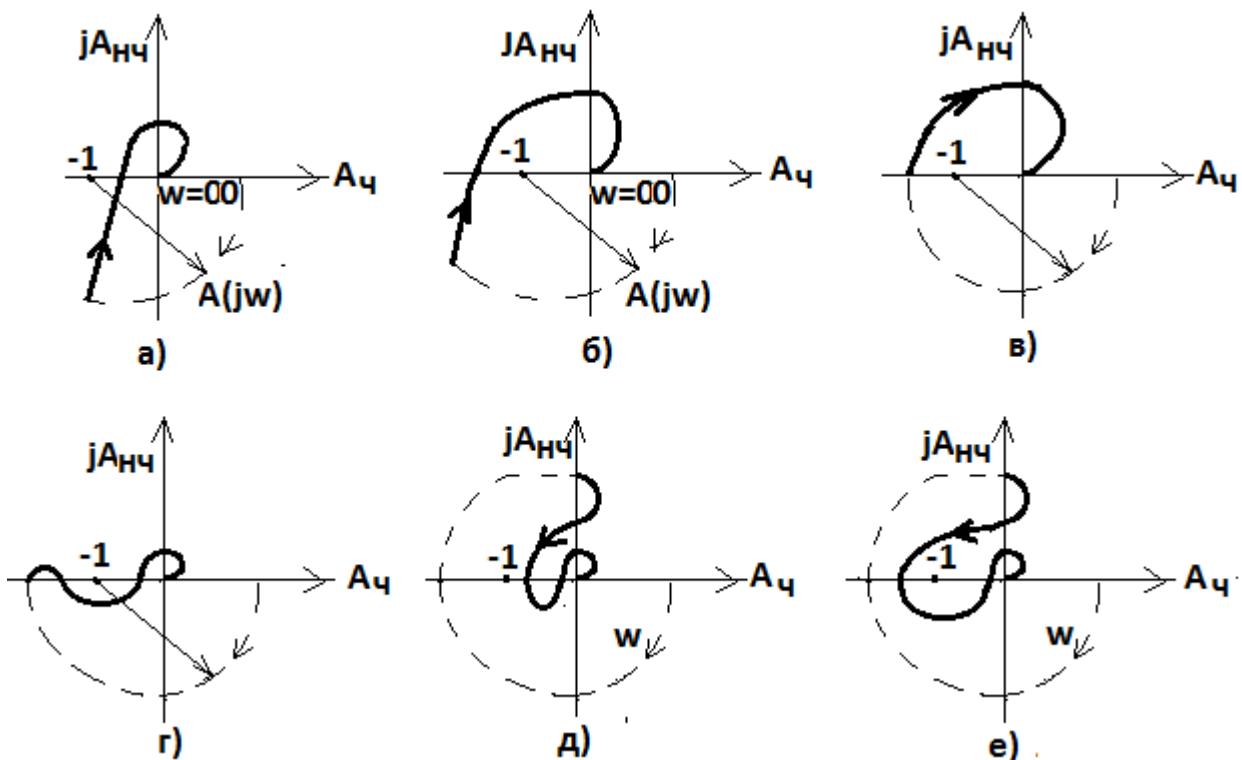


Рис. 1.8. Годографи нестійких (а) та стійких (б, г, е) систем, які містять інтегрувальні ланцюги у розімкненому стані

Оскільки кожний інтегратор змінює фазу на  $-\frac{\pi}{2}$ , то відповідно до числа інтеграторів вектор годографа повертається за годинниковою стрілкою (у негативному напрямку), що показано пунктирними лініями.

У стійких системах годограф може пересікати речову вісь зліва від точки  $(-1, j0)$  парне число разів (рис. 1.8, г, е).

#### 1.4. Оцінювання стійкості САК на практиці

Оцінку стійкості САК на практиці зручніше робити за логарифмічними характеристиками розімкнутої системи (рис. 9, б) або прямо за годографом (рис. 1.9, а).

Якщо годограф САК, або її амплітудна частотна характеристика, досягає при збільшенні частоти значення одиниці, де логарифм дорівнює нулю, то цю частоту називають частотою зрізу  $\omega_c$ . Для будь-якого годографа ця точка буде лежати на колі з центром 0, який проходить через точку  $-1$  (рис. 1.9, а). На цій частоті  $\omega_c$  фаза годографа є  $\varphi(\omega_c)$ . Тоді запас стійкості за фазою є  $\gamma = \pi - \varphi(\omega_c)$  (рис. 1.9, а, б). А запас стійкості за амплітудою  $R$  визначається на частоті  $\omega_\pi$ , коли годограф збігається з речовою віссю і коли його фаза дорівнює  $\pi$  (рис. 1.9, а).

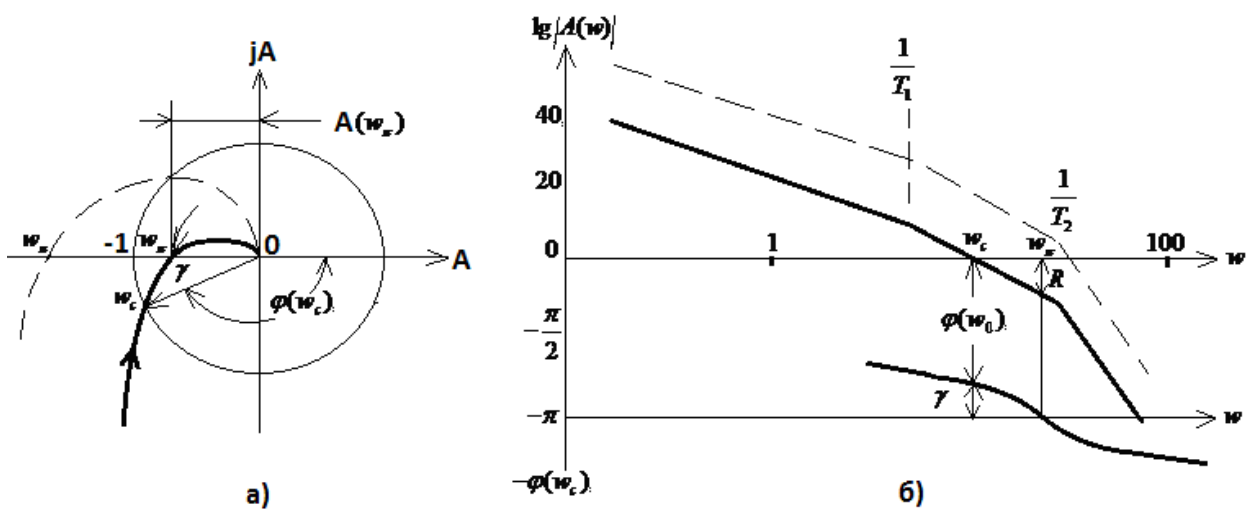


Рис. 1.9. Годограф (а) та логарифмічна характеристика (б)

На практиці зображують окремо логарифмічну амплітудну частотну характеристику  $\lg A(\omega)$  та фазову частотну характеристику  $\varphi(\omega)$  (рис. 1.9, б). На частоті зрізу  $\omega_c$  можна оцінити запас за фазою  $\gamma$ , а на частоті  $\omega_\pi$ , де фаза дорівнює  $-\pi$ , можна оцінити запас за амплітудою  $R$  (рис. 1.9, б). Чим більше  $R$ , і менше  $\gamma$ , тим стійкіша САК.

У стійкої САК частота зрізу  $\omega_c$  упереджує частоту  $\omega_\pi$ , де фаза рівна  $-\pi$ . САК стійка також, якщо фазочастотна характеристика не досягає рівня  $-\pi$ . Коли годограф САК декілька разів пересікає речову вісь, то система стійка за Найквістом, якщо число таких пересічень – парне.

Очевидно, що при збільшенні позитивного коефіцієнта підсилення та АЧХ САК може стати нестійкою (пунктирна крива).

## 1.5. Інтеграл Дюамеля

Є ще один спосіб знайти вихідний процес, або інтеграл (розв'язання) диференційного рівняння САК, за яким можна оцінити стійкість та інші якості системи. Це інтеграл Дюамеля.

Для цього треба знати імпульсну характеристику САК  $\varphi(t)$ , тобто вихідну реакцію на збудження її сигналом типу  $\delta$ -функції.

На рис. 1.10 вхідний сигнал до САК зображений приблизно як безперервна сукупність  $\delta$ -функцій з амплітудою  $u_{\text{вх}}(t)$  і шириною  $\Delta t$ .

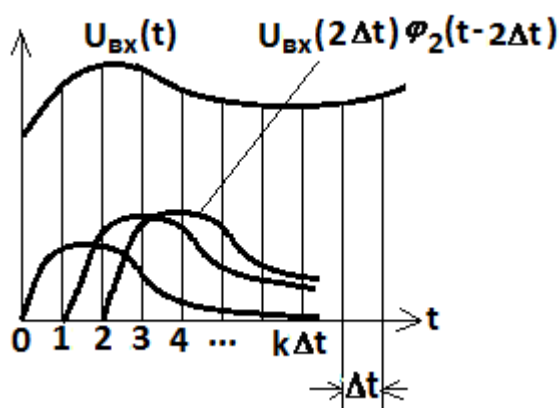


Рис. 1.10. Формування вихідного сигналу

Імпульсна функція САК має однакову форму при будь-якому запізнюванні, але вона перемножується на амплітуду вхідного сигналу, як, наприклад, для дискретного моменту  $k\Delta t$ . Тоді у будь-який конкретний дискретний час  $i\Delta t$  усі імпульсні функції САК зі своїм запізнюванням мають скластися. Результат складання:

$$U_{\text{вих}}(k\Delta t) = \sum_{i=0}^k U_{\text{вх}}(i\Delta t) * \varphi(k\Delta t - i\Delta t), \text{ де } i < k \quad (1.24)$$

З рис.1.10 випливає, що

$$U_{\text{вих}}(1\Delta t) = U_{\text{вх}}(0\Delta t) * \varphi(1\Delta t - 0\Delta t),$$

$$U_{\text{вих}}(2\Delta t) = U_{\text{вх}}(0\Delta t) * \varphi(1\Delta t - 0\Delta t) + U_{\text{вх}}(1\Delta t) * \varphi(2\Delta t - 1\Delta t) \dots$$

і так далі за формулою (1.24). Якщо  $\Delta t \rightarrow 0, n \rightarrow \infty$ , то формула (1.24) набуде такого вигляду:

$$U_{\text{вих}}(t) = \int_0^t U_{\text{вх}}(t_1) * \varphi(t - t_1) dt_1. \quad (1.25)$$

Це і є інтеграл Дюамеля. Він використовується, якщо відома імпульсна функція САК.

### Контрольні питання

1. Що таке «передавальна функція»?
2. Які допущення були зроблені, коли визначалася передавальна функція?
3. Які системи називаються лінійними?
4. Що таке «інтеграл» рівняння?
5. Як можна знайти інтеграл рівняння?
6. Як відшукується інтеграл рівняння?
7. Як отримати частотну характеристику системи?
8. Що таке характеристичне рівняння?
9. Які існують методи знаходження інтеграла диференційного рівняння САК?
10. Якими є показники динаміки САК?
11. Що таке «стійкість» САК?
12. Критерії стійкості САК.

## 1.6. Функціональні елементи САК

САК містить такі складові функціональні елементи (рис. 1.11):

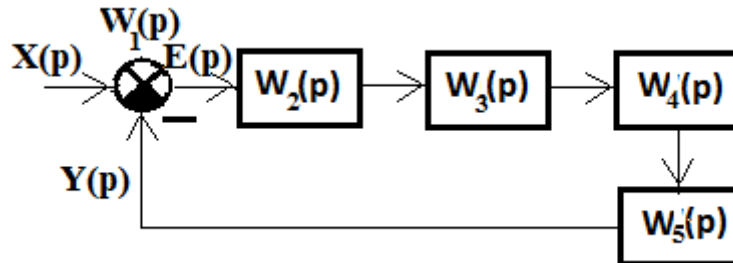


Рис. 1.11. Функціональні елементи САК

На рис. 1.11 позначено зображення задавального сигналу  $X(p)$ , вихідного сигналу  $Y(p)$  і їх різниці  $E(p)$ , а також блоки з відповідними функціями передачі  $W_i(p)$ :

1 – вимірювач сигналу розстроювання, або різниці  $E(p)$  вихідного сигналу  $Y(p)$  об'єкта керування відносно задавального сигналу  $X(p)$ , який виконує дві функції у будь-якому порядку: віднімання задавального і вихідного сигналу та вимірювання цієї різниці;

2 – фільтр з певною метою призначення;

3 – блок керування, або виконавчий блок;

4 – об'єкт керування;

5 – блок зворотного зв'язку.

Вказані блоки є функціонально необхідними для більшості САК. Але в радіоелектроніці є САК, які мають також інші функціональні елементи згідно з їх принципом дії, наприклад, для автоматичного регулювання рівня сигналу або підсилення.

У будь-якому випадку **послідовно з'єднані елементи мають передавальну функцію, що дорівнює добутку передавальних функцій елементів, а паралельно з'єднані – рівню їх додатку, якщо між ними є розв'язка.**

Перший елемент САК (рис. 1.11) – аналоговий або цифровий вимірювач – може бути складним і являти собою пристрій, що виконує дві функції: визначення різниці задавального сигналу та сигналу стану керованого об'єкта і перетворювання вимірюваної

різниці у напругу або цифрове значення. Він потребує подальшого докладнішого викладення.

## 1.7. Характеристики фільтрів САК

Фільтри потрібні САК для відокремлювання потрібних гармонік задавального сигналу і результатів вимірювання його параметра від можливих завад.

Без фільтрів практично неможливе одночасне функціонування радіоелектронних засобів (РЕЗ), тому що потрібна якісна їх електромагнітна сумісність (ЕМС).

Розглянемо більш простий фільтр низьких частот (ФНЧ), який використовується в САК і в будь-яких радіоелектронних засобах.

Отримання диференційного рівняння різних ланок пояснимо на прикладі більш простої **аперіодичної ланки** на рис. 1.12, а, б.

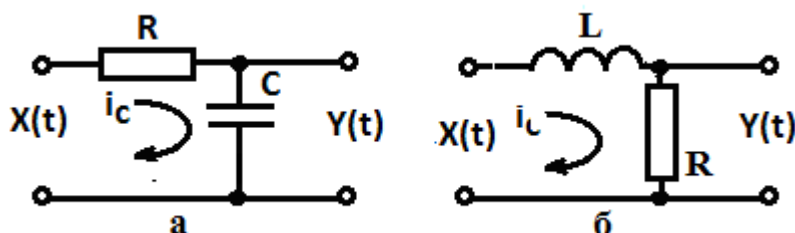


Рис. 1.12. Схема аперіодичної, або інерційної, ланки

Згідно з першим законом Кірхгофа падіння послідовних напруг на замкнутому колі дорівнює вхідному сигналу  $X(t)$ :

$$U_R(t) + U_C(t) = X(t)$$

При цьому  $U_C(t) = Y(t)$ .

Відомий зв'язок напруги на реактивних елементах з їх струмами:

$$U_L(t) = L \frac{di}{dt}, \quad U_C(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i_c(t) dt$$

Оскільки струм у схемі рис. 1.12,а один для ємності і для активного опору, то

$$U_R(t) = Ri_c(t) = RC \frac{dU_c}{dt} = RC \frac{dY}{dt} = TY\dot{\phantom{Y}}$$

Таким чином, схемам рис. 1.12 відповідає диференційне рівняння:

$$TY\dot{\phantom{Y}}(t) + Y(t) = X(t)$$

Розв'язок складається із загального розв'язку однорідного рівняння і часткового розв'язку неоднорідного рівняння.

Цього рівняння цілком достатньо, щоб отримати його інтеграл, тобто його розв'язання, яке дає змогу оцінити якість САК.

Але потрібно отримати конкретні характеристики і показники якості САК. Спочатку знайдемо передавальну функцію згідно з викладеним у розд. 1. Для цього за допомогою інтеграла Лапласа або правил знаходження символічного рівняння знайдемо зображення лівої та правої частин рівняння.

Тоді

$$(Tp + 1)Y(p) = X(p),$$

де  $p = \sigma + j\omega$  – комплексна змінна.

Звідки передавальна функція аперіодичної ланки (рис. 1.12) дорівнює

$$W(p) = \frac{Y(p)}{X(p)} = \frac{1}{Tp + 1}$$

Оригінал вихідної функції  $Y(t)$  можна знайти (наприклад, за довідником) оберненим перетворенням Лапласа:

$$Y(t) = \frac{1}{2\pi i} \int_{\sigma - j\infty}^{\sigma + j\infty} W(p)X(p)e^{pt} dp$$

Частотна характеристика  $W(j\omega)$  ланки на рис.1.12 дорівнює:



$$W(j\omega) = \frac{1}{j\omega T + 1} = |W(j\omega)| e^{j\varphi(j\omega)},$$

де ампліудно-частотна характеристика ланки – це модуль  $|W(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}}$ , а фазочастотна характеристика – це  $\varphi(j\omega) = -\arctg(\omega T)$ .

Логарифмічні частотні характеристики мають вигляд рис. 1.13, а, б:

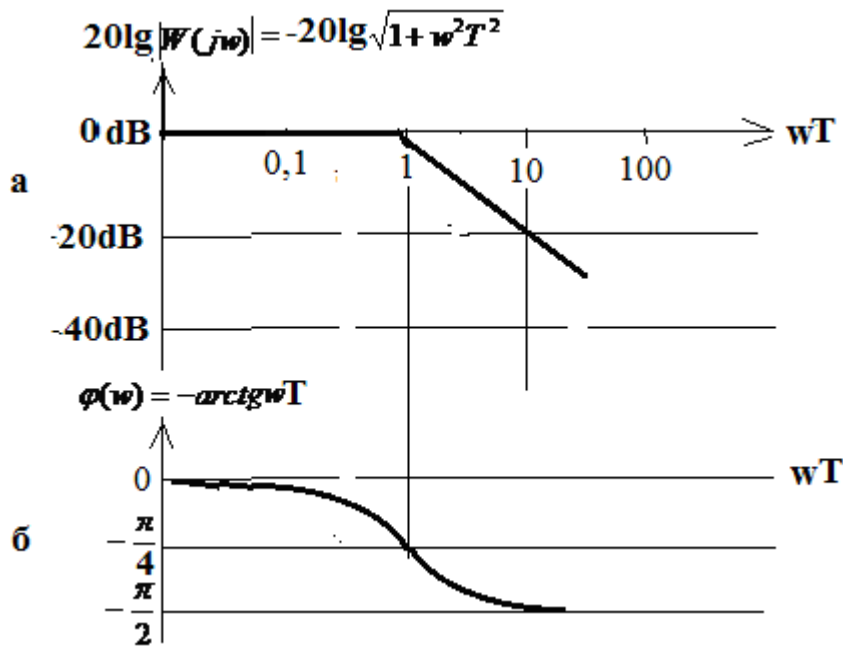


Рис. 1.13. Логарифмічні ампліудно-частотна та фазочастотна характеристики аперіодичної ланки

Ланка рис. 1.12 при  $\omega T \gg 1$  часто використовується приблизно як інтегрвальна ланка, у якої:

$$W(j\omega) \cong \frac{1}{j\omega T}.$$

А інтегратор часто потрібний для того, щоб САК мала властивості **астатизму**, тобто не мала статичних похибок. Збільшення числа інтеграторів до двох приводить до уникнення статичної похибки та похибки швидкості і т. д. Але при цьому дещо знижується властивість стійкості САК.

Аналогічно до цього можна знайти диференційне, символічне рівняння та частотну характеристику для ланок на рис. 1.14, а,б:

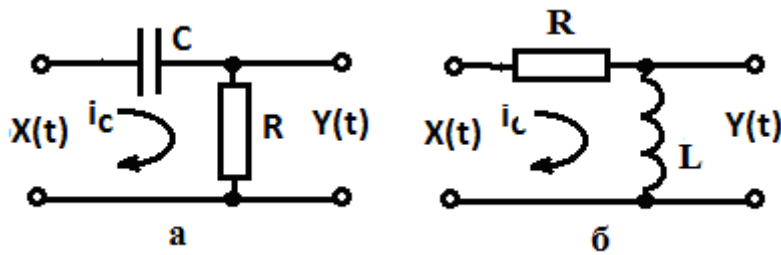


Рис. 1.14. Схема ізодромної ланки

$$U_C + U_R = X(t),$$

де  $U_R = Y(t)$ ,  $U_C = \frac{1}{C} \int_0^t i_C(t_1) dt_1$ ,  $i_C = i_R = \frac{U_R}{R} = Y(t)$ .  $RC = T$ .

Звідки рівняння набуває вигляду

$$\frac{1}{T} \int_0^t Y(t) dt + Y(t) = X(t).$$

Після диференціювання:

$$T\dot{Y}(t) + Y(t) = T\dot{X}(t).$$

При перетворенні Лапласа обох частин рівняння отримуємо символічне рівняння:

$$(Tp + 1)Y(p) = TpX(p),$$

а також передавальну функцію так званої ізодромної ланки

$$W(p) = \frac{Tp}{Tp + 1}.$$

Такі ланки використовувати недоцільно. Але якщо вибрати  $Tp \ll 1$ , то така ланка стає диференційною, або вкорочувальною.

Коливальна ланка другого порядку описується диференційним рівнянням, де є друга похідна вихідного сигналу (рис. 1.15).

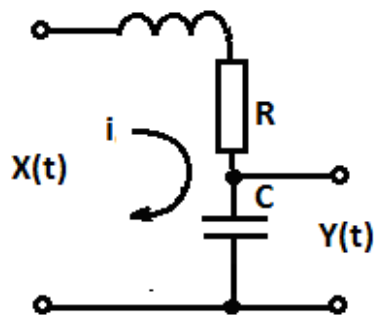


Рис. 1.15. Коливальна ланка

Функція передачі коливальної ланки

$$W(j\omega) = \frac{1}{T^2 p^2 + 2\xi T p + 1} .$$

Її перехідна функція (реакція на одиничну функцію включення) схожа з рис. 1.4, але більш крута – 40 дБ/декаду (рис. 1.16,а,б).

Логарифмічна частотна характеристика коливальної ланки відрізняється від аперіодичної крутизною загасання сигналу за межею частоти зрізу, що дорівнює -40 дБ/декаду. Збільшує коливальність вихідного сигналу, але скорочує час встановлення процесу, що важливо для зменшення похибки регулювання.

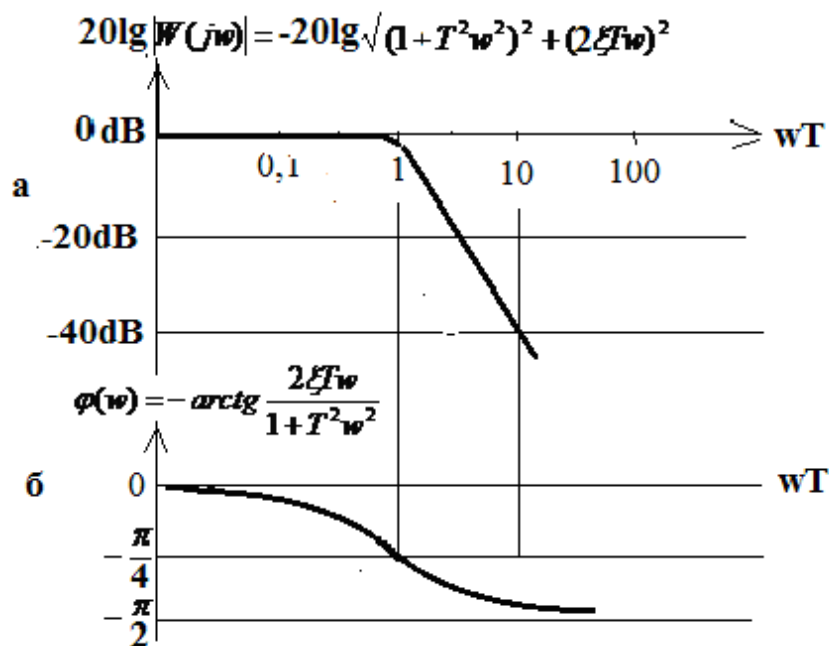


Рис. 1.16. Логарифмічні частотні характеристики коливальної ланки

Будь-яку реальну частотну характеристику САК (1.21) можна зобразити послідовним з'єднанням елементарних ланок. **Передавальна функція послідовно з'єднаних ланок за деяких умов дорівнює добутку всіх передавальних функцій**, а отже, частотних характеристик. Знання логарифмічних частотних характеристик усіх ланок САК дає змогу замість їх перемноження використовувати їх складання, що є значно простішим (рис. 1.9,б) для оцінки стійкості САК.

Складність виконавчих блоків залежить від типу САК і від зв'язку з механічними пристроями. Навіть у радіоелектронній САК блок керування керованим генератором, як і **сам генератор, мають справу з інерційними процесами**, які також потрібно враховувати.

## **2. Роль вимірювачів у системах автоматичного керування**

Будь-яка система автоматичного керування (САК) складається з трьох частин: 1) вимірювачі; 2) блок логіки; 3) виконавчий блок. Існуючі вимірювачі в підручниках подані тільки як прямопоказувальні, або функціональні детектори або дискримінатори, аналогові або цифрові. Далі показано, що типів вимірювачів може бути значно більше, що може впливати на якість САК.

Сучасна радіоелектроніка потребує від САК такі показники якості: 1) точність; 2) великий діапазон; 3) малий час вимірювання; 4) достовірність оцінок; 5) вартість; 6) потрібне відношення сигналу до шуму. Врахування цих показників якості із загальних позицій відкриває широкі напрямки розвитку вимірювачів і самих САК.

**Під фізичним поняттям «вимірювач» слід розуміти перетворювач параметра сигналу у відповідний відлік у вигляді напруги або числа.**

### **2.1. Особливості і умови радіоелектронних вимірювань**

Сучасні теорії САК не у повній мірі розкривають їх наступні особливості.

**Першою суттєвою особливістю** є те, що будь-який процес вимірювання потребує затрат певного часу  $t_e$ . Якщо задавальний сигнал змінюється швидше за час вимірювання і час регулювання, то це може призвести до спотворення або зриву процесу стеження САК.

Якщо задавальний процес призначений для стабілізації керованого параметра  $Y$ , то час вимірювання не має перевищувати час кореляції задавального процесу  $t_k$ .

$$t_z < t_k .$$

Якщо маємо справу зі стеженням за задавальним параметром  $X$ , то максимальний час вимірювання не повинен перевищувати такого його значення, яке випливає з теореми Котельникова В. А.:

$$t_{z \max} \leq \frac{1}{f_{\max}} ,$$

де  $f_{\max}$  – максимальна частота спектра задавального сигналу  $X$ .

За цієї умови задавальний сигнал  $X$  мало змінюється. Але цієї умови недостатньо, щоб визначити умову відсутності зриву супроводження параметра  $X$ . Треба враховувати також смугу утримання.

Похибка вимірювання різниці параметрів залежить від часу вимірювання та від відношення сигнал/завада, яке досягається звуженням смуги частот САК і відповідно збільшенням часу вимірювання.

Загальна похибка САК складається з незалежної похибки вимірювання різниці вхідного та вихідного сигналів та похибки регулювання, і відповідно – їх дисперсії:

$$\sigma_z^2 = \sigma_e^2 + \sigma_p^2 .$$

Для безперервних процесів час вимірювань і регулювання визначається смугами частот пропускання відповідних блоків.

**Другою особливістю** теорії САК є те, що у багатьох підручниках декларується можливість заміни складної функції

передачі САК високого порядку добутком функцій передачі елементарних ланок. І нема пояснень, коли таке можливо.

**Це неможливо** без прийняття спеціальних заходів, тому що при з'єднанні пари ланок вхідний опір наступної ланки змінює результуючий вихідний опір. Тому коефіцієнт передачі попередньої ланки змінюється.

Щоб заміна стала можливою і доцільною з точністю 10 %, потрібно забезпечити, щоб вхідний опір наступної ланки був значно більший за вихідний опір попередньої ланки. Цього можна досягти шляхом використання знижувальних трансформаторів, застосуванням емітерного, або істокового повторювача, якостей польових транзисторів і т. ін.

У результаті для певного числа ланок потрібно мати таке саме число (без одного) трансформаторів або розв'язувальних пристроїв та додатково мати відповідний підсилювач. Це ускладнює САК і додає необхідність корекції для боротьби із заниженою стійкістю.

**Третьою особливістю** теорії САК є те, що потрібний послідовний порядок застосування елементарних ланок з урахуванням їх динамічного діапазону.

У радіотехнічному діапазоні хвиль вимірювачі розподіляють на дві функції: боротьбу із завадами і зрівняння з певною мірою.

Тобто однією з **особливостей оцінювання параметрів** сигналу є те, що оцінці передують **заходи боротьби із завадами**, які завжди є на вході і наявні в тракці прийому сигналів [7–16]. Боротьба із завадами звичайно реалізується **фільтрацією** сигналу на фоні завад або з використанням яких-небудь розбіжностей між сигналом і завадою.

**Наступна особливість** оцінювання параметрів сигналу – **швидкоплинність вимірювального процесу**, тобто обмеженість часу пред'явлення, або експозиції, сигналу при вимірах його параметрів. Ця особливість радіотехнічних пристроїв оцінювання параметрів має бути відображена в показнику оперативності системи, на який накладене 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 перетворень сигналу. Тому **наступна особливість** радіотехнічних

вимірювань параметрів сигналу – це **багатофакторність**, тобто залежність показника точності радіотехнічних вимірів від сукупності параметрів, що описують неідеальності, нестабільності і збурювання різної природи у радіотехнічних системах.

**Істотним обмеженням, яке звичайно не оцінюють, і його основною особливістю є велике відношення апріорної невизначеності до апостеріорної невизначеності** оцінюваного параметра сигналу, тобто відношення відомого діапазону значень вимірюваного параметра до довірчого інтервалу найбільш ймовірних значень дійсного параметра після вимірів. На вибір типу пристрою оцінювання параметрів сигналу також значно впливає 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.

Зважаючи на вказані особливості оцінювання параметрів сигналу стає необхідним урахування згаданої особливості радіоелектронних вимірювань і відповідно створення пристроїв оцінювання параметрів сигналу. А для цього необхідно прийняти оптимальне рішення про структуру пристроїв, про їхні технічні параметри і про сигнали за сукупністю тактико-технічних вимог до системи, яка включає **показники точності, вірогідності оцінки, апріорний діапазон, час спостереження, необхідне відношення сигналу до шуму, вартість, або затратні, та інші показники системи.**

Метою даного розділу є показати для вимірювальних радіоелектронних систем неправомірність використання методу, що приймають за метод максимуму функціонала правдоподібності [10,11–21], і запропонувати нову концепцію вимірювань, що **наближає подані основи теорії радіоелектронних вимірювань до існуючих систем [22, 24, 26].**

Спочатку аналізуються особливості вимірювачів, що використовують існуючий варіант методу максимуму функції правдоподібності.

Далі показано:

1. Метод максимуму функції правдоподібності можна ефективно використовувати для обробки вже отриманих

результатів вимірювань одного параметра, а метод максимуму функціонала правдоподібності непридатний для оцінки параметра по отриманій суміші сигналу з шумом.

2. Існуючі і пропонувані вимірювачі та системи доцільно класифікувати за загальними методами вимірювання, що створює нові напрямки розвитку, особливо для багатоетапних і багатошкальних методів вимірювання.

3. Розгляд дискримінаторів не тільки як перетворювача справжнього параметра у вихідний сигнал, але і навпаки – вихідного відліку в оцінку справжнього параметра, є подальшим розвитком перспективного напрямку радіоелектронних вимірювань.

4. Для радіоелектронних вимірювань існуючий склад показників, врахованих у метрології, недостатній для САК. Тому пропонується мінімально допустимий їх склад, якого достатньо для визначення оптимальності і зрівняння загальної якості вимірювачів.

5. Можлива оптимізація вимірювачів, яку можна вважати параметричним і структурним синтезом.

Усі радіоелектронні системи і САК потребують такого рішення задач структурного та сигнального синтезу.

## 2.2. Фізична сутність функції правдоподібності

Відомі методи оцінки параметрів сигналу найчастіше ґрунтуються на використанні поняття «функції правдоподібності» [22].

Спочатку дамо фізичну інтерпретацію поняття «функція правдоподібності» для найпростішого випадку, коли вимірюється один незмінний параметр сигналу  $\lambda$  за наявності випадкової похибки – завади вимірювача.

При численних вимірюваннях спочатку відомого параметра  $\lambda_n$ , який можна вважати еталоном, будь-яким вимірювачем побудуємо гістограму, а потім щільність  $p(\lambda - \lambda_n)$  розподілу реалізацій  $\lambda$  параметра. Це закон щільності ймовірності відхилення реалізацій (результатів вимірів) від відомого у даному вимірі параметра  $\lambda_n$  на даній шкалі вимірювача (рис. 2.1, тільки



вісь є  $\lambda$ ). У прикладних дослідженнях випадкова реалізація та параметр розподілу позначені одним символом  $\lambda$ .

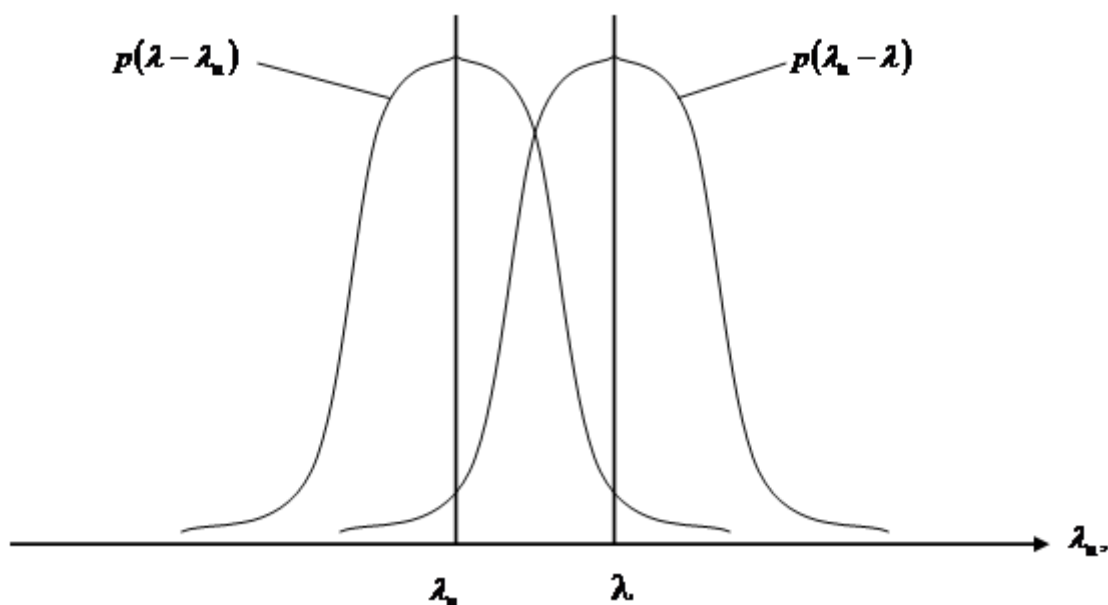


Рис. 2.1. Функція правдоподібності (справа)

У реальних системах дисперсію реалізацій звичайно вибирають найбільшою на даній шкалі (найгірший випадок) і враховують у класі точності.

Дисперсія розподілу  $p(\lambda - \lambda_n)$  є метрологічна характеристика вимірювача, що позначається на його класі точності.

Цією же шкалою вимірюємо тепер невідомий для нас вимірюваний параметр  $\lambda_n$  (рис. 2.1, вісь  $\lambda_n$ ) і маємо результат вимірів – відому реалізацію  $\lambda$ . Ця реалізація отримана з випадковою похибкою з означеною дисперсією. Однак нам потрібне дійсне, точне значення параметра. Але абсолютно точно ми його знати не можемо. Ми можемо тільки передбачити щільність його розподілу ймовірності, або інтервальну оцінку із заданою довірою до неї.

Для цього слід передбачати, що дійсне значення  $\lambda_n$  так само відхиляється від отриманої реалізації  $\lambda$ , як і реалізація  $\lambda$  при еталонному значенні  $\lambda_n$ .

Це і є функція правдоподібності  $p(\lambda_n - \lambda)$  (рис. 2.1). Тобто це – щільність розподілу ймовірності вимірюваного параметра  $\lambda_n$ , якщо стала відомою реалізація  $\lambda$ . Без реалізації не можна уявити, де на шкалі є вимірюваний параметр.

Випадкове для нас значення  $\lambda_n$  відхиляється від отриманої (вже відомої) оцінки  $\lambda$  за тим самим законом  $p(\lambda - \lambda_n)$ , але вже відносно оцінки  $\lambda$  (рис. 2.1), де тепер вісь  $\lambda_n$  з тим самим масштабом. Цей розподіл ймовірності параметра  $\lambda_n$  можна записати також як  $p(\lambda_n - \lambda)$ , якщо функція є симетричною відносно  $\lambda$ , тобто парна.

Принципово нічого не зміниться в міркуваннях, якщо ми розраховуємо ФП не для самого параметра  $\lambda_n$ , а для його функції  $S(t, \lambda_n)$ .

Функція або функціонал правдоподібності (ФП) дуже корисні для процедур обробки результатів вимірювань з різною точністю одного або декількох параметрів, а також для багатьох вимірювачів вектора параметрів з метою підвищення точності результуючої оцінки. Для цього використовують принцип суміщення щільностей розподілу ймовірності реалізацій. Реалізації – це точкові оцінки параметрів.

Тоді результуюча щільність розподілу ймовірності реалізацій має вигляд:

$$p(\lambda_n / \lambda_1, \dots, \lambda_n) = \prod_{i=1}^n p_i(\lambda_n - \lambda_i)$$

Для нормальних законів розподілів щільностей реалізацій конкретний алгоритм наведено далі.

Покажемо, що функціонал правдоподібності (ФП) [10] дуже схожий за формою на функцію правдоподібності, але, як виявилось, некорисний, тому що вхідна суміш сигналу з шумом є складна випадкова функція часу, яка не відома, на відміну на реалізації, і яку складно і недоцільно вимірювати.

Для отримання ФП ідемо за логікою Вудворда. Якщо похибкою є завада – флуктуаційний шум  $n(t)$  на вході радіоприймального пристрою, то через вплив багатьох факторів він вважається гаусовим центрованим процесом із дисперсією

(середньою потужністю)  $\sigma^2$ . Якщо цей процес обмежений за спектром, то його час кореляції обернено пропорційний ширині енергетичного спектру. Це такий інтервал часу, у межах якого значення процесу протягом цього часу істотно не змінюється. Процес тривалістю  $T$  має  $m$  незалежних значень через час кореляції  $\Delta t$ , де число  $m=T/\Delta t$ . Число  $m$  називають іноді степенем вільності або розмірністю процесу. Тому весь процес на інтервалі  $T$  можна подати як сполучення незалежних подій на всіх інтервалах. Тоді  $m$ -вимірну щільність ймовірності можна зобразити у вигляді:

$$p[n(t)] = K_y \exp \left[ - \frac{\sum_{i=1}^m n^2(t_i) \Delta t}{2\sigma^2 \Delta t} \right], \quad (2.1)$$

або при  $m \rightarrow \infty, \Delta t \rightarrow 0$

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

На вхід радіоприймального пристрою надходить суміш  $y(t)$  сигналу  $S(t, \lambda_n)$  із шумом  $n(t)$ :

$$y(t) = S(t, \lambda_n) + n(t). \quad (2.2)$$

Підставляючи вираз для шуму із формули (2.2) у формулу (2.1), одержимо ФП:

$$P[y(t)/\lambda_n] = K_y \exp \left[ - \frac{1}{N_0} \int_0^T [y(t) - S(t, \lambda_n)]^2 dt \right]. \quad (2.3)$$

Для функції правдоподібності реалізація вимірювання  $\lambda$  була відома, а для ФП функція  $y(t)$  – ні, і її складно вимірювати, а потім методом найменших квадратів (МНК) оцінювати  $\lambda_n$ .

Це означає, що до реакції на шуми буде додана ще одна похибка – значна похибка вимірювань процесу  $y(t)$ , а потім – похибка МНК.

Тому у більшості досліджень щодо вимірювальних систем [11–20], починаючи з Вудворда, процедура отримання оцінки спрощується при використанні свого (некоректного) варіанта методу ФП, що не є ефективним і не є методом максимуму ФП.

Треба мати на увазі, що різниця  $S(t, \lambda_n) - y(t)$  згідно з формулою (2.2) точно дорівнює шуму  $n(t)$ . Тобто по суті функціонал ФП (2.3) – це фактично нескінченновимірна щільність (нормального) розподілу ймовірності шуму  $n(t)$ , яка зовсім не залежить від сигналу і  $\lambda_n$ .

І коли параметр  $\lambda_n$  у формулі (2.3) вважається відомим опорним значенням параметра  $\lambda_0$ , то формула (2.3) вже не є та сама нормальна щільність розподілу шуму. Тобто цей функціонал вже не дорівнює ФП (2.3), тому що став залежним від цього відомого довільного (опорного) параметра  $\lambda_0$ , від якого він ніколи не залежав. До того ж він змінив розподіл завади  $n(t)$ , і замість слабкого шуму ми отримали потужні сигнали.

Якщо такої підміни параметрів нема, то не залишається нічого іншого, як вимірювати суміш сигналу із шумом  $y(t)$  з деякою похибкою, будувати ФП і оцінювати вимірювальний (невідомий) параметр  $\lambda_n$  і, можливо, дисперсію. Але це є досить складним процесом і не достатньо точним. А якщо не вимірювати суміш  $y(t)$ , то невизначеними будуть і суміш, і вимірюваний параметр. Це – повна невизначеність. А якщо відразу безпосередньо вимірювати сам невідомий параметр  $\lambda_n$  сигналу з ФП (2.3), то навіщо тоді ФП? Але саме це і рекомендовано у роботах [12–14] та ін., де застосовано багатоканальну оцінку вимірюваного параметра (рис. 2.2).

На рис. 2.2 позначено:

- 1- віднімальний пристрій;
- 2- квадратор;
- 3- інтегратор;
- 4- пристрій зрівняння.

За оцінку приймається параметр  $\lambda^*$ , де мінімум функціонала (2.3).

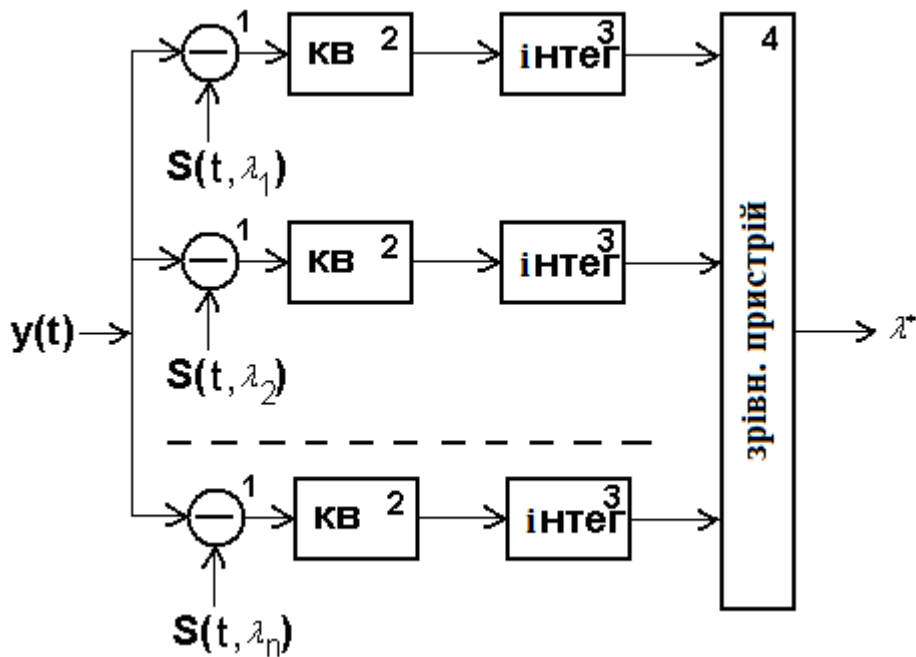


Рис. 2.2. Багатоканальний вимірювач

Тоді не потрібен і ФП. Вимірювання вже успішно реалізовані багатоканальною системою з певною похибкою.

Але найчастіше некоректно використовують підміну. Така підміна понять дає відразу усе, тому що отримаємо ніби готовий ФП у різному – багатовимірному, корельованому, інтегральному, векторному та іншому вигляді.

Підміна дає:

- 1) можливість синтезу оптимального алгоритму і 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.

Некоректний функціонал не може бути основою для методу. Тому проаналізуємо, якої шкоди завдає така підміна.

Підміна понять (невідомий параметр  $\lambda_n$  сигналу вважаємо відомим) приводить до появи функції  $\int_0^T S(t, \lambda_0) y(t) dt$ , яка і так

відома і яку можна вважати корисною сигнальною функцією з теорії узгодженої фільтрації сигналу. Але звідси не випливає, що її можна використовувати усюди.

Тому на практиці замість неї часто використовують так звану «сигнальну» функцію, яка різко залежить від вимірюваного параметра. Це діаграма спрямованості при вимірюванні кутів, частотний резонанс при вимірюванні частоти, круті фронти вихідного сигналу при вимірюванні затримки сигналу і т. ін.

