



DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2023.3.6>

УДК: 621.396.969.18

## АНАЛИЗ ПОКАЗАТЕЛЕЙ КАЧЕСТВА УСТРОЙСТВА ОБНАРУЖЕНИЯ И ОЦЕНИВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ ПРОТЯЖЕННОЙ ПО ДАЛЬНОСТИ КОРРЕЛИРОВАННОЙ ОТВЕТНОЙ ШУМОВОЙ ПОМЕХИ И В ИМПУЛЬСНО-ДОПЛЕРОВСКИХ РЛС СОПРОВОЖДЕНИЯ

И.В. Чигирь<sup>1</sup>, С.А. Горшков<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Учреждение образования «Военная академия Республики Беларусь»  
220137, Республика Беларусь, г. Минск, пр-т Независимости, д.220

<sup>2</sup>Общество с ограниченной ответственностью «МилитСофт Солюшенс»  
220090, Республика Беларусь, г. Минск, Логойский тракт, д.37

Статья поступила в редакцию 20 января 2023 г.

**Аннотация.** Для импульсно-доплеровских радиолокационных станций (ИД РЛС) сопровождения с учетом особенностей применения протяженной по дальности коррелированной ответной шумовой помехи (ОШП) в составе комбинированной имитирующей и маскирующей помехи (КИМ-помехи) разработана структура устройства обнаружения и измерения параметров такой помехи. Для разработанного устройства рассчитаны характеристики обнаружения и зависимости ошибки оценивания параметров ОШП от отношения ОШП-шум для различных параметров ОШП.

**Ключевые слова:** импульсно-доплеровская радиолокационная станция сопровождения, комбинированная имитирующая и маскирующая помеха самоприкрытия, протяженная коррелированная ответная шумовая помеха.

**Автор для переписки:** Чигирь Иван Викторович, [ivan.chigir.a@gmail.com](mailto:ivan.chigir.a@gmail.com)

## Введение

Динамичное развитие средств РЭП усложняет задачу помехозащиты (ПХЗ) ИД РЛС сопровождения от КИМ-помехи самоприкрытия [1 с. 55, 2 с.587, 3]. КИМ-помеха самоприкрытия представляет собой аддитивную смесь уводящей по дальности и/или скорости помехи (УП) и протяженной по дальности коррелированной ОШП [1, 4]. УП идентична по своей структуре отраженному сигналу (ОС) и превосходит его не менее чем на 3-5 дБ на импульс, обеспечивая увод следящих систем по дальности и/или скорости. ОШП представляет собой шумоподобное колебание в полосе от 7 до 20 кГц относительно частоты Доплера сопровождаемой воздушной цели (ВЦ) или УП [3 с.152]. Она излучается в ответ на каждый принятый зондирующий импульс РЛС в течение времени, не превышающего периода повторения, обеспечивая маскирование ОС на определенном интервале частот и времени запаздывания. Согласованное по времени воздействие УП и ОШП с определенными энергетическими соотношениями [1, 2, 5] повышает эффективность увода по сравнению со случаем отдельного применения помех. Коррелированность ОШП позволяет уменьшить ее мощность [6], по сравнению с квазибелым шумом, повышая ее скрытность и снижая точность пеленгации. Для сопровождения воздушной цели (ВЦ)-постановщика КИМ-помех и повышения точности наведения на нее управляемых ракет необходимо адаптировать следящие системы ИД РЛС к параметрам такого рода помех.

На основе [7-9] в [10] синтезирован байесовский оптимальный алгоритм обнаружения и измерения параметров протяженной по дальности коррелированной ОШП, действующей в составе КИМ-помехи. Реализация данного алгоритма требует рассмотрения некоторых особенностей воздействия КИМ-помехи на ИД РЛС сопровождения.

На интервале наблюдения  $T_n$  принятое колебание  $f(t)$  состоит из аддитивной смеси ОС  $m(t, \alpha_{Ц})$ , мешающих отражений (МО)  $n(t)$  и внутренних шумов  $h(t)$ , либо в эту смесь добавляется КИМ-помеха

$h_{\text{КИМ}}(t, \mathbf{a}_{\text{КИМ}}) = h_{\text{УП}}(t, \mathbf{a}_{\text{УП}}) + h_{\text{ОШП}}(t, \mathbf{a}_{\text{ОШП}})$ . Здесь  $\mathbf{a}_{\text{ц}} = \left\| t_{r_{\text{ц}}} \quad F_{\text{Дц}} \right\|^T$  – вектор информативных параметров ОС ( $t_{r_{\text{ц}}}$  – время запаздывания,  $F_{\text{Дц}}$  – частота Доплера цели); составляющие КИМ-помехи –  $h_{\text{УП}}(t, \mathbf{a}_{\text{УП}})$  – УП, а  $h_{\text{ОШП}}(t, \mathbf{a}_{\text{ОШП}})$  – ОШП;  $\mathbf{a}_{\text{КИМ}} = \left\| \mathbf{a}_{\text{УП}} \quad \mathbf{a}_{\text{ОШП}} \right\|^T$  – вектор информативных параметров КИМ-помехи;  $\mathbf{a}_{\text{УП}} = \left\| t_{r_{\text{УП}}} \quad F_{\text{ДУП}} \right\|^T$  – вектор информативных параметров УП ( $t_{r_{\text{УП}}}$  – время запаздывания УП,  $F_{\text{ДУП}}$  – частота Доплера УП). УП идентична по своей структуре ОС и превосходит его по мощности;  $\mathbf{a}_{\text{ОШП}} = \left\| t_{r_{\text{ОШП}}} \quad T_{0_{\text{ОШП}}} \quad \Delta f_{\text{ОШП}} \right\|^T$  – вектор информативных параметров ОШП: время запаздывания переднего фронта шумового импульса –  $t_{r_{\text{ОШП}}}$ , его длительность –  $T_{0_{\text{ОШП}}}$  и ширина спектра –  $\Delta f_{\text{ОШП}}$ . Тем самым с момента времени  $t_0$ , когда  $t_{r_{\text{УП}}} \approx t_{r_{\text{ц}}}$ , обеспечивается устойчивый переход следящих измерителей дальности и скорости с сопровождения скрытого ОШП ОС на сопровождение УП ( $A_{\text{УП}}=1$ ). Множителями  $A_{\text{УП}}$ ,  $A_{\text{ОШП}}$ , которые принимают значения «1» либо «0», учитывают наличие/отсутствие составляющих КИМ-помехи. ОШП в полосе  $\Delta f_{\text{ОШП}}$  относительно частоты Доплера, сопровождаемой ВЦ  $F_{\text{Дц}}$ , маскирует большую часть интервала однозначного определения дальности вместе с ОС.

В результате временной дискретизации принятый сигнал представляет векторную функцию  $\|f_i\|$  при  $i=0 \dots N-1$ , где  $N = T_{\text{н}} / \Delta t$  – число временных отсчетов;  $\Delta t$  – шаг дискретизации по времени, выбираемый в соответствии с теоремой Котельникова. В векторном виде принятый сигнал  $f(t)$  можно представить следующим выражением

$$\mathbf{f}(t) = \mathbf{m}(t, \mathbf{a}_{\text{ц}}) + A_{\text{УП}} \cdot \mathbf{h}_{\text{УП}}(t, \mathbf{a}_{\text{УП}}) + A_{\text{ОШП}} \cdot \mathbf{h}_{\text{ОШП}}(t, \mathbf{a}_{\text{ОШП}}) + \mathbf{n}(t) + \mathbf{h}(t). \quad (1)$$

Одним из путей адаптации ИД РЛС к воздействию КИМ-помехи является компенсация в канале сопровождения цели по дальности маскирующей составляющей такой помехи [6]. Однако работа устройства компенсации

ухудшает показатели качества обнаружения отраженного сигнала (ОС) при отсутствии помех [6]. Поэтому такие устройства должны включаться в работу только при обнаружении КИМ-помехи [7].

