

## Двухэтапный алгоритм корреляционной обработки сигнала в пассивной радиолокационной системе, работающей по сигналам сторонних источников

Рогожников Е.В., Гельцер А.А., к.т.н. Ворошилин Е.П.

Томский государственный университет управления и радиоэлектроники,

Университет машиностроения

8 (382) 241-34-78, [udzhon@mail.ru](mailto:udzhon@mail.ru), [gaa.pochta@gmail.com](mailto:gaa.pochta@gmail.com),

8 (495) 223-05-23, [voroshilin@mami.ru](mailto:voroshilin@mami.ru)

**Аннотация.** В статье рассматриваются алгоритмы корреляционной обработки сигналов в пассивных радиолокационных системах, работающих по сигналам сторонних источников. Предложен двухэтапный алгоритм корреляционной обработки, позволяющий существенно снизить вычислительные затраты. Произведен расчет вычислительной сложности предлагаемого алгоритма, а также точность оценки параметров сигнала от отношения сигнал/шум.

**Ключевые слова:** Пассивная радиолокационная система, накопление сигналов, банк фильтров, корреляционная функция, двухэтапный алгоритм, вычислительная сложность.

### Введение

Разработка пассивных радиолокационных систем, работающих по сторонним источникам сигнала подсвета, приобретает все больший интерес в научном сообществе [1]. Дальность действия подобных систем напрямую зависит от мощности источника сигнала подсвета. Сравнительно небольшая мощность передатчиков сигнала подсвета в сочетании с малыми ЭПР радиолокационных целей [2] приводят к необходимости длительного накопления сигнала, отраженного от радиолокационной цели, что в свою очередь приводит к увеличению вычислительной сложности алгоритмов обработки сигналов. В условиях когда сигнал, отраженный от радиолокационной цели, принимается на фоне гауссовских помех, оптимальной является корреляционная обработка [3]. В данной статье рассматриваются методы корреляционной обработки, позволяющие обнаружить отраженный сигнал, а также получить оценку времени приема сигнала и скорости радиолокационной цели. Предложен метод двухэтапной обработки, позволяющий снизить вычислительные затраты.

Приемный пункт пассивной радиолокационной системы, включает приемный и опорный каналы. Приемный канал предназначен для приема сигнала, отраженного от радиолокационных целей, в свою очередь опорный канал используется для приема прямого сигнала от источника подсвета (рисунок 1).



Рисунок 1. Схема расположения передатчика, приемного пункта пассивной РЛС и радиолокационной цели

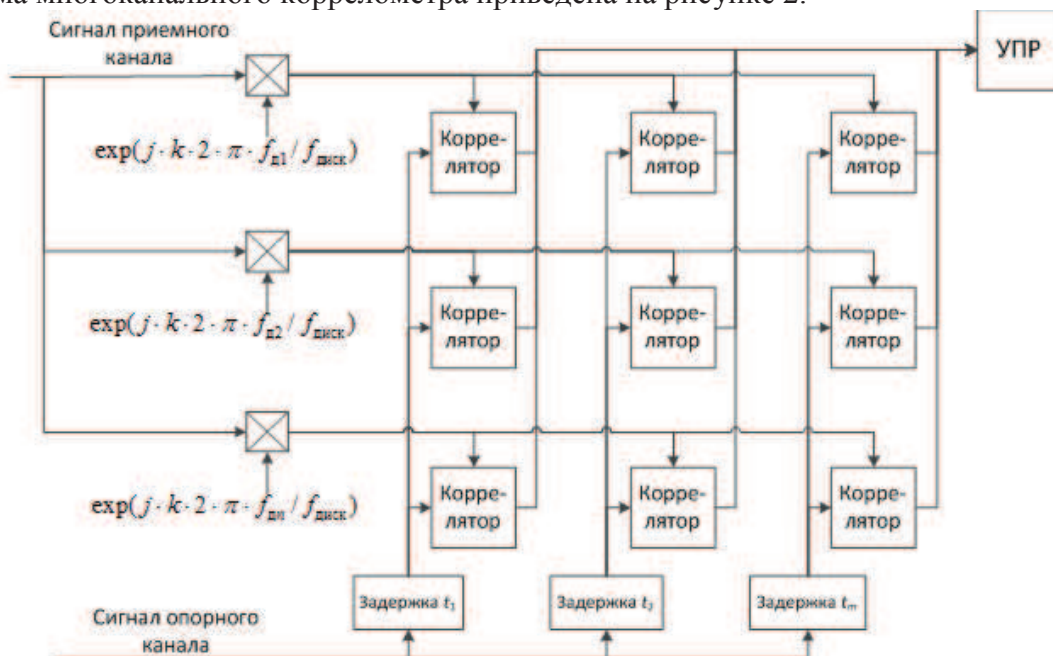
На рисунке 1 обозначено:  $R$  – расстояние между передатчиком и пассивной РЛС,  $r_1$  – расстояние между передатчиком и радиолокационной целью,  $r_2$  – расстояние между пассивной РЛС и радиолокационной целью.

