



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2021-19-7-89-98>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.396

СПОСОБ ДЛИТЕЛЬНОГО КОГЕРЕНТНО-НЕКОГЕРЕНТНОГО НАКОПЛЕНИЯ СИГНАЛА ПРИ НЕНУЛЕВЫХ ВЫСШИХ ПРОИЗВОДНЫХ ДАЛЬНОСТИ ДО РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ЦЕЛИ

С.В. КОЗЛОВ, ЛЕ ВАН КЫОНГ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

Поступила в редакцию 16 сентября 2021

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2021

Аннотация. Обоснован способ длительного комбинированного накопления отраженного сигнала, предусматривающий разделение его на непересекающиеся подпачки, когерентное накопление в подпачках с использованием одного из быстрых алгоритмов и последующее некогерентное накопление квадратов модулей результатов обработки подпачек. Отличительной особенностью способа является использование при некогерентном накоплении максимумов квадратов модулей результатов когерентной обработки, выбираемых из областей дальность/радиальная скорость в соответствии с заданной гипотезой о минимальном и максимальном значениях радиальной скорости цели и настройки канала обнаружения по радиальному ускорению. Работоспособность способа подтверждена путем имитационного моделирования. С использованием теорий порядковых статистик и метода моментов разработана методика расчета вероятности правильного обнаружения. Выполнены оценки потерь при обработке в сравнении с алгоритмами когерентного и некогерентного накопления для сигнала, отраженного от точечной цели, для случая, когда миграция дальности и частоты отсутствует. Приведены оценки для требуемого числа каналов приемника.

Ключевые слова: комбинированное накопление, быстрое преобразование Фурье, радиальная скорость, радиальное ускорение, производная ускорения, потери накопления.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Козлов С.В., Ле Ван Кыонг. Способ длительного когерентно-некогерентного накопления сигнала при ненулевых высших производных дальности до радиолокационной цели. Доклады БГУИР. 2021; 19(7): 89-98.

METHOD FOR LONG-TERM COHERENT-NONCOHERENT SIGNAL ACCUMULATION WITH NON-ZERO HIGHER DERIVATIVES RANGE TO RADAR TARGET

SERGEI V. KOZLOV, LE VAN CUONG

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 16 September 2021

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2021

Abstract. A method of long-term combined accumulation of the reflected signal is justified, which provides for its division into disjoint subsets, coherent accumulation in subsets using one of the fast algorithms and subsequent incoherent accumulation of the squares of the modules of the results of processing the subsets. A distinctive method's feature is the use with incoherent accumulation of maxima of the squares of the moduli of the coherent processing results, that are selected from the range / radial velocity regions in accordance with a given hypothesis about the minimum and maximum values of the target radial velocity and the radial acceleration detection channel setting. The efficiency of the method was confirmed by simulation modeling. Using the theories of ordinal statistics and the method of moments, a method for calculating the probability of correct detection is developed. Estimates of processing losses are made in comparison with coherent and incoherent accumulation algorithms for a signal reflected from a point target, for the case when there is no range and frequency migration. Estimates for the required number of receiver channels are given.

Keywords: combined accumulation, fast Furie transform, radial velocity, radial acceleration, acceleration derivative, accumulation loss.

Conflict of interests. The authors declare no conflict of interests.

For citation. Kozlov S.V., Le Van Cuong. Method for long-term coherent-noncoherent signal accumulation with non-zero higher derivatives range to radar target. Doklady BGUIR. 2021; 19(7): 89-98.

Постановка задачи

Трудности, возникающие при разработке алгоритмов длительного когерентного накопления отраженного сигнала при ненулевых высших производных дальности до радиолокационной цели, заключаются не только в парировании (без существенных энергетических потерь) указанного фактора, но и в необходимости организации большого числа каналов обработки с последующим анализом их выходных сигналов. В работе [1] предложен базовый, а в [2] на основе базового предложены «быстрые» (экономичные в вычислительном плане) алгоритмы длительного когерентного накопления (КН) при наличии миграции по дальности и ее производным и выполнена оценка требуемого числа каналов обработки.

При обнаружении без априорных данных о параметрах движения (радиальные скорость, ускорение и производная ускорения) радиолокационных целей число каналов может составить десятки – сотни тысяч, что существенно затрудняет реализацию приемника. Снижение числа каналов может быть достигнуто за счет применения комбинированного накопления: когерентной обработки в подпачках и некогерентного накопления полученных результатов.

Цель статьи – обоснование способа комбинированного когерентно-некогерентного накопления отраженного сигнала при ненулевых высших производных дальности до радиолокационной цели.