Характерный признак КИМ-помехи – это наличие двух видов активных помех: УП и ОШП. Обнаружение КИМ-помехи сводится к обнаружению ее маскирующей составляющей. Одновременно с этим, для адаптации устройств обнаружения и сопровождения по угловым координатам ВЦ-постановщика КИМ-помех, необходимо оценить параметры ее маскирующей составляющей  $\hat{\alpha}_{\text{ОШП}}$ . В условиях ограниченного временного ресурса задачу обнаружения и измерения параметров ОШП целесообразно решать совместно. Это конкретизировано в [10], с учетом результатов [7-9].

Целью статьи является анализ показателей качества устройства обнаружения и измерения параметров протяженной по дальности коррелированной ОШП  $\alpha_{\text{ОШП}}$ , действующей в составе КИМ-помехи на измерители ИД РЛС сопровождения.

## **1. Структура устройства обнаружения и оценивания параметров ответной шумовой помехи, действующей в составе КИМ-помехи**

Система совместного обнаружения-оценивания представляет собой пару взаимосвязанных решающих правил – обнаружения и измерения, выносящих совместное заключение о наличии КИМ-помехи и о ее параметрах на интервале времени наблюдения [10]. Согласованность решений означает, что оценка параметров ОШП выдается на выход решающего устройства, только если принимается решение о наличии ОШП  $A_{\text{ОШП}_1}^*$  [8, 9], при этом структура устройства определяется выбором функции потерь (ФП) [10].

При решении поставленной выше задачи выбор в пользу простой ФП обусловлен необходимостью оценивания радиальной протяженности ОШП, при которой оцениваемому параметру будет соответствовать максимум плотности вероятности полученной оценки [11 с.92].

Алгоритм работы и структура устройства квазиоптимальной обработки при частично заданной структуре рассмотрены в [10]. Необходимость практической реализации обуславливает необходимость использования определенных допущений.

Будем считать, что априорные вероятности появления ОШП одинаковы [5, 8] и параметр  $\alpha_{\text{ОШП}}$  имеет равномерное распределение в интервале граничных значений  $[\alpha_{\text{ОШП}_{\min}}, \alpha_{\text{ОШП}_{\max}}]$ , который разобьем на  $M$  отрезков точками  $\alpha_{\text{ОШП}_m}$ , где  $m = 0 \dots M - 1$ . В таком случае результирующая оценка определяется как положение максимума функции правдоподобия  $p(\mathbf{f} | \alpha_{\text{ОШП}}, A_1)$

$$\hat{\alpha}_{\text{ОШП}} = \arg \max_{\alpha_{\text{ОШП}}} [p(\alpha_{\text{ОШП}} | \mathbf{f}, A_{\text{ОШП}_1})], \quad (2)$$

а порог обнаружения в решающем правиле [8 с.40] выбирается из условия, что вероятность его превышения при условии отсутствия ОШП  $A_0$  не превышает заданную вероятность ложной тревоги  $F$  –

$$P(\Lambda_*(\mathbf{f}) \geq \lambda_* | A_0) = F \quad (3)$$

(на основе известного критерия Неймана-Пирсона) [8 с.60].

Кроме того, неизвестны заранее форма и параметры межэлементной (между элементами разрешения по дальности) корреляционной функции, которые определяют форму и ширину спектра флюктуаций. Полагая, что корреляционная функция имеет вид  $\sin(x)/x$  (спектр флюктуации прямоугольный), оцениваем лишь ширину спектра флюктуаций, однозначно связанного с коэффициентом межэлементной корреляции.

Введенные ограничения и допущения приводят к тому, что обнаружение сводится к сравнению  $Z(\mathbf{f} | \alpha_{\text{ОШП}_m})$  каждого канала с индивидуальным порогом обнаружения, определяемого по критерию Неймана-Пирсона, а параметры канала, в котором регистрируется максимум квадрата модуля корреляционного интеграла, будет определять оценку параметра  $\hat{\alpha}_{\text{ОШП}}$ .

Структура устройства обработки принятого сигнала (1) представлена на рисунке 1 [10]. Оно включает в себя устройство обнаружения ОШП и устройство оценивания параметров ОШП. В отличие от структуры, приведенной в [10], показаны устройство формирования матрицы «дальность-скорость» ( $D-V$ ) с учетом когерентной компенсации сопровождаемого сигнала (ККСС) и блок формирования априорных параметров  $\Delta i, \Delta j, i_H, j_H$ . Назначение последнего следует из названия и рисунка. Обоснуем структуру устройства формирования матрицы  $D-V$  с учетом ККСС.

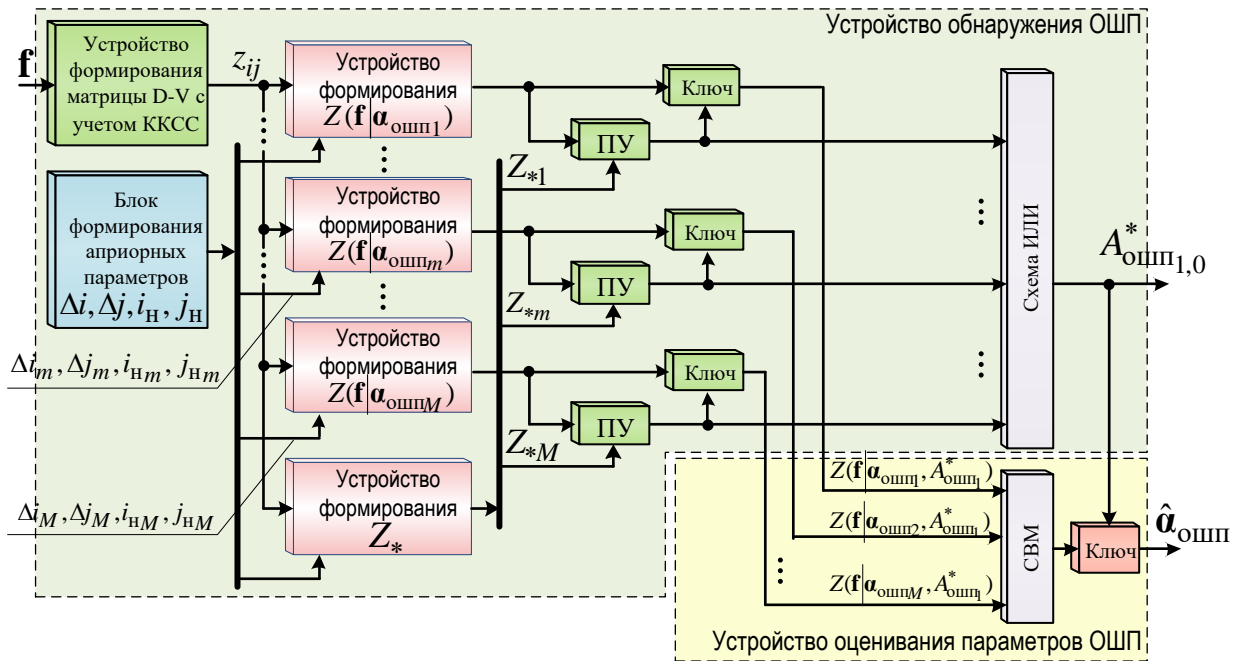


Рис. 1. Структурная схема устройства обнаружения и оценивания параметров ОШП, действующей в составе КИМ-помехи [10]

В оптимальном обнаружителе ОШП элементы разрешения по дальности и скорости должны быть согласованными с радиальной протяженностью  $T_{0\_OSHP}$  и шириной спектра  $\Delta f_{OSHP}$ . Однако в ИД РЛС сопровождения имеется штатный приемник обзора по дальности и радиальной скорости с устройством разового оценивания. Структура такого устройства определяется способом обработки принятого сигнала и состоит из последовательно включенных устройств внутрипериодной обработки (ВПО), когерентной компенсации мешающих отражений (ККМО) и когерентного накопления ОС (КНОС). При этом, разрешающие способности по дальности и скорости штатного устройства выше,

требуемых при работе по ОШП. Поэтому на выходе штатного устройства обработки ОС ОШП будет распределенным по элементам разрешения дальности и скорости.