На практике производят накопление сигнала, принимаемого приемным и опорным каналами, и выполняют расчет взаимной корреляционной функции (ВКФ) между реализацией, принятой в опорном и приемном каналах [3].

### Существующие подходы и алгоритмы корреляционной обработки сигнала

#### 1. Многоканальный коррелометр

Обнаружение сигнала, отраженного от радиолокационной цели, производится в условиях априорной неопределенности времени запаздывания сигнала и доплеровского сдвига частоты. В данных случаях одним из традиционных решений является использование многоканального коррелятора, на выходе каждого из каналов которого производится обнаружение сигнала в заданных интервалах по времени и доплеровскому сдвигу частоты [4]. Структурная схема многоканального коррелометра приведена на рисунке 2.



**Рисунок 2. Структурная схема многоканального коррелометра**

На рисунке 2 обозначено: УПР – устройство принятия решения,  $k$  – номер дискретного отсчета сигнала,  $f_{диск}$  – частота дискретизации,  $n$  – число каналов коррелометра по частотному сдвигу,  $m$  – число каналов коррелометра по временному сдвигу,  $f_{д1}, f_{д2}, \dots, f_{дn}$  – смещение частоты для соответствующего приемного канала.

Для обнаружения сигнала, отраженного от РЛС, производится подстройка сигнала опорного канала по задержке с интервалом  $\Delta t$ , а также сигнала приемного канала по доплеровскому сдвигу частоты с шагом  $\Delta f$ . Интервал  $\Delta t$  и  $\Delta f$  выбирается исходя из требуемого в системе разрешения по дальности и скорости радиолокационной цели. При этом интервал  $\Delta t$  следует выбирать также исходя из потенциальной разрешающей способности по времени, которую может обеспечить используемый сигнал подсвета. К примеру, при использовании сигнала подсвета полосой 10 МГц разрешение по времени запаздывания для такого сигнала равно  $1/\Delta F$  и составит 0.1 мкс. При максимальной дальности обнаружения  $R_{max} = 50$  км,  $t_{zmax} = 2R_{max} / c = 333$  мкс. Приняв максимальную скорость радиолокационной цели 250 м/с, несущую частоту сигнала  $f_0$  равную 2.4 ГГц, шаг по частоте  $\Delta f = 20$  Гц, максимальный уход

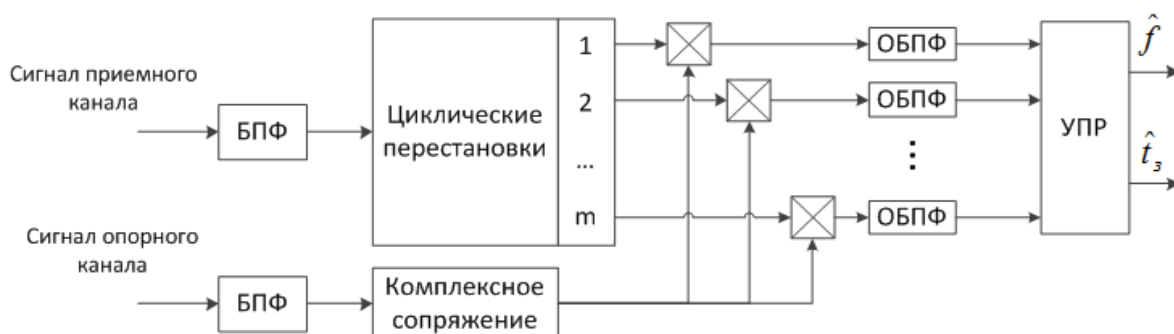
частоты Доплера составит:  $f_d = \frac{2f_0}{c} \cdot |V| = 4\text{кГц}$ , тогда число каналов коррелометра составит:

