

АДАПТИВНЫЙ ТРАКТ МЕЖДУПЕРИОДНОЙ ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ В ИМПУЛЬСНЫХ РАДИОЛОКАТОРАХ

С. А. Габеев, С. Ю. Седышев, Р. А. Гуцев

Представлены структура и алгоритм работы адаптивного тракта междупериодной обработки. Проведен сравнительный анализ эффективности согласованного, не согласованного и адаптивного тракта междупериодной обработки радиолокационного приемника методом математического моделирования.

Введение

Для импульсных радиолокаторов кругового обзора отраженный сигнал (ОС) от воздушной цели в общем случае представляет собой частично-когерентную последовательность радиоимпульсов, промодулированную диаграммой направленности антенны [1, 2]. Учет всех характеристик такой частично-когерентной пачки в процессе обработки ОС, позволяет достичь наилучших характеристик обнаружения (ХО) радиолокационного приемника [1, 3]. Существующие устройства обработки сигнала имеют фиксированные параметры. Из-за отсутствия информации о характеристиках пачки ОС такие приемники не могут достичь потенциальной эффективности, что приводит к потерям в дальности обнаружения цели, которая может достигнуть 25% [4]. Подстройку параметров устройства обработки возможно осуществлять в ходе адаптации к характеристикам входного сигнала.

Теоретическая часть

Для большинства сигнально-помеховых ситуаций структура оптимального обнаружителя может быть представлена в следующем виде (рисунок 1) [1]:

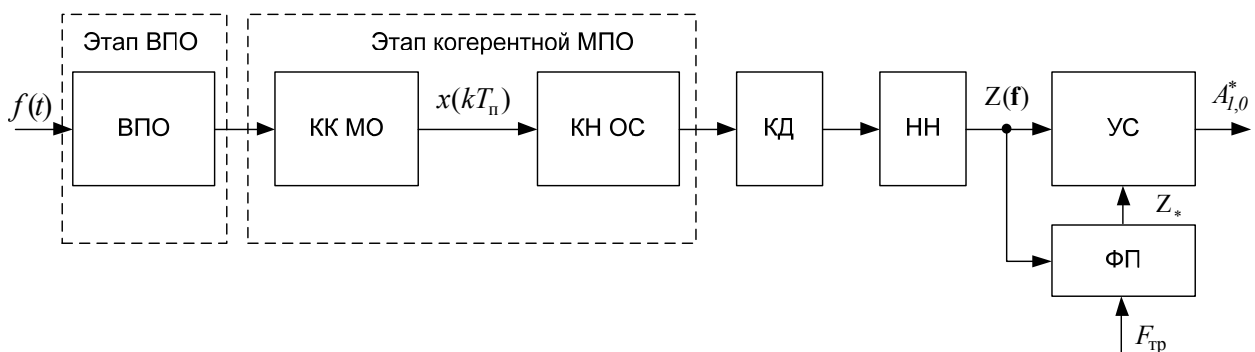


Рис. 1. Структура устройства обработки сигналов радиолокационного приемника

Из рисунка 1 видно, что в состав устройства обработки (УО) сигналов радиолокационного приемника (РЛП) входят:

– устройство внутрипериодной обработки (ВПО) принятого сигнала $f(t)$, на этапе которой происходит формирование комплексного корреляционного интеграла, что обеспечивает максимум отношения сигнал/ помеха γ (ОСП);

– устройство когерентной междупериодной обработки (МПО), в результате которого отношение сигнал/помеха по мощности достигает значения $\rho = \mu v_{\text{кн}}$, и который в соответствии с ее принципами разделяется на:

этап когерентной компенсации мешающих отражений (КК МО) с отношением сигнал/помеха по мощности на выходе μ ;

этап когерентного накопления отраженного сигнала (КН) с коэффициентом накопления $v_{\text{кн}}$ на интервале времени $T_{\text{кн}}$ (меньшего, чем время наблюдения $T_{\text{н}}$);

– квадратичный детектор (КД);

