

DOI <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.3.10>

УДК 621.396:681.323

## ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБНАРУЖЕНИЯ КОГЕРЕНТНОЙ СИСТЕМЫ СЕЛЕКЦИИ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ ПРИ РАССОГЛАСОВАНИИ ПАРАМЕТРОВ КВАДРАТУРНЫХ КАНАЛОВ

С. И. Зиатдинов

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

Статья поступила в редакцию 14 февраля 2021 г.

**Аннотация. Введение.** Рассмотрена работа адаптивной системы селекции движущихся целей, представленной перестраиваемым по частоте однократным череспериодным вычитающим устройством с когерентным накопителем. Система селекции движущихся целей выполнена в виде двух квадратурных каналов, в которых высокочастотные пассивная помеха и сигнал от движущегося объекта преобразуются на видеочастоту с последующими режектированием, накоплением и сравнением с пороговым уровнем.

**Постановка задачи.** Исследование влияния неизбежных на практике амплитудных и фазовых рассогласований параметров квадратурных каналов на характеристики обнаружения адаптивной системы селекции движущихся целей.

**Метод.** Использован метод комплексной переменной, при котором пассивная помеха и сигнал от движущегося объекта на входе и выходе адаптивной системы селекции движущихся целей представляются в виде пары вещественных составляющих, сдвинутых по фазе на девяносто градусов.

**Результаты.** Представлены модели пассивной помехи и сигнала от движущегося объекта с учетом возможных на практике амплитудных и фазовых рассогласований параметров квадратурных каналов. Приведена структура устройства обработки, содержащая последовательно соединенные формирователь квадратурных составляющих пассивной помехи и сигнала от движущегося объекта, адаптивный режекторный фильтр в виде схемы

однократного череспериодного вычитания с перестраиваемой по частоте зоной режекции, адаптивный когерентный накопитель и пороговое устройство. Получены выражения для комплексных корреляционных функций пассивной помехи и сигнала от движущегося объекта на выходе когерентного накопителя с учетом неизбежных амплитудных и фазовых рассогласований параметров квадратурных каналов. Рассчитаны и построены зависимости вероятности правильного обнаружения сигнала от движущегося объекта на фоне пассивной помехи от величины отклонения коэффициентов передачи квадратурных каналов и фазового рассогласования опорных напряжений для различных значений средней частоты спектральной плотности пассивной помехи.

**Заключение.** Показана существенная зависимость вероятности правильного обнаружения сигнала от движущегося объекта от средней частоты спектральной плотности пассивной помехи, а также амплитудных и фазовых рассогласований параметров квадратурных каналов. Используемая методика исследований позволяет оценить влияние погрешностей настройки квадратурных каналов на работу систем селекции движущихся целей, использующих режекторные фильтры более высоких порядков.

**Ключевые слова:** когерентный обнаружитель, ошибки настройки, пассивная помеха, сигнал, характеристики обнаружения.

**Abstract. Introduction.** Operation of adaptive system of moving targets selection is considered, which is represented by single intermittent subtractor with coherent accumulator, which is tuned in frequency. System of moving targets selection is made in the form of two quadrature channels, in which high-frequency passive interference and signal from moving object are converted to video frequency with subsequent rejection, accumulation and comparison with threshold level. **Setting the task.** Investigation of the effect of the inevitable in practice amplitude and phase misalignments of quadrature channel parameters on the detection characteristics of the adaptive selection system of moving targets. **Method.** Method of complex variable is used, in which passive interference and signal from moving object at input and output of adaptive selection system of moving targets are presented in the form

of pair of real components shifted in phase by ninety degrees. **Results.** Models of passive interference and signal from moving object are presented taking into account possible in practice amplitude and phase mismatches of quadrature channels parameters. The structure of the processing device is shown, which includes a series-connected generator of quadrature components of passive interference and a signal from a moving object, an adaptive cutting filter in the form of a single intermittent subtraction circuit with a frequency-tuned rejection zone, an adaptive coherent accumulator and a threshold device. Expressions are obtained for complex correlation functions of passive interference and signal from moving object at output of coherent accumulator taking into account inevitable amplitude and phase mismatches of quadrature channels parameters. Dependencies of probability of correct detection of signal from moving object against the background of passive interference from value of deviation of transmission coefficients of quadrature channels and phase mismatch of reference voltages for different values of average frequency of spectral density of passive interference are calculated and constructed. **Conclusion.** Significant dependence of probability of correct detection of signal from moving object on average frequency of spectral density of passive interference, as well as amplitude and phase mismatches of quadrature channels parameters is shown. The research methodology used allows assessing the effect of quadrature channel adjustment errors on the operation of moving target selection systems using higher order notch filters. **Keywords:** coherent detector, adjustment errors, passive interference, signal, detection characteristics.

