

АДАПТИВНЫЙ К КОРРЕЛЯЦИОННЫМ СВОЙСТВАМ ОТРАЖЕННОГО СИГНАЛА РАДИОЛОКАЦИОННЫЙ ТРАКТ МЕЖДУПЕРИОДНОЙ ОБРАБОТКИ

Габец С. А., Седышев С. Ю.

Военная академия Республики Беларусь, Минск, e-mail: s_a_box@mail.ru

Для радиолокаторов кругового обзора отраженный сигнал (ОС) от воздушной цели представляет собой частично-когерентную последовательность радиоимпульсов, промоделированную диаграммой направленности антенны (ДНА) [1, 2, 3]. Учет всех характеристик такой частично-когерентной пачки ОС, при разработке устройства обработки радиолокационных сигналов и устройства принятия решения об обнаружении (УПР), позволяет достичь наилучших характеристик обнаружения приемника [1, 2, 4], то есть оптимальной обработки сигнала. Характеристики пачки ОС разделяются на статические и случайные. Случайная составляющая характеристик появляется из-за междупериодных флуктуаций амплитуды и фазы пачки ОС, которые необходимо учитывать на этапе междупериодной обработки [4]. Из-за наличия случайной составляющей характеристик пачки ОС существующие устройства обработки, имеющие фиксированные параметры, потенциальной эффективности достичь не могут, в результате потери в дальности обнаружения цели могут достигать до 25% [4]. Настройку параметров устройства обработки в зависимости от характеристик входного сигнала возможно осуществлять с помощью адаптивных устройств обработки.

Флуктуации амплитуды и фазы последовательности пачки ОС характеризуются корреляционной функцией междупериодных флуктуаций. Доказано что такую корреляционную функцию возможно аппроксимировать экспоненциальной кривой [1, 3]. Эти флуктуации оказывают влияние на эффективность устройств междупериодной обработки (МПО) и на устройство принятия решения [1, 2]. Допустим, что эти случайные характеристики известны. Тогда в обнаружителе, структура которого показана на рисунке 1, возможно оптимально распределить время наблюдения T_n на время когерентного накопления (КН) $T_{кн}$ и некогерентного накопления (НН) $T_{нн}$. Так же, в устройстве принятия решения, при расчете нормированного порога обнаружения, учесть трансформацию закона распределения шума при некогерентном накоплении [1, 2].

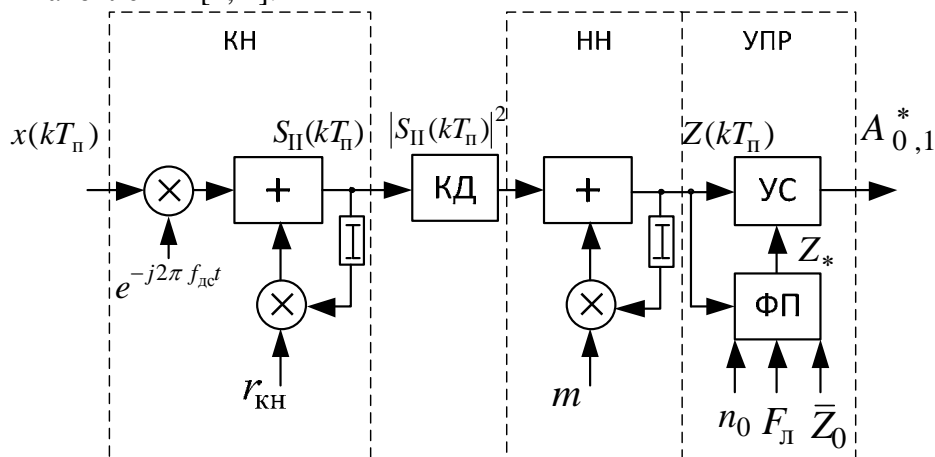


Рисунок 1 – Структура устройства оптимальной обработки флуктуирующей последовательности отраженных сигналов