Почнемо з існуючої теорії вимірів, що дає так звану «потенційну точність» вимірів. Про те, що така точність не потенційна, а гірша від реальної, буде далі.

### **Контрольні питання**

1. Фізична сутність функції правдоподібності.
2. Чим відрізняється функціонал правдоподібності від функції правдоподібності?
3. Корисність функції правдоподібності.
4. Які переваги дає підміна понять за Вудвордом?

### **2.3. Потенційна точність радіовимірювальних систем**

У радіоелектроніці відоме поняття «потенційна точність», яке вступає в протиріччя з існуючими методами вимірювання. В існуючих роботах доведено, що це поняття недоцільно використовувати для оцінки точності у радіовимірювальних системах. Однак покажемо, що поняття «потенційної точності» має сенс лише для задач визначення точності розрізнення сигнальних функцій.

#### **Аналіз стану проблеми розрізнення зміщених за параметром сигнальних функцій**

Відома проблема розрізнення сигнальних функцій, наприклад [11–15]. Для квадратичної апроксимації сигнальних функцій (СФ) за умовами прийняття поняття «ідеального спостерігача» доведено, що чутливість розрізнення СФ системою за спостережуваним параметром, яку приймають за точність іншого показника якості, тобто за точність оцінювання параметра сигналу, має вираз:

$$\sigma^2 = \frac{1}{q\psi''(0)}, \quad (2.4)$$

де  $q$  – відношення сигналу до шуму,

$\Psi(\lambda)$  – сигнальна функція,  $\Psi(\lambda) = \Psi(0)\psi(\lambda)$ ;

$\Psi(0)$  – максимум сигнальної функції,

$\psi''(\lambda)$  – друга похідна від нормованої сигнальної функції у максимумі.

Прийняття такої думки приводить до висновків, що для розрізнення сигнальних функцій потрібно мати форму сигналу за типом перевернутої кнопки і для оцінки зміщення виконувати алгоритм згідно з формулою (2.4). Така модель правомірна для спостереження цілі за яскравістю на екрані радіолокатора, де оператор для розрізнення цілей використовує лише градацію за максимумом яскравості, яка непридатна для вимірювання параметрів сигналу.

Можливе використання алгоритму за формулою (2.4) і для оцінювання параметра сигналу, але це призводить до суттєвого зменшення точності його оцінки в радіовимірювальних системах.

Тому взагалі потрібно шукати інші методи оцінювання параметра сигналу. Більшість з них відома, але для них досі немає загальновизнаних алгоритмів і виразів для оцінки точності вимірювання параметрів сигналів. Лише доведено, що такі вимірювачі повинні мати найбільшу крутість характеристик, або найбільшу чутливість.

### **Постановка та вирішення проблеми**

З метрології відомо, що точність вимірювань залежить від чутливості вимірювачів. Але поняття точності і «потенційної точності» в радіоелектронних системах потребує більш чіткого визначення і розмежування.

Ця проблема потребує понятійного вирішення. Вона полягає у тому, щоб довести, що використання алгоритму (2.4) некоректне для точної оцінки параметра сигналу, і щоб довести також, які інші методи і вирази більш точні для цього.

Будемо користуватись поняттями сигнальної функції (СФ). Під СФ звичайно розуміється гострий відлік сигналу на виході приймача. При вимірюванні параметра затримки часу як СФ

може бути, наприклад, вихідний сигнал у формі автокореляційної функції, для параметрів вимірюваних кутів розташування об'єкта може бути обвідна вихідного сигналу за діаграмою спрямованості, для вимірюваної частоти використовується резонансний ефект і т. ін.

Для спрощення розгляду приймемо модель ідеального спостерігача, який має нескінченну чутливість до сприйняття рівня сигналу, тобто точно зазначає рівень сигналу при зміщенні параметра.

За допомогою усіченого ряду Тейлора

$$\Psi(\lambda) = \Psi(\lambda_0) + \Psi'(\lambda_0)(\lambda - \lambda_0) + \Psi''(\lambda_0)\frac{(\lambda - \lambda_0)^2}{2!} + \dots \quad (2.5)$$

верхівку СФ апроксимуємо квадратичною залежністю в околі параметра  $\lambda_0$ , утримуючи з точністю 1 % сталу крутість квадратичного члена в інтервалі  $\Delta\lambda \leq 0,03 \frac{\Psi''}{\Psi''}$ .

При цьому лінійний член  $\Psi'(\lambda_0)(\lambda - \lambda_0)$  дорівнює нулю за визначенням, і  $\Psi''(\lambda_0) < 0$ .

Фізична модель ефекту передбачає наявність двох цілей, коли одна СФ налаштована на  $\lambda_0$ , а друга – на  $\lambda_1$ , або це одна СФ для деякого розстроювання параметра  $\lambda_1$  при інерційному екрані. Згідно з виразом (2.5) сумісний вплив СФ має вигляд:

$$\Psi_0(\lambda - \lambda_0) + \Psi_1(\lambda_1 - \lambda) = \Psi_0(\lambda_0) + \Psi_1(\lambda_1) - |\Psi_0''(\lambda_0)|\frac{(\lambda - \lambda_0)^2}{2!} - |\Psi_1''(\lambda_1)|\frac{(\lambda_1 - \lambda)^2}{2!} \quad (2.6)$$

Найбільшу глибину прогалини яскравості, що віднімається, маємо при

$$\lambda_{\min} = \frac{\Psi_0''\lambda_0 + \Psi_1''\lambda_1}{\Psi_0'' + \Psi_1''} \quad (2.7)$$

Ідеальний спостерігач за наявності завади зможе оцінити зсув параметра  $\lambda_1$  відносно  $\lambda_0$ , за умови, що розмір прогалини (від'ємна частина (2.6)) у загальній СФ при деякому розстроюванні стане не менше розгляденого фону шумів.



Оцінимо зсув параметра СВ при появі прогалини при  $\lambda = \lambda_{\min}$  в умовах наявності шумів з виразу:

$$-|\Psi_0''(\lambda_0)| \frac{(\lambda - \lambda_0)^2}{2!} - |\Psi_1''(\lambda_1)| \frac{(\lambda_1 - \lambda)^2}{2!} = \sigma_w^2$$

Оскільки  $\lambda_{\min} - \lambda_0 = \frac{\lambda_1 - \lambda_0}{2}$ ,  $\lambda_1 - \lambda_{\min} = \frac{\lambda_1 - \lambda_0}{2} = \frac{\Delta\lambda}{2}$ , при можливому лівому відхиленні  $\lambda_1$  буде  $2\Delta\lambda = \sigma_\lambda$ . Тоді при  $\Psi_0'' = \Psi_1''$  маємо формулу (2.4) у вигляді:

$$\Psi_0'' \sigma_\lambda^2 = \sigma_w^2, \text{ або } \sigma_\lambda^2 = \frac{\sigma_w^2}{\Psi_0''} = \frac{\sigma_i^2}{\Psi(0)\psi''(0)} = \frac{1}{q|\psi''|}$$

Звідси випливає, що коли спостерігати параметр  $\lambda$  за положенням максимуму СФ, можливо оцінити її зсув за параметром з точністю виразу (2.4) лише при виявленні прогалини. Таке спостереження у техніці, і навіть в автоматичі, називається: за принципом «максимуму», або екстремальним регулюванням. Це відомо також, наприклад, при «радіополюванні на лисиць» у радіоспорті і т. ін.

Але таке спостереження: 1) не дає оцінки знаку відхилення; 2) має значну похибку за формулою (2.4) (рис. 2.3). Для САК воно недоцільне.

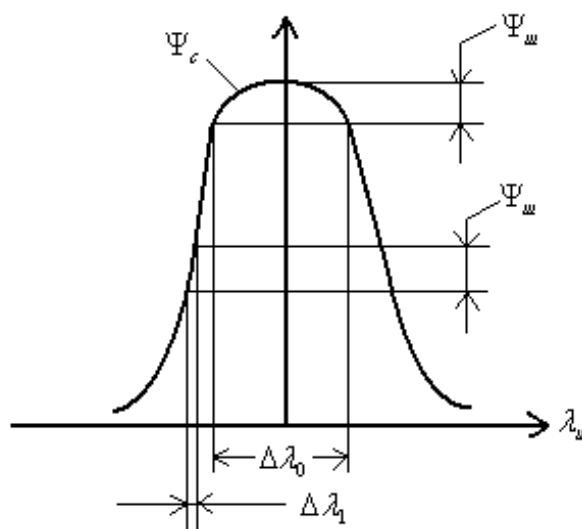


Рис. 2.3. Оцінювання параметра за максимумом гірше оцінювання параметра, де більша крутість СФ

На рис. 2.3 зображені довірчі інтервали при однаковому рівні шуму та оцінки зміщення параметра  $2\beta\sigma_u = \Delta\lambda_0, 2\beta\sigma_\lambda = \Delta\lambda_1$  для двох варіантів настройки СФ.

**Очевидно, що з метою оцінювання параметра значно краще мати найбільшу чутливість на рівні найбільшої крутості СФ з чутливим компаратором, ніж екстремальне спостереження за максимумом СФ.**

Тобто при спостереженні розрізнення сигналів при зміщенні параметра сигналів за ефектом провалу яскравості точність зміщення відповідає оцінці (2.4).

Цей метод спостереження, який називається методом максимуму, для САК недоцільний.

Отриманий результат є основою для некоректного **синтезу сигналів**, наприклад, висновку про те, що оптимальний сигнал згідно з виразом (2.4) є пара гармонік. Насправді перевага гармонічних сигналів – у використанні вузьких смуг. Крім того, самі вчені говорять [18], що багатошкальні вимірювачі не вписуються у метод ФП. Навіть у цій формулі ефективна ширина спектра може стати більшою у 4 рази при тій самій енергії сигналу, якщо взяти тільки одну гармоніку з подвійною амплітудою. Але тут вже незрозуміло, яку несучу частоту треба брати і як стабілізувати та визначити.

Аналогічно до цього розмірковуючи, отримаємо, що для вимірів частоти сигнал має бути як дві дельта-функції за часом. Але таких вимірювачів також не було, тому що вони недоцільні, навіть абсурдні. Оскільки це потребує нескінченної смуги пропускання, що призведе до малого відношення сигналу до шуму і до малої точності. На практиці, навпаки, використовують найкращий сигнал – це гармонічний (доплерівський) сигнал. Такий самий сигнал використовують також при фазових вимірах затримки сигналу, кутів і т. ін., що також не вписуються у метод ФП.

Таким чином, некоректний метод, прийнятий за ФП, обумовлений підміною вимірюваного параметра опорним параметром, призводить до некоректної «потенційної точності», до некоректного синтезу «оптимального» сигналу та алгоритму вимірювань, або до синтезу структури і параметрів вимірювача, а також до більш складних застосувань: у вигляді матриць, багатократних інтегралів тощо.

Некоректний ФП вплинув і на **синтез алгоритму і структури систем**. Це впливає із структури і алгоритму (рис. 2.4) при формуванні ФП із виразу (2.3).

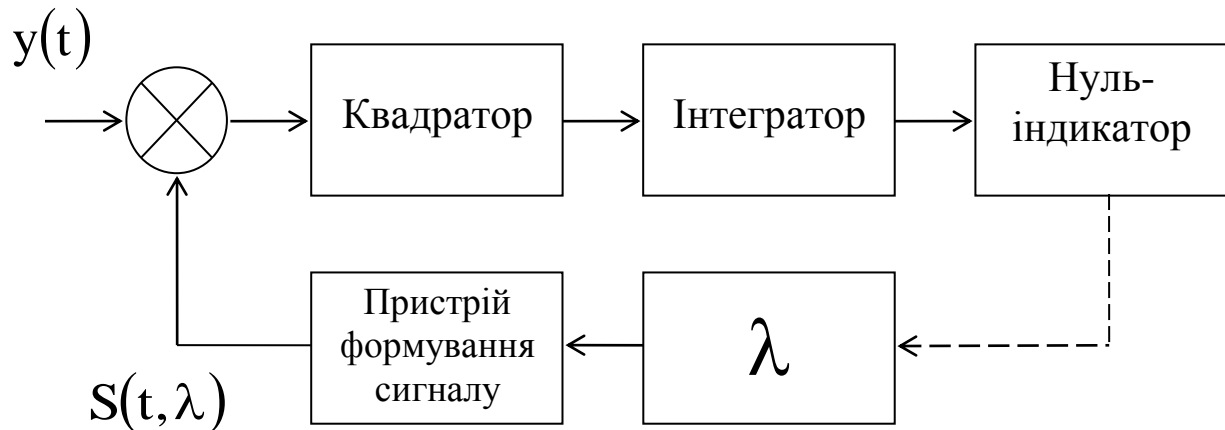


Рис. 2.4. Блок-схема ФП

Змінюючи шуканий параметр  $\lambda_n$  і спостерігаючи максимум нуля-індикатором, можна знайти і оцінити дійсний параметр.

Таким чином, **екстремальне спостереження найбільш корисне для розрізнення цілей**, або СФ, а для оцінки параметра воно непридатне, тому що найбільша чутливість і точність має бути при оцінці за найбільшою крутістю.

Похибка зміщення параметра для розрізнення СФ може розраховуватись за формулою (2.4).

Формула (2.4) підказує, що з точки зору розрізнення, бажано мати СФ з найбільшою кривизною у максимумі, але при цьому потрібні небажані велика смуга частот для часового процесу, велика антена для кутового процесу і велика добротність резонансу для частотного процесу.

У реальних радіотехнічних системах звичайно перетворюють радіосигнал у зручний параметр відліку (у напругу або у цифровий відлік) за допомогою дискримінаторів.

У деякому вигляді їх може замінити сигнальна функція, яка все одно має бути зв'язана з фізичним діапазоном параметра.

Крім цього, **широкий апріорний діапазон стає протиріччям показнику точності**. За високу точність вимірювача часто треба розплачуватись зменшенням реального

априорного діапазону для підвищення чутливості приладів. В інститутах еталонів та стандартів це найчастіше і використовується в умовах, коли відношення потужностей сигналу до завад обмежене.

Цього також немає у некоректному методі «максимуму ФП». Немає в цій теорії також багатошкальних систем та чітких вказівок на те, як будувати багатошкальні системи, як їх оптимізувати. Немає також поняття «чутливості», що є в метрології та в реальних системах.

Усе сказане стосується також дискретних систем зв'язку, тому що вони для виявлення або розрізнення дискретних сигналів з деякого алфавіту також використовують функцію фільтрації або автокореляції. І тут ФП є ні до чого.

Тому **потрібно створити нову**, у першу чергу загальну, **теорію радіоелектронних вимірювань**, що має містити усі існуючі методи радіоелектронних вимірювань і, крім показників **точності і довіри**, використовувати: **дискримінаційну характеристику**, у тому числі **апертуру дискримінатора**, **фізичний априорний інтервал**, **показники швидкості**, **оперативності вимірів**, **показники енергетичного потенціалу та вартості**.

Використання способу інтегрального представлення ФП за Вудвордом [10] загальмував природний розвиток теорії вимірювальних систем, тому що пішов хибним шляхом.

Аналіз літератури вказує на те, що варіант некоректного «методу максимуму ФП», що використовується майже усюди, який недоцільний для застосування, тому що він призводить до помилок в оцінках, несе суттєві помилки в побудову алгоритму і структури систем, у синтез сигналів та параметрів. Не рятує спроба вимірювання суміші або диференціювання випадкового процесу.

Метод Вудворда є метод «максимуму», і він не враховує функціональні характеристики реальних вимірювачів та їх реальні показники якості: чутливість, реальний (фізичний) діапазон, апертуру характеристики вимірювача, оптимальне узгодження цього діапазону з апертурою функціональної характеристики і т. ін.

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 та їх взаємозв'язок і протиріччя.

Тому далі пропонується **нова система поглядів** на природу і теорію радіоелектронних вимірювань у САК, що є подальшим розвитком метрології при розширенні складу показників якості до мінімально допустимого для застосування. **Для порівняння якості типів радіоелектронних вимірювачів потрібна, як мінімум, сукупність або вектор таких показників: точність, апріорний фізичний діапазон, довіра до оцінки (або квантиль), час вимірів та вартість вимірювача.**

Лева частка існуючих типів вимірювачів відома, за винятком **багатоетапних** вимірювачів. Під багатоетапним вимірювачем розуміється не тільки складна і поетапна у часі процедура вимірювання параметра сигналу, але й оптимальна процедура зв'язку етапів або шкал. Особливо це стосується **оптимального спряження потрібного апріорного діапазону з апертурою дискримінатора.**

Багатоетапний вимірювач використовується майже усюди, коли потрібні одночасно широкий апріорний діапазон і велика точність вимірювань. Такі вимірювання у техніці САК найчастіше розбивають на два етапи: пошуку і точного вимірювання. Сам пошук у техніці не вважається виміром. Тому немає оптимальності спряження етапів і немає оптимального вибору способів пошуку.

Але дослідження оптимальності реальних систем [23–26] показують: 1) можна побудувати класифікацію усіх вимірювачів; 2) можна врахувати практично усі мінімально необхідні показники якості вимірювальних систем для їх оптимального синтезу; 3) можна отримати взаємозв'язок усіх показників якості; 4) можна отримати оптимальний синтез структури, пов'язаної з методом вимірювання, синтез параметрів і навіть **вимірювальних сигналів за найоб'єктивнішим умовним критерієм якості.**

Далі буде показано: 1) в радіоелектронних вимірювачах роль еталонів звичайно відіграє параметр настроювання; 2) в

концепції вимірювання вимірювач подано як перетворювач вимірюваного параметра у параметр відліку у відповідній шкалі; 3) будь-які радіоелектронні вимірювачі можуть бути подані у такій класифікації: пошукові, багатоканальні, багатошкальні, нові багатоетапні, комбіновані вимірювачі та цифрові вимірювачі параметрів сигналу; 4) однозначно порівнювати загальну ефективність різних типів вимірювачів можна тільки не менш як за п'ятьма показниками якості, у тому числі: за точністю, за діапазоном, за часом, за довірою до оцінки, за вартістю або за енергетичним потенціалом.

В усякому разі, тепер особливо потрібною є систематизація методів та засобів вимірювання параметрів у САК та розширення складу їх показників якості.

## **Висновки до розділу 2**

1. Показано, що метод максимуму функціонала правдоподібності можна використовувати тільки для обробки вже отриманих результатів вимірювань, а не для отриманої суміші сигналу з шумом.

2. Існуючі вимірювачі та системи доцільно класифікувати за загальними методами вимірювання, що створює нові напрямки розвитку, особливо для багатоетапних методів і вимірювачів.

3. Розгляд дискримінаторів не тільки як перетворювача справжнього параметра у вихідний сигнал, але і навпаки – вихідного відліку в оцінку справжнього параметра, є подальшим розвитком перспективного напрямку радіоелектронних вимірювань.

4. Для радіоелектронних вимірювань склад показників, урахованих у метрології, недостатній. Тому пропонується мінімально допустимий їх склад, якого достатньо для визначення і зрівняння загальної якості вимірювачів.

5. Усі радіоелектронні системи і САК потребують також рішення задач структурного та сигнального синтезу. Щодо рішень задач оптимізації багатшкальних та багатоетапних систем, то можна їх вважати частково і структурним, і сигнальним синтезом, оскільки маємо справу із сигналами типу «гама», або «мелодія», а структура визначається типом

вимірювача. Викладені задачі допускають оптимізацію вимірювачів, яку можна вважати їх параметричним синтезом.

### **Контрольні питання**

1. Що таке «потенційна» точність?
2. До яких парадоксів приводить поняття «потенційна точність»?
3. Чи можливе підвищення якості систем за функціоналом правдоподібності?
4. Як довести неоптимальність «потенційної» точності?
5. Чи можливий синтез системи, сигналів та параметрів за функціоналом правдоподібності?

### **3. Загальні методи і пристрої оцінювання параметрів сигналу**

Від відношення сигнал/шум, як відомо, залежить точність вимірів. У роботах А. Н. Колмогорова [21] і Н. Вінера показано, що найбільшого відношення енергій сигналу та шуму можна досягти на виході узгодженого фільтра, частотна характеристика якого комплексно узгоджена із спектром сигналу. 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 більше підходить фільтрація за критерієм мінімуму середньоквадратичної похибки.

При цьому боротьба із завадою і боротьба за точність вимірювання можуть бути розподіленими, а можуть бути сумісними. Але для вимірювання потрібно формувати сигнальну функцію, або дискримінаційну характеристику.

Часто простіше мати сумісну систему, де схема виконує функції віднімання параметрів та вимірювання їх різниці. Такі принципи підбору вимірювальних перетворень застосовуються для вимірів будь-яких параметрів сигналу. Наприклад, для вимірів частоти може використовуватись резонансна система з

чутливим дискримінатором, для вимірів кутових координат – амплітудна або фазова діаграма спрямованості з фільтром частоти, для вимірів затримки сигналу – його автокореляційна функція, або для усіх параметрів можуть використовуватись фазові, цифрові методи вимірювань і т. д.

Головна концепція в загальній теорії радіоелектронних вимірювань – це як постулат: **вимірювач, оснащений засобами боротьби із завадами, є перетворювач дійсного вимірюваного параметра у параметр відліку на відповідній шкалі** [25, 26].

За параметром відліку судять про параметр, що вимірюється. Тобто одержують точкову оцінку. А інтервальну оцінку звичайно одержують або з дисперсії, яка вимірюється, або з класу точності відомого вимірювача.

У САК при вимірюваннях параметр відліку не виводиться для індикації, а надходить виконавчий блок.

### 3.1. Доцільність використання дискримінаторів

Більш ефективно таке застосування для вимірів параметра сигналу будь-яких ланцюгів, де вихідний відгук різко залежить від вимірюваного параметра. Оскільки точність вимірів залежить від крутості характеристики вимірювача, то як вимірювач слід брати тільки такі ланцюги, у яких залежність напруги, цифрового або будь-якого відліку від параметра сигналу має найбільшу крутість. Саме такі властивості мають селективні пристрої за параметрами селекції: **погоджений фільтр, резонансний контур, автокореляційна функція, антенний пристрій, цифрові, фазові методи і т. д.** Такі селективні пристрої називають дискримінаторами.

Якщо залежність вихідного параметра вимірювача від параметра сигналу – відомий закон (функція), то такий вимірювач називається функціональним, або дискримінатором. Назвемо довжину  $2\Delta\lambda_0$  селективної функції  $\varphi(\lambda)$  за параметром  $\lambda$  на рівні «а» апертурою дискримінатора (рис. 3.1). Рівень «а» і відповідно апертюра 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, то дискримінатор називають одноканальним. Для різних застосувань вимірювача бажано мати лінійну залежність відліку селективної функції в межах апертури  $2\Delta\lambda_0$ , щоб не змінювалась точність у межах шкали.

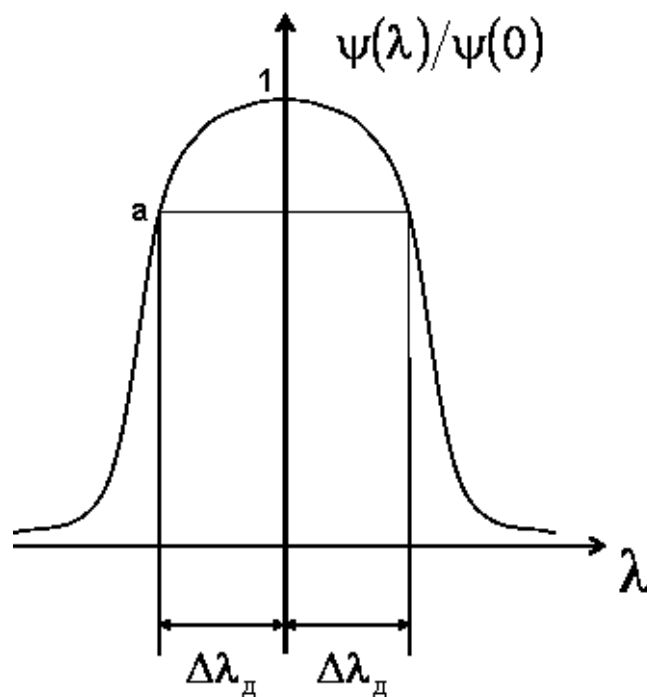


Рис. 3.1. Сигнальна функція одноканального дискримінатора

Це важко реалізувати в одноканальних дискримінаторах, де діапазон настройки лежить, щоб однозначно вимірювати, на схилах сигнальної або іншої функції, особливо у широкому діапазоні вимірюваного параметра.

В одноканальному неслідкувальному дискримінаторі (рис. 3.1), настройку  $\lambda_0$  найчастіше вибирають таким чином, щоб зберегти однозначність відліку, а апертуру дискримінатора вибирають виходячи з діапазону вимірювань.

Тобто апріорний діапазон параметра розташовується і не перевищує частки схилу селективної функції. Можливі дискримінатори з одним робочим схилом у діапазоні. У будь-якому випадку при заданому рівні сигналу на вході вимірювача дійсному параметрові сигналу відповідає рівень напруги або відліку на виході дискримінатора, за яким оцінюється цей параметр.

Для того щоб досягти незмінності похибки у діапазоні і розширити майже вдвічі до  $2\Delta\lambda_{\text{д}}$  апертуру (фізичний діапазон дискримінатора) при збереженні лінійності та однозначності відліку, найчастіше використовують двоканальний дискримінатор. Формування дискримінаторної характеристики  $U_{\text{д}}(\lambda)$  (рис. 3.2) найчастіше здійснюється зміщенням сигнальної або селективної функції за параметром в одному з каналів щодо аналогічної функції іншого каналу так, щоб вони перетиналися на рівні  $\alpha$  від значення  $\Psi(0)$  з наступним відніманням сигналу  $\Psi_2(\lambda)$  з  $\Psi_1(\lambda)$  (рис. 3.2).

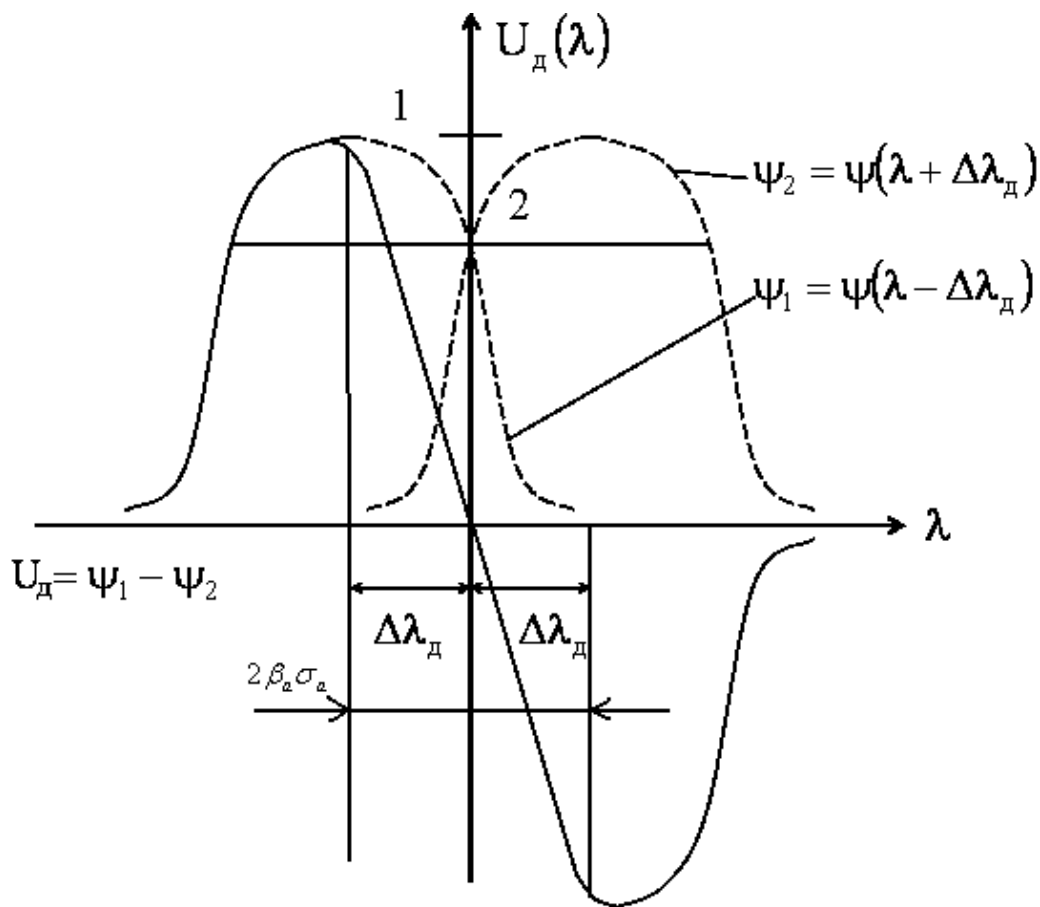


Рис. 3.2. Двоканальний дискримінатор

У двоканальному неслідкувальному дискримінаторі із урахуванням умови усунення неоднозначності апріорний діапазон параметра  $2\beta_{\lambda}\sigma_{\lambda}$  доцільно розташувати всередині апертури дискримінатора  $2\Delta\lambda_{\text{д}}$ , який досягається його настроюванням.

Слідкувальний дискримінатор має таку особливість, що його настройка відслідковує у часі параметр, що спостерігається. Тому для нього однозначність у режимі супроводу не має вирішального значення й апріорний діапазон може розташовуватися всередині так званого інтервалу захвату. При цьому час установлення процесу пошуку та настроювання може бути досить великим.

### 3.2. Показники якості вимірювачів

Як зазначалося вище, методи вимірювань і типи вимірювачів настільки різні, що тільки показниками точності, або класом точності, як у метрології, для радіоелектронних вимірювачів уже 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 вимірів; 2) діапазон вимірів; 3) довіра до оцінки або квантиль, або інтервальна оцінка – довірчий інтервал; 4) час оцінювання; 5) відношення сигнал/шум або вартість; масо-технічні показники і т. ін.

Наведений склад і набір показників якості підібраний не випадково. 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 малу вартість, якщо є достатній енергетичний потенціал. Але якщо потрібен ще більший діапазон, тоді при розтягуванні шкали знизиться точність. Але нам може бути потрібен і великий діапазон, і точність. Тоді треба чимось поступитися. Вибираємо панорамний вимірювач з перестроюванням підстройки. Він не набагато складніший і дорогий. Але у нього свій недолік – час вимірювань може бути більшим, ніж треба. Для САК час вимірювання та регулювання не має перевищувати час кореляції задавального сигнального процесу. Тоді можна поступитися підвищенням енергетичного потенціалу, складністю та вартістю і вибрати або багатоканальний вимірювач, або багатоскальний, або багатоетапний. Таким

чином, усі показники якості і 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 у широкому апріорному діапазоні якого-небудь вимірюваного параметра і здійснювала високоточні його виміри, тобто з необхідною малою середньоквадратичною похибкою  $\sigma_\lambda$ . Для узагальнення міркувань, для будь-яких апріорних розподілів, під апріорним діапазоном вимірюваного параметра  $\lambda$  будемо розуміти довірчий інтервал  $2\beta_a\sigma_a$  (рис. 3.1, 3.2) апріорної щільності ймовірності  $p_{APR}(\lambda)$  з математичним сподіванням  $\lambda_A$ , де  $\beta_A$  – квантиль, який відповідає заданому коефіцієнту довіри  $p_{DOV}$  до апріорних даних.

Зазначені суперечливі вимоги до показників якості, а саме широкий апріорний діапазон вимірюваного параметра і високу точність вимірів, дискримінаційні неслідкувальні вимірювачі задовольнити не можуть. Якщо апертуру дискримінатора  $2\Delta\lambda_\rho$  збільшити і взяти рівною апріорному діапазону  $2\beta_A\sigma_A$  за параметром  $\lambda$  при тому самому рівні сигналу, то виявиться, що точність вимірів буде досить низькою, тому що крутість дискримінатора буде мала. Цієї точності звичайно недостатньо. А для слідкувальних вимірювачів може не виконуватись інша умова – умова оперативності, якщо потрібен мінімум часу оцінювання. Звідси випливає, що радіотехнічні вимірювачі мають будуватися на нових принципах, що враховують усі 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 у сукупності з пристроями захисту від завад. Тут специфіка викладу така, що надалі канал із широкою смугою (загальний канал) розбиваємо на часткові канали, стосовно яких використовуємо термін “канал”, враховуючи, що загальний канал параметра  $\lambda$  із широкою смугою завжди будемо погоджувати з апріорним діапазоном вимірювача цього параметра.

Можливі різні методи високоточного оцінювання параметра сигналу в широкому апріорному діапазоні із заданим часом оцінювання, довірою до оцінки, із заданим відношенням сигнал/шум або із заданою вартістю. Кожному з них відповідає своя структура вимірювача параметра сигналу і його загальна ефективність.

Існуюча метрологія звичайно не займається вимірювачами, від яких потрібні одночасно точність вимірювань, широкий діапазон, малий час вимірювання, задана довіра до вимірів, задана вартість або енергетичний потенціал. Це **потрібно для радіоелектронних вимірювачів, особливо в галузях автоматичного зв'язку**. Ці вимірювачі повинні мати усі згадані показники, тобто вектор показників якості. І до того ж вони мають бути оптимальними. Тим більше, що оскільки є між ними протиріччя, то має бути і оптимальність у якомусь розумінні.

### **3.3. Головні методи вимірювання параметрів сигналів**

Методи вимірювання параметрів сигналів, що потребують для оцінки ефективності мінімум п'яти 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.

Дискримінаційні або функціональні вимірювачі – це вимірювачі з відомою принциповою характеристикою перетворення вимірюваного параметра сигналу у відповідний відлік, тобто з відомою функцією відліку при наявності вимірюваного параметра (рис. 3.2). Їх фізичний діапазон визначається апертурою дискримінаційного  $\Delta\lambda_d$  (рис. 3.2) – зоною однозначного відліку. Вони теж потребують певного співвідношення з апріорним діапазоном вимірюваного параметра. Переваги – простота реалізації. Недоліки – недостатня точність у великому діапазоні.

Дискримінаційні вимірювачі, що не перестроюються, звичайно оперативні, порівняно прості і можуть бути високоточними, але в дуже вузькому апріорному діапазоні, або широкодіапазонні, але з низькою точністю оцінювання через малу їх крутість (рис. 3.2) при тій самій частотній смузі. Від них найчастіше потрібна висока чутливість, що забезпечує точність.

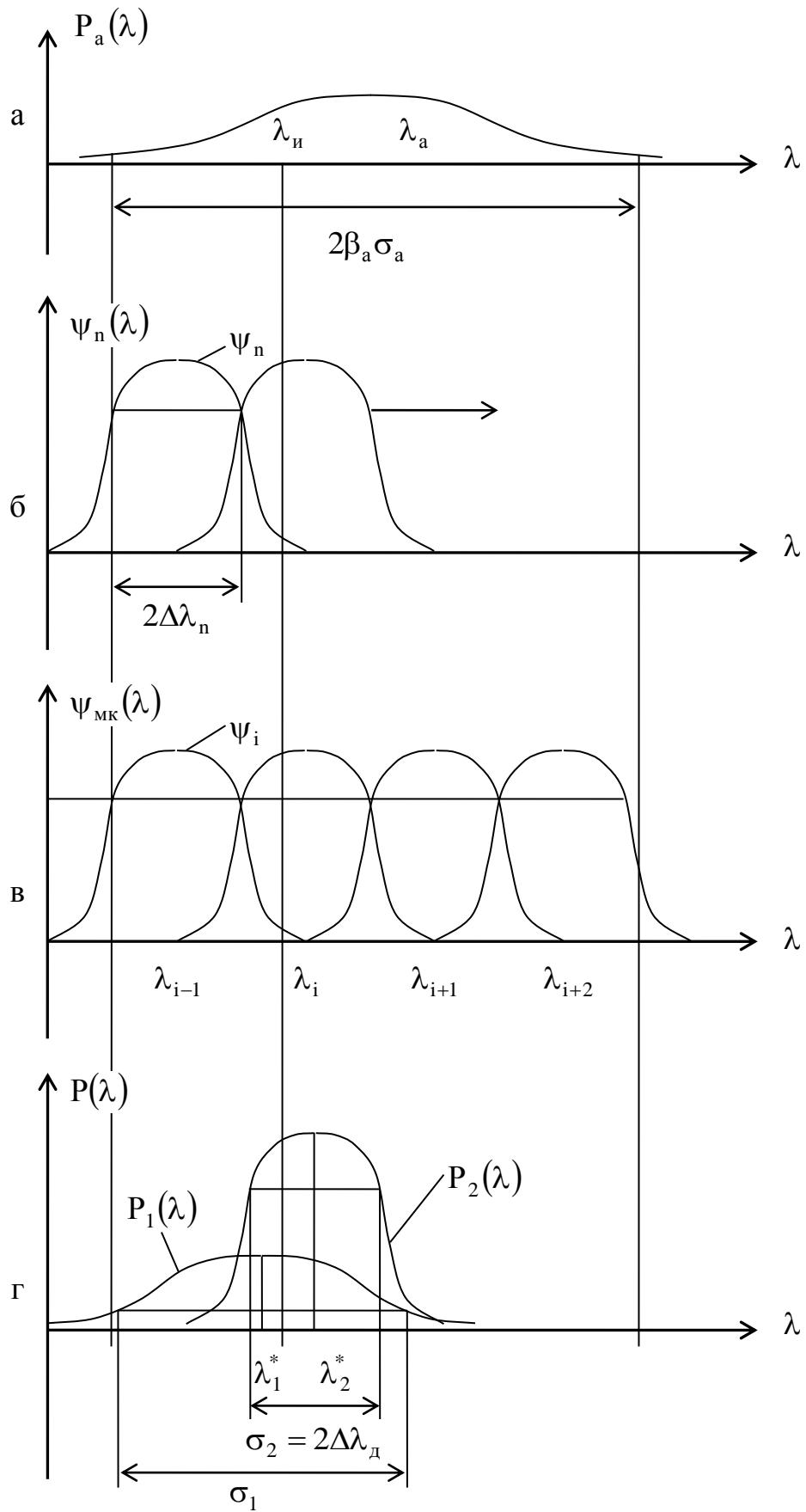


Рис. 3.3. Види вимірювання

Цих недоліків позбавлені пошукові, або панорамні вимірювачі (структура – на рис. 3.4,а,б, принцип дії – на рис. 3.3,б), у яких перестройка дискримінатора здійснюється по всьому діапазону вимірюваного параметра. Їх узагальнена структура зображена на рис. 3.4,а для фільтраційної і рис. 3.4,б – для кореляційної обробки сигналу. Сам процес пошуку чомусь не вважається виміром, хоч і попереднім, грубим.

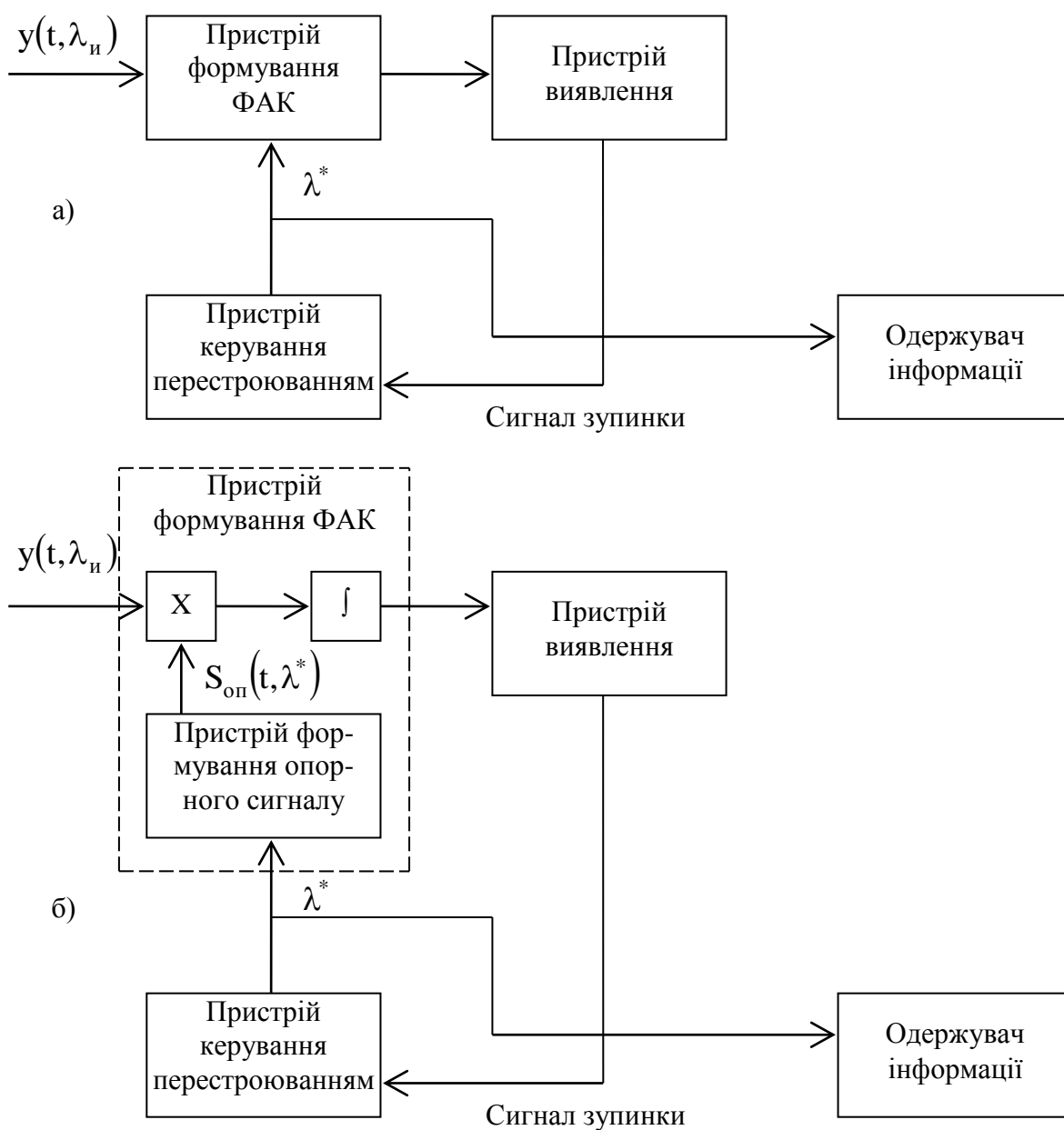


Рис. 3.4. Пошукові вимірювачі

**У метрології крутість дискримінаційного або функціонального вимірювача називають також чутливістю.**

**Переваги:** використання при великому діапазоні вимірюваного параметру і порівняно велика точність, відносна простота реалізації і можливість спостереження за багатьма цілями (сигналами). Тому панорамний вимірювач широко використовується у техніці.

**Недоліки:** порівняно тривалий час вимірювання при послідовному скануванні, можливість пропускання сигналу при повільному пошуку або низька точність при швидкому пошуку.

Блок ФАК означає формування, якщо є можливість, функції автокореляції, або сигнальної функції, або на основі цього – характеристики дискримінаційного.

Пошукові методи оцінювання (рис. 3.4,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, за шкалою настройки, або при відповідному параметрі будь-якого настроювання (пропорційна напруга, сигнал похибки, код Грея тощо).

При цьому слідкувальні дискримінаційні складніші за пошуковий метод оцінювання, тому що після етапу пошуку з метою виявлення, який ми розцінюємо як грубий вимір, впливає етап точного дискримінаційного оцінювання і самонастроювання у межах апертури дискримінаційного.

Звичайно точність пошукового методу визначається апертурою сигнальної функції  $\Psi(\lambda)$ , що перестроюється, на рівні «а». Вона може бути досить високою. Однак, чим вище необхідна точність, тим меншою має бути апертура дискримінаційного і тим більшим (у стільки ж разів) буде необхідний максимальний час пошуку, або вимірів, при заданому відношенні сигнал/шум.

**Пошуковий метод досить простий і забезпечує у сполученні з другим етапом – слідкувальним дискримінаційним високу точність і широкий діапазон вимірів при заданому відношенні сигнал/шум.** Тому він набув значного поширення у вимірювальних системах. По суті це двоетапний метод. Як і для всіх оптимальних багатаетапних методів, він потребує оптимального спряження шкал. Недоліком є **тривалий час**



**оцінювання параметра сигналу, неможливість роботи по одному каналу декількох сигналів (мала пропускна спроможність) і неможливість, або недоцільність, створення сигнальних функцій із понадмалою апертурою.**

Якщо відстежуються декілька параметрів сигналу, то час і алгоритм пошуку значно ускладнюються.

Перші два недоліки пошукового методу усуваються багатоканальним методом вимірів і відповідним вимірювачем (структура – на рис. 3.5, принцип дії – на рис. 3.3,в).