## Введение

При построении систем селекции движущихся целей (СДЦ) для повышения их эффективности и упрощения практической реализации используется когерентный метод обработки на видеочастоте [1]. Преобразование принимаемых высокочастотных сигналов на видеочастоту реализуется двумя квадратурными каналами, включающими два фазовых детектора, опорные напряжения которых сдвинуты по фазе на 90 градусов [2].

В результате на выходах фазовых детекторов появляется пара квадратурных напряжений пассивной помехи и сигнала, отраженного от движущейся цели. В известной к настоящему времени литературе рассматриваются квадратурные каналы когерентной системы СДЦ только с идеальными параметрами, когда коэффициенты передачи каналов равны, а фазовый сдвиг опорных напряжений фазовых детекторов строго равен  $90$  градусов. На практике реализовать квадратурные каналы с абсолютно идентичными характеристиками практически невозможно. Квадратурные каналы реально имеют различные коэффициенты передачи, а фазовый сдвиг опорных напряжений отличен от  $90$  градусов. Данное обстоятельство отражается на качестве обработки сигналов – снижению коэффициента подавления пассивных помехи [3] и появлению ошибок оценки параметров сигналов, таких как амплитуда и частота [4].

**Постановка задачи.** В случае построения адаптивных систем СДЦ, параметры которых должны оперативно изменяться, ошибки настройки квадратурных каналов могут привести к ухудшению качества режекции пассивных помех и, в целом, к снижению характеристик обнаружения движущихся объектов. Целью работы является исследование влияния рассогласования параметров квадратурных каналов, на характеристики обнаружения адаптивной когерентной системы СДЦ.

## 1. Модели сигнала и пассивной помехи

Рассмотрим когерентную систему обнаружения движущихся целей на фоне пассивных помех, изображенную на рис. 1 [5].

В состав системы обработки входят устройство формирования квадратурных составляющих пассивной помехи и сигнала от движущегося объекта на видеочастоте ФКС, адаптивный режекторный фильтр в виде однооднократного череспериодного вычитающего устройства ЧПВ с линией задержки ЛЗ, когерентный накопитель, квадратичный детектор и пороговое устройство ПУ. В данном адаптивном обнаружителе  $\omega_0$  – частота настройки зоны режекции амплитудно-частотной характеристики адаптивного устройства ЧПВ,  $\omega_n$  – частота настройки когерентного накопителя.

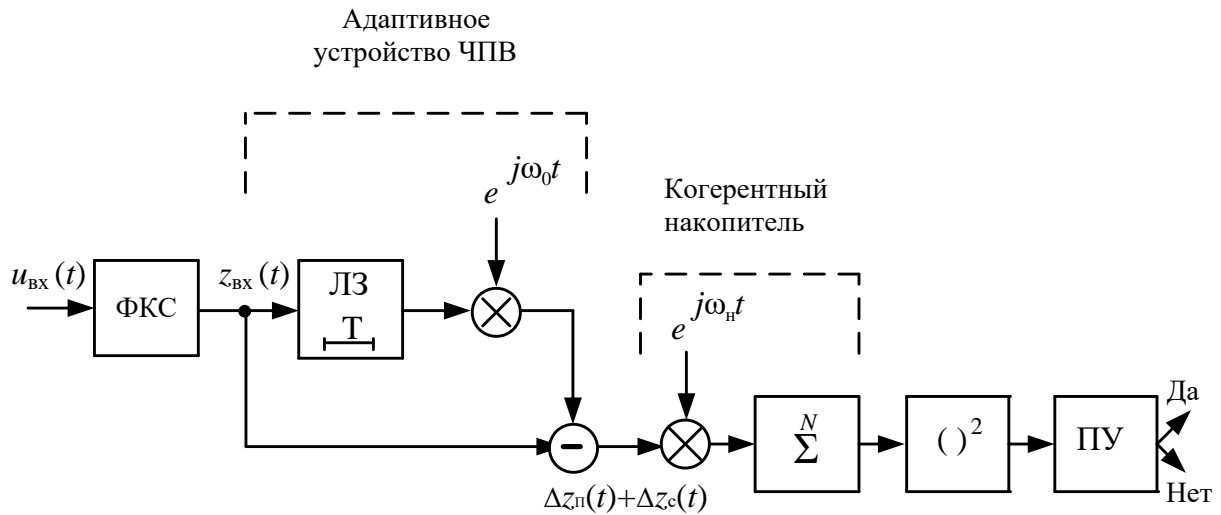


Рис. 1. Обнаружитель сигнала на фоне пассивной помехи.

На рис. 2 показана одна из возможных схем формирователя квадратурных составляющих [6].