$m = t_{z\text{max}} / \Delta t = 3330$ ,  $n = f_{d\text{max}} / \Delta f = 200$ . Общее число каналов составит:  $K = n \cdot m = 666000$ .

При реализации такого устройства, вычислительная сложность составит  $2 \cdot K \cdot N$  комплексных сложений и умножений, где  $N$  – число отсчетов сигнала. Такая вычислительная сложность значительно затрудняет практическую реализацию, в том числе и в цифровом виде [3].

## 2. Многоканальный коррелометр на основе БПФ

Вычислительная сложность может быть снижена, если применить алгоритмы обработки ВКФ с использованием быстрого преобразования Фурье. Реализация такого алгоритма описана в [3]. Структурная схема данного алгоритма приведена на рисунке 3.



**Рисунок 3. Многоканальный коррелятор с использованием БПФ [3]**

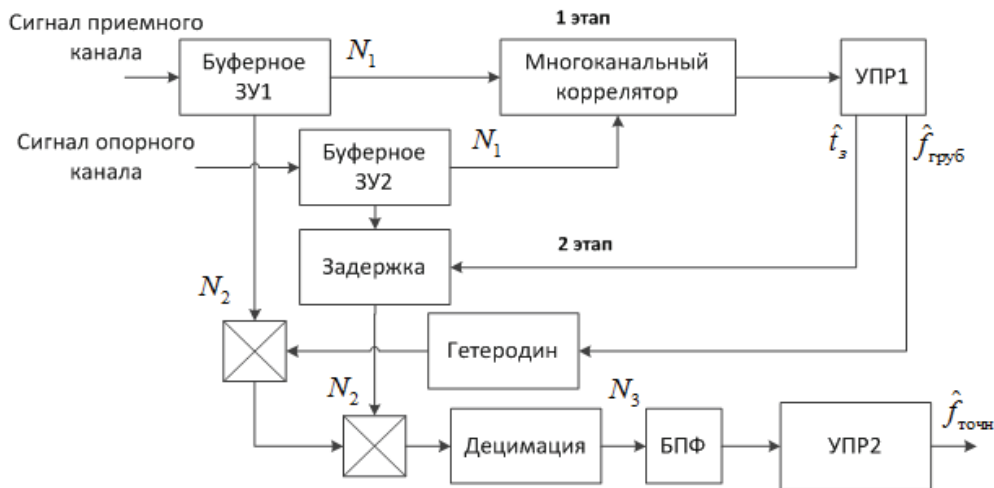
В буферном устройстве производится накопление  $N$  комплексных отсчетов сигнала,  $N = T_n \cdot f_{\text{диск}}$ ,  $T_n$  – время накопления сигнала. Время накопления сигнала выбирается исходя из минимального шага по частоте  $\Delta f = 1/T_n$ . Из буфера  $N$  отсчетов сигнала опорного и приемного каналов поступают на вход блока быстрого преобразования Фурье. В блоке циклических перестановок циклический сдвиг отсчетов спектра на одну позицию соответствует сдвигу частоты на  $\Delta f$ . Направление сдвига определяет знак частоты коррекции. Сдвинутые по частоте копии сигнала приемного канала перемножаются со спектром сигнала опорного канала, после чего в каждом канале производится вычисление обратного преобразования Фурье. Решение о наличии цели принимается решающим устройством на выходе каждого канала по максимальному значению ВКФ. Номер канала и положение максимума ВКФ позволяют определить задержку и Доплеровский сдвиг частоты. По сравнению с предыдущим решением вычислительная сложность данного алгоритма снижается примерно в 400 раз и рассчитывается по формуле [3]:

$$C = 10N \log_2 N + m_v(6N + 5 \log_2 N), \quad (1)$$

где:  $m_v$  – число элементов анализа по частоте Доплера.

