

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2024.6.9>

УДК: 621.396:681.323

ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБНАРУЖЕНИЯ КОГЕРЕНТНОЙ СИСТЕМЫ ПРИ РАССОГЛАСОВАНИИ КВАДРАТУРНЫХ КАНАЛОВ

С.И. Зиятдинов, О.И. Красильникова

Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения,
190000, г. Санкт-Петербург, ул. Большая Морская, д. 67

Статья поступила в редакцию 1 июня 2021 г.

Аннотация. *Введение* – Рассмотрена работа адаптивной когерентной системы обнаружения. Приведена структура устройства обработки, содержащая последовательно соединенные формирователь квадратурных составляющих сигнала, преобразующий на видеочастоту высокочастотные входные радиосигналы, адаптивный многоканальный когерентный накопитель с пороговыми устройствами. *Цель* – Исследовать влияние неизбежных на практике амплитудных и фазовых рассогласований параметров квадратурных каналов на работу адаптивной когерентной системы обнаружения. *Постановка задачи* – Определить спектрально-корреляционные характеристики обрабатываемых сигналов при рассогласовании параметров квадратурных каналов. Оценить влияние амплитудных и фазовых отклонений параметров квадратурных каналов на характеристики когерентной системы обнаружения. *Метод* – Использован метод комплексной переменной, при котором входные высокочастотные сигналы представляются на видеочастоте парой комплексно-сопряженных вещественных составляющих, сдвинутых по фазе на девяносто градусов. *Результаты* – Представлена на видеочастоте модель обрабатываемого сигнала с учетом возможных

на практике рассогласований параметров квадратурных каналов. Получены выражения и построены графики спектральной плотности комплексного сигнала отдельно при амплитудном и фазовом рассогласовании квадратурных каналов. Показано, что рассогласование квадратурных каналов приводит к появлению в спектре выходного сигнала фазовых детекторов составляющей на частоте, зеркальной частоте сигнала, что повышает вероятность ложного обнаружения. Представлены результаты расчетов вероятности ложного обнаружения сигнала в зависимости от величины отклонения коэффициентов передачи квадратурных каналов и фазового рассогласования опорных напряжений квадратурных каналов. **Заключение** – Показано существенное влияние амплитудных и фазовых рассогласований параметров квадратурных каналов на спектрально-корреляционные характеристики комплексного сигнала. Рассогласование параметров квадратурных каналов приводит к ухудшению характеристик обнаружения когерентной системы обработки. Используемая методика исследований позволяет выработать требования к качеству настройки квадратурных каналов.

Ключевые слова: когерентный обнаружитель, ошибки настройки, комплексный сигнал, характеристики обнаружения.

Автор для переписки: Зиатдинов Сергей Ильич, ziat.53@mail.ru

Введение

В ряде практических случаев при построении когерентных систем обработки, таких как обнаружители и измерители параметров сигналов, устройств селекции движущихся целей, систем автоматического сопровождения по дальности и угловым координатам, для повышения их эффективности и упрощения практической реализации используют преобразование принимаемых высокочастотных радиосигналов на видеочастоту [1]. При этом преобразование принимаемых высокочастотных сигналов на видеочастоту реализуется двумя квадратурными каналами, включающими два фазовых детектора, опорные напряжения которых сдвинуты по фазе на 90 градусов [2-4].

В результате на выходах фазовых детекторов появляется комплексный сигнал в виде пары квадратурных напряжений сигнала и разнообразных помех.

Рассмотренные в литературе вопросы обработки комплексных сигналов на основе их квадратурных составляющих базируются на безошибочном преобразовании высокочастотных сигналов на видеочастоту [4-6]. На практике реализовать квадратурные каналы с абсолютно одинаковыми характеристиками не представляется возможным. Каналы могут иметь различные коэффициенты передачи, а используемые опорные напряжения могут иметь фазовый сдвиг, отличный от девяноста градусов. Данные погрешности приводят к ошибкам оценки параметров комплексного сигнала [3], снижению качества работы устройств селекции движущихся целей [2], систем автоматического сопровождения. Так в работе [3] показано, что наличие амплитудных и фазовых рассогласований квадратурных каналов приводит к ошибкам оценки таких важнейших параметров комплексного сигнала, как его амплитуда и частота. При незначительных отклонения коэффициентов передачи квадратурных каналов возникающие ошибки измерения амплитуды и частоты пропорциональны величине отклонения коэффициентов передачи. При этом ошибка измерения амплитуды комплексного сигнала, вызванная фазовым рассогласованием квадратурных каналов, пропорциональна отклонению коэффициентов передачи каналов. В то же время ошибка измерения частоты комплексного сигнала пропорциональна квадрату фазового рассогласования. В работе [2] дана оценка влияния рассогласований параметров квадратурных каналов на работу адаптивной системы селекции движущихся целей. В результате показано, что наличие амплитудных и фазовых рассогласований квадратурных каналов приводит к существенному уменьшению коэффициента подавления пассивных помех.