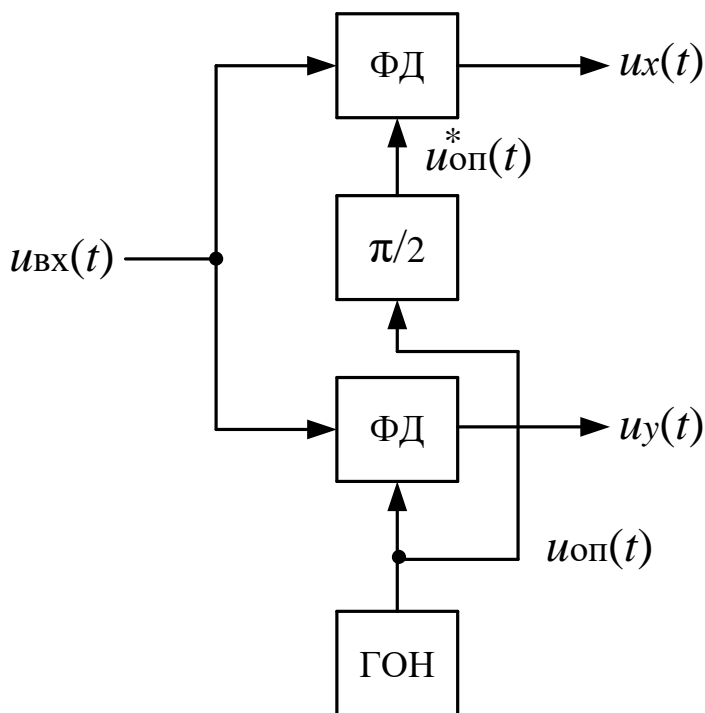


Рис. 2. Формирователь квадратурных составляющих.

В состав данного устройства входят два квадратурных канала, включающих два фазовых детекторов ФД со сдвинутыми на 90 градусов опорными напряжениями, фазовращатель на 90 градусов и генератор опорного напряжения ГОН. Опорное напряжение  $u_{оп}(t) = \cos \omega_{оп} t$  вырабатывается

непосредственно генератором опорного напряжения, которое фазовращателем на 90 градусов преобразуется в опорное напряжение  $u_{оп}^*(t) = \sin \omega_{оп} t$ . Здесь  $\omega_{оп}$  – частота опорного напряжения.

В фазовых детекторах принимаемые высокочастотные сигналы  $u_{вх}(t)$  в виде аддитивной смеси пассивной помехи  $u_{п}(t)$  и сигнала от движущегося объекта  $u_{с}(t)$  преобразуются на видеочастоту. Запишем выходные напряжения фазовых детекторов на видеочастоте следующим образом

$$\begin{aligned} u_x(t) &= u_{пх}(t) + u_{сх}(t); \\ u_y(t) &= u_{пу}(t) + u_{сy}(t), \end{aligned}$$

где  $u_{пх}(t)$ ,  $u_{пу}(t)$  – квадратурные составляющие пассивной помехи на видеочастоте;  $u_{сх}(t)$ ,  $u_{сy}(t)$  – , соответственно, квадратурные составляющие сигнала на видеочастоте.

Пусть пассивная помеха и сигнал являются стационарными узкополосными случайными процессами, которые в случае точного преобразования на видеочастоту запишем в виде [7]

$$\begin{aligned} u_{пх}(t) &= U_{п}(t) \cos[\omega_{п} t + \varphi_{п}(t)], \\ u_{пу}(t) &= U_{п}(t) \sin[\omega_{п} t + \varphi_{п}(t)], \\ u_{сх}(t) &= U_{с}(t) \cos[\omega_{с} t + \varphi_{с}(t)], \\ u_{сy}(t) &= U_{с}(t) \sin[\omega_{с} t + \varphi_{с}(t)]. \end{aligned} \tag{1}$$

В соотношениях (1)  $U_{п}(t)$ ,  $\varphi_{п}(t)$  – флюктуирующие амплитуда и начальная фаза пассивной помехи,  $\omega_{п}$  – средняя частота спектральной плотности пассивной помехи;  $U_{с}(t)$ ,  $\varphi_{с}(t)$  – флюктуирующие амплитуда и начальная фаза сигнала,  $\omega_{с}$  – средняя частота спектральной плотности сигнала.