– устройство некогерентного накопления отраженного сигнала (НН) – этап последетекторного накопления результатов когерентной МПО на интервале времени $T_{\text{нн}} = T_{\text{н}} - T_{\text{кн}}$. На выходе устройства НН формируется квадрат модуля обобщенного корреляционного интеграла $Z(\mathbf{f})$;

– формирователь порога (ФП), на вход которого поступает априорная информация и требуемая условная вероятность ложных тревог в элементах разрешения РЛС $F_{\text{тр}}$;

– устройство сравнения (УС), на выходе которого формируется решение о наличии (1) или отсутствии (0) сигнала $A_{1,0}^*$. Формирователь порога и устройство сравнения входит в состав устройства принятия решений об обнаружении сигнала (УПР).

Флуктуации амплитуды и фазы последовательности пачки ОС $f(t)$ оказывают влияние на эффективную работу устройства МПО и на УПР [1, 3]. Для увеличения эффективности УО РЛП (рис. 1) в такой ситуации необходимо оптимально распределять время наблюдения $T_{\text{н}}$ на время когерентного накопления $T_{\text{кн}}$ и некогерентного накопления $T_{\text{нн}}$.

Устройство КН представляет собой фильтр с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ-фильтр) с предварительной компенсацией частоты Доплера и последующем череспериодным сложением междупериодных значений сигнала, умноженных на коэффициент передачи. Этот коэффициент называют коэффициентом корреляции корреляционной характеристики устройства КН $r_{\text{кн}}$, который в оптимальном случае равен коэффициенту междупериодной корреляции сигнала с учетом ограниченного числа импульсов в пачке $r_{\text{кн}} = r_{\text{Лс}}$ [1].

Ширина амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) $\Delta F_{\text{П}}$ КН определяется выражением (1), а время когерентного накопления $T_{\text{кн}}$ – выражением (2).

$$\Delta F_{\text{П}} = F_{\text{П}} \frac{1 - r_{\text{кн}}}{1 + r_{\text{кн}}}, \quad (1)$$

$$T_{\text{кн}} = \frac{1}{\Delta F_{\text{П}}} = \frac{-T_{\text{П}}}{\ln(r_{\text{кн}})}, \quad (2)$$

где $F_{\text{П}}$ - частота повторения зондирующего сигнала, $T_{\text{П}} = F_{\text{П}}^{-1}$ - период повторения.

Потенциальную эффективность устройства КН можно найти с помощью выражения:

$$v_{\text{КН}} = \begin{cases} \frac{1+r_{Lc}}{1-r_{Lc}}, & \text{если } r_{Lc} \leq r_{\text{КН}} \\ \frac{1+r_{\text{КН}}}{1-r_{\text{КН}}}, & \text{если } r_{Lc} > r_{\text{КН}} \end{cases}. \quad (3)$$

Устройством НН так же может служить БИХ-фильтр с коэффициентом обратной связи m , который определяется с помощью выражения (3). Этот коэффициент, по аналогии с устройством КН, называют коэффициентом корреляции корреляционной характеристики устройства НН $r_{\text{НН}}$ [1]:

$$m = \exp\left(\frac{-2}{L_{\text{НН}}}\right), \quad (4)$$

где $L_{\text{НН}}$ - количество некогерентно накапливаемых импульсов, которые рассчитывается с помощью выражений (4) и (5).

$$L_{\text{НН}} = T_{\text{НН}} / T_{\text{П}}, \quad (5)$$

$$T_{\text{НН}} = T_{\text{Н}} - T_{\text{КН}}. \quad (6)$$

Таким образом, для оптимального распределения времен когерентного и некогерентного накопления (5) необходимо оценивать коэффициент междупериодной корреляции сигнала r_{Lc} с целью оптимальной адаптации ширины АЧХ КН к ширине спектра сигнала после устройства КК МО.