В принятом сигнале (см. (1)), помимо МО, декорреляции подлежит и ОС или УП (в дальнейшем – сигнал). Упрощенное решение задачи ККСС в дополнительном канале обнаружения отделяющейся цели для ИД РЛС сопровождения подробно рассмотрено в [12]. Данное решение предполагает включение после фильтра ККМО фильтра ККСС (см. рисунок 2).

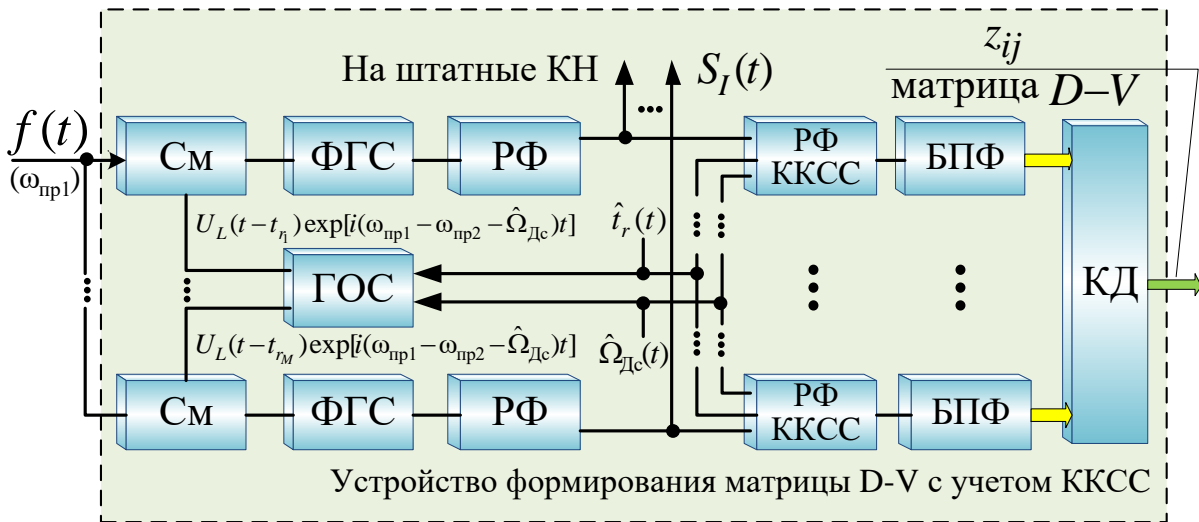


Рис. 2. Структурная схема цифрового многоканального корреляционного устройства обнаружения и оценивания параметров ОШП

Последний подавляет ОС сопровождаемого объекта или УП, с учетом его: измеренных значений дальности, радиальной скорости и искажений корреляционной структуры вносимых устройством ККМО. В результате преобразования принятого сигнала с учетом этапа ККСС формируется матрица  $D-V$ . Данная матрица  $|S(\Omega_{Di}, t_{rj})_{ij}|^2 = z(\Omega_{Di}, t_{rj}) = z_{ij}$  представляет собой протектированные выходные сигналы  $I$  ( $i \in 0 \dots I - 1$ ) взаимно расстроенных узкополосных фильтров (УПФ), когерентно накапливающих ОС в цифровом устройстве быстрого преобразования Фурье (БПФ), в каждом из  $J$  каналов однозначного измерения дальности ( $j \in 0 \dots J - 1$ ).

Количество элементов разрешения по частоте (радиальной скорости)  $I$  матрицы  $D-V$  определяется числом когерентно накапливаемых импульсов  $L_{КН}$ .

В данном случае ширина УПФ  $\Delta F_{\Pi}$  рассчитана на слабый медленно флюктуирующий сигнал и определяется временем наблюдения  $T_{\Pi}$  [14 с.233]:

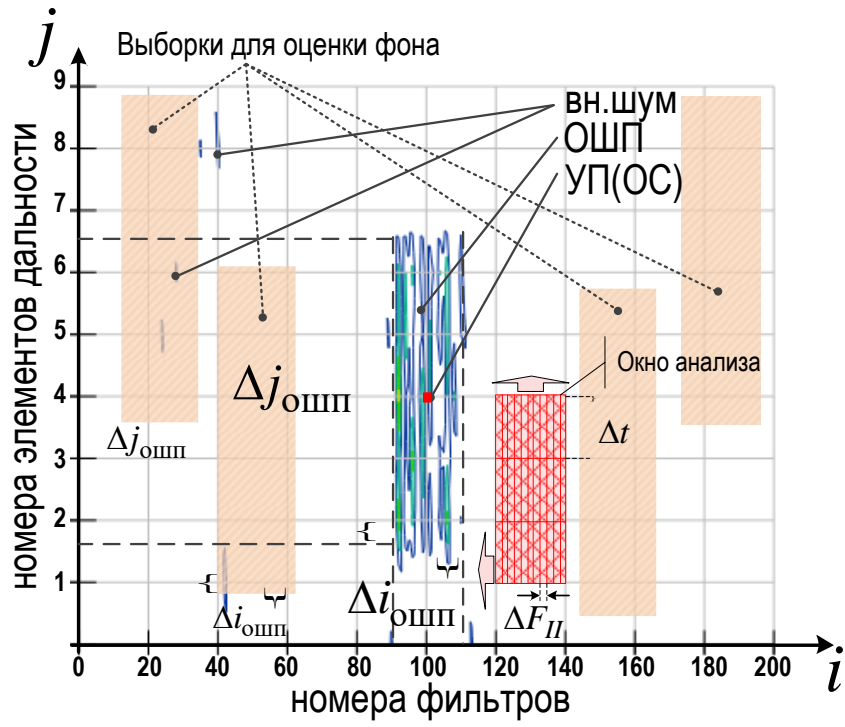
$$\Delta F_{\Pi} = 1/T_{\Pi}. \quad (4)$$

Количество элементов разрешения по дальности (времени запаздывания)  $J$  определяется периодом повторения  $T_{\Pi}$  и интервалом дискретизации по времени  $\Delta t$