Входным сигналом $x(kT_n)$ устройства МПО, показанного на рисунке 1, служит выходной сигнал внутрипериодной обработки или когерентной компенсации мешающих отражений. Когерентный накопитель представляем собой БИХ-фильтр (фильтр с бесконечной импульсной характеристикой) с предварительной компенсацией частоты Доплера сигнала $f_{дс}$ и последующем череспериодным сложением междупериодных значений сигнала, умноженных на коэффициент передачи, который называют коэффициентом корреляции корреляционной

характеристики устройства КН $r_{\text{кн}}$. В оптимальном случае этот коэффициент равен коэффициенту междупериодной корреляции сигнала с учетом ограниченного числа импульсов в пачке $r_{\text{кн}} = r_{\text{Лс}}$. Ширина амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) $\Delta F_{\text{П}}$ такого КН определяется выражением (1), а время КН выражением (2). После КН следует квадратичный детектор (КД).

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

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

где $F_{\text{П}}$ - частота повторения зондирующего сигнала;

$T_{\text{П}}$ - период повторения зондирующего сигнала.

Некогерентным накопителем так же может служить БИХ-фильтр с коэффициентом обратной связи m , определяется выражение (3). Этот коэффициент, по аналогии с устройством КН, называют коэффициентом корреляции корреляционной характеристики устройства НН $r_{\text{нн}}$.

$$m = \exp\left(\frac{-2}{L_{\text{нн}}}\right), \quad (3)$$

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

$$L_{\text{нн}} = \frac{T_{\text{нн}}}{T_{\text{П}}}, \quad (4)$$

$$T_{\text{нн}} = T_{\text{П}} - T_{\text{кн}}. \quad (5)$$

Выражение (5) описывает оптимальное сочетание времен когерентного и некогерентного накопления.

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), выражение (6).

$$Z_* = \lambda_* \bar{Z}_0. \quad (6)$$

Нахождение среднего уровня шума в канале \bar{Z}_0 описывается в [1, 2], далее рассматриваться не будет.

Нормированный порог λ_* обнаружения находится путем решения уравнения (7).

$$F_{\text{Л}} - \frac{\Gamma(n_0, n_0 \lambda_*)}{\Gamma(n_0)} = 0, \quad (7)$$

где $F_{\text{Л}}$ - 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, рассчитывается с помощью выражения (8).

$$n_0 = L_{\text{нн}} \frac{1 - r_{\text{нн}} r_{\text{Ф}}^2}{1 + r_{\text{нн}} r_{\text{Ф}}^2}, \quad (8)$$

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

Из выражений (1) – (8) видно, что для достижения оптимальной обработки корреляционные характеристики междупериодных флуктуаций пачки ОС необходимо учитывать на всех этапах МПО. Так же выражение (5) показывает оптимальное распределение

времени наблюдения между когерентным и некогерентным накоплением. Основными характеристиками тракта МПО, зависящими от корреляционных характеристик пачки ОС, являются коэффициенты передачи задержанного канала устройств КН и НН, частота опорного напряжения для компенсации частоты Доплера сигнала и нормированный порог обнаружения.

При фиксированных параметрах устройства МПО его структура обретает вид, показанный на рисунке 2, а. Устройство МПО, показанное на рисунке 2, а, является многоканальным и организует параллельный обзор по скорости, что связано с не известной частотой Доплера сигнала. Каждое устройство КН имеет параметры, обеспечивающие одинаковые АЧХ но разнесенные по частоте на пол их ширины. Из-за возможного различия частоты Доплера сигнала с центральной частотой фильтра КН потери отношении сигнал-шум (ОСШ), в сравнении с оптимальным значением, могут достичь 50%, что приведет к уменьшению дальности обнаружения на 16%. Параметры такого устройства МПО, выбираются из соображений наибольшей эффективности обнаружения любых возможных целей, но для каждой цели такие настройки является не оптимальными.

Использование адаптивных систем в тракте МПО, которые могут определять коэффициент между периодической корреляции флуктуаций и частоту Доплера сигнала, позволит настраивать устройство МПО в зависимости от входного сигнала. В таком случае характеристики обнаружения приемника стремятся к оптимальным и нет необходимости в использовании многоканального устройства МПО. Структура адаптивного тракта МПО показана на рисунке 2, б.