Обоснование способа обработки

Как следует из [2], число каналов приемника при КН пропорционально шестой и третьей степени времени $T_{\text{кн}}$ когерентного накопления для случаев соответственно, если учет производной ускорения при обработке является необходимым или такая необходимость отсутствует. Следовательно, если уменьшить время КН в Q раз, то число каналов уменьшится в Q^6 или Q^3 раз. Далее все обозначения в статье соответствуют используемым в [1, 2] и включают следующие: Δf_0 – ширина спектра зондирующего сигнала (ЗС); K – число импульсов в пачке; $T_r = \text{const}$ – период повторения импульсов ЗС; $t_k = kT_r$, $k = \overline{0, K-1}$ – моменты времени, соответствующие началу k -го периода повторения; $t_m = m / F_s$, $m = \overline{0, M-1}$ – моменты времени в пределах одного периода повторения; M – число отсчетов на каждом периоде

повторения; F_s – частота дискретизации; V_{0r}, a_r, a_r' – начальные радиальная скорость, радиальное ускорение и скорость изменения радиального ускорения цели; V_{0s}, a_s, a_s' – опорные значения начальных радиальных скорости, ускорения и производной ускорения при обработке; f_0 – несущая частота; $c = 3 \cdot 10^8$ м/с; $\lambda = c / f_0$ – длина волны.

Разделим пачку на $q = 0, Q-1$ непересекающихся подпачек одинаковой длительности. Каждая подпачка будет содержать K/Q импульсов. Будем полагать, что за длительность пачки цель остается в пределах одного диапазона «грубой» [1, 2] доплеровской скорости. Так как обработка проводится для Q подпачек, то выигрыш в объеме вычислений для указанных выше случаев уменьшится в Q раз и составит Q^5 или Q^2 раз соответственно.

Отметим, что, например, для $T_{\text{кн}} = 1$ с и $Q=10$ получим длительность КН по подпачке $T_{\text{кн1}} = T_{\text{кн}} / Q = 0,1$ с. Разрешающая способность по производной радиального ускорения при обработке подпачки составит $\Delta a' = 1,414\lambda / T_{\text{кн1}}^3$ [2]. При $\lambda = 0,3 \dots 0,03$ м получим $\Delta a' = 4,2 \dots 42$ м/с³. Эти значения производной радиального ускорения практически недостижимы для реальных целей, поэтому на практике при разделении сигнала на подпачки учет произвольной радиального ускорения в большинстве случаев не требуется. Поэтому выигрыш в объеме вычислений при комбинированном накоплении может быть оценен в Q^2 раз.

В результате применения алгоритма на основе компенсации миграции дальности и преобразования Фурье или алгоритма обработки на основе частичной компенсации миграции дальности и преобразования замкового камня [2] к каждой подпачке для некоторых значений ускорения a_s и начальной радиальной скорости V_{0s} будет образовано $q = 0, Q-1$ матриц $|\dot{G}_q(t_m, F_k)|$ результатов обработки. По каждой q -й матрице возможно решение задачи обнаружения цели и (или) некогерентное накопление с использованием всех матриц.

Рассмотрим характерные для комбинированного накопления энергетические соотношения. Пусть отношение сигнал/шум (ОСШ) на выходе устройства когерентного накопления для нефлуктуирующей пачки сигналов при отражении от точечной цели равно ρ , тогда ОСШ по одной подачке будет $\rho_{\text{пн}} = \rho / Q$. Примем $\rho = 20$ дБ, что соответствует типовому значению на дальней границе зоны обнаружения РЛС, $Q=10$, тогда $\rho_{\text{пн}} = 10$ дБ.

При таком значении $\rho_{\text{пн}}$ сигнал не будет существенно выделяться на парциальных радиолокационных изображениях, сформированных по каждой подпачке, но его энергия достаточна для эффективного некогерентного накопления (НН). Потери некогерентного накопления в сравнении с когерентным при нефлуктуирующем отраженном сигнале и $Q=10$ составят около 2 дБ [4, 5]. Рассматриваемая ситуация иллюстрируется на рис. 1, где показано исходное яркостное радиолокационное изображение (РЛИ), сформированное в результате согласованной фильтрации одиночных импульсов, и композитное РЛИ при когерентной обработке каждой подпачки, полученное путем выбора максимумов по доплеровской частоте для каждого отсчета по дальности. Число столбцов отсчетов композитного РЛИ по подпачкам в столбцах равно Q . Элементы композитного $|\dot{G}_\Sigma(q, t_m)|^2$ РЛИ формировались по правилу

$$|\dot{G}_\Sigma(q, t_m)|^2 = \max_k |\dot{G}_q(t_m, F_k)|^2, \quad (1)$$

то есть из соответствующего столбца РЛИ для каждой подпачки выбирался максимальный элемент.