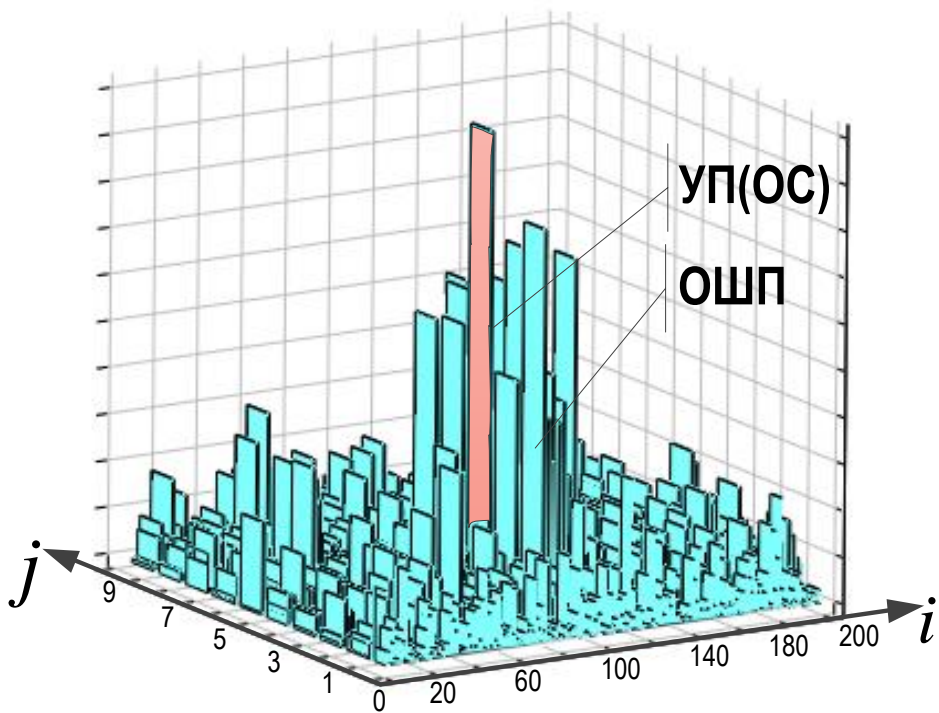
$$J = T_{\Pi} / \Delta t. \quad (5)$$

Протяженная по дальности коррелированная ОШП занимает определенные элементы разрешения по дальности и скорости матрицы  $D-V$  (рисунок 3). Логарифм отношения правдоподобия (ЛОП) обнаружителя шумоподобного сигнала получим в двумерной матрице  $D-V$ . Учтем сделанное выше предположение о малости отношения помеха-шум, при котором коррелированностью отсчетов по дальности можно пренебречь. Кроме того, адаптируем двумерный ЛОП к неизвестной мощности ОШП по методике [19 с.101], по аналогии с одномерными случаями [13 с.161, 16].





а)



б)

Рис. 3. Результат обработки принятого сигнала в матрице «дальность-скорость» с учетом компенсации сигнала сопровождаемого объекта:  
 (а) – линии уровня; (б) – столбчатая диаграмма

Итоговый алгоритм обработки шумоподобного сигнала, протяженностью  $\Delta i$  по частоте и  $\Delta j$  по дальности, начинающегося с  $i_H$ -го элемента частоты и  $j_H$ -го элемента дальности матрицы  $D-V$  имеет следующий вид:

$$\ln \Lambda(\mathbf{f}|i_H, j_H, \Delta i, \Delta j) = Z(\mathbf{f}|i_H, j_H, \Delta i, \Delta j) = s_{i_H, j_H}(\Delta i, \Delta j) - \Delta i \Delta j (1 + \ln[s_{i_H, j_H}(\Delta i, \Delta j) / \Delta i \Delta j]), \quad (6)$$

где

$$s_{i_H, j_H}(\Delta i, \Delta j) = \frac{1}{2\sigma_0^2} \sum_{n=i_H}^{(i_H+\Delta i-1)} \sum_{k=j_H}^{(j_H+\Delta j-1)} z_{n,k} \quad (7)$$

– нормированный к мощности шума результат некогерентного накопления в прямоугольном окне протяженностью  $\Delta i$  по частоте и  $\Delta j$  по дальности;  $\sigma_0^2$  – средняя мощность шума на выходе когерентной части устройства обработки оцениваемая по результатам наблюдения выборки.

В данном случае, неизвестная заранее межэлементная корреляция по дальности не учитывается, так как ее значение  $\Delta i$  оценивается в алгоритме (7).

Число УПФ занятых ОШП равно  $\Delta i_{\text{ОШП}} = i_{\text{ОШП}_K} - i_{\text{ОШП}_H}$ , где  $i_{\text{ОШП}_H(K)}$  – начальный (конечный) номер фильтра занятый ОШП, а число временных интервалов дискретизации занятых ОШП –  $\Delta j_{\text{ОШП}} = j_{\text{ОШП}_K} - j_{\text{ОШП}_H}$ , где  $j_{\text{ОШП}_H(K)}$  – начальный (конечный) номер интервала дискретизации занятый ОШП.

Тогда значение вектора параметров ОШП  $\alpha_{\text{ОШП}}$  можно выразить через число элементов разрешения по частоте и времени запаздывания

$$t_{r_{\text{ОШП}}} = j_{\text{ОШП}_H} \cdot \Delta t, \quad (8)$$

$$T_{0_{\text{ОШП}}} = \Delta j_{\text{ОШП}} \cdot \Delta t, \quad (9)$$

$$\Delta f_{\text{ОШП}} = \Delta i_{\text{ОШП}} \cdot \Delta F_{\text{П}}. \quad (10)$$

Параметру  $\alpha_{\text{ОШП}}$ , с учетом выражений (8) – (10), соответствует

$$\alpha_{\text{ОШП}} = \left\| i_{\text{ОШП}_H} \quad \Delta i_{\text{ОШП}} \quad j_{\text{ОШП}_H} \quad \Delta j_{\text{ОШП}} \right\|^T. \quad (11)$$

С технической точки зрения, незнание времени поступления ОШП  $j_{\text{ОШП}_H}$  и начальной частоты ее спектра  $i_{\text{ОШП}_H}$  не требует дополнительных каналов, если накопление будет производиться в скользящих окнах, параллельно (как на рисунке 1) или последовательно. Оценку протяженности ОШП по элементам дальности и скорости следует проводить с помощью окон анализа различной площади. Помимо протяженности остаются еще два параметра – начальные фильтр и интервал временной дискретизации, занятые ОШП. Для их определения требуется пройти окном анализа по всей области неопределенности (матрице  $D-V$ ) с шагом по времени  $\Delta t$  и по частоте  $\Delta F_{\text{П}}$ , как показано на рисунке 3а. Максимальное значение решающей статистики (6) будет наблюдаться при совпадении параметров  $Z(\mathbf{f}|\boldsymbol{\alpha}_{\text{ОШП}})$ .

Таким образом, обнаружитель (рисунок 1) включает в себя устройство формирования матрицы  $D-V$  с учетом ККСС,  $M$ -канальное устройство формирования достаточной статистики  $Z(\mathbf{f}|\boldsymbol{\alpha}_{\text{ОШП}})$ , блок формирования априорных параметров, который обеспечивает необходимой априорной информацией  $(i_H, j_H, \Delta i, \Delta j)$  каждый из  $M$  каналов, устройство формирования порогов с ключами и схему ИЛИ [10].

Число каналов обработки  $M$  должно соответствовать числу вариантов сочетания параметров ОШП по времени и частоте [10]. Из [2, 4, 5] известно, что параметры ОШП выбираются такими, чтобы в течение времени действия КИМ-помехи, она была сосредоточена на ОС и УП. В связи с этим область неопределенности, в которой требуется проводить обнаружение и оценивание параметров ОШП определяется положением сигнала (ОС или УП) и максимально и минимально возможными размерами поля ОШП относительно него (рисунок 3).

Каждый  $m$ -й канал данного устройства настроен на обработку сигнала с ожидаемым вектором параметров  $\boldsymbol{\alpha}_{\text{ОШП}_m}$ . В каждом канале формируется

квадрат модуля корреляционного интеграла  $Z(\mathbf{f} | \alpha_{\text{ОШП}m})$  с последующим сравнением его с порогом  $Z_{*m}$ .

Частные решения об обнаружении поступают на схему ИЛИ (1 из  $M$ ), на выходе которой формируется решение о наличии или отсутствии ОШП  $A_{\text{ОШП}1}^*$ , которое управляет ключом, пропускающим (или нет) оценку  $\hat{\alpha}_{\text{ОШП}}$ .

На вход устройства оценивания параметров ОШП (рисунок 1) подаются через ключи величины  $Z(\mathbf{f} | \alpha_{\text{ОШП}m})$ , превысившие свой порог. В схеме выбора максимума (СВМ) выбирается канал с максимальным  $Z(\mathbf{f} | \alpha_{\text{ОШП}m})$  и на выходе формируется оценка  $\hat{\alpha}_{\text{ОШП}}$ .