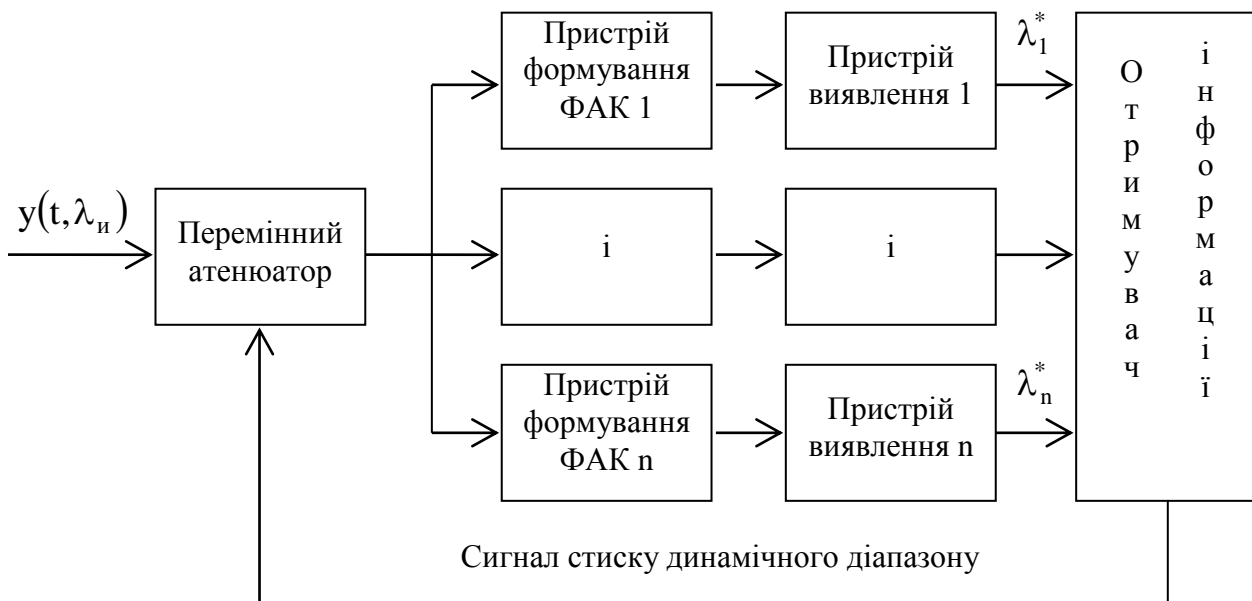


Рис. 3.5. Багатоканальний вимірювач

Багатоканальні – це такі методи оцінювання (рис. 3.5), при яких весь апріорний діапазон значень параметра розбивається на канали, у яких формуються сигнальні функції  $\Psi_b(\lambda)$ , або селективні функції, і 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 виявлений сигнал.** Власне, номер каналу, який виявляє сигнал, визначає оцінку вимірюваного параметра.

Багатоканальний метод **не має такого недоліку пошукового методу, як великий час вимірів.** У нього **велика**

**пропускна спроможність.** Зате він має **істотний недолік** – **значну складність** або велику вартість реалізації, що заважає його значному поширенню. Розвиток інтегральних схем сприяє більш широкому його використанню у 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 вимірів. 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 пропускної спроможності, позбавлені багатошкальні вимірювачі.

**Багатошкальні вимірювачі** містять ряд шкал, що працюють або паралельно до структури позначені відповідно одночасно (рис. 3.6,б), або послідовно в часі (рис. 3.6,а). Принцип підвищення точності при дії вимірювачів позначені на рис. 3.3,г. Багатошкальними 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 вимірів при великому апріорному діапазоні.

**Неоднозначність** вирішується застосуванням декількох шкал із періодичністю сигналу, яка спеціально підібрана. При цьому інтервальна оцінка більш грубої шкали не має перевищувати період сигналу більш точної шкали, тому що буде неоднозначність вимірів. За цим принципом побудовані, наприклад, фазові вимірювачі для оцінки таких інформативних параметрів сигналу, як кути, затримка, частота та їх похідні. При цьому **фазові вимірювачі найточніші насамперед тому, що принципово можуть використовувати вузькосмугову фільтрацію гармонічних сигналів.**

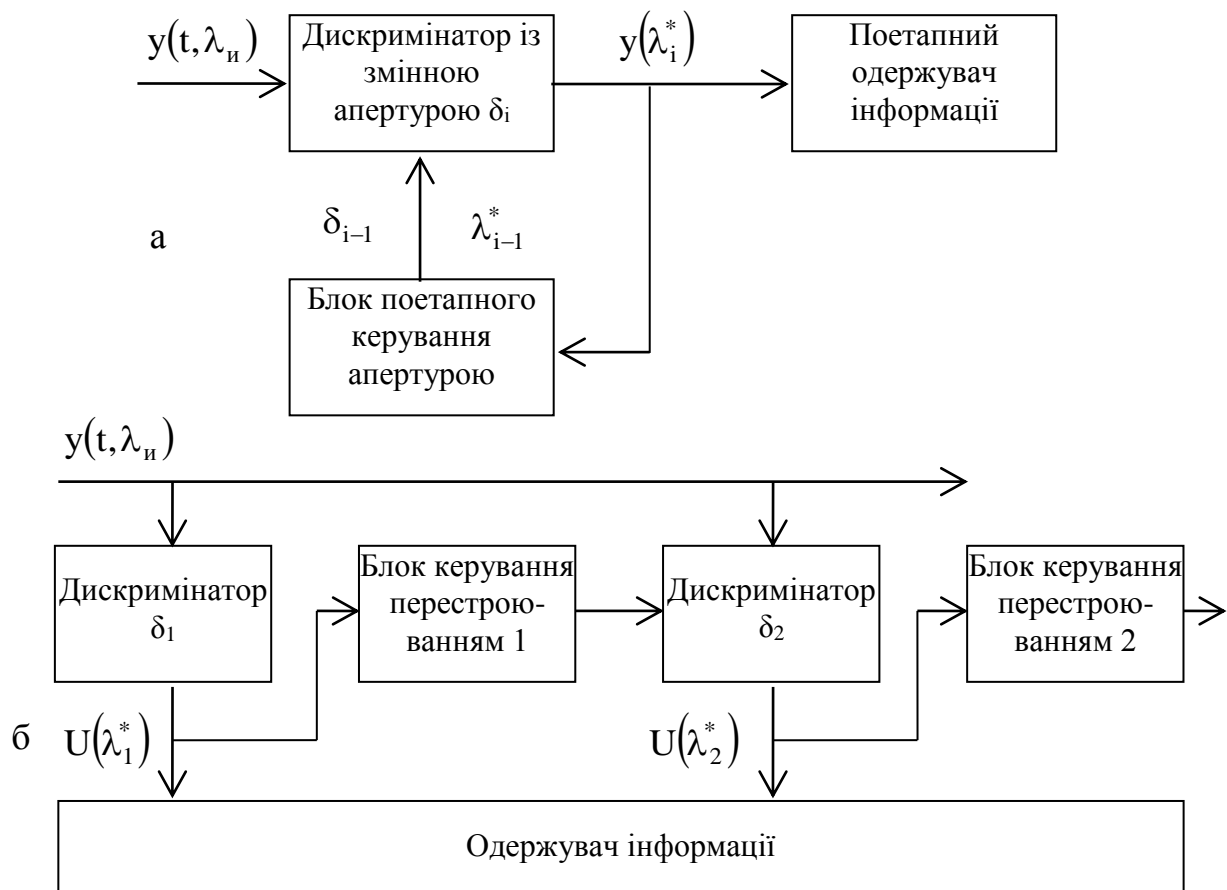


Рис. 3.6. Багатоетапні вимірювачі

**Багатошкальні вимірювачі** є складними, для них мають дотримуватися **жорсткі умови синхронізації та стикування шкал**. При стикуванні шкал має бути відповідність точності кожної шкали апріорному діапазону наступної шкали.

**Перевагами багатошкального є велике відношення апріорного діапазону до апостеріорного діапазону, мале число шкал**, а для фазових вимірювачів – ще й висока завадостійкість через високу фільтрацію гармонічних сигналів. Недоліки: складність, жорстке настроювання шкал.

Для багатоетапного вимірювача (структура така сама, що на рис. 3.6,б), де неперіодичний за діапазоном параметр сигналу, **може бути неоднозначний відлік у шкалі**, якщо апріорний діапазон кожної наступної шкали більше ділянки однозначного виміру (рис. 3.2). 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 у часі (рис. 3.6,б) використання шкал для оцінювання параметра сигналу, таке, що при кожному наступному вимірі середина апертури кожної шкали дискримінатора настраюється на попередню оцінку, 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 у нього і одна шкала, що перебудовує послідовно у часі свої параметри.**

Однак найчастіше і найпростіше він використовує дискримінаторні вимірювачі. У великих радіотехнічних комплексах шкалами можуть служити навіть самостійні складні системи з будь-яким принципом і природою вимірів, але таким, що задовольняє принципи стикування шкал.

Переваги багатоетапного вимірювача при великому відношенні апріорного діапазону до апостеріорного діапазону – це можливість застосування до вимірювання параметрів будь-якої природи, мале число шкал. **Недоліками багатоетапного вимірювача є складність, жорсткість настроювання та неможливість одночасної роботи шкал, як у багатошкальних системах (рис. 3.6).**

Майже усі 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.**

Слід звернути увагу на те, що 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 відповідати фізичній природі вимірюваного параметра.

### **Контрольні питання**

1. Чи є повною наведена класифікація методів вимірювання?

2. Назвіть переваги та недоліки згаданих методів вимірювання.

3. Що таке багатоетапний метод вимірювання?

4. Що таке багатошкальний метод вимірювання?

5. Особливості багатоканального методу вимірювання.

6. Особливості панорамного методу вимірювання.

7. Яким має бути склад показників, щоб порівняти методи і системи вимірювання?

#### **4. Дискримінаційний метод оцінювання параметрів сигналу**

##### **4.1. Точність дискримінаційників**

Відповідно до викладеного під дискримінаційними 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. Це можна вважати як один клас прямопоказувальних вимірювачів.

Вплив сигналу, у тому числі короткочасного, на вимірювач приводить до того, що на виході його після закінчення часу перехідного процесу встановлюється напруга (або цифровий відлік), яка з якоюсь точністю відповідає оцінюваному параметру. Знаючи вихідний відлік напруги і дискримінаційну характеристику  $U_o(\lambda)$ , можна оцінити вимірюваний параметр  $\lambda$ . Оскільки радіотехнічні виміри вихідної напруги здійснюються в умовах впливу шумів, то і оцінка параметрів супроводжується відповідною похибкою. Вплив точності шкали і інших факторів урахується звичайно відповідними дисперсіями.

У даному розділі **основну увагу приділено розрахунку точності й ефективності дискримінаційних вимірювачів**, а у роботах [25, 26] – для будь-яких вимірювачів і систем.

Нехай маємо який-небудь дискримінаційний вимірювач параметра сигналу  $\lambda$  з довільною дискримінаційною характеристикою  $U_o(\lambda)$ , приклад якої зображено на рис. 4.1. На

вході дискримінатора безупинно або імпульсно діє сигнал з невідомим, також безперервним або імпульсним, параметром  $\lambda$  із флуктуаційним шумом. А на виході дискримінатора виникає безперервна або імпульсна напруга у суміші з флуктуаційним вихідним шумом, що має щільність розподілу ймовірності  $P_u(u)$  (рис. 4.1). Відлік з певною точністю відповідає параметру сигналу.

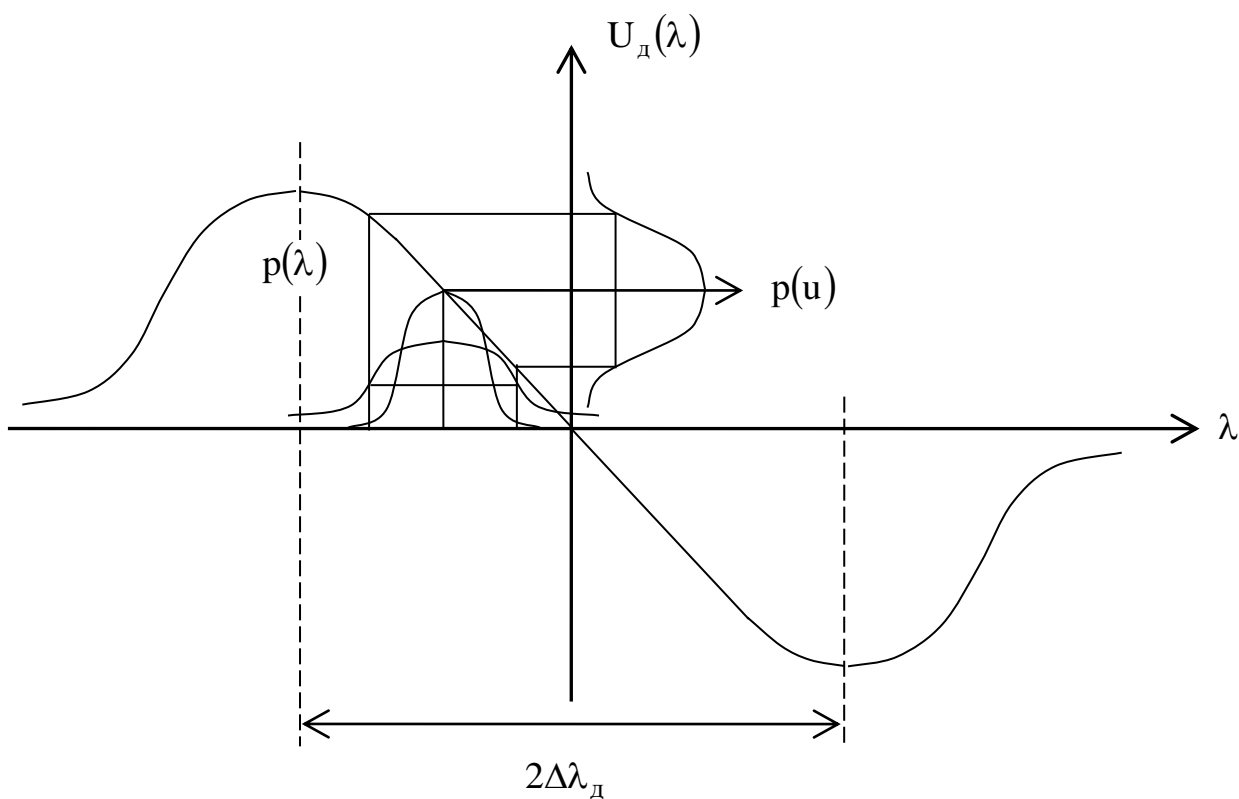


Рис. 4.1. Точність вимірювань

Спочатку будемо вважати, що дискримінаторна характеристика лінійна у зоні вимірів, достатньо точна і достатньо малі інші фактори, що мають вплив: 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  $U_d(\lambda)$  запропонований параметр сигналу  $\lambda$ , то звичайно використовують припущення про те, що щільність розподілу шуму  $P_u(u)$  буде відповідати розподілу  $P_\lambda(\lambda)$  оцінюваного параметру  $\lambda$ . Параметри настроювання вважаються точними і стабільними. У будь-якому випадку використовується

багатозначна аналогова або дискретна міра, закладена, наприклад, у шкалу стрілочного приладу або у цифровий відлік.

Знайдемо зв'язок дисперсії оцінки параметра  $\lambda$  з дисперсією сумарного вихідного процесу  $U$ , тобто суми напруг на виході дискримінатора, обумовленої параметром сигналу  $U_c$  і вихідним шумом  $U_{ш}$ .

Відомо, що

$$\sigma_{ш}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} (U - M[U])^2 P_{ш}(U) dU,$$

де  $\sigma_{ш}$  – середньоквадратичне відхилення вихідного сумарного флуктуаційного й іншого процесу  $U$ ;  $M(U)$  – математичне сподівання 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 справедливим є викладене нижче.

З огляду на те що

$$P_{ш}(U) dU = P_{\lambda}(\lambda) d\lambda \quad M[U(\lambda)] = U(M[\lambda]),$$

одержимо

$$\sigma_{ш}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} (U - M[U])^2 P_{ш}(U) dU = \int_{-\infty}^{\infty} \{U(\lambda) - M[U(\lambda)]\}^2 P_{\lambda}(\lambda) d\lambda. \quad (4.1)$$

Розкладемо  $U(\lambda)$  у ряд Тейлора у межах  $M[\lambda]$ :

$$U(\lambda) = U(M[\lambda]) + U'_{\lambda}(M[\lambda])\Delta\lambda + U''_{\lambda}(M[\lambda])\frac{\Delta\lambda^2}{2} + \dots \quad (4.2)$$

Тоді, підставивши  $U(\lambda)$  у вираз (4.1), одержимо

$$\begin{aligned} \sigma_{ш}^2 &= \int_{-\infty}^{\infty} \{U(M[\lambda]) + U'_{\lambda}(M[\lambda])\Delta\lambda + \dots - M[U(\lambda)]\}^2 P_{\lambda}(\lambda) d\lambda = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \{U'_{\lambda}(M[\lambda])\Delta\lambda + \dots\}^2 P_{\lambda}(\lambda) d\lambda \end{aligned}$$

Припускаючи малість додатків з вищими похідними ( $u''_{\lambda}$ ) та ін. на інтервалі  $2*3\sigma_{\lambda}$ , що найчастіше виконується, подамо  $\sigma_{ш}^2$  у вигляді:

$$\sigma_{ш}^2 = \{U'(M[\lambda])\}^2 \int_{-\infty}^{\infty} \Delta\lambda^2 P_{\lambda}(\lambda) d\lambda$$

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 оцінки параметра  $\lambda$  сигналу.

Таким чином, маємо:

$$\sigma_{\lambda}^2 = \frac{\sigma_{ш}^2}{(U'_{\lambda})^2} \quad (4.3)$$

Цей вираз збігається з результатами [11, 21].

Якщо вихідний флуктуаційний процес – нормальний, що найчастіше і буває, то середня потужність шуму збігається з дисперсією шуму:

$$\sigma_{ш}^2 = P_{ш}$$

Вихідна шумова напруга найчастіше має нормальний розподіл, тому що дискримінаторові, як правило, передує боротьба із 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 вимірів або для зменшення дисперсії похибки вимірів  $\sigma_{\lambda}^2$  дискримінаторного, або функціонального вимірювача, відповідно до формули (4.3) природно будь-якими засобами зменшувати потужність флуктуаційних завод на виході дискримінатора і збільшувати крутість дискримінатора.

**Вплив похибок шкали відліку, похибки параметрів настройки та інших факторів потрібно зменшувати до рівня впливу флуктуаційної завади.**



Висновок справедливий як для неслідкувальних дискримінаторів, так і для слідкувальних, для яких враховується зворотний зв'язок. Серед засобів зменшення потужності шумів на виході дискримінатора слід назвати в першу чергу зменшення смуги пропускання системи (застосування для вимірів вузькосмугових сигналів і взагалі підвищення чутливості радіоприймача), потім погоджену фільтрацію, синхронний прийом і т. д. Коефіцієнт підсилення радіоприймача не впливає на точність вимірів, оскільки від нього в однаковій мірі залежать як потужність шумів на виході, так і потужність сигналу, але впливає на точність виконавчого блока САК.

Зрозуміло, на точність вимірів впливає безліч факторів, що описані в безлічі публікацій [5, 17, 43] та ін. У значенні  $\sigma_{\text{ш}}$  виразу (4.3) може бути врахований вплив усіх істотних факторів, що впливають на точність дискримінатора (як перетворювача параметра сигналу у відлік – напругу).

## 4.2. Типи дискримінаторів

Для функціональних та дискримінаторних вимірювачів якщо можна прагнуть одержати дискримінаторні характеристики лінійної форми, оскільки при цьому точність є незмінною за фізичним діапазоном. Незмінність точності складніше реалізується у одноканальному дискримінаторі, але простіше це реалізувати в двоканальному дискримінаторі, що подвоює апертуру дискримінатора, або діапазон однозначності. Тому за способом формування характеристики розрізняють одноканальні (рис. 4.2), двоканальні (рис. 4.3) і рідше багатоканальні дискримінатори (рис. 3.3,в).

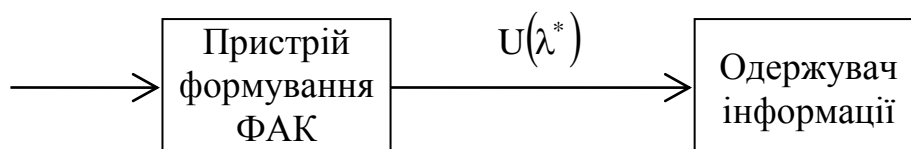


Рис.4.2 Одноканальний вимірювач

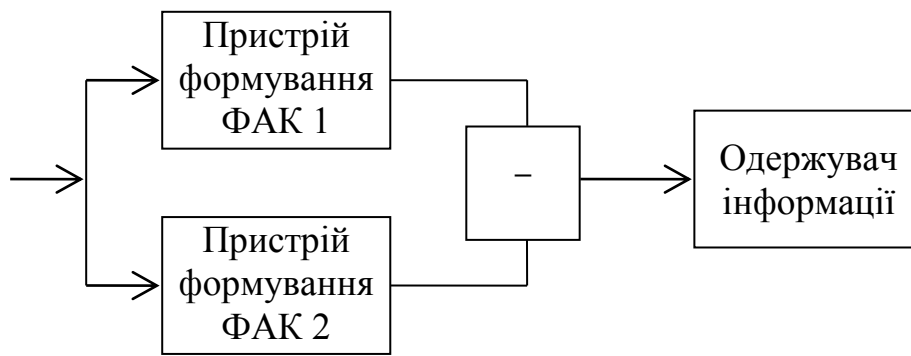


Рис. 4.3. Двохканальний вимірювач

Під каналом, як і колись, розуміємо фізичний діапазон, деяку смугу вимірюваного параметра  $\lambda$ , у якому технічно здійснюються виміри. Тому канал – це область визначення дискримінаторної характеристики, формованої одним параметро-залежним пристроєм. Таким пристроєм не обов'язково має служити пристрій формування функції автокореляції (ФАК) на виході. Хоча він може бути доцільний і при вимірах частоти і затримки.

**Апертура дискримінатора  $\Delta\lambda_d$**  визначається або на рівні  $\alpha$  вихідного ефекту, або умовою однозначності вимірів, або вимогою до лінійності дискримінаторної характеристики до крутості, або іншими факторами.

Двоканальний дискримінатор (рис. 4.1) найчастіше використовує різницеву схему.

До недоліків одноканальних дискримінаторів належать:

1) мала апертура дискримінатора  $\Delta\lambda_d$  при найчастіше заданій великій його крутості, що впливає на точність;

2) велика нелінійність дискримінаторної характеристики і несиметричність, що є неприйнятним особливо для слідкувальних дискримінаторів;

3) великий вплив нестабільності параметрів схеми і налаштувань на якість дискримінаторної характеристики;

4) ненульовий вихідний відгук посередині апертури дискримінатора ( $\frac{\Delta\lambda_d}{2}$  – для правого схилу характеристики рис. 3.1)).

Основною перевагою одноканальних дискримінаторів є простота схеми, а отже, і більша надійність функціонування.

Двоканальні дискримінатори позбавлені зазначених вище недоліків одноканальних дискримінаторів, однак їм властивий недолік – складність схеми.

Коректний вибір типів дискримінаторів має ґрунтуватися на урахуванні істотних факторів за комплексним критерієм якості. Визначення найкращого типу дискримінатора має стати задачею оптимізації структури вимірювача.

Технічна реалізація дискримінаторів різноманітна і залежить від вимірюваного параметра, методу і способу виміру параметрів сигналу і його призначення. Для вимірів частоти найчастіше використовуються: коливальний контур, LC, RC-ланцюги, частотні детектори з настроюваними і розстроюваними контурами, фазове автоматичне підстроювання частоти (ФАПЧ) і т. д.

Для вимірювання затримки застосовують пристрої формування автокореляційної, сигнальної функції, строб-імпульси з інтеграторами, перемножники з інтеграторами, фазові дискримінатори, фантастриони і т. д.

Для вимірів кутових координат цілей використовуються моноімпульсний, сумарно-різницевий, фазорізницевий та інші дискримінаторні методи рівносигнального напрямку.

Радіотехнічні вимірювачі, як зазначалося, виконують такі основні функції: **вимірювальні перетворення, зокрема фільтрацію і порівняння з еталоном**. Остання функція аналогічна до звичайних вимірювачів, розташованих 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 слідкувальних дискримінаторів останні виконують функцію перетворення і фільтрації при спостереженні за параметром. Двоканальні дискримінатори можуть бути побудовані за принципом сканування або переключення апертури одноканального дискримінатора.

Можлива також реалізація дискримінаторів з адаптацією до різних факторів, а також цифрових дискримінаторів. Міркування, результат (4.3) і подальші викладення придатні для будь-яких типів дискримінаторів. Тому ефективність дискримінаторів спочатку розглядається із загальних позицій, а потім з урахуванням специфіки, обумовленої оцінюваним параметром  $\lambda$ , призначенням системи, й інших факторів.

### 4.3. Особливості дискримінаторних вимірювачів

Точність найчастіше є складовою частиною поняття «ефективність». У поняття ефективності системи, відповідно до розподілу, першою прийнято вкладати комплексну, системну або у відомому значенні глобальну оцінку її якості. Під ефективністю дискримінаторів будемо розуміти поки лише дві їх якості: точність і діапазон вимірюваного параметра. Діапазон вимірюваного параметра також слід відносити до його якості, тому що більш широкий діапазон при тих самих інших показниках (точність, коефіцієнт довіри і т. д.) надає вимірювачеві більші можливості при вимірюванні. Тому, як і будь-який показник якості, більш широкий діапазон вимірювача при тих самих інших показниках звичайно досягається шляхом зниження точності інших показників, ускладненням, збільшенням вартості, маси, габаритів і т. ін.

Розглянемо одноканальний дискримінатор з характеристикою (рис. 3.1) і структурою (рис. 4.2), де використовується один із нахилів  $U_d(\lambda)$ . Нехай діапазон вимірюваного параметра  $\Delta\lambda_D$  збігається з апертурою  $\Delta\lambda_d$  дискримінатора. Скористаємося формулою (4.3), для чого зазначимо, що максимальне значення напруги на виході дискримінатора у межах апертури звичайно дорівнює (або пропорційне) амплітуді сигналу  $S_m$ :

$$\max U_\partial(\lambda) = S_{m_{\text{вх}}}.$$

При цьому  $U_d(\lambda)$  може бути сформована як сигнальна, автокореляційна функція  $\psi(\lambda)$  або іншим способом (діаграма спрямованості і тощо).

Припускаючи спочатку  $U_d(\lambda)$  (рис. 4.4) досить лінійною й апроксимуючи  $U'_\partial(\lambda)$  залежністю  $U'(\lambda) = \frac{S_m}{\Delta\lambda_\partial}$ , одержимо:

$$\sigma_\lambda^2 = \frac{\Delta\lambda_\partial^2}{\left(\frac{S_m}{\sigma_m}\right)^2} = \frac{\Delta\lambda_\partial^2}{q}, \quad (4.4)$$

де  $\sigma_{ш}^2$  – потужність шуму дискримінатора;

$S_m$  – рівень сигналу на виході дискримінатора;

$q = \frac{S_m^2}{\sigma_m^2}$  – відношення сигнал/шум на виході дискримінатора.

При цьому  $\sqrt{q} = \frac{S_m}{\sigma_{ш}}$  можна також трактувати як число градацій, або рівнів сигналу, що можна розрізнити на виході дискримінатора. Під апертурою дискримінатора  $\Delta\lambda_d$ , як і раніше, будемо розуміти більш-менш лінійну однозначну ділянку дискримінаторної характеристики  $U_d(\lambda)$ . Але оскільки апертуру обирають такою, щоб вона перекривала весь апіорний діапазон вимірюваного параметра, що дорівнює  $\Delta\lambda_D$ , то для одноканального дискримінатора  $\Delta\lambda_\theta = \Delta\lambda_D$ . А величина апертури характеризує саме цю якість дискримінатора – апіорний діапазон. Тому з точки зору діапазону, слід прагнути до збільшення  $\Delta\lambda_\theta$ . Але з точки зору стабільної точності, апертуру треба брати меншою. Бажано мати майже лінійну характеристику в усьому діапазоні змін  $\lambda$ . Тобто лінійні характеристики не є обов'язковими, а визначаються лише вимогами незмінності точності на всій шкалі, де справедливе співвідношення (4.3). Це бажано і для слідкувальних дискримінаторів.

Підсумовуючи вищевикладене, зробимо такі зауваження:

1. Дисперсія оцінки  $\sigma_\lambda^2$  відповідно до виразу (4.4) пропорційна квадрату апертури дискримінатора. Тому для досягнення високої точності (малої дисперсії  $\sigma_\lambda^2$ ) слід прагнути до зменшення апертури  $\Delta\lambda_2$  дискримінатора.

2. Точність вимірів параметра сигналу  $\lambda$  як величина, обернена дисперсії похибки, прямо пропорційна відношенню сигнал/шум  $q$ . Подібна залежність природна і відома також з будь-якої теорії вимірів.

3. Точність виміру будь-якого параметра  $\lambda$  сигналу не залежить від коефіцієнта підсилення приймача. Однак рівень сигналу має 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'язані величини.

Ці властивості залежності (4.4) справедливі і для слідкувального дискримінатора, за винятком адаптації до динаміки параметра сигналу.

Таким чином, одноканальний дискримінатор має такі недоліки: істотну нелінійність дискримінаторної характеристики, її несиметричність і малу апертуру дискримінатора. Тому був запропонований двоканальний дискримінатор (рис. 4.3), що усуває зазначені недоліки.

Двоканальний дискримінатор має такі властивості:

- флукуаційні завади на виході взаємно розстроєваних каналів частіше некорельовані, тому що канали зміщені за вимірюваним параметром: за часом чи за частотою і т. ін.;

- апертура дискримінатора може бути вдвічі ширшою, ніж в одноканального при однакових схемах;

- дискримінаторна характеристика найчастіше має центральну симетрію і достатню лінійність.

Дисперсія оцінки параметра сигналу двоканальним дискримінатором  $\sigma_{\lambda_2}^2$  відповідно до формули (4.3) дорівнює:

$$\sigma_{\lambda_2}^2 = \frac{2\sigma_m^2}{\left(\frac{2S_m}{2\Delta\lambda_\theta}\right)^2} = \frac{2\Delta\lambda_\theta^2}{q}, \quad (4.5)$$

оскільки в пристрої, що віднімає, (рис. 4.3) відбувається некогерентне додавання шумів двох каналів.

Звідси випливає, що дисперсія оцінки двоканальним дискримінатором удвічі більша, ніж дисперсія оцінки одноканальним з тією самою апертурою. Зате діапазон вимірів у них удвічі ширший, тобто є подвійна апертура. Інші недоліки: двоканальний вимірювач відповідно до схеми (рис. 4.3) більш складний, тому в нього більша вартість і менша надійність функціонування.

Таким чином, двоканальний дискримінатор має удвічі більшу апертуру  $2\Delta\lambda_d$  дискримінаторів (рис. 4.3), тобто кращу якість, ніж в одноканальному. Порівняння дискримінаторів за двома показниками (за точністю і за апіорним діапазоном вимірів) доцільно здійснювати за одним показником при рівних

інших. Це можливо через їх взаємозалежність. При однаковому діапазоні точність для одноканального дискримінатора:

$$\Delta\lambda_{\sigma_1} = \Delta\lambda_D; \quad \sigma_{\lambda_1}^2 = \frac{\Delta\lambda_D^2}{q}, \quad (4.6)$$

а для двоканального:

$$2\Delta\lambda_{\sigma} = \Delta\lambda_D; \quad \sigma_{\lambda_2}^2 = \frac{\Delta\lambda_D^2}{2q}. \quad (4.7)$$

Порівнюючи вирази (4.6) і (4.7), зазначимо, що дисперсія оцінок двоканального дискримінатора у два рази менша, ніж одноканального, при однаковому діапазоні вимірів. 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. Платою за зменшення дисперсії похибки вимірів служить збільшення удвічі числа каналів.

Вплив випадкових факторів (нечутливість, гістерезис, похибка масштабування і т. ін.) враховується аналогічно, а зміщення характеристики – як систематична похибка.

#### **4.4. Умова узгодженості апертури дискримінатора з апіорним діапазоном**

У радіовимірювачах діапазон вимірів параметра  $\lambda$  відіграє істотну роль. Великий діапазон  $\lambda$  має 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 (більшій апертурі кутового дискримінатора) менший коефіцієнт спрямованої дії (КСД) і, отже, менший рівень сигналу; якщо  $\lambda$  – затримка широкопasmового або простого сигналу, то при широкій функції

автокореляції і тій самій енергії сигналу його рівень стане меншим тощо (рис. 4.4).

У статистичних теоріях радіовимірювань не прийнято звертати увагу на співвідношення аперттури дискримінатора й апріорного діапазону.

У них звичайно цікавляться лише шириною сигнальної функції, хоча зважаючи на викладений матеріал розд. 1, для деяких вимірюваних параметрів  $\lambda$ , наприклад, для кутів, частоти, рівня сигналу тощо аперттура дискримінатора не обов'язково пов'язана з автокореляційною функцією. Мабуть, саме тому поняття «аперттура дискримінатора» в зазначених теоріях не береться до уваги.

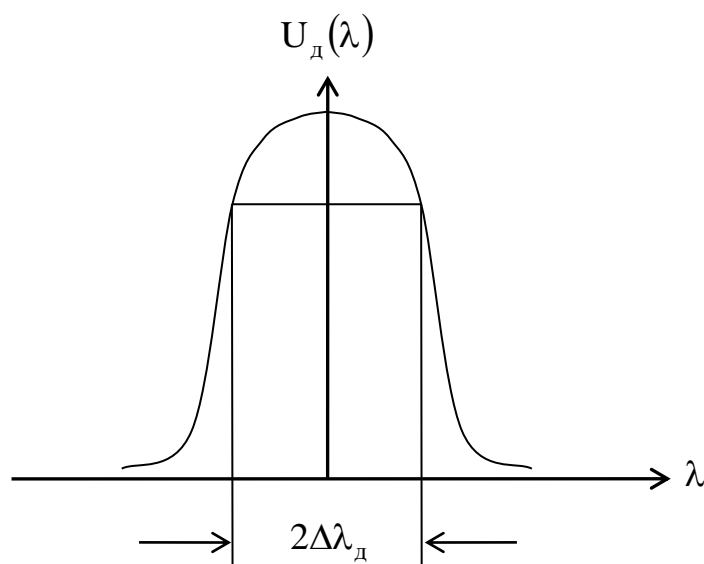


Рис. 4.4. Сигнальна функція

Розглянемо три випадки для співвідношень аперттури дискримінатора і його апріорного діапазону:

1) аперттура (довжина припустимої, однозначної, лінійної ділянки по параметру) двоканального дискримінатора  $2\Delta\lambda_d$  менша за апріорний діапазон  $\Delta\lambda_D$  вимірів (рис. 4.5);

2) аперттура двоканального дискримінатора  $2\Delta\lambda_d$  більша за апріорний  $\Delta\lambda_D$  діапазон вимірів (рис. 4.6);

3) аперттура двоканального дискримінатора  $2\Delta\lambda_d$  дорівнює апріорному діапазону вимірів  $\Delta\lambda_D$  (рис. 4.7).



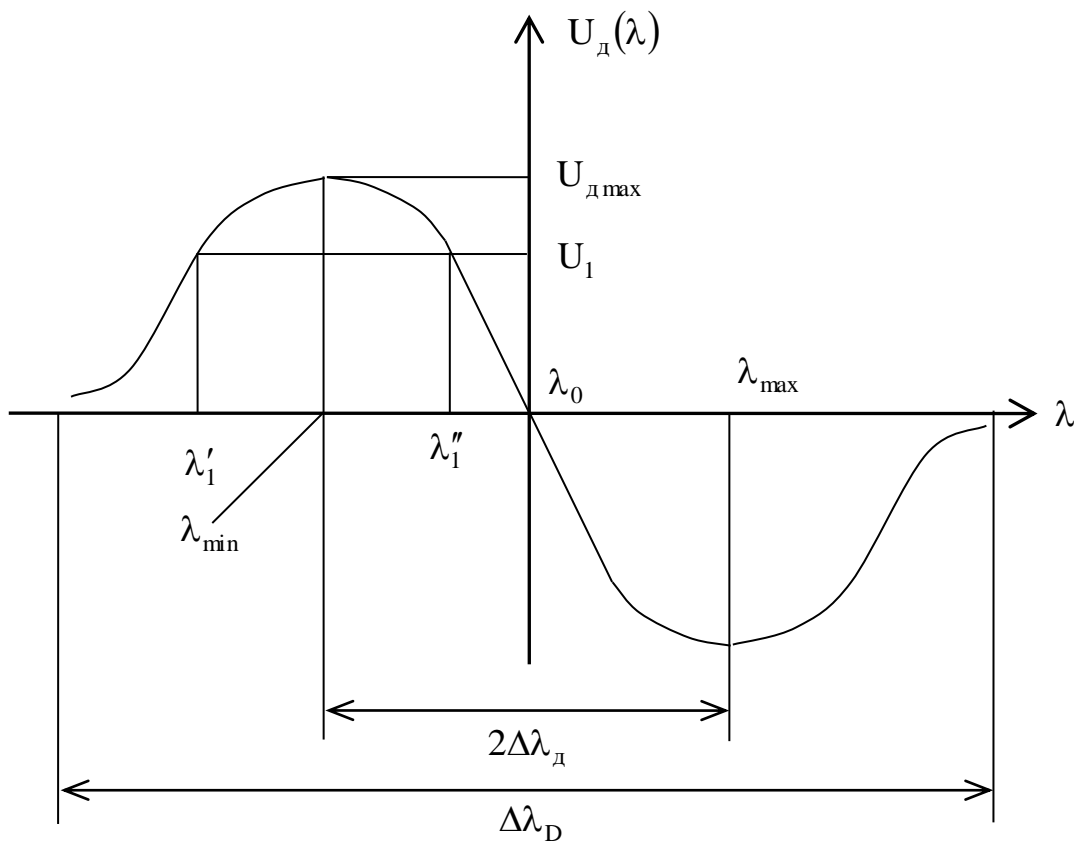


Рис. 4.5. Багатозначність вимірювань

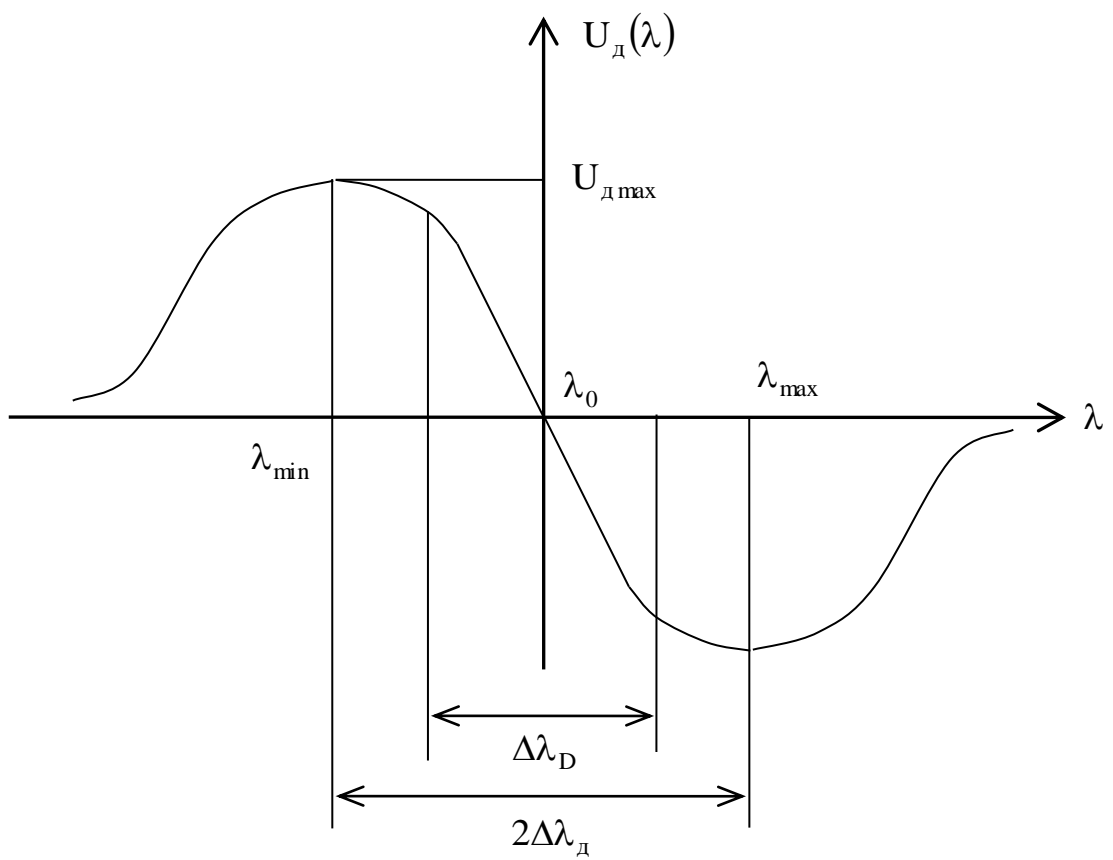


Рис. 4.6. Неоптимальність вимірювань

У першому випадку очевидно, що можлива неоднозначність вимірів 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 укладається 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 рівносильно помилковому співвідношенню  $\lambda = \lambda_0$ .

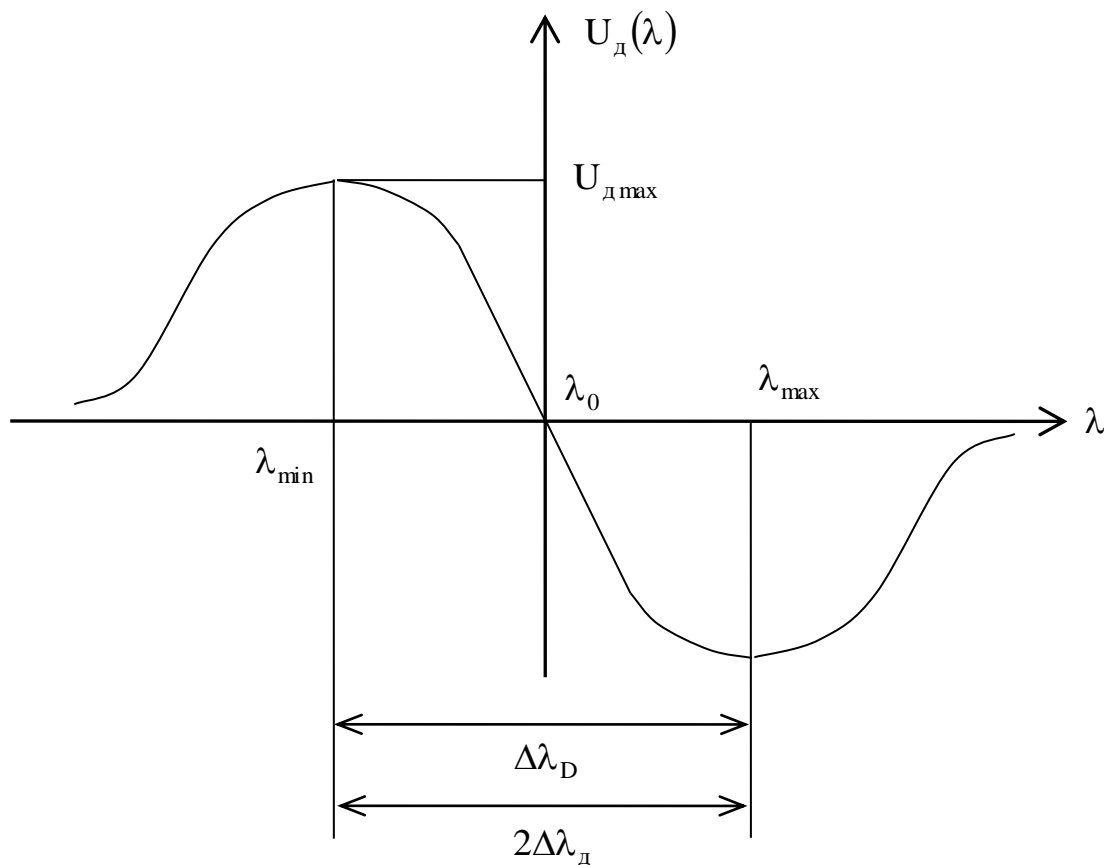


Рис. 4.7. Оптимальна апертюра дискримінатора

З цього випливає, що має виконуватися така умова узгодженості апертюри дискримінатора з апріорним діапазоном, яка усуває неоднозначність вимірів:

$$2\Delta\lambda_d \geq \Delta\lambda_D. \quad (4.8)$$

На рис. 4.7 умова узгодженості (4.8) 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  $2\Delta\lambda_d$ , звичайно не змінюється, то при  $2\Delta\lambda_d = \Delta\lambda_D$  крутість дискримінатора найбільша. Згідно з виразом (4.3) у цьому випадку при незмінній потужності шуму і точність вимірів буде найбільша (рис. 4.7). Тому оптимальне в цьому значенні узгодження дорівнює:

$$2\Delta\lambda_d = \Delta\lambda_D. \quad (4.9)$$

Саме таке узгодження використане для одержання залежності точності від діапазону  $\Delta\lambda_D$  (4.6) і (4.7).

Тепер уточнимо поняття «діапазон» вимірюваного параметра  $\Delta\lambda_D$ .