В устройстве принятия решения сравниваются амплитуды некогерентно накопленного сигнала с уровнем порога обнаружения Z_* с помощью устройства сравнения (УС). Уровень порога Z_* находится как произведение среднего уровня шума в канале \bar{Z}_0 с нормированным порогом обнаружения λ_* в устройстве формирования порога (ФП):

$$Z_* = \lambda_* \bar{Z}_0. \quad (7)$$

Нахождение среднего уровня шума в канале \bar{Z}_0 описывается в [1, 3, 5]. Нормированный порог λ_* , для устройства принятия решений, оптимального по критерию Неймана-Пирсона, находится путем решения уравнения:

$$F_{\text{л}} - \frac{\Gamma(n_0, n_0 \lambda_*)}{\Gamma(n_0)} = 0, \quad (8)$$

где $F_{\text{л}}$ - требуемая (заданная) вероятность ложных тревог;

$\Gamma(n_0, n_0 \lambda_*)$ и $\Gamma(n_0)$ - полная и неполная гамма-функции;

n_0 - половина числа степеней свободы χ^2 -распределения при отсутствии полезного сигнала. Данный коэффициент рассчитывается с учетом $r_{\text{КН}}$ и $r_{\text{НН}}$ в соответствии с выражением:

$$n_0 = L_{\text{НН}} \frac{1 - r_{\text{НН}} r_{\text{ф}}^2}{1 + r_{\text{НН}} r_{\text{ф}}^2}, \quad (9)$$

где $r_\phi = r_{\text{кн}}$ - коэффициент междупериодной корреляции флуктуаций радиолокационного фона после его когерентного накопления.

Таким образом, структура устройства обработки ОС, сочетающая устройства КН и НН на БИХ-фильтрах и УПР с порогом принятия решения по критерию Неймана-Пирсона, представлена на рисунке 2.

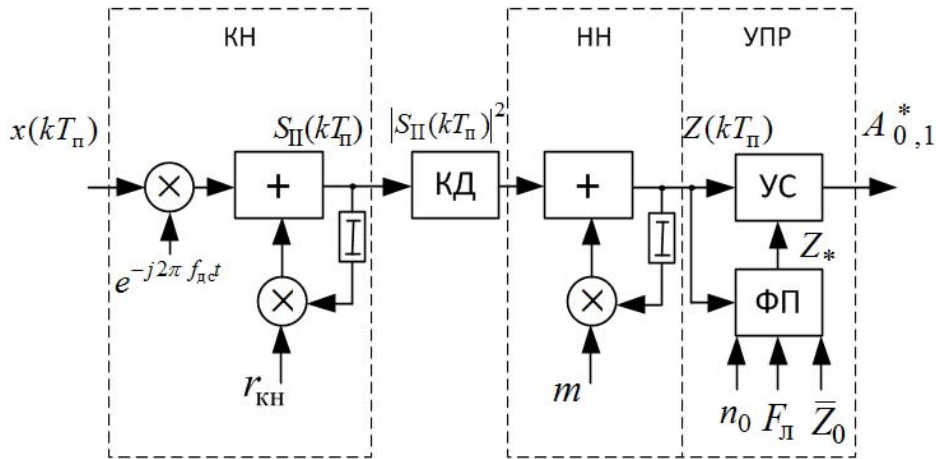


Рис. 2. Структура устройства междупериодной обработки флуктуирующей последовательности отраженных сигналов, основанного на БИХ-фильтрах

Из выражений (1)–(9) видно, что для оптимальной обработки флуктуирующей пачки ОС ее корреляционные характеристики необходимо учитывать на всех этапах МПО. При фиксированных параметрах устройства МПО его структура обретает вид, показанный на рисунке 3.

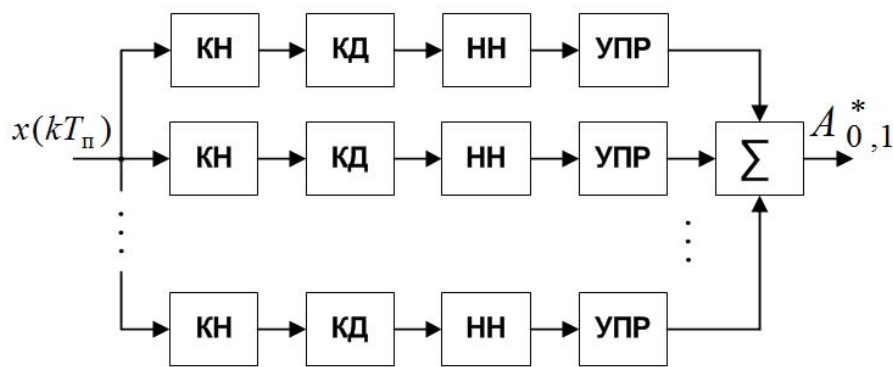


Рис. 3. Структура устройства обработки флуктуирующей последовательности отраженных сигналов с фиксированными параметрами фильтров КН и НН