1. Постановка задачи.

В случае построения адаптивных систем обработки сигналов, параметры которых должны оперативно изменяться, ошибки настройки квадратурных каналов могут привести к ухудшению качества фильтрации сигналов на фоне помех и, в целом, к снижению характеристик обнаружения объектов. Целью работы является исследование влияния амплитудных и фазовых рассогласований параметров квадратурных каналов адаптивной когерентной системы обработки сигналов на характеристики обнаружения когерентной системы.

2. Модели сигналов

Рассмотрим случай, когда для формирования квадратурных сигналов в когерентных системах обработки используются два фазовых детектора со сдвинутыми по фазе на 90 градусов опорными напряжениями.

Пусть входной высокочастотный сигнал является узкополосным случайным процессом вида:

$$u_c(t) = U_c(t) \cos[\omega_c t + \varphi_c(t)], \quad (1)$$

где ω_c , $U_c(t)$, $\varphi_c(t)$ – средняя частота спектральной плотности, флюктуирующие амплитуда и начальная фаза сигнала соответственно.

При подаче на входы фазовых детекторов принимаемого высокочастотного сигнала (1) на выходах фазовых детекторов появляются на видеочастоте два квадратурных сигнала $x(t)$ и $y(t)$, образующие комплексный сигнал $z(t)$. В случае отсутствия ошибок преобразования данные сигналы можно представить следующим образом [6]:

$$\begin{aligned} u_x(t) &= U_c(t) \cos[\omega_c t + \varphi_c(t)], \\ u_y(t) &= U_c(t) \sin[\omega_c t + \varphi_c(t)]. \end{aligned} \quad (2)$$

Комплексный сигнал $z(t)$ на основании (2) можно записать в виде:

$$z(t) = u_x(t) + ju_y(t) = U_c(t)e^{j[\omega_c t + \varphi_c(t)]}. \quad (3)$$

Спектральная плотность комплексного сигнала (3) находится из выражения [7]:

$$G_{\text{КОМ}}(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} U_c(t)e^{j[\omega_c t + \varphi_c(t)]}e^{-j\omega t} dt = \int_{-\infty}^{\infty} U_c(t)e^{-j[(\omega - \omega_c)t - \varphi_c(t)]} dt. \quad (4)$$

На рис. 1 сплошной линией показан модуль спектральной плотности комплексного сигнала (4) при отсутствии рассогласования квадратурных каналов.

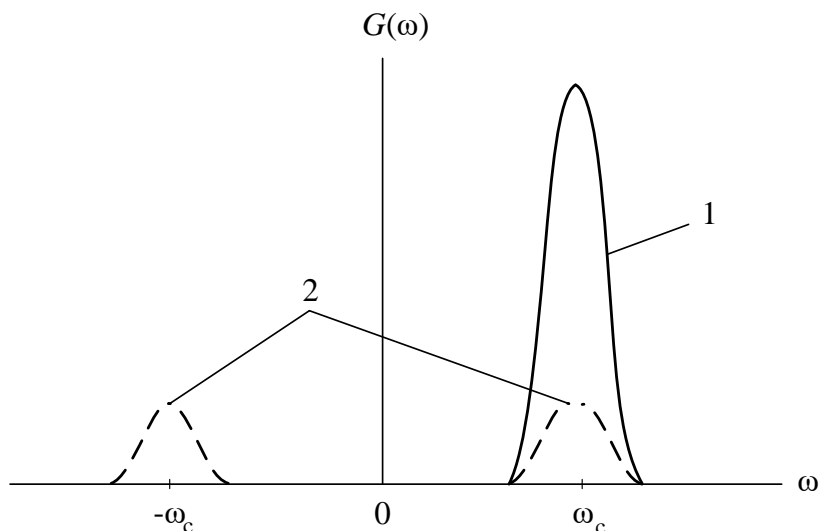


Рис. 1. Модуль спектральной плотности сигнала:
1 – комплексного сигнала, 2 – вещественного сигнала.

Можно отметить, что спектральная плотность комплексного сигнала является односторонней относительно нуля частот и может располагаться как в области положительных частот, так и в области отрицательных частот в зависимости от знака средней частоты ω_c .

На практике обеспечить точную настройку квадратурных каналов невозможно. Квадратурные каналы могут иметь различные коэффициенты передачи, а фазовые сдвиги опорных напряжений могут отличаться от 90° .