Как видно из рис. 1, обнаружение цели по исходному РЛИ затруднительно, так как ОСШ по каждому импульсу пачки составляет 0 дБ. При обработке подпачек ОСШ по каждой подпачке возрастает в 10 раз до 10 дБ, поэтому полезный сигнал при обработке каждой подпачки гораздо лучше выделяется над шумами. Особенно отчетливо это проявляется при объединении результатов обработки подпачек на одном РЛИ согласно (1). Отметим также

характерный вид полученного РЛИ, где наличие цели проявляется в виде характерной прямой или изогнутой (в зависимости от радиального ускорения) яркой линии на фоне шумовых выбросов меньшей интенсивности.

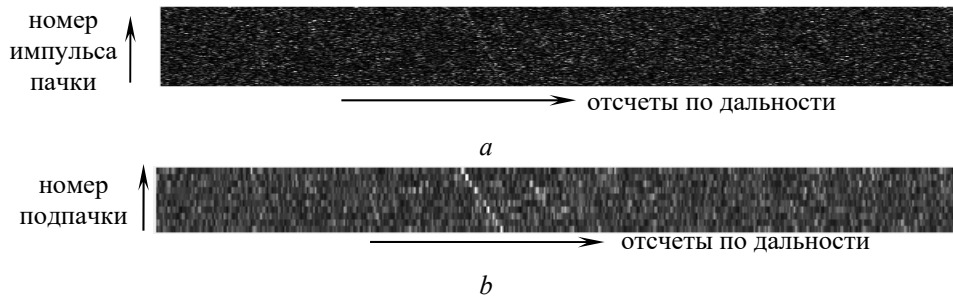


Рис. 1. Иллюстрация результатов обработки подпачек импульсов, $\rho=20$ дБ: *a* – исходное РЛИ – результат согласованной фильтрации одиночных сигналов; *b* – композитное РЛИ при выборе максимального элемента в столбце из каждого парциального РЛИ

Fig. 1. Illustration of the results of processing pulse sub-packs $\rho=20$ dB: *a* – original radar image – the result of matched filtering for single signals; *b* – composite radar image when selecting the maximum element in a column from each partial radar image

Сформируем алгоритм некогерентного накопления парциальных РЛИ – результатов когерентного накопления подпачек. Пусть по парциальным РЛИ $|\dot{G}_q(t_m, F_k)|^2$ проверяется гипотеза о наличии цели, максимум отраженного сигнала от которой при $q=0$ находится в отсчете в пределах периода повторения с номером m , однозначная начальная радиальная скорость находится в диапазоне $V_{0\min} \dots V_{0\max}$, а радиальное ускорение соответствует параметру настройки канала обработки и составляет a_s . Тогда для q -й пачки максимум парциального РЛИ должен находиться в столбцах с номерами от

$$n_1(q, a_s) = m + \left\lceil \frac{2F_s}{c} \left(V_{0\min} \frac{q}{Q} T_{\text{кн}} + \frac{1}{2} a_s \left(\frac{q}{Q} T_{\text{кн}} \right)^2 \right) \right\rceil \quad (2)$$

до

$$n_2(q, a_s) = m + \left\lceil \frac{2F_s}{c} \left(V_{0\max} \frac{q}{Q} T_{\text{кн}} + \frac{1}{2} a_s \left(\frac{q}{Q} T_{\text{кн}} \right)^2 \right) \right\rceil. \quad (3)$$

Выберем из этих столбцов максимальный отсчет

$$B_q = \max_{k; m \in [n_1, n_2]} |\dot{G}_q(t_m, F_k)|^2 \quad (4)$$

и просуммируем эти максимумы для подпачек:

$$\Psi(m, V_{0\min}, V_{0\max}, a_s) = \sum_{q=0}^{Q-1} B_q. \quad (5)$$

Функция $\Psi(m, V_{0\min}, V_{0\max}, a_s)$ представляет собой решающую статистику при обнаружении отраженного сигнала с возможными значениями начальной радиальной скорости $V_{0\min} \dots V_{0\max}$ и заданным радиальным ускорением a_s , максимум которого находится в m -м отсчете. Сравнивая решающую статистику с порогом, принимаем решение о наличии цели и формируем грубую оценку скорости цели. В отличие от стандартного алгоритма НН [5, 6], решающая статистика (5) формируется при предварительном выборе (2)–(4) квадрата модуля максимального отсчета из заданной области по времени задержки/неоднозначной радиальной скорости. Отметим, что в отличие от оптимального алгоритма комбинированного накопления [5, с. 214, 230] выбор числа подпачек обусловлен не междупериодным коэффициентом

корреляции флуктуаций отраженного сигнала и отношением сигнал/шум, а исключительно соображениями снижения вычислительной сложности при допустимых потерях при обработке.