Устройство МПО (рис. 3) является многоканальным и реализует параллельный обзор по радиальной скорости, так как частота Доплера сигнала неизвестна. Все устройство КН имеет идентичные частотные характеристики, разнесенные по частоте на уровень половинной мощности. Из-за возможного отличия частоты Доплера сигнала от частоты настройки фильтра КН потери в отношении сигнал-шум (ОСШ) могут достичь 50%, что приведет к уменьшению дальности обнаружения на 16%. Параметры такого устройства МПО выбираются из соображений наибольшей эффективности обнаружения наиболее важных воздушных целей при конкретных ракурсах полета и характерных погодных условиях. Но при изменении какого либо из этих

условий приведет к уменьшает дальность обнаружения до 25% в сравнении с потенциальным значением [4, 5].

Использование адаптивных систем в тракте МПО, которые могут определять коэффициент между периодной корреляции флуктуаций и частоту Доплера сигнала, позволит настраивать устройство МПО в зависимости от входного сигнала. В таком случае характеристики обнаружения приемника стремятся к оптимальным. Тогда нет необходимости в использовании многоканального устройства МПО и можно перейти к структуре тракта с адаптивной МПО (рис. 4).

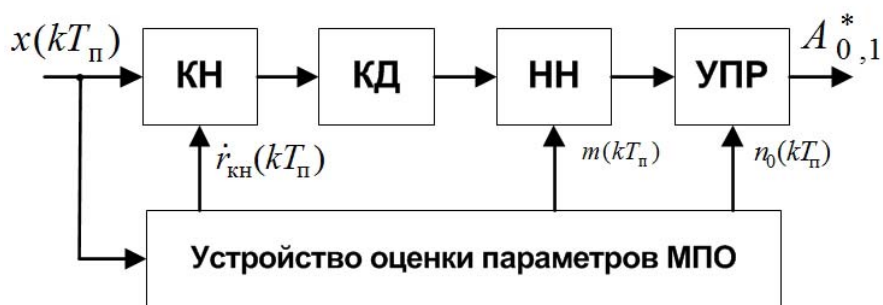


Рис. 4. Структура устройства адаптивной обработки флуктуирующей последовательности отраженных сигналов

Устройство оценки параметров МПО рассчитывает характеристики адаптивного тракта МПО и настраивает его согласно выражениям (1) – (8). Таким образом, характеристики обнаружения такого радиолокационного приемника приближаются к потенциальным.

