

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
Національний університет «Запорізька політехніка»

Факультет інформаційної безпеки та електронних комунікацій  
(повне найменування інституту, факультету)

Кафедра радіотехніки та телекомунікацій  
(повне найменування кафедри)

## Пояснювальна записка

до дипломного проекту (роботи)  
магістра  
\_\_\_\_\_ (ступінь вищої освіти)

на тему ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ НЕОРТОГОНАЛЬНОСТІ  
ПРИЙМАЛЬНИХ КАНАЛІВ НА ПРОЦЕДУРУ ВИЯВЛЕННЯ СИГНАЛІВ

Виконав(ла): студент(ка) 2м курсу, групи БК-213м

Спеціальності \_\_\_\_\_

172 «Електронні комунікації та радіотехніка»

(код і найменування спеціальності)

Освітня програма (спеціалізація) \_\_\_\_\_

«Радіотехніка»

ДВОРАК Є.О.

(ПРИЗВИЩЕ та ініціали)

Керівник ЧОРНОБОРОДОВ М.П.

(ПРИЗВИЩЕ та ініціали)


Рецензент \_\_\_\_\_

(ПРИЗВИЩЕ та ініціали)

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
**Національний університет «Запорізька політехніка»**  
 (повне найменування закладу вищої освіти)

Факультет Інформаційної безпеки та електронних комунікацій  
 Кафедра Радіотехніки та телекомунікацій  
 Ступінь вищої освіти магістр  
 Спеціальність 172 «Електронні комунікації та радіотехніка»  
 (код і найменування)  
 Освітня програма (спеціалізація) Радіотехніка  
 (назва освітньої програми (спеціалізації))

**ЗАТВЕРДЖУЮ**

В.о. завідувача кафедри РТТ  
 к.ф.-м.н., доц. Сергій САМОЙЛИК  
 «    » грудня 2024 року 

**ЗАВДАННЯ**  
**НА ДИПЛОМНИЙ ПРОЄКТ (РОБОТУ) СТУДЕНТА**

ДВОРАКУ Євгену Олеговичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема проєкту (роботи) Дослідження впливу неортогональності приймальних каналів на процедуру виявлення сигналів

керівник проєкту (роботи) доцент ЧОРНОБОРОДОВ Михайло Петрович

(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом закладу вищої освіти від "25" вересня 2024 року № 386

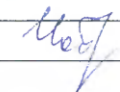
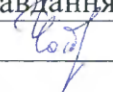
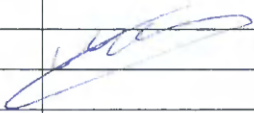
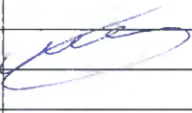
2. Строк подання студентом проєкту (роботи) 10 грудня 2024 р.

3. Вихідні дані до проєкту (роботи) Спосіб обробки сигналів у приймачі – на проміжній частоті, період повторення імпульсів  $t=10^{-3}$  с, ширина спектральної щільності сигналу – 5 Гц, відношення сигнал/шум – 2.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) Укласти модель обробки сигналу на проміжній частоті з урахуванням можливих неідентичностей квадратурних каналів, отримати вирази й побудувати залежності спектральної щільності комплексного сигналу окремо за амплітудної й фазової незгодженостей квадратурних каналів.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень, кількість слайдів, плакатів) презентація роботи в Microsoft PowerPoint

## 6. Консультанти розділів проєкту (роботи)

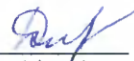
Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	прийняв виконане завдання
1-3	ЧОРНОБОРОДОВ М. П., доцент		
Нормоконтроль	МОРОЗ Г.В., ст. викладач		

7. Дата видачі завдання "03" вересня 2024 року.

## КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів дипломного проєкту (роботи)	Строк виконання етапів проєкту (роботи)	Примітка
1	Аналіз предметної області	05.09-15.09	
2	Аналіз похибок налаштування квадратурних каналів	15.09-01.10	
3	Імітаційне моделювання	01.10-30.11	

Студент(ка)

  
(підпис)

Свген ДВОРАК  
(ім'я, ПРІЗВИЩЕ)

Керівник проєкту (роботи)

  
(підпис)

Михайло ЧОРНОБОРОДОВ  
(ім'я, ПРІЗВИЩЕ)

## РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка магістерської роботи: 59 с., 1 табл., 4 рис., 8 джерел.

ЙМОВІРНІСТЬ ХИБНИХ ТРИВОГ, КВАДРАТУРНІ СКЛАДОВІ, ЙМОВІРНІСТЬ ВІРНОГО ВИЯВЛЕННЯ.

Об'єкт дослідження – РЛС.

Мета роботи – дослідження впливу амплітудних і фазових неідентичностей параметрів квадратурних каналів на роботу виявлювача когерентної РЛС.

Метод дослідження – теоретично-розрахунковий.

Укладено модель обробки сигналу на проміжній частоті з урахуванням можливих неідентичностей квадратурних каналів. Отримано вирази і побудовано залежності спектральної щільності комплексного сигналу окремо за амплітудної й фазової неузгодженостей квадратурних каналів. Показано, що неідентичність квадратурних каналів призводить до появи у спектрі вихідного сигналу фазових детекторів складової на частоті, дзеркальній частоті сигналу, що підвищує ймовірність хибного виявлення. Розраховано ймовірності хибного виявлення сигналу в залежності від величини відхилення коефіцієнтів передачі квадратурних каналів і фазової неузгодженості опорних напруг квадратурних каналів.

## ЗМІСТ

	С.
Скорочення та умовні позначки .....	6
Вступ.....	7
1 Аналіз предметної області.....	9
1.1 Загальні відомості .....	9
1.2 Мета дослідження .....	10
2 Аналітичний аналіз похибок налаштування квадратурних каналів .....	11
2.1 Модель комплексного сигналу.....	11
2.2 Вплив фазової неузгодженості квадратурних каналів на оцінку амплітуди комплексного сигналу .....	17
2.3 Вплив фазової неузгодженості $\Delta\phi$ квадратурних каналів на оцінку частоти комплексного сигналу .....	19
3 Імітаційне моделювання.....	22
3.1 Моделі сигналів .....	22
3.2 Характеристики виявлення .....	30
4 Текст програми .....	40
Висновки .....	58
Перелік джерел посилань .....	59

## СКОРОЧЕННЯ ТА УМОВНІ ПОЗНАКИ

- ПП – пороговий пристрій
- РЛС – радіолокаційна станція
- ФКС – формувач квадратурних складових

## ВСТУП

У ряді практичних випадків за побудови когерентних систем обробки, таких як виявлювачі й вимірювачі параметрів сигналів, пристроїв селекції рухомих цілей, систем автоматичного супроводу за дальністю й кутовими координатами, для підвищення їхньої ефективності та спрощення практичної реалізації, використовують перетворення прийнятих високочастотних радіосигналів на проміжну частоту.

При цьому, перетворення прийнятих високочастотних сигналів на проміжну частоту реалізується двома квадратурними каналами, що включають два фазових детектори, опорні напруги яких зсунуті за фазою на 90 градусів. У результаті, на виходах фазових детекторів з'являється комплексний сигнал у вигляді пари квадратурних напруг сигналу і різноманітних завад.

Розглянуті в літературі питання обробки комплексних сигналів на основі їх квадратурних складових базуються на безпомилковому перетворенні високочастотних сигналів на проміжну частоту.

На практиці, реалізувати квадратурні канали з абсолютно однаковими характеристиками не представляється можливим. Канали можуть мати різні коефіцієнти передачі, а використовувані опорні напруги можуть мати фазовий зсув, відмінний від дев'яноста градусів. Дані похибки приводять до помилок оцінювання параметрів комплексного сигналу, зниженню якості роботи пристроїв селекції рухомих цілей, систем автоматичного супроводу.

Наявність амплітудних і фазових неузгодженостей квадратурних каналів призводить до помилок оцінювання таких найважливіших параметрів комплексного сигналу як його амплітуда і частота.

За незначних відхилень коефіцієнтів передачі квадратурних каналів, виникаючі помилки вимірювання амплітуди і частоти пропорційні величині

відхилення коефіцієнтів передачі. При цьому, помилка вимірювання амплітуди комплексного сигналу, викликана фазовою неузгодженістю квадратурних каналів, пропорційна відхиленню коефіцієнтів передачі каналів. У той же час, помилка вимірювання частоти комплексного сигналу пропорційна квадратові фазової неузгодженості.

# 1 АНАЛІЗ ПРЕДМЕТНОЇ ОБЛАСТІ

## 1.1 Загальні відомості

У ряді практичних випадків за побудови когерентних систем обробки, таких як виявлювачі й вимірювачі параметрів сигналів, пристроїв селекції рухомих цілей, систем автоматичного супроводу за дальністю й кутовими координатами, для підвищення їхньої ефективності та спрощення практичної реалізації, використовують перетворення прийнятих високочастотних радіосигналів на відеочастоту [1].

При цьому, перетворення прийнятих високочастотних сигналів на відеочастоту реалізується двома квадратурними каналами, що включають два фазових детектори, опорні напруги яких зсунуті за фазою на 90 градусів [2-4]. У результаті, на виходах фазових детекторів з'являється комплексний сигнал у вигляді пари квадратурних напруг сигналу і різноманітних завад.

Розглянуті в літературі питання обробки комплексних сигналів на основі їх квадратурних складових базуються на безпомилковому перетворенні високочастотних сигналів на відеочастоту [4-6].

На практиці, реалізувати квадратурні канали з абсолютно однаковими характеристиками не представляється можливим. Канали можуть мати різні коефіцієнти передачі, а використовувані опорні напруги можуть мати фазовий зсув, відмінний від дев'яноста градусів. Дані похибки приводять до помилок оцінювання параметрів комплексного сигналу, зниженню якості роботи пристроїв селекції рухомих цілей, систем автоматичного супроводу.