С учетом возможных ошибок настройки параметров квадратурных каналов их выходные сигналы запишем в виде:

$$\begin{aligned} u_x(t) &= kU_c(t)\cos[\omega_c t + \varphi_c(t) + \Delta\varphi], \\ u_y(t) &= U_c(t)\sin[\omega_c t + \varphi_c(t)], \end{aligned} \quad (5)$$

где $k = 1 + \Delta k$; Δk – отклонение коэффициентов передачи квадратурных каналов; $\Delta\varphi$ – фазовое рассогласование опорных напряжений.

Рассмотрим отдельно влияние параметров Δk и $\Delta\varphi$ на частотные свойства комплексного сигнала. При амплитудном рассогласовании квадратурных каналов необходимо в (5) положить $\Delta k \neq 0$ и $\Delta\varphi = 0$. При этом выражения (5) записываются следующим образом:

$$\begin{aligned} u_x(t) &= kU_c(t)\cos[\omega_c t + \varphi_c(t)], \\ u_y(t) &= U_c(t)\sin[\omega_c t + \varphi_c(t)]. \end{aligned} \quad (6)$$

На основании выражений (3-6) спектральная плотность сигнала (6) будет определяться соотношением:

$$\begin{aligned} G_{\Delta k}(j\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} U_c(t)e^{-j[(\omega-\omega_c)t-\varphi_c(t)]} dt + \\ &+ \Delta k \int_{-\infty}^{\infty} U_c(t)\{\cos[\omega_c t + \varphi_c(t)]e^{-j\omega t}\} dt = G_{\text{ком}}(j\omega) + G_{\text{вещ}}(j\omega). \end{aligned} \quad (7)$$

Из выражения (7) видно, что спектральная плотность сигнала, только при амплитудном рассогласовании квадратурных каналов, включает в себя спектральную плотность комплексного сигнала $G_{\text{ком}}(j\omega)$ (4):

$$G_{\text{ком}}(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} U_c(t)e^{-j[(\omega-\omega_c)t-\varphi_c(t)]} dt, \quad (8)$$

и спектральную плотность $G_{\text{вещ}}(j\omega)$ вещественного сигнала

$$u_{\text{вещ}}(t) = \Delta k U_c(t)\cos[\omega_c t + \varphi_c(t)]:$$

$$\begin{aligned}
 G_{\text{вещ}}(j\omega) &= \Delta k \int_{-\infty}^{\infty} U_c(t) \{ \cos[\omega_c t + \varphi_c(t)] e^{-j\omega t} dt = \\
 &= 0,5\Delta k \int_{-\infty}^{\infty} U_c(t) \{ \cos[(\omega + \omega_c)t + \varphi_c(t)] + \int_{-\infty}^{\infty} U_c(t) \{ \cos[(\omega - \omega_c)t + \varphi_c(t)] \} dt.
 \end{aligned}
 \tag{9}$$

Выражение (9) показывает, что спектральная плотность вещественного сигнала, в отличие от спектральной плотности комплексного сигнала (8), является двусторонней, расположенной симметрично относительно нуля частот и находится как в области положительных, так и отрицательных частот. Модуль спектральной плотности вещественного сигнала представлен на рис. 1 пунктирной линией.

Результирующий модуль спектральной плотности выходного сигнала фазовых детекторов (6) только при амплитудном рассогласовании квадратурных каналов включает спектральные плотности комплексной (8) и вещественной (9) составляющих (рис. 1).

Таким образом, при отклонении коэффициентов передачи квадратурных каналов в спектре выходного сигнала кроме спектральной плотности комплексного сигнала появляется спектральная плотность вещественного сигнала на частоте $-\omega_c$, зеркальной частоте сигнала. Уровень спектральной составляющей на зеркальной частоте определяется разностью коэффициентов передачи квадратурных каналов.

Далее рассмотрим влияние только фазового рассогласования квадратурных каналов на спектральную плотность комплексного сигнала. Для этого в выражении (5) положим $\Delta k = 0$ и $\Delta\varphi \neq 0$. В данном случае квадратурные составляющие (5) записываются следующим образом:

$$\begin{aligned}
 u_x(t) &= U_c(t) \cos[\omega_c t + \varphi_c(t) + \Delta\varphi], \\
 u_y(t) &= U_c(t) \sin[\omega_c t + \varphi_c(t)].
 \end{aligned}
 \tag{10}$$

Выражение для вещественной составляющей $u_x(t)$ в (10) имеет вид:

$$u_x(t) = U_c(t) \cos[\omega_c t + \varphi_c(t) + \Delta\varphi].
 \tag{11}$$

Соотношение (11) перепишем в форме [7]:

$$u_x(t) = U_c(t) \cos(\Delta\varphi) \cos[\omega_c t + \varphi_c(t)] - U_c(t) \sin(\Delta\varphi) \sin[\omega_c t + \varphi_c(t)]. \quad (12)$$