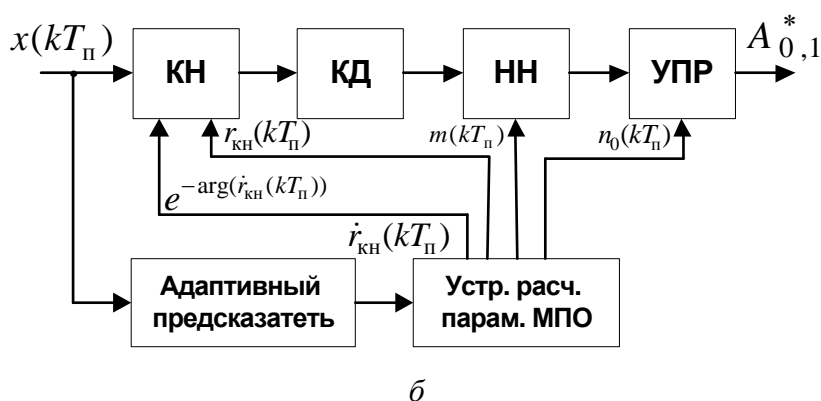
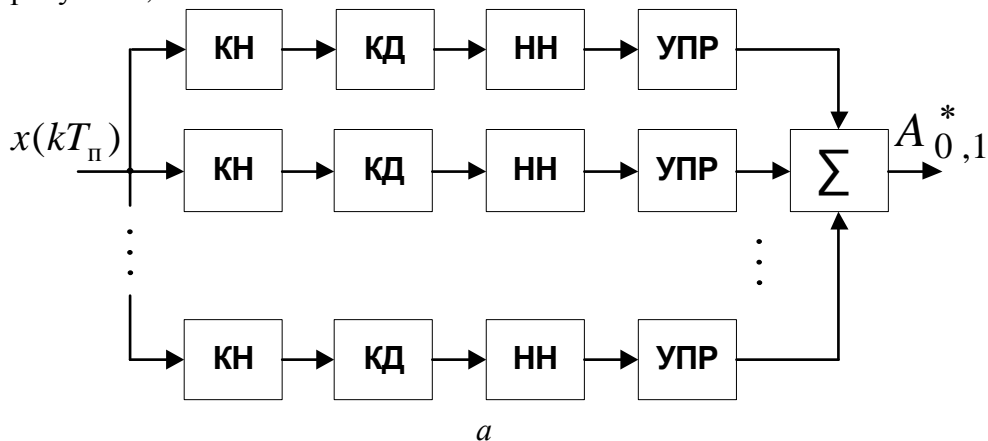


Рисунок 2 – Структурные схемы: а – устройства обработки флуктуирующей последовательности отраженных сигналов с фиксированными параметрами; б – устройства адаптивной обработки флуктуирующей последовательности отраженных сигналов

В адаптивном устройстве МПО адаптивный предсказатель формирует оценку комплексного коэффициента корреляции входного сигнала. Устройство расчета параметров рассчитывает характеристики адаптивного тракта МПО и настраивает его согласно выражениям

(1) – (8). Таким образом характеристики обнаружения радиолокационного приемника приближаются к потенциальным.

Особое внимание необходимо уделить оценке коэффициента между периодной корреляции сигнала. Для этого возможно использовать адаптивный фильтр, включен в режиме предсказания. Существует большое многообразие адаптивных фильтров [5, 6, 7]. 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, 7]. 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 [7, 8].

Алгоритм работы решетчатого фильтра, основанного на рекурсивном методе наименьших квадратов с экспоненциальным взвешиванием данных для комплексного входного сигнала:

Входные параметры:

P - максимальный порядок решетчатого фильтра;

λ - экспоненциальный весовой коэффициент;

x_t - входной сигнал, дискретный момент времени t , соответствующий kT_n .

Переменные:

$\Delta_{i,t}$ - не нормированный коэффициент частной автокорреляции;

$\gamma_{i,t}$ - коэффициент правдоподобия;

$f_{i,t}$, $b_{i,t}$ - ошибки прямого и обратного предсказания;

$\sigma_{i,t}^f$, $\sigma_{i,t}^b$ - ковариации ошибок прямого и обратного предсказания;

$\kappa_{i,t}^f$, $\kappa_{i,t}^b$ - прямой и обратный коэффициент отражения.