Так, у роботі [3] показано, що наявність амплітудних і фазових неузгодженостей квадратурних каналів призводить до помилок оцінювання таких найважливіших параметрів комплексного сигналу як його амплітуда і частота.

За незначних відхилень коефіцієнтів передачі квадратурних каналів, виникаючі помилки вимірювання амплітуди і частоти пропорційні величині відхилення коефіцієнтів передачі. При цьому, помилка вимірювання амплітуди комплексного сигналу, викликана фазовою неузгодженістю квадратурних каналів, пропорційна відхиленню коефіцієнтів передачі каналів. У той же час, помилка вимірювання частоти комплексного сигналу пропорційна квадратові фазової неузгодженості.

У роботі [2] дана оцінка впливу неузгодженостей параметрів квадратурних каналів на роботу адаптивної системи селекції рухомих цілей. У результаті показано, що наявність амплітудних і фазових неузгодженостей квадратурних каналів призводить до істотного зменшення коефіцієнта пригнічення пасивних завад.

## **1.2 Мета дослідження**

У випадку побудови адаптивних систем обробки сигналів, параметри яких мусять оперативно змінюватися, помилки налаштування квадратурних каналів можуть призвести до погіршення якості фільтрації сигналів на тлі завад і, у цілому, до зниження характеристик виявлення об'єктів.

Метою роботи є дослідження впливу амплітудних і фазових неузгодженостей параметрів квадратурних каналів адаптивної когерентної системи обробки сигналів на характеристики виявлення когерентної системи.

## 2 АНАЛІТИЧНИЙ АНАЛІЗ ПОХИБОК НАЛАШТОВУВАННЯ КВАДРАТУРНИХ КАНАЛІВ

### 2.1 Модель комплексного сигналу

З урахуванням можливих помилок налаштування, подамо вихідні сигнали квадратурних каналів парою комплексно сполучених (квадратурних) складових [7, 8]:

$$\begin{aligned} x(t) &= U(t) \cos[\omega_0 t + \varphi_0(t)] = \\ &= U(t) \cos \varphi(t) \\ y(t) &= kU(t) \sin[\omega_0 t + \varphi_0(t) + \Delta\varphi] = \\ &= kU(t) \sin[\varphi(t) + \Delta\varphi], \end{aligned} \tag{2.1}$$

де  $U(t)$  – флуктуювальна амплітуда сигналу;  
 $\varphi_0(t)$  – флуктуювальна початкова фаза сигналу;  
 $\omega_0$  – середня частота;

$$k = 1 + \Delta k,$$

$\Delta k$  – відхилення коефіцієнтів передачі квадратурних каналів;  
 $\Delta\varphi$  – відхилення фазових зсувів опорних напруг від  $90^\circ$ ;

$$\varphi(t) = \omega_0 t + \Delta\varphi.$$

За точного налаштування квадратурних каналів у виразі (2.1) необхідно покласти  $\Delta k = 0$  й  $\Delta\varphi = 0$ , у той час як на практиці  $\Delta k \neq 0$  й  $\Delta\varphi \neq 0$ .

Розглянемо окремо вплив помилок налаштування квадратурних каналів  $\Delta k$  й  $\Delta\varphi$  на оцінку амплітуди  $U(t)$  й частоти  $\omega(t)=d\varphi(t)/dt$  комплексного сигналу (2.1).

Вплив відхилення коефіцієнтів передачі квадратурних каналів на оцінку амплітуди комплексного сигналу. У розглянутому випадку, коли  $\Delta k \neq 0$ ,  $\Delta\varphi = 0$ , сполучені сигнали (1) приймають вид [9]:

$$\begin{aligned}x(t) &= U(t) \cos[\omega_0 t + \varphi_0(t)], \\y(t) &= kU(t) \sin[\omega_0 t + \varphi_0(t)].\end{aligned}\tag{2.2}$$

Квадрат амплітуди комплексного сигналу:

$$z(t) = u_x(t) + ju_y(t)$$

може бути знайдено зі співвідношення:

$$\begin{aligned}U_z^2(t) &= u_x^2(t) + u_y^2(t) = \\&U^2(t) \{ \cos[\omega_0 t + \varphi_0(t)] \}^2 + \\&+ k^2 U^2(t) \{ \sin[\omega_0 t + \varphi_0(t)] \}^2.\end{aligned}\tag{2.3}$$

З урахуванням того, що  $k = 1 + \Delta k$ , вираз (2.3) набуває вигляд:

$$\begin{aligned}U_z^2(t) &= U^2(t) \{ \cos[\omega_0 t + \varphi_0(t)] \}^2 + \\&+ U^2(t) \{ \sin[\omega_0 t + \varphi_0(t)] \}^2 +\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& +2\Delta k U^2(t) \{\sin[\omega_0 t + \varphi_0(t)]\}^2 + \\
& + \Delta k^2 U^2(t) \{\sin[\omega_0 t + \varphi_0(t)]\}^2 = \\
& = U^2(t) \{1 + (2\Delta k + \Delta k^2) \{\sin[\omega_0 t + \varphi_0(t)]\}^2\}. \quad (2.4)
\end{aligned}$$

Використовуючи відоме співвідношення:

$$\sin^2 x = 0,5(1 - \cos 2x),$$

(2.4) можна записати в такий спосіб:

$$\begin{aligned}
U_z^2(t) = U^2(t) \{1 + 0,5(2\Delta k + \Delta k^2) \times \\
\times \{1 - \cos\{2[\omega_0 t + \varphi_0(t)]\}\}\}. \quad (2.5)
\end{aligned}$$

Зі співвідношення (2.5) видно, що амплітудна неузгодженість  $\Delta k$  квадратурних каналів приводить до помилки оцінки амплітуди комплексного сигналу:

$$\begin{aligned}
\Delta U(t) = U(t) - U_z(t) = U(t) \{1 - \\
- \sqrt{1 + (\Delta k + 0,5\Delta k^2) \{1 - \cos\{2[\omega_0 t + \varphi_0(t)]\}\}}\}. \quad (2.6)
\end{aligned}$$

Оскільки  $\Delta k \ll 1$ , з урахуванням розкладання квадратного кореня в біноміальний ряд [10, 11], вираз (2.6) можна спростити:

$$\begin{aligned} \Delta U(t) &= U(t) \left\{ 1 - \right. \\ &- \left. \sqrt{1 + \Delta k \{ 1 - \cos \{ 2[\omega_0 t + \varphi_0(t)] \} \}} \right\} \approx \\ &\approx \Delta k U(t) \sin^2 [\omega_0 t + \varphi_0(t)], \end{aligned}$$

тоді максимальне значення помилки  $\Delta U_{\max} \approx \Delta k(t)$  пропорційно величині амплітудної неузгодженості каналів  $\Delta k$ .

Відповідно до отриманих співвідношень, помилка оцінки амплітуди комплексного сигналу (2.2), викликана амплітудною неузгодженістю квадратурних каналів, не тільки є флюктуючою функцією часу, але і містить коливальну складову з частотою сигналу  $\omega_0$ . При точному налаштуванні квадратурних каналів, коли  $\Delta k=0$ , помилка оцінки амплітуди дорівнює нулю.

Вплив відхилення коефіцієнтів передачі квадратурних каналів на оцінку частоти комплексного сигналу. Згідно [12, 13], частоту сигналу можна оцінити за допомогою співвідношення:

$$\omega_z(t) = \frac{\left( u_x(t) \frac{du_y(t)}{dt} - u_y(t) \frac{du_x(t)}{dt} \right)}{\left( u_x^2(t) + u_y^2(t) \right)} \quad (2.7)$$

З урахуванням (2.2), похідні у формулі (2.7) мають вид:

$$\frac{du_x(t)}{dt} = \frac{dU(t)}{dt} \cos[\omega_0 t + \varphi_0(t)] -$$

$$U(t) \left[ \omega_0 + \frac{d\varphi_0(t)}{dt} \right] \sin[\omega_0 t + \varphi_0(t)] \quad (2.8)$$

Знаменник у виразі (2.7) визначається співвідношенням (2.5). Після підстановки формул (2.8) і (2.5) у вираз для частоти (2.7) одержимо:

$$\begin{aligned} \omega_z(t) = & \left\{ kU(t) \cos[\omega_0 t + \varphi_0(t)] \times \right. \\ & \times \left\{ \frac{dU(t)}{dt} \sin[\omega_0 t + \varphi_0(t)] + \right. \\ & + U(t) \left[ \omega_0 + \frac{d\varphi_0(t)}{dt} \right] \cos[\omega_0 t + \varphi_0(t)] \left. \right\} - \\ & - kU(t) \sin[\omega_0 t + \varphi_0(t)] \times \\ & \times \left\{ \frac{dU(t)}{dt} \cos[\omega_0 t + \varphi_0(t)] - \right. \\ & - U(t) \left[ \omega_0 + \frac{d\varphi_0(t)}{dt} \right] \times \\ & \left. \left. \times \sin[\omega_0 t + \varphi_0(t)] \right\} \right\} / \\ & / [U^2(t) \{1 + 0,5(2\Delta k + \Delta k^2) \times \\ & \times \{1 - \cos\{2[\omega_0 t + \varphi_0(t)]\}\}\}]. \quad (2.9) \end{aligned}$$

Після нескладних перетворень формула (2.9) приводиться до виду:

$$\omega_z(t) = \frac{(1 + \Delta k) \left[ \omega_0 + \frac{d\varphi_0(t)}{dt} \right]}{1 + (\Delta k + 0,5\Delta k^2) \{1 - \cos\{2[\omega_0 t + \varphi_0(t)]\}\}}.$$

З урахуванням того, що  $\Delta k \ll 1$ , можна записати:

$$\omega_z(t) = \frac{(1 + \Delta k) \left[ \omega_0 + \frac{d\varphi_0(t)}{dt} \right]}{1 + \Delta k \{1 - \cos\{2[\omega_0 t + \varphi_0(t)]\}\}}, \quad (2.10)$$

Відповідно до співвідношення (2.10), з появою амплітудної неузгодженості  $\Delta k$  квадратурних каналів виникає помилка оцінки частоти комплексного сигналу:

$$\Delta\omega(t) = \omega_0 + \frac{d\varphi_0(t)}{dt} - \omega_z(t) = \left[ \omega_0 + \frac{d\varphi_0(t)}{dt} \right] \times \left\{ 1 - \frac{(1 + \Delta k)}{1 + \Delta k \{1 - \cos\{2[\omega_0 t + \varphi_0(t)]\}\}} \right\},$$

При  $\Delta k \ll 1$  можна записати, що:

$$\Delta\omega_{\max} \approx \Delta k \omega(t).$$

З отриманих результатів випливає, що максимальна помилка виміру частоти пропорційна амплітудній неузгодженості квадратурних каналів. При точному налаштуванні квадратурних каналів, коли  $\Delta k=0$ , помилка оцінки частоти дорівнює нулю.