Авторами [3] также предлагается двухэтапный алгоритм обнаружения сигнала и оценки его параметров, который позволит в несколько раз снизить вычислительную сложность. Структурная схема предлагаемого алгоритма приведена на рисунке 4.

На первом этапе с выхода буферного запоминающего устройства  $N_1$  отсчетов поступают на вход многоканального коррелятора. Время накопления  $T_{n1}$  выбирается исходя из компромисса между вычислительной сложностью и энергетической эффективностью. Оценка доплеровского сдвига частоты  $\hat{f}_{\text{груб}}$  производится грубо с максимальной ошибкой равной  $\Delta f_{\text{груб}} / 2$ , шаг по частоте  $\Delta f_{\text{груб}} \geq 1/T_{n1}$ , а оценка временного сдвига  $\hat{t}_z$  определяется с потенциальной точностью, максимальная ошибка равна  $\Delta t / 2$ ,  $\Delta t = 1/f_{\text{диск}}$ .



**Рисунок 4. Схема расположения передатчика, пассивной РЛС и радиолокационной цели**

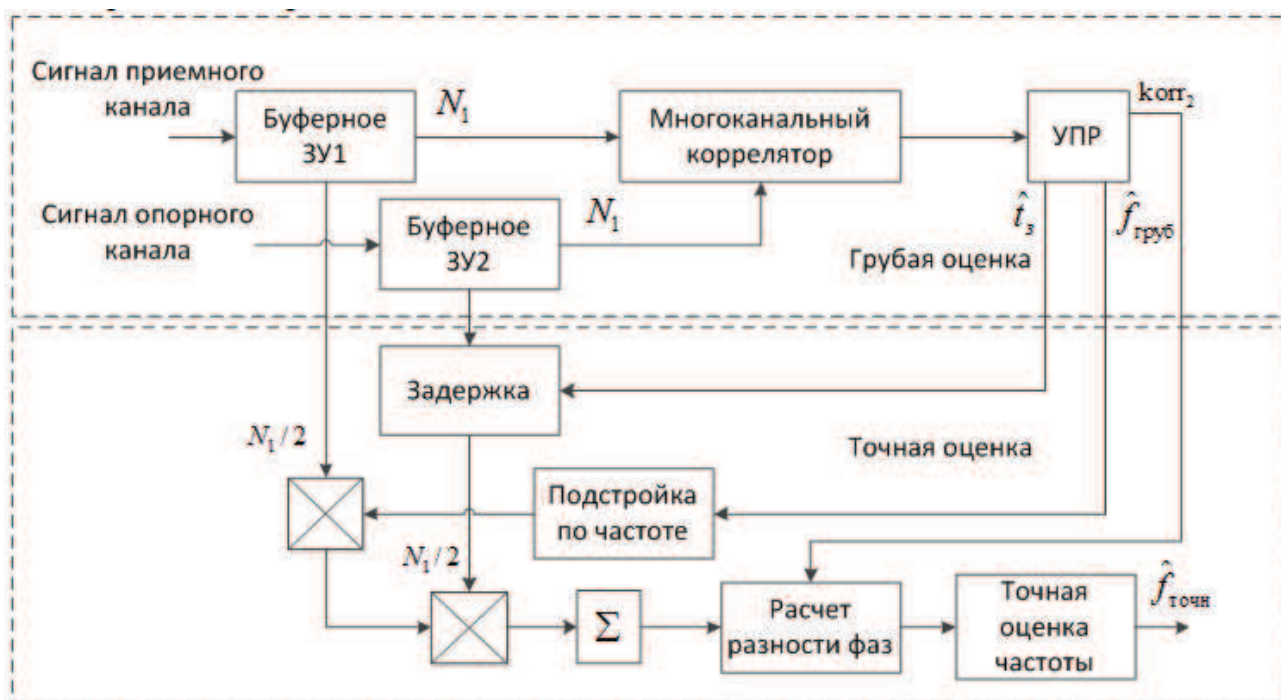
На втором этапе для точной оценки Доплеровского сдвига частоты используется  $N_2 = T_{н2} \cdot f_{диск}$  отсчетов целевого и опорного каналов,  $N_2 = T_{н2} \cdot f_{диск}$ ,  $T_{н2} = 1 / \Delta f_{точн}$ .  $N_2 = k \cdot N_1$ , где  $k = 1, 2, \dots$ . В блоке задержки производится задержка сигнала опорного канала на величину  $\hat{t}_3$ , а сигнал приемного канала подстраивается по частоте на величину  $\hat{f}_{груб}$ . Дальнейшие операции по сути являются расчетом взаимокорреляционной функции в частотной области. Сигнал опорного канала поэлементно перемножается на комплексно-сопряженный сигнал приемного канала, после чего рассчитывается быстрое преобразование Фурье. В устройстве принятия решения 2 точная оценка частотного сдвига  $\hat{f}_{точн}$  производится по положению максимума. Операция децимации используется для снижения вычислительных затрат и может быть произведена с использованием фильтра нижних частот с конечной импульсной характеристикой. Длина импульсной характеристики равна  $uN_2 / N_3$ , где  $u > 1$ ,  $N_3$  – число отсчетов после децимации. Двухэтапный алгоритм позволяет в десятки раз снизить вычислительную сложность по сравнению с одноэтапным алгоритмом (рисунок 2). Однако следует понимать, что снижение вычислительной сложности достигается за счет снижения энергетической эффективности [3]. Вычислительная сложность второго этапа определяется выражением:  $C_2 = M[(12 + 8u)N_2 - 2N_3 + 5N_3 \log_2 N_3]$ , где:  $M$  – количество радиолокационных целей обнаруженных на первом этапе.