Начальные условия:

$$f_{0,0} = b_{0,0} = x_0, \sigma_{0,0}^f = \sigma_{0,0}^b = x_0 x_0^*, \Delta_{i,i} = 0, \gamma_{-1,i} = 0, 1 \leq i \leq P.$$

Итерация для каждого нового входного значения x_t :

$$f_{0,t} = b_{0,t} = x_t, \\ \sigma_{0,t}^f = \sigma_{0,t}^b = \lambda \sigma_{0,t-1}^f + x_t x_t^*.$$

Итерация для каждого каскада решетчатого фильтра:

$$\Delta_{i+1,t} = \lambda \Delta_{i+1,t-1} + \frac{b_{i,t-1}^* f_{i,t}}{1 - \gamma_{i-1,t-1}}, \gamma_{i,t} = \gamma_{i-1,t} + \frac{b_{i,t} b_{i,t}^*}{\sigma_{i,t}^b},$$

$$\kappa_{i+1,t}^f = \frac{\Delta_{i+1,t}}{\sigma_{i,t}^f}, \kappa_{i+1,t}^b = \frac{\Delta_{i+1,t}}{\sigma_{i,t-1}^b},$$

$$f_{i+1,t} = f_{i,t} - \kappa_{i+1,t}^b b_{i,t-1}, b_{i+1,t} = b_{i,t-1} - \kappa_{i+1,t}^{f*} f_{i,t},$$

если $t \leq P$:

$$\sigma_{i+1,t}^f = \sigma_{i,t}^f - \kappa_{i+1,t}^b \Delta_{i+1,t}, \sigma_{i+1,t}^b = \sigma_{i,t-1}^b - \kappa_{i+1,t}^f \Delta_{i+1,t},$$

иначе:

$$\sigma_{i+1,t}^f = \lambda \sigma_{i+1,t-1}^f + \frac{f_{i,t+1} f_{i+1,t}^*}{1 - \gamma_{i,t-1}}, \sigma_{i+1,t}^b = \lambda \sigma_{i+1,t-1}^b + \frac{b_{i,t+1} b_{i+1,t}^*}{1 - \gamma_{i,t}}.$$

Коэффициенты отражения $\kappa_{i,t}^f$ и $\kappa_{i,t}^b$ установившемся режиме стремиться к своим оптимальным значениям. Так же входной сигнал является стационарным с известной

симметричной формой автокорреляционной функции, из чего энергии ошибок прямого и обратного предсказания в каждом каскаде идентичны ($\sigma_{i,t}^f = \sigma_{i,t}^b$) [1, 3, 8], выражение (9).

$$\kappa_{i+1,t}^{f \text{ опт}} = \kappa_{i+1,t}^{b \text{ опт}} = \frac{E[f_{i,t} b_{i,t-1}^*]}{E[f_{i,t}^2]}. \quad (9)$$

Из алгоритма работы решетчатого фильтра и выражения (9) видно, что первый прямой или обратный коэффициент отражения, выражение (10), является комплексным коэффициентом междупериодной корреляции входного сигнала.