## 2.2 Вплив фазової неузгодженості квадратурних каналів на оцінку амплітуди комплексного сигналу

Скористаємося співвідношеннями (2.1) за  $k=0$ ,  $\Delta\varphi\neq 0$ :

$$\begin{aligned}x(t) &= U(t) \cos[\omega_0 t + \varphi_0(t)], \\y(t) &= U(t) \sin[\omega_0 t + \varphi_0(t) + \Delta\varphi].\end{aligned}\quad (2.11)$$

Відповідно до виразу (2.3), квадрат амплітуди комплексного сигналу

$$\begin{aligned}U_z^2(t) &= u_x^2(t) + u_y^2(t) = \\&= U^2(t) \{\cos[\omega_0 t + \varphi_0(t)]\}^2 + \\&+ U^2(t) \{\sin[\omega_0 t + \varphi_0(t) + \Delta\varphi]\}^2.\end{aligned}\quad (2.12)$$

Скористаємося відомим тригонометричним виразом:

$$\begin{aligned}\sin[\omega_0 t + \varphi_0(t) + \Delta\varphi] &= \\&= \sin[\omega_0 t + \varphi_0(t)] \cos\Delta\varphi + \\&+ \cos[\omega_0 t + \varphi_0(t)] \sin\Delta\varphi.\end{aligned}$$

Тоді після нескладних перетворень співвідношення (2.12) здобуває вид:

$$U_z^2(t) = U^2(t) \{ \cos[\omega_0 t + \varphi_0(t)] \}^2 (1 + \sin^2 \Delta\varphi) + \\ + \{ \sin[\omega_0 t + \varphi_0(t)] \}^2 \cos^2 \Delta\varphi + \\ + \sin \{ 2[\omega_0 t + \varphi_0(t)] \} \sin \Delta\varphi \cos \Delta\varphi \}. \quad (2.13)$$

При малій фазовій неузгодженості  $\Delta\varphi$  приймемо  $\cos\Delta\varphi=1$  і  $\sin\Delta\varphi=\Delta\varphi$ . У результаті після нескладних викладень вираз (2.13) можна записати в такий спосіб:

$$U_z^2(t) = U^2(t) \{ \cos[\omega_0 t + \varphi_0(t)] \}^2 (1 + \sin^2 \Delta\varphi) + \\ + \{ \sin[\omega_0 t + \varphi_0(t)] \}^2 \cos^2 \Delta\varphi + \\ + \sin \{ 2[\omega_0 t + \varphi_0(t)] \} \sin \Delta\varphi \cos \Delta\varphi \}.$$

З урахуванням малості фазової неузгодженості  $\Delta\varphi$ , отримане вираз можна спростити:

$$U_z^2(t) = U^2(t) \{ 1 + \Delta\varphi \sin \{ 2[\omega_0 t + \varphi_0(t)] \} \} \quad (2.14)$$

Або:

$$U_z(t) = U(t) \sqrt{1 + \Delta\varphi \sin \{ 2[\omega_0 t + \varphi_0(t)] \}}.$$

Помилка оцінки амплітуди комплексного сигналу, викликана фазовою неузгодженістю квадратурних каналів, складе:

$$\Delta U(t) = U(t) - U_z(t) = U(t) \left\{ 1 - \sqrt{1 + \Delta\varphi \sin\{2[\omega_0 t + \varphi_0(t)]\}} \right\},$$

а за  $\Delta\varphi \ll 1$

$$\Delta U(t) = 0,5\Delta\varphi U(t) \sin\{2[\omega_0 t + \varphi_0(t)]\}.$$

Тоді максимальну помилку вимірювання амплітуди можна визначити співвідношенням:

$$\Delta U_{\max} \approx 0,5\Delta\varphi U(t).$$

У результаті видно, що максимальна помилка виміру амплітуди пропорційна величині фазової неузгодженості каналів.

### **2.3 Вплив фазової неузгодженості $\Delta\varphi$ квадратурних каналів на оцінку частоти комплексного сигналу**

Скористаємося алгоритмом (2.7) для оцінки частоти комплексного сигналу, у якому похідні від комплексно сполучених сигналів (2.11) будуть мати вид:

$$\begin{aligned} \frac{du_x(t)}{dt} &= \frac{dU(t)}{dt} \cos\varphi(t) - \\ &\quad - U(t) \frac{d\varphi(t)}{dt} \sin\varphi(t) , \\ \frac{du_y(t)}{dt} &= \frac{dU(t)}{dt} \sin [\varphi(t) + \Delta\varphi] - \\ &\quad - U(t) \frac{d\varphi(t)}{dt} \cos[\varphi(t) + \Delta\varphi] , \end{aligned} \quad (2.15)$$

де:

$$\varphi(t) = \omega_0 t + \varphi_0(t).$$

Після підстановки співвідношень (2.14) і (2.15) у формулу (2.7), опустивши нескладні проміжні перетворення, одержимо:

$$\omega_z(t) = \omega(t) \frac{\cos \Delta\varphi}{1 + \Delta\varphi \sin\{2[\omega_0(t) + \varphi_0(t)]\}}.$$

З отриманого співвідношення видно, що при відсутності фазової неузгодженості квадратурних каналів помилка виміру частоти комплексного сигналу дорівнює нулю. При  $\Delta\varphi \neq 0$  помилка виміру частоти:

$$\Delta\omega(t) = \omega(t) - \omega_z(t) =$$

$$= \omega(t) \left\{ 1 - \frac{\cos \Delta\varphi}{1 + \Delta\varphi \sin\{2[\omega_0(t) + \varphi_0(t)]\}} \right\}.$$

При  $\Delta\varphi \ll 1$  одержимо:

$$\Delta\varphi(t) = \Delta\omega_{\max} \approx 0,5 \Delta\varphi^2 \omega(t).$$

Таким чином, максимальна помилка виміру частоти пропорційна квадрату фазової неузгодженості каналів.

Отже, наявність амплітудних і фазових неузгодженостей квадратурних каналів когерентної системи обробки сигналів обумовлює поява помилок виміру як амплітуди, так і частоти комплексного сигналу, що містять коливальну складову з подвоєною частотою оброблюваного сигналу. При незначних відхиленнях коефіцієнтів передачі квадратурних каналів максимальне значення помилок виміру амплітуди і частоти виявляється пропорційним величині відхилення коефіцієнтів передачі каналів.

Максимальна помилка виміру амплітуди комплексного сигналу, викликана фазовою неузгодженістю квадратурних каналів, пропорційна фазовому відхиленню опорних напруг. У той же час максимальна помилка виміру частоти комплексного сигналу пропорційна квадрату фазової неузгодженості.

### 3 ІМІТАЦІЙНЕ МОДЕЛЮВАННЯ

#### 3.1 Моделі сигналів

Розглянемо випадок, коли для формування квадратурних сигналів у когерентних системах обробки використовуються два фазових детектори зі зсунутими за фазою на 90 градусів опорними напругами.

Нехай вхідний високочастотний сигнал є вузькосмуговим випадковим процесом виду:

$$u_c(t) = U_c(t) \cos[\omega_c t + \varphi_c(t)], \quad (3.1)$$

де  $\omega_c$  – середня частота спектральної щільності;

$U_c(t)$ ,  $\varphi_c(t)$  – амплітуда й початкова фаза сигналу, які флюктуують, відповідно.

За подавання на входи фазових детекторів прийнятого високочастотного сигналу (3.1) на виходах фазових детекторів з'являються на відеочастоті два квадратурні сигнали  $x(t)$  й  $y(t)$ , що утворюють комплексний сигнал  $z(t)$ . У випадку відсутності помилок перетворення, дані сигнали можна подати в такий спосіб [6]:

$$\begin{aligned} u_x(t) &= U_c(t) \cos[\omega_c t + \varphi_c(t)], \\ u_y(t) &= U_c(t) \sin[\omega_c t + \varphi_c(t)]. \end{aligned} \quad (3.2)$$

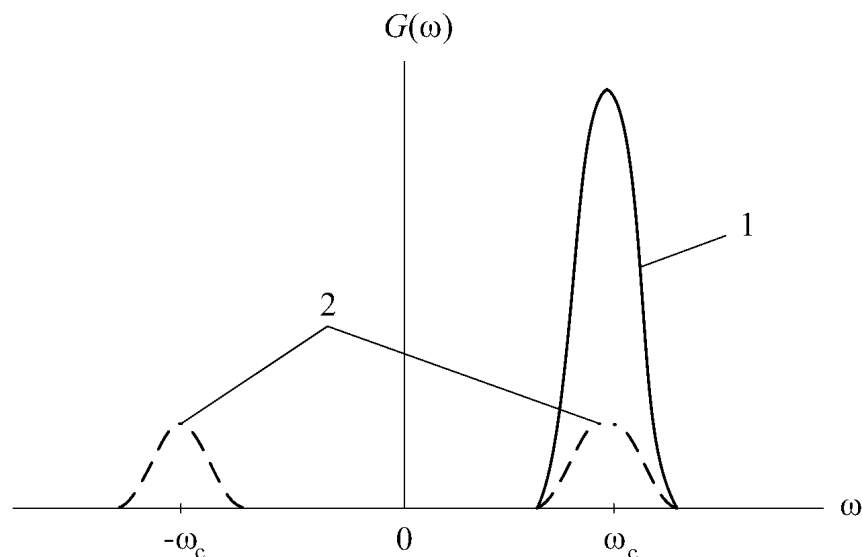
Комплексний сигнал  $z(t)$  на підставі (3.2) можна записати у вигляді:

$$z(t) = u_x(t) + ju_y(t) = U_c(t)e^{j[\omega_c t + \varphi_c(t)]}, \quad (3.3)$$

Спектральна щільність комплексного сигналу (3.3) знаходиться з виразу [7]:

$$\begin{aligned} G(j\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} U_c(t)e^{j[\omega_c t + \varphi_c(t)]}e^{-j\omega t} dt = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} U_c(t)e^{-j[(\omega - \omega_c)t - \varphi_c(t)]} dt \end{aligned} \quad (3.4)$$

На рисунку 3.1 суцільною лінією показаний модуль спектральної щільності комплексного сигналу (4) при відсутності неузгодженості квадратурних каналів.