Звичайно в техніці використовують поняття «діапазон вимірювального приладу» за параметром  $\lambda$ , або «діапазон вимірів». Власне, це інтервал за параметром  $\lambda$ , у якому можливі його виміри даним приладом із заданою якістю. Тому діапазон звичайно визначається можливостями вимірювачів. Якщо діапазон неприпустимо широкий, то використовуються піддіапазони. Сам діапазон відбиває потреби практики. Сказане належить до вимірювачів загального типу, де час вимірів не відіграє істотної ролі. Оскільки нас цікавлять радіоелектронні вимірювачі, для яких оперативність є істотною, то очевидно, що необхідно орієнтуватися, по-перше, на швидкий однократний вимір і, по-друге – на діапазон, у якому перебуває параметр  $\lambda$ , що нас цікавить, тобто необхідно зв'язати діапазон вимірів  $\Delta\lambda_D$ , реалізований конкретним вимірювачем, із заданою (і узгодженою) апертурою  $\Delta\lambda_D$ , з відомою інформацією про вимірюваний параметр. Найповніші відомості про вимірюваний випадковий параметр  $\lambda$  (достатня статистика), що існують до початку вимірів, закладені, зрозуміло, у щільності апріорного 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 задовольняти не може, оскільки безмежний діапазон технічно реалізувати неможливо.

Однак перебування параметра  $\lambda$  на інтервалах, близьких до меж, малоймовірно, наприклад, на рис. 4.8 в інтервалах  $(-\infty, -\beta_{\alpha\lambda}\sigma_{\alpha\lambda}]$  і  $[\beta_{\alpha\lambda}\sigma_{\alpha\lambda}, \infty)$ , де  $\sigma_{\alpha\lambda}$  – середньоквадратичне відхилення апріорного закону розподілу,  $\beta_{\alpha\lambda}$  – відносний квантиль. Це дає змогу з деякою впевненістю, надійністю (довірою) стверджувати, що параметр буде перебувати 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 тощо:

$$P_a(\bar{\lambda}_0 - \beta_{\alpha\lambda}\sigma_{\alpha\lambda} \leq \lambda \leq \bar{\lambda}_a + \beta_{\alpha\lambda}\sigma_{\alpha\lambda}) = P_{\text{дов}}. \quad (4.10)$$

Очевидно, що

$$\int_{\bar{\lambda}_a - \beta_{\alpha\lambda}\sigma_{\alpha\lambda}}^{\bar{\lambda}_a + \beta_{\alpha\lambda}\sigma_{\alpha\lambda}} P_{a\lambda}(\lambda) d\lambda = P_{\text{дов}}, \quad (4.11)$$

тобто між довірчою імовірністю  $P_{\text{дов}}$  і квантилем  $\beta_{\alpha\lambda}$  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  $\lambda$  перебуває в інтервалі  $(-3\sigma_{\alpha\lambda}, 3\sigma_{\alpha\lambda})$ . Це так зване «правило трьох  $\sigma$ ». Якщо  $P_{\text{дов}}$  досить близьке до одиниці, то влучення в інтервал параметра  $\lambda$  можна вважати практично достовірною подією.

Такий підхід до визначення діапазону вимірюваного параметра дає змогу вважати його практично обмеженим і рівним  $2\beta_{\alpha\lambda}\sigma_{\alpha\lambda}$  (рис. 4.8), якщо закон розподілу симетричний щодо математичного сподівання  $\bar{\lambda}_a$  апріорного розподілу  $P_{a\lambda}(\lambda)$ . У цьому випадку умова оптимального узгодження апріорного діапазону з апертурою двоканального дискримінатора набуде вигляду

$$2\Delta\lambda_D = \Delta\lambda_D. \quad (4.12)$$

$$\Delta\lambda_D = 2\beta_{\alpha\lambda}\sigma_{\alpha\lambda}. \quad (4.13)$$

Підставляючи вираз (4.13) у формулу (4.7), одержимо:

$$\sigma_{\lambda}^2 = \frac{2\beta_{a\lambda}^2 \sigma_{a\lambda}^2}{q} \quad (4.14)$$

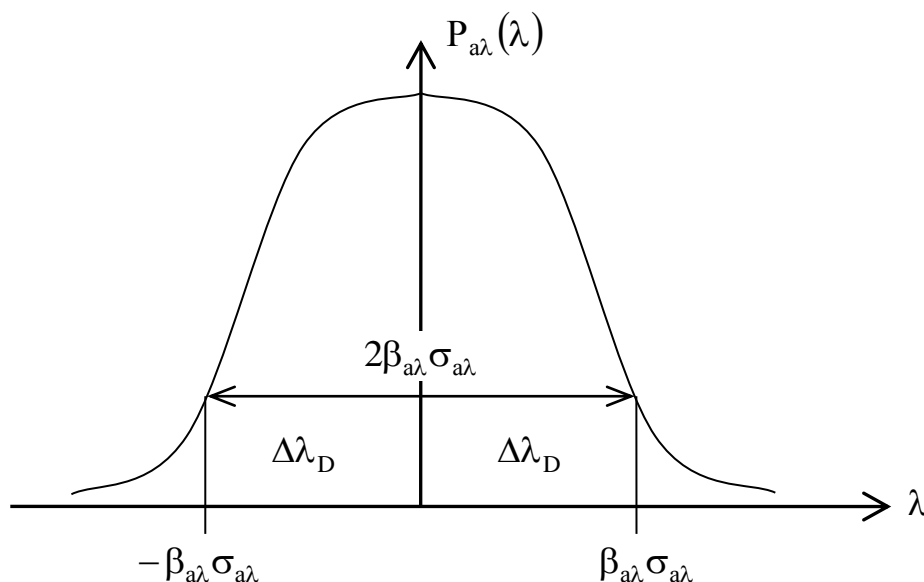


Рис. 4.8. Довірчий інтервал

Звідси випливає новий цікавий висновок про те, що **дисперсія вимірів узгодженим вимірювачем параметра  $\lambda$  пропорційна дисперсії апіорного закону розподілу і квадрату його відносного квантиля  $\beta_{a\lambda}$** . Це означає, що коли потрібна висока точність (величина, обернена дисперсії  $\sigma_{\lambda}^2$ ), то необхідно при цьому ж співвідношенні 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 виміру задовольнити дві суперечливі вимоги – високу точність і ширину апіорної невизначеності – стане неможливо. Для вирішення такого протиріччя потрібно поступитися іншими показниками.

#### 4.5. Вплив зміни рівня сигналу на точність оцінювання його параметра

Практично усі радіотехнічні дискримінатори мають ту особливість, що найбільша напруга (відлік) на виході

дискримінатора, коли параметр перебуває 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 немає стабілізаторів і обмежників амплітуди, і визначимо, як це вплине на похибку дискримінатора.

Нехай маємо дискримінаторну характеристику  $U_d(\lambda)$  (рис. 4.9), 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. 4.9) і її максимум стане дорівнювати  $U_{d\max 1}$ . Це призведе до похибки оцінки параметра сигналу  $\lambda$ . Дійсно, якщо на виході дискримінатора є напруга  $U_\lambda$  і немає флуктуаційної завади, то ми вважаємо, що вимірюваний параметр дорівнює  $\lambda_1$ , маючи на увазі, що нам відомий колишній рівень сигналу. А насправді рівень сигналу став  $S_{m1}$ , крутість дискримінаторної характеристики стала більше і напрузі  $U_\lambda$  відповідає параметр сигналу  $\lambda_2$ .

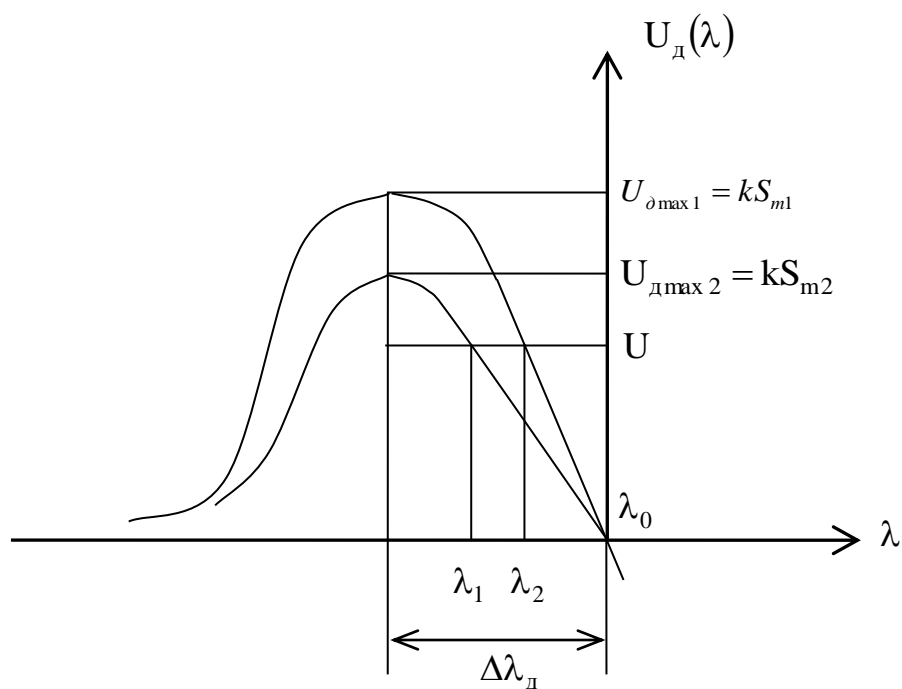


Рис. 4.9. Вплив амплітуди на точність

Отже, похибка в оцінці 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  $\sigma_{\Delta\lambda}^2$ , похибки  $\Delta\lambda$  параметра сигналу за рахунок випадкової зміни амплітуди сигналу набудуть вигляду

$$\sigma_{\lambda(AM)}^2 = \Delta\lambda_{\partial}^2 \left( \frac{U_{\lambda}}{U_m} \right)^2 \hat{\sigma}_{U_m}^2, \quad (4.15)$$

де  $\hat{\sigma}_{U_m}^2 = \left( \frac{\sigma_u}{U_m} \right)^2$  – відносна дисперсія амплітуди сигналу.

Очевидно, що максимальна дисперсія  $\sigma_{\Delta\lambda(AM)}^2$  похибки оцінки  $\lambda$  відповідає  $U_{\lambda}=U_m$  і дорівнює

$$\max_{\{U_{\partial}\}} \sigma_{\lambda(AM)}^2 = \Delta\lambda_{\partial}^2 \hat{\sigma}_{U_m}^2.$$

Потребуємо, щоб дисперсія  $\sigma_{\lambda(AM)}^2$  похибки  $\Delta\lambda$  (за рахунок незнання сигналу) не перевищувала дисперсію вимірів за рахунок впливу флуктуаційних завод. Тоді одержимо вимогу до точності стабілізації амплітуди сигналу:

$$\sigma_{\lambda(MM)}^2 \leq \sigma_{\lambda}^2, \quad (4.16)$$

звідси

$$\Delta\lambda_{\partial}^2 \hat{\sigma}_{U_m}^2 \leq \frac{\Delta\lambda_{\partial}^2}{q},$$

або

$$\hat{\sigma}_{U_m}^2 \leq \frac{1}{q}. \quad (4.17)$$

Отримані співвідношення (4.15) і (4.17) дають змогу зробити такі висновки.

1. Найменший вплив зміни амплітуди на похибку дискримінаційних вимірів виявляється при малому відхиленні параметра від центрального настроювання дискримінатора  $\lambda_0$ , тобто при малому  $U_d$ . Звідси випливає, що для боротьби із впливом зміни рівня сигналу найкраще використовувати слідкувальний вимірювач, у якого відслідковується параметр  $\lambda$ . Однак навіть для слідкувального дискримінатора стабілізація амплітуди сигналу необхідна через те, що динаміка її зміни може позначатися на якості спостереження за параметром  $\lambda$ .

2. Стабілізація амплітуди сигналу або вимір її з відносною точністю

$$\tilde{\sigma}_{U_m}^2 \leq \frac{1}{q}$$

дають змогу не враховувати похибку за рахунок незнання амплітуди сигналу. При цьому відносна дисперсія стабілізації амплітуди порівняна з відносною дисперсією флуктуаційної складової похибки дискримінаційного вимірювача:

$$\left( \frac{\sigma_\lambda}{\Delta\lambda_\theta} \right)^2 = \tilde{\sigma}_{U_m}^2 = \frac{1}{q}.$$

Це означає, що слідкувальний дискримінатор за умови (4.17) практично не поступається за точністю слідкувальному дискримінатору при однаковій ефективній смузі пропускання частотних фільтрів.

3. Перевагою слідкувальних дискримінаторів у порівнянні із неслідкувальними дискримінаторами є малий вплив зміни амплітуди сигналу, а перевагою неслідкувальних дискримінаторів у порівнянні зі слідкувальними дискримінаторами є відсутність динамічної похибки вимірів параметра сигналу, пов'язаної з перестроюванням дискримінатора і динамікою змін параметрів сигналу в часі.



#### 4.6. Вплив апіорної інформації про вимірюваний параметр на точність його оцінювання

При визначенні точності дискримінаційних вимірювачів ми припускали відомим лише апіорний діапазон вимірюваного параметра, обумовлений довірчим інтервалом (рис. 4.8). Але якщо врахувати всю апіорну інформацію, закладену в апіорному розподілі ймовірності оцінюваного параметра  $\lambda$ , то точність вимірів можна підвищити за рахунок обробки результатів багатократного виміру, тобто використовуючи функції правдоподібності вимірів (підрозд. 2.2). 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 оцінки:

$$P_{a\lambda}(\lambda) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{a\lambda}} \exp\left[-\frac{(\lambda - \lambda_a)^2}{2\sigma_{a\lambda}^2}\right], \quad (4.18)$$

$$P_{\text{И}}(\lambda) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\lambda}} \exp\left[-\frac{(\lambda - \lambda_{\text{иа}})^2}{2\sigma_{\lambda}^2}\right],$$

де  $\sigma_{a\lambda}^2, \sigma_{\lambda}^2$  і  $\lambda_a, \lambda_{\text{иа}}$  – відповідно дисперсії і математичні сподівання зазначених законів розподілу ймовірності.

Апостеріорний розподіл  $P_{\text{PS}}(\lambda)$  також нормальний:

$$P_{\text{PS}}(\lambda) = P_{a\lambda}(\lambda)P_{\text{И}}(\lambda) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_a} \exp\left[-\frac{(\lambda - \lambda_a)^2}{2\sigma_a^2}\right] \times$$

$$\times \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{(\lambda - \lambda_{\text{иа}})^2}{2\sigma^2}\right] = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_p} \exp\left[-\frac{(\lambda - \lambda_0)^2}{2\sigma_{p\lambda}^2}\right]. \quad (4.19)$$

Підставляючи вираз (4.18) з формули (4.19), одержимо два рівняння для  $\sigma_{p\lambda}^2$  і  $\lambda_p$ .

Через те що логарифми лівої і правої частини рівності (4.19) мають бути рівними, одержимо рівність поліномів щодо перемінної  $\lambda$ .

Відомо, що поліноми рівні на всьому інтервалі  $\lambda$ , якщо рівні коефіцієнти одночленів з однаковими степенями  $\lambda$ .

Для одночленів, що містять  $\lambda^2$ , одержимо:

$$\frac{1}{\sigma_p^2} = \frac{1}{\sigma_{a\lambda}^2} + \frac{1}{\sigma_\lambda^2} \quad (4.20)$$

або

$$\sigma_p^{-2} = \sigma_{a\lambda}^{-2} + \sigma_\lambda^{-2},$$

тобто результуюча точність  $\sigma_p^{-2}$  дорівнює сумі апіорної й вимірюваної точності.

Для одночленів, що містять  $\lambda$ , запишемо рівність:

$$\frac{\lambda_p}{\sigma_p^2} = \frac{\lambda_a}{\sigma_{a\lambda}^2} + \frac{\lambda_u}{\sigma_u^2}. \quad (4.21)$$

Підставляючи значення виразу (4.20) у формулу (4.21), одержимо:

$$\lambda_p = \frac{\sigma_{a\lambda}^{-2} \lambda_u + \sigma_\lambda^{-2} \lambda_a}{\sigma_{a\lambda}^{-2} + \sigma_\lambda^{-2}} \quad (4.22)$$

або

$$\lambda_p = (1-\alpha)\lambda_a + \alpha\lambda_u, \quad (4.23)$$

де  $\alpha = \frac{\sigma_\lambda^{-2}}{\sigma_{a\lambda}^{-2} + \sigma_\lambda^{-2}}$  – вага оцінки вимірів  $\lambda_u$  у результуючій оцінці  $\lambda_p$ .

Очевидно, якщо робити зважену оцінку вимірюваного параметра  $\lambda$  за формулами (4.22) і (4.23), то можна поліпшити точність вимірів згідно з виразом (4.20).

Оскільки відповідно до формули (4.14) точність вимірів дорівнює

$$\sigma_\lambda^{-2} = \frac{\beta_{a\lambda}^{-2} \sigma_{a\lambda}^{-2}}{2} q, \quad (4.24)$$

то результуюча точність  $\sigma_p^{-2}$  дорівнює відповідно до формули (4.24):

$$\sigma_p^{-2} = \sigma_{a\lambda}^{-2} + \sigma_{a\lambda}^{-2} \frac{\beta_{a\lambda}^{-2}}{2} q = \sigma_{a\lambda}^{-2} \left( 1 + \frac{\beta_{a\lambda}^{-2}}{2} q \right). \quad (4.25)$$

Звідси випливає висновок про те, що облік апріорних, зокрема гаусових, розподілів параметра приводить до зростання точності вимірів у  $\left[ 1 + \beta_{a\lambda}^{-2} q / 2 \right]$  разів, якщо порівняти формули (4.24) і (4.25). Підвищення точності вимірів досягається шляхом ускладнення алгоритму обробки інформації (4.22) і (4.23) і ускладнення апаратури, якщо не використовувати ЕОМ на етапі вторинної обробки інформації, тобто обробки результатів. Інші закони апріорних розподілів вимірюваного параметра сигналу принципово не змінять 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

$$\sigma_{p\lambda}^2 = \sigma_\lambda^2 \left[ 2\Phi\left(\frac{\Delta\lambda a}{\sigma_\lambda}\right) - 1 \right], \quad (4.26)$$

де  $\Delta\lambda_a$  – довжина по  $\lambda$  апріорного рівномірного розподілу;

$\sigma_\lambda^2$  – дисперсія оцінки параметра вимірювачем.

Очевидно, що  $\sigma_{p\lambda}^2 \leq \sigma_\lambda^2$  в будь-якому випадку. З формули (4.25) випливає також, що ускладнення алгоритму (4.22), (4.23)

навряд чи доцільно, якщо  $q_E = \frac{q}{2\beta_{a\lambda}^2} < 0,1$ , коли точність оцінювання при зважуванні оцінки (4.22) не буде перевищувати 10 %. Більш коректну відповідь на питання про те, який алгоритм краще: за критеріями точності, за апріорним діапазоном вимірів, за довірою до оцінки, за часом оцінювання – можна одержати лише із залученням витратних або ресурсних критеріїв типу техніко-економічного або масо-габаритного.

### Контрольні питання

1. Що таке «дискримінаційний» вимірювач?
2. Якою є точність дискримінаційного вимірювача?

3. Як виражена точність дискримінаційного вимірювача від його параметрів?

4. Що таке «узгодженість» у дискримінаційному вимірювачі?

5. Як впливає зміна амплітуди сигналу на точність дискримінаційного вимірювача?

6. Як впливає апріорна невизначеність дискримінаційного вимірювача на точність вимірювань?

## **5. Пошуковий і багатоканальний методи оцінювання параметрів сигналу**

### **5.1. Вимірювання параметрів сигналу пошуковим методом**

Пошуковий, або панорамний, метод оцінювання параметрів сигналу полягає в тому, що в широкому апріорному діапазоні вимірюваного параметра перебудовується настройка вузькосмугового одноканального дискримінаційного з метою виявлення параметра, «переглядаючи» весь діапазон вимірюваного параметра аж до виявлення сигналу. Момент виявлення може нести інформацію про параметр сигналу, якщо здійснюється за шкалою елемента, який настраює, або якщо здійснюється послідовна, краще рівномірна у часі, перебудова настройки дискримінаційного і за інтервалом часу від початку до моменту виявлення здійснюється оцінка параметра сигналу.

**Похибку можна оцінити половиною смуги** характеристики одноканального дискримінаційного на рівні порога.

На цьому звичайно не зупиняються і підключають завдяки сигналу захвату другий етап вимірювань – точне відстежування параметра, найчастіше дискримінаційним способом. Але нас поки цікавить перший етап.

Структуру пошукового одноетапного методу оцінювання параметрів сигналу подано на рис. 3.4.

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 багатьох цілей шляхом розгорнення усього діапазону параметра за часом, за

координатою осцилографа і т. ін. **Недоліки:** можливий великий максимальний час виявлення і виміру сигналу, **можливість пропуску цілі** (параметра), **потрібний еталонний параметр** або шкала, або вимірник часу.

Як зазначалося у розд. 3, дискримінаційний метод оцінювання з фіксованим настроюванням не дає змоги досягти високої точності у великому апріорному діапазоні через те, що **неможливо у великому діапазоні забезпечити дискримінаційним значне відношення сигнал/шум на його виході через необхідну велику апертуру**, що зменшує крутість та відношення сигналу до шуму. Тому основна ідея пошукового методу, який називають також «панорамним», полягає в тому, щоб послідовно перестроїти одноканальний або двоканальний дискримінаційник з вузькою апертурою з метою виявлення сигналу, що забезпечує велике відношення сигнал/шум в усьому апріорному діапазоні.

Очевидно, що перестроювання апертури дискримінаційника супроводжується перехідними процесами, які зверху обмежують швидкість перестроювання. А знизу може впливати обмеження за рахунок фактора пропуску параметра сигналу у часі.

Оскільки час, достатній за рівнем встановлення перехідного процесу,  $t_b \approx \frac{1}{\Pi}$ , де  $\Pi$  – смуга пропускання системи, то час «огляду» одного елемента апріорного діапазону не має бути меншим за  $t_b$ , щоб уникати втрат енергії сигналу при його виявленні.

**Вплив перехідних процесів** при перестроюванні називають «динамічним ефектом». Власне, «динамічний ефект», що відбувається при «швидкому» пошуку, – це **ефект зниження амплітуди імпульсу при швидкому перестроюванні частотного або іншого каналу, деякого розширення вихідного імпульсу і затримки його максимуму** – добре вивчений і описаний у відповідній літературі.

Разом з тим, пошуковий метод оцінювання у цілому і його ефективність для параметрів різної природи вивчені ще недостатньо: назвемо лише деякі напрямки досліджень: вплив алгоритмів пошуку, швидкості перестроювання, дискримінаційних, частотних та інших характеристик на

вихідний сигнал при одночасному оцінюванні різних параметрів у різних апріорних умовах.

З урахуванням викладеного можна визначити, що **максимальний час пошуку** параметрів сигналу (за частотою, за кутами, за затримкою і т. ін.) з метою виявлення є **інваріантним до ширини діаграми спрямованості** (ДС). Тобто він не залежить, наприклад, від ширини ДС антени при незмінному необхідному відношенні сигнал/шум, яке визначає якість виявлення сигналу, тому що підвищення удвічі ширини ДС призведе до зменшення удвічі рівня сигналу і для збереження необхідного відношення сигналу до шуму потрібно удвічі більш затримуватись у часі на кожному кутовому елементі для накопичення енергії сигналу при зменшеній смузі пропускання каналу.

Такий самий висновок може бути зроблений і стосовно ширини ДС, яка змінюється у часі [14–18].

Звідси впливає також, що з метою виявлення і, головне, для найточнішого одночасного оцінювання параметра потрібно використовувати найменшу можливу смугу характеристики дискримінатора – апертуру, але за умови відсутності динамічних спотворень і наявності малого фактора пропуску 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 немонаохроматичних сигналів, при неточковому джерелі випромінювання і т. ін.

Наприклад, вплив ефекту перестроювання діаграми спрямованості по кутах можна оцінити таким чином.

Нехай антена в режимі пошуку перестроюється в одній площині за лінійним законом:

$$\theta(t) = \frac{\theta_m - \theta_0}{T} t, \quad (5.1)$$

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. 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 зрушення. А обвідна сигналу буде відповідати формі ДС:

$$G(\theta) = \frac{G}{\sqrt{2\pi}\Delta\theta_\theta} \exp\left[-\frac{(\theta - \theta(t))^2}{2\Delta\theta_\theta^2}\right]. \quad (5.2)$$

Якщо випромінювання монохроматичні, то на виході антени, відповідно до виразів (5.2) і (5.1), за рахунок модуляції діаграмою спрямованості антени, утвориться наступний радіоімпульс з обвідною (5.3), якщо не враховувати фазові зрушення.

$$U_G(t) = G_0 U_m \exp\left[-\frac{t^2}{2\Delta t_m^2}\right], \quad (5.3)$$

де ширина імпульсу

$$\Delta t_m = \frac{T}{\theta_{\max} - \theta_{x0}} \Delta\theta_\theta. \quad (5.4)$$

Тому умовою відсутності перекручувань сигналу, якщо він немонохроматичний, буде співвідношення

$$\Delta t_m > t_c, \quad (5.5)$$

де  $t_c$  – тривалість сигналу.

З урахуванням виразу (5.4) співвідношення (4.5) набуде вигляду:

$$\frac{T}{\theta_{\max} - \theta_{x0}} \Delta\theta_\theta > t_c. \quad (5.6)$$

Це умова «повільного» пошуку сигналу по кутах або умова малого перекручування сигналу діаграмою спрямованості антени, яка сканує. Якщо потрібне урахування такого перекручування для використання в задачі оптимізації РТС, то до уваги слід взяти

таке: для сигналу довільної форми спектр напруги на виході фільтраційної системи обробки з врахуванням модуляції діаграмою спрямованості визначається таким чином:

$$S_{\text{вих}}(\omega) = U_m \langle G(t - t_1) \rangle \dot{K}_s(\omega), \quad (5.7)$$

де  $\langle G(t) \rangle = G_{\text{ое}} \frac{\omega^2}{2\Delta\omega_k^2}$  – означає перетворення Фур'є від  $U_G(t)$ ;

$t_1$  – відповідне зрушення ДС та обвідної сигналу.

Якщо сигнал гаусової форми або близький до неї, то з виразу (5.7) випливає, що результуюча ширина спектра  $\Delta\omega_p$  вихідної напруги звужується і пов'язана із шириною спектра сигналу  $\Delta\omega_k$  співвідношенням:

$$\frac{1}{\Delta\omega_p^2} = \frac{1}{\Delta\omega_G^2} + \frac{1}{\Delta\omega_k^2}, \quad (5.8)$$

де

$$\Delta\omega_G = \frac{2\pi}{\Delta t_m}.$$

Ці результати у першому наближенні дають змогу оцінити вплив перестроювання дискримінаційної характеристики на параметри пошукового методу. Тепер тільки зрозуміло, чому при підвищенні швидкості перестроювання впливає динамічний ефект: 1) зменшується максимум; 2) зсувається максимум; 3) розширюється імпульсний відлік.

Аналогічні висновки можна одержати і для пошуку інших параметрів.

Умову порівняно повільного пошуку (5.5) і (5.6) доцільно виконувати майже завжди для пошукового методу.

Існує і ряд інших ефектів, пов'язаних з різними видами сигналу і систем його обробки, з випадковістю процесу виявлення і з його статистичним описом, із багатокритеріальністю, багатопараметричністю вимірювача тощо. Усі вони потребують спеціального розгляду.

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 вимірів затримки (або відстані) – це відомий двохетапний часо-імпульсний метод. Цей вимір 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 неслідкувальному вимірювачу вимір можливий вже після закінчення процесу встановлення за час  $t_b$ , якщо вимірювач – дискримінатор. Або відповідний час, якщо вимірювач – будь-який. При цьому вимірюваний параметр вже має бути в апертурі дискримінатора, тобто, в усякому разі, апертура має перекривати весь діапазон.

Таким чином, у розглянутих панорамних вимірювачах пошук доцільно здійснювати не тільки для виявлення з метою скоротити час пошуку, але і з метою вимірів 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 із заданим законом перестроювання до виявлення, або шкалою, пов'язаною з елементами механічного або електричного перестроювання, для кутів – за допомогою лімба, кода Грея і т. ін. У приймачах вимірювання частоти може бути механічна та електрична шкала настроювання відповідної необхідної частоти, у цифровому дальномірі число рахованих імпульсів у лічильнику відповідає затримці сигналу з точністю до тривалості вихідного імпульсу, затримки циклової частоти тощо.

Максимальний час пошуку (одноетапного виміру) параметра сигналу за рахунок виявлення дорівнює:

$$t_{n \max} = n_p t_b = \frac{\beta_{a\lambda} D_{a\lambda}^{1/2}}{2\Delta\lambda_\partial} t_b, \quad (5.9)$$

де  $D_{a\lambda}$  – дисперсія апріорного розподілу;

$t_b$  – час встановлення сигналу до достатнього рівня;

$2\Delta\lambda_\partial$  – апертура каналу виявлення;

$n_p$  – число елементів розрізнення за вимірюваним параметром;

$\beta_{a\lambda}$  – квантиль щільності розподілу апріорної ймовірності знаходження цілі у зоні пошуку.

Якщо використовується в системі складний сигнал (наприклад, фазо-частотно-модульований широкосмуговий), то час оцінювання буде визначатися періодом сигналу  $T_C \geq t_B$ :

$$t_{n \max} = n_p T_C = n_p^2 t_B,$$

де  $n_p$  – число елементів розрізнення у зоні пошуку.

Інтервальна апостеріорна оцінка, що характеризує точність оцінювання, визначається як півапертури каналу, тобто  $\Delta\lambda_d$ ,

$$2\beta_\lambda \sigma_\lambda \leq \Delta\lambda_d. \quad (5.10)$$

Створюється враження, що при пошуковому методі оцінювання параметра сигналу якість вимірів і час оцінювання не залежать від відношення сигнал/шум  $q$ . Однак це не так. Відношення сигнал/шум визначає не тільки надійність виявлення і виміру параметра сигналу, що еквівалентно коефіцієнтові довіри при дискримінаційному методі вимірів.

Точність відповідає співвідношенню (5.10) тільки за умови, що виявлення параметра відбулося. У момент виявлення за шкалою або за часом фіксується значення вимірюваного параметра. Мірою надійності вимірів може служити ймовірність безпомилкового виявлення. При пошуковому методі вимірів однаково небажані помилки I і II роду, тобто помилки за рахунок помилкової тривоги і пропуску сигналу. Тому критерій довіри до оцінки може бути сформульований у формі імовірності безпомилкового виявлення або, навпаки, виражатися через ймовірність помилки  $P_{\text{пом}}$  при виявленні:

$$P_{\text{пом}} = P_{\text{пом}}(q). \quad (5.11)$$

Це є функція від відношення сигнал/шум  $q$ , вигляд якої відповідає типу сигналу у використовуваній системі обробки сигналу. Роль критерію довіри у формі (5.11) полягає у тому, що цінність результату виміру, довіра до нього залежать від відношення сигнал/шум  $q$ . Мале  $q$  і відносно велика  $P_{\text{пом}}(q)$  змусять відбракувати результат вимірів, навіть якщо точність досить велика, тобто мала апертура дискримінатора  $2\Delta\lambda_d$ .

Зв'язок апертури одноканального дискримінатора з часом виявлення (встановлення) сигналу та з іншими параметрами і з відношенням сигнал/шум  $q$  можна простежити з таких міркувань.

Хай буде задана якість виявлення параметра сигналу, що визначається ймовірністю (5.11). Їй відповідає мінімальне відношення сигнал/шум  $q_d$ , яке потрібне для порівняння із порогом з заданою надійністю. Більше його значення – краще, але практично воно не дуже потрібне, тому що реалізація надлишкового енергетичного потенціалу потребує додаткових витрат. Це принцип достатності, принцип У. Оккама [26–28], при якому недоцільно чимось поступатися, нема потреби. Але якщо можна за рахунок надлишкової енергії значно поліпшити 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 вона може бути за рахунок підвищення рівня потужності сигналу передавача або за рахунок підвищення КСД. Або 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 вимірі затримки сигналу пошуковим методом при перестроюванні автокореляційної функції, чим більший її час кореляції (ширина ФАК), або тривалість елементів послідовного составного сигналу при тій самій енергії, тим менший потребується 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 контурами або з розстроюваними контурами. Тому не зрозуміло, як поводитиметься час наростання сигналу у каналі.

Але при цьому треба подумати і про точність.

При цьому усі показники якості зв'язані між собою і оптимальне рішення є відповідним загальним компромісом.

Знайдемо ці зв'язки для згаданого випадку.

У припущенні, що обвідна вхідного імпульсу близька до прямокутної, час виявлення сигналу при даному допустимому енергетичному потенціалі  $q_0$  знайдеться у вигляді:

$$t_b = \frac{1}{\Pi} \ln \frac{1}{1 - \frac{U_{\text{пор}}}{\kappa_0 U_d}} = \frac{1}{\Pi} \ln \frac{1}{1 - \frac{1}{2\kappa_0}}, \quad (5.12)$$

де  $U_d = 2U_{\text{пор}}$ ,  $U_d$  – достатній рівень амплітуди сигналу, що забезпечує заданий рівень ймовірності помилки виявлення сигналу;

$U_{\text{пор}}$  – пороговий рівень;

$U_m$  – максимальний рівень амплітуди сигналу, більший за достатній, за рахунок якого можна зменшити час встановлення  $t_b$  рівня сигналу у перехідному процесі при перевищенні достатнього рівня амплітуди сигналу  $U_d$  і при заданій ймовірності 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  $U_m$ ;

$2\pi\Pi = \Delta\omega_k$ ,  $p_n = p_n(q_d)$  – ймовірність помилки виявлення сигналу;  $q_d = \frac{U_d^2}{U_m^2}$  – відношення сигнал/шум, достатнє для досягнення заданої ймовірності помилки виявлення;

$q > q_d$  – відношення сигнал/шум, більше, ніж  $q_0$ , що призначене для зменшення часу встановлення відліку у системі виявлення сигналу.

Залежність відносного часу виявлення сигналу при надлишковій амплітуді сигналу (при  $\kappa_0 > 1$ ) подано на рис. 5.1, де

$$T_b \Pi = \frac{T_b}{t_n}.$$

**Збільшенням надлишкового енергетичного потенціалу при тій самій заваді можна зменшити час виявлення сигналу на кожному елементі пошуку, наприклад, якщо збільшувати швидкість сканування апертури дискримінатора в апріорному діапазоні. При цьому умова «повільного» пошуку (5.5) має зберігатись. Цю якість рис. 5.1 можна назвати кривою обміну показників.**

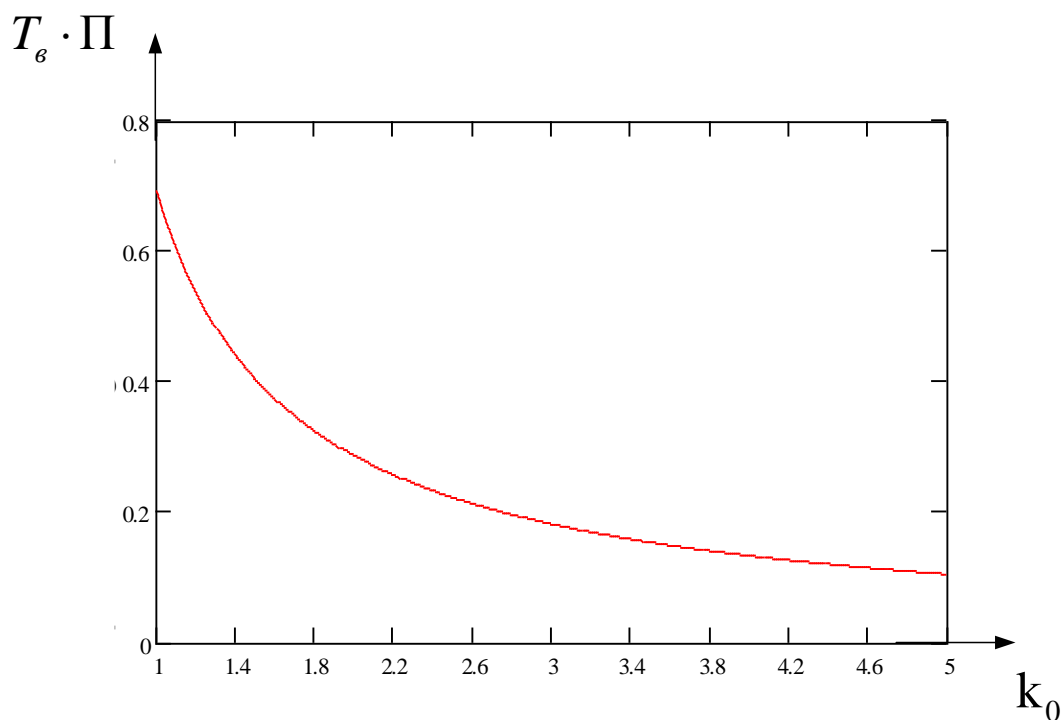


Рис. 5.1. Залежність часу виявлення від параметра  $k_0$

Наприклад, збільшення енергетичного потенціалу удвічі приводить при тій самій смузі до збільшення удвічі швидкості наростання сигналу на виході фільтра або системи (5.12). А отже, час досягнення того самого порогу може бути удвічі менший. Скорочення часу виявлення сигналу здійснюється (обмінюється) шляхом підвищення його рівня.

При пошуку широкосмугових шумоподібних сигналів з великим їх рівнем можна обмежитися частковою кореляцією, використовуючи частину періоду сигналу, якщо показники якості допустимі.

З урахуванням виразу (5.9) залежність (5.12) максимального часу оцінювання пошуковим методом, або часу оцінювання  $t_n$ , від зазначених показників якості вимірювачів можна подати також у вигляді

$$t_n = \frac{2\beta_a D_{a\lambda}^{1/2}}{2\Delta\lambda_\theta \Pi} \ln \left( \frac{\sqrt{\frac{q}{q_d}}}{\sqrt{\frac{q}{q_d}} - 1/2} \right). \quad (5.13)$$

Можна зауважити, що у формулі (5.13) ураховані усі п'ять згаданих показників якості, тобто мінімальний склад показників, при якому вже можна порівнювати методи вимірювання за їх ефективністю. Взаємозалежність показників якості у роботі [13] називають кривими обміну, тому що з них видно, якими показниками можна поступитися для підвищення якості хоча б одного показника.

Для панорамного вимірювача частоти апертура дискримінатора за визначенням дорівнює смузі пропускання:  $2\Delta\lambda_d = \Pi$ . Тому час пошуку частоти обернено пропорційний квадрату смуги пропускання.

Відношення сигналу до шуму на виході системи, як відомо, залежить від технічних параметрів таким чином:

$$q = \frac{P_{\text{прд}} G_{\text{прд}} G_{\text{прм}} \prod_{i=1}^n G_i(Y_i) \cdot k_1}{(4\pi R / \lambda)^2 N_0 \Pi(\Pi_{\text{прм}} - 1 + t_A)}, \quad (5.14)$$

де  $P_{\text{прд}}, G_{\text{прд}}, G_{\text{прм}}, G_i(Y_i)$  – відповідно потужність передавача, КСД передавальної та приймальної антени, функції від інших технічних параметрів та параметрів розстроювань, збурень і неідеальностей схем;

$R, \lambda$  – відповідно відстань до цілі та довжина хвилі;

$N_0, \Pi, \Pi_{\text{прм}}, t_A$  – 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 у роботах [23–26].

Підвищувати (або понижувати) відношення сигналу до шуму можуть такі параметри пристроїв, що входять у вираз (5.14): потужність передавача, КСД антен, амплітудно-частотна характеристика, автокореляційна схема обробки сигналу, а також зменшення відстані  $R$  і підвищення довжини хвилі.

Далі буде показано, що іноді доцільно змінювати тільки надлишкову потужність передавача, яка впливає на максимальний час пошуку параметра сигналу у діапазоні.

Треба зазначити цю особливість спочатку для параметрів частоти, часу, кутів. Зменшення розміру апертури дискриміна-

тора вимірюваного параметра удвічі не впливає на максимальний час рівномірного пошуку у діапазоні. Тому що зменшення удвічі аперттури дискримінатора приводить (при допустимих значеннях інших показників) до збільшення удвічі рівня сигналу,  $k_0$  (рис. 5.1), і внаслідок цього – зменшення удвічі часу встановлення сигналу до того ж порогового рівня (рис. 5.1), що визначається ймовірністю помилки виявлення. У результаті зменшення аперттури має удвічі збільшити максимальний час пошуку, але за рахунок зменшення удвічі часу встановлення рівня сигналу максимальний час пошуку залишається практично незмінним.

Тобто максимальний час рівномірного пошуку параметра сигналу у діапазоні при тій самій смузі пропускання та інших показниках інваріантний до аперттури дискримінатора. 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 аперттурі при відповідній швидкості сканування або часу спостереження елемента пошуку. Але з метою більш точного виміру параметра сигналу треба брати якомога меншу (найточнішу) аперттуру дискримінатора. При цьому максимальний час пошуку не зміниться.

Це стосується також пошуку частоти при збереженні зазначених показників якості. Збільшення удвічі смуги пропускання, що у квадраті, не впливає на максимальний час рівномірного пошуку, тому що удвічі збільшуються шуми і удвічі зменшується рівень сигналу у резонансному підсилювачі.

Роль аперттури дискримінатора при вимірі напруги у часо-імпульсному (пошуковому) методі при заданих смузі пропускання і показниках якості відіграє точність спрацювання компаратора. Слід чекати такого самого ефекту і для інших параметрів виміру.

Для вимірювальних систем на великих відстанях, або таємних систем за параметрами селекції, що жорстко зберігають надлишковий енергетичний потенціал, час пошуку залежить від усіх параметрів селекції:

$$t_{\text{пmax}} = n_{\theta_x} n_{\theta_y} n_{t3} n_f \frac{1}{\Pi} \ln \sqrt{\frac{k_0}{k_0 - 1/2}}, \quad (5.15)$$

де  $n_j = \frac{2\beta_{aj}D_j^{1/2}}{\Delta\lambda_j}$  – число елементів розрізнення за  $j$ -м параметром селекції. При цьому пошук за всіма параметрами селекції звичайно працює у такій послідовності: за частотою, за затримкою (якщо метод обробки сигналу кореляційний) і потім – за кутами, тому що кути звичайно не малі, оскільки зменшувати кути для збереження енергетичного потенціалу, збільшувати площу антени коштує більше.

Пошук режиму і одночасне вимірювання служать як перший етап багатоетапного методу для точного настроювання вимірювача або САК.

На цьому не обмежується різноманітність пошукових способів, умов пошуку та структур для згаданих та інших параметрів сигналу.

## **5.2. Багатоканальний пристрій оцінювання параметрів сигналу**

Багатоканальні вимірювачі параметрів сигналу виникли в техніці значно пізніше, ніж пошукові, оскільки тільки за недавнього часу виникла істотна потреба в таких вимірювачах і техніко-економічна можливість їх реалізації.

Причина підвищеної уваги до них полягає у тому, що до сучасних вимірювальних радіотехнічних систем висувають жорсткі вимоги одразу до широкого діапазону вимірів, до їх точності, оперативності, надійності (довіри до оцінки), до вартості систем та енергетичного потенціалу.

Якщо склад вимог до системи інший і число показників якості менше зазначеного, то найкращий тип радіотехнічних вимірювачів із поданої вище класифікації визначити нескладно. Наприклад, якщо розроблювача систем цікавить тільки точність вимірів при дуже вузькому апріорному діапазоні, зрозуміло, що найкращий вимірювач за вартістю, часом вимірів при заданій довірі до оцінки має бути дискримінаційним з вузькою апертурою, або з найбільшою крутістю дискримінатора. Причому, чим менший апріорний діапазон, тим вище може бути точність вимірів. Якщо потрібні, крім точності, великий апріорний діапазон, мала вартість вимірювача і допускається



великий час вимірів, то найкращим вимірювачем у цьому випадку буде пошуковий. Якщо за тих самих умов потрібний малий час вимірів, то найкращим у цьому розумінні може бути багатоетапний, або багатошкальний вимірювач. Але якщо вартість допускається велика, але потрібна висока оперативність, краща, ніж у багатоетапного вимірювача, то найкращий вимірювач – багатоканальний.

Тому основні переваги багатоканального вимірювача при інших рівних даних є оперативність і можливість одночасного спостереження і оцінки параметрів багатьох сигналів в усьому діапазоні. Відомі системи паралельного спостереження та аналізу за параметрами, за простором та кутами. Це можливість одержання одночасної інформації при спільній обробці сигналу безліччю каналів.

**До недоліків багатоканального вимірювача слід віднести високу вартість і неоднозначність вимірів при великому рівні сигналу, обумовлену не тільки складністю, великим числом каналів, але і високою вимогливістю до їх ідентичності і настроювання.**

Недоліки настільки істотні, що стали причиною нечастого використання багатоканальних вимірювачів параметра сигналу в сучасних інформаційно-вимірювальних системах (ІВС).

Однак при подальшому вдосконаленні ІВС і технологій їх створення використання багатоканальних вимірювачів у перспективних ІВС досить ймовірно. Для САК такий вимірювач доцільний тоді, коли використовуються цифрові виконавчі блоки.