Примеры моделирования

На рис. 2 приведен пример последовательной реализации когерентного накопления в подпачках ($Q=10$), объединения полученных РЛИ путем выбора максимумов и расчета решающей статистики (5). Расчеты проведены при $\rho = 20$ дБ, $V_{0r} = V_{0s} = -500$ м/с, $a_r = a_s = -10$ м/с², $V_{0\min} = -600$ м/с, $V_{0\max} = -400$ м/с. Направления осей соответствует рис. 1, вертикальная ось на рис. 2, с в соответствии решающей статистике Ψ .

ОСШ по одному импульсу пачки невелико, поэтому на исходном РЛИ сигнал практически не наблюдается. После КН по подпачкам ОСШ возрастает, и сигнал может быть обнаружен визуально (рис. 2, b).

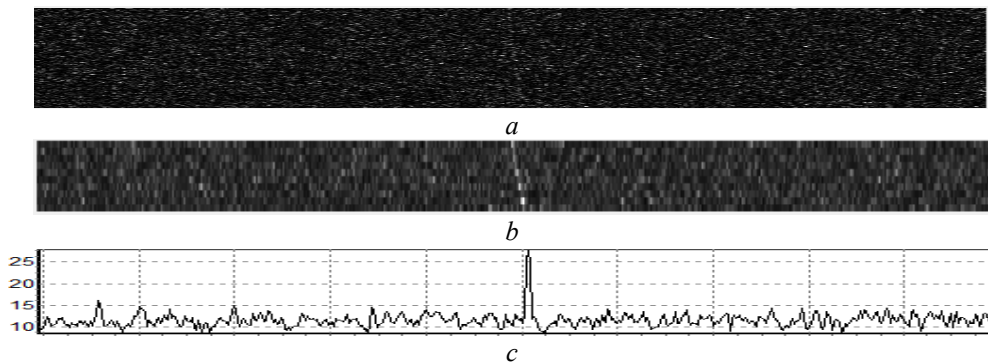


Рис. 2. Иллюстрация последовательной когерентной обработки в подпачках и некогерентного накопления, $\rho=100$: *a* – исходное РЛИ – результат согласованной фильтрации одиночных сигналов; *b* – РЛИ – результат когерентного накопления в подпачках с выбором максимумов; *c* – результат некогерентного накопления

Fig. 2. Illustration of sequential coherent processing in sub-packs and noncoherent accumulation, $\rho=100$: *a* – original radar image – the result of matched filtering for single signals; *b* – radar image – the result of coherent accumulation in sub-packs with a choice of maxima; *c* – noncoherent accumulation result

В результате НН при построении решающей статистики $\Psi(m, V_{0\min}, V_{0\max}, a_s)$ для отсчета m , примерно соответствующего положению первого сжатого импульса отраженного сигнала, формируется явно выраженный пик, свидетельствующий о наличии цели. Амплитуда пика для заданного значения отношения сигнал/шум примерно в 3,5 раза выше среднего значения фона решающей статистики.

При снижении ОСШ по пачке до $\rho=40$ и $Q=10$ сигнал не обнаруживается на объединенном РЛИ, ни при анализе решающей статистики (рис. 3, a, число отображаемых на рисунке отсчетов по дальности уменьшено в сравнении с рис. 2 в два раза). В то же время, если выбрать $Q=4$, сигнал уверенно обнаруживается (рис. 3, b) по результатам НН.

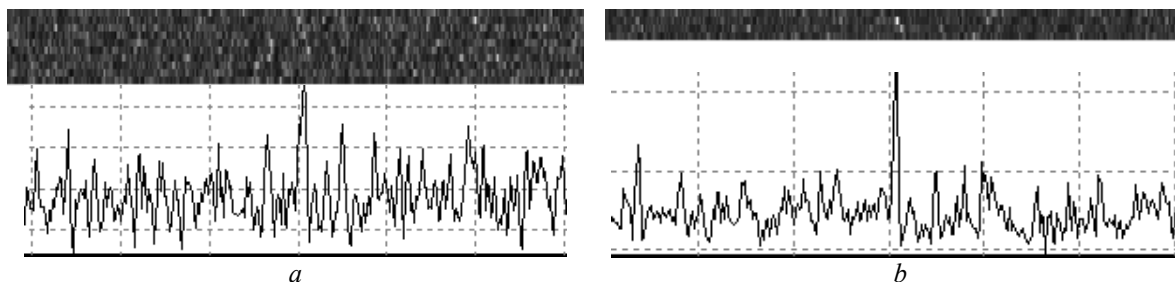


Рис. 3. Композитные радиолокационные изображения (выше) и результаты НН (ниже) при разделении сигнала на $Q=10$ (a) и $Q=4$ (b) подпачки при $\rho=40$