Структура данного устройства отличается от структуры обычного обнаружителя и измерителя наличием обнаружителя ОШП, многоканального по радиальной протяженности и ширине ее спектра.

## 2. Структура блока формирования достаточной статистики $m$ -го канала обработки принятого сигнала

Структура блока формирования достаточной статистики (БФДС)  $m$ -го канала соответствующего  $i_{\text{н}}$ -му и  $j_{\text{н}}$ -му элементам частоты и дальности, соответственно, а также протяженностью  $\Delta i$  и  $\Delta j$ , согласно полученному выше алгоритму (6), показана на рисунке 4.

Матричный коммутатор  $m$ -ого канала формирует элементы матрицы  $z_{ij}$ , соответствующие полю анализа с параметрами  $(i_{\text{н}m}, j_{\text{н}m}, \Delta i_m, \Delta j_m)$ , поступающими из блока формирования априорных данных. Далее в сумматоре все элементы, поступающие с матричного коммутатора, некогерентно накапливаются согласно алгоритму (7) и на выходе первого делителя нормируются к мощности шума.

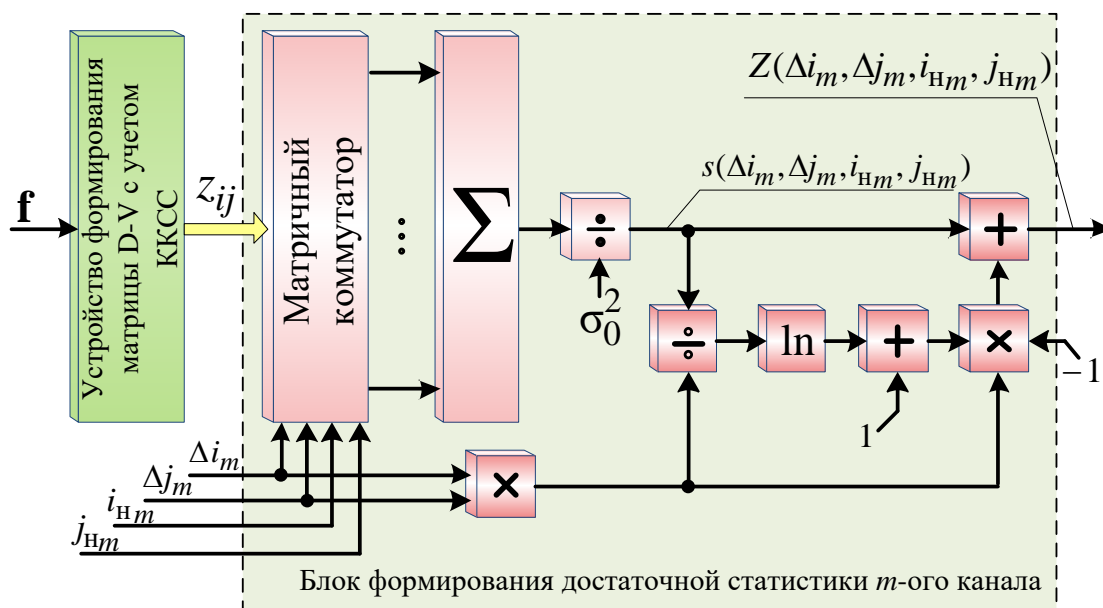


Рис. 4. Структурная схема блока формирования достаточной статистики  $m$ -ого канала обработки

Затем с помощью второго делителя, блока вычисления натурального логарифма, двух сумматоров и перемножителя формируется ЛОП, соответствующий алгоритму (6).

### 3. Выбор порога обнаружения

В соответствии с критерием Неймана-Пирсона, порог принятия решения об обнаружении  $Z_{*m}$  в  $m$ -ом канале обнаружения определяется заданной условной вероятностью ложной тревоги  $F$  из решения нелинейного уравнения.

$$F = \int_{Z_{*m}}^{\infty} p_{0m}(Z) dZ. \quad (12)$$

В соответствии с (6) значение  $Z$  является нелинейной функцией  $f(s)$  случайной величины  $s$  (см. (7)), распределенной по закону  $\chi^2$  [14, 15]:

$$p_0(s) = \left(k/\bar{s}\right)^k s^{k-1} \Gamma^{-1}(k) e^{-k \cdot \frac{s}{\bar{s}}}, \quad s \geq 0, \quad (13)$$

где  $k = \Delta i \Delta j$  – число экспоненциально распределенных слагаемых (площадь скользящего окна) в  $s_{i,j}(\Delta i, \Delta j)$ . Соответствует половине числа степеней свободы анализируемой случайной величины. Т.к. используется нормированная к дисперсии случайная величина, то  $\bar{s} = k$ .

Для рассматриваемых условий результирующая плотность вероятности предпороговой статистики в отсутствие сигнала описывается [16, 17 с.311]

$$p_0(Z) = p_0(h_1(Z)) \cdot \left| \frac{\partial}{\partial Z} h_1(Z) \right| + p_0(h_2(Z)) \cdot \left| \frac{\partial}{\partial Z} h_2(Z) \right|, \quad (14)$$

где

$$h_{1,2}(Z) = -\Delta i \cdot \Delta j \cdot W \left( -\exp \left( -\frac{Z + \Delta i \cdot \Delta j}{\Delta i \cdot \Delta j} \right) \right) \quad (15)$$

– функция обратная выражению (7) при  $Z \geq \Delta i \cdot \Delta j$  или  $Z < \Delta i \cdot \Delta j$ ;

$W(x)$  – функция Ламберта [18];

$$\frac{\partial}{\partial Z} h(Z) = \frac{W \left( -\exp \left( -\frac{Z + \Delta i \cdot \Delta j}{\Delta i \cdot \Delta j} \right) \right)}{1 + W \left( -\exp \left( -\frac{Z + \Delta i \cdot \Delta j}{\Delta i \cdot \Delta j} \right) \right)} \quad (16)$$

– производная обратной функции (15), которая также вычисляется через функцию Ламберта.

Порог для  $m$ -ого канала обнаружения  $Z_{*m}$  с учетом выражений (13) – (16) может быть вычислен итерационными методами, например, с использованием функции *root* с предварительным заданием начального  $z_p^{\min}$  и конечного  $z_p^{\max}$  приближения искомого значений порога

$$Z_{*m} = \text{root} \left( F - \int_{z_p}^{\infty} \left( p_0(h_{1m}(Z)) \left| \frac{\partial}{\partial Z} h_{1m}(Z) \right| + p_0(h_{2m}(Z)) \left| \frac{\partial}{\partial Z} h_{2m}(Z) \right| \right) dZ, z_p, z_p^{\min}, z_p^{\max} \right) \quad (17)$$

#### 4. Результаты моделирования и их анализ

Для анализа показателей качества устройства обнаружения и измерения параметров протяженной по дальности коррелированной ОШП было проведено математическое моделирование воздействия на ИД РЛС сопровождения только ОШП и ОШП в составе КИМ-помехи. Принятый сигнал представлял собой аддитивную смесь ОС, внутренних шумов и в первом случае протяженной по дальности коррелированной ОШП, а во втором случае КИМ-помехи.