С учетом возможных на практике рассогласований параметров квадратурных каналов по коэффициенту передачи и отклонению опорных напряжений по фазе от 90 градусов выходные напряжения фазовых детекторов (1) представим следующим образом [3]

$$\begin{aligned} u_{\text{пх}}(t) &= kU_{\text{п}}(t) \cos[\omega_{\text{п}} t + \varphi_{\text{п}}(t) + \Delta\varphi], \\ u_{\text{пй}}(t) &= U_{\text{п}}(t) \sin[\omega_{\text{п}} t + \varphi_{\text{п}}(t)], \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} u_{\text{сх}}(t) &= kU_{\text{с}}(t) \cos[\omega_{\text{с}} t + \varphi_{\text{с}}(t) + \Delta\varphi], \\ u_{\text{сй}}(t) &= U_{\text{с}}(t) \sin[\omega_{\text{с}} t + \varphi_{\text{с}}(t)], \end{aligned}$$

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

Запишем соотношения (2) в комплексной форме

$$\begin{aligned} z_{\text{п}}(t) &= kU_{\text{п}}(t) \cos[\omega_{\text{п}} t + \varphi_{\text{п}}(t) + \Delta\varphi] + jU_{\text{п}}(t) \sin[\omega_{\text{п}} t + \varphi_{\text{п}}(t)], \\ z_{\text{с}}(t) &= kU_{\text{с}}(t) \cos[\omega_{\text{с}} t + \varphi_{\text{с}}(t) + \Delta\varphi] + jU_{\text{с}}(t) \sin[\omega_{\text{с}} t + \varphi_{\text{с}}(t)]. \end{aligned} \quad (3)$$

Тогда выходное напряжение устройства формирования комплексно-сопряженных сигналов с учетом (3) в комплексном виде можно записать следующим образом

$$z_{\Sigma}(t) = z_{\text{п}}(t) + z_{\text{с}}(t).$$

## 2. Влияние отклонения коэффициентов передачи квадратурных каналов на характеристики обнаружения

Для рассматриваемого случая положим  $k=1+\Delta k$ ,  $\Delta k \neq 0$ ,  $\Delta\varphi=0$ .

Тогда соотношения (3) принимают вид

$$\begin{aligned} z_{\text{п}}(t) &= kU_{\text{п}}(t) \cos[\omega_{\text{п}} t + \varphi_{\text{п}}(t)] + jU_{\text{п}}(t) \sin[\omega_{\text{п}} t + \varphi_{\text{п}}(t)], \\ z_{\text{с}}(t) &= kU_{\text{с}}(t) \cos[\omega_{\text{с}} t + \varphi_{\text{с}}(t)] + jU_{\text{с}}(t) \sin[\omega_{\text{с}} t + \varphi_{\text{с}}(t)]. \end{aligned} \quad (4)$$

Для изображенного на рис. 1 режекторного фильтра, представляющего адаптивное однократное череспериодное вычитающее устройство с линией задержки, выходные напряжения пассивной помехи и сигнала можно представить следующим образом

$$\begin{aligned} \Delta z_{\text{п}}(t) &= z_{\text{п}}(t) - z_{\text{п}}(t-T); \\ \Delta z_{\text{с}}(t) &= z_{\text{с}}(t) - z_{\text{с}}(t-T), \end{aligned} \quad (5)$$

где  $T$ - время задержки.

Выходные напряжения (5) схемы череспериодного вычитания далее подаются в когерентный накопитель, где умножаются на комплексны сомножитель  $e^{j\omega_n t}$  и далее суммируются. В рассматриваемом сомножителе  $\omega_n$  – частота настройки когерентного накопителя.

В дальнейшем пассивную помеху и сигнал на выходе фазовых детекторов будем рассматривать как последовательность коррелированных 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  $h(nT) = e^{j\omega_n nT}$ .

Тогда выходное напряжение когерентного накопителя можно представить в виде двух комплексно-сопряженных составляющих

$$V = \sum_{n=0}^{N-1} h[n]\{\Delta z_{\Pi}[n] + \Delta z_c[n]\},$$

$$V^* = \sum_{i=0}^{N-1} h^*[n]\{\Delta z_{\Pi}^*[n] + \Delta z_c^*[n]\}.$$

Значок \* - означает комплексную сопряженность,  $N$  – число обрабатываемых импульсов.

Введем обозначение  $\Delta z_{\Sigma}[n]=\Delta z_{\Pi}[n]+\Delta z_c[n]$ . Тогда дисперсия выходного напряжения накопителя принимает вид

$$\sigma^2 = \overline{VV^*} = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} h[n]h^*[k]\overline{\Delta z_{\Sigma}[n]\Delta z_{\Sigma}^*[k]}$$

или

(6)

$$\sigma^2 = \overline{VV^*} = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} h[n]h^*[k]\{B_{\Pi\Pi}[n-k] + B_{\text{cp}}[n-k]\},$$



где черта сверху означает статистическое усреднение;  $B_{np}[n-k]$ ,  $B_{cp}[n-k]$  - корреляционные функции пассивной помехи и сигнала на выходе режекторного фильтра (на входе когерентного накопителя).