Fig. 3. Composite radar images (above) and the results of noncoherent accumulation (below) when dividing the signal into $Q=10$ (a) and $Q=4$ (b) sub-bursts at $\rho=40$

Таким образом, разделение на подпачки имеет компромиссный характер: при малом числе подпачек улучшается выделение полезного сигнала, но увеличиваются вычислительные затраты. Оптимальное значение времени КН соответствует [5, с. 120].

Методика расчета вероятности правильного обнаружения

Получим статистические характеристики выходного сигнала некогерентного накопителя с учетом суммирования (5) максимумов. При отсутствии полезного сигнала плотность вероятности (п.в.) и закон распределения (з.р.) квадратов модулей спектральных отсчетов для каждой подпачки определяются как

$$f_0(x) = \frac{1}{2\sigma^2} e^{-\frac{x}{2\sigma^2}}; F_0(x) = 1 - e^{-\frac{x}{2\sigma^2}}, x \geq 0, \quad (6)$$

где $2\sigma^2$ – мощность шума после согласованной фильтрации одиночных сигналов БПФ по «медленному» времени; $\sigma = \sqrt{P_{\text{ш}} \frac{K}{Q \cdot 2^{\lceil \log_2(K/Q) \rceil}}}$ – среднее квадратическое значение

кватратурных составляющих спектральных отсчетов после БПФ по времени; $P_{\text{ш}}$ – мощность шума на выходе согласованного фильтра одиночных сигналов. Величина $2^{\lceil \log_2(K/Q) \rceil} = K_{\text{бпф}}$ представляет собой число спектральных отсчетов при проведении БПФ по периодам повторения; $\lceil \cdot \rceil$ – функция округления для ближайшего большего целого. Величина $K/(Q \cdot 2^{\lceil \log_2(K/Q) \rceil})$ учитывает возможную операцию «расширения нулями» при проведении БПФ по периодам повторения.

Воспользовавшись выражением для п.в. максимума из N случайных величин

$$f_p(x, N) = N \cdot F_0^{N-1}(x) \cdot f_0(x), \quad (7)$$

запишем выражения для математического ожидания и дисперсии максимума (5) из N спектральных отсчетов шума:

$$M_p(N) = \int_0^{\infty} x f_{p1}(x, N) dx; \quad (8)$$

$$D_p(N) = \int_0^{\infty} x^2 f_{p1}(x, N) dx - M_p^2(N). \quad (9)$$

Так как число отсчетов в пределах каждого периода повторения, среди которых ищется максимум, составляет $m_q = \left\lceil \frac{T_{\text{кн}}}{Q} q (V_{\text{max}} - V_{\text{min}}) \frac{2\Delta f_0}{c} \right\rceil + 1$, а число отсчетов при проведении БПФ по периодам повторения $K_{\text{бпф}}$, то общее число отсчетов при поиске максимума составляет

$$N_q = m_q K_{\text{бпф}} = \left(\left\lceil \frac{T_{\text{кн}}}{Q} q (V_{\text{max}} - V_{\text{min}}) \frac{2\Delta f_0}{c} \right\rceil + 1 \right) K_{\text{бпф}}. \quad (10)$$

Тогда математическое ожидание и дисперсия результатов НН для шума:

$$M_0 = \sum_{q=0}^{Q-1} M_p(N_q); \quad (11)$$

$$D_0 = \sum_{q=0}^{Q-1} D_p(N_q). \quad (12)$$

При $Q > 7$ статистика (5) нормализуется. При меньших значениях Q аппроксимируем п.в. хи-квадрат распределением с половиной числа степеней свободы хи-квадрат распределения $n_0 = M_0^2/D_0$. Допустимость такой аппроксимации обсуждается ниже.

Найдем далее п.в. результатов НН при наличии полезного сигнала с постоянной амплитудой. Для п.в. квадрата модуля сигнального отсчета имеем:

$$f_1(x, A, \sigma) = \frac{1}{2\sigma^2} e^{-\frac{x+A^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{\sqrt{x}A}{\sigma}\right); \quad (13)$$

$$F_1(y) = \int_0^y f_1(x, A, \sigma) dx, \quad (14)$$

где $A = \sqrt{2\sigma^2 \rho_{\text{пн}} \frac{K}{QK_{\text{бпф}}}} = \sqrt{2\sigma^2 \rho \frac{K}{Q^2 K_{\text{бпф}}}}$ – амплитуда сигнала для каждой подпачки; ρ – отношение сигнал/шум по нефлуктуирующей пачке при КН; I_0 – функция Бесселя первого рода нулевого порядка от мнимого аргумента.