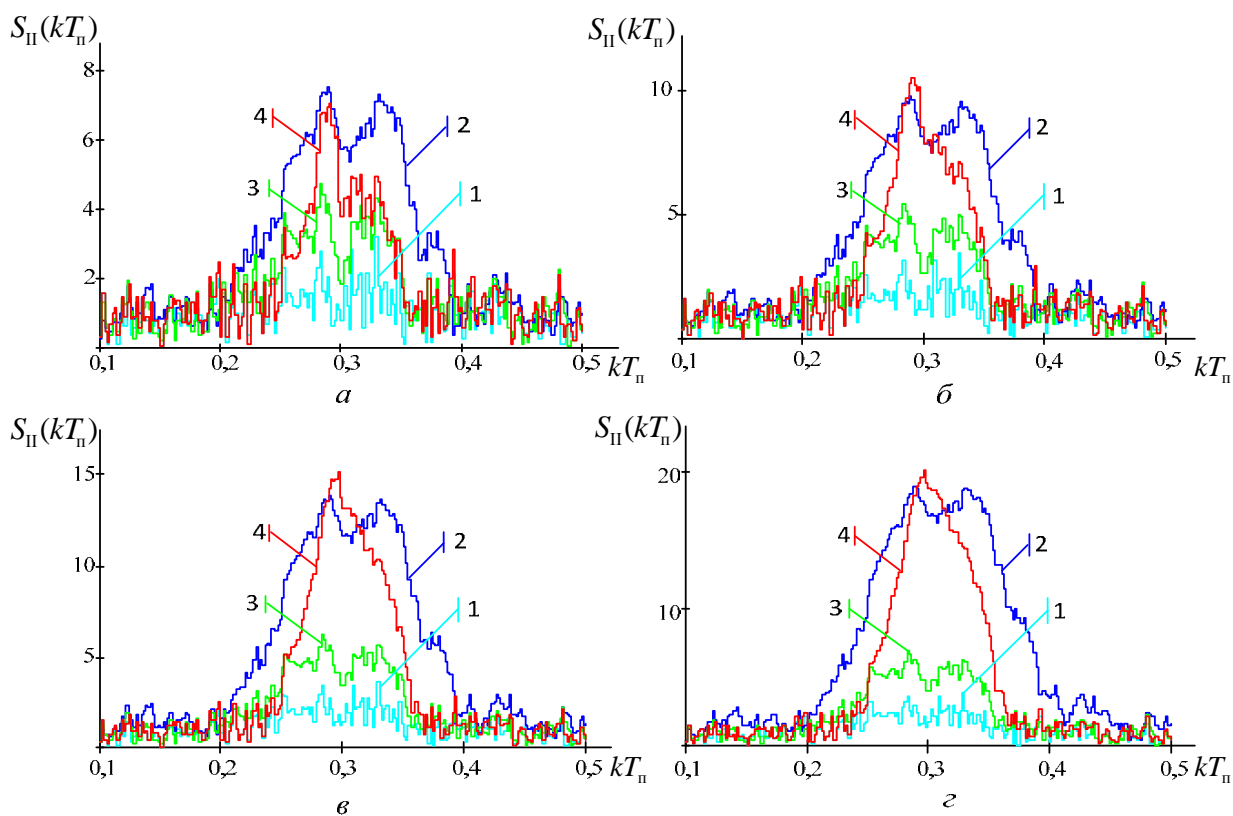
$$\kappa_{1,t}^{f \text{ опт}} = \frac{E[f_{0,t} b_{0,t-1}^*]}{E[f_{0,t}^2]} = \frac{E[x_t x_{t-1}^*]}{E[x_t^2]}. \quad (10)$$

Таким образом, для определения коэффициента междупериодной корреляции флуктуации пачки ОС возможно использовать адаптивный решетчатый фильтр, основанный на рекурсивном методе наименьших квадратов. После чего, по оценочному значению коэффициента междупериодной корреляции, согласно выражениям (1) – (8), возможно настроить весь тракт МПО, как показано на структурной схеме, рисунок 2, б.

Также стоит отметить, корреляционная функция междупериодных флуктуаций последовательности ОС аппроксимируется экспоненциальной прямой, то есть модель такого сигнала является первого порядка. Этот факт позволяет использовать адаптивный решетчатый фильтр первого порядка.

Для проверки работоспособности предлагаемого адаптивного тракта МПО и сравнения его эффективности с не адаптивным и оптимальным трактом производилось математическое моделирование процесса обработки устройствами, структуры которых показаны на рисунках 1, 2 и 3. Для чего был смоделирован входной сигнал, описывающий междупериодную структуру пачки ОС. Этот сигнал формировался из стационарного случайного коррелированного процесса, имеющего экспоненциальную корреляционную функцию, промоделированного ДНА и перенесенного на частоту Доплера. Сформированный сигнал суммировался с комплексным гауссовским шумом. Далее полученный сигнал обрабатывался согласно алгоритму, приведенному выражениями (1) – (8) и показанному на рисунке 1, при вероятности ложных тревог $F = 10^{-5}$. В первом случае параметры тракта МПО выбирались в соответствии с характеристиками входного сигнала, во втором – параметры тракта не соответствовали характеристикам входного сигнала, а в третьем - параметры тракта настраивались на корреляционные характеристики входного сигнала, оцененные с помощью выше приведенного адаптивного алгоритма.