В работе [3] для случая точной настройки режекторного фильтра на среднюю частоту спектральной плотности пассивной помехи ( $\omega_0 = \omega_n$ ) было получено следующее выражение для корреляционных функций  $B_{np}[n-k]$ ,  $B_{cp}[n-k]$

$$B_{np}[n-k] = 4\sigma_n^2 \{ \Delta k^2 \{ r_n[n-k] \cos[\omega_n(n-k)T] - 0,5r_n[n-k-1] \cos[\omega_n(n-k-1)T] \exp(j\omega_n T) - 0,5r_n[n-k+1] \cos[\omega_n(n-k+1)T] \exp(-j\omega_n T) + (1 + \Delta k) \exp[j\omega_n(n-k)T] \{ r_n[n-k] - 0,5r_n[n-k-1] - 0,5r_n[n-k+1] \} \};$$

$$B_c[n-k] = 4\sigma_c^2 \{ \Delta k^2 \{ r_c[n-k] \cos[\omega_c(n-k)T] - 0,5r_c[n-k-1] \cos[\omega_c(n-k-1)T] \exp(j\omega_0 T) - 0,5r_c[n-k+1] \cos[\omega_c(n-k+1)T] \exp(-j\omega_0 T) + (1 + \Delta k) \{ r_c[n-k] \exp[j\omega_c(n-k)T] - 0,5r_c[n-k-1] \exp\{j[\omega_c(n-k-1) + \omega_0]T\} - 0,5r_c[n-k+1] \exp\{j[\omega_c(n-k+1) - \omega_0]T\} \} \},$$

где  $\sigma_n^2$ ,  $r_n(\tau)$  - дисперсия и модуль коэффициента корреляции пассивной помехи;  $\sigma_c^2$ ,  $r_c(\tau)$  - дисперсия и модуль коэффициента корреляции сигнала.

Решение о наличии цели принимается на основании сравнения с пороговым уровнем величины  $V^2$ . Тогда, если сигнал и пассивная помеха являются гауссовыми случайными процессами, а исходное отношения сигнал/помеха  $q$  в результате фильтрации изменяется в  $\mu$  раз, то уравнение характеристик обнаружения, связывающее вероятность правильного обнаружения  $D$  и ложной тревоги  $F$ , имеет вид [8]

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

Для конкретизации полученных результатов примем гауссову аппроксимацию корреляционных функций пассивной помехи и сигнала [8]

$$B_{\Pi}(\tau) = \sigma_{\Pi}^2 e^{-0,5\Delta\omega_{\Pi}^2 \tau^2}; \quad B_c(\tau) = \sigma_c^2 e^{-0,5\Delta\omega_c^2 \tau^2},$$

где  $\Delta\omega_{\Pi}$ ,  $\Delta\omega_c$  - ширина спектральной плотности пассивной помехи и сигнала соответственно.