В результате комплексный выходной сигнал фазовых детекторов записывается как:

$$z(t) = U_c(t) \cos(\Delta\varphi) \cos[\omega_c t + \varphi_c(t)] - U_c(t) \sin(\Delta\varphi) \sin[\omega_c t + \varphi_c(t)] + jU_c(t) \sin[\omega_c t + \varphi_c(t)]. \quad (13)$$

В соотношении (13) сделаем подстановку $\cos\Delta\varphi = 1-d$. Тогда (13) можно представить в виде:

$$z(t) = U_c(t) e^{-j[(\omega-\omega_c)t - \varphi_c(t)]} - \{dU_c(t) \cos[\omega_c t + \varphi_c(t)] + U_c(t) \sin(\Delta\varphi) \sin[\omega_c t + \varphi_c(t)]\}. \quad (14)$$

В выражении (14) составляющая $U_c(t) e^{-j[(\omega-\omega_c)t - \varphi_c(t)]}$ является комплексным сигналом и определяет спектральную плотность $G_{\text{ком}}(j\omega)$ комплексной составляющей выходного сигнала квадратурных каналов, составляющая $dU_c(t) \cos[\omega_c t + \varphi_c(t)] - U_c(t) \sin(\Delta\varphi) \sin[\omega_c t + \varphi_c(t)]$ является вещественным сигналом и определяет спектральную плотность $G_{\text{вещ}}(j\omega)$ вещественной составляющей выходного сигнала квадратурных каналов.

Вещественную составляющую $G_{\text{вещ}}(j\omega)$ выходного сигнала квадратурных каналов можно представить следующим образом:

$$G_{\text{вещ}}(j\omega) = d \int_{-\infty}^{\infty} U_c(t) \{ \cos[\omega_c t + \varphi_c(t)] e^{-j\omega t} dt - \sin(\Delta\varphi) \int_{-\infty}^{\infty} U_c(t) \sin[(\omega-\omega_c)t + \varphi_c(t)] e^{-j\omega t} dt. \quad (15)$$

При малых углах фазового рассогласования квадратурных каналов $\Delta\varphi$, не превышающих единиц градусов, с учетом того, что $d \approx \Delta\varphi^2 / 2 \ll \Delta\varphi$ выражение (15) можно представить в виде:

$$G_{\text{вещ}}(j\omega) \approx \Delta\varphi G^*(j\omega), \quad (16)$$

где $G^*(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} U_c(t) \sin[(\omega - \omega_c)t + \varphi_c(t)] e^{-j\omega t} dt$ – спектральная плотность вещественного сигнала $U_c(t) \sin[(\omega - \omega_c)t + \varphi_c(t)]$.

Запишем спектральную плотность выходного сигнала квадратурных каналов при фазовом рассогласовании квадратурных каналов:

$$G_{\Delta\varphi}(j\omega) = G_{\text{ком}}(j\omega) + G_{\text{вещ}}(j\omega). \quad (17)$$

Качественно модуль спектральной плотности (17) при фазовом рассогласовании каналов обработки совпадает с модулем спектральной плотности выходного сигнала при амплитудном рассогласовании каналов и представлен на рис. 1.

Таким образом, при амплитудном и фазовом рассогласовании квадратурных каналов в спектре выходного сигнала присутствуют спектральная плотность комплексного сигнала и спектральная плотность вещественного сигнала на частоте $-\omega_c$, зеркальной частоте сигнала. Уровень спектральной составляющей на зеркальной частоте определяется величиной амплитудного и фазового рассогласования каналов.

3. Характеристики обнаружения

На практике в приемном тракте системы обработки кроме полезного сигнала присутствуют разнообразные помехи. Это может быть собственный шум приемника, пассивные и специально организованные помехи. В дальнейшем будем учитывать лишь собственный шум приемного тракта, который в полосе частот приемного тракта имеет практически равномерную спектральную плотность.

Рассмотрим когерентную систему обнаружения сигналов, изображенную на рис. 2.