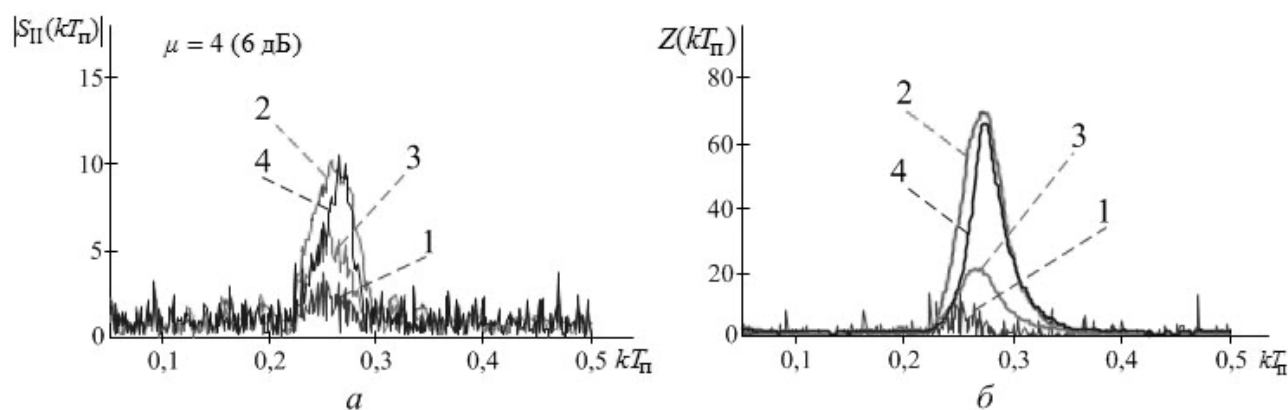
Особое внимание необходимо уделить оценке коэффициента между периодной корреляции сигнала. Для этого возможно использовать адаптивный фильтр, который включен в режиме предсказания [6, 7, 8, 9]. Существует большое многообразие адаптивных фильтров. Основными показателями качества работы адаптивных фильтров являются точность оценки весовых коэффициентов и скорость сходимости процесса адаптации. Лучшими такими показателями обладают рекурсивные адаптивные алгоритмы, но вычислительная сложность и устойчивость фильтров, основанных на таких алгоритмах, хуже чем у не рекурсивных градиентных адаптивных фильтров [6, 8]. Повысить устойчивость, благодаря ортогональному вычислению коэффициентов фильтрации в каждом каскаде, и значительно снизить вычислительную сложность адаптивного фильтра возможно при применении решетчатого фильтра, основанного на рекурсивном методе наименьших квадратов [6, 8, 9].

Математическое моделирование

Для проверки работоспособности предлагаемого адаптивного тракта МПО и сравнения его эффективности с неадаптивным трактом производилось математическое моделирование процесса обработки сигнала этими устройствами, (рисунки 1, 2 и 3). Отраженный сигнал формировался из стационарного случайного коррелированного процесса, имеющего экспоненциальную корреляционную функцию, промодулированного ДНА и

перенесенного на частоту Доплера. Принятый сигнал получался путем суммирования отраженного сигнала с комплексным гауссовским белым шумом.

Обработка сигнала осуществлялась для согласованной и несогласованной фильтрации. В случае согласованной фильтрации параметры тракта МПО выбирались в соответствии с характеристиками входного сигнала ($r_{\text{КН}} = r_{Lc}$, $r_c = 0,95$, $L = 40$). В случае несогласованной фильтрации параметры тракта не соответствовали характеристикам входного сигнала ($r_{\text{КН}} = 0,7$, $r_c = 0,95$, $L = 40$), в обоих случаях фильтры КН настраивались точно на частоту Доплера сигнала. При адаптивном сочетании времен КН и НН параметры тракта настраивались на корреляционные характеристики входного сигнала, оцененные с помощью адаптивного алгоритма. Результаты моделирования процесса между периодной обработки показаны на рисунке 5.



1 – Входной сигнал, между периодной структура пачки ОС; 2 – Выходной сигнал согласованного тракта МПО; 3 – Выходной сигнал согласованного тракта МПО; 4 – Выходной сигнал адаптивного тракта МПО

Рис. 5. Результаты моделирования процесса обработки устройствами МПО:

- а) сигналы на выходе устройства когерентного накопления;
- б) сигналы на выходе устройства некогерентного накопления;

Отношение сигнал-шум на выходе согласованного устройства КН составляет 18,58 дБ, не согласованного – 13,97 дБ и 18,06 дБ – на выходе адаптивного устройства КН, что видно из рисунка 5. Эффективность когерентного накопления $\nu_{\text{КН}}$ составляет: согласованного – 12,58 дБ; несогласованного – 7,97 дБ; адаптивного – 12,06 дБ.