1 – комплексний сигнал; 2 – дійсний сигнал.

Рисунок 3.1 – Модуль спектральної щільності сигналу

Можна відзначити, що спектральна щільність комплексного сигналу є однобічною щодо нуля частот і може розташовуватися як в області додатних частот, так і в області від'ємних частот у залежності від знака середньої частоти  $\omega_c$ .

На практиці, забезпечити точне налаштування квадратурних каналів неможливо. Квадратурні канали можуть мати різні коефіцієнти передачі, а фазові зсув опорних напруг можуть відрізнятись від  $90^\circ$ . З урахуванням можливих помилок налаштування параметрів квадратурних каналів їхні вихідні сигнали запишемо у вигляді:

$$\begin{aligned} u_x(t) &= kU_c(t)\cos[\omega_c t + \varphi_c(t) + \Delta\varphi], \\ u_y(t) &= U_c(t)\sin[\omega_c t + \varphi_c(t)], \end{aligned} \quad (3.5)$$

де  $k=1+\Delta k$ ;

$\Delta k$  – відхилення коефіцієнтів передачі квадратурних каналів;

$\Delta\varphi$  – фазова неузгодженість опорних напруг.

Розглянемо окремо вплив параметрів  $\Delta k$  й  $\Delta\varphi$  на частотні властивості комплексного сигналу. За амплітудної неузгодженості квадратурних каналів необхідно у (3.5) покласти  $\Delta k \neq 0$  й  $\Delta\varphi = 0$ . За цього, вирази (3.5) записуються в такий спосіб:

$$\begin{aligned} u_x(t) &= kU_c(t)\cos[\omega_c t + \varphi_c(t)], \\ u_y(t) &= U_c(t)\sin[\omega_c t + \varphi_c(t)]. \end{aligned} \quad (3.6)$$

На підставі виразів (3.3-3.6), спектральна щільність сигналу (3.6) визначатиметься співвідношенням:

$$\begin{aligned}
G_{\Delta k}(j\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} U_c(t) e^{-j[(\omega - \omega_c)t - \varphi_c(t)]} dt + \\
&+ \Delta k \int_{-\infty}^{\infty} U_c(t) \{ \cos[\omega_c t + \varphi_c(t)] e^{-j\omega t} \} dt = \\
&= G(j\omega) + G(\omega)
\end{aligned} \tag{3.7}$$

З виразу (3.7) видно, що спектральна щільність сигналу, тільки за амплітудної неузгодженості квадратурних каналів, містить у собі спектральну щільність комплексного сигналу  $G(j\omega)$  (3.4):

$$G(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} U_c(t) e^{-j[(\omega - \omega_c)t - \varphi_c(t)]} dt \tag{3.8}$$

й спектральну щільність  $G(\omega)$  дійсного сигналу  $u(t) = \Delta k \cdot U_c(t) \cdot \cos[\omega_c \cdot t + \varphi_c(t)]$ :

$$\begin{aligned}
G(\omega) &= \Delta k \int_{-\infty}^{\infty} U_c(t) \{ \cos[\omega_c t + \varphi_c(t)] e^{-j\omega t} \} dt = \\
&= 0,5 \Delta k \int_{-\infty}^{\infty} U_c(t) \{ \cos[(\omega + \omega_c)t + \varphi_c(t)] + \\
&+ \int_{-\infty}^{\infty} U_c(t) \{ \cos[(\omega - \omega_c)t + \varphi_c(t)] \} dt
\end{aligned} \tag{3.9}$$

Вираз (3.9) показує, що спектральна щільність дійсного сигналу, на відміну від спектральної щільності комплексного сигналу (3.8), є двосторонньою, розташованою симетрично щодо нуля частот і знаходиться як в області додатних, так і від'ємних частот. Модуль спектральної щільності дійсного сигналу представлений на рисунку 3.1 пунктирною лінією.

Результуючий модуль спектральної щільності вихідного сигналу фазових детекторів (3.6) лише за амплітудної неузгодженості квадратурних каналів включає спектральні щільності комплексної (3.8) й дійсної (3.9) складових (рис. 3.1).

Таким чином, за відхилення коефіцієнтів передавання квадратурних каналів у спектрі вихідного сигналу крім спектральної щільності комплексного сигналу з'являється спектральна щільність дійсного сигналу на частоті  $-\omega_c$ , дзеркальній частоті сигналу. Рівень спектральної складової на дзеркальній частоті визначається різницею коефіцієнтів передачі квадратурних каналів.

Далі розглянемо вплив тільки фазової неузгодженості квадратурних каналів на спектральну щільність комплексного сигналу. Для цього у виразі (3.5) покладемо  $\Delta k=0$  й  $\Delta\varphi\neq 0$ . У такому випадку, квадратурні складові (3.5) записуються в такий спосіб:

$$\begin{aligned} u_x(t) &= U_c(t) \cos[\omega_c t + \varphi_c(t) + \Delta\varphi], \\ u_y(t) &= U_c(t) \sin[\omega_c t + \varphi_c(t)]. \end{aligned} \quad (3.10)$$

Вираз для дійсної складовий  $u_x(t)$  у (3.10) має вид:

$$\begin{aligned} u_x(t) &= U_c(t) \cos[\omega_c t + \varphi_c(t) + \Delta\varphi], \\ u_y(t) &= U_c(t) \sin[\omega_c t + \varphi_c(t)]. \end{aligned} \quad (3.11)$$

Співвідношення (3.10) перепишемо у формі [7]:

$$u_x(t) = U_c(t) \cos(\Delta\varphi) \cos[\omega_c t + \varphi_c(t)] - U_c(t) \sin(\Delta\varphi) \sin[\omega_c t + \varphi_c(t)] \quad (3.12)$$

У результаті, комплексний вихідний сигнал фазових детекторів записується як:

$$z(t) = U_c(t) \cos(\Delta\varphi) \cos[\omega_c t + \varphi_c(t)] - U_c(t) \sin(\Delta\varphi) \sin[\omega_c t + \varphi_c(t)] + jU_c(t) \sin[\omega_c t + \varphi_c(t)] \quad (3.13)$$

У співвідношенні (3.13) зробимо підстановку  $\cos\Delta\varphi=1-d$ . Тоді (3.13) можна подати у вигляді:

$$z(t) = U_c(t) e^{-j[(\omega-\omega_c)t - \varphi_c(t)]} - \{dU_c(t) \cos[\omega_c t + \varphi_c(t)] + U_c(t) \sin(\Delta\varphi) \sin[\omega_c t + \varphi_c(t)]\} \quad (3.14)$$

У виразі (3.14) складова

$$U_c(t) e^{-j[(\omega-\omega_c)t - \varphi_c(t)]}$$

є комплексним сигналом і визначає спектральну щільність  $G(j\omega)$  комплексної складової вихідного сигналу квадратурних каналів, а складова:

$$dU_c(t)\cos[\omega_c t + \varphi_c(t)] + \\ + U_c(t)\sin(\Delta\varphi)\sin[\omega_c t + \varphi_c(t)],$$

є дійсним сигналом і визначає спектральну щільність  $G(\omega)$  дійсної складової вихідного сигналу квадратурних каналів.

Дійсну складову  $G(j\cdot\omega)$  вихідного сигналу квадратурних каналів можна подати в такий спосіб:

$$G(\omega) = d \int_{-\infty}^{\infty} U_c(t) \{ \cos[\omega_c t + \varphi_c(t)] e^{-j\omega t} dt - \\ - \sin(\Delta\varphi) \int_{-\infty}^{\infty} U_c(t) \sin[(\omega - \omega_c)t + \varphi_c(t)] e^{-j\omega t} dt. \quad (3.15)$$

За малих кутів фазової неузгодженості квадратурних каналів  $\Delta\varphi$ , що не перевищують одиниць градусів, з урахуванням того, що:

$$d \approx \Delta\varphi^2 / 2 \ll \Delta\varphi,$$

вираз (3.15) можна подати у вигляді:

$$G(\omega) \approx \Delta\varphi G^*(j\omega), \quad (3.16)$$

де

$$G^*(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} U_c(t) \sin[(\omega - \omega_c)t + \varphi_c(t)] e^{-j\omega t} dt$$

– це спектральна щільність дійсного сигналу

$$U_c(t) \sin[(\omega - \omega_c)t + \varphi_c(t)]$$

Запишемо спектральну щільність вихідного сигналу квадратурних каналів за фазової неузгодженості квадратурних каналів:

$$G(\omega) \approx \Delta\varphi G^*(j\omega), \quad (3.17)$$

Якісно модуль спектральної щільності (3.17) при фазовій неузгодженості каналів обробки збігається з модулем спектральної щільності вихідного сигналу при амплітудній неузгодженості каналів і представлений на рисунку 3.1.