Неоднозначність вимірів багатоканальним вимірювачем виникає тоді, коли рівень сигналу досить великий у порівнянні з чутливістю кожного каналу. А чутливість каналів може бути досить велика, оскільки для необхідної високої точності смуга каналу має бути малою. Малість смуги каналу за частотою означає зменшення потужності флуктуаційних шумів і збільшення резонансу, за кутами – збільшення рівня сигналу через зростання КСД, за затримкою – за рахунок вибору меншої ширини автокореляційної функції  $\psi(\lambda)$  і внаслідок цього – краще стискання за часом і т. д. Тому для багатоканальних вимірювачів найімовірніше слід 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. 5.2). Звичайно амплітуда напруги на виході каналу більша за  $u_{\text{пор}}$ , тобто  $u_{\text{вих}}(\lambda) = u_{\text{пвих}} \psi(\lambda) > u_{\text{пор}}$ , що зображено на рис. 5.2. Тоді для цього випадку виявлення відбудеться відразу в  $i-2$ ,  $i-1$ ,  $i$ ,  $i+1$ ,  $i+2$  каналах. **Виявлення параметра в  $i$ -му каналі означає фактично його вимір** з точністю до половини смуги каналу, оскільки параметри настроювання каналу відомі. Тому виявлення параметра сигналу відразу в декількох каналах погіршує точність, робить вимір неоднозначним. Зрозуміло, що для вирішення неоднозначності вимірів багатоканальним вимірювачем слід підняти поріг виявлення  $u_{\text{пор2}}$  у порогових пристроях (ПП) до  $\frac{1}{\sqrt{2}} U_{\text{вих}}(\lambda)$ , поки виявлення не залишиться тільки в одному з каналів.

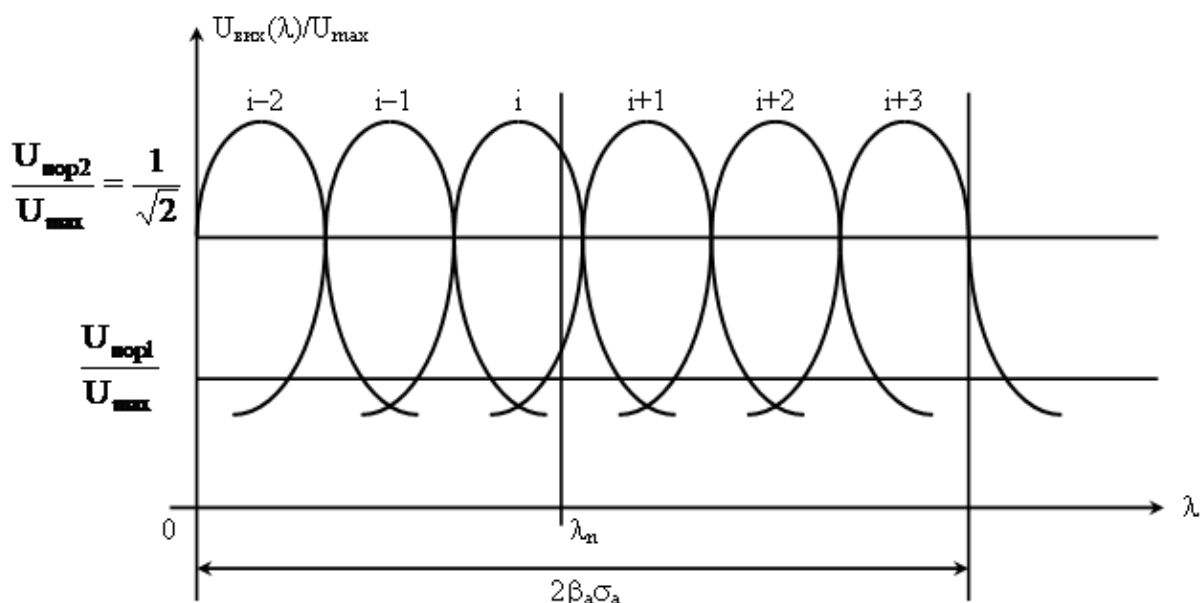


Рис. 5.2. Багатозначність виміру параметра  $\lambda_u$

Зрозуміло, що рівень вихідного сигналу може бути малий у порівнянні з порогом або перевищувати його усього лише у  $\sqrt{2}$  разів. У випадку, якщо він менший, не може працювати жоден із зазначених типів радіотехнічних вимірювачів. А якщо він перевищує поріг не більш ніж у  $\sqrt{2}$  разів, то можливі помилки

виявлення в інтервалах  $\Delta\lambda_p$  за апріорним діапазоном параметра  $\lambda$  (рис. 5.3).

Регулювати порогове виявлення  $U_{пор}$  і залежно від рівня вхідного сигналу відразу в усіх каналах, що передбачаються ідентичними, не завжди просто. У багатоканальних вимірювачах частоти і затримки може виявитися найпростіший спосіб одночасного регулювання рівня вихідних сигналів у каналах одним змінним атенюатором на вході вимірювача, що вносить необхідне загасання у сигнал і тим самим змінює, погіршує чутливість усіх каналів.

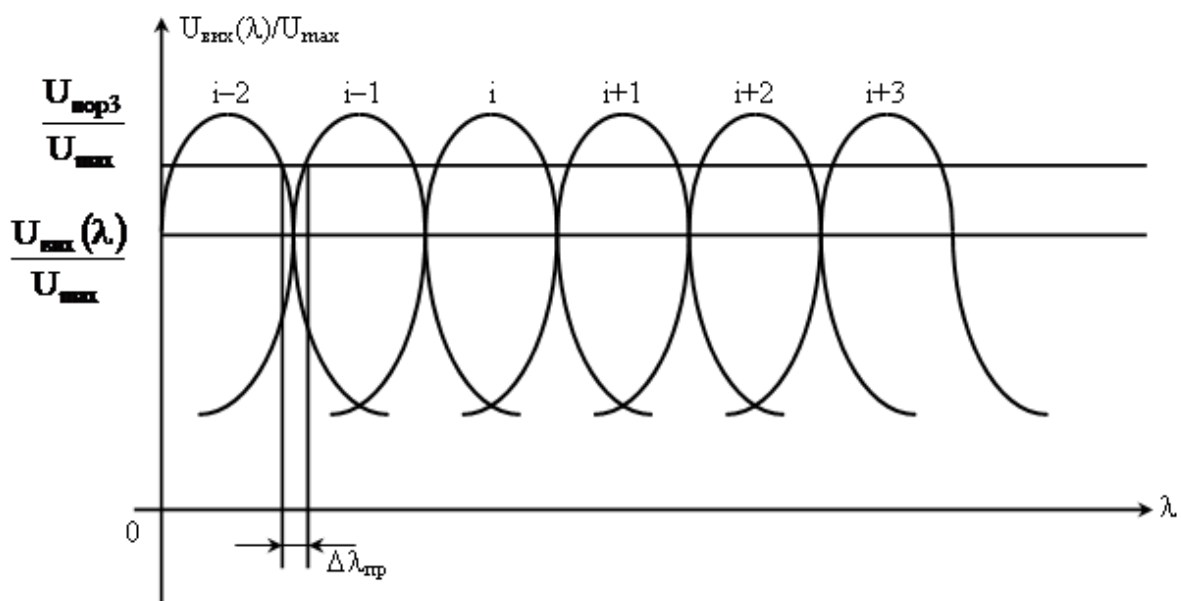


Рис. 5.3. Зона нечутливості вимірів

У вимірювачах змінних кутів одночасно керовані атенюатори можна поставити в усіх приймачах – кутових каналах (рис. 5.4). При цьому пристрої формування кутових каналів можуть розташовуватись перед дзеркалами, атенюаторами і радіоприймачами.

Пристрої формування являють собою сукупність антен або сукупність рознесених випромінювачів при одному дзеркалі, або фазовані антенні решітки з матрицею фазозсувних ланцюгів Баттлера.

Одночасне регулювання порогів має ту перевагу перед регулюванням атенюатором, що це більш простий спосіб. Але при зміні порога можуть визначатись нелінійності, що впливають

на коефіцієнт шуму, на викривлення сигналу і на відношення сигнал/шум на виході каналів.

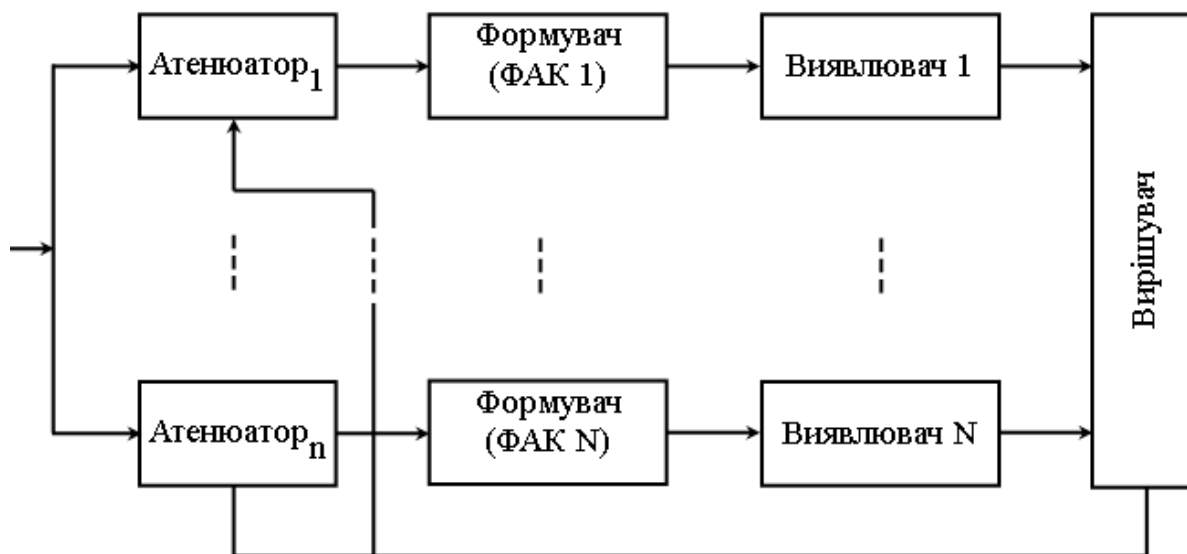


Рис. 5.4. Структура багатоканального вимірювача

Крім того, індивідуальне регулювання порога в кожному каналі дає змогу істотно зменшити вплив такої неідентичності каналів, як коефіцієнт їх передачі. Дійсно, якщо у каналів різні коефіцієнти передачі (рис. 5.4) при однаковому рівні вхідного сигналу, то, встановлюючи на вході рівень сигналу, що дорівнює  $\sqrt{2} U_{C \min}$ , де  $U_{C \min}$  – чутливість, і, вибираючи пороги на рівні  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  від 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 вимірів параметра сигналу багатоканальним методом містить такі етапи, які можуть виконуватися вручну або автоматично:

- 1) зменшення загасання атенюатора (рис. 5.2) або атенюаторів (рис. 5.3), а також зменшення порогів  $U_{\text{пор } i}$ ;
- 2) виявлення сигналу в одному або декількох каналах;
- 3) уведення атенюатора або атенюаторів доти, поки не залишиться сигнал лише в одному каналі;

4) урахування параметра сигналу за настроюванням каналу, де виявлений сигнал.

На перший погляд може здаватись, що процес вирішення багатозначності досить тривалий і що пошуковий метод більш оперативний. Однак багатоканальний метод вимірів принципово більш оперативний, оскільки введення атенюатора може бути здійснене автоматичним, практично безінерційним способом. Обидва методи є інерційними на етапі відліку параметра, тобто при виявленні сигналу, за рахунок малості смуги пропускання за частотою. Тому, якщо пошуковий метод – автоматичний і є автоматичне вирішення неоднозначності для багатоканального методу, час оцінювання визначається тільки інерційністю за рахунок обмеженої смуги пропускання каналу за частотою.

Якщо смуга каналу за частотою дорівнює  $\Pi_i$ , то час виявлення – не менше постійної часу  $t_b = \frac{1}{\Pi_i}$ . Тому тривалість першого етапу дорівнює  $t_g$ , а тривалість вирішення неоднозначності вимірів –  $\tau_3$ , але при автоматичній схемі переключення може досягати значення  $t_g$ .

Таким чином, час вимірів багатоканальним методом визначається за формулою  $t_{mk} \leq 2t_b$ . Як і у пошуковому методі, час встановлення (зростання) 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 у  $n_p / 2$  разів.

Тобто

$$t_n = \frac{n_p}{2} t_{mk}, \quad (5.16)$$

де  $n_p = \frac{2\beta_a \sigma_a}{2\Delta\lambda_d}$  – число елементів, що розрізняються, в інтервалі вимірів  $2\beta_a \sigma_n$ , або це число каналів у багатоканальних вимірювачах.

Згодом, зі збільшенням технологічності створення каналів, із зменшенням їх собівартості за рахунок серійності, багатоканальні методи і системи будуть більше застосовуватись.

Однак п'ятьох показників, які містить формула (5.16), недостатньо для відображення головного недоліку багатоканального методу оцінювання – це складність і, як наслідок, великі витрати. Тому для порівняння усіх типів вимірювачів від енергетичного потенціалу треба переходити до затратного (вартісного) показника на всю систему.

Перехід від показника енергетичного потенціалу до вартісного неминучий, оскільки багатоканальний метод найбільш інформативний, швидкісний, але дуже складний за реалізацією. З розвитком елементної бази він найперспективніший. Без цього типу вимірювача і цього методу вимірювань неможливо коректно відповісти на запитання, який метод у будь-який час є найкращим.

Методи розв'язання таких задач параметричного синтезу викладені у роботах [23–28].

### **Контрольні питання**

1. Особливості панорамного вимірювача.
2. Режими пошуку сигналу.
3. Чи можна підвищити швидкість пошуку за рахунок амплітуди сигналу?
4. Особливості багатоканального вимірювача.
5. За рахунок чого у багатоканальному методі може бути невизначеність?
6. Як вирішується проблема невизначеності у багатоканальному методі?

## **6. Багатошкальні і багатоетапні вимірювачі**

### **6.1. Багатошкальний вимірювач параметрів сигналу**

Для випадків, коли потрібно створити **високоточний, економічний, надійний і оперативний вимірювач параметра  $\lambda$  з широким апріорним діапазоном**, часто використовується **багатошкальний вимірювач**, який може перевищувати за вектором названих показників якості інших типів вимірювачів.

**Під багат шкальним вимірювачем розуміється такий вимірювач, у якого точна шкала, що містить точний дискримінаційний вимірювач з періодичною дискримінаційною характеристикою, доповнюється грубими періодичними шкалами, які розв'язують неоднозначність вимірів на точній шкалі.**

З них найбільш потрібними є **фазові вимірювачі**, які використовуються для вимірювання будь-яких параметрів руху [11–20].

Найточнішим є фазовий вимірювач, у якого більший рівень сигналу і одночасно більша крутість характеристики навколо нуля. Тому **найкращим періодичним сигналом шкал є гармоніка, яка допускає для використання найбільш вузьку смугу частот, тобто велике відношення потужностей сигналу до шуму і відповідно велику точність** за рахунок також великої крутості.

Переваги вимірювача – велика точність при невеликому рівні сигналу за рахунок вузької смуги пропускання.

Недоліки – неоднозначність однієї шкали і тому потреба декількох шкал, нелінійність шкал.

Точність за рахунок крутості дискримінаційного можна підвищувати не тільки підвищенням рівня сигналу, але й збільшенням кривизни або вимірювальної частоти коливань.

Дійсно, якщо сигнал гармонічний:

$$S(t) = S_m \cos \omega t,$$

то

$$S'(t) = S_m \omega \sin \omega t.$$

Прикладом може служити відомий варіант методу вимірювання радіочастоти. Спочатку пошук і виявлення частоти дискримінаційним, потім автопідстроювання частоти і точне її вимірювання цифровим методом. По суті це – багатоетапний метод, тому що перший етап пошуку може бути вимірювачем з настроєюю. Можливий також спочатку грубий вимір за настроєною шкалою, потім підстроювання другої шкали до грубої оцінки першої шкали.

**Платою за високу точність фазових вимірів** параметра сигналу  $\lambda$  при великому апріорному діапазоні і заданому енергетичному потенціалі є **неоднозначність вимірів**, яка розв'язується застосуванням додаткових грубих шкал.

Усі шкали можуть діяти одночасно в одному інтервалі часу. Для цього доцільно вибрати кратні частоти, які синхронізуються з більшою точністю. Результати вимірювань фаз або затримки на кожній шкалі визначаються фазовими детекторами і сумуються з вагою. Можна використовувати більш перспективну оцінку затримки методом підрахунку рахункових імпульсів. Одночасне використання гармонік являє собою **сигнал типу «акорд»**. Гармоніки можуть діяти послідовно у часі – **сигнал типу «мелодія»**.

У періодичній дискримінаційній характеристиці точної шкали однозначність забезпечується тим, що більш груба шкала з більшим періодом (з меншою частотою) має меншу точність і більший розряд результату, але її достатньо, щоб визначити потрібний період на точній шкалі. При цьому період грубої шкали може визначати апріорний діапазон вимірювача з двома шкалами. Шкал береться стільки, скільки потрібно для визначення апріорного діапазону.

Можливість реалізувати високу точність вимірів у широкому діапазоні робить фазові виміри досить вигідними для застосування. Їх застосовують для вимірів багатьох параметрів сигналу і параметрів руху об'єктів. Ця можливість ґрунтується на залежності повної фази коливань, а саме

$$\Phi = \omega\tau + \varphi ,$$

від частоти  $\omega$ , затримки  $\tau$  і початкової фази  $\varphi$ . Вимірювання кутів діаграм спрямованості можуть бути також за рахунок вимірювання різниці фаз електромагнітного поля у базовому методі.

$$\Phi = \frac{2\pi}{\lambda} x = \omega_{\lambda} x .$$

Вимірюючи просторову фазу або різницю фаз, оцінюємо різницю ходу хвиль у двох точках прийому при відомих базі, довжині хвилі  $\lambda$ , що дає змогу оцінити кути надходження



радіохвиль у точному базовому методі пеленгації. Таким чином можна вимірювати затримку, частоту, фазу, кути, тобто усі параметри руху об'єктів.

Відомою є низка наукових праць, присвячених багатознаковим вимірювачам. Серед них роботи таких вчених, як А. Е. Башаринова, В. В. Акіндінова, присвячені ефективності двошкального вимірювача; Н. В. Собцова – присвячена синтезу оптимальних алгоритмів; роботи М. М. Тененбаума, А. С. Созієва, С. Е. Фальковича [18], присвячені дослідженням точності двошкальних вимірювачів, та ін. Однак викладені в цих роботах чисельні методи дослідження багатознакових систем не дають можливості визначити загальні закономірності, що властиві багатознаковим системам. Але такі закономірності наведені далі. Для цього необхідний відповідний системний аналіз показників якості вимірювача.

Розглянемо задачу синтезу багатознакового вимірювача запізнювання сигналу. Сформулюємо критерій якості багатознакового вимірювача запізнення сигналу, використовуючи у цій задачі такі допущення:

- завада являє собою 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 факторів: апріорної дисперсії, коефіцієнта довіри (довірчий інтервал шкал), робочої частоти шкал, необхідної точності, часу оцінювання.

Далі буде доведено згадану вище закономірність побудови високоточних систем, що мають велике відношення апріорної невизначеності до апостеріорної: вони, як правило, багатознакові або багатетапні, але не обов'язково з фазовим методом оцінювання.

## **6.2. Показники якості багатознакового вимірювача**

Фазові методи вимірювання [7, 8, 18] мають головний недолік – **розкриття неоднозначності** відліків потребує застосування декількох шкал та їх прив'язку до еталонів. Це

істотно ускладнює вимірювач, і в підсумку стає незрозумілим, який вимірювач є кращим щодо точності вимірів за рівних вимог до апіорної невизначеності, до часу вимірювань, до коефіцієнта довіри і до енергетичного потенціалу (або до асигнувань на систему). Відповіді на ці запитання 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 із сигналом обробкою суміші сигналу із шумом або погодженою з сигналом фільтрацією сигналу в шумі.

Дискримінаційна характеристика  $U_d(\lambda)$  може бути реалізована як із застосуванням схеми формування сигнальної функції  $\Psi(\lambda)$ , так і без неї. Зрозуміло, що краще її застосовувати, щоб одразу одержати на виході схеми обробки сигналу найбільше відношення сигнал/шум і найбільшу крутість дискримінаційної характеристики, а тому і найбільшу точність вимірів. Але нам уже відомо, що цього недостатньо.

Точність досягається в прецизійних вимірювачах звичайно ціною зменшення апертури дискримінаційника згідно із формулами (4.3, 4.4) і рис. 4.1. Але для використання в радіоелектронних вимірювальних системах потрібний великий діапазон вимірів, що означає більшу апіорну невизначеність вимірюваного параметра. Усунути протиріччя між точністю і діапазоном вимірів можна одним із описаних у розд. 2 методів: **пошуковими, багатоканальними, багатошкальними, багатоетапними і комбінованими.**

Принцип дії **багатошкального методу**, тобто, **дискримінаційника із періодичною характеристикою**, логічно описати так, що спочатку використовується грубий дискримінаційний вимірювач, що перебиває своєю апертурою або періодом (діапазоном однозначності) весь апіорний діапазон. Точність такого вимірювача звичайно буде низькою через відносно малу крутість характеристики (мала похідна) при заданому рівні сигналу. Однак завдяки вже першому виміру апіостеріорний діапазон невизначеності вимірюваного параметра після виміру істотно зменшиться.

Зважаючи на формулу (4.25), зрозуміло, що коли апертуру першого дискримінатора до виміру зрівняти з діапазоном вимірів (умова спряження), то апостеріорна невизначеність (довірчий інтервал) зменшиться у число разів, рівне квадратному кореню з відношення сигнал/шум. Це зрівняння необхідне для того, щоб не було неоднозначності вимірів, коли апріорний діапазон більший за апертуру дискримінатора (рис. 4.5), з одного боку, і щоб одержати найбільшу крутість дискримінаторної характеристики, або точність – з іншого.

Далі послідовно застосовується другий дискримінатор, у якого апріорний діапазон дорівнює довірчому апостеріорному інтервалу попередньої шкали, а настройка відповідає точковій оцінці. І так далі до потрібної точності. Це вимірювач із послідовними у часі шкалами.

### **Можливе і паралельне у часі використання шкал**

Якщо робочі та опорні частоти шкал відповідають геометричній прогресії з множителем 10, то шкали відповідають точностям до десятих, сотих і т. д. Принципово можливе стикування цифрових результатів усіх шкал за принципом десяткового обчислення. При інших відношеннях потрібний відповідний перерахунок.

Число таких вимірів (шкал) швидко скорочується зі збільшенням відношення сигнал/шум. Оскільки точну шкалу відразу використовувати не можна через багатозначність вимірів, то фактично всі попередні шкали відіграють роль вимірювача, який вирішує неоднозначність вимірів. Але вони також вкладають свої зусилля у точність виміру.

При послідовному в часі застосуванні може використовуватись один дискримінатор з різними відповідними опорними частотами, але в одній смузі пропускання.

При системному аналізі оцінимо **якість багатошкального вимірювача: точність, апріорний діапазон, час виміру, довіру до оцінки 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. 4 флуктуаційна складова **дисперсії похибки вимірів** у припущенні, що систематична похибка врахована, дорівнює:

$$\sigma_{\lambda}^2 = \frac{\sigma_{\text{ш}}^2}{(U'_{\lambda})^2}, \quad (6.1)$$

де  $\sigma_{\text{ш}}^2$  – дисперсія, або потужність, флуктуаційного шуму;

$(U'_{\lambda})^2$  – квадрат крутості дискримінаційної характеристики фазового вимірювача в якомусь періоді.

Врахуємо апріорні відомості про параметр. Це може підвищити точність вимірів. До вимірів апріорну невизначеність за вимірюваним параметром можна описати дисперсією  $\sigma_{\text{а}\lambda}^2$  апріорної щільності розподілу ймовірності вимірюваного параметра при заданому квантілі.

Тоді для гаусових розподілів результуюча точність вимірів дорівнює:

$$\sigma_{\text{р}\lambda}^{-2} = \sigma_{\text{а}\lambda}^{-2} + \frac{(U'_{\lambda})^2}{\sigma_{\text{ш}}^2}. \quad (6.2)$$

Крім того, у реальних системах фільтрація сигналу, що несе інформацію про затримку, не може здійснюватись у нескінченно вузькій смузі. Причина полягає в нестабільності генераторів та їх налаштувань, а також у невизначеності частоти за рахунок динаміки руху цілі. Вихідний сигнал надходить до фазового детектора, який формує дискримінаційну характеристику  $U(\Delta\varphi)$ , тобто залежність напруги на його виході від різниці фаз сигналу й опорного коливання, фаза якого відома.

$$U(\Delta\varphi) = S \sin \Delta\varphi = S \sin \omega\tau, \quad (6.3)$$

де  $\omega$  – робоча частота точної шкали.

Звідси

$$U'(\tau) = S\omega \cos \omega\tau. \quad (6.4)$$

Очевидно, що найбільша крутість характеристики і найкраща точність виміру відповідає умові:  $\tau = 0$ .

Тоді точність виміру затримки сигналу дорівнює:

$$\sigma_{\tau}^{-2} = \frac{(U'_{\tau})^2}{\sigma_{\text{ш}}^2} = \omega^2 \frac{S^2}{\sigma_{\text{ш}}^2} = \omega^2 q, \quad (6.5)$$

де  $q$  – відношення сигнал/шум.

Очевидно, що на точність виміру запізнювання впливає також точність знання робочої частоти.

Вимірювати однозначно затримку сигналу на першій шкалі фазовим методом можна при  $\varphi_1 = \omega_1 \tau_{\text{max}} < \frac{\pi}{2}$ . Але при наближенні до  $\frac{\pi}{2}$  точність знижується. Тому потрібно мати декілька шкал зі своїми частотами і правила їх стикування, які зможуть вимірювати затримку із заданою точністю. Результат буде у єдиній цифровій формі і зручним для використання. Він реалізується одночасним запуском лічильників усіх шкал за сигналом (командою) зондування і припиняється луна-сигналом. Загальний результат отримується при стикуванні порозрядно з потрібною вагою.

Діапазон затримок  $\Delta \tau_{\text{max}}$  сигналу відповідає діапазону вимірів відстані будь-яким методом:

$$\Delta R_{\text{max}} = c \Delta \tau_{\text{max}}, \quad (6.6)$$

де  $c$  – швидкість поширення радіохвиль.

Таким чином, 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 при послідовному зондуванні у часі. При цьому частоти шкал мають бути пов'язані між собою умовами вирішення багатозначності вимірів на кожній шкалі. **Кожна умова вимагає, щоб довірчий інтервал результату попереднього виміру або апріорної невизначеності не перевищував тієї частини половини періоду частоти шкали, де точність вимірів задовільна.** Або

$$2\beta_{k-1}\sigma_{k-1} \leq \frac{T_k}{2a_k}, \quad (6.7)$$

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, або частка напівперіоду робочої частоти шкали, що задовольняє вимоги до точності на межах апертури. У середині апертури точність найвища.

Відомо, що значення частоти  $f_k$ , на якій здійснюються фазові виміри, обернено пропорційне періоду  $T_k$ . Звідси випливає, що обмеження (6.7) може бути подане у вигляді:

$$\omega_k^2 \leq \frac{\pi^2}{2a_k^2\beta_{k-1}^2} \sigma_{k-1}^{-2}$$

З огляду на те, що точність вимірів відповідно до формули (6.5) потрібна найбільша, то частоту  $\omega_k$  слід обирати найбільшу. Це означає, що обмеження (6.7) з урахуванням цієї умови перетвориться у рівність. Це і є умова спряження (узгодження) апертури фазового дискримінатора, або довжини шкали вимірювача за вимірюваним параметром, що дорівнює  $\frac{T_k}{2a_k}$ , з апріорним діапазоном даної шкали, роль якого відіграє довірчий інтервал більш грубого попереднього виміру. Слід зазначити, що похибка установа, або прив'язки, шкали передбачається істотно меншою за похибку вимірів попереднього вимірювача. На практиці доцільно будувати вимірювальні системи, у яких усі шкали мають фіксовану настройку. І хоча система реалізує значне відношення сигнал/шум, у ній використовується певне число вимірювальних шкал для розкриття неоднозначності вимірів.

Позначивши вираз

$$\frac{\pi^2}{2a_k^2\beta_{k-1}^2} = b_k,$$

одержимо

$$\omega_k^2 = b_k \sigma_{k-1}^{-2}. \quad (6.8)$$

Отже, перша груба шкала фазового вимірювача настроюється таким чином, щоб достатньо лінійна й однозначна ділянка його характеристики, де вона переходить через нуль, перекривала увесь апіорний діапазон. Це, як зазначалося, досягається вибором частоти шкали. Точність вимірів на першій шкалі визначається не тільки цією частотою, але і відношенням сигнал/шум у першому вимірювачі. На отриману оцінку в першому вимірювачі настроюється другий вимірювач, у якого апертура дискримінатора вибирається рівною довірчому апостеріорному інтервалу першого вимірювача. Оцінка при цьому уточнюється. Далі число шкал вибирається таким чином, що реалізує необхідну точність.

Крім сказаного, слід урахувати, що енергія  $E_k$  сигналу на кожній шкалі обмежена і що сума енергій сигналу всіх шкал дорівнює  $E$ .

З розд. 3 випливає, що при врахуванні апіорного розподілу ймовірності результуюча точність  $\sigma_p$  дорівнює сумі точностей апіорного розподілу й точності оцінки.

$$\sigma_p^{-2} = \sigma_a^{-2} + \sigma_1^{-2}.$$

Для  $i$ -ї шкали

$$\sigma_{pi}^{-2} = \sigma_{(i-1)}^{-2} + \sigma_i^{-2}.$$

При цьому  $\sigma_o = \sigma_a$ . Для  $n$  шкал точність результуючої оцінки дорівнює

$$\sigma_{pi}^{-2} = \sum_{i=0}^n \sigma_i^{-2}.$$

Дисперсія оцінки на кожній шкалі визначається згідно з формулою (6.5) своєю робочою частотою і своїм відношенням сигнал/шум.

Для випадку довільної апіорної невизначеності  $\sigma_a$  і необхідної точності вимірів  $\sigma^{-2}$  при заданих коефіцієнтах довіри, або квантилях  $\beta_k$  кожної шкали, тобто при заданій ймовірності

того, що оцінка шкали не вийде за межі напівперіоду робочої частоти, задача оптимізації вимірювача за критерієм точності (6.5) при обмеженнях (6.8) і при обмеженні на енергію сигналу буде мати вигляд:

$$\max \sigma^{-2} = \max[\sigma_a^{-2} + \sum_{k=1}^n \omega_k^2 q_k] \quad (6.9)$$

при

$$\begin{aligned} \omega_1^2 &= b_1 q_1, \\ \omega_2^2 &= b_2 [\sigma_a^{-2} + \sigma_1^{-2}], \\ \omega_n^2 &= b_n [\sigma_a^{-2} + \sum_{k=1}^n \omega_k^2 q_k] \end{aligned} \quad (6.10)$$

$$\sum_{k=1}^n q_k \leq q, \quad (6.11)$$

де  $q_k = \frac{\mathcal{E}_k}{N_k}$  – відношення енергії сигналу до спектральної щільності шуму у 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 (6.8) у формулу (6.9), одержимо:

$$\sigma_n^{-2} = \sigma_a^{-2} + \sigma_a^{-2} b_1 q_1 + \sigma_1^{-2} b_2 q_2 + \sigma_2^{-2} b_3 q_3 + \dots + \sigma_{n-1}^{-2} b_n q_n. \quad (6.12)$$

Зазначимо, що сума перших двох додатків – це точність оцінки першого виміру з урахуванням апіорної дисперсії.

$$\sigma_1^{-2} = \sigma_a^{-2} + \sigma_a^{-2} b_1 q_1 = \sigma_a^{-2} (1 + b_1 q_1). \quad (6.13)$$

Тоді сума трьох складових, або точність оцінки після другого виміру, 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 (6.13), одержимо:

$$\sigma_2^{-2} = \sigma_a^{-2} (1 + b_1 q_1) (1 + b_2 q_2).$$



Продовжуючи узагальнення для наступного додатка, тобто для наступної шкали і далі для  $n$  вимірів, зазначимо, що

$$\sigma_n^{-2} = \sigma_a^{-2} \prod_{i=1}^n (1 + b_i q_i), \quad (6.14)$$

де  $n$  – число шкал.

Тоді задачу про оптимальний розподіл енергетичного потенціалу між шкалами можна сформулювати таким чином:

$$A = \max \prod_{i=1}^n (1 + b_i q_i), \quad (6.15)$$

при 
$$\sum_{i=1}^n q_i = q,$$

де 
$$A = \frac{\sigma_n^{-2}}{\sigma_a^{-2}}.$$

Рішення нескладно одержати будь-яким з відомих методів: методом підстановки, методом множників Лагранжа, методом динамічного програмування Белмана, методом геометричного програмування або методом математичної індукції.

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 рішення задачі (6.15) 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 рішення спрощується. Тоді

$$\max A = \left( 1 + \frac{bq}{n} \right)^n \quad (6.16)$$

при оптимальному рішенні

$$q_{k \text{ opt}} = \frac{q}{n}.$$

Залежність  $\max A = \max(\sigma_n^{-2}/\sigma_a^{-2})$ , за формулою (6.16), від числа шкал і від добутку  $bq$  подано на рис. 6.1.

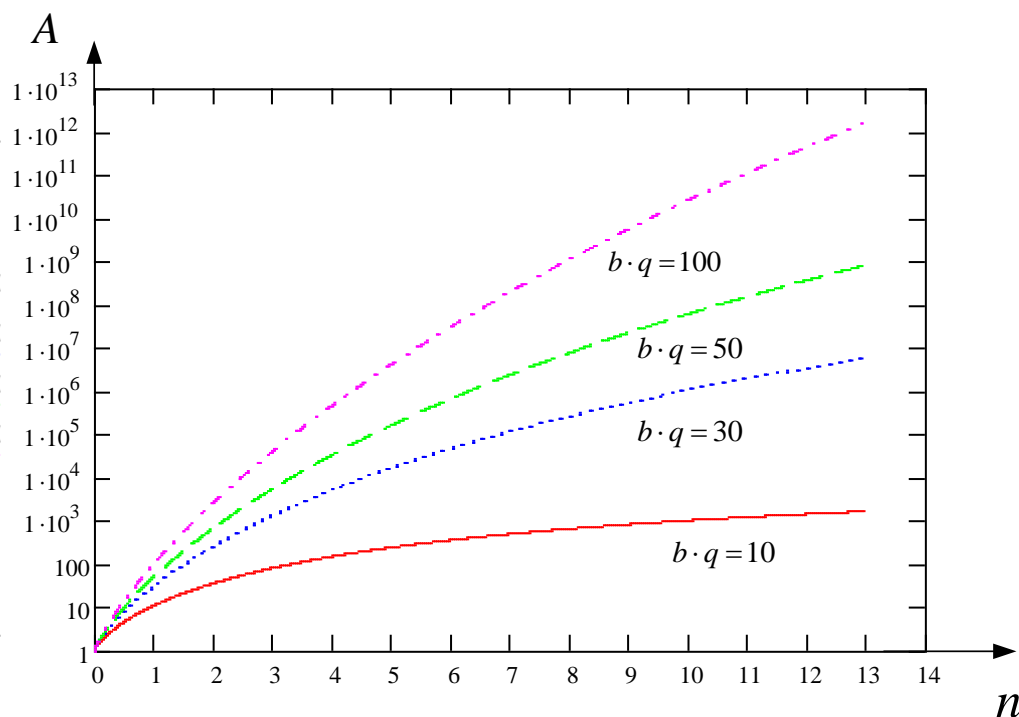


Рис. 6.1. Ефективність багатоетапного методу

Для випадку, коли значення енергетичного потенціалу  $q$  досить велике, тобто  $bq/n \gg 1$ , вираз (6.16) спрощується:  $\max A \approx \left(\frac{bq}{n}\right)^n$ . У цьому випадку величина найбільшої точності виміру  $A$  при заданій апріорній невизначеності досягає значення:

$$\max A \approx e^{\frac{bq}{e}},$$

при оптимальному числі 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 число шкал з боку складності системи і за вартістю не накладалося. Тому оптимальне число шкал для високої необхідної відносної точності  $A$  може виявитися неприпустимо великим.

Однак на практиці відомо, що обмеження за числом шкал звичайно не перевищують восьми. Число шкал обмежується похибкою дискретності, яка не перевищує похибку затримки переднього фронту луна-сигналу в умовах завод.

Крім того, із співвідношення (6.16) і рис. 6.2 випливає, що для збільшення точності **доцільно збільшувати енергетичний потенціал** системи, а вже потім збільшувати число шкал. Але якщо зрозуміло, хоча б евристично, що число шкал досягається меншою ціною, то слід збільшувати число шкал.

Слід зазначити, що задачі (6.9)–(6.11) або (6.15, 6.16) являють собою одночасно специфічний синтез сигналу за критерієм точності для багатошкального фазового вимірювача запізнювання з одночасно («гама») і послідовно («мелодія») працюючими шкалами із 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.

Взагалі, кожна шкала може бути побудована на будь-якому методі вимірів, а система або канал може являти собою навіть вимірювальну РТС або комплекс.

Для випадку, коли вимірювач працює послідовно на всіх шкалах, задача оптимізації вимірювача аналогічна до задачі (6.15), хоча замість обмеження (6.14) слід використовувати обмеження за часом виміру.

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 вимірів;

$\xi_i = \frac{P_i}{N_i}$  – відношення потужності сигналу в шкалі до спектральної щільності шуму.

Рішення аналогічне до рішення задачі (6.15) і відповідає (6.16), 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 (6.10) або з виразу:

$$\omega_k^2 = b_k \prod_{i=1}^k (1 + b_i q_i) . \quad (6.17)$$

У випадку, коли  $b_k = b_{k-1}$  і  $q_k = q_{k-1}$  для будь-якої шкали «i», що записується як  $\forall i \in [1, n]$ , оптимальне число шкал  $n$  визначиться з рівняння:

$$n = \frac{\ln A}{\ln bq - \ln n} . \quad (6.18)$$

Наближене (занижене значення числа шкал  $n_0$ ), якщо  $bq$  досить велике, дорівнює:

$$n = \frac{\ln A}{\ln bq} . \quad (6.19)$$

У загальному випадку визначити значення  $n$  можна за ітераційною формулою:

$$n_i = \frac{\ln bq - \ln n_{i-1} + 1}{\frac{(\ln bq - \ln n_{i-1})^2}{\ln A} + \frac{1}{n_{i-1}}} .$$

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, яким чином впливають обмеження за умовами однозначності вимірів на результуючу похибку багатоскального вимірювача.

Введення додаткових шкал  $n > 2$ , які є своєрідною платою за вирішення неоднозначності вимірів, погіршує результуючу точність вимірювача за рахунок зниження енергетичного потенціалу в кожній, а отже, в числі на останній, найточнішій шкалі. Тому очевидне погіршення точності вимірювача за рахунок введення додаткових шкал. Саме широкий апріорний діапазон та обмеження за умовами однозначності вимірів призвели до необхідності введення додаткових шкал і до трансформації спектра сигналу: замість монохроматичного сигнал стає багаточастотним.

До основних рекомендацій розроблювачам фазометричних систем слід віднести:

- вибір оптимальних параметрів РТС відповідно до викладених результатів;

- прагнення до переважного збільшення енергетичного потенціалу (рис. 5.2), а потім – числа шкал (або засобів) у порівнянні з існуючим їх числом ( $n < 6$ );

- прагнення за можливістю до зменшення апріорної невизначеності за рахунок інших засобів, що дає змогу скорочувати число шкал і спрощувати апаратуру, тобто, якщо апріорі відомий параметр з деякою точністю і надійністю, то доцільно починати вимірювання з відповідної за апріорною точністю шкали.

Використовуючи розглянуті задачі попередніх підрозділів, можна їх узагальнити на випадок багатоетапного вимірювача будь-якого параметра сигналу.

### 6.3. Багатоетапний метод вимірювання

**Багатоетапний вимірювач параметра сигналу** є такий вимірювач з періодичною або неперіодичною, але з неоднозначною шкалою, який на кожному наступному етапі (циклі) вимірів настраюється на оцінку попереднього, більш грубого вимірювача, при цьому апертура дискримінатора наступного етапу, або робочий діапазон вимірів, мають відповідати точності (довірчому інтервалу) вимірювача попереднього етапу.

Справа полягає у великому апріорному діапазоні на якому неможливо отримати точну оцінку параметра. Спочатку доцільно використати весь великий діапазон з великою похибкою, а потім послідовно його звужувати, підвищувати крутість і точність.

Іншими словами, багатоетапний вимірювач являє собою багаторазовий, послідовний у часі вимірювач, що адаптується до оцінки і точності попередньої шкали – етапу. При цьому точність настройки шкал має бути більшою, чим на найточнішій шкалі. Оскільки апріорний діапазон вимірюваного параметра може бути теоретично великим, а необхідна точність досить високою, то потрібна велика ефективність вимірювача.

Перевага такого вимірювача – при великому апріорному діапазоні необхідне число шкал і енергетичний потенціал радіолінії можуть бути невеликими.

Недолік – необхідні настройки для усіх шкал або мати один вимірювач після останньої шкали, як у ФАПЧ.

**Багатоетапний вимірювач відрізняється від багатоскального** не тільки тим, що шкали можуть бути неперіодичні, а, головне, тим, що на кожному етапі можуть бути будь-які типи вимірювачів, у тому числі і багатоскальні.

Слід зазначити, що реальні радіотехнічні системи, де потрібні і широкий апріорний діапазон вимірів, і необхідна висока точність, як правило, багатоетапні за багатьма параметрами. Наприклад, звичайний часоімпульсний метод виміру дальності, оснований на вимірі запізнювання сигналу, є двохетапним. Спочатку використовується пошук і виявлення сигналу, а потім – більш точна шкала дискримінатора, що стежить за затримкою, з точністю до частини тривалості фронту імпульсу. Фактично на першому етапі виявлення параметра

сигналу є одночасним виміром імпульсного сигналу з точністю до ширини імпульсу, після чого підключається система стеження САК за параметром з більш високою точністю.

Багатоетапний вимірювач може бути реалізований і в одній системі, і в одному каналі, в цілому комплексі вимірювальних систем, що передають параметр цілі для супроводу САК більш точних систем. При цьому фізичний принцип дії, метод, спосіб і алгоритм вимірів кожної шкали (етапу) можуть бути будь-якими.

Більш простими етапами є дискримінаційні, або функціональні, вимірювачі. Тому найчастіше як етапи вимірювача беруть саме їх.

Оскільки точність дискримінації визначається крутістю дискримінаційної характеристики, у радіотехнічних системах дискримінаційними служать селективні пристрої, які гостро відчують настроювання за параметром, який селектують.

Наприклад, якщо параметр селекції – частота, то використовують коливальний контур (або резонатор), де застосовується явище резонансу, або двоканальну схему з коливальних контурів. Для параметра селекції за затримкою використовують селективний імпульс або одну чи дві автокореляційних функції. Для селекції за напрямком використовують кутовий дискримінаційний з діаграмами спрямованості антени і т. д.

Найчастіше як селективний пристрій застосовують узгоджені фільтри. Причина його застосування полягає в тому, що такі пристрої для формування сигналу згладжують, відфільтровують флуктуаційні шуми, що діють у системі і одночасно формують дискримінаційну характеристику.

Нехай кожен етап багатоетапного вимірювача являє собою дискримінаційний вимірювач. Будемо вважати, що дискримінаційний двоканальний. Тоді точність такого вимірювача може бути подана згідно з виразом (4.25) у вигляді:

$$\sigma_n^2 = \frac{2\sigma_{\text{ш}}^2}{(U'_{(\lambda)})^2},$$

де  $(U'_{(\lambda)})^2$  – крутість дискримінаційної характеристики за вимірюваним параметром;  $\sigma_{\text{ш}}^2$  – дисперсія флуктуаційного шуму.

Найчастіше шкала дискримінатора підбирається майже лінійною. Якщо використовується як канал дискримінатора селективна функція, як найбільш чутлива в радіодіапазоні, то на межах дискримінаторної характеристики вихідна напруга або параметр індикації звичайно 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 у даному двоканальному дискримінаторі.

Звідси співвідношення для дисперсії вимірів дорівнює:

$$\sigma_n^2 = \frac{2\Delta\lambda_\partial^2}{q},$$

де  $q = \frac{U_m^2}{\sigma_{ш}^2}$  – відношення сигнал/шум, з урахуванням того, що шум у двох каналах некорельований.

Найкраще узгодження (спряження) діапазону вимірів 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 розд. 2 зазначено, що коли точність вимірювача значна, наприклад, у кілька разів більша за точність апріорних відомостей, то останніми можна знехтувати, щоб спростити розрахунки. Але в загальному випадку ці відомості мають 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:

$$\sigma_n^{-2} = \sigma_a^{-2} \prod_{k=1}^n (1 + b_k q_k), \quad (6.20)$$

$$b_k = \frac{1}{2\beta_a^2}.$$

де

При цьому результуюча оцінка є зваженою:

$$\lambda_p = \sum_{k=1}^n \frac{\sigma_{k-1}^{-2}}{\sigma_n^{-2}} \lambda_k. \quad (6.21)$$

Слід зазначити справедливість співвідношень (6.20, 6.21) при будь-якому формуванні дискримінаторної характеристики, якщо вона лінійна і задано її апертуру. 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 вимірів.

Але навіть при цьому відповідно до розд. 4 можливі втрати енергетичного потенціалу за рахунок збурювань, неідеальностей системи і розстроювань за параметрами. У наших співвідношеннях не були враховані точності настроювань дискримінаторів на попередні оцінки. Вивчення цього питання показало, що точність настроювання відіграє істотну роль тільки на найточнішій шкалі-етапі.