При нахождении максимума в заданной области из N отсчетов, при условии наличия там одного сигнального и $N - 1$ шумовых отсчетов, п.в. максимума запишется в виде

$$f_{\text{max}}(x, N, A, \sigma) = f_p(x, N - 1) F_1(x, A, \sigma) + F_p(x, N - 1) f_1(x, A, \sigma) \quad (15)$$

с математическим ожиданием и дисперсией:

$$M_{\text{max}}(N, A, \sigma) = \int_0^{\infty} x f_{\text{max}}(x, N, A, \sigma) dx; \quad (16)$$

$$D_{\text{max}}(N, A, \sigma) = \int_0^{\infty} x^2 f_{\text{max}}(x, N, A, \sigma) dx - M_{\text{max}}^2(N, A, \sigma). \quad (17)$$

Из результатов расчетов следует, что при $A/\sigma > 3$ математическое ожидание и СКО максимума практически совпадают с математическим ожиданием и СКО сигнального отсчета, то есть сигнальный отсчет с высокой вероятностью является максимумом. Аналогично предыдущему случаю будем полагать, что результат НН при наличии ОС определяется хи-квадрат распределением с математическим ожиданием и дисперсией:

$$M_1 = \sum_{q=0}^{Q-1} M_{\text{max}}\left(N_q, \sqrt{2\sigma^2 \rho_{\text{пн}} \frac{K}{QK_{\text{бпф}}}}, \sigma\right); \quad (18)$$

$$D_1 = \sum_{q=0}^{Q-1} D_{\text{max}}\left(N_q, \sqrt{2\sigma^2 \rho_{\text{пн}} \frac{K}{QK_{\text{бпф}}}}, \sigma\right) \quad (19)$$

и половиной числа степеней свободы $n_1 = M_1^2/D_1$. Определим допустимость предположения, что выходной сигнал НН распределен по закону хи-квадрат. На рис. 4 приведены полигоны выборочных и теоретических частот выходного сигнала у НН при отсутствии ($\rho = 0$) и наличии ($\rho \neq 0$) полезного сигнала. Из рис. 4 видно хорошее совпадение теоретических и экспериментальных кривых для случая $\rho = 0$.

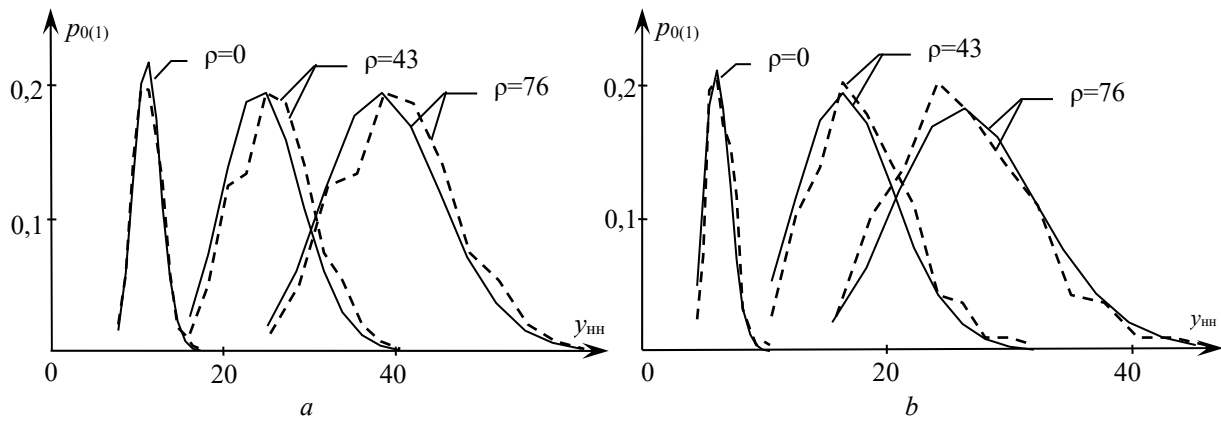


Рис. 4. Полигон выборочных (штриховая кривая) и теоретических (сплошные кривые) частот выходного сигнала НН при отсутствии и при наличии ОС при $\rho = 43$ и $\rho = 76$ (500 реализации): $a - Q = 6$; $b - Q = 3$

Fig.4. Polygon of sampled (dash-dotted line) and theoretical (solid curves) frequencies of the output signal of the noncoherent accumulator in the absence and in the presence of a useful signal at $\rho = 43$, $\rho = 76$ (500 realizations): $a - Q = 6$; $b - Q = 3$

Для случая наличия сигнала теоретические кривые могут иметь незначительное (5...10 % по математическому ожиданию) смещение, что определяется неконтролируемыми для каждой пачки импульсов потерями при несовпадении начального доплеровского сдвига подпачки с центральной частотой фильтра БПФ. Форма экспериментальной кривой полностью соответствует форме хи-квадрат распределения.