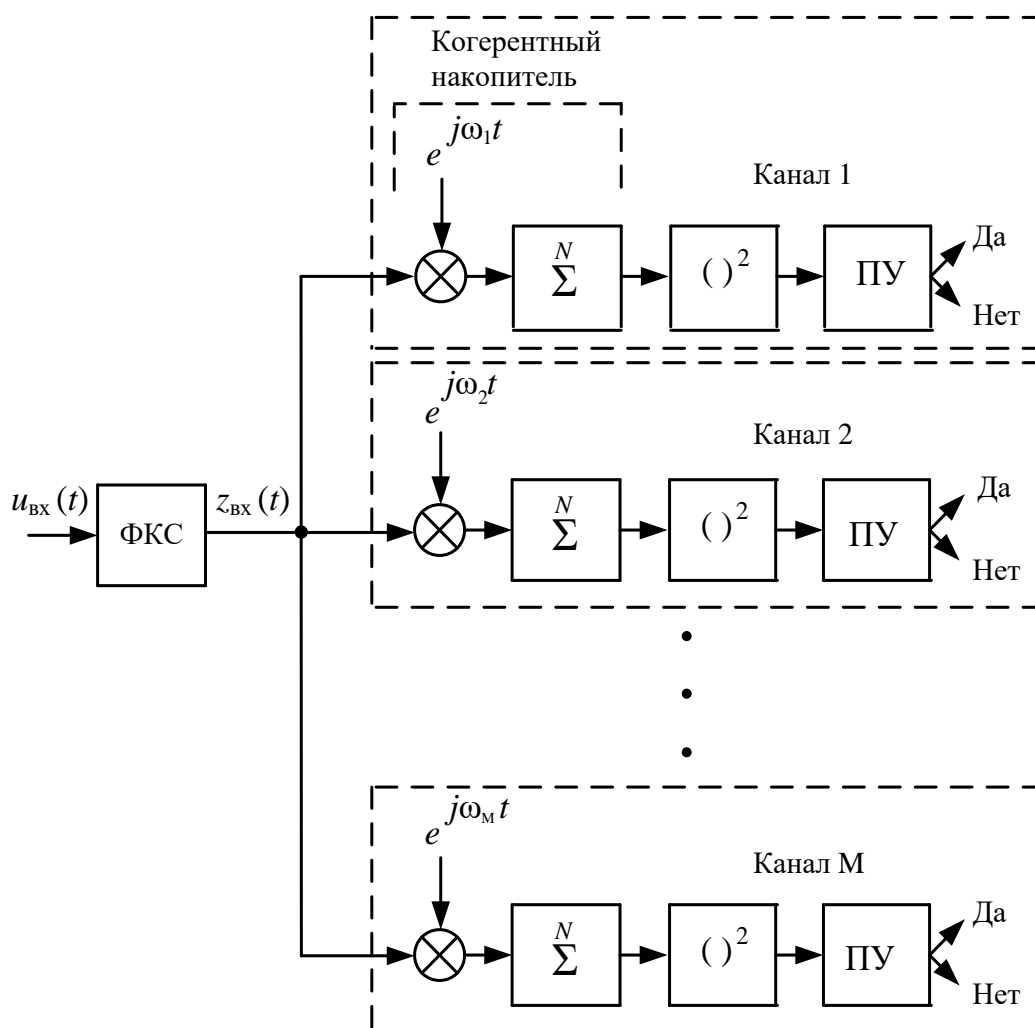


Рис. 2. Когерентный обнаружитель сигнала.

В состав системы обработки входят формирователь квадратурных сигналов ФКС и M параллельно включенных узкополосных каналов. При этом каждый узкополосный канал содержит когерентный накопитель сигнала на заданной частоте, квадратичный детектор и пороговое устройство. Формирователь квадратурных сигналов ФКС включает в себя, как отмечалось ранее, два фазовых детектора со сдвинутыми по фазе на девяносто градусов опорными напряжениями.

Входной высокочастотный сигнал $u_{BX}(t)$ с выхода приемного устройства поступает на вход фазовых детекторов формирователя квадратурных сигналов ФКС, на выходе которого появляется комплексный сигнал $z_{BX}(t)$ в виде пары комплексно – сопряженных составляющих (2) $u_x(t) = U_c(t) \cos[\omega_c t + \varphi_c(t)]$

и $u_y(t) = U_c(t) \sin[\omega_c t + \varphi_c(t)]$. Когерентные накопители каналов обработки имеют свою частоту настройки ω_i . При этом охватывается весь возможный диапазон частот входного сигнала ω_c . В результате формируются M узкополосных когерентных каналов, в каждом из которых комплексный входной сигнал $z_{\text{вх}}(t)$ путем умножения на свой опорный сигнал $u_i(t) = U(t) \cos(\omega_i t)$ переносится на нулевую частоту с последующим накоплением и сравнением с пороговым напряжением.

Ранее отмечалось, что рассогласование параметров квадратурных каналов обнаружителя приводит к появлению в спектре выходного сигнала фазовых детекторов составляющей на частоте, зеркальной частоте сигнала, которая попадая в зеркальный по частоте канал обнаружителя приводит к повышению вероятности ложного обнаружения сигнала.