**Предлагаемый двухэтапный алгоритм оценки временного и частотного смещения сигнала, отраженного от радиолокационной цели**

Предлагается двухэтапный алгоритм оценки временного и частотного смещения сигнала, отраженного от радиолокационной цели. Структурная схема предлагаемого алгоритма приведена на рисунке 5.

Первый этап предлагаемого алгоритма (грубая оценка) совпадает с первым этапом (рисунок 4), предложенным в работе [3].

На вход буферного запоминающего устройства поступают отсчеты цифрового сигнала. Сигнал опорного канал обозначим как  $S_{опор}(k)$ , где  $k$  – номер дискретного отсчета. Тогда сигнал приемного канала запишем в виде  $S_{пр}(l) = A \cdot S_{опор}(k - m) \cdot \exp(i \cdot k \cdot 2\pi \cdot f_{доплер} / f_{диск})$ ,  $A$  – множитель амплитуды сигнала,  $m$  – количество отсчетов, на которое задержан отраженный сигнал,  $f_{доплер}$  – доплеровский сдвиг частоты,  $f_{диск}$  – частота дискретизации, которая выбирается равной либо выше ширины спектра сигнала.



**Рисунок 5. Предлагаемый двухэтапный алгоритм оценки параметров целей**

На первом этапе с выхода буферного запоминающего устройства 1 и буферного запоминающего устройства 2  $N_1$  отсчетов поступают на вход многоканального коррелятора. Количество отсчетов  $N_1 = T_{н1} \cdot f_{диск}$ ,  $T_{н1}$  выбирается исходя из компромисса между вычислительной сложностью и энергетической эффективностью. В УПР принимается решение о наличии либо отсутствии цели. В том случае, если цель обнаружена, формируется оценка временного сдвига  $\hat{t}_3$ , а также грубая оценка Доплеровского сдвига частоты  $\hat{f}_{груб}$ .

На втором этапе с выхода второго буферного запоминающего устройства  $N_1/2$  отсчетов сигнала поступают на вход блока задержки, где опорный сигнал задерживается на  $\hat{t}_3$  отсчетов  $S_{опор}(l) = S_{опор}(k - \hat{t}_3)$ . Кроме этого, производится грубая подстройка частоты сигнала приемного канала по полученной оценке  $\hat{f}_{груб}$ . Сигнал приемного канала после подстройки частоты запишем в виде:  $S_{пр\_корр}(l) = S_{пр}(l) \cdot \exp(i \cdot l \cdot 2\pi \cdot \hat{f}_{груб} / f_{диск})$ , далее производится расчет коэффициента корреляционной функции между сигналами опорного и приемного каналов, на интервале от 1 до  $N_1/2$ . Рассчитанный коэффициент корреляции запишем в виде:

$korr_1 = \sum_{l=1}^{N_1/2} S_{пр\_корр}(l) \cdot S_{опор}(l)^*$  второй коэффициент корреляции соответствует записи:

$korr_2 = \sum_{l=1}^{N_1} S_{пр\_корр}(l) \cdot S_{опор}(l)^*$ , он уже рассчитан на первом этапе в многоканальном корреляторе, и с выхода устройства принятия решения он поступает на вход блока расчета разности фаз.