Результуюча точність багатаетапного вимірювача залежить від усіх зазначених факторів і, зрозуміло, від точності апріорних

відомостей. Потужність флуктуаційного шуму на виході двох каналів дискримінаторів вважається незалежною. Великий вплив на точність чинить смуга пропускання каналу.

Для кутових двоканальних дискримінаторів, наприклад, для моноімпульсних систем, ураховуються сумарні теплові шуми антен і преселекторів. Більше того, до таких шумів слід додати також нечутливість дискримінаторів або механічні люфти, якщо вони є. Як показано у розд. 3, рівень сигналу впливає на точність вимірів. Тому роль мультиплікативної завади також має бути вивчена і врахована.

Оскільки принципів розбіжностей у математичному описі результуючої точності багатоетапного вимірювача немає, задачі оптимізації його в умовах таких самих обмежень формулюються і розв'язуються так само.

Однак є загальні розуміння, 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, щоб **більшою була крутість** дискримінаторної характеристики, яку називають чутливістю вимірювача. Цим вимогам, найімовірніше, відповідають вузькосмугові сигнали. Однак не завжди. Тим більше, що завжди є обмеження за часом вимірів, з боку динамічних похибок слідкувальних вимірювачів САК та інші обмеження.

#### **6.4. Лінеаризація характеристики фазового дискримінатора**

Фазові вимірювання визнаються найточнішими. Не останнє значення тут має **вузька смуга спектрів сигналів і смуга пропускання САК**. Але у світлі викладеного, крім таких **недоліків** багатоскальних систем, як потреба додаткових шкал, їх синхронізації або прив'язки до еталонів, є **нелінійність дискримінаторних характеристик**.

Вплив нелінійності і періодичності характеристик дискримінаторів на якість процесів САК типу ФАПЧ вивчався у класичній літературі [7,8] і частково розглянуто далі. Але для неслідкувальних дискримінаторів нелінійність впливає тільки на значення їх точності, яке можна скорегувати.

Як вказано в теорії нелінійних САК, є можливість лінеаризації дискримінаторної характеристики фазового датектора двома засобами: або кусково-лінійною характеристикою або лінеаризацією за методом найменших квадратів.

Крім того, можна врахувати нелінійність тим, що зменшити апертуру дискримінатора навколо нуля, і у цьому діапазоні точність вимірювань буде ближчою до заданої, як зазначалося у підрозд. 6.2. Можна також використати компромісний спосіб лінеаризації – наближення до реальної точності без суттєвого зменшення діапазону.

Тому для визначення потрібної апертури неслідкувального дискримінатора при заданій точності або для аналізу динамічних характеристик слідкувального дискримінатора 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 має проходити через нуль там, де і 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 є

$$U_d(\varphi) = U_m \sin\varphi,$$

а лінійна залежність

$$U_d(\varphi) = U_m k\varphi.$$

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 надає 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 або трохи далі. Точку перетину знаходимо з рівняння:

$$\sin\varphi - k\varphi = 0, \text{ або } \frac{\sin\varphi}{\varphi} = k, \quad \varphi_{\max} \approx \sqrt{6(1-k)}, \quad \varphi_{\max} = 1,162 \text{ рад} = 66,6^{\circ}.$$

Звідси

$$a_k = \frac{\pi}{2\varphi_{\max}} = \frac{\pi}{2 \cdot 1,162} = 1,35, \quad b_k = \frac{\pi^2}{2a_k^2 \beta_{k-1}^2} = \frac{2,7}{\beta_{k-1}^2}.$$

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 гірша за 0,775 від максимального рівня, прийнятого за 1.

Апертура дискримінатора  $T/2$  також зменшилася у  $a_k$  рази, для даного випадку – у 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 до розділу 6

1. Канонічна формула узагальненого показника якості  $A$  містить практично всі показники якості та потрібні параметри багатошкального та багатоетапного вимірювачів. Тому разом із затратним показником узагальнений показник якості створює адекватну модель та умовний критерій ефективності вимірювача і дає змогу постановки і розв'язання задачі його подальшої оптимізації.

2. Узагальнений показник якості  $A$  багатошкального та багатоетапного вимірювачів дає змогу навіть при експертному урахуванні затратного показника або без урахування оптимально вибрати робочі шкали, алгоритм роботи та структуру вимірювача.

3. Послідовні багатошкальні та багатоетапні вимірювачі своїми якостями нагадують послідовний аналіз параметра або систему, адаптивну до параметра.

4. Неточність послідовної настройки шкал на вимірюваний параметр може бути врахована параметром  $a_k$ . Це рівноцінно зменшенню точності шкал та вимірювача.

5. Розкриваються нові напрямки досліджень, пов'язані із з'ясуванням питання ефективності багатошкальних вимірювачів, що використовують робочі гармоніки. Для гармонічних шкал потрібне звуження апертури, що впливає на точність, але при корекції характеристик дискримінаторів до лінійних смуга частот збільшується. Це комплексна проблема з урахуванням нестабільностей настройки.

6. Теоретично можна сформулювати робочі частоти з однієї гармоніки прийнятого сигналу. Але при цьому важко зберегти оптимальну рівномірність їхніх енергетичних потенціалів.

7. При оцінюванні затримки сигналу потрібна відповідно висока точність знання робочих частот.

### Контрольні питання

1. Якою є точність багатоетапного методу вимірювань?
2. Як пов'язані показники якості вимірювань у багатоетапному методі?
3. У чому суть багатоетапного методу?
4. Особливості багатошкального методу вимірювань.
5. За рахунок чого зменшується точність у багатошкальному методі?
6. Як довести оптимальність багатоетапних методів вимірювань?

## 7. Автоматичне регулювання підсилення в телекомунікаційних системах

### 7.1. Показники автоматичного регулювання підсилюванням

Автоматичне регулювання підсилення (АРП) інформаційного амплітудно-модульованого сигналу призначене для того, щоб **стабілізувати рівень вихідного сигналу** при будь-якій зміні його амплітуди на вході. Без стабілізації рівня інформаційного сигналу **можливі його спотворення** через нелінійність при перевищуванні динамічного діапазону приймача.

Особливо АРП потрібне для вимірювальних систем і каналів, тому що нестабільність амплітуди прямо впливає на похибку вимірів.

Існують різні методи і варіанти АРП. На рис. 7.1 подано амплітудні характеристики приймачів ТС із різними типами АРП.

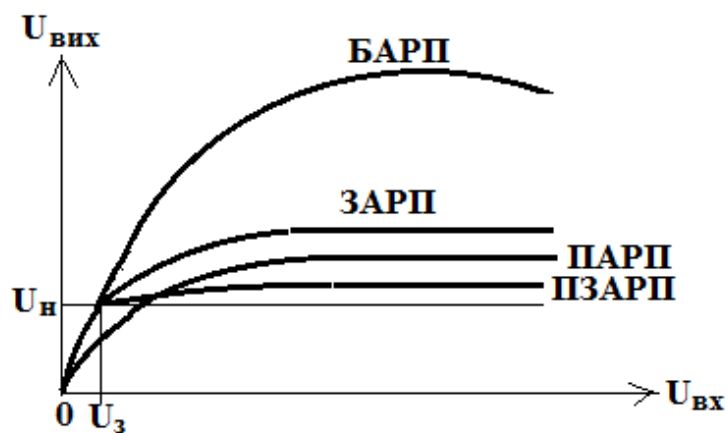


Рис. 7.1. Амплітудні характеристики типів АРП

На рис. 7.1 позначені амплітудні характеристики:

**БАРП** – приймача **без автоматичного регулювання підсилення**;

**ПАРП** – із **простим автоматичним регулюванням підсилення**;

**ЗАРП** – із **затриманням автоматичного регулювання підсилення**;

**ПЗАРП – із підсиленням затриманим автоматичним регулюванням підсилення;**

$U_3, U_n$  – відповідно напруга затримки та напруга номінальна.

На рис. 7.1 подано варіанти формованих амплітудних характеристик приймача при різних типах АРП.

Приймач без АРП (БАРП) має такий великий динамічний діапазон рівня сигналу, що нелінійність може призвести не тільки до його спотворення, але і до ефектів блокування, інтермодуляції та перехресних спотворень.

Недоліки простого АРП (ПАРП) полягають у тому, що АРП включається, починаючи з малих рівнів, що призводить до зниження чутливості приймача якраз при малих рівнях сигналу, а також у тому, що без підсилення сигналів АРП регулювання рівня вихідного сигналу недостатньо.

Затримане АРП (ЗАРП) ліквідує перший недолік ПАРП, але також має недостатній рівень сигналу для глибини регулювання рівня вихідного сигналу.

Використання підсиленого затриманого АРП (ПЗАРП) (рис. 7.2) не має згаданих недоліків, але має такий недолік, як складність АРП.

На рис. 7.2 подано структурну схему радіоприймача системи з двома каналами: з інформаційним каналом і каналом ПЗАРП.

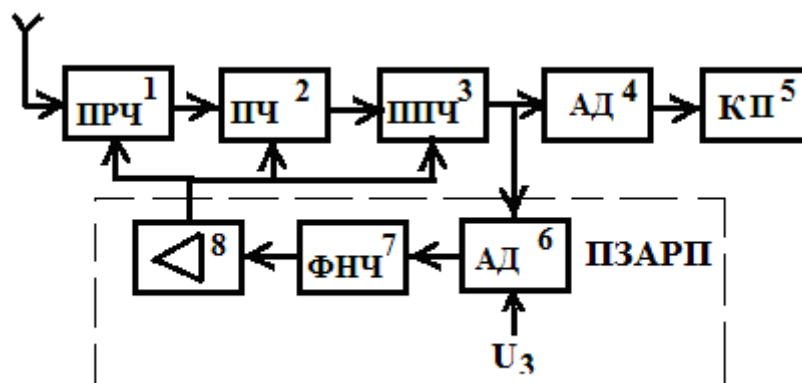


Рис. 7.2. Блок-схема радіоприймача із ПЗАРП

На рис. 7.2 позначено: 1 – підсилювач радіочастоти; 2 – перетворювач частоти; 3 – підсилювач перетвореної частоти; 4 – амплітудний детектор АМ-сигналу; 5 – кінцевий пристрій;

6 – амплітудний детектор АРП; 7 – фільтр низьких частот; 8 – підсилювач АРП.

Складність будь-якого АРП полягає не тільки у складності схеми, але і у способі і числі підсилювачів 1, 2, 3, охоплених зворотним зв'язком.

## 7.2. Принцип дії АРП

Амплітудний детектор АРП являє собою пікдетектор з постійною часу, яка відповідає частотам меншим за 0,3 кГц. Роль фільтра низьких частот АРП полягає у тому, що він виділяє ці частоти, які не впливають на якість прийому звукових частот, тому що спектр звукового інформаційного каналу  $S(f)_{\text{інф}}$  лежить у смузі від 0,3 кГц до 3,4 кГц, а спектр АРП  $S(f)_{\text{арп}}$  – у смузі від 0 до 0,3 кГц (рис. 7.3).

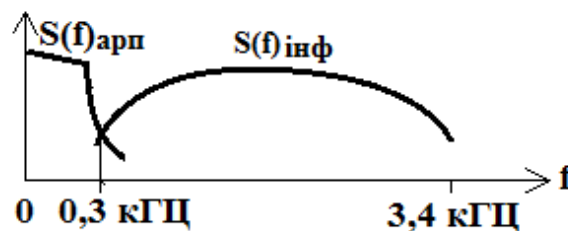


Рис. 7.3. Смуги АРП та інформаційного каналів

Без фільтра низьких частот зі смугою 0–0,3 кГц (рис. 7.3) система АРП буде діяти таким чином, що при будь-якій зміні амплітуди сигналу, тобто при потрібній амплітудній модуляції в інформаційному каналі, на його виході буде постійна напруга, тобто без фільтра АРП повністю пригнічує амплітудну модуляцію на виході інформаційного каналу. Така система є непридатною.

Розглянемо один із варіантів принципу дії виконавчих блоків АРП – підсилювачів 1, 2, 3.

На рис. 7.4 подано прохідні характеристики струму  $i_k$  та його крутості  $Y_{21}$  залежно від напруги на базі  $e_b$  транзистора.

Струм колектора  $i_k$  змінюється в транзисторі за квадратичним законом, а його крутість  $Y_{21}$  – відповідно за лінійним законом (рис. 7.4).



На базу транзистора подається зміщення  $E_{\delta \max} - ke_{\delta c}$ , залежне від вхідного сигналу  $e_{\delta c}$ , таке, що чим він менший, тим більшими є зміщення, крутість  $Y_{21}$  і сигнал на виході, і навпаки. Причому  $k = \frac{E_{\delta \max}}{e_{\delta \max}}$ ,  $e_{\delta \text{арп}} = ke_{\delta c}$ .

На ту саму базу подається також сигнал, який за рівнем значно менший за зміщення. І тому крутість транзистора керується саме зміщенням.

Очевидно, що малому вхідному сигналу відповідає велике зміщення і велике підсилення, і навпаки.

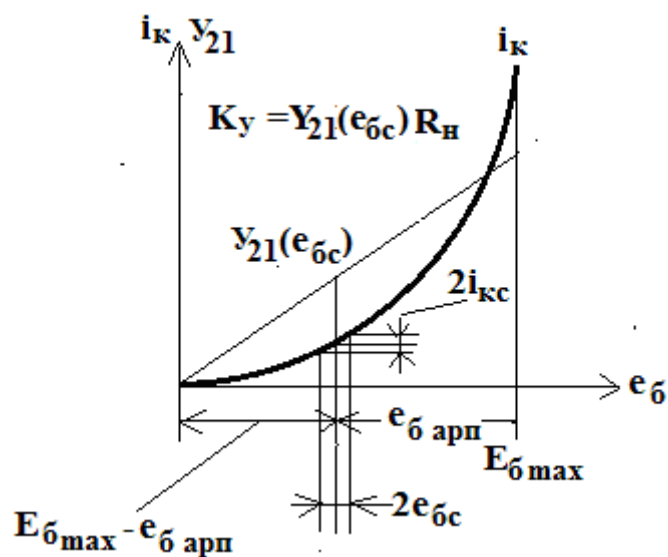


Рис. 7.4. Принцип керування підсиленням у транзисторі

Таким чином, усі підсилювачі, які охоплені зворотним зв'язком, повинні мати квадратичну характеристику струму, а отже, лінійну прохідну характеристику і підсилення. Причому напруга регулювання, як бачимо, значно перевищує амплітуду інформаційного сигналу.

Квадратична нелінійність вихідного струму транзистора майже не впливає на якість підсилення слабого сигналу. Але із зростанням номера за порядком підсилювача треба приділяти увагу потрібному зростанню його динамічного діапазону.

**Відносно великий динамічний діапазон все одно треба мати в підсилювачі радіочастоти, щоб уникнути можливості впливу нелінійностей за блокуванням, інтермодуляцією та перехресними спотвореннями.**

## 8. Слідкувальне фазове автопідстроювання частоти

### 8.1. Принцип дії фазового автопідстроювання частоти

Слідкувальним називають таке фазове автопідстроювання частоти (ФАПЧ), керований генератор якого відслідковує (повторює) зміни фази і частоти сигналу [1, 7].

**Призначенням ФАПЧ** є як слідкування за фазою або частотою гармонічного сигналу, так і вузькосмугова фільтрація сигналу на фоні завад на змінюваній несучій частоті. Іноді схему використовують як кутовий демодулятор.

**Перевагою ФАПЧ** є висока досяжна точність стеження за фазою сигналу при заданій її динаміці і широкий діапазон утримання частоти.

**Недоліком** є малий апріорний діапазон фази або частоти, який називається смугою захвату.

Блок-схему ФАП подано на рис. 8.1.

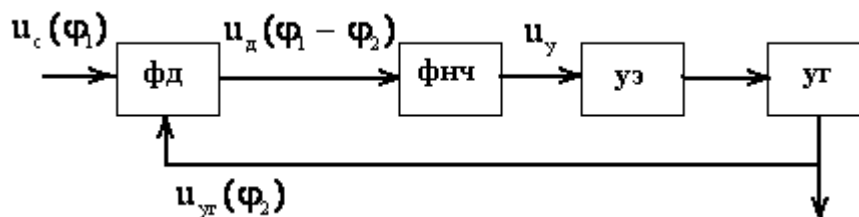


Рис. 8.1. Блок-схема ФАП

Принцип дії ФАП полягає у тому, що напруги сигналу і керованого генератора зі своєю фазою надходять на фазовий детектор. Фазовий детектор (ФД) виробляє на своєму виході (на вході ФНЧ) напругу, яка залежить від різниці фаз  $\varphi$ , майже пропорційна цій різниці (при малих значеннях різниці фаз) і надходить на ФНЧ. Напруга надходить на керуючий елемент, який змінює частоту керованого генератора так, щоб компенсувати різницю фаз.

Одним із найпростіших фазових детекторів є балансний фазовий детектор (рис. 8.2).

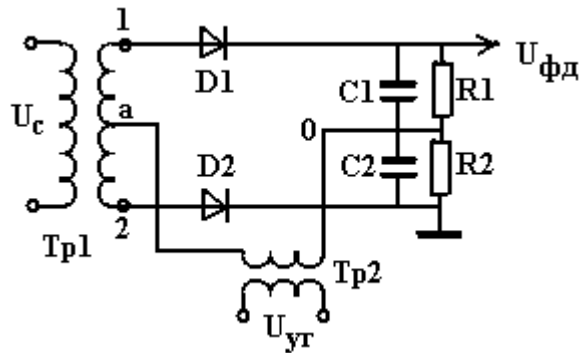


Рис. 8.2. Балансний фазовий детектор

Якщо уявити собі гармонічну напругу сигналу і керованого генератора у вигляді векторів у момент їх максимуму, то отримаємо векторну діаграму, де вектори зв'язані з потенціалами схеми балансного детектора (рис. 8.2), зазначеними точками 1, 2, а, 0. На векторній діаграмі рис. 8.3 різниця потенціалів між точками а і 0 відповідає амплітуді  $U_{уг}$  керувальної напруги в момент максимуму, між точками а і 1, а і 2 – половинам амплітуди  $U_c/2$  сигналу, між 1 і 0, 2 і 0 – амплітудам  $U_{д1}$ ,  $U_{д2}$  напруг у плечах фазового детектора, які детектуються. Після амплітудних детекторів випрямлені та згладжені напруги віднімаються. Їх різниця  $U_{фд}$  залежить від різниці фаз  $\varphi$ .

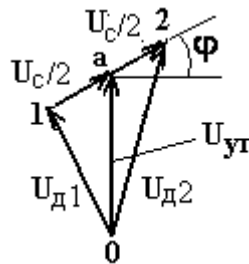


Рис. 8.3. Векторна діаграма фазового балансного детектора

З векторної діаграми рис. 8.3 видно, що вектори потенціалів у плечах фазового детектора, тобто на вході амплітудних детекторів, дорівнюють

$$\bar{U}_{d1} = \bar{U}_{уг} - \bar{U}_c / 2,$$

$$\bar{U}_{d2} = \bar{U}_{уг} + \bar{U}_c / 2.$$

Вектори зображені для будь-якого моменту часу, однак нас цікавлять амплітуди напруг  $U_{\partial 1}$ ,  $U_{\partial 2}$  в плечах фазового детектора, які можна визначити з відповідних трикутників  $0a_1$  і  $0a_2$ :

$$U_{\partial 1} = \sqrt{U_{y\partial}^2 + U_c^2 / 4 + U_{y\partial} U_c \cos(\pi / 2 + \varphi)},$$

$$U_{\partial 2} = \sqrt{U_{y\partial}^2 + U_c^2 / 4 + U_{y\partial} U_c \cos(\pi / 2 - \varphi)}.$$

Або

$$U_{\partial 1} = \sqrt{U_{y\partial}^2 + U_c^2 / 4 - U_{y\partial} U_c \sin \varphi},$$

$$U_{\partial 2} = \sqrt{U_{y\partial}^2 + U_c^2 / 4 + U_{y\partial} U_c \sin \varphi}.$$

Оскільки  $U_{y\partial} \gg U_c$ , то  $U_{\partial 1} \approx U_{y\partial} \sqrt{1 - \frac{U_c}{U_{y\partial}} \sin \varphi} \approx U_{y\partial} - U_c / 2 \sin \varphi$ .

Аналогічно до цього  $U_{\partial 2} = U_{y\partial} + U_c / 2 \sin \varphi$ .

Тому  $U_{\phi\partial} = U_{\partial 2} - U_{\partial 1} = U_c \sin \varphi$ .

З урахуванням втрат на амплітудне детектування

$$U_{\phi\partial} = k_{\phi\partial} U_c \sin \varphi, \tag{8.1}$$

де  $k_{\phi\partial} = 0,8$ .

Тоді характеристика фазового детектора буде мати вигляд нескінченної синусоїди (рис. 8.4).

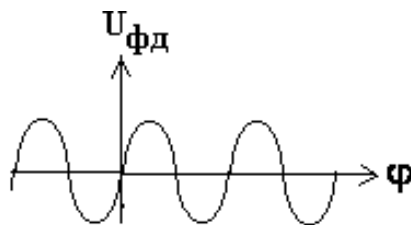


Рис. 8.4. Характеристика ФАП

ФНЧ призначений для вузькосмугової фільтрації гармонічного сигналу зі змінною фазою у шумах. Від смуги

пропускання ФНЧ (П) та виду частотної характеристики залежить похибка стеження за фазою і взагалі стійкість (незрив) стеження. З одного боку, чим меншою є смуга пропускання ФАП, тим менший рівень шумів буде діяти на керований генератор, а з другого боку, тим більшою буде постійна часу ФНЧ (інерційність ФАП), яка не буде встигати за зміною фази сигналу. Така похибка стеження за рахунок інерційності ФНЧ називається динамічною похибкою. При великій похибці можливий зрив супроводження за фазою.

У першому наближенні постійна часу  $\tau$ , яка визначає інерційність ФНЧ (і ФАП), розраховується таким чином:

$$\tau = \frac{1}{P}. \quad (8.2)$$

Якщо за час  $2-3\tau$  фаза сигналу зміниться на величину більшу за смугу захвату, то можливий зрив стабільного супроводження за фазою.

Точний час встановлення похибки можна оцінити, знаючи передавальну функцію ФНЧ  $F(p)$  для відомого сигналу.

Напруга з ФНЧ надходить на вхід керуючого елемента.

Керуючий елемент (КЕ) призначений для такого змінення фази (і частоти) сигналу керованого генератора (КГ), яке практично компенсує різницю частоти сигналу і керованого генератора. Тобто для точної компенсації різниці фаз потрібно відповідно змінити частоту КГ.

Керуючий елемент являє собою реактивність у складі коливального контуру керованого генератора, яка керується напругою з ФНЧ.

Зобразимо керуючу напругу як результат роботи ФД і ФНЧ:

$$u_0 = F(p)k_0 U_c \sin \varphi. \quad (8.3)$$

Зміну частоти КГ залежно від керуючої напруги намагаються реалізувати у вигляді непарної лінійної функції (рис. 8.5).

При нульовій різниці фаз вхідного сигналу, тобто при нульовій напрузі керуючого елемента, частота керованого генератора згідно з характеристикою рис. 8.5 або формулою (8.3), відповідає певній настройці КГ на задану середню за діапазоном частоту  $\omega_0$ .

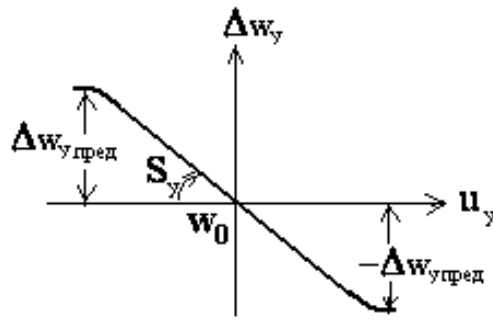


Рис. 8.5. Характеристика керуючого елемента

Тоді, знаючи крутість  $S_y$  характеристики керування частотою керованого генератора і максимальну керуючу напругу, можна визначити потрібний максимально можливий діапазон змінення його частоти,  $\Delta w_y = S_y u_{y \max}$ .

При цьому, якщо різниця фаз  $\varphi = \varphi - \varphi_0$  і відповідна керуюча напруга позитивні, то щоб компенсувати різницю фаз, частота генератора має бути більшою за частоту  $\omega_0$ .

## 8.2. Диференційне рівняння слідкувального ФАП

Характер процесів встановлення похибки супроводження настройки КГ за фазою для різних схем ФНЧ потребує більш детального розгляду.

Приріст частоти керованого генератора має бути відповідним до приросту різниці фаз сигналу, або приросту керуючої напруги:

$$p\varphi_y = S_y u_y, \quad (8.4)$$

де  $u_y = k_0 U_c F(p) \sin \varphi = KF(p) \sin \varphi$ ;  $K = k_0 U_c S_y$ .

Запишемо рівняння (8.4) залежно від різниці фаз  $\varphi$ , щоб оцінити похибку ФАП у стаціонарному режимі, коли фаза сигналу не змінюється.

Оскільки  $\varphi = \varphi - \varphi_0$ , то

$$p\varphi + KF(p) \sin \varphi = p\varphi_c. \quad (8.5)$$

При заданому розстроюванні сигналу за частотою  $p\varphi_c = \Delta\omega$  рішення цього рівняння легко може бути отримане лише для стаціонарного випадку, коли фаза не змінюється, тобто коли  $p\varphi = 0$  і коефіцієнт передачі  $F(p) = 1$ :

$$\varphi = \arcsin \frac{\Delta\omega}{K} . \quad (8.6)$$

Це рішення показує, що система має **постійну фазову похибку**, яка при малих розстроюваннях за частотою і великим  $K$  прямо пропорційна самому розстроюванню і обернено пропорційна коефіцієнту  $K$ . Цей коефіцієнт називається смугою утримання ФАП, тобто діапазоном змінення частоти керованого генератора в бік її збільшення або зменшення, оскільки напруга керування може мати різний знак.

Рівняння (8.5) є нелінійним і неоднорідним. Тому його загальне рішення може бути отримане тільки наближено.

Нескладно аналізувати якість ФАП і для випадку достатньо точного стеження ФАП за частотою сигналу, тобто для випадку малого діапазону змінення різниці фаз  $\varphi$ , коли  $\sin \varphi \approx \varphi$ .

Цей діапазон можна визначити з умови малості кубічного члена в розкладенні Маклорена або Тейлора при нульовому початковому значенні:

$$\sin \varphi \approx \varphi - \frac{\varphi^3}{12} + \dots$$

Потребуємо, щоб точність наближення до синуса відповідала приблизно 10 %:

$$\frac{\varphi^3}{12} \leq 0,1\varphi, \text{ або } \varphi \leq 1,1(\text{рад}), \text{ або } \varphi \leq 60^\circ .$$

Використовуючи це наближення, отримаємо лінійне неоднорідне рівняння

$$p\varphi + KF(p)\varphi = p\varphi_c . \quad (8.7)$$

Оскільки  $\varphi_c$  – це вхідна величина, а  $\varphi_{ye}$  – вихідна, зобразимо рівняння (8.7) у вигляді:

$$p\varphi_z + KF(p)\varphi_z = KF(p)\varphi_c. \quad (8.8)$$

Звідси коефіцієнт передачі дорівнює:

$$Y(p) = \frac{\varphi_z(p)}{\varphi_c(p)} = \frac{p\varphi_z(p)}{p\varphi_c(p)} = \frac{KF(p)}{p + KF(p)}, \quad (8.9)$$

а для похибки за фазою:

$$Y_\varphi(p) = 1 - Y(p) = \frac{p}{p + KF(p)}. \quad (8.10)$$

Тоді

$$\varphi(p) = \varphi_c(p) - \varphi_z(p) = Y_\varphi(p)\varphi_c(p). \quad (8.11)$$

Характеристичне рівняння контуру ФАП, яке визначає якість контуру ФАП, має вигляд:

$$p + KF(p) = 0.$$

### 8.3. ФАП без низькочастотного фільтра

Для найпростішого випадку, коли низькочастотного фільтра немає, відповідні коефіцієнти передачі дорівнюють:

$$Y(p) = \frac{K}{K + p} = \frac{1}{1 + T_1 p}, \quad (8.12)$$

$$Y_\varphi(p) = \frac{p}{K + p}. \quad (8.13)$$

Очевидно, що коефіцієнт передачі ФАП без фільтра (8.12) відповідає коефіцієнту передачі інерційного фільтра.

Зображення фазової похибки під час стрибка фази  $\varphi_c = \Delta\varphi/p$  може бути отримане з виразу (8.13) таким чином:

$$\varphi(p) = \frac{\Delta\varphi}{p} Y_\varphi(p) = \frac{1}{p + K} \Delta\varphi.$$



Звідси фазова похибка як функція часу дорівнює:

$$\varphi(t) = \Delta\varphi \exp(-Kt). \quad (8.14)$$

При стрибку частоти  $\varphi_c = \Delta\omega/p^2$ :

$$\varphi(t) = \frac{\Delta\omega}{K}(1 - \exp(-Kt)). \quad (8.15)$$

При  $t \rightarrow \infty$

$$\varphi(t) = \frac{\Delta\omega}{K}. \quad (8.16)$$

Ця фазова похибка є статичним фазовим розстроюванням. Це означає, що у кінці перехідного процесу фаза сигналу буде відрізнятися від фази керованого генератора не тільки на  $\frac{\pi}{2}$  (згідно з векторною діаграмою), але і на згадане значення статичної фазової похибки.

Однак ФАП має стежити за змінюваною частотою сигналу. Якщо частота змінюється за квадратичним законом  $\omega_n = \dot{a}_1 + \dot{a}_2 t + a_3 t^2$ , то зображення в операторній формі для частоти набуде вигляду:

$$\omega_c(p) = \frac{a_1}{p} + \frac{a_2}{p^2} + \frac{a_3}{p^3}, \quad (8.17)$$

а для фази –

$$\varphi_c(p) = \frac{a_1}{p^2} + \frac{a_2}{p^3} + \frac{a_3}{p^4}.$$

Зображення фазової похибки згідно з виразом (8.11) визначається таким чином:

$$\varphi_c(p) = \frac{p}{p+K} \left( \frac{a_1}{p^2} + \frac{a_2}{p^3} + \frac{a_3}{p^4} \right). \quad (8.18)$$

Щоб знайти динамічну похибку за фазою, треба використовувати перетворення Лапласа. Якщо при цьому врахувати першу і другу похідну закону змінення фази сигналу, то можна отримати

$$\varphi(t) = \frac{1}{K} \Delta\omega(t) - \frac{1}{K^2} \Delta\dot{\omega}(t) + \frac{1}{K^3} \Delta\ddot{\omega}(t) \quad (8.19)$$

Очевидно, що, крім статичної похибки за фазою, існують динамічні похибки за рахунок швидкості та прискорення змінення частоти. Причому, чим вище похідна, тим меншою є відповідна складова похибки. Очевидно, що в будь-якому випадку слід підвищувати коефіцієнт  $K$ .

Однак на слідкувальне ФАП, крім сигналу, діє також випадкова флуктуаційна завада. Рівень завади на виході ФАП можна оцінити за допомогою величини – шумової смуги  $\Delta F_{\sigma}$ .

$$\Delta F_{\sigma} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |Y(j\omega)|^2 d\omega \quad (8.20)$$

Визначимо смугу пропускання  $\Pi$  амплітудно-частотної характеристики ФАП на рівні 0,5:

$$|Y(j\omega)|^2 = \frac{K^2}{\omega^2 + K^2} = 0,5 \quad (8.21)$$

Звідси  $\Pi=K$ .

Підставивши вираз (8.21) у формулу (8.20), отримаємо  $\Delta F_{\sigma} = \frac{K}{2}$ .

**Звідси випливає**, що для підвищення завадостійкості (для боротьби із шумами) потрібно зменшувати коефіцієнт  $K$ , однак при цьому збільшується похибка за фазою. Це протиріччя не може бути у ФАП без фільтра нижніх частот. Тобто **ФАП без фільтра нижніх частот мало придатне для стеження за фазою сигналу**.

#### **8.4. ФАП із пропорційно-інтегрувальним фільтром низьких частот**

Для слідкувальних ФАП найкраще слід застосовувати більш складні ФНЧ, наприклад, пропорційно-інтегрувальні ФНЧ (рис. 8.6–8.8).

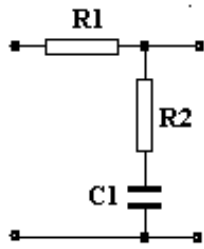


Рис.8.6. Пропорційно-інтегровальний фільтр із резистивним подільником

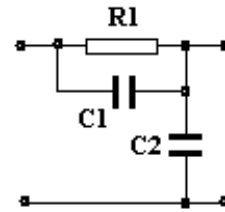


Рис. 8.7. Пропорційно-інтегровальний фільтр з ємнісним подільником

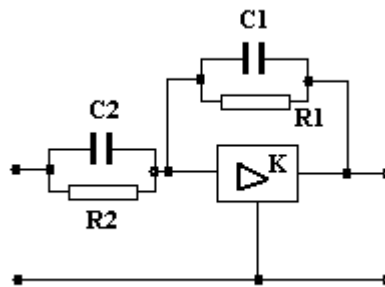


Рис. 8.8. Операційний підсилювач – пропорційно-інтегровальний фільтр

Передавальні функції ФНЧ перших двох фільтрів мають вигляд:

$$F(p) = \frac{1 + T_2 p}{1 + T_1 p}, \quad (8.22)$$

де  $T_2 = R_2 C_1$ ,  $T_1 = (R_1 + R_2) \tilde{N}_1$  – для першої схеми;  $T_1 = R_1 (C_1 + C_2)$  – для другої схеми.

Якщо підставити передавальну функцію пропорційно-інтегровального фільтра у рівняння (8.11) і врахувати стрибок фази на вході  $\frac{\Delta\varphi}{p}$ , то на виході слідкувального фільтра зображення похибки буде таким:

$$\varphi(p) = \frac{p^2 + \frac{\omega^2}{K} p}{p^2 + 2\xi\omega_0 p + \omega_i^2} \frac{\Delta\varphi}{p}. \quad (8.23)$$

Для більш простого інтегрувального фільтра нижніх частот  $T_2 = 0$ ,  $\omega_i^2 = \frac{K}{T_1}$  і  $2\xi = \frac{\omega_i}{K}$ .

Для цього випадку згасання дорівнює:

$$\xi = \frac{1}{2\sqrt{KT_1}}. \quad (8.24)$$

Смугу пропускання контуру ФАП для боротьби з флуктуаційною завадою доцільно зменшувати (при заданому  $K$ ). Це призводить до зменшення згасання (8.23), тобто до **значного підвищення коливального характеру контуру. Коливальний характер процесу встановлення похибки стеження за фазою сигналу небажані, оскільки зменшується стійкість ФАП.**

Оптимальним з точки зору перехідного процесу стеження за фазою сигналу вважається згасання, що дорівнює 0,5.

Якщо частотну характеристику, отриману з виразу (8.23), підставити у формулу (8.20), то при згасанні, що дорівнює 0,5, **отримаємо небажано більшу шумову смугу, що дорівнює  $K/2$**  для будь-якої інерційності  $T_1$ .

Шумова смуга велика і не змінюється при будь-якому згасанні (при будь-якій постійній часу ФНЧ  $T_1$ ), оскільки не змінюється площа під кривою квадрата модуля частотної характеристики ФАП (рис. 8.9) з інтегрувальним фільтром.

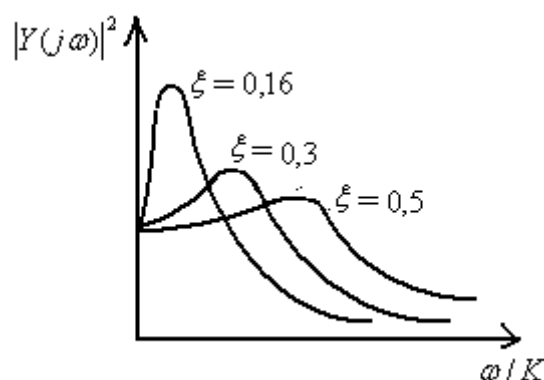


Рис. 8.9. Амплітудно-частотна характеристика ФАП з ФНЧ

Це означає, що **інтегрувальний фільтр нижніх частот непридатний для слідкувального ФАП [1], оскільки при малій похибці за фазою (тобто при великому коефіцієнті  $K$ ), при**

малому необхідному згасанні не забезпечується мала шумова смуга ФАП (мала завадостійкість).

У схемах, аналогічних до рис. 8.10, які містять резонансний контур або більш складні кола, можливе регулювання шумової смуги при великому  $K$  і при малому згасанні [1].

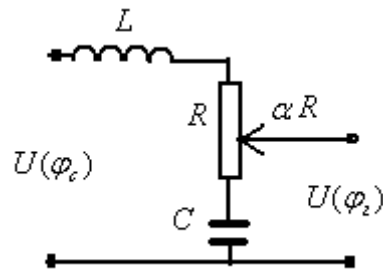


Рис. 8.10. Пропорційно-інтегровальний фільтр для ФАПЧ

У цьому випадку смуга пропускання чотириполюсника може регулюватись параметрами відповідно до формули

$$\omega^2 = \frac{2RK\alpha}{L}. \quad (8.25)$$

Таким чином, тільки використання у ФАП пропорційно-інтегровальних ФНЧ з резонансними контурами дає змогу слідкувальному ФАП за рахунок великого коефіцієнта  $K$  забезпечувати малі похибки стеження за фазою сигналу, за рахунок малої смуги пропускання – хорошу фільтрацію сигналу в умовах завад і кращий неколивальний характер перехідного процесу. Недоліком такого ФАП є незначне зниження його стійкості.

### Контрольні питання

1. Що таке «статична» похибка ФАПЧ?
2. Схема балансного ФД.
3. Характеристика ФД.
4. Що таке «пропорційно-інтегровальний» фільтр?
5. Передавальна функція пропорційно-інтегровального фільтра.
6. Передавальна функція ФАПЧ без ФНЧ.
7. Передавальна функція ФАПЧ з інтегровальним ФНЧ?
8. Передавальна функція ФАПЧ з пропорційно-інтегровальним фільтром.
9. Який фільтр більш придатний для слідкувального ФАПЧ?

## 9. Керуючі елементи ФАПЧ

### 9.1. Показники керуючих елементів

Керуючі елементи (КЕ) [7, 8] призначені для того, щоб змінити керований параметр об'єкта до розміру потрібного параметра, тобто щоб похибку регулювання зменшити до нуля.

Стосовно ФАПЧ керований об'єкт – це керований генератор, а керуючий елемент – це реактивність, яка має входити до складу резонансного контуру керованого генератора. Регулюючи реактивність, можна змінювати резонансну частоту контуру КГ.

Вимоги до якості КЕ (у складі КГ) такі:

- точність відтворення частоти;
- стабільність внесеної реактивності;
- мала споживча енергія;
- великий діапазон зміни частоти;
- висока чутливість до керуючої напруги;
- лінійність характеристики керування;
- лінійність внесеної реактивності;
- мала інерційність.

На сьогодні механічні КЕ використовуються рідко.

**Електронні КЕ (у складі контуру КГ) змінюють свою реактивність під впливом керуючої напруги на виході послідовно підключених фазового детектора, фільтра нижніх частот і на вході генератора, і тим самим змінюють частоту КГ.**

### 9.2. Принцип дії реактивної лампи

Ідея створення реактивного опору  $X_e$  реактивної лампи (РЛ) або транзистора полягає у тому, що фаза анодного струму  $I_a$  відносно анодної напруги  $U_a$  змінюється на  $\phi = \pm \frac{\pi}{2}$ . Тоді опір РЛ буде відповідно або індуктивним, або ємнісним:

$$X_e = \frac{U_a}{I_a} e^{j\phi}. \quad (9.1)$$

А розмір опору (9.1) регулюється керуючою напругою (рис. 9.1), від якої залежить анодний струм.

Скороченням АЕ позначається активний елемент, який може бути лампою чи транзистором. Замість реактивної лампи також може бути транзистор.

Можливі різновиди реактивної лампи (або транзистора), тобто можливі індуктивні реактивності  $X_1$ , або ємнісні, крім того, можливе розміщення елементів  $X_1$  та  $R$  так, як на рис. 9.1, або навпаки.

У будь-якому разі, щоб розмір струму фазозсувного кола не впливав на зсув фази РЛ, потрібно мати його значно меншим за анодний струм, а також опір  $X_1 \gg R$ .

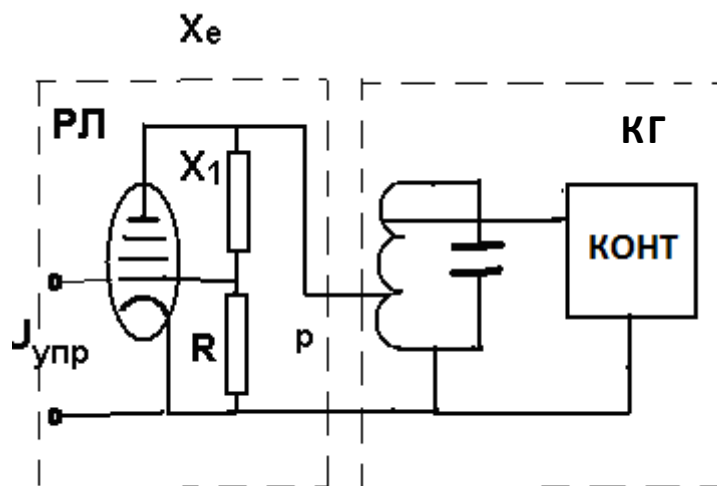


Рис. 9.1. Схема керованого генератора (КГ) з реактивною лампою (РЛ)

Реактивна лампа частково з коефіцієнтом  $\rho$  (рис. 9.1) підключається до контуру КГ.

Можливі два режими керування анодним струмом у РЛ або відповідним струмом для транзисторів: 1) режим зміни кута відсічки анодного струму; 2) режим керування крутістю прохідної характеристики  $S = \frac{dI_a}{dU_c}$  або для транзисторів –  $Y_{21}$ , де  $U_a \equiv U_0$ . У першому випадку керуюча напруга змінює кут відсічки і відповідно – струм першої гармоніки анодного струму  $I_{a1}$ , у другому випадку – тільки крутість РЛ.

У будь-якому разі

$$I_{a1} = S\nu(\theta)U_g. \quad (9.2)$$

Звідси

$$X_e = \frac{U_a}{S\nu(\theta)U_g} e^{j\phi} \quad (9.3)$$

та відносний діапазон регулювання частоти КГ:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{1}{2} p^2 \nu(\theta) \rho |K_\delta| \sin \phi, \quad (9.4)$$

де  $\rho, |K_\delta|$  – відповідно характеристичний опір контуру КГ та модуль коефіцієнта передачі фазозсувного кола.

З формули (9.4) випливає, що коефіцієнт підключення, характеристичний опір та модуль коефіцієнта фазозсувного кола слід підвищувати.

При цьому треба упевнитись у тому, що зсув фаз анодної напруги та анодного струму наближається до  $\frac{\pi}{2}$ . Побудуємо векторну діаграму струмів та напруг (рис. 9.2).

Анодна напруга і напруга фазозсувного кола збігаються за розміром і за фазою. Оскільки  $X_1 \gg R$ , то фазозсувне коло має ємнісний характер. Тоді струм у фазозсувному колі  $I_\delta$  випереджує напругу на ньому  $U_\delta$  майже на  $\frac{\pi}{2}$ .

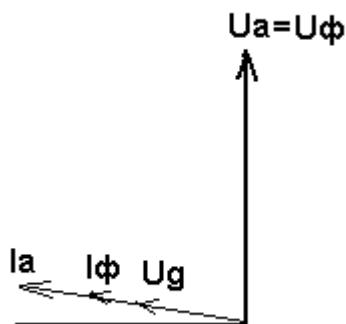


Рис. 9.2. Векторні діаграми струмів і напруг реактивної лампи

Більш детальний розгляд процесів ФАПЧ викладено у [3, 7, 8].



**Перевагами** схеми реактивного підсилювального елемента є простота регулювання, широкий діапазон частот і можливість симетричного використання одразу двох реактивностей.

**Недоліками** є: 1) складність схеми; 2) нелінійність характеристики.

### 9.3. Керуючий елемент на варикапі

**Більш простим** виконавчим пристроєм після фільтра може бути також пристрій на варикапі (рис. 9.3), у якого на вхід подається напруга  $X$ , пропорційна відхиленню фази керованого генератора від фази задавального сигналу, а на виході еквівалентна ємність  $Y$  підключена до коливального контуру керованого генератора і задає потрібну частоту за формулою Томпсона.

**Недоліками** схеми на варикапі є: 1) нелінійність шкали; 2) потрібний додатковий перетворювач діапазону фаз, де є негативні відхилення, у потрібну позитивну напругу  $X$ .

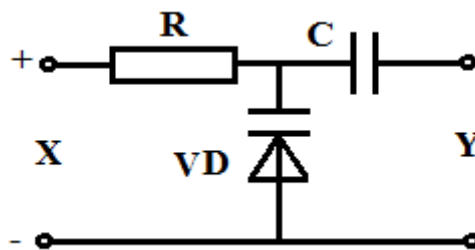


Рис. 9.3. Виконавчий пристрій на варикапі

#### Контрольні питання

1. Що називають керуючим елементом?
2. Якою є векторна діаграма реактивного елемента, якщо у фазозсувного кола активний опір переважає ємнісний, що є на базі транзистора?
3. Чому для реактивної лампи або транзистора потрібно, щоб була мала ємність зворотного зв'язку?
4. Як функціонує схема керування ємністю контуру ПГ у разі використання відсічки колекторного струму?
5. Як діє схема з реактивною ємністю на діоді варикапі?