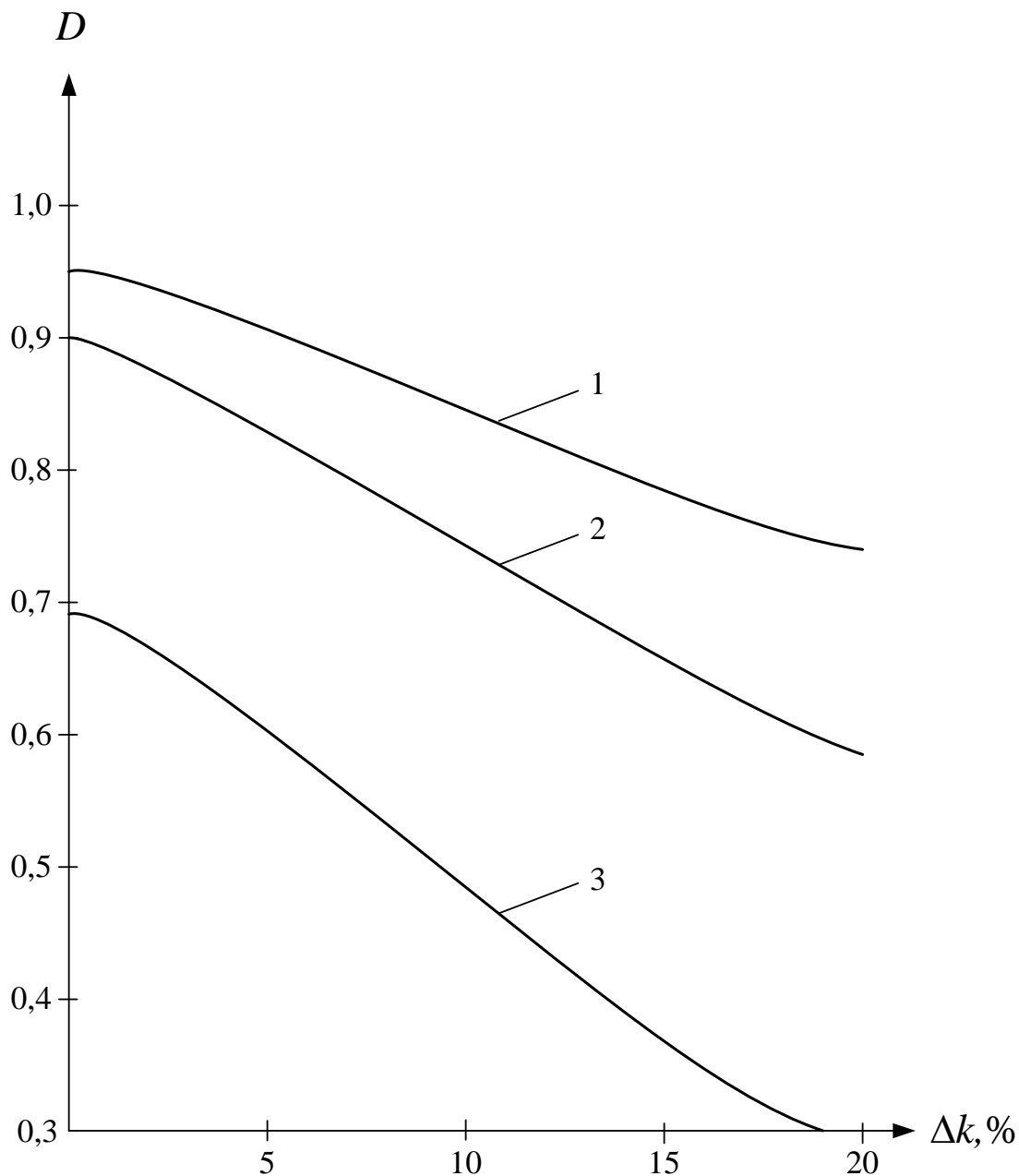


Рис. 3. Вероятность правильного обнаружения при амплитудном рассогласовании квадратурных каналов;

1-  $f_{\Pi}=0$ , 2-  $f_{\Pi}=100$  Гц, 3 -  $f_{\Pi}=200$  Гц

На рис. 3 представлены зависимости вероятности правильного обнаружения сигнала  $D$  от величины амплитудного рассогласования  $\Delta k$  квадратурных каналов для различных значений средней частоты пассивной помехи  $\omega_{\text{п}}$ . При расчетах полагалось, что зона режекции системы СДЦ точно настроена на среднюю частоту спектральной плотности пассивной помехи  $\omega_0 = \omega_{\text{п}}$ ; когерентный накопитель точно настроен на среднюю частоту спектральной плотности сигнала  $\omega_{\text{н}} = \omega_{\text{с}}$ ; число накапливаемых импульсов  $N=20$ ; период повторения импульсов  $T=10^{-3}$ ; средняя частота спектральной плотности сигнала  $f_{\text{с}} = \omega_{\text{с}}/2\pi = 300$  Гц; ширина спектральной плотности пассивной помехи  $\Delta f_{\text{п}} = \Delta\omega_{\text{п}}/2\pi = 5$  Гц; ширина спектральной плотности сигнала  $\Delta f_{\text{с}} = \Delta\omega_{\text{с}}/2\pi = 5$  Гц; вероятность ложной тревоги  $F=10^{-4}$ .

Полученные результаты показывают, что неизбежные на практике амплитудные рассогласования параметров квадратурных каналов и изменение средней частоты спектральной плотности пассивной помехи приводят существенному уменьшению вероятности правильного обнаружения сигнала от движущейся цели.

### 3. Влияние фазового рассогласования квадратурных каналов на характеристики обнаружения

Для продолжения исследований положим  $\Delta\varphi \neq 0$ ,  $\Delta k = 0$ . Тогда выражение (3) можно записать следующим образом

$$\begin{aligned} z_{\text{п}}(t) &= U_{\text{п}}(t) \cos[\omega_{\text{п}} t + \varphi_{\text{п}}(t) + \Delta\varphi] + jU_{\text{п}}(t) \sin[\omega_{\text{п}} t + \varphi_{\text{п}}(t)], \\ z_{\text{с}}(t) &= U_{\text{с}}(t) \cos[\omega_{\text{с}} t + \varphi_{\text{с}}(t) + \Delta\varphi] + jU_{\text{с}}(t) \sin[\omega_{\text{с}} t + \varphi_{\text{с}}(t)]. \end{aligned}$$