При $r_{\text{КН}} = r_{Lc} = 0,903$ ($r_c = 0,95$, $L = 40$) потенциальная эффективность составляет 12,95, что подтверждает полученные результаты моделирования процесса обработки согласованного устройства КН. Эффективность адаптивного когерентного накопителя так же приближается к потенциальной. Эффективность не согласованного когерентного накопителя на 4,03 дБ ниже, чем у адаптивного. То есть, для достижения требуемой вероятности правильного обнаружения при использовании адаптивного устройства КН требуемое ОСП входного сигнала ниже в 2,53 раза, чем у не согласованного устройства КН. Используя формулу радиолокации [1, 2], для расчета потенциальной дальности обнаружения, учитывающую эффективность КН, дальность обнаружения цели с адаптивным устройством КН выше на 6,2% в

сравнении с согласованным. Несогласованное и вовсе проигрывает на 59%. Снижение дальности обнаружения на 6,2%, то есть уменьшение эффективности адаптивного устройства КН в 1,13 раза, обосновывается влиянием скорости сходимости процесса адаптации решётчатого фильтра и ошибкой измерения коэффициента междупериодной корреляции сигнала.

Для сравнения характеристик обнаружения радиолокационного приемника с адаптивным и согласованным распределением времени когерентного и некогерентного накопления использовалась методика построения, представленная в [1]. Вероятность правильного обнаружения находилась с помощью выражения

$$D = e^{-x_1} \sum_{m=0}^{n_1-1} \frac{x_1^m}{m!}, \quad x_1 = \frac{n_1 \lambda_*}{1 + \rho}, \quad (10)$$

где n_1 - половина числа степеней свободы χ^2 -распределения при наличии полезного сигнала (рассчитывается по аналогии с n_0 (выражения (8)):

$$n_1 = L_{\text{НН}} \frac{1 - r_{\text{НН}} \left(\frac{\mu r_{Lc}}{1 + \mu} \right)^2}{1 + r_{\text{НН}} \left(\frac{\mu r_{Lc}}{1 + \mu} \right)^2}. \quad (11)$$

Нормированный порог λ_* обнаружения при заданной вероятности ложной тревоги $F_{\text{Л}}$ можно найти с помощью уравнения (8), или, с помощью уравнения:

$$F_{\text{Л}} = e^{-x_0} \sum_{m=0}^{n_0-1} \frac{x_0^m}{m!}, \quad x_0 = n_0 \lambda_*. \quad (12)$$

В ходе имитационного моделирования ХО изменялось ОСП входного сигнала μ . Для каждого μ и эффективности КН $v_{\text{КН}}$ оценивался уровень выходного сигнала устройства НН. При этом коэффициент $r_{\text{КН}}$ оценивался с помощью адаптивного решетчатого фильтра.