Полученные результаты определяют возможность вычисления вероятности правильного обнаружения по критерию Неймана – Пирсона при уровне ложной тревоги F . Определив порог ℓ_{Π} из уравнения

$$\int_0^{\ell_{\Pi}} \omega(x, M_0, n_0) dx = 1 - F, \quad (20)$$

где $\omega(x, \bar{m}, n) = \left(\frac{n}{\bar{m}}\right)^n \frac{x^{n-1}}{\Gamma(n)} e^{-\frac{n}{\bar{m}}x}$ – п.в. для хи-квадрат распределения, находим вероятность правильного обнаружения

$$D = 1 - \int_0^{\ell_{\Pi}} \omega(x, M_1, n_1) dx. \quad (21)$$

Представляет интерес сравнение предлагаемого способа с выбором (4) максимумов и алгоритма НН при точно известном положении сигнальных отсчетов. В этом случае при отсутствии сигнала $M_0 = 2\sigma^2 Q$; $n_0 = Q$ с вычислением порога согласно (20). Вероятность правильного обнаружения определяется (16), где M_1, n_1 вычисляются согласно (16)–(19) с подстановкой в (16), (17) п.в. (13) вместо п.в. (15).

Как следует из приведенных в табл. 1 результатов, предлагаемый способ с отбором максимумов проигрывает алгоритму НН при точно известном положении сигнальных отсчетов, что является «платой» за дополнительную априорную неопределенность. При увеличении числа подпачек вероятность правильного обнаружения уменьшается, так как уменьшается вероятность правильного выбора сигнальных отсчетов. Величина энергетического проигрыша при $D = 0,8$; $F = 10^{-8}$ составляет 1,5, 3,0, 4,2 дБ в сравнении с алгоритмом когерентного накопления и 0,8; 2,2; 3,5 дБ в сравнении с алгоритмом некогерентного накопления при известном положении сигнальных отсчетов. Указанный проигрыш является платой за существенное уменьшение числа каналов обработки при реализации предлагаемого алгоритма.

Таблица 1. Значения вероятности обнаружения для различных вариантов алгоритма обработки
Table 1. Detection probability values for different processing algorithm options

| Число Q подпачек Number of sub- packs Q | ОСШ по пачке ρ SNR by pack ρ | ОСШ по подпачке $\rho_{\text{пп}}$ SNR by sub-pack $\rho_{\text{пп}}$ | Вероятность D обнаружения для различных вариантов обработки Detection probability D for different variants of the processing | | |
|---|---|--|---|--|---|
| | | | НН с отбором максимумов Non-coherent accumulation with selection of maxima | НН при заданном положении сигнальных отсчетов Non-coherent accumulation at a given position of signal samples | Когерентная обработка на всей длительности пачки Coherent processing over the entire duration of the pack |
| 3 | 9,4 | 3,2 | 0,001 | 0,017 | 0,051 |
| | 19,2 | 6,4 | 0,151 | 0,346 | 0,583 |
| | 43,2 | 14,7 | 0,978 | 0,997 | 0,999 |
| 6 | 9,4 | 3,2 | $2 \cdot 10^{-5}$ | 0,005 | 0,051 |
| | 19,2 | 6,4 | 0,01 | 0,186 | 0,583 |
| | 43,2 | 14,7 | 0,724 | 0,983 | 0,999 |
| | 76,8 | 12,8 | 0,999 | 1,0 | 1,0 |
| 12 | 9,4 | 3,2 | 10^{-7} | 0,001 | 0,051 |
| | 19,2 | 6,4 | 0,0004 | 0,067 | 0,583 |
| | 43,2 | 14,7 | 0,246 | 0,91 | 0,999 |
| | 76,8 | 12,8 | 0,979 | 1,0 | 1,0 |

Требования к числу каналов приемника

Требуемое число каналов по начальной радиальной скорости и ускорению для способа с разделением на подпачки определяется очевидной модификацией выражения (9) из [2] и без учета операций некогерентного накопления составляет

$$N_{\text{комб}} \approx \frac{9,2V_{\text{max}} a_{\text{max}} \Delta f_0 T_{\text{кн}}^3}{c\lambda Q^2}. \quad (22)$$

Так, например, для $\Delta f = 10$ МГц, $\lambda = 0,1$ м, $T_{\text{кн}} = 1$ с при обнаружении самолетов с $V_{\text{max}} = 300$ м/с, тангенциальной составляющей скорости $V_{\tau} = 200$ м/с, дальности $r = 30$ км ($a_{\text{max}} = V_{\tau}^2 / r = 1,33$ м/с²) и при $Q = 10$ получим $N_{\text{комб}} = 12$, что является вполне реализуемым.