В работе [3] для случая точной настройки режекторного фильтра на среднюю частоту спектральной плотности пассивной помехи ( $\omega_0 = \omega_{\text{п}}$ ) получено следующие выражения для корреляционных функций пассивной помехи и сигнала на входе когерентного накопителя

$$B_{\Pi}[n-k] = 2\sigma_{\Pi}^2 \{ \Delta\varphi^2 \{ r_{\Pi}[n-k] \cos[\omega_{\Pi}(n-k)T] - \\ -0,5r_{\Pi}[n-k-1] \cos[\omega_{\Pi}(n-k-1)T] \exp(j\omega_{\Pi}T) - \\ -0,5r_{\Pi}[n-k+1] \cos[\omega_{\Pi}(n-k+1)T] \exp(-j\omega_{\Pi}T) + \\ +2 \exp[j\omega_{\Pi}(n-k)T] \{ r_{\Pi}[n-k] - \\ -0,5r_{\Pi}[n-k-1] - 0,5r_{\Pi}[n-k+1] \} \};$$

$$B_c[n-k] = 2\sigma_c^2 \{ \Delta\varphi^2 \{ r_c[n-k] \cos[\omega_c(n-k)T] - \\ -0,5r_c[n-k-1] \cos[\omega_c(n-k-1)T] \exp(j\omega_0T) - \\ -0,5r_c[n-k+1] \cos[\omega_c(n-k+1)T] \exp(-j\omega_0T) + \\ +2 \{ r_c[n-k] \exp[j\omega_c(n-k)T] - \\ -0,5r_c[n-k-1] \exp\{ j[\omega_c(n-k-1) + \\ +\omega_0]T \} - 0,5r_c[n-k+1] \exp\{ j[\omega_c(n-k+1) - \omega_0]T \} \},$$

После подстановки данных соотношений в (6) можно найти дисперсию выходного напряжения настроенного на среднюю частоту спектральной плотности сигнала ( $\omega_{\Pi}=\omega_c$ ) когерентного накопителя. В рассматриваемом случае расчеты вероятности правильного обнаружения проводились по ранее использованной методике.

На рис. 4 представлены зависимости вероятности правильного обнаружения от величины фазового рассогласования  $\Delta\varphi$  квадратурных каналов обнаружителя для различных значений частоты пассивной помехи  $\omega_{\Pi}$ . Вычисления проводились при тех же исходных данных, которые были использованы для построения графиков на рис. 3.

Из представленных результатов следует, что фазовые рассогласования параметров квадратурных каналов и изменение средней частоты спектральной плотности пассивной помехи приводят существенному снижению вероятности правильного обнаружения сигнала от движущейся цели.

#### 4. Обсуждение результатов

Амплитудное и фазовое рассогласования квадратурных каналов адаптивной СДЦ оказывают существенное влияние на характеристики обнаружения сигнала от движущейся цели на фоне пассивной помехи. В случае отклонения коэффициентов передачи  $\Delta k$  на 1% и изменении средней частоты

пассивной помехи в пределах  $0 \div 200$  Гц вероятность правильного обнаружения сигнала от движущейся цели уменьшается с 0,95 до 0,68. При  $\Delta k=10\%$  вероятность правильного обнаружения падает с 0,86 до 0,49.