## 10. Практичні схеми систем автоматичного керування (за матеріалами [7, 8])

Практичні схеми систем автоматичного керування подано на рис. 10.1–10.43.

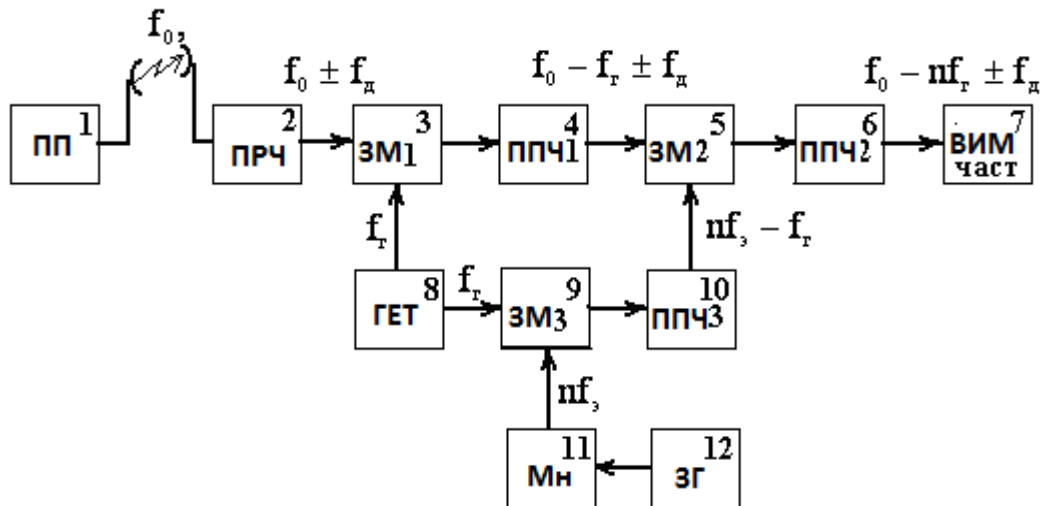


Рис. 10.1. Доплерівська система без запиту

На рис. 10.1 позначено: 1 – передавальний пристрій; 2 – підсилювач радіочастоти; 3, 5, 9 – змішувач; 4, 6, 10 – підсилювач проміжної частоти; 7 – вимірювач частоти; 8 – гетеродин; 11 – множник частоти; 12 – задавальний генератор.

У цій схемі приймача нестабільність частоти гетеродина не впливає на результат вимірювання частоти Доплера.

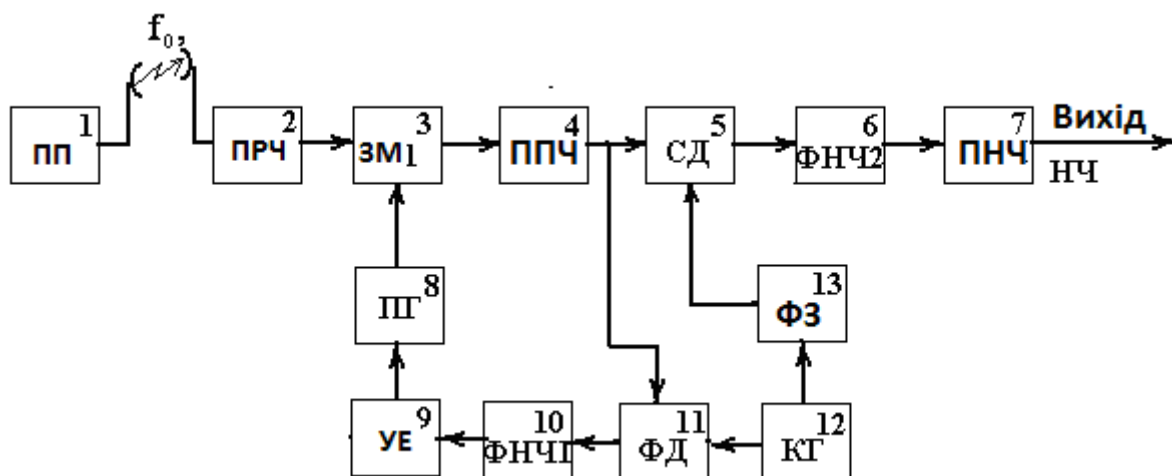


Рис. 10.2. Синхронний приймач АМ сигналів із залишком несучої частоти

На рис. 10.2 позначено: 1 – передавальний пристрій; 2 – підсилювач радіочастоти; 3 – змішувач; 4 – підсилювач проміжної частоти; 5 – синхронний детектор; 6, 10 – фільтр низьких частот; 7 – підсилювач низької частоти; 8 – перестроюваний гетеродин; 9 – керуючий елемент; 11 – фазовий детектор; 12 – кварцовий генератор; 13 – фазозсувний пристрій.

Синхронне детектування АМ сигналів дає змогу значно, у 2 рази, підвищити відношення потужностей сигналу до шуму і завадостійкість приймача, використати вибірковість ФНЧ для усунення завад, підвищити лінійність детектування. Однак для цього потрібна у приймальному тракті синхронізація частоти настроювання з несучою частотою сигналу, що приймається.

ФАПЧ виконує роль високоефективного вузькосмугового фільтра і підсилювача несучої частоти [7, 8].

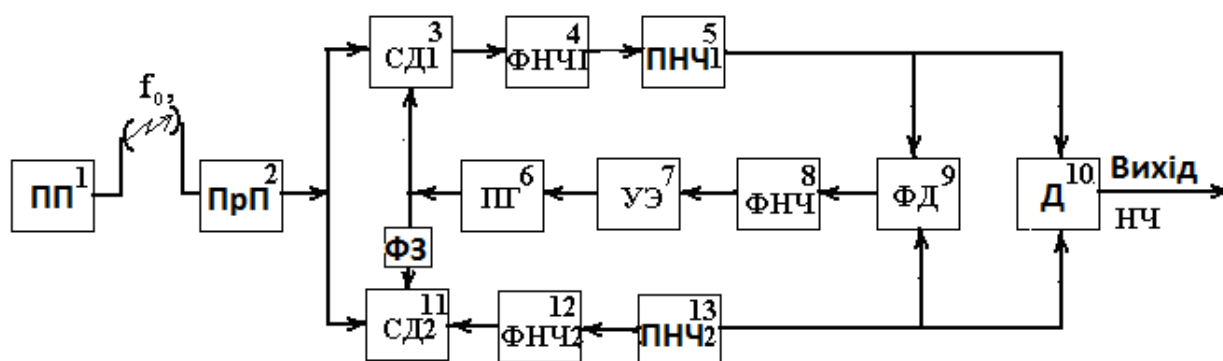


Рис. 10.3. Синхронний приймач АМ сигналів із повністю пригніченою несучою частотою (схема Костаса)

На рис. 10.3 позначено: 1 – передавальний пристрій; 2 – підсилювач радіочастоти; 3, 11 – синхронний детектор; 4, 8, 12 – фільтр низької частоти; 5, 13 – підсилювач низької частоти; 6 – перестроюваний гетеродин; 7 – керуючий елемент; 9 – фазовий детектор; 10 – додавач.

Сигнал несучої частоти можна зняти з ПГ.

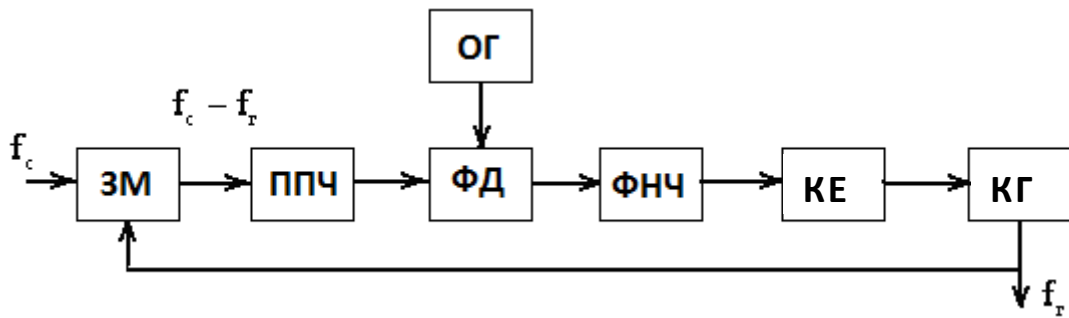


Рис. 10.4. ФАП із запізнюванням

На рис. 10.4 позначено: ЗМ – змішувач; ППЧ – підсилювач проміжної частоти; ФД – фазовий детектор; ОГ – опорний генератор; ФНЧ – фільтр низьких частот; КЕ – керуючий елемент; КГ – керований генератор.

Запізнювання вносить ППЧ при розстроюванні частоти прийнятого сигналу відносно частоти керованого генератора. Схема 1) підвищує завадостійкість; 2) ФД працює на більш низькій частоті з відфільтрованими завадами. Недолік – змінюється амплітуда і фаза сигналу на виході УПЧ.

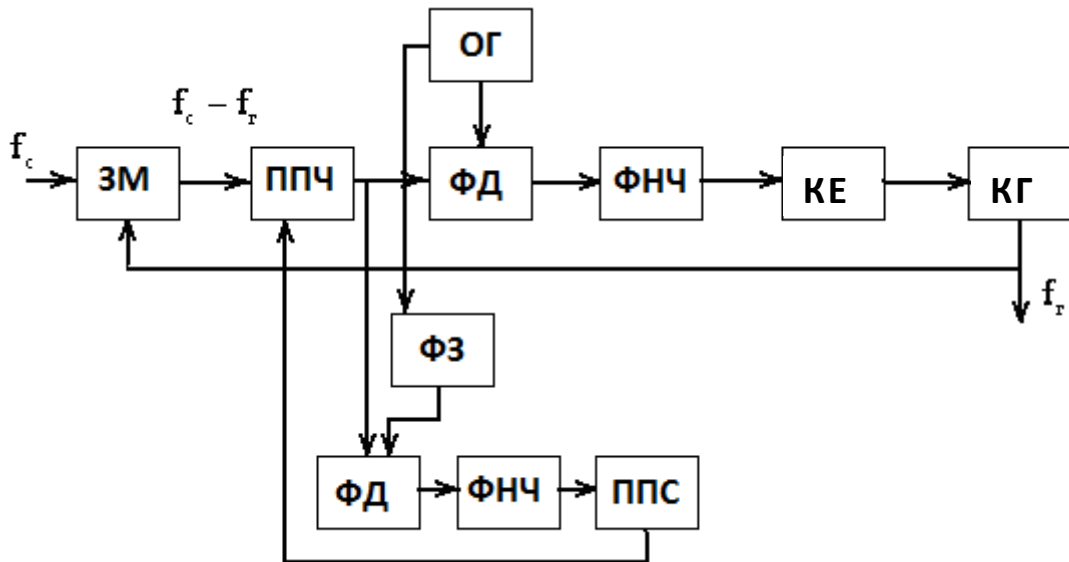


Рис. 10.5. ФАП із запізнюванням і з синхронним детектором і АРУ

На рис. 10.5 позначено: ЗМ – змішувач; ППЧ – підсилювач проміжної частоти; ФД – фазовий детектор; ФНЧ – фільтр

низької частоти; КЕ – керуючий елемент; КГ – керований генератор; ОГ – опорний генератор; ФЗ – фазозсувач; ППС – підсилювач постійного струму.

Синхронний детектор (ОГ, ФЗ, ФД) додає завадостійкість і точність визначенню амплітуди і призначений для автоматичного регулювання рівня сигналу на виході підсилювача проміжної частоти (ППЧ). Оскільки відхилення за фазою резонансної системи призводить до зміни амплітуди, то фазовий детектор потребує стабільної амплітуди.

Переваги: 1) висока завадостійкість; 2) ФД працює на більш низькій частоті; 3) підвищена смуга захвату. Недолік – складність схеми.

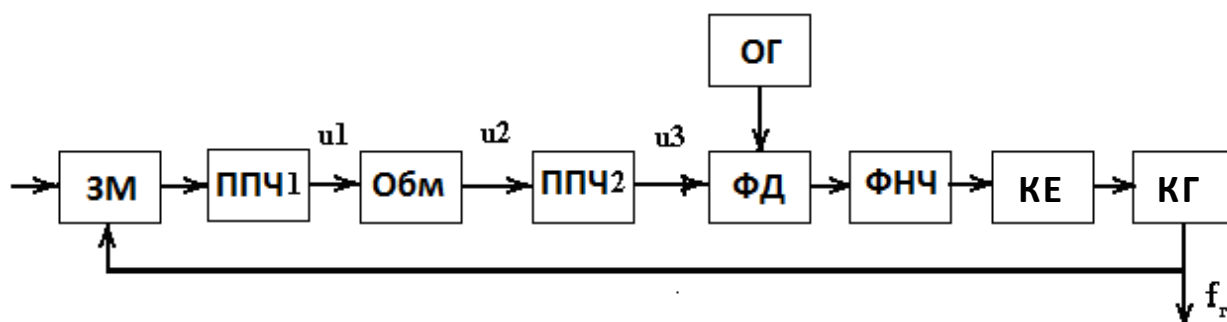


Рис. 10.6. ФАП із запізнюванням і з системою ШОУ для стабілізації амплітуди

На рис. 10.6 позначено: ЗМ – змішувач; ППЧ – підсилювач проміжної частоти; Обм – двосторонній обмежувач; ФД – фазовий детектор; ОГ – опорний генератор; ФНЧ – фільтр нижніх частот; КЕ – керуючий елемент; КГ – керований гетеродин.

Обмежувачі амплітуди і фільтри – ППЧ призначені для стабілізації амплітуди сигналу на вході ФД. Запізнювання обумовлено фільтрами – ППЧ. Схема має: 1) підвищену завадостійкість; 2) більшу смугу захвату; 3) ФД працює на більш низькій частоті. Недоліки – складність і більше запізнювання.

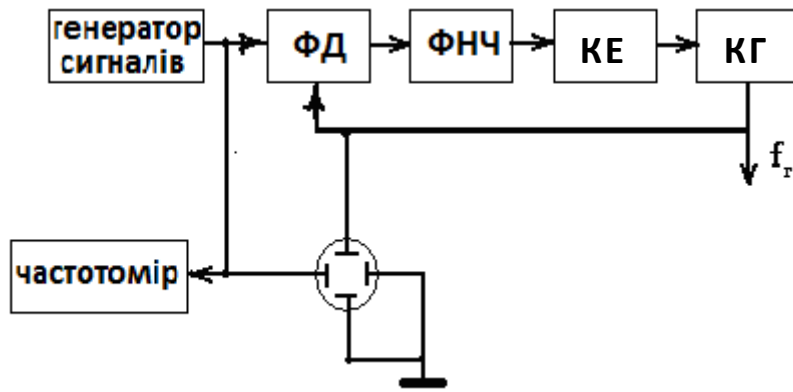


Рис. 10.7. Пристрій для визначення смуги утримання і захвату

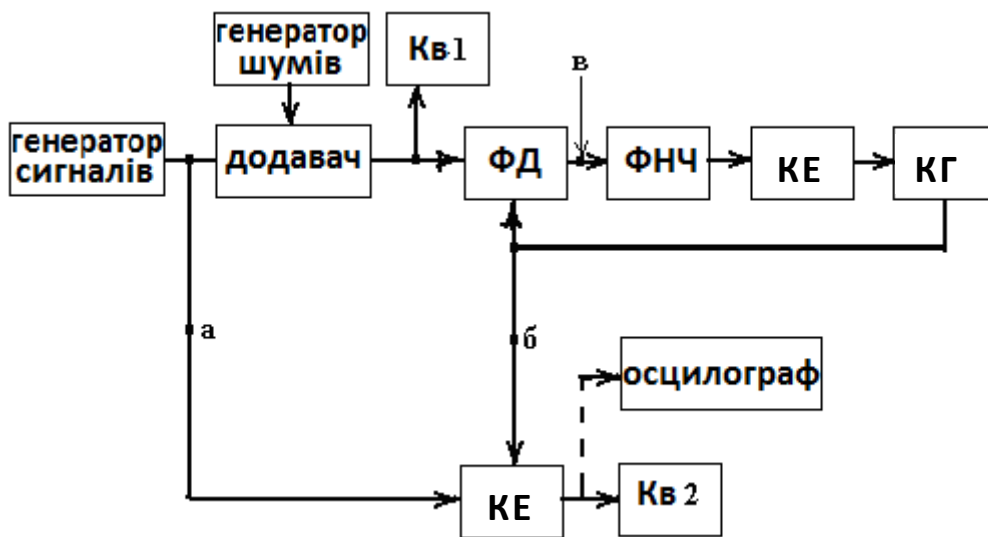


Рис. 10.8. Пристрій для оцінки впливу шумів

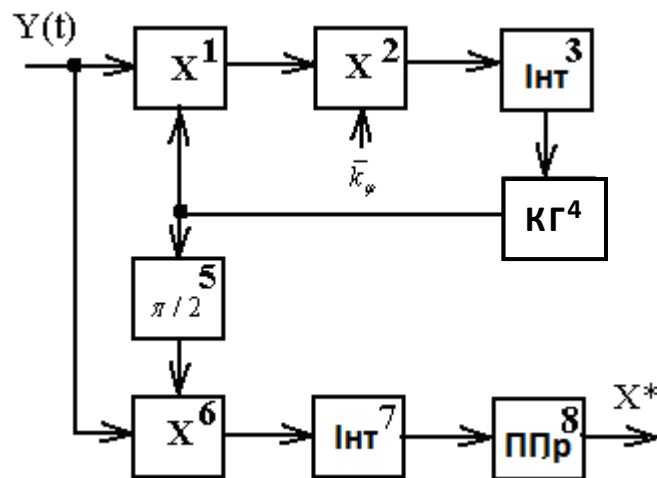


Рис. 10.9. Доплерівська система стеження за частотою (1-4) із синхронним каналом (5-8)

На рис. 10.9 позначено: 1, 2, 6 – перемножники  $X$ ; 3, 7 – інтегратор; КГ – керований генератор; 5 – фазозсувач; ППр – пороговий пристрій.

Забезпечує стеження за частотою, прийом АМ сигналів і заглушення шумів у  $\sqrt{2}$  разів.

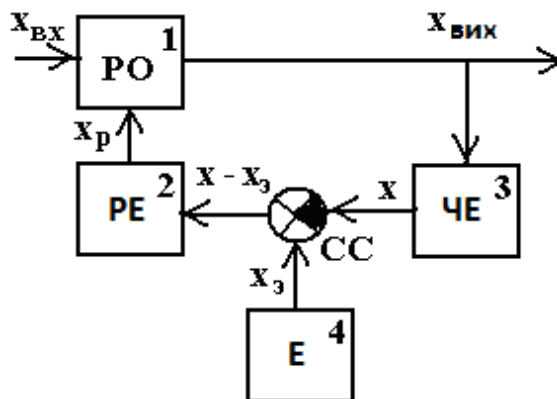


Рис. 10.10. Система автоматичного регулювання параметра

На рис. 10.10 позначено: РО – регульований об’єкт; РЕ – регулюючий елемент; ЧЕ – чутливий елемент; Е – еталон.

Система дає змогу підтримувати параметр  $X_{вих}$  на рівні еталона.

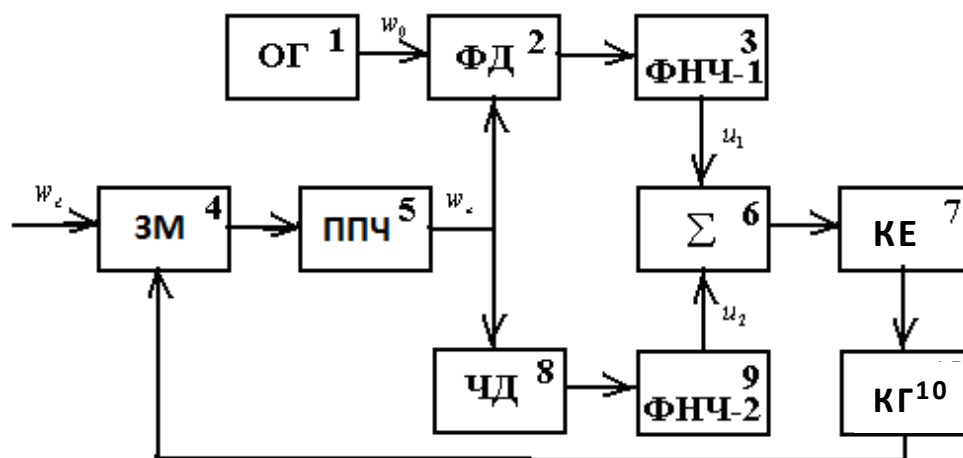


Рис. 10.11. Частотно-фазове автопідстроювання

На рис.10.11 позначено: ОГ – опорний генератор; ФД – фазовий детектор; ФНЧ – фільтр нижніх частот; ЗМ – змішувач; ППЧ – підсилювач проміжної частоти; ЧД – частотний детектор; КЕ – керуючий елемент; КГ – керований генератор.

Схема Євтянова С. І.: КГ стежить за фазою і частотою вхідного сигналу. Схема підвищує смугу і надійність захвату, покращує стабільність роботи. Недолік – складність схеми.

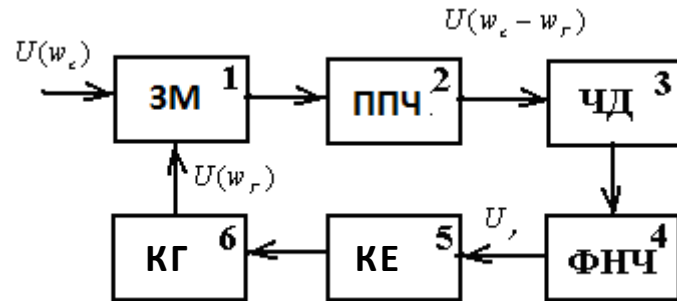


Рис. 10.12. Частотне автопідстроювання

На рис. 10.12 позначено: ЗМ – змішувач; ППЧ – підсилювач проміжної частоти; ЧД – частотний детектор; ФНЧ – фільтр нижніх частот; КЕ – керуючий елемент; КГ – керований гетеродин.

Схема має широку смугу захвату, добру завадостійкість, широку смугу утримання. Однак має меншу чутливість, ніж ФАП, і може мати потрібний астатизм тільки за рахунок ФНЧ.

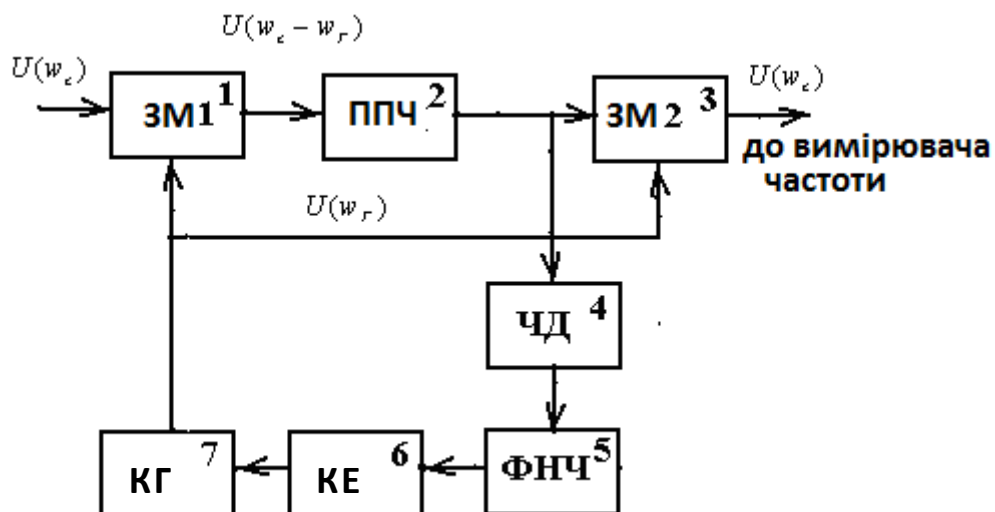


Рис. 10.13. Слідкувальний фільтр на основі ЧАП



На рис. 10.13 позначено: 1, 3 – змішувач; 2 – підсилювач проміжної частоти; 4 – частотний детектор; 5 – фільтр нижніх частот; 6 – керуючий елемент; 7 – керований генератор.

Схема має якість вузькосмугової фільтрації сигналу на фоні завад, високу вибірковість за сусіднім каналом і не потребує високої стабільності керованого генератора. Недоліки такі самі, як у ЧД.

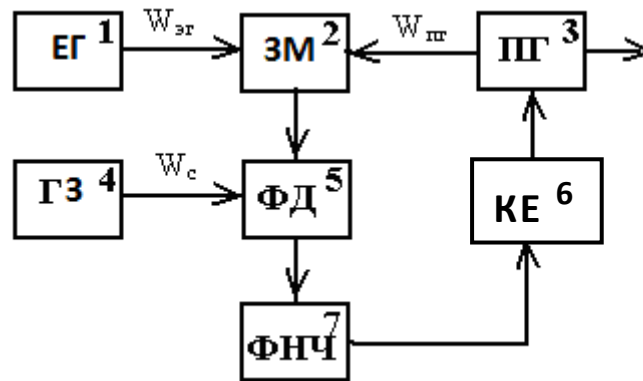


Рис. 10.14. ФАПЧ, що працює за вторинним биттям

На рис. 10.14 позначено: 1 – еталонний генератор; 2 – змішувач; 3 – перестроюваний генератор; 4 – генератор зсуву; 5 – фазовий детектор; 6 – керуючий елемент; 7 – фільтр нижніх частот.

ФАПЧ, яке працює за вторинним биттям, дає змогу плавно або дискретно змінювати частоту підстроюваного генератора, добре заглушує побічні коливання на його виході і не потребує застосування високочастотних фільтрів.

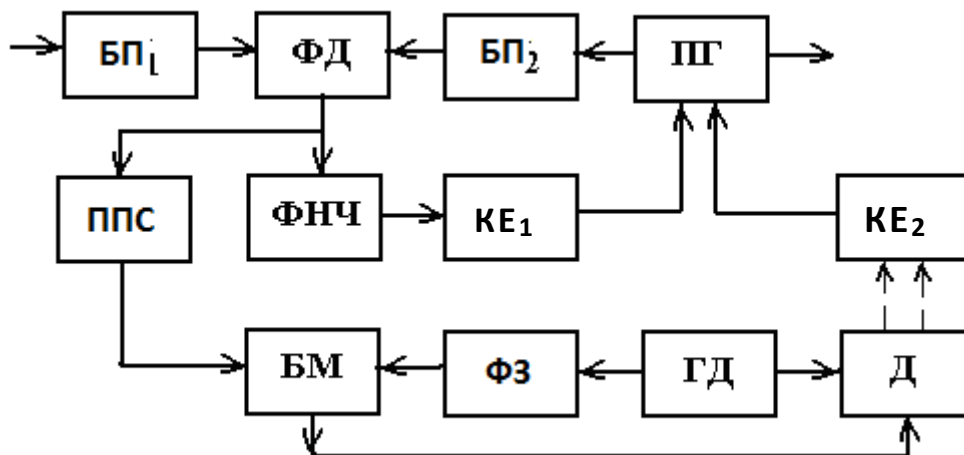


Рис. 10.15. ФАПЧ з підвищеною фазовою точністю

На рис. 10.15 позначено: БП – буферний підсилювач; ФД – фазовий детектор; ПГ – перестроюваний генератор; ППС – підсилювач постійного струму; ФНЧ – фільтр низьких частот; КЕ – керуючий елемент; БМ – балансний модулятор; ФЗ – фазозсувач; ГД – генератор-двигун; Д – двигун.

При прийманні двосмугових або двоканальних сигналів, при прийманні ФМ і ЧМ сигналів з відновленням несучої частоти, у телеметрії, у системі синхронного мовлення, у системах стиску і відновлення спектра мовних сигналів потрібно відновлювати синусоїдальний еталонний сигнал без помилок не тільки за частотою, але і за фазою. Схема містить у колі зворотного зв'язку паралельний інтегратор у вигляді електродвигуна, який повертає ротор конденсатора у контурі ПГ. При цьому кут повороту (і ємність) пропорційний напрузі з виходу ФД. Таким чином, підвищується астатизм ФАП.

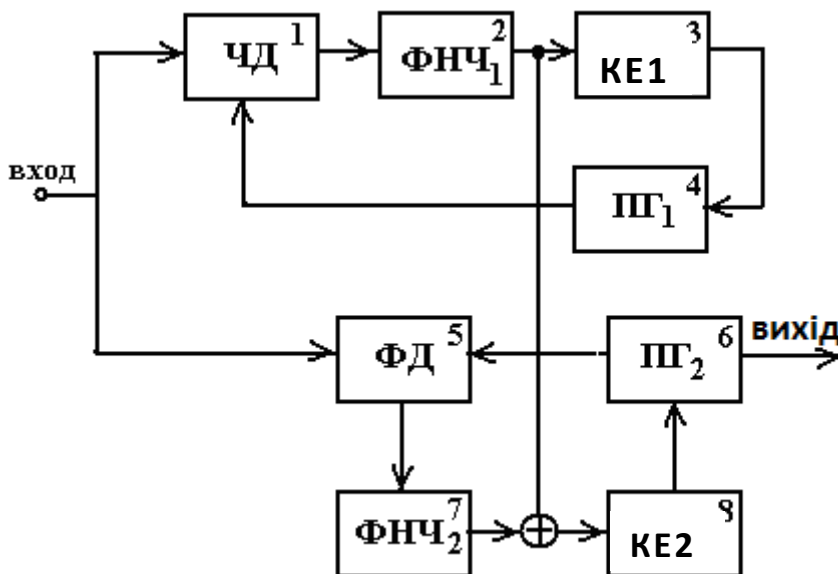


Рис. 10.16. Комбінована система ЧАП – ФАПЧ

На рис. 10.16 позначено: 1 – частотний детектор; 2, 7 – фільтр низьких частот; 3, 8 – керуючий елемент; 4, 6 – перестроюваний генератор; 5 – фазовий детектор.

Схема Євтянова С. І. використовується для підвищення швидкодії, а також при великих коливаннях частоти еталонного сигналу і для зменшення фазової похибки.

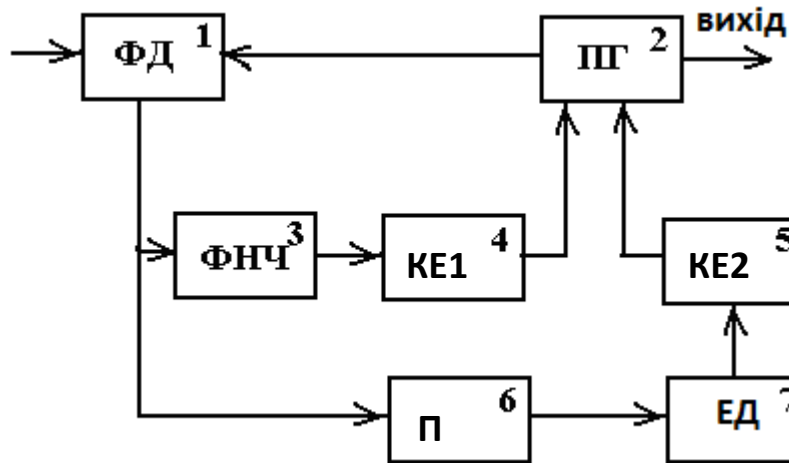


Рис. 10.17. ФАПЧ з інтегруючим електродвигуном

На рис. 10.17 позначено: 1 – фазовий детектор; 2 перестроюваний генератор; 3 – фільтр низьких частот; 4, 5 – керуючий елемент; 6 – підсилювач; 7 – електродвигун.

У коло зворотного зв'язку паралельно підключена схема з електродвигуном, яка являє собою практично ідеальний інтегратор.

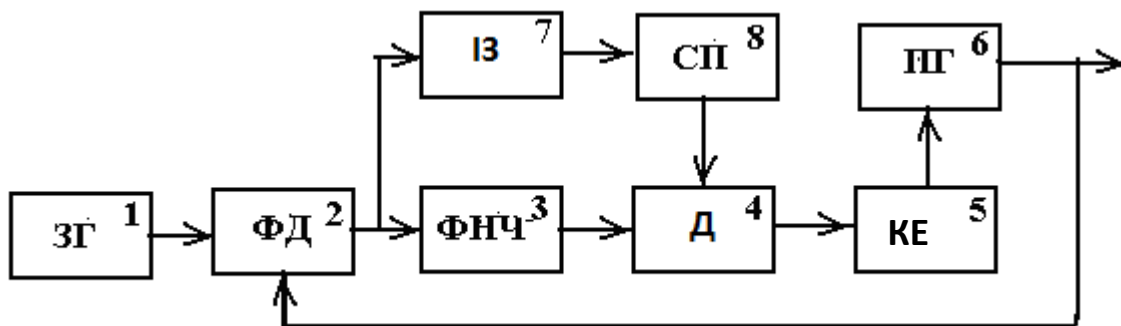


Рис. 10.18. Пошукова схема ФАПЧ у колі зворотного зв'язку

На рис. 10.18 позначено: 1 – задавальний генератор; 2 – фазовий детектор; 3 – фільтр низької частоти; 4 – додавач; 5 – керуючий елемент; 6 – перестроюваний генератор; 7 – індикатор захвату; 8 – система пошуку.

Для послаблення протиріччя між розширенням смуги захвату і підвищенням фільтрувальної спроможності ФАПЧ змінюють частоту ПГ, що дає змогу забезпечити умови захвату. СП – система пошуку, ІЗ – індикатор захвату.

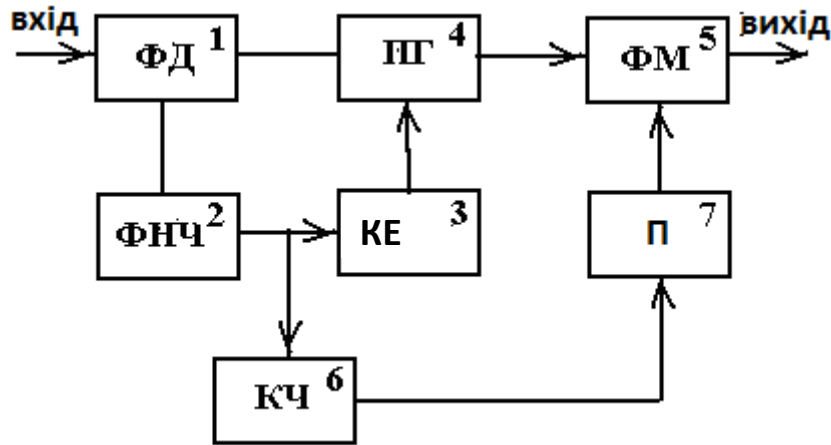


Рис. 10.19. ФАПЧ із компенсацією завад

На рис. 10.19 позначено: 1 – фазовий детектор; 2 – фільтр низької частоти; 3 – керуючий елемент; 4 – перестроюваний генератор; 5 – фазовий модулятор; 6 – коригувальний чотирьополіусник; 7 – підсилювач.

Вирішення протиріччя між вимогами широкої смуги захвату і її завадостійкістю можливе не тільки за рахунок розширення смуги захвату при постійній фільтрувальній спроможності, але і за рахунок зниження шумової смуги системи при постійній смузі захвату. Це принцип компенсації Г. В. Щипанова. КЧ – коригувальний чотирьополіусник; П – підсилювач; ФМ – фазовий модулятор. Якщо еталонний сигнал модульований завадою, то на вході КЕ виникає деяка змінна напруга завади. Ця напруга викликає паразитну модуляцію частоти ПГ. Якщо внести в коливання фазовий зсув, то можна компенсувати вплив завади.

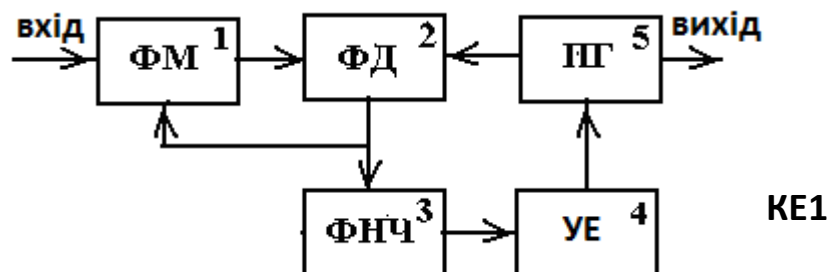


Рис. 10.20. ФАПЧ із фазовим модулятором перед ФД

На рис. 10.20 позначено: 1 – фазовий модулятор; 2 – фазовий детектор; 3 – фільтр низьких частот; 4 – керуючий елемент; 5 – перестроюваний генератор.

Схема з двома петлями зворотного зв'язку.

Наявність додаткового ФМ призводить до підвищення постійної часу кільця ФАПЧ, а отже, до звуження шумової смуги системи при тій самій широкій смузі захвату.

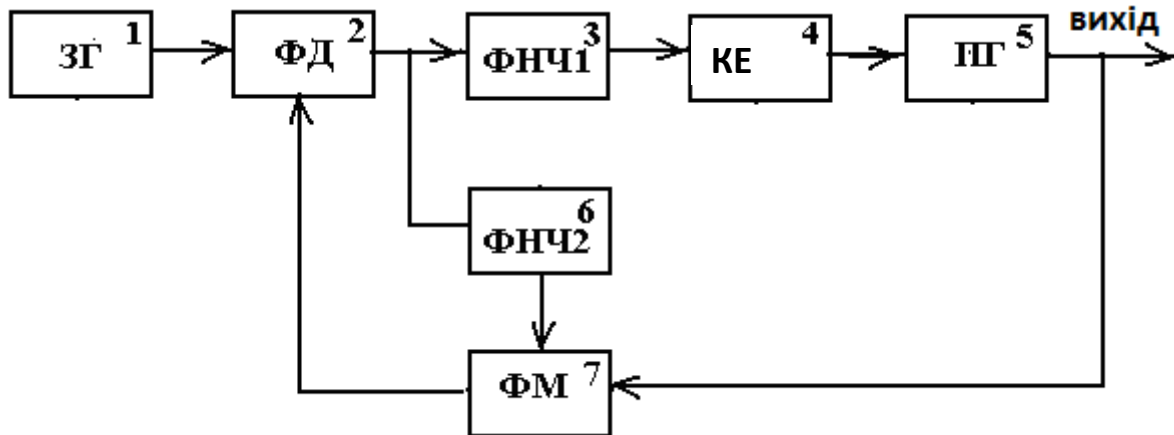


Рис. 10.21. ФАПЧ із фазовим модулятором у колі зворотного зв'язку

На рис. 10.21 позначено: 1 – задавальний генератор; 2 – фазовий детектор; 3, 6 – фільтр низьких частот; 4 – керуючий елемент; 5 – перестроюваний генератор, 7 – фазовий модулятор.

Послабити протиріччя між смугою захвату і шумовою смугою системи можна також за допомогою ФАПЧ із ФМ, включеним у коло зворотного зв'язку. Параметри можна підібрати так, щоб забезпечити малу інерційність петлі зворотного зв'язку і послідовно – широку смугу захвату, але, з іншого боку – більшу інерційність кола керування і отже, вузьку шумову смугу.

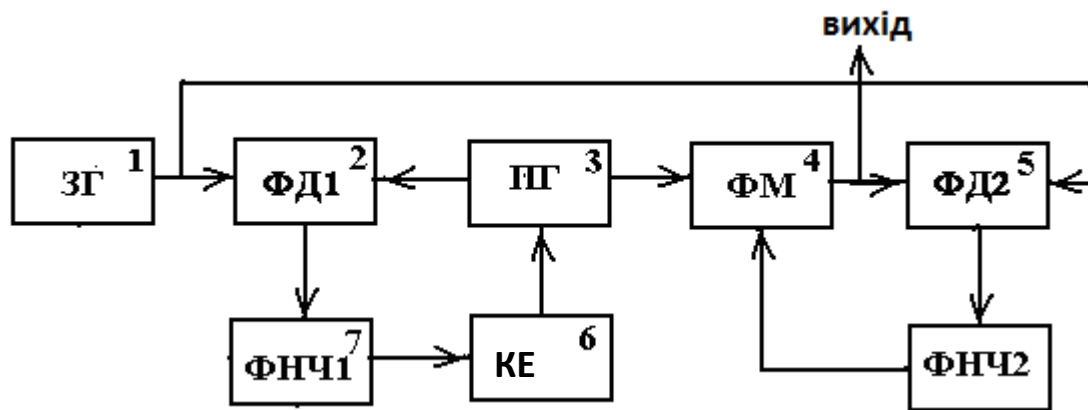


Рис. 10.22. ФАПЧ з додатковим кільцем авторегулювання

На рис. 10.22 позначено: 1 – задавальний генератор; 2, 5 – фазовий детектор; 3 – перестроюваний генератор; 4 – фазовий модулятор; 6 – керуючий елемент; 7 – фільтр низьких частот.

Це більш точна схема, тому що має більш глибокий негативний зворотний зв'язок. Фактично тут два вимірювача різниці фаз і два регулятори одночасно.

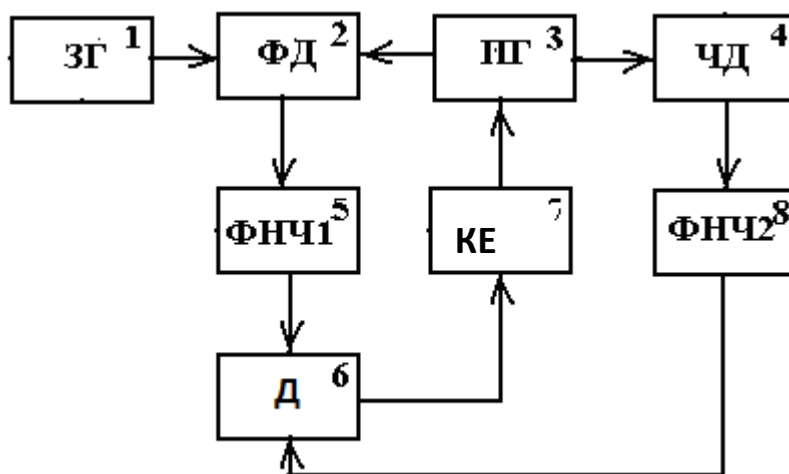


Рис. 10.23. Частотно-фазове автопідстроювання

На рис. 10.23 позначено: 1 – задавальний генератор; 2 – фазовий детектор; 3 – перестроюваний генератор; 4 – частотний детектор; 5, 8 – фільтр низьких частот; 6 – додавач; 7 – керуючий елемент.

Покращення ЧФАПЧ пов'язане з введенням у систему регулювання сигналу, який пропорційний похідній похибці. Це схема Д. Річмана і т. д. При використанні звичайного ЧД усувається можливість проникнення через нього завад із входу

системи, але сам детектор вносить деяке початкове розстроювання внаслідок нестабільності частоти ПГ.

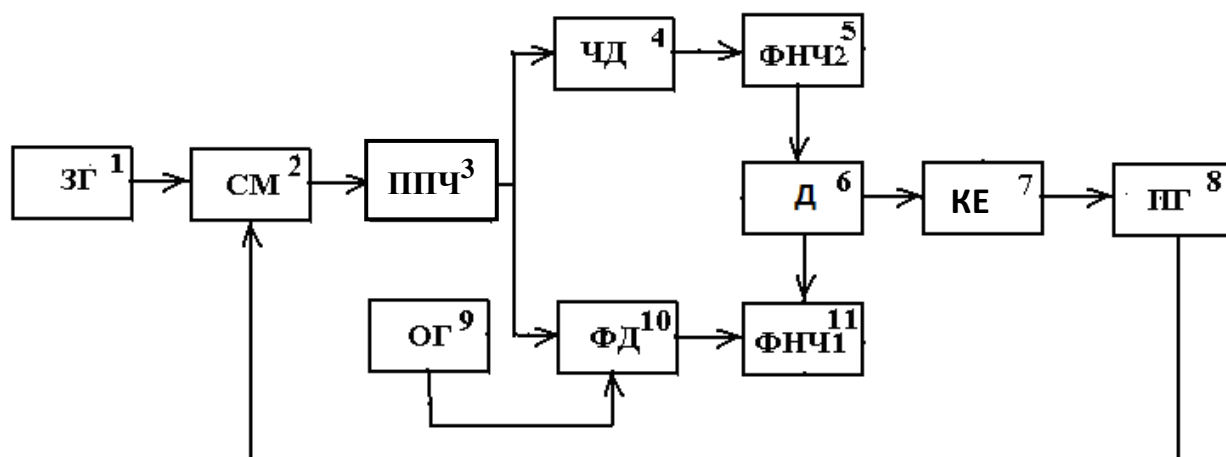


Рис. 10.24. ЧФАПЧ на проміжній частоті

На рис. 10.24 позначено: 1 – задавальний генератор; 2 – змішувач; 3 – підсилювач проміжної частоти; 4 – частотний детектор; 5, 11 – фільтр низької частоти; 6 – додавач; 7 – керуючий елемент; 8 – перестроюваний генератор; 9 – опорний генератор; 10 – фазовий детектор.