Таким чином, при амплітудній і фазовій неузгодженості квадратурних каналів у спектрі вихідного сигналу присутні спектральна щільність комплексного сигналу і спектральна щільність дійсного сигналу на частоті  $-\omega_c$ , дзеркальній частоті сигналу. Рівень спектральної складової на дзеркальній частоті визначається величиною амплітудної і фазової неузгодженості каналів.

### 3.2 Характеристики виявлення

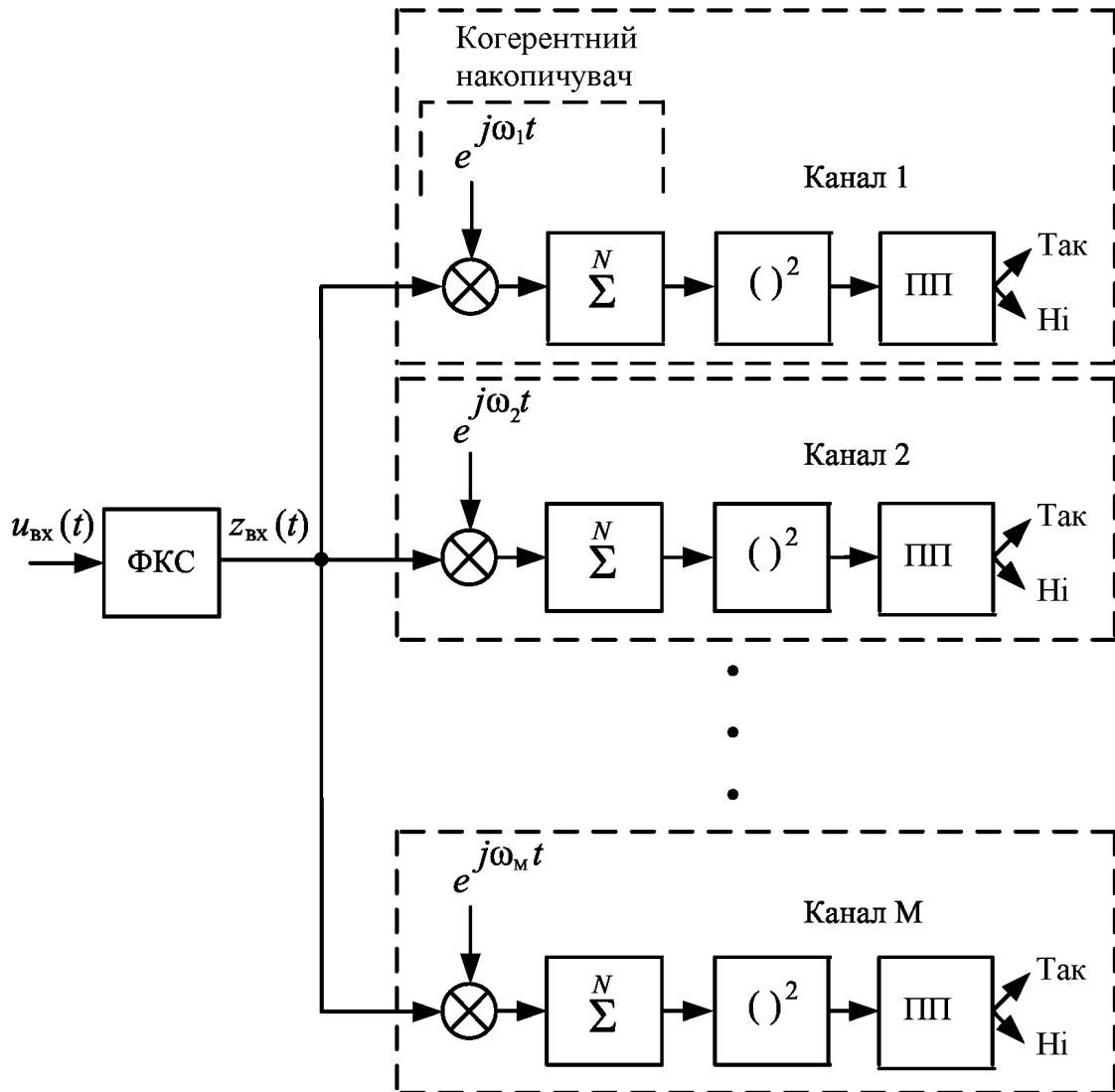
На практиці в прийомному тракту системи обробки крім корисного сигналу присутні різноманітні завади. Це може бути власний шум приймача, пасивні і спеціально організовані завади. Надалі будемо враховувати лише власний шум прийомного тракту, що у смузі частот прийомного тракту має практично рівномірну спектральну щільність.

Розглянемо когерентну систему виявлення сигналів, зображену на рисунку 3.2.

До складу системи обробки входять формувач квадратурних сигналів (ФКС) й  $M$  паралельно включених вузькосмугових каналів. При цьому кожен вузькосмуговий канал містить когерентний накопичувач сигналу на заданій частоті, квадратичний детектор і пороговий пристрій. Формувач квадратурних сигналів ФКС містить у собі, як відзначалося раніше, два фазових детектори зі зсувними за фазою на дев'яносто градусів опорними напругами.

Вхідний високочастотний сигнал  $K_{\text{вх}}(t)$  з виходу прийомного пристрою надходить на вхід фазових детекторів формувача квадратурних сигналів ФКС, на виході якого з'являється комплексний сигнал  $z_{\text{вх}}()$  у вигляді пари комплексно сполучених складових (3.2):

$$\begin{aligned} u_x(t) &= U_c(t) \cos[\omega_c t + \varphi_c(t)], \\ u_y(t) &= U_c(t) \sin[\omega_c t + \varphi_c(t)]. \end{aligned}$$



$\Phi КС$  – формувач квадратурних сигналів; ПП – пороговий пристрій

Рисунок 3.2 – Когерентний виявлювач сигналу

Когерентні накопичувачі каналів обробки мають свою частоту налаштування  $\omega_i$ . При цьому охоплюється весь можливий діапазон частот вхідного сигналу  $\omega_c$ .

У результаті, формуються  $M$  вузькосмугових когерентних каналів, у кожному з яких комплексний вхідний сигнал  $z_{вх}(t)$  шляхом множення на свій опорний сигнал:

$$u_i(t) = U(t) \cos(\omega_i t),$$

переноситься на нульову частоту з наступним накопиченням і порівнянням із пороговою напругою.

Раніше відзначалося, що неузгодженість параметрів квадратурних каналів виявлювача призводить до появи в спектрі вихідного сигналу фазових детекторів складової на частоті, дзеркальній частоті сигналу, що, потрапляючи до дзеркального за частотою каналу виявлювача, призводить до підвищення імовірності помилкового виявлення сигналу.

Нехай оброблюваний комплексний сигнал  $z_{\text{вх}}(t)$  є адитивною сумішшю стаціонарного вузькосмугового випадкового сигналу й внутрішньоприйомного шуму. Тоді вихідну напругу формувача комплексно-сполучених сигналів у комплексному вигляді можна записати в такий спосіб:

$$z_{\Sigma}(t) = z_{\text{ш}}(t) + z_c(t), \quad (3.18)$$

де  $z_c(t)$  – сигнал, що обробляється;

$z_{\text{ш}}(t)$  – внутрішньоприймальний шум.

Надалі, сигнал і внутрішньоприймальний шум на виході фазових детекторів розглядатимемо як послідовність відеоімпульсів. Для цього у виразах (3.5) необхідно від неперервного часу перейти до дискретного:

$$t_n = nT,$$

де  $n = 0, 1, 2, \dots$ ;

$T$  – період проходження імпульсів.

У цілому, когерентний накопичувач являє собою комплексний фільтр із дискретною імпульсною характеристикою:

$$h(nT) = e^{j\omega_i nT}$$

Тоді вихідну напругу когерентного накопичувача конкретного каналу обробки можна подати у вигляді двох комплексно-сполучених складових:

$$\begin{aligned} V &= \sum_{n=0}^{N-1} h[n]z_{\Sigma}[n] \\ V^* &= \sum_{n=0}^{N-1} h^*[n]z_{\Sigma}^*[n] \end{aligned} \quad , \quad (3.19)$$

де \* означає комплексну спряженість;

$N$  – число імпульсів, що оброблюються.

Тоді дисперсія вихідної напруги накопичувача набуває вигляду:

$$\sigma^2 = \overline{VV^*} = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} h[n]h^*[k] \overline{z_{\Sigma}[n]z_{\Sigma}^*[k]} \quad , \quad (3.20)$$

де риса згори означає статистичне усереднення.

З урахуванням статистичної незалежності сигналу і внутрішньоприймального шуму співвідношення (3.20) запишемо у вигляді:

$$\begin{aligned} \sigma^2 &= \overline{VV^*} = \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} h[n]h^*[k] \{B_c[n-k] + B_{\text{ш}}[n-k]\} \end{aligned} \quad , \quad (3.21)$$

де  $\bar{\phantom{x}}$  – риса згори означає статистичне усереднення;

$B_c[n-k]$  – комплексна кореляційна функція сигналу на вході когерентного накопичувача.

$B_{ш}[n-k]$  – комплексна кореляційна функція внутрішньоприймального шуму на вході когерентного накопичувача.

Згідно (3.8), кореляційна функція сигналу:

$$\dot{B}_c[n-k] = B_c[n-k] \cos[\omega_c(n-k)T].$$

Раніше відзначалося, що внутрішньоприймальний шум є широкосмуговим і практично некорельованим. Тоді в (3.21) прикладемо:

$$\dot{B}_{ш}[n-k] = \sigma_{ш}^2,$$

за  $n = k$  та:

$$B_{ш}[n-k] = 0,$$

за  $n \neq k$ ,

де  $\sigma_{ш}^2$  – дисперсія внутрішньоприймального шуму.