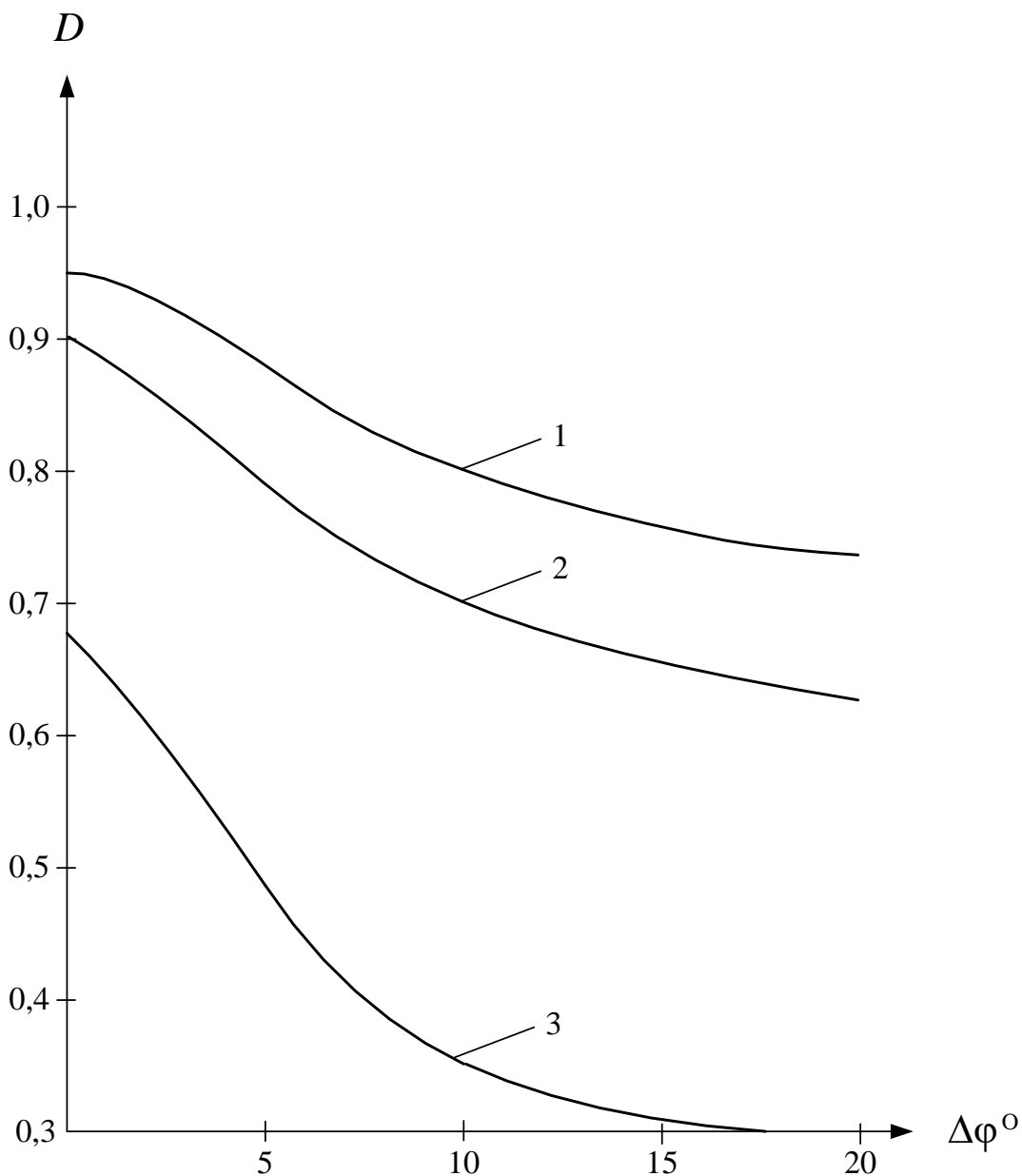


Рис. 4. Вероятность правильного обнаружения при фазовом рассогласовании квадратурных каналов;  
1-  $f_{П}=0$ , 2-  $f_{П}=100$  Гц, 3 -  $f_{П}=200$  Гц

В тоже время фазовое рассогласование опорных напряжений  $\Delta\varphi$  на 1 градус и изменении средней частоты пассивной помехи в пределах  $0 \div 200$  Гц приводит к уменьшению вероятности правильного обнаружения с 0,95 до 0,65.

При  $\Delta\varphi = 10$  градусов вероятность правильного обнаружения уменьшается с 0,81 до 0,35.

### **Заключение**

К качеству настройки квадратурных каналов адаптивной системы СДЦ предъявляются жесткие требования. Наличие амплитудных и фазовых отклонений характеристик квадратурных каналов приводит к достаточно существенному уменьшению вероятности правильного обнаружения сигнала от движущейся цели на фоне пассивной помехи. Так при нулевой средней частоте пассивной помехи амплитудное рассогласование квадратурных каналов в пределах от 0 до 20 % приводит к снижению вероятности правильного обнаружения с 0,95 до 0,75. При средней частоте пассивной помехи 200 Гц амплитудное рассогласование квадратурных каналов в пределах от 0 до 20 % приводит к снижению вероятности правильного обнаружения с 0,69 до 0,29.

В тоже время при нулевой средней частоте пассивной помехи фазовое рассогласование квадратурных каналов в пределах от 0 до  $20^0$  приводит к снижению вероятности правильного обнаружения с 0,95 до 0,73. При средней частоте пассивной помехи 200 Гц фазовое рассогласование квадратурных каналов в пределах от 0 до  $20^0$  приводит к снижению вероятности правильного обнаружения с 0,68 до 0,26. Полученные в работе материалы могут служить рекомендациями по настройке квадратурных каналов адаптивной системы СДЦ.

### **Литература**

1. Бакулев П.А., Стенин В.М. *Методы и устройства селекции движущихся целей*. Москва, Радио и связь. 1986. 286 с.
2. Бакулев П.А. *Радиолокационные системы*. Москва, Радиотехника. 2004. 319 с.
3. 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.org/10.32603/1993-8985-2020-23-3-25-31>.

4. 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.org/10.17586/0021-34-54-2020-63-6-495-500>.
5. Попов Д.И. Автокомпенсация доплеровской фазы пассивных помех. *Цифровая обработка сигналов*. 2009. №2. С.30-33.
6. Попов Д.И. Адаптивное подавление пассивных помех. *Цифровая обработка сигналов*. 2014. №4. С.32-37.
7. Котоусов А.С., Морозов А.К. *Оптимальная фильтрация и компенсация помех*. Москва, Горячая линия-Телеком. 2008. 166 с.
8. Тихонов В.И. *Статистическая радиотехника*. Москва, Радио и связь. 1966. 678 с.

**Для цитирования:**

Зиатдинов С.И. Характеристики обнаружения когерентной системы селекции движущихся целей при рассогласовании параметров квадратурных каналов. *Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]*. 2021. №3. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.3.10>