Результаты моделирования показаны на рисунке 3 и в таблице 1, из которых видно эффективность адаптивного КН приближается к оптимальным значениям при ОСШ больше единицы, как же из этого следует, что точность оценки коэффициента корреляции междупериодных флуктуаций входного сигнала зависит от ОСШ и достаточная при ОСШ больше единицы.



1 – Входной сигнал, междупериодная структура последовательности ОС;
 2 – Выходной сигнал оптимального устройства КН;
 3 – Выходной сигнал не оптимального устройства КН;
 4 – Выходной сигнал адаптивного устройства КН

Рисунок 3 – Результаты моделирования процесса обработки устройствами КН при различных ОСШ входного сигнала: а – 1 раз (0 дБ); б – 2 раза (3 дБ); в – 3 раза (4,77 дБ); г – 4 раза (6 дБ)

Таблица 1 – Показатели эффективности устройств КН

Характеристики входного сигнала: $r_c = 0,95$, $L = 40$, $T_{\Pi} = 2 \times 10^{-3}$ с			
ОСШ вх. сигнала	ОСШ на выходе устройства КН:		
	Оптимального	Не оптимального	Адаптивного
$\gamma = 1$ раз (0 дБ)	$\rho_{\text{опт}} = 14,62$ дБ	$\rho_{\text{неопт}} = 9,43$ дБ	$\rho_{\text{адапт}} = 12,65$ дБ
$\gamma = 2$ раз (3 дБ)	$\rho_{\text{опт}} = 17,45$ дБ	$\rho_{\text{неопт}} = 12,04$ дБ	$\rho_{\text{адапт}} = 17,05$ дБ
$\gamma = 3$ раз (4,77 дБ)	$\rho_{\text{опт}} = 19,01$ дБ	$\rho_{\text{неопт}} = 13,36$ дБ	$\rho_{\text{адапт}} = 18,85$ дБ
$\gamma = 4$ раз (6 дБ)	$\rho_{\text{опт}} = 20,81$ дБ	$\rho_{\text{неопт}} = 14,48$ дБ	$\rho_{\text{адапт}} = 20,73$ дБ

Работоспособность всего адаптивного тракта МПО была проверена реальной записью сигнала с выхода фазового детектора аэродромного радиолокатора АОРЛ 85МГА. Основные характеристики, влияющие на параметры МПО, этого радиолокатора: период зондирования 2 мс, время обзора 5 с, ширина ДНА 1,5 градуса, число импульсов в пачке 10. Записанный сигнал представлен на рисунке 4. Где k – номер периода зондирования, i – номер элемента дальности в одном периоде зондирования. Результаты обработки записанного сигнала согласно алгоритму, показанного на рисунке 2, б, представлены на рисунке 4, г и д.