Для випадку точного налаштування когерентного накопичувача на середню частоту спектральної щільності сигналу ( $\omega_f = \omega_c$ ), кореляційна функція сигналу є дійсною й набуває вигляду:

$$\dot{B}_c[n-k] = B_c[n-k]$$

У той же час, у дзеркальному каналі когерентного накопичувача на частоті  $\omega_f = -\omega_c$  присутня дійсна складова сигналу, кореляційну функцію якої, на підставі співвідношень (3.8) й (3.16) можна записати за амплітудної неузгодженості параметрів квадратурних каналів у вигляді:

$$0,25\Delta k^2 B_c[n-k],$$

а за фазової неузгодженості параметрів квадратурних каналів:

$$\Delta\varphi^2 B_c[n-k],$$

що сприймається як хибне виявлення сигналу і, тим самим, збільшується імовірність хибної тривоги для усього виявлювача.

З урахуванням виразу (3.21), дисперсія вихідного сигналу в дзеркальному каналі для амплітудної і фазової неузгодженості когерентних каналів приймає вид:

$$\begin{aligned} \sigma_{\Delta k}^2 &= \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} h[n]h^*[n] \times \\ &\times \{0,25\Delta k^2 B_c[n-k] + \sigma_{\text{ш}}^2[n-k]\}, \end{aligned} \quad (3.22)$$

$$\sigma_{\Delta\varphi}^2 = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} h[n]h^*[n] \times$$

$$\times \{ \Delta\varphi^2 B_c[n-k] + \sigma_{\text{ш}}^2[n-k] \}, \quad (3.23)$$

Ухвала про наявність сигналу в дзеркальному каналі виноситься з урахуванням (3.21..3.23) на підставі порівняння з пороговим рівнем величини  $V^2$ . Тоді, якщо сигнал і внутрішньоприймальний шум є гаусовими випадковими процесами, а вихідне відношення сигнал/шум  $q$  внаслідок фільтрації змінюється в  $\mu$  раз, то рівняння характеристик виявлення, що пов'язує ймовірність правильного виявлення  $D$  і помилкової тривоги  $F$ , має вид [2]:

$$D = F^{\frac{1}{1+\mu q}}. \quad (3.24)$$

Для конкретизації отриманих результатів, прийmemo гаусову апроксимацію комплексної кореляційної функції сигналу [1-8]:

$$\dot{B}_c(\tau) = \sigma_c^2 e^{-0,5\Delta\omega_c^2 \tau^2} e^{j\omega_c \tau}, \quad (3.25)$$

де  $\sigma_c^2$  – дисперсія спектральної щільності сигналу;

$\Delta\omega_c$  – ширина спектральної щільності сигналу.

На рисунку 3.3 наведено залежності ймовірності хибного виявлення сигналу  $D$  у дзеркальному каналі від величини амплітудної неузгодженості  $\Delta k$  квадратурних каналів. За розрахунків покладалося, що:

а) дзеркальний канал когерентного накопичувача точно налаштовано на середню частоту дзеркальної спектральної щільності сигналу  $\omega_i = -\omega_c$ ; число імпульсів, що накопичуються;

б)  $N = 20$ ;

в) період повторення імпульсів  $T = 10^{-3}$  с;

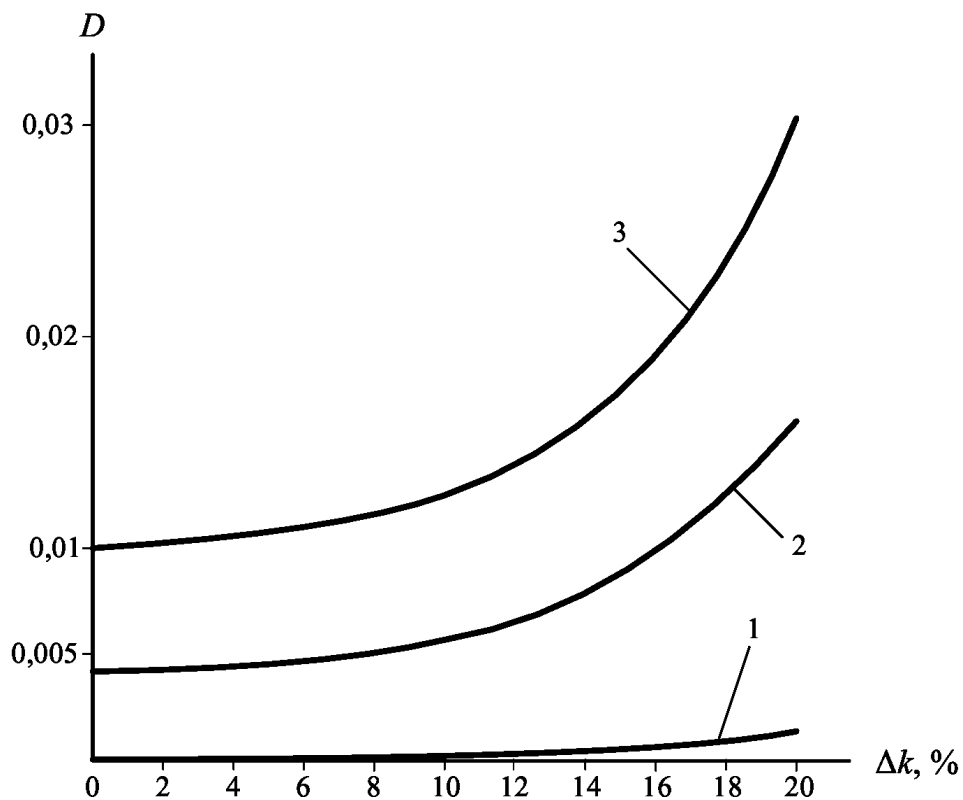
г) ширина спектральної щільності сигналу:

$$\Delta f_c = \Delta \omega_c / 2\pi = 5 \text{ Гц};$$

д) відношення сигнал/внутрішньопримальний шум:

$$\frac{P_c}{P_{ш}} = 2;$$

$F$  – імовірність хибної тривоги, викликаної тільки внутріприймальним шумом.



1 –  $F=0,0001$ ; 2 –  $F=0,004$ ; 3 –  $F=0,01$ .

Рисунок 3.3 – Імовірність хибного виявлення сигналу в дзеркальному каналі за амплітудної неузгодженості квадратурних каналів

На рисунку 3.4 наведено залежності імовірності хибного виявлення сигналу  $D$  у дзеркальному каналі від величини фазової неузгодженості  $\Delta\varphi$  квадратурних каналів. За розрахунків покладалося, що:

а) дзеркальний канал когерентного накопичувача точно налаштовано на середню частоту дзеркальної спектральної щільності сигналу  $\omega_1 = -\omega_c$ ; число імпульсів, що накопичуються,

б)  $N = 20$ ;

в) період повторення імпульсів  $T = 10^{-3}$  с;

г) ширина спектральної щільності сигналу:

$$\Delta f_c = \Delta\omega_c / 2\pi = 5 \text{ Гц};$$

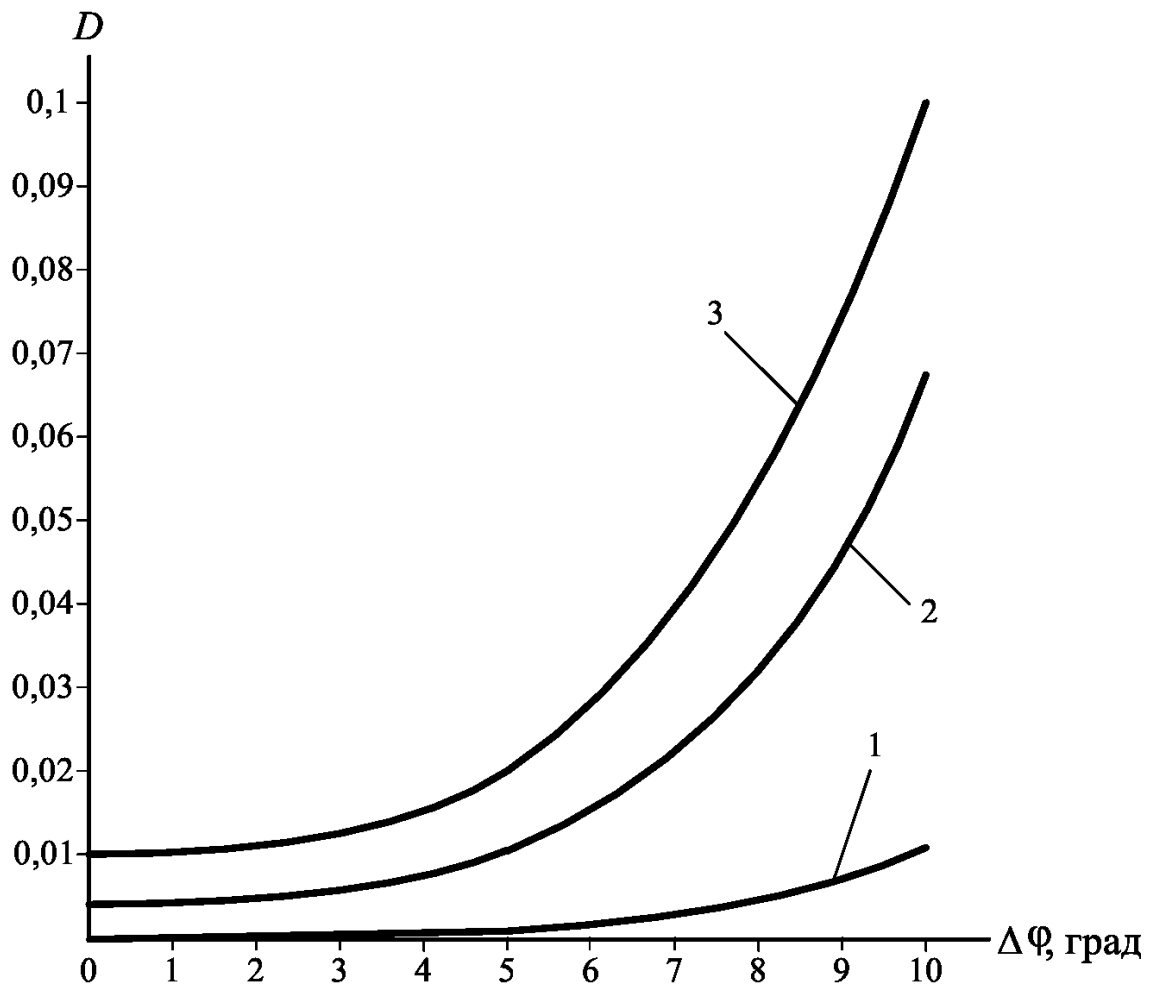
д) відношення сигнал/внутрішньоприймальний шум:

$$\frac{P_c}{P_{ш}} = 2;$$

$F$  – імовірність хибної тривоги, викликаної тільки внутрішньоприймальним шумом.