Выбор числа подпачек является компромиссным. При увеличении Q резко снижается вычислительная сложность алгоритма, но возрастают потери на некогерентное накопление, при $\rho / Q < (5 \dots 7)$ дБ потери могут резко увеличиваться.

Заключение

Предлагаемый способ комбинированного когерентно-некогерентного накопления отраженного сигнала при наличии миграции по дальности и ее производным позволяет резко сократить число каналов приемника и обладает относительно малыми, единицы децибел, потерями на обработку.

Список литературы

1. Козлов С.В., Ле Ван Кыонг. Модель и базовый алгоритм длительного когерентного накопления отраженного сигнала при ненулевых высших производных дальности до радиолокационной цели. Доклады БГУИР. 2021;2:49-57.
2. Козлов С.В., Ле Ван Кыонг. Алгоритмы длительного когерентного накопления отраженного сигнала при ненулевых высших производных дальности до радиолокационной цели в спектральной области. Доклады БГУИР. 2021;5:35-44.

3. Ильчук А.Р., Синицын И.А. Алгоритмы обработки сигналов, отраженных от высокоскоростных летательных аппаратов, в бортовых радиолокационных системах. *Радиотехника*. 2014;7:16-23.
4. Ильчук А.Р., Меркулов В.И., Юрчик И.А. Особенности обнаружения сигналов в бортовых РЛС при наблюдении интенсивно маневрирующих целей цели. *Радиотехника*. 2004;10:63-67.
5. Охрименко А.Е. Основы радиолокации и радиоэлектронной борьбы. Часть 1. Основы радиолокации. Москва: Военное издательство МО СССР; 1983.
6. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. Москва: Радио и связь; 1981.
7. Ширман Я.Д., Голиков В.Н. Основы теории обнаружения радиолокационных сигналов и измерения их параметров. Москва: Советское радио; 1963.

References

1. Kozlov S.V., Le Van Cuong. [Model and long-term coherent accumulation basic algorithm for the reflected signal with non-zero higher derivative range to radar target]. *Doklady BGUIR = Doklady BGUIR*. 2021;2:49-57. (In Russ.)
2. Kozlov S.V., Le Van Cuong [Long-time coherent accumulation algorithms for reflected signal with non-zero higher derivatives of the range to radar target in the spectral domain]. *Doklady BGUIR = Doklady BGUIR*. 2021;5:35-44. (In Russ.)
3. Ilchuk A.R., Sinityn I.A. [Algorithms for processing signals reflected from high-speed aircraft in on-board radar systems]. *Radiotekhnika = Radioengineering*. 2014;7:16-23. (In Russ.)
4. Ilchuk A.R., Merkulov V.I., Yurchik I.A. [Features of signal detection in airborne radars when observing intensively maneuvering targets]. *Radiotekhnika = Radioengineering*. 2004;10:63-67. (In Russ.)
5. Okhrimenko A.E. [Fundamentals of radar and electronic warfare. Part 1. The basics of radar]. Moscow: Military publishing house of the USSR Ministry of Defense; 1983. (In Russ.)
6. Shirman Ya.D., Manzhos V.N. [Theory and technique of processing radar information against the background of interference]. Moscow: Radio and communication; 1981. (In Russ.)
7. Shirman Ya.D., Golikov V.N. [Fundamentals of the theory of detection of radar signals and measurement of their parameters]. Moscow: Sovetskoe radio; 1963. (In Russ.)

Вклад авторов / Authors' contribution

Все авторы в равной степени внесли вклад в написание статьи.

All authors have equally contributed to writing the article.

Сведения об авторах

Козлов С.В., д.т.н., доцент, профессор кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Ле Ван Кьонг, аспирант кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the authors

Kozlov S.V., D.Sc., Associate Professor, Professor at the Information Radioengineering Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Le Van Cuong, Postgraduate student at the Information Radioengineering Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники;
тел. +375-17-293-89-11;
e-mail: kozlov@bsuir.by
Козлов Сергей Вячеславович

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka Str., 6,
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics;
tel. +375-17-293-89-11;
e-mail: kozlov@bsuir.by
Kozlov Sergei Vyacheslavovich