Пусть обрабатываемый комплексный сигнал $z_{\text{вх}}(t)$ является аддитивной смесью стационарного узкополосного случайного сигнала и внутриприемного шума. Тогда выходное напряжение формирователя комплексно-сопряженных сигналов в комплексном виде можно записать следующим образом:

$$z_{\Sigma}(t) = z_{\text{ш}}(t) + z_c(t). \quad (18)$$

В соотношении (18) $z_c(t)$ и $z_{\text{ш}}(t)$ – обрабатываемые сигнал и внутриприемный шум соответственно.

В дальнейшем сигнал и внутриприемный шум на выходе фазовых детекторов будем рассматривать как последовательность видеоимпульсов. Для этого в выражениях (5) необходимо от непрерывного времени перейти к дискретному $t_n = nT$, где $n = 0, 1, 2, \dots$; T – период следования импульсов.

В целом когерентный накопитель представляет собой комплексный фильтр с дискретной импульсной характеристикой $h(nT) = e^{j\omega_i nT}$.

Тогда выходное напряжение когерентного накопителя конкретного канала обработки можно представить в виде двух комплексно-сопряженных составляющих:

$$V = \sum_{n=0}^{N-1} h[n]z_{\Sigma}[n]; V^* = \sum_{n=0}^{N-1} h^*[n]z_{\Sigma}^*[n]. \quad (19)$$

В соотношении (19) значок * означает комплексную сопряженность, N – число обрабатываемых импульсов. Тогда дисперсия выходного напряжения накопителя принимает вид:

$$\sigma^2 = \overline{VV^*} = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} h[n]h^*[n]z_{\Sigma}[n]z_{\Sigma}^*[n]. \quad (20)$$

С учетом статистической независимости сигнала и внутриприемного шума соотношение (20) запишем в виде:

$$\sigma^2 = \overline{VV^*} = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} h[n]h^*[n]\{B_c[n-k] + B_{ш}[n-k]\}. \quad (21)$$

В формулах (20) и (21) черта сверху означает статистическое усреднение; $\dot{B}_c[n-k], \dot{B}_{ш}[n-k]$ – комплексные корреляционные функции сигнала и внутри приемного шума на входе когерентного накопителя. Согласно (8) корреляционная функция сигнала $\dot{B}_c[n-k] = B_c[n-k]\cos[\omega_c(n-k)T]$.

Ранее отмечалось, что внутриприемный шум является широкополосным и практически некоррелированным. Тогда в (21) примем $\dot{B}_{ш}[n-k] = \sigma_{ш}^2$ при $n = k$ и $B_{ш}[n-k] = 0$ при $n \neq k$. Здесь $\sigma_{ш}^2$ – дисперсия внутриприемного шума.

Для случая точной настройки когерентного накопителя на среднюю частоту спектральной плотности сигнала ($\omega_i = \omega_c$) корреляционная функция сигнала является вещественной и принимает вид: $\dot{B}_c[n-k] = B_c[n-k]$. В тоже время в зеркальном канале когерентного накопителя на частоте $\omega_j = -\omega_c$

присутствует вещественная составляющая сигнала, корреляционную функцию которой на основании соотношения (8) и (16) можно записать в виде $0,25\Delta k^2 B_c[n-k]$ при амплитудном рассогласовании параметров квадратурных каналов и $\Delta\varphi^2 B_c[n-k]$ при фазовом рассогласовании параметров квадратурных каналов, что воспринимается как ложное обнаружение сигнала и тем самым увеличивается вероятность ложной тревоги для всего обнаружителя.

С учетом выражения (21) дисперсия выходного сигнала в зеркальном канале для амплитудного и фазового рассогласования когерентных каналов принимает вид:

$$\sigma_{\Delta k}^2 = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} h[n]h^*[n] \{0,25\Delta k^2 B_c[n-k] + \sigma_{\text{ш}}^2[n-k]\}, \quad (22)$$

и:

$$\sigma_{\Delta\varphi}^2 = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} h[n]h^*[n] \{\Delta\varphi^2 B_c[n-k] + \sigma_{\text{ш}}^2[n-k]\}. \quad (23)$$

Решение о наличии сигнала в зеркальном канале принимается с учетом (21-23) на основании сравнения с пороговым уровнем величины V^2 . Тогда, если сигнал и внутриприемный шум являются гауссовыми случайными процессами, а исходное отношения сигнал/шум q в результате фильтрации изменяется в μ раз, то уравнение характеристик обнаружения, связывающее вероятность правильного обнаружения D и ложной тревоги F , имеет вид [2]:

$$D = F^{\frac{1}{1+\mu q}}.$$

Для конкретизации полученных результатов примем гауссову аппроксимацию комплексной корреляционных функций сигнала[1-8]:

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

где σ_c^2 , $\Delta\omega_c$ – дисперсия и ширина спектральной плотности сигнала.