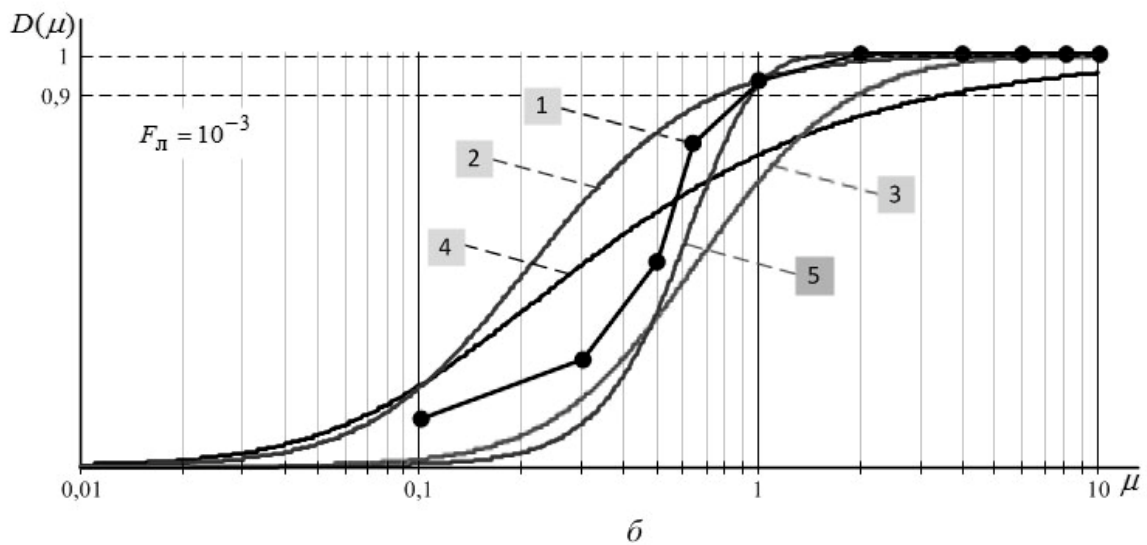
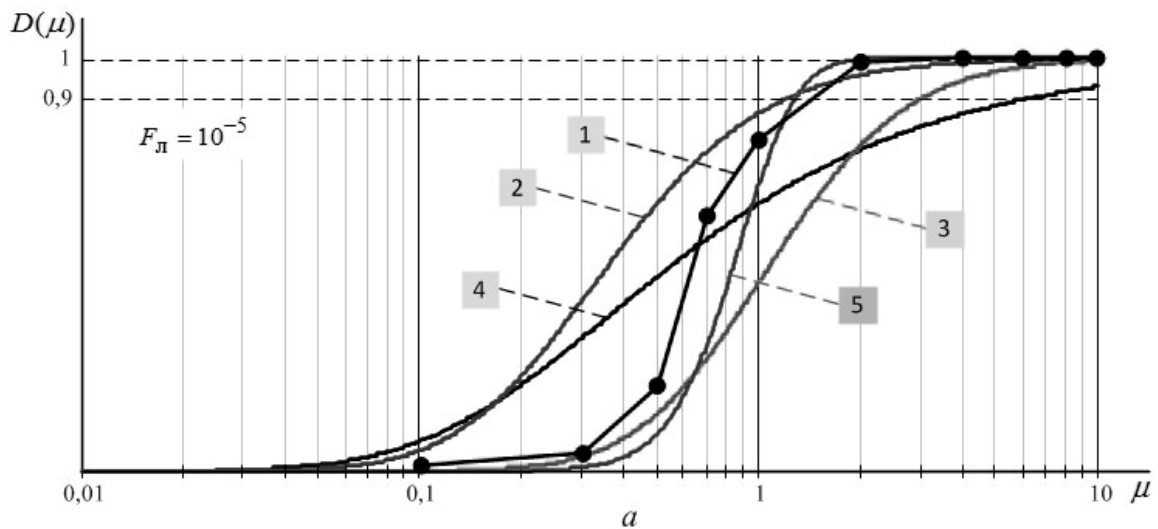
Полученные по результатам моделирования характеристики обнаружения показаны на рисунке 6, кривые под номером 1. Кроме этого, для сравнения моделировались ХО для следующих условий работы МПО:

– устройство КН согласованное с временем междупериодной корреляции сигнала ($r_{\text{КН}} = r_{Lc}$, $r_c = 0,95$, $L = 40$) – кривые под номером 2;

– устройство КН не согласованное с временем междупериодной корреляции сигнала ($r_{\text{КН}} = 0,7$, $r_c = 0,95$, $L = 40$) – кривые под номером 3;

– когерентное накопление осуществляется на всем интервале времени наблюдения ($r_{\text{КН}} = 1$, $r_c = 1$, $L = 40$) – кривые под номером 4;

– некогерентное накопление осуществляется на всем интервале времени наблюдения ($r_{\text{КН}} = 0$, $r_c = 0$, $L = 40$) – кривые под номером 5.



1 – Характеристики обнаружения адаптивного устройства МПО;
 2 - Характеристики обнаружения согласованного устройства МПО;
 3 - Характеристики обнаружения не согласованного устройства МПО;
 4 - Характеристики обнаружения согласованного устройства МПО при когерентном накоплении на всем интервале времени наблюдения ;
 5 - Характеристики обнаружения согласованного устройства МПО при некогерентном накоплении на всем интервале времени наблюдения;
 Рис. 6. Характеристики обнаружения пачки отраженных сигналов при заданной вероятности ложных тревог: а) $F_{л}=10^{-5}$; б) $F_{л}=10^{-3}$