З рисунків 3.3..3.4 можна побачити, як амплітудна й фазова неузгодженості квадратурних каналів адаптивної когерентної системи виявлення впливають на характеристики виявлення.

У випадку відхилення коефіцієнтів передачі  $\Delta k$  у межах від 0% до 20%, імовірність виявлення хибного сигналу в дзеркальному каналі за імовірності хибної тривоги 0,01 змінюється в чотири рази: від 0,01 до 0,04. У той же час, за імовірності хибної тривоги 0,0001, імовірність виявлення хибного сигналу в дзеркальному каналі змінюється в сорок разів: від 0,0001 до 0,004.



1 –  $F=0,0001$ ; 2 –  $F=0,004$ ; 3 –  $F=0,01$ .

Рисунок 3.4 – Імовірність хибного виявлення сигналу в дзеркальному каналі за фазової неузгодженості квадратурних каналів

Фазова неідентичність опорних напруг  $\Delta\varphi$  у межах від  $0^\circ$  до  $10^\circ$  призводить до зміни імовірності виявлення хибного сигналу в дзеркальному каналі за ймовірності хибної тривоги 0,01 у десять разів: від 0,01 до 0,1. А за ймовірності хибної тривоги 0,0001 імовірність виявлення хибного сигналу в дзеркальному каналі змінюється в сто разів: від 0,0001 до 0,01.

#### 4 ТЕКСТ ПРОГРАММ

```

procedure LoadColTab(FileName:string);
{hËбгГВ в®з€Г б €®®а□Ë- в ¬Ë х,у жÿГВ Col}
push cx
procedure Display(Switch:TSwitch);
  mov dx,SRI
  mov dx,SRI
  call MkAdr
  ja @Exit

asm

  mov al,ah
  in al,dx
  jl @Exit
  mov es,ax

@FilterCode:
procedure VerLine(x,y,yy:integer;Col:byte);
  mov cx,x
      P^.YY:=Yy}

  sub bx,4
  jl @Exit

,«Ëпов - а Ÿ®вГ ĩа®жГ□га:HorLine,VerLine}

```

```

    end;
    {€-ËжË «Ë§ËагГв да J-Г-в,в.Г. ь®§ÿа й Гв г€ § вГ«м - бвагЄвгаг вËÏ
PImg,

```

```

    mov VGAClosed,0

```

```

    mov cx,199

```

```

    mov ah,ds:[si]

```

```

    in al,dx

```

```

    out dx,al

```

```

    sub bx,ax

```

```

    {“бв - ь«Ëÿ Гв жÿГв д®- }

```

```

    jmp @Ext

```

```

    mov cx,x

```

```

@Exit:

```

```

asm

```

```

    cmp ah,ByteRec.Lo(Col)

```

```

function TestVGA:boolean;assembler;

```

```

    mov al,SARh

```

```

    {}

```

```

@Cont1:

```

```

    cmp Reg,2

```

```

    mov ah,$40

```

```

asm

```

```

    out dx,al

```

```

    jnz @Cont2

```

```

ja @Exit
mov ah,PageSize
P^.XX:=XX;
cmp ax,MinX
cli
jl @Exit
procedure Init256;assembler;
sub yy,ax
VGAErrMsgs:array [0..2] of String=('It's all right','Invalid graphics
mode','VGA is not present');
{...б«Ë Switch=Off,в® ĩaËÿ®¼Ëв жÿГв ÿË¼Г® ¼ ĩвГa VGA € жÿГвГ
BackCol
shl ah,cl
add si,Xr
if ColTab<>nil
{,e®¼ Ÿ «oÿ®© Ja дËзГбЄË© aГ!Ë¬ BIOS
DosErrMsg:='Input-Output error N'+s+' handling file '+ErFName;
rep stosb
push ax
mov bx,319
False - VGA -Г ®ÿ- arГ-}
VGAErr:=0;

procedure InitVGA(Reg:TReg);assembler;
ÿГae-пп з бвм - вГЄгй п ÿË§Г «м- п бва -Ëж ,
jmp @com
out dx,al
mov MaximalX,bx
{}

```

```

out dx,al
or al,64
{“бВ - ŷ«Ëŷ ГВ аГ|Ë¬ § ÌËбË α --ле ŷ ŷËαГ®Ï ¬пвм}
end;
stosb
pop ax
@11:
asm
jnz @Cont1

{„Г« ГВ €ВËŷ-®© бва -ËжГ б -®¬Гa®¬ N
cmp Reg,0
asm
in al,dx
in al,dx
mov ax,x
and cx,3

{—ËВ ГВ Ë§ д ©« в Ÿ«ËжГ жŷГВ®ŷ ColTab.ĥ §¬Гa д ©« 768b}

asm
@11:
out dx,ax
call MkAdr
procedure VerLine(x,y,yy:integer;Col:byte);assembler;
mov dx,ds
mov al,MSLR
mov ah,1

```

```

@11:
int $10
var
{ ж Гв R,G Ё В б@бв ў«пойЁГ «п жўГв N }
@L3:
        { бва -Ёжл «@ ўл$@ў Init256 }
MinY:=0
xor ah,ah
VGAErr :byte=0;      { 'ГГгйЁ© €@« @иЁЎ€Ё }
mov GrMode,al
out dx,al
loop @11
{ ,@§ўа й Гв жўГв в@з€Ё б €@@а«Ё- в ¬Ё x,y }
out dx,al
mul n
procedure DoneImg(var P:PImg);
push di

{ ж Ё«-пГв -г«п¬Ё ўбГ 4 жўГв@ўле б«@п (256Kb) ўЁ«Г@Ї ¬пвЁ VGA }
mov ax,$0013
out dx,al
lea si,@ZeroCode
@13:
procedure SplitImg(N:word);
end;
begin
procedure SetCol(N,R,G,B:byte);
XX(иЁаЁ- да J¬Г-в ) Ё YY(ўлб@в да J¬Г-в ) }
int $10

```

```

        HorLine(x1,y1,xx,Col);
True - VGA @Y- ar|I-
mov bl,True
jle @Cont2
end;
    mov dx,CRTI

procedure ClearVRAM;assembler;
push ds
lea di,@Place1
cmp ax,MinY
mov cx,x
asm

mov cx,8
cmp ax,MinX
mov di,ax
procedure AccessVRAM(Switch:TSwitch);
@Exit:
shl al,cl
jnz @Cont3
mov al,15
jz @med
@Cont:
MaxX:=MaximalX
procedure Box(x1,y1,x2,y2:word;Col:byte);

add si,ax
db $90

```

```

neg yy
pop di
mov dx,GCI

inc dx
ÿ Ñ 66Ëÿ ColTab}
var
out dx,al
{ €6Ï®«M§ГОВ6П 4 жÿГВ®ÿле б«®П }
@Exit:
function GetPixel(x,y:word):byte;
{‡ -®6ËВ §- зГ-ËП R,G,B ««П 256 жÿГВ®ÿÿ ÿ аГËËбал ÿË«Г® « ÌВГa VGA

procedure HorLine(x,y,xx:integer;Col:byte);
{Г6ÿ®ÿ®|« ГВ Ì ÑПВМ(XX*YY ÿ ©В),§ -ПВГО ÌГaГ-Г--®© P вËË PImg}
sub ax,MaxY
const{Error Messages}
InitImg:=P;
out dx,al
procedure SetAPage(n:byte);
mov al,15
cmp ax,MaxY

add ax,yy
mov cx,x
procedure InitGrMode(Mode:byte);assembler;
inc dx
push 0

```

```

    cmp ax,MaxY
    mov al,MIR
end;
mov cx,x
mov al,Page
@Cont1:
sti
VGAClosed :boolean;          {"« J a Ÿ®ВЛ VGA256_4:True-a Ÿ®В
§ ŸГaиГ- }
    mov cx,bx
@12:
    lds si,p
var
    jnz @wait_off
var
    inc si
    mov es:[di],ah
    mov al,ULR
    mov al,MDR
    mov Mode,al
    ЪСВЁŸ- п бва -Ёж -бва -Ёж ,- С®В®аго ŸлŸ®рпв Ё§®Ÿa |Г-Ёп ŸбГ
    Īa®жГ®гал
function InitImg(xx,yy:word):PImg;
    mov di,ax

    mov es:[di],ah

asm
    shl Switch,1

```

{hËбгГВ J@aË§@-в «м-го «Ë-Ëо Ë§ в@з€Ë A(X,Y) ý в@з€г B(X+XX,Y)  
жýГВ Col}

,@§ýа й ГВ:

```
call Display
dd $90909090
call Display
then Dispose(ColTab);
mov cl,al
```