На рис. 3 представлены зависимости вероятности ложного обнаружения сигнала D в зеркальном канале от величины амплитудного рассогласования Δk квадратурных каналов. При расчетах полагалось, что зеркальный канал когерентного накопителя точно настроен на среднюю частоту зеркальной спектральной плотности сигнала $\omega_i = -\omega_c$; число накапливаемых импульсов $N = 20$; период повторения импульсов $T = 10^{-3}$ с; ширина спектральной плотности сигнала $\Delta f_c = \Delta\omega_c / 2\pi = 5$ Гц; отношение сигнал/внутриприемный шум $P_c / P_{ш} = 2$; F – вероятность ложной тревоги, вызванной только внутриприемным шумом.

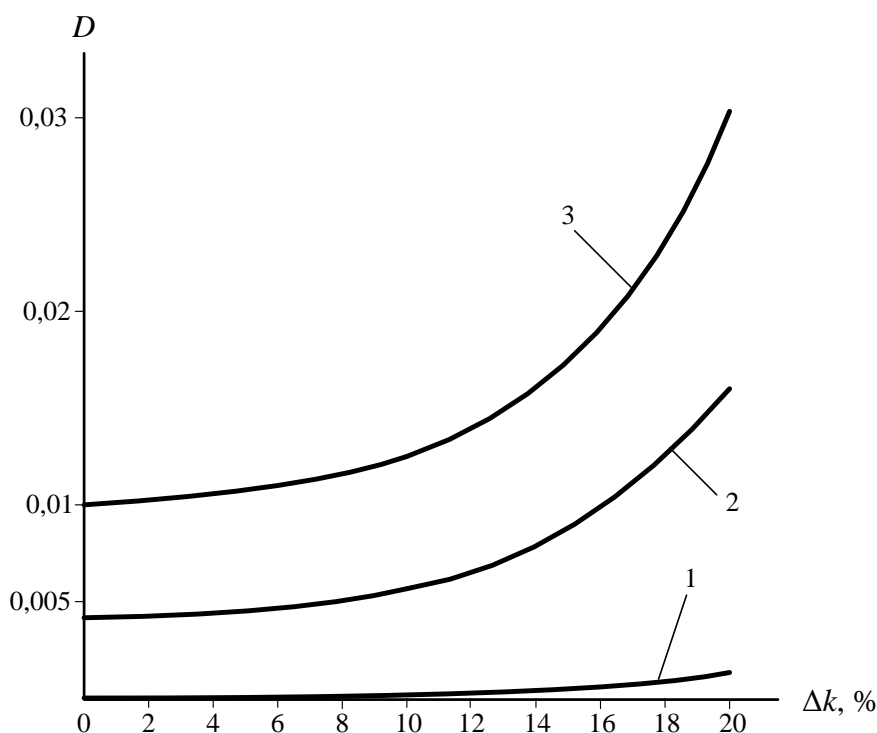


Рис. 3. Вероятность ложного обнаружения сигнала в зеркальном канале при амплитудном рассогласовании квадратурных каналов:
1 – $F = 0,0001$, 2 – $F = 0,004$, 3 – $F = 0,01$

На рис. 4 представлены зависимости вероятности ложного обнаружения сигнала D в зеркальном канале от величины фазового рассогласования $\Delta\phi$ квадратурных каналов. При расчетах использовались исходные данные предыдущего примера.