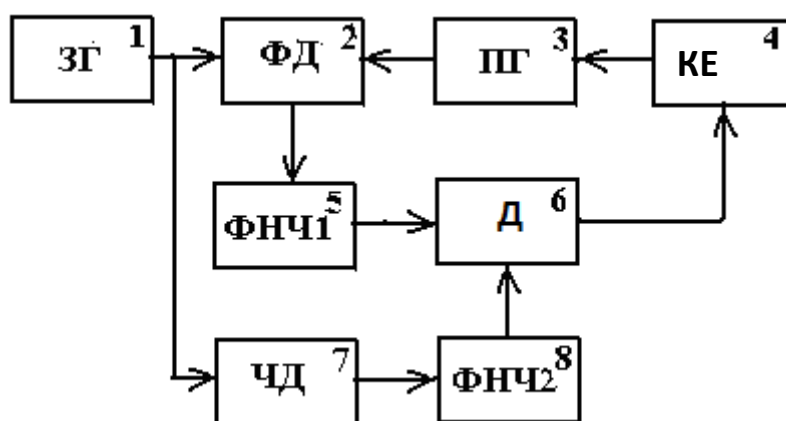


Рис. 10.25. ФАПЧ із комбінованим керуванням з частотним детектором

На рис. 10.25 позначено: 1 – задавальний генератор; 2 – фазовий детектор; 3 – перестроюваний генератор; 4 – керуючий

елемент; 5, 8 – фільтр низьких частот; 6 – додавач; 7 – частотний детектор.

При певному виборі параметрів система з комбінованим керуванням дає змогу повністю компенсувати зміну частоти еталонного сигналу, тобто створити систему, близьку до астатичної. Якщо, крім того, добитись однакової залежності частоти ЧД і частоти ПГ при розімкнутій петлі ФАПЧ від різних факторів, то можлива додаткова компенсація їх дії на початкове розстроювання в кільці ФАПЧ.

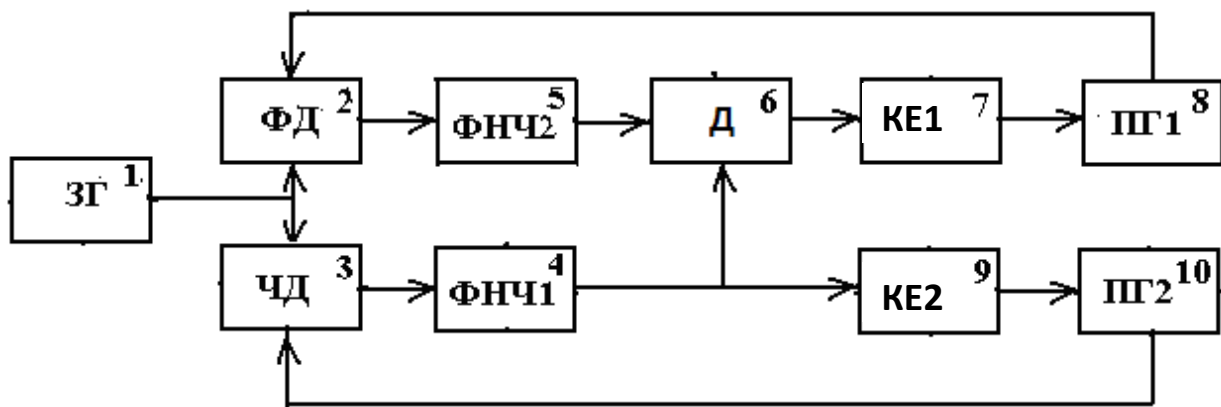


Рис. 10.26. ФАПЧ із комбінованим керуванням з частотним автопідстроюванням

На рис. 10.26 позначено: 1 – задавальний генератор; 2 – фазовий детектор; 3 – частотний детектор; 4, 5 – фільтр низьких частот; 6 – додавач; 7, 9 – керуючий елемент; 8, 10 – перестроюваний генератор.



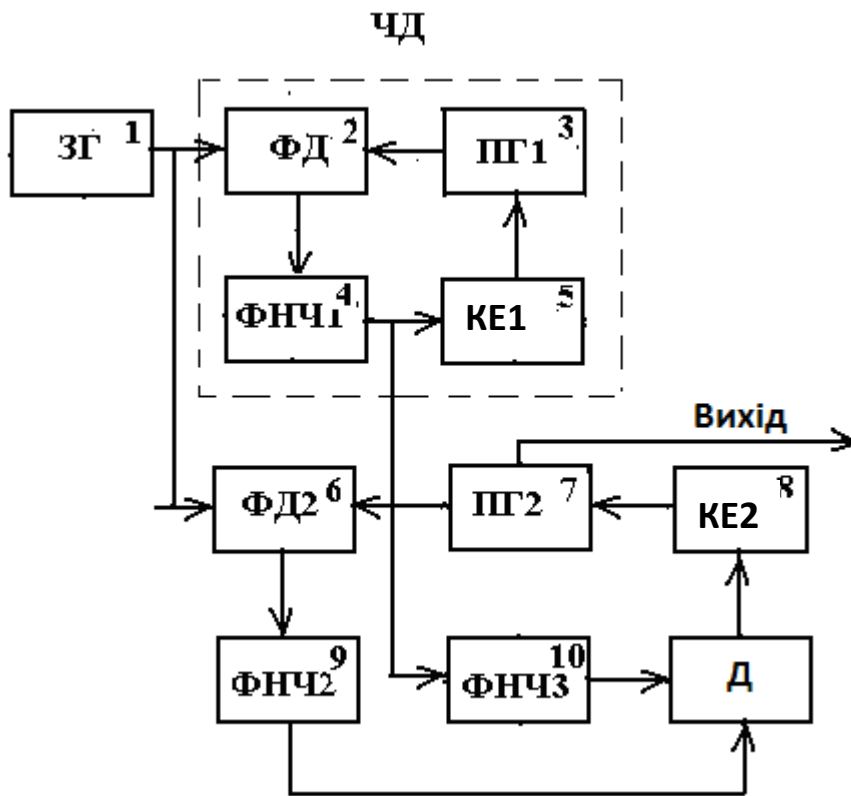


Рис. 10.27. ФАПЧ із комбінованим керуванням з фазовим автопідстроюванням

На рис. 10.27 позначено: 1 – задавальний генератор; 2, 6 – фазовий детектор; 3, 7 – перестроюваний генератор; 4, 9 – фільтр низької частоти; 5, 8 – керуючий елемент; 7 – додавач.

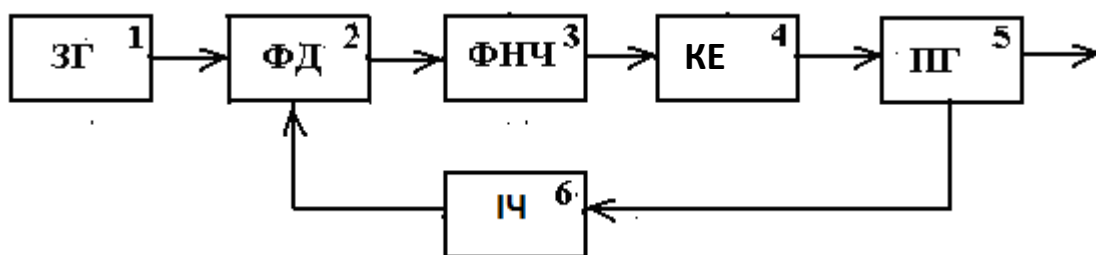


Рис. 10.28. ФАПЧ з інерційним колом зворотного зв'язку

На рис. 10. 28 позначено: 1 – задавальний генератор; 2 – фазовий детектор; 3 – фільтр низької частоти; 4 – керуючий елемент; 5 – перестроюваний генератор; 6 – інерційний чотириполюсник.

Такі системи ФАПЧ трапляються в синтезаторах частот, у приймальних пристроях, коли в коло зворотного зв'язку включається смуговий підсилювач, при використанні в колі зворотного зв'язку подільвачів і множників частоти і т. д. ПЧ – інерційний чотириполосник.

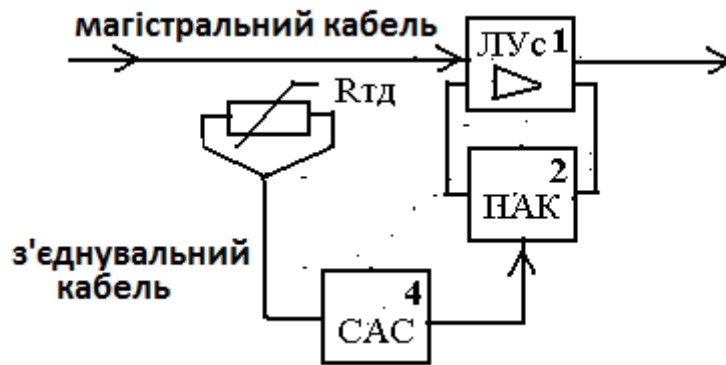


Рис. 10.29. Терморегулятор згасання магістрального кабелю

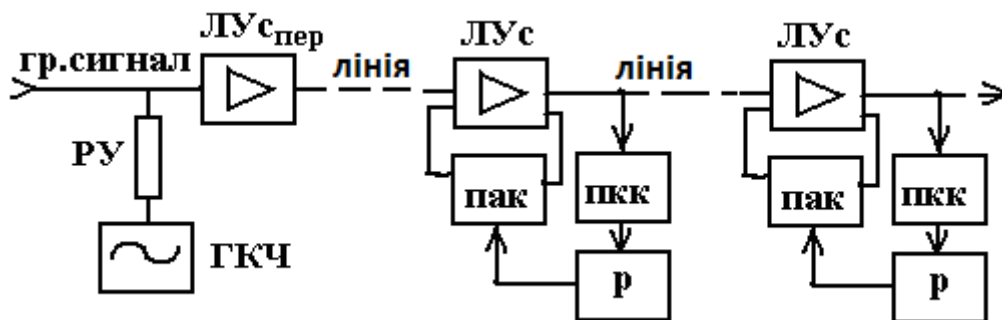


Рис. 10.30. Система автоматичного регулювання рівнів сигналу

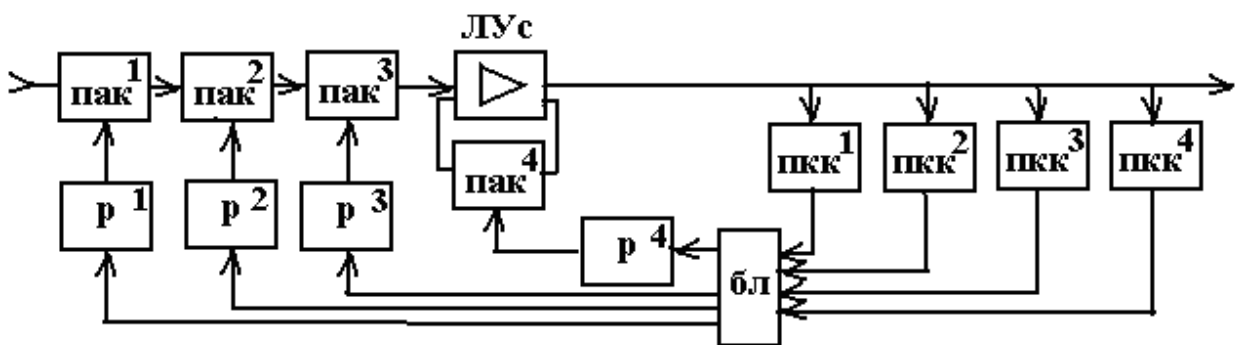


Рис. 10.31. Система автоматичного регулювання підсилення

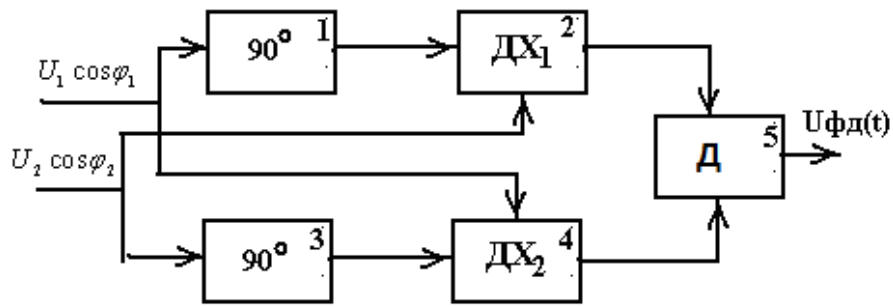


Рис. 10.32. ФД із датчиками Холла

На рис. 10.32 позначено: 1 – фазозсувач на  $90^\circ$ ; 2, 4 – датчик Холла; 5 – додавач.

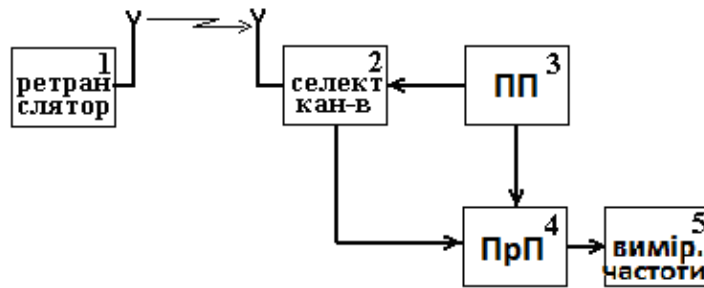


Рис. 10.33. Система запиту

На рис. 10.33 позначено: 1 – ретранслятор; 2 – селектор каналів; 3 – передавач; 4 – приймач; 5 – вимірювач частоти.

Тут використовується один стабільний наземний генератор. Вимоги до генератора щодо довгочасової стабільності знижуються.

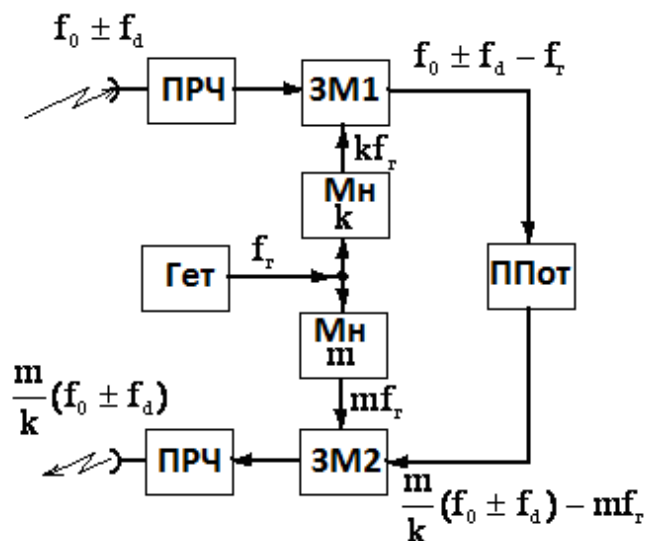


Рис. 10.34. Бортовий приймач-передавач із розв'язкою за частотою

На рис. 10.34 позначено: ПРЧ – підсилювач радіочастоти; ЗМ – змішувач; Мн – множник частоти; ППот – підсилювач потужності; Гет – гетеродин.



Рис. 10.35. Схема фільтрації Пістолькорса (1933 р.)



Рис. 10.36. Схема фільтрації Пістолькорса (1937 р.)

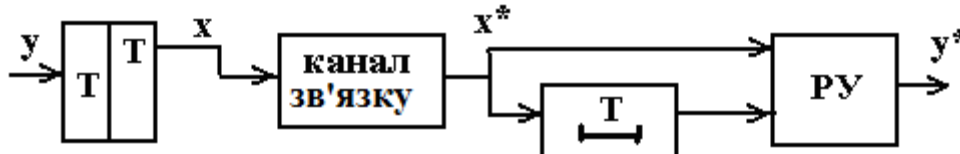


Рис. 10.37. Одноразова ОФТ

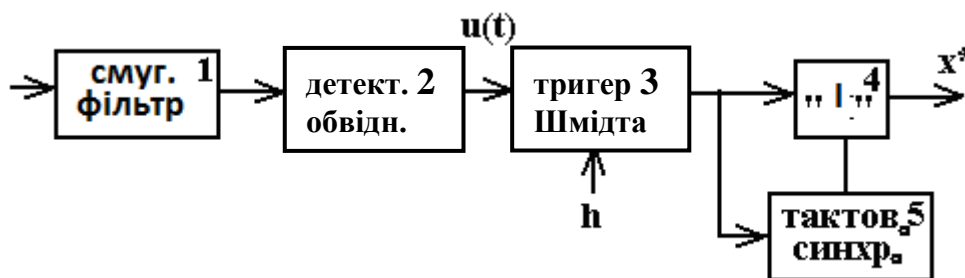


Рис. 10.38. Амплітудна маніпуляція

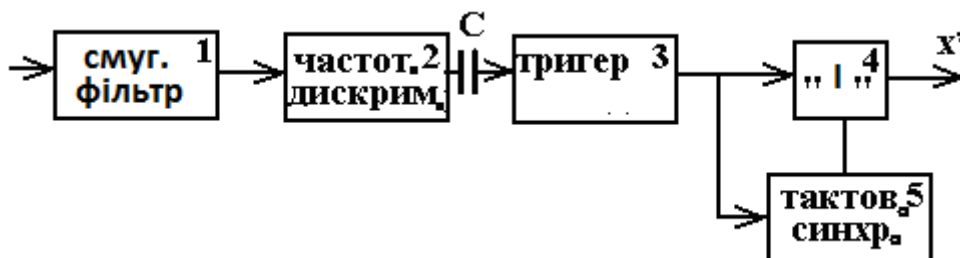


Рис. 10.39. Когерентна частотна маніпуляція

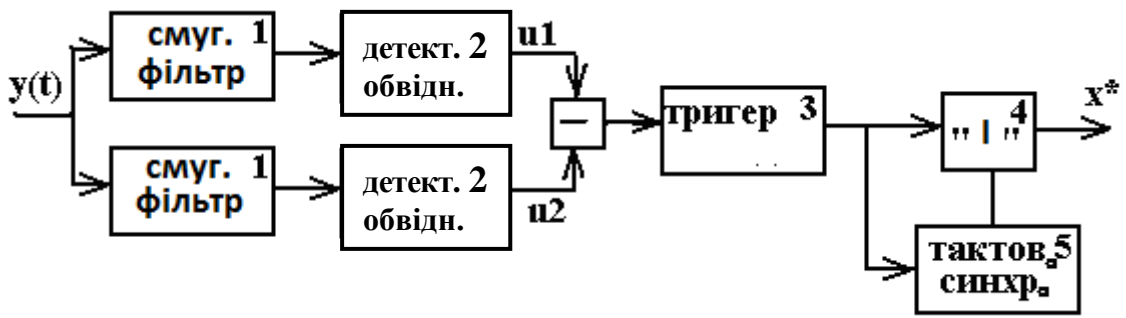


Рис. 10.40. Некогерентна частотна маніпуляція

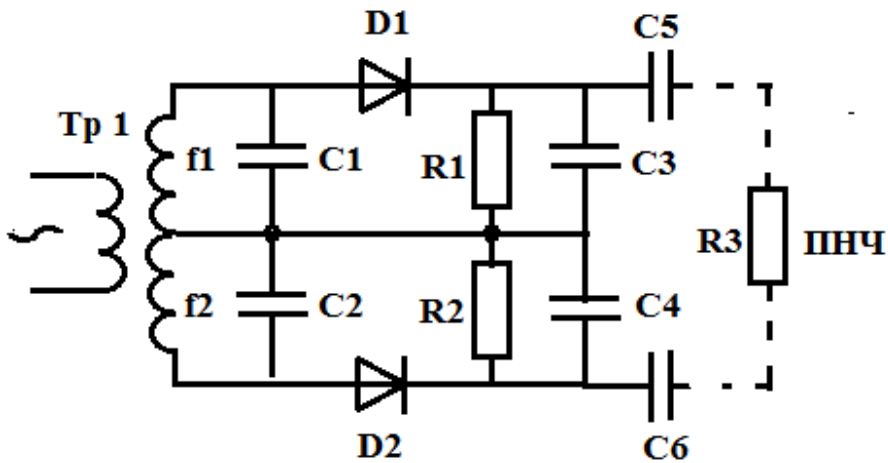


Рис. 10.41. Частотний детектор із розстроюваними контурами

Перевага: простота роботи. Недолік: складність ідентичності каналів.

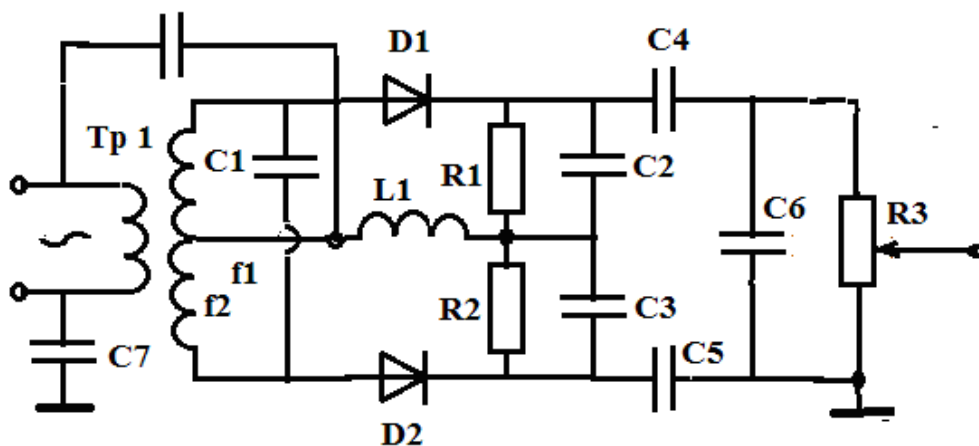


Рис. 10.42. Частотний детектор із настроюваним контуром

Перевага: краща крутість і точність. Недолік: складність настроювання.

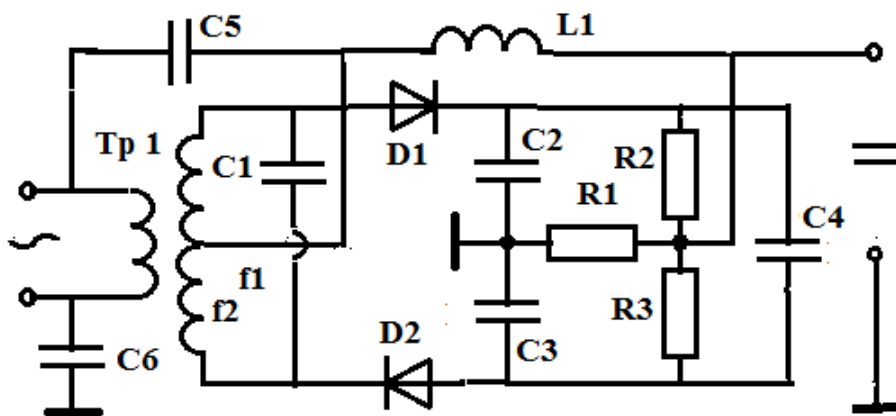


Рис. 10.43. Дробовий частотний детектор

Перевага: краща крутість і точність, незалежність відліку від амплітуди сигналу. Недолік: складність налаштування.

Наведені схеми САК різних призначень і властивостей можуть стати підґрунтям для проектування телекомунікаційних систем.

## 11. Принципи розрахунку систем радіоавтоматики в телекомунікаційних системах

Як приклад узагальненого розрахунку систем радіоавтоматики візьмемо лише одну радіолінію «Земля–Борт» нестационарної супутникової системи глобального зв'язку типу «Орбіта» або «Молнія», яка містить у собі майже усі відомі системи автоматки.

Така супутникова система зв'язку (ССЗ) з трьох і більше супутників-ретрансляторів, які рухаються еліптичними орбітами в будь-якій площині, а не тільки в площині екватора, має такі переваги і перспективи перед усіма системами та мережами зв'язку, як: 1) практично необмежена пропускна спроможність абонентів; 2) пряма видимість, тобто одночасний зв'язок усіх з усіма абонентами майже половини земної кулі; 3) якісний зв'язок з абонентами навіть на високих широтах; 4) не потребує місця в площині екватора, де мало місця для усіх стаціонарних супутників; 4) три і більше супутників забезпечують одночасний глобальний зв'язок.

Недоліки ССЗ: 1) висока вартість системи; 2) через великі відстані потреба використання потужних передавачів, дециметрових і більших хвиль та великих наземних споруд; 3) через динамічність супутникового ретранслятора потреба застосування систем радіоавтоматики; 4) складність роботи ССЗ.

В таких системах необхідно мати САК: 1) супроводження і вимірювання доплерівської частоти для підстроювання несучих частот усіх каналів; 2) супроводження і вимірювання кутових координат, оскільки використовуються вузькі діаграми спрямованості антен або ФАР; 3) супроводження і вимірювання відстані до ЛА для адаптації; 4) синхронізація сигналів передавання та приймання при часовому розподілі каналів; 5) синхронізація шкали до світового часу; 6) передавання та розмножування еталонів частоти; 7) системи АРП та ін.; 8) робота за програмами.

Але з розвитком науки і техніки ССЗ стануть більш перспективними як для систем та мереж зв'язку, так і для трансляції програм мовлення ТБ і т. ін.

### **11.1. Визначення часу врегулювання САК при слідкуванні за параметрами ССЗ**

Система супутникового зв'язку досить складна і містить інформаційні канали та канали управління системою. Для спрощення її побудови вона апаратно та сигнально суміщена. Тобто усі канали САК апаратно реалізуються спочатку сумісно для складового сигналу високочастотною частиною системи, а потім розподіляються за каналами – за частотою або за часом при цифровому методі їх розподілу.

Розглянемо, яким має бути потрібний час регулювання конкретної САК, виходячи із потрібної смуги пропускання параметра задавального сигналу. При цьому час вимірювання задавального сигналу не має перевищувати час регулювання цього параметра.

**Швидкодія САК, або час регулювання параметра, обмежується зверху швидкістю зміни задавального параметра, а знизу – ускладненням системи.**

Для визначення часу регулювання САК із конкретним задавальним сигналом потрібен його системний аналіз. Теорема Котельникова В. А. [9] дає змогу знайти інтервал часу, протягом якого задавальний процес суттєво не зміниться. Якщо допустити його суттєву зміну, то може бути спотворений процес регулювання або його зрив.

Скористуємось **першим способом** визначення допустимого часу регулювання САК  $t_p$ . Для цього також достатньо знайти його найбільшу швидкість  $\dot{X}(t)$ . З формули Тейлора у першому наближенні можна розрахувати, що за час

$$t_p = t_1 - t_0 = \frac{X(t_1) - X(t_0)}{\dot{X}(t_0)} \quad (11.1)$$

процес  $X(t)$  мало зміниться.

Допустимо, що за цей час задавальний сигнал зміниться на 5 %.

Тоді формула (11.1) набуде вигляду:

$$t_p = \frac{X(t_1) - 0,95X(t_0)}{\dot{X}(t_0)} \leq \frac{0,05X(t_0)}{\dot{X}(t_0)} . \quad (11.2)$$

Скористаємось другим способом визначення допустимого часу регулювання.

Це умова неспотворення регулювання, яке може призвести навіть до зриву супроводження будь-якого регульованого параметра і до зворотної роботи САК. Вона взята з теорії амплітудного детектора: **швидкість зміни процесу регулювання за час регулювання має бути більшою за швидкість зміни задавального параметра.**

Процес регулювання залежить від вхідного сигналу та від передавальної функції САК. Стандартним вхідним процесом може служити одинична функція включення (Хевісайта).

Тоді **умовою неспотворення** вихідного сигналу може бути вираз:

$$|\dot{Y}(t_p)| \geq |\dot{X}(t_p)| , \quad (11.3)$$



де  $t_p$  – найгірший випадок – інтервал часу регулювання;

$\dot{X}$  – максимальна швидкість задавального процесу;

$|\dot{X}(t_p)|$  – модуль похідної задавальної функції.

При цьому, як відомо, перехідна характеристика САК знаходиться зворотним перетворенням Лапласа:

$$Y(t_p) = \frac{1}{2\pi j} \int_{o-jwt}^{o+jwt} K(p) \frac{X_0}{p} \exp(pt) dp, \quad (11.4)$$

де  $K(p)$  – передавальна функція САК;

$\frac{X_0}{p}$  – перетворення Лапласа одиничної функції з амплітудою  $X_0$ ;

$X_0$  – значення задавального сигналу з початку регулювання або в кінці часу його спостереження.

Для аперіодичної ланки передавальна функція:

$$K(p) = \frac{1}{1 + pT}. \quad (11.5)$$

Перехідна функція аперіодичної ланки визначається зворотним перетворюванням Лапласа згідно з виразом (11.5):

$$h(t) = (1 - \exp(-\frac{t}{T})).$$

Тоді ця умова має такий вигляд:

$$\min \left| -\frac{X_0}{T} e^{-\frac{3T}{T}} \right| = \frac{X_0}{Te^3} \approx \frac{X_0}{3Te^2}. \quad (11.6)$$

У свою чергу

$$|\dot{Y}(t_p)| = \frac{X_0}{3Te^2} = \frac{X_0}{t_p e^2} \geq |\dot{X}(t_p)|.$$

Звідси

$$t_p \leq \frac{|X_0|}{|\dot{X}(t_p)| e^2}. \quad (11.7)$$

Очевидним є збіг у першому наближенні результатів двох підходів: (11.2) та (11.7). Це підвищує достовірність результату і дає змогу отримати значення допустимого часу регулювання за значенням швидкості задавального сигналу.

Умова неспотвореності супроводження параметра при  $t = 3T$  виконується з деяким запасом, тому що вже при  $t \geq 2T$  похибка регулювання є малою і далі повільно зменшується.

Отже, при такому характері задавального процесу накладається жорстке обмеження щодо часу регулювання САК. Особливо це важливо для відстеження таких параметрів, як кути руху, які потребують, крім того, великих силових навантажень для подолання інерції маси дзеркальних антен або їх опромінювачів, або великих затрат для фазованих антенних ґрат. При цьому загострюється протиріччя інерція–точність.

Вимірювання – це теж інерційний процес. Тому час вимірювання також не має перебільшувати часу регулювання, щоб він не впливав на можливість спотворення регулювання.

При пошуку задавального параметра час спостереження кожного елемента пошуку і є по суті часом вимірювання на першому етапі, за який сигнал зростає до такого рівня, при якому забезпечується потрібна ймовірність виявлення сигналу. Виявлення сигналу – це результат вимірювання першого етапу і початок другого етапу більш точного вимірювання за рахунок підключення процесу регулювання, тобто стеження за параметром. Третім етапом вимірювань є згладжування процесу самим об'єктом регулювання – генератором. Очищена задавальна частота керованого генератора вимірюється часоімпульсним методом.

Час вимірювання на першому етапі забезпечується як смугою пропускання радіофільтра на вході частотного або фазового детектора, так і відповідною смугою пропускання відеопроцесу самого дискримінатора. Точність і еквівалентна смуга часоімпульсного методу залежать від еталонного періоду підрахунку числа імпульсів.

## 11.2. Доплерівський канал ССЗ

Для стеження за параметром руху ЛА або для стабілізації якогось параметра ССЗ створюється канал, що реалізує функції

САК, у якому згідно з матеріалом попередніх розділів або за новими цифровими методами здійснюється свій метод вимірювання, тобто перетворення різниці регульованого та задавального параметрів у пропорційну напругу або у цифровий відлік, з подальшою зміною регульованого параметра.

Велику різноманітність САК стеження за частотою подано у розд. 10. Різноманітність вимірювачів будь-яких параметрів висвітлено попередніми розділами, а також цифровими методами у літературі [7, 8].

За розд. 2–6 зрівняння якості вимірювачів можливе за п'ятьма показниками: 1) за точністю; 2) апіорним діапазоном; 3) часом вимірювання; 4) квантилем довіри; 5) вартістю.

Але звузимо діапазон можливих типів САК, якщо для прикладу розглянемо типову САК стеження за частотою ССЗ із традиційним комбінованим пошуковим методом на першому етапі і з регульованим дискримінаційним методом – на другому етапі. Це можуть бути як фазові, так і частотні дискримінації. Аналогічним є розгляд для САК стеження за іншими параметрами, або для їх стабілізації чи розмноження еталонів.

У будь-якому випадку **САК має** за будь-яким наведеним або цифровим методом **вимірювати** різницю задавального і регульованого параметрів і **підстроювати** регульований параметр так, щоб різниця дорівнювала нулю.

Але для створення САК **потрібно дослідити характер задавального процесу**, щоб визначити умову запобігання спотворенню регулювання, смуги захвату та затримання сигналу. Як зазначалося, достатньо визначити найбільшу швидкість зміни задавального параметра  $\dot{X}(t)$ .

Можна запропонувати логічний порядок розрахунку САК, у якому може використовуватись будь-який метод вимірювання.

Зазначалося, що невизначеність великого діапазону задавального параметра вирішується пошуковим (панорамним) методом. Для цього є потрібним:

1) дослідження, визначення та розрахунок найбільшої частоти спектра зміни задавального параметра  $\dot{X}(t)$ ;

2) для типових ланок САК – визначення перехідних процесів вихідного параметра;

3) за формулами (11.1) або (11.5) розрахунок часу регулювання параметра САК;

4) вибір оптимального або раціонального типу вимірювача, методу вимірювання за потрібними даними апріорного діапазону, потрібної точності згідно з методикою розд. 2–6, а також [7, 8];

5) розрахунок усіх технічних параметрів вибраного типу вимірювача, смуги зхвату, утримання, потрібного енергетичного потенціалу задавального сигналу. (Для стеження за кутом руху абонента розраховуються також силові характеристики каналу через інерційність маси антенно-фідерних пристроїв).

Наприклад, **алгоритм ескізного розрахунку** доплерівського каналу ССЗ може мати такий вигляд.

Кожний супутник ССЗ має похилу до площини екватора орбіту, яка контролюється та коригується з великою точністю, у тому числі з урахуванням вимірюваної частоти Доплера. Тому для супутників завжди є у будь-який час інформація про апріорний діапазон також для частоти Доплера для випадків зриву супроводження. Апріорний діапазон відповідає довірчому інтервалу і точності розрахунку орбіти супутника.

Доплерівський канал існує з метою: 1) оцінювання швидкості супутника; 2) підстроювання приймача для уникнення спотворення широкосмугового складного сигналу і всіх каналів.

Якщо, наприклад, несуча частота загального каналу  $f_0 = 10^{10} \text{ Гц}$ , а швидкість супутника  $\dot{R} = 7 \text{ км/с}$ , то доплерівська частота, тобто зміщення несучої частоти при прийомі відносно передаваної частоти за рахунок руху ЛА, дорівнює

$$f_d = f_0 \frac{\dot{R}}{c} = 10^{10} \frac{7}{3 \cdot 10^8} = 2,3 \cdot 10^5 \text{ Гц}.$$

Це значення враховується також для розрахунку: 1) радіальної швидкості ЛА; 2) смуг захвату та вимірювання частоти Доплера з урахуванням нестабільності еталонних частот; 3) параметрів пошукового методу вимірювання; 4) параметрів системи багатократного перетворення несучої частоти ССЗ.

Оскільки доплерівська частота не може бути негативною, то для цифрового часоімпульсного вимірювання частоти до її значення додається частота, яка називається підставкою  $f_n = 5 \cdot 10^5 \text{ Гц}$ .

Частота Доплера з підставкою служить основою для визначення її діапазону  $2 * 230 \text{кГц}$  і останньої проміжної частоти, на якій відбувається фільтрація сигналу, і для розрахунку системи багатократного перетворення несучої частоти та відповідних підсилювачів проміжних частот.

Процес вимірювання частоти Доплера має не два, а три етапи: 1) пошук сигналу в діапазоні із зупинкою при його виявленні; 2) вимірювання частоти дискримінатором; 3) вимірювання очищеної від завад частоти регульованого генератора цифровим часоімпульсним (рахунковим) методом.

Апертура дискримінатора вибирається із таких міркувань (розд. 5).

Оскільки максимальний час пошуку при заданій імовірності виявлення сигналу і при заданому діапазоні не залежить від апертури дискримінатора, то апертуру доцільно вибрати якомога меншою, щоб крутість і точність були найбільшими. Тому смуга фільтра останньої проміжної частоти не менша за ширину спектра задавального сигналу з урахуванням нестабільностей генераторів.

Тому у разі, коли нема апріорних цілепоказань для частоти Доплера, діапазон пошуку –  $460 \text{кГц}$ . Апертура дискримінатора –  $\Delta f_\delta = 2 * 23 \text{кГц}$ . Число елементів розрізнення – 10. Коли є цілепоказання, апріорний діапазон частоти Доплера звужується до одного елемента, тобто до  $46 \text{кГц}$ .

За відсутності техніко-економічної статистики для вимірювачів параметра задавального сигналу та блоків керування керованим генератором доцільно врахувати приблизно рівними точність вимірів і точність регулювання, або додаток дисперсії вимірювання і дисперсії регулювання  $\sigma_p^2 = \sigma_\epsilon^2 + \sigma_k^2$ .

Дисперсія вимірів дорівнює:

$$\sigma_\epsilon^2 = \frac{2\sigma_u^2}{\left| \frac{2S_m}{2\Delta f_\delta} \right|^2} = \frac{\Delta f_\delta^2}{\frac{P_c}{N_0 \Pi_1}},$$

де  $P_c = S_m^2$  – потужність ЧМ задавального сигналу перетворення його на напругу, тобто це – мінімальний рівень сигналу на вході

керуючого елемента, якого достатньо для керування і який впливає на ймовірність виявлення.

Для каналів, що відстежують регульований параметр – доплеровську частоту,  $\Pi_1 = \Delta f_d$ .

При цьому смуга вхідного фільтра має дорівнювати апертурі дискримінатора.

З умови неспотворення процесу регулювання отримаємо час регулювання залежно від спектра задавального процесу.

$$t_p \leq \frac{|X_0|}{|\dot{X}(t_p)|e^2}.$$

Тут  $X_0 = k_d S_m$  – напруга на виході дискримінатора,  $k_d \approx 0,8$ .

Час вимірів відповідає смузі вхідного фільтра:

$$t_g = 3T_g = \frac{3}{\Pi_1}.$$

Процес має такий вигляд. При включеному рівномірному режимі пошуку настройка дискримінатора спостерігає послідовно у часі кожний елемент у діапазоні частоти Доплера. На вимірювання потрібен час  $t_g$ . За цей час в елементі, де є сигнал на вході дискримінатора, зростає напруга і досягає певного порога, який відповідає потрібній імовірності виявлення сигналу. Сигнал виявлення відключає пошук. Включається вимірювання параметра з таким самим часом, необхідним для досягнення стабільного рівня. Далі діє процес регулювання (керування) керованим параметром САК. Для уникнення зациклення і затягування процесу використовуються також частотні дискримінатори і різні типи САК (розд. 10).

Пошуковий метод і його особливості детально викладені у розд. 5.

Теорія таких САК, розрахунок, схеми та характеристики вимірювача та виконавчого елемента і об'єкта керування подані також у літературі [7, 8].

## **Висновки**

Підручник відповідає вимогам Міністерства освіти і науки України стосовно викладення не тільки відомого матеріалу, але і нових результатів досліджень радіоавтоматики у системах зв'язку.

Головні ідеї автоматики достатньо повно викладені у численних підручниках і не потребують детального висвітлення. Тому їх подано у першому розділі підручника у спрощеному, але методичному вигляді.

Підручник присвячено у більшому ступені не тільки головним ідеям, системам, схемам і елементам радіоавтоматики, але в основному новим результатам досліджень теорії радіоелектронних вимірювань для дискримінаторів, урахуванню впливу невизначеності задавального сигналу, інерційності елементів САК і часу вимірів та регулювання процесів.

Підручник підтримує і розширює сучасні погляди на САК у системах зв'язку, які потрібно удосконалювати на засадах перспективних процесів цифровізації та інформатизації, а також подальшої оптимізації.

## Бібліографічний список

1. Радиоавтоматика [Текст] / под ред. В. А. Бесекерского. – М. : Высшая школа, 1985. – 271 с.
2. Коновалов, Г. Ф. Радиоавтоматика [Текст] / Г. Ф. Коновалов. – М. : Высшая школа, 2000. – 335 с.
3. Сачук, І. І. Основи автоматики і систем керування. Ч. 1. Принципи побудови і математичний опис САК [Текст] : навч. посібник / І. І. Сачук, В. Ш. Хісматулін. – Харків : ХУПС, 2005. – 208 с.
4. Хісматулін, В. Ш. Системи керування. Ч. 2. Аналіз лінійних стаціонарних систем автоматичного керування [Текст] : навч. посібник / В. Ш. Хісматулін. – Харків : ХВУ, 2004. – 123 с.
5. Красовский, А. А. Основы автоматики и технической кибернетики [Текст] / А. А. Красовский, Г. С. Поспелов. – М. : Госэнергоиздат, 1962. – 600 с.
6. Тэлер, Дж. Анализ и расчет нелинейных систем автоматического регулирования [Текст] / Дж. Тэлер, М. Пестель. – М. : Энергия, 1964.
7. Тузов, Г. И. Выделение и обработка информации в доплеровских системах [Текст] / Г. И. Тузов. – М. : Сов. радио, 1967. – 256 с.
8. Шахгильдян, В. В. Системы фазовой автоподстройки частоты [Текст] / В. В. Шахгильдян, А. А. Ляховкин. – М. : Связь, 1972. – 448 с.
9. Аджемов, А. С. Многоканальная электросвязь и каналобразующая телеграфная аппаратура [Текст] : учебн. для техникумов / А. С. Аджемов, А. И. Кобленц, В. Н. Гордиенко. – М. : «Р.и С.», 1989. – 416 с.
10. Вудворд, Ф. М. Теория вероятности и теория информации с применением в радиолокации [Текст] / Ф. М. Вудворд. – М. : Сов. радио, 1968.
11. Вопросы статистической теории радиолокации [Текст] / П. А. Бакут [и др.]. – М. : Сов. радио, 1964. – Т.1, 2. – 426 с.
12. Ширман, Я. Д. Обнаружение радиолокационных сигналов и измерение параметров [Текст] / Я. Д. Ширман. – М. : Сов. радио, 1969. – 560 с.



13. Проектирование радиосистем и радиоустройств [Текст] / Л. С. Гуткин. – М. : Радио и связь, 1986. – 288 с.
14. Фалькович, С. Е. Оценка параметров сигнала [Текст] / С. Е. Фалькович. – М. : Сов.радио, 1980. – 336 с.
15. Теоретические основы радиолокации [Текст] / В. Е. Дулевич [и др.]. – М. : Сов. радио, 1964. – 732 с.
16. Володарский, В. Я. О предельно достижимой точности измерения заданной величины [Текст] / В. Я. Володарский // Измерительная техника. – 1973. – №1.
17. Вакман, Д. Е. Сложные сигналы и тело неопределенности в радиолокации [Текст] / Д. Е. Вакман. – М. : Сов. радио, 1966. – 303 с.
18. Канцедал, В. М. Сравнение качественных показателей многошкальных систем с теоретическими предельными [Текст] / В. М. Канцедал, С. Е. Фалькович // Радиотехника и электроника. – 1977. – Т. XXII. – С. 618–621.
19. Белавин, О. В. Основы радионавигации [Текст] / О. В. Белавин. – М. : Сов. радио, 1974. – 320 с.
20. Кошевой, В. М. Синтез пары «сигнал-фильтр» при дополнительных ограничениях [Текст] / В. М. Кошевой, М. Б. Свердлик // Радиотехника и электроника. – 1976. – Т. XXI. – № 6. – С. 12-27.
21. Колмогоров, А. Н. Интерполяция и экстраполяция стационарных случайных последовательностей [Текст] / А. Н. Колмогоров // Изв. АН СССР. Сер. Мат. – 1941. – № 5.
22. Алешин, Г. В. О корректности методов синтеза измерительных радиотехнических систем [Текст] / Г. В. Алешин // В сб. «Информационные системы» НАНУ, ПАНИ, ХВУ. – 1998. – Вып. 1.
23. Алешин, Г. В. Основы построения оптимальных информационно-измерительных радиотехнических систем [Текст] / Г. В. Алешин. – Харьков : ХВУ, 1994. – 252 с.
24. Алешин, Г. В. Эффективность сложных радиотехнических систем [Текст] / Г. В. Алешин, Ю. А. Богданов. – К. : Наукова думка, 2008. – 288 с.
25. Альошин, Г. В. Ефективність інформаційно-вимірювальних радіотехнічних систем [Текст] / Г. В. Алешин. – МОУ, ХУПС, 2005. – 294 с.

26. Альошин, Г. В. Оцінка якості інформаційно-вимірювальних систем [Текст] / Г. В. Альошин. – Харків : УкрДАЗТ, 2009. – 300 с.

27. Основи наукових досліджень [Текст]: підручник / Г. В. Альошин, С. В. Лістровий, С. В. Панченко, С. І. Приходько. – Харків : УкрДАЗТ, 2012. – 240 с.

28. 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.

29. Гличев, А. В. Экономическая эффективность технических систем [Текст] / А. В. Гличев. – М. : Экономика, 1971. – 270 с.

30. Кузнецова, Д. Г. Основные принципы оценки стоимости серийно изготавливаемой электронной аппаратуры [Текст] / Д. Г. Кузнецова, Е. Ю. Намиот // Вопросы РЭ. – 1969. – № 31. Сер. 12.

31. Тихонов, В. И. Статистическая радиотехники [Текст] / В. И. Тихонов. – М. : Сов. радио, 1966. – 678 с.

32. Кук, Ч. Радиолокационные сигналы. Теория и применение [Текст] / Ч. Кук, М. Бернфельд. – М. : Сов. радио, 1971. – 568 с.