—@¤г«п.}

if VGAErr=255 then Res:=DosErMsg

cmp ax,MaxX

mov ax,x

push cx

int \$10

procedure FitCols(Switch:TSwitch;DupTab:PColTab;Dis,Cnt:byte);

procedure WaitVer;assembler;

procedure Cols(Switch:TSwitch;BackCol,Dis,Cnt:byte);

procedure GetColTab;

cmp ax,MinY

mov bx,y

int \$10

@Cont3:

mov PageSize,ah

```

mov dx,SRI

ja @l2
{' ,С«оз ГВ' Ё 'ўлС«оз ГВ' ъЁбї«Г©:
procedure InitVGA(Reg:TReg);
pop cx
call Init256
jl @Exit
call ClearVRAM
cmp bx,MaxY
ja @Exit
ad :word;
procedure PutPixel(x,y:word;Col:byte);assembler;
mov al,CPWER
MaxX:=X2
cmp al,$1A
{‡ İЁблў ГВ ў д ©« в Ў«ЁЖГ жўГВ®ў ColTab.ђ §-Га д ©« 768b}
mov bx,y
cmp ax,MaxY
Str(LastDosError,s);
GrMode :TReg=Undef; {'ГСгйЁ© ўЁѡГ@aГ|Ё¬ VGA (в®«мС® ѡ«п
звГ-Ёп)}
{}
{ЦГaГ-®бЁв Ё§®Ўa |Г-ЁГ İ® С®®aѡЁ- в ¬ X,Y иЁaЁ-®© XX Ё
ўлб®в®© YY
push dx
begin
Res:string;

```

```
procedure SetWriteMode(Mode:byte);
begin
```

```
  je @Exit
  VerLine(x1,y1,y2-y1+1,Col);
```

```
  @ReplaceCode:
```

```
  asm
  mov Ad,bx
  inc di
```

```
procedure CloseVGA;
```

```
  mov ax,80
```

```
  asm
```

```
  @wait_off:
```

```
  add di,80
```

```
procedure ClearVRAM;
```

```
  out dx,ax
```

```
{ЦГaГ-®бЕв Е§®Ÿa |Г-ЕГ иЕaЕ-®© XX Е ўлб®в®© YY Е§ да J-Г- P
Off - ўлС«оз Гв
```

```
var
```

```
procedure HorLine(x,y,xx:integer;Col:byte);assembler;
```

```
  add ax,yy
```

```
  rol al,1
```

```
procedure
```

```
PutImg(X,Y,Xr,Yr,Xx,Yy:Word;P:PImg;Col:Word;Method:TMethod);assembler;
```

```

in al,dx
mov cl,byterec.lo(x)
Mode,Page:byte;      {,Ë∅Γ@aΓ|Ë¬ Ë -®¬Γa ŷË§Γ «M-®©}
s:string;
out dx,ax

```

```
pop dx
```

```
function VGAErMsg:string;
```

```
end;
```

```
and cl,3
```

```
  cmp GrMode,0
```

```
  jl @Exit
```

```
  jz @Cont1
```

```
  out dx,ax
```

```
MinX:=0
```

```
add si,2
```

```
mov bl,Col
```

```
xx:=Abs(x2-x1)+1;
```

```
mov ax,y
```

```
  end
```

```
mov es:[di],ah
```

```
mov cx,x
```

```
loop @loop1
```

```

asm
asm
procedure SetColTab;
... б«Ë Init=1 в® P^.XX:=Xx
ja @Cont2
asm
        HorLine(x2,y2,xx,Col);
out dx,al
{Ца®ÿГанГв - «ËзËГ VGA
db $90
and al,253
push ax

procedure MkAdr; assembler;
mov bl,False
mul n
{ГбгйГбвÿ«пГв б«ГггойГГ:
inc dx
procedure ColList(Switch:TSwitch;const Table:openstring);

Ë® ®в-®бËвГ«м-л¬ с®®а®Ë- в ¬ Xг,Yг - нСа - Ë® с®®а®Ë- в ¬ X,Y }
xx:word;
or al,Switch
@Contin2:
        HorLine(x2,y1,xx,Col);

lea si,@FilterCode

end;
```

```

{И®¤J®B®Ÿ€ AL}
mul Yr
call MkAdr
Off - Ęб€«03 ГВ}
out dx,al
mov al,CPWER
  mov di,ax
{Normal,Filter or Replace}
ja @Exit
mov al,VGAErr
loop @1
mov cx,yy
{„Г« ГВ ®B®Ÿa | Г-®© бва -ĘжГ б -®-Гa®- N
sub bx,XX
{„Г«ĘВ нCa - - ¤ŸГ з бВĘ Ÿ бва®€Г N:
  mov ah,$80
P^.YY:=YY;

{Г|Ę¤ -ĘГ ŸГaВĘ€ «м-®J® ®Ÿa в-®J® e®¤ «Гз к'»}
{ГĘбГГВ ŸГaВĘ€ «м-го «Ę-Ęo Ęš в®з€Ę A(X,Y) Ÿ в®з€Г B(X,Y+YY)
жŸГВ Col}
  mov ax,xx
  mov es,ax
asm
end;
mov ah,ByteRec.Hi(Col)
mov ah,al
cmp bx,MaxX
  begin

```

```

    cmp ax,MaxY
    mov ds,dx
    FreeMem(P,4+P^.xx*P^.yy);
procedure
PutImg(X,Y,Xr,Yr,XX,YY:Word;P:PImg;Col:Word;Method:TMethod);
    mov ax,$A000
    mov VPage,al
    and al,239
function InitImg(xx,yy:word):PImg;
    out dx,al

    {,лe®□}
    mov al,RPSR
    sub ax,MinY
    mov cx,yy
    mul bx
    {, BX-y,ŷ CX-x}

    mov ch,PageSize
        HorLine(x1,y2,xx,Col);
    xor ax,ax
    dw $9090
function GetPixel(x,y:word):byte;assembler;
{Setting CPWE register}
ja @Exit
MinX:=X1
    mov al,CPWER
    call MkAdr

```

```
mov byte ptr @Change1+1,al
```

```
@L3:
```

```
@Exit:
```

```
Switch=Off - § ĩaГñ ГB}
```

```
jl @Exit
```

```
mov cx,399
```

```
mov ax,$A000
```

```
jnz @l3
```

```
mov al,17
```

```
@ZeroCode:
```

```
function TestVGA:boolean;
```

```
dw $0375
```

```
end;
```

```
int $10
```

```
mov al,MCR
```

```
and cx,3
```

```
rep stosw
```

```
mov ah,1
```

```
cmp ax,MaxX
```

```
in al,dx
```

```
@l2:
```

```
VerLine(x2,y1,y2-y1+1,Col);
```

```
mov al,MMR
```

```

mov al,240
mov VGAClosed,1
@l:
mov al,bl

```

```

procedure WaitVer;
@Place1:
procedure SetWindow(X1,Y1,X2,Y2:word);
  mov VGAErr,2
procedure SetBCol(Col:byte);
  jl @Exit
  mov al,$C7
  mov ah,15
  out dx,al
implementation
  jz @l1
  mov MOfs,ax
  cmp ah,ByteRec.Lo(Col)
  in al,dx
end;
  mov al,$41
  xor ah,ah

```

```

{,®ббв - њ«Ëŷ Гв њË«Г®аГ|Ë¬ Ë -®¬Га њË§Г «м-®© бва -Ëжл,©®в®аГ
Ÿл«Ë гбв -®ŷ«Г-л «® ŷл§®ŷ Init256 Ë«Ë InitVGA}
  cmp Method,1

```

```

add ax,cx
procedure InitGrMode(Mode:byte);
  mov bx,cs
@Ext:
procedure ClearPage(n:word);assembler;
begin
  VGAErMsg:='VGA:'+Res+'.';
  Ī®«M$ΓΓB6Π ¬ 66Ëÿ®¬ ColTab}
  rol al,cl
  mul n
  mov APage,al
@Loop1:
  mov dx,SRI
  jmp @Cont
  mov bx,319
P:PImg;
MaxY:=Y2
{$G+}
  out dx,ax
  dw $0674
  inc dx
  mov cx,xx
  in al,dx
end;

```

## ВИСНОВКИ

До якості налаштування квадратурних каналів когерентної системи виявлення сигналів мусять висуватися дуже жорсткі вимоги, оскільки наявність амплітудних і фазових неідентичностей квадратурних каналів обумовлює спотворення спектральної щільності вихідного комплексного сигналу фазових детекторів.

Помилки налаштування квадратурних каналів когерентної системи призводять до появи в їхньому вихідному сигналі додаткової складової на частоті, дзеркальній частоті сигналу, рівень якої пропорційний різниці коефіцієнтів передачі квадратурних каналів і величині фазового відхилення опорних напруг від дев'яноста градусів. Неузгодженість параметрів квадратурних каналів призводить у цілому до погіршення характеристик виявлення когерентної системи обробки.

**ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ**

1. Бакулев П.А. Радиолокационные системы / П.А. Бакулев. – М.: Радиотехника, 2004. – 319 с.
2. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы / С.И. Баскаков. – М.: URS, 2016. – 915 с.
3. Котоусов А.С. Оптимальная фильтрация и компенсация помех / А.С. Котоусов, А.К. Морозов. – М.: Горячая линия-Телеком, 2008. – 166 с.
4. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника / В.И. Тихонов. – М.: Радио и связь, 1966. – 678 с.
5. Пискунов Н.С. Дифференциальное и интегральное исчисления. Т.2. / Н.С. Пискунов. – М.: Наука, 1965. – 310 с.
6. Цыпкин А.Г. Справочник по математике / А.Г. Цыпкин. – М.: Наука, 1988. – 431 с.
7. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники / Б.Р. Левин. – М.: Советское радио, 1969. – 751 с.
8. Тихонов В.И. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем / В.И. Тихонов. – М.: Радио и связь, 1991. – 608 с.