Из рисунка 6 видно, что характеристики обнаружения радиолокационного приемника с адаптивным сочетанием времен когерентного и некогерентного накопления (кривые 1) достигают требуемой вероятности правильного обнаружения 0,9 при ОСП $\mu = 1,5$ ($F_{л} = 10^{-5}$) и $\mu = 0,7$ ($F_{л} = 10^{-3}$). В случае согласованной обработки (кривые 2), вероятность правильного обнаружения 0,9 достигается при $\mu = 1,2$ ($F_{л} = 10^{-5}$) и $\mu = 0,7$ ($F_{л} = 10^{-3}$), а при не согласованной (кривые 3) $\mu = 3$ ($F_{л} = 10^{-5}$) и $\mu = 1,8$ ($F_{л} = 10^{-3}$). Потери в дальности обнаружения в случае рассогласования корреляционных характеристик ОС и параметров устройств МПО (при сравнении кривых 1 и 3) могут составить 19 % (для $F_{л} = 10^{-5}$), и 26 % (для $F_{л} = 10^{-3}$). Потери в

дальности обнаружения, при адаптивном сочетании времен КН и НН в сравнении с максимальной дальностью обнаружения согласованного приемника, достигают 5,7 %. Это обусловливается влиянием скорости сходимости процесса адаптации решетчатого фильтра и ошибкой измерения коэффициента междупериодной корреляции сигнала. Кривые 4 и 5 на рисунке 6 подтверждают целесообразность применения адаптивного сочетания когерентного и некогерентного накопления.

Заключение

Таким образом, применения адаптивных систем на этапе МПО позволяет распределять время когерентного и некогерентного накопления в зависимости от входного сигнала, что подтверждается математическим моделированием. В результате подстройки параметров устройств КН и НН эффективность обнаружения приемника стремится к оптимальным значениям при случайных характеристиках и параметрах движения цели в различных погодных условиях.

Список литературы

1. Охрименко, А.Е. Основы радиолокации и РЭБ. Ч. 1. Основы радиолокации – М.: Воениздат, 1983. – 456 с.
2. Горшков, С. А. Основы радиолокации: конспект лекций / С. А. Горшков, В. В. Латушкин, С. Ю. Седышев. – Минск: ВА РБ, 2003. – Ч. 1. – 127 с.
3. Латушкин, В. В. Основы радиолокации. Модели сигналов и помех: конспект лекций / В. В. Латушкин, С. А. Горшков, С. Ю. Седышев. – Минск: ВА РБ, 2005. – Ч. 2. – 172 с.
4. Габец, С. А., Седышев, С. Ю. Характеристики обнаружения радиолокационного приемника, учитывающего корреляционные свойства отраженного сигнала / С. А. Габец, // Вестн. Воен. акад. Респ. Беларусь. – 2014. – № 1 (42). – С. 81–87.
5. Калютчик, В. С. Адаптивные устройства принятия решения об обнаружении радиолокационного сигнала, оптимальные по критерию минимума среднего риска: дис. ... канд. тех. наук: 05.12.14 / В. С. Калютчик. – Минск: УО ВАРБ, 2011. – 153 л.
6. Грант П. М. Адаптивные фильтры / П. М. Грант, К. Ф. Коуэн, Б. Фридлендер и др. Пер. с англ. – М: Мир, 1988. – 392 с.
7. Видроу Б. Адаптивная обработка сигналов / Б. Видроу, С. Стирнз. Пер. с англ. – М: Радио и связь, 1989. – 440 с.
8. Джиган, В.И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и практика / В.И. Джиган. – М.: Техносфера, 2013. – 528 с.
9. Алмазов В. В. Теоретические основы радиолокации: уч. пос. / В. В. Алмазов, А. А. Белов, В.Н. Кокин, В. П. Рябуха. – Харьков: ХВУ, 1996. – Ч. 2. – 469 с.

Габец Сергей Александрович, адъюнкт кафедры радиолокации и приемо-передающих устройств Военной академии Республики Беларусь, s_a_box@mail.ru

Седышев Сергей Юрьевич, профессор кафедры радиолокации и приемо-передающих устройств Военной академии Республики Беларусь, кандидат технических наук, доцент, sedbox@gmail.com

Гуцев Роман Александрович, заместитель начальника кафедры радиолокации и приемо-передающих устройств Военной академии Республики Беларусь, кандидат технических наук, romanusom@mail.ru