Параметры РЛС задавались следующими: длительность импульса  $T_0 = 1$  мкс, период повторения импульсов  $T_{\Pi} = 10$  мкс, время наблюдения  $T_{\text{Н}} = 2$  мс, линейка УПФ перекрывала однозначный диапазон Доплеровских частот от 0 до 100 кГц при полосе одного фильтра примерно 500 Гц. Параметры цели: отношение сигнал шум  $\gamma_{\text{ц}} = 0,05$ . Отметка от цели наблюдалась в пятом однозначном интервале дальности, в 100-м фильтре. Параметры КИМ-помехи: имитирующая составляющая – величина навязываемого ускорения –  $a_{\text{УП}} = 20 \text{ м/с}^2$ ; отношение УП-шум на один импульс  $\gamma_{\text{УП}}$  на 4,7 дБ превосходила  $\gamma_{\text{ц}}$ ; отношение мощности ОШП к мощности внутренних шумов  $\gamma_{\text{ОШП}}$  задавалось на выходе устройства внутривычислительной обработки и изменялось в диапазоне от 0 до 0,2 с шагом 0,005. Время запаздывания шумового импульса внутри интервала однозначности  $t_{\text{рОШП}} = 2$  мкс; длительность шумового импульса  $T_{0\text{ОШП}} = 5$  мкс; форма огибающей шумового импульса – прямоугольная. Моделирование проводилось для трех значений ширины спектра ОШП  $\Delta f_{\text{ОШП}} - 8, 14$  и 20 кГц. Вероятность ложной тревоги задавалась  $F = 0,001$ . Параметры УП для обеспечения работы устройства компенсации сигнала сопровождаемого объекта считались известными.

Показатели качества устройства обнаружения и измерения параметров ОШП оценивались по матрице  $D-V$ , сформированной из выходных сигналов 200 взаимно расстроенных УПФ с учетом квадратичного детектирования и когерентной компенсации сопровождаемого сигнала, принимаемых в 10

внутрипериодных каналах дальности (рисунок 3). Количество модельных экспериментов составляло  $10^4$ , что позволило обеспечить доверительную вероятность 0,9 при относительной погрешности 10 %.

По результатам проведенного моделирования воздействия на РЛС только ОШП на рисунке 5 представлены гистограммы плотностей вероятности оценок параметров помехи для различных  $\gamma_{\text{ОШП}}$ .

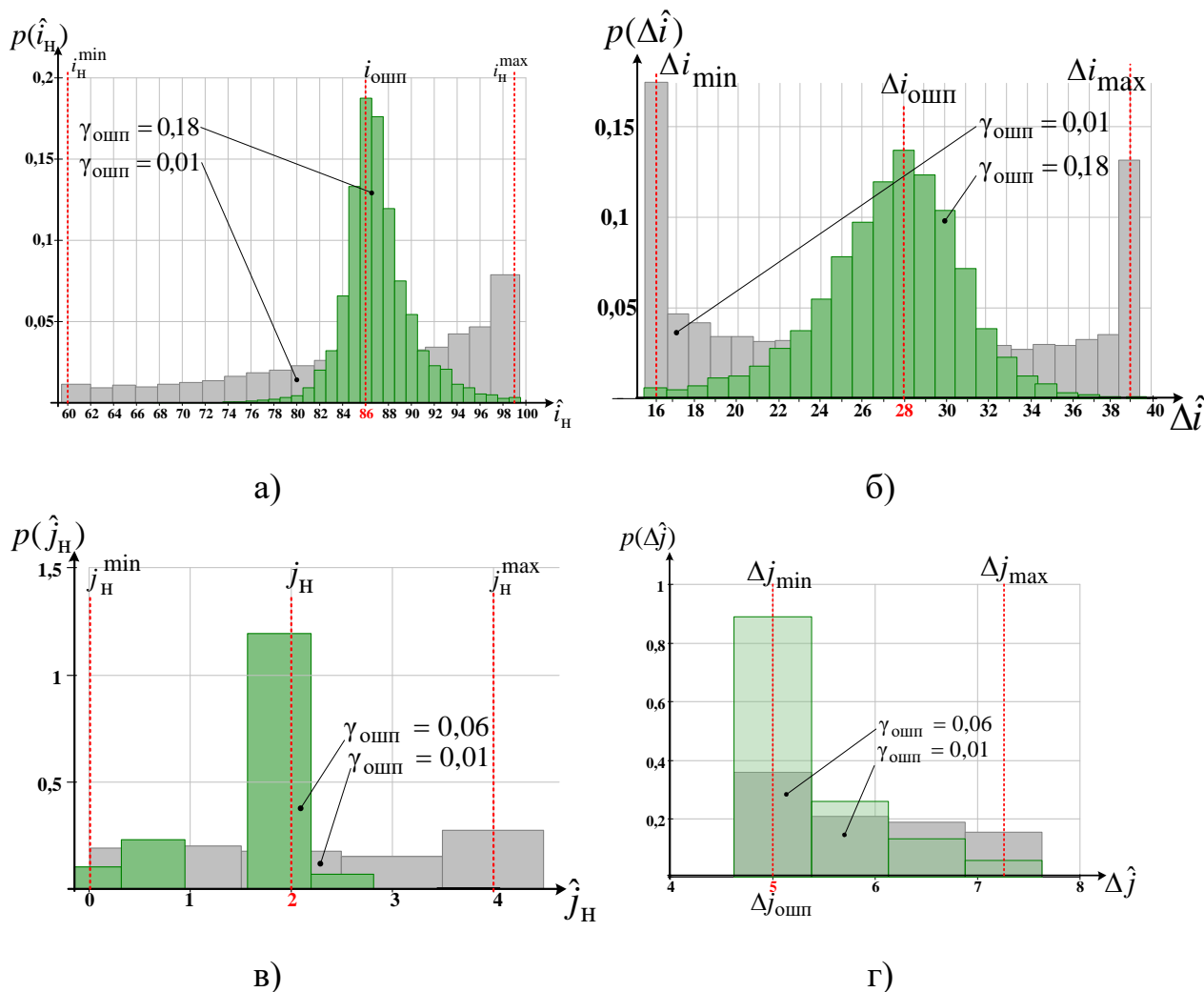


Рис. 5. Плотность распределения оценки параметров ОШП для различных значений  $\gamma_{\text{ОШП}}$ : (а) –  $\hat{i}_H$  начального положения по оси частот; (б) –  $\Delta \hat{i}$  протяженности по оси частот; (в) –  $\hat{j}_H$  начального положения по оси времени; (г) –  $\Delta \hat{j}$  радиальной протяженности

На данном рисунке  $i_H^{\min}$ ,  $i_H^{\max}$ ,  $\Delta i_{\min}$ ,  $\Delta i_{\max}$ ,  $j_H^{\min}$ ,  $j_H^{\max}$ ,  $\Delta j_{\min}$ ,  $\Delta j_{\max}$  обозначены граничные значения (min, max) параметров (начало и протяженность



по скорости и дальности) ОШП, которые определяются исходя из параметров РЛС и тактических особенностей применения КИМ-помехи [15].

Проанализируем данные рисунка 5. При малых  $\gamma_{\text{ОШП}}$  оценки плотностей близки к обратной экспоненциальной,  $U$ -образной и равномерным плотностям вероятностей. Они относятся к семейству  $\beta$ -распределений.

С уменьшением ОШП нарастает ошибка определения параметров помехи, что говорит о том, что порог обнаружения обязателен. Кроме того, при слишком малой интенсивности помехи теряются ее маскирующие свойства и ОШП превращается в обычную УП, меры защиты от которой известны [2].

С увеличением  $\gamma_{\text{ОШП}}$  максимумы плотностей вероятности оценок параметров ОШП сходятся к своим истинным значениям.

Зависимости среднеквадратичной ошибки оценивания параметров ОШП, выраженных в номере (числе) соответствующих элементов разрешения, от отношения ОШП-шум  $\gamma_{\text{ОШП}}$  представлены на рисунке 6.

Из рисунка 6 можно сделать вывод, что с увеличением  $\gamma_{\text{ОШП}}$  ошибка оценивания параметров ОШП снижается. При этом, чем более узкополосной является ОШП, тем ниже ошибки.