Используя рассчитанные коэффициенты корреляции произведем расчет разности фаз между сигналами в приемном и опорном каналах:

$$\Delta \hat{\phi}_{Доп} = \arctg \left( \frac{\text{imag}(korr_2 \cdot korr_1^*)}{\text{real}(korr_2 \cdot korr_1^*)} \right). \quad (2)$$

Максимальная разность фаз, которая может быть достигнута за время накопления  $T_{н1}$

между сигналами опорного и приемного каналов за счет доплеровского сдвига частоты, составляет  $180^\circ$ . Результирующая разность фаз  $\Delta\varphi_{\text{рез}} = \Delta\varphi_{\text{Доп}} + \Delta\varphi_{\text{Зад}}$  между сигналами опорного и приемного каналов за время наблюдения  $T_{\text{н1}}$  складывается из фазового набега, за счет доплеровского сдвига частоты  $\Delta\varphi_{\text{Доп}} = f_{\text{Доплер}} \cdot 2 \cdot \pi \cdot T_{\text{н1}}$  и разности фаз за счет разности расстояний пройденного прямым и переотраженным лучами  $\Delta\varphi_{\text{Зад}} = 2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot \Delta\tau$ ,  $\Delta\tau$  – задержка отраженного сигнала относительно прямого. Поскольку  $\Delta\tau$  оценивается с ошибкой, максимальное значение которой составит  $1/(2f_{\text{диск}})$ ,  $\Delta\varphi_{\text{Зад}}$  не может быть рассчитано с требуемой точностью, особенно при больших значениях несущей частоты  $f_0$ . Для устранения влияния  $\Delta\varphi_{\text{Зад}}$ , используем разностную схему оценки (1).

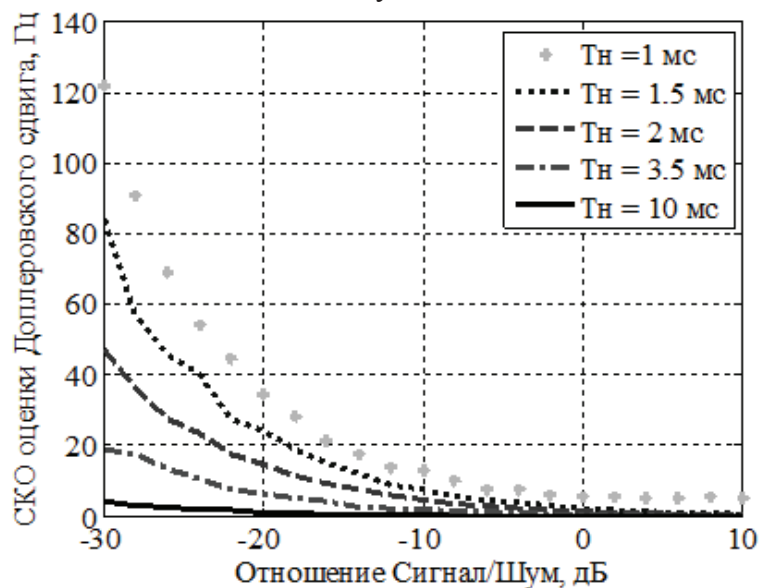
Уточненную оценку доплеровского сдвига частоты запишем в виде:  $\hat{f}_{\text{точн}} = \frac{2 \cdot \Delta\varphi_{\text{Доп}}}{\pi \cdot T_{\text{н1}}}$ .