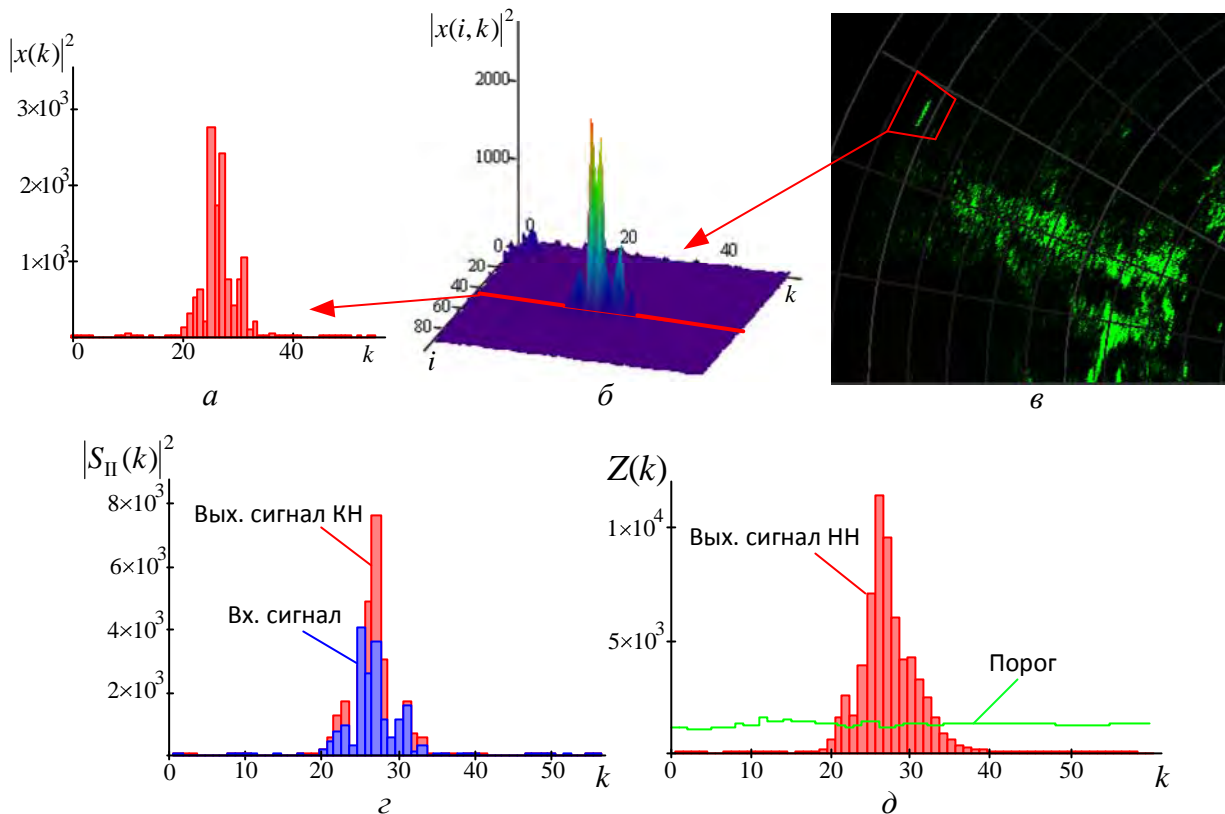


Рисунок 4 – Записанный с выхода фазового детектора сигнал радиолокатора АОРЛ 85МГА и результаты его между периодной обработки: *а* – квадрат модуля между периодных значений сигнала; *б* – трехмерное изображение квадратов модуля записанного сигнала; *в* – отображение записанного сигнала на индикаторе кругового обзора; *г* – квадраты модуля выходного сигнала адаптивного устройства КН; *д* – адаптивный к закону распределения шума порог и выходной сигнал адаптивного устройства НН

Отношение сигнал-шум входного записанного сигнала составляло 18,38 дБ, а выходного сигнала устройства КН 22,07 дБ, то есть эффективность адаптивного устройства КН 3,68 дБ. Низкая эффективность когерентного накопления объясняется слабой корреляцией сигнала и малым временем наблюдения. Полученный результат моделирования подтверждает возможность использования решетчатого фильтра первого порядка для оценки коэффициента между периодной корреляции пачки из десяти ОС и использования этого значения для настройки тракта МПО.

Таким образом, применения адаптивных систем на этапе МПО позволяет распределять время когерентного и некогерентного накопления в зависимости от входного сигнала и регулировать порог обнаружения. В результате подстройки параметров устройств КН, НН и УПР эффективность обнаружения приемника стремится к оптимальным значениям не зависимо от характеристик и параметров движения цели а так же от погодных условий. Предложенный адаптивный алгоритм является эффективным при ОСШ входного сигнала больше единицы.

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. Грант П. М. Адаптивные фильтры / П. М. Грант, К. Ф. Коуэн, Б. Фридендер и др. Пер. с англ. – М: Мир, 1988. – 392 с.
6. Видроу Б. Адаптивная обработка сигналов / Б. Видроу, С. Стирнз. Пер. с англ. – М: Радио и связь, 1989. – 440 с.
7. Джиган, В.И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и практика / В.И. Джиган. – М.: Техносфера, 2013. – 528 с.
8. 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.