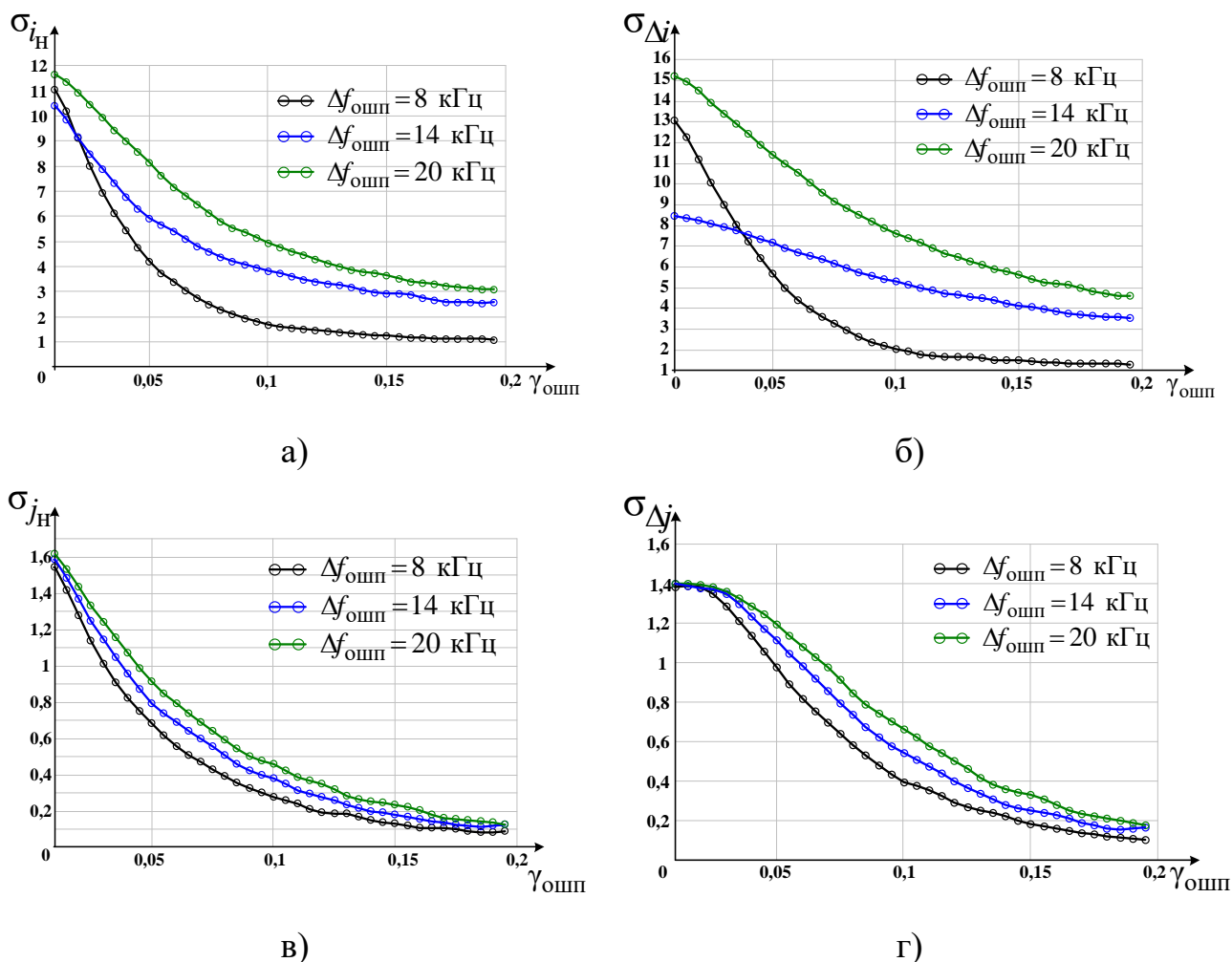


Рис. 6. Зависимость ошибки оценивания параметров ОШП от  $\gamma_{OShP}$  :

- (а) – начального положения по оси частот; (б) – протяженности по оси частот;
- (в) – начального положения по оси времени; (г) – радиальной протяженности

Чем больше  $\Delta f_{OShP}$ , тем больше ошибки оценивания, при этом смещение оценки параметров к центру ОШП (как свидетельствуют результаты моделирования – при оценивании начального положения ОШП – в сторону больших значений параметра, при оценивании протяженности – в сторону меньших значений параметра).

Статистическая состоятельность получаемых оценок обеспечивается за счет высоких  $\gamma_{OShP}$ . При этом, если параметры ОШП не будут изменяться в течение времени действия КИМ-помехи, то усреднение оценок между наблюдениями позволит повысить точность оценивания ширины спектра.

Характеристики обнаружения при известных параметрах ОШП, заданных в начале раздела 6 (сплошные линии), и с оценкой этих параметров (линии с маркерами) рассмотренного алгоритма представлены на рисунке 7.

Анализируя данные рисунка 7 можно отметить, что ошибки при оценивании параметров ОШП приводят к ухудшению качества обнаружения ОШП не более чем на 2 дБ. Для заданной ложной тревоги  $F$  при отношениях ОШП-шум более 0,1 происходит фактически гарантированное обнаружение ОШП. Здесь будем считать, что для создания гарантированного маскирующего эффекта отношение ОШП-шум на выходе когерентного накопителя должно быть примерно равным ОСШ (по цели)  $\rho_{\text{ОШП}} \approx \rho_{\text{Ц}}$ .

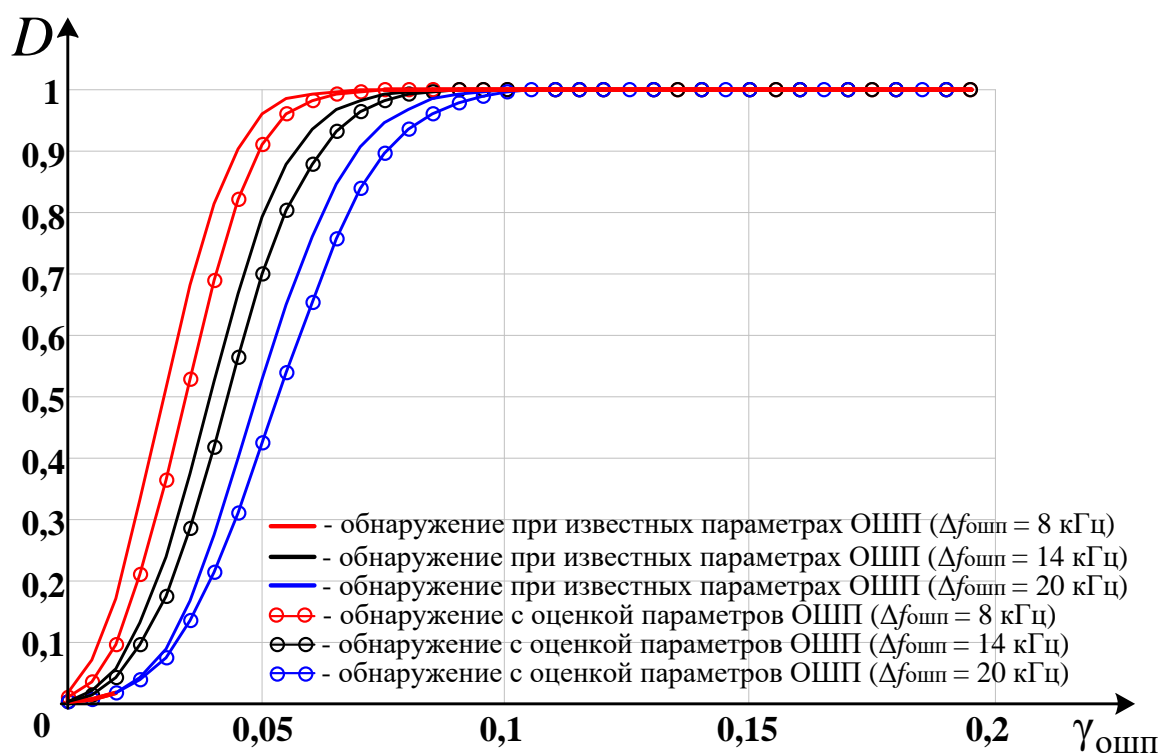


Рис. 7. Характеристики обнаружения ОШП

С учетом сказанного требуемое отношение ОШП-шум на импульс для создания требуемого маскирующего эффекта [5] медленно флуктуирующего сигнала ( $LT_{\text{П}} \gg 2\tau_{\text{с}}$ ) [14] может быть рассчитано как

$$\gamma_{\text{ОШП}} \approx \gamma_{\text{ц}} L \frac{\Delta f_{\text{ОШП}}}{F_{\text{п}}} . \quad (18)$$

Для выбранных условий моделирования требуемое  $\gamma_{\text{ОШП}}$  составляет более 0,8 на импульс, поэтому даже при более жестких требованиях к обнаружителю по обеспечению заданной ложной тревоги ( $F \leq 10^{-5}$ ), разработанное устройство будет обеспечивать высокие показатели качества обнаружения протяженной по дальности коррелированной ОШП.