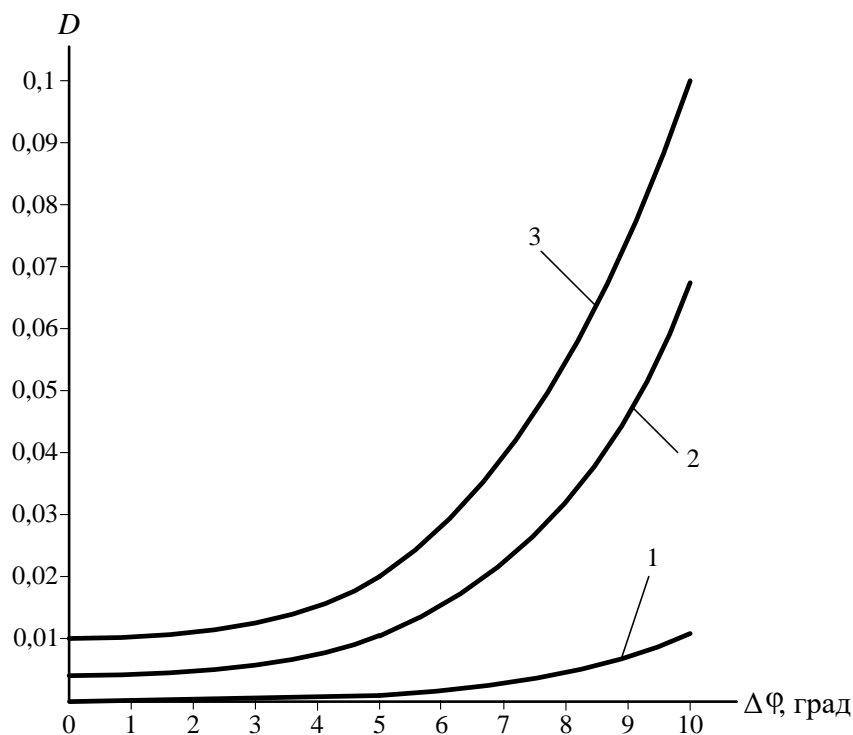


Рис. 4. Вероятность ложного обнаружения сигнала в зеркальном канале при фазовом рассогласовании квадратурных каналов:
1 – $F = 0,0001$, 2 – $F = 0,004$, 3 – $F = 0,01$.

4. Обсуждение результатов

Амплитудное и фазовое рассогласования квадратурных каналов адаптивной когерентной системы обнаружения оказывают существенное влияние на характеристики обнаружения. В случае отклонения коэффициентов передачи Δk в пределах $0 \div 20\%$ вероятность обнаружения ложного сигнала в зеркальном канале при вероятности ложной тревоги $0,01$ изменяется в четыре раза от $0,01$ до $0,04$. В тоже время при вероятности ложной тревоги $0,0001$ вероятность обнаружения ложного сигнала в зеркальном канале изменяется в сорок раз от $0,0001$ до $0,004$.

Фазовое рассогласование опорных напряжений $\Delta\varphi$ в пределах $0 \div 10$ градусов приводит к изменению вероятности обнаружения ложного сигнала в зеркальном канале при вероятности ложной тревоги $0,01$ в десять раз от $0,01$ до $0,1$. И при вероятности ложной тревоги $0,0001$ вероятность обнаружения ложного сигнала в зеркальном канале изменяется в сто раз от $0,0001$ до $0,01$.

Заключение

К качеству настройки квадратурных каналов когерентной системы обнаружения сигналов должны предъявляться весьма жесткие требования. Наличие амплитудных и фазовых рассогласований квадратурных каналов обуславливает искажение спектральной плотности выходного комплексного сигнала фазовых детекторов. Ошибки настройки квадратурных каналов когерентной системы приводят к появлению в их выходном сигнале дополнительной составляющей на частоте, зеркальной частоте сигнала, уровень которой пропорционален разности коэффициентов передачи квадратурных каналов и величине фазового отклонения опорных напряжений от девяноста градусов. Рассогласование параметров квадратурных каналов приводит в целом к ухудшению характеристик обнаружения когерентной системы обработки. Возможные по разным причинам изменения параметров настройки квадратурных каналов могут быть скомпенсированы путем использования устройства автоматического регулирования усиления и схемы фазовой автоподстройки.

Литература

1. Бакулев П.А. Радиолокационные системы. Москва, Радиотехника. 2004. 319 с.
2. Зиатдинов С.И. Влияние рассогласования параметров квадратурных каналов на работу адаптивной системы селекции движущихся целей. Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23. №3. С. 6-8. <https://doi:10.32603/1993-8985-2020-23-3-25-31>.
3. Мичурин С.В. Влияние ошибок настройки квадратурных каналов когерентной системы на оценку параметров комплексного сигнала. Изв. вузов. Приборостроение. 2020. Т.63. №6. С. 495-500. <https://doi:10.17586/0021-3454-2020-63-6-495-500>.
4. Попов Д.И. Автокомпенсация доплеровской фазы пассивных помех. Цифровая обработка сигналов. 2009. №2. С. 30-33.

5. Попов Д.И. Адаптивное подавление пассивных помех. Цифровая обработка сигналов. 2014. №4. С. 32-37.
6. Зиатдинов С.И. Синтез дискретных полосовых и режекторных фильтров с использованием инвариантных импульсных и переходных характеристик. Изв. Вузов России. Приборостроение. 2022. Т. 65. № 12. С. 19-27. <https://doi:10.17586/0021-3454-2022-65-1-19-27>.
7. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы. Москва, URS. 2016. 915 с.
8. Котоусов А.С., Морозов А.К. Оптимальная фильтрация и компенсация помех. Москва, Горячаялиния-Телеком. 2008. 166 с.

Для цитирования:

Зиатдинов С.И., Красильникова О.И. Характеристики обнаружения когерентной системы при рассогласовании квадратурных каналов. // Журнал радиоэлектроники. 2024. – № 6. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2024.6.9>