Результирующая оценка доплеровского сдвига рассчитывается по формуле:

$$\hat{f}_{\text{рез}} = \hat{f}_{\text{груб}} + \hat{f}_{\text{точн}}$$

Вычислительная сложность первого этапа предлагаемого алгоритма соответствует вычислительной сложности первого этапа в алгоритме, предложенном в [3] и рассчитывается, как (1). Вычислительная сложность второго этапа составит  $N_1$  комплексных умножений,  $N_1/2$  комплексных сложений и 1 скалярную операцию деления при условии, что значения функции atan хранятся в памяти для диапазона  $[-1, 0.001, 1]$ . Для деления, выполняемого в соответствии с алгоритмом SRT (Sweeney, Robertson, and Tocher), количество операций суммирования и равно  $n/2, 67$  при делении двух  $n$ -разрядных чисел, что доказано статистически [5]. Таким образом, для  $n = 32$  при переходе от комплексных сложений и умножений к скалярным вычислительная сложность составит:  $C = 8N_1 + 16$  скалярных сложений и умножений.

Точность оценки частоты данного метода будет зависеть от отношения сигнал/шум и времени накопления. На рисунке 6 приведена зависимость СКО ошибки оценки доплеровского сдвига частоты от отношения Сигнал/Шум.



**Рисунок 6. Зависимость СКО ошибки оценки доплеровского сдвига частоты от отношения Сигнал/Шум**

В таблице 1 приведен расчет вычислительной сложности для двухэтапного алгоритма,

описанного в [3], а также для предлагаемого алгоритма для следующих параметров системы: максимальная скорость РЛС: 250 м/с,  $f_0=2.4$  ГГц,  $\Delta F=10$  МГц,  $\Delta t=50$  нс,  $\Delta f=20$  Гц,  $u=2$ .

Таблица 1

### Расчет вычислительной сложности рассмотренных алгоритмов

Время накопления, мс	1	1,5	2	3,5	10
Пархоменко, скалярных операций сложения и умножения	$1,12 \times 10^7$	$1,5 \times 10^7$	$2,2 \times 10^7$	$5,22 \times 10^7$	$3,79 \times 10^8$
Предлагаемый метод, скалярных операций сложения и умножения	$4,3 \times 10^6$	$8,9 \times 10^6$	$1,5 \times 10^7$	$4,54 \times 10^7$	$3,73 \times 10^8$
Снижение вычислительной сложности, раз	2,6	1,76	1,44	1,14	1,02

### Выводы

Предлагаемый двухэтапный алгоритм обнаружения и оценки параметров радиолокационной цели позволяет с достаточной точностью оценить параметры сигнала, отраженного от радиолокационной цели, без длительного накопления, которое требуется в алгоритме, описанном в работе [3],  $T_{n2} = n \cdot T_{n1}$ . В том случае, если пассивная РЛС работает по мощному источнику сигнала подсвета, в сочетании с небольшой требуемой дальностью действия, коэффициент  $n$  может достигать несколько десятков. Таким образом, данный алгоритм может быть рекомендован к применению в пассивных РЛС. Применение предлагаемого алгоритма позволит в несколько раз снизить вычислительные затраты (таблица 1).

### Литература

1. Бархатов В. Радиолокация по сигналам сторонних источников: современное состояние. Ч.1 // Инновации. – 2013. – №. 5. – С. 114 – 119.
2. Knott E.F., Shaeffer J.F., Tuley M.T. Radar Cross Sections // Raleigh NC, SciTech Publ. – 2004. 637 с.
3. Пархоменко Н.Г., Семашко П.Г. Вычислительная сложность алгоритмов корреляционной обработки сигналов в радиолокаторе с цифровым телевизионным подсветом // Автоматизация процессов управления. – 2010. – №. 3.– С. 95 – 99.
4. Семашко П.Г. Исследование зон радиолокационного наблюдения объектов в электромагнитном поле телевизионных передатчиков: метод. указания к лаборатор. работе по дисциплине «Радионаблюдение» для студентов специальности «Радиоэлектрон. защита инфор.» днев. формы обучения. – 2012, 21 с.
5. Цилькер Б.Я., Орлов С.А. Организация ЭВМ и систем: Учебник для вузов // СПб.: Питер. – 2007. 672 с. ISBN 5-94723-759-8.