При воздействии ОШП в составе КИМ-помехи следует учитывать наличие остатков компенсации сигнала сопровождаемого объекта (УП), что может привести к ложным решениям при отсутствии ОШП. Данное обстоятельство следует учитывать при выборе порога обнаружения.

## Заключение

Необходимость оценивания радиальной протяженности ОШП обуславливает структуру устройства обнаружения и оценивания ОШП, представленную на рисунке 1. Данное устройство является многоканальным. При этом порог обнаружения каждого из  $m$  каналов обнаружения рассчитывается в соответствии с критерием Неймана-Пирсона согласно (17).

Полученное устройство обнаружения и оценивания параметров ОШП отличается режектированием сопровождаемого сигнала (УП), обнаружением протяженной по дальности коррелированной ОШП с адаптацией к ее времени запаздывания, длительности и ширине спектра (времени корреляции флуктуаций) и позволяет вскрыть присутствие такой помехи с вероятностью не менее 0,8 при отношении ОШП-шум более 0,07 на импульс в зависимости от параметров ОШП и требований по обеспечению заданной ложной тревоги. Разработанное адаптивное устройство может быть реализовано в современных и перспективных ИД РЛС сопровождения.

Особенностью устройства обнаружения и измерения параметров ОШП является совмещение этапов ВПО, ККМО штатного устройства обработки принятого сигнала ИД РЛС сопровождения, что является технически и

экономически выгодным решением. Последующие устройства обработки ОШП (ККСС, когерентное накопление и некогерентное накопление) могут быть реализованы в отдельном канале.

Следует заметить, что при низких отношениях  $\gamma_{\text{ОШП}} (\leq 0,5)$  ОШП не будет применяться, т.к. не будет реализован необходимый маскирующий эффект, в соответствии с выражением (18). При увеличении отношения  $\gamma_{\text{ОШП}}$  задача обнаружения решается с высоким качеством даже при том, что неизвестная заранее межэлементная корреляция по дальности не учитывается в алгоритме обнаружения ОШП. Из (18) также следует, что для обеспечения маскирующего эффекта при  $\Delta f_{\text{ОШП}} = 20$  кГц необходимо обеспечить большее  $\gamma_{\text{ОШП}}$  по сравнению с  $\Delta f_{\text{ОШП}} = 8$  кГц. Чем больше  $\Delta f_{\text{ОШП}}$ , тем больше ошибки оценивания, при этом смещение оценок параметров происходит к центру ОШП (по результатам моделирования при малых  $\gamma_{\text{ОШП}}$  оценки начального положения ОШП смещаются в сторону больших значений параметра, а протяженности – в сторону меньших).

### Литература

1. Канащенков А.И., Меркулов В.И. *Защита радиолокационных систем от помех. Состояние и тенденции развития*. Москва, Радиотехника. 2003. 416 с.
2. Van Brunt L. *Applied ECM. Vol. 1, 2*. E.W. Engineering Inc, USA. 973 p.
3. Куприянов А.И. *Радиоэлектронная борьба*. Москва, Вузовская книга. 2013. 360 с.
4. Чигирь И.В., Горшков С.А., Кузьмичев Н.К. Анализ возможностей самолетных комплексов радиоэлектронной борьбы по постановке уводящих помех и способов защиты радиолокационных станций сопровождения. *Сборник научных статей Военной академии Республики Беларусь*. 2017. №32. С.163-170.

5. Чигирь И.В., Горшков С.А., Кузьмичев Н.К. Анализ воздействия комбинированной имитирующей и маскирующей помехи на системы сопровождения по дальности и скорости радиолокаторов точного измерения координат. *Вестник Военной академии Республики Беларусь*. 2018. №1 (58). С.71-81.
6. Чигирь И.В., Горшков С.А., Кузьмичев Н.К. Устройство когерентной компенсации протяженных по дальности коррелированных ответных шумовых помех в импульсно-доплеровских радиолокаторах сопровождения. *Вестник Военной академии Республики Беларусь*. 2019. №2 (61). С. 73-83.
7. Чигирь И.В. Обоснование способа защиты моноимпульсных импульсно-доплеровских радиолокаторов сопровождения от комбинированных имитирующих и маскирующих помех самоприкрытия. *Сборник научных статей Военной академии Республики Беларусь*. 2021. №41. С.92-99.
8. Трифонов А.П., Шинаков Ю.С. *Совместное различие сигналов и оценка их параметров на фоне помех*. Москва, Радио и связь. 1986. 264 с.
9. Сосулин Ю.Г. *Теоретические основы радиолокации и радионавигации*. Москва, Радио и связь. 1992. 304 с.
10. Чигирь И.В. Синтез Байесовского алгоритма обнаружения и оценивания параметров коррелированной ответной шумовой помехи. *Вестник Военной академии Республики Беларусь*. 2022. №4 (75). С.114-121.
11. Куликов Е.И., Трифонов А.П. *Оценка параметров сигналов на фоне помех*. Москва, Советское радио. 1978. 296 с.
12. Аль-Желили Б. Обнаружение отделяющихся объектов на фоне модуляционных компонентов отраженного сигнала. *Вестник Военной академии Республики Беларусь*. 2006. №3 (12). С.18-23.
13. Алмазов В.Б., Белов А.А., Кокин В.Н., Рябуха В.П. *Теоретические основы радиолокации*. Харьков, ВУ. 1996. 466 с.
14. Охрименко А.Е. *Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба*. Москва, Воениздат. 1983. 457 с.

15. Ширман Я.Д. *Справочник «Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория»*. Москва, Радиотехника. 2006. 560 с.
16. Горшков С.А., Крикливый М.В. Плотность вероятности предпороговой статистики адаптивного обнаружителя гауссовских быстро флуктуирующих сигналов неизвестной интенсивности на фоне гауссовской некоррелированной помехи. *3-й Международный радиоэлектронный форум «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития» МРФ-2008. Сборник научных трудов Том 1 Международной конференции «Современные и перспективные системы радиолокации, радиоастрономии и спутниковой навигации»*. Харьков: АНПРЭ, ХНУРЭ. 2008. С.156-159.
17. Тихонов В.И. *Статистическая радиотехника*. Москва, Радио и связь. 1982. 624 с.
18. Дубинов А.Е., Дубинова И.Д., Сайков С.К. *W-функция Ламберта и ее применение в математических задачах физики*. Саров, ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ». 2006. 160 с.
19. Репин, В.Г. *Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптации информационных систем*. Москва, Советское радио. 1977. 432 с.

**Для цитирования:**

Чигирь И.В., Горшков С.А. Анализ показателей качества устройства обнаружения и оценивания параметров протяженной по дальности коррелированной ответной шумовой помехи и в импульсно-доплеровских РЛС сопровождения. *Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]*. 2023. №3. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2023.3.6>