

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2023.4.2>

УДК: 621.396.6

АЛГОРИТМ ОЦЕНКИ УГЛОВ ПРИХОДА СИГНАЛОВ В СИСТЕМЕ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ НЕКОГЕРЕНТНЫХ АВТОМОБИЛЬНЫХ РАДАРОВ

И.В. Артюхин, И.М. Аверин, А.Г. Флакман, А.Е. Рубцов

Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского
603950, г. Нижний Новгород, пр. Гагарина, д.23

Статья поступила в редакцию 16 февраля 2023 г.

Аннотация. В настоящей работе рассматривается актуальная проблема объединения измерений нескольких радаров, расположенных на одном автомобиле, для получения лучших характеристик в различении близкорасположенных целей по сравнению с одиночным радаром. Предложен вычислительно эффективный сверхразрешающий алгоритм оценки углов прихода сигналов в системе некогерентных распределенных автомобильных радаров в случае короткой выборки входного процесса. Рассматриваемый метод состоит из трех основных этапов: сканирование, преобразование принятых сигналов двух радаров в единую систему координат, совместный алгоритм оценки углов прихода. Алгоритм оценки углов прихода сигналов рассмотрен в двух вариантах: метод Кейпона, модифицированный для совместной обработки сигналов; вычислительно-эффективный алгоритм, основанный на теории автокомпенсатора. Приводятся результаты численного моделирования, показывающие эффективность предложенного алгоритма по сравнению с эффективностью одиночного радара.

Ключевые слова: система некогерентных распределенных автомобильных радаров, система помощи водителю, алгоритм сверхразрешение близких целей; метод Кейпона, автокомпенсатор.

Автор для переписки: Артюхин Игорь Владимирович, artjukhin@rf.unn.ru

Введение

В настоящее время происходит активное внедрение системы безопасности и системы помощи водителю (Advanced Safety Systems and Advanced Driver Assistance Systems – ADAS) в область интеллектуальных транспортных систем и беспилотных автомобилей [1, 2]. В ADAS систему могут входить различные устройства, такие как лидары, видеокамеры, радары (или сенсоры). Наиболее распространенными являются автомобильные радары миллиметрового диапазона длин волн, использующие линейные частотно-модулированные (ЛЧМ) импульсы в качестве зондирующих сигналов [3, 4].

Традиционные ADAS включают в себя несколько радаров, работающих независимо. Современный тренд в развитии таких систем заключается в объединении отдельных распределенных радаров на автомобиле в единый комплекс путем совместной обработки сигналов для получения лучших характеристик в задачах обнаружения, позиционирования, распознавания целей. Можно выделить два основных подхода к объединению информации с разных радаров, основанных на когерентной и некогерентной обработке сигналов.

Когерентная обработка основана на построении совместной виртуальной антенной решетки (АР) нескольких радаров в бистатическом режиме, при этом требуется синхронизация сигналов между радарами [5]. Некогерентная обработка подразумевает объединение сигналов отдельных радаров, работающих в моностатическом режиме [6]. В этом случае сложность алгоритмов переносится с аппаратной реализации в сторону цифрового блока обработки сигналов.

Традиционно, отдельные радары измеряют дальность/Доплер/углы прихода сигналов независимо друг от друга, а совместная обработка сигналов

осуществляется на вторичном этапе при помощи фильтра Калмана [6]. Для углового разрешения близких целей обычно используют алгоритмы сверхразрешения, такие как Multiple Signal Classification (MUSIC), Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariant Techniques (ESPRIT), метод минимального многочлена или метод Кейпона [7-10].

В [11, 12] предложены алгоритмы оценки углов на основе объединения измерений двух радаров. В работе [13] предложена система радаров, состоящих из 15 некогерентных близко расположенных радаров синхронизированных по частоте. При этом формируется общая большая апертура с разрешением в 0.1° , превосходящая в 10 раз стандартную разрешающую способность отдельного радара без применения классических алгоритмов сверхразрешения.

В настоящей работе предложен вычислительно-эффективный алгоритм оценки углов прихода сигналов в системе двух некогерентных распределенных радаров. Рассматривается случай короткой выборки входного процесса, когда число L временных отсчетов меньше числа N элементов АР отдельного радара. Рассматриваемый метод состоит из трех этапов: сканирование, преобразование принятых сигналов двух радаров в единую систему координат, совместный алгоритм оценки углов прихода. Алгоритм оценки углов прихода сигналов рассмотрен в двух вариантах: (1) метод Кейпона, модифицированный для совместной обработки сигналов, (2) вычислительно-эффективный алгоритм, основанный на теории автокомпенсатора [12, 14].

Выбор метода Кейпона в виде базового алгоритма обусловлен тем, что он является непараметрическим и не требует построения адекватной математической сигнальной модели в отличие, например, от алгоритма MUSIC, для правильной работы которого требуется априорное знание о числе целей или применение специальных дополнительных алгоритмов (например, информационных методов Akaike или Minimum Description Length – MDL) для соответствующей оценки [7, 8].

В первой части статьи приведено описание алгоритмов, во второй – оценка вычислительных ресурсов, а третья часть содержит результаты численного моделирования.

1. Описание алгоритмов

Описание метода для системы, состоящей из двух разнесенных радаров, представлено в данном разделе. Предложенный алгоритм является модификацией метода [11]. Система координат, расположение радаров в ней и целей представлено на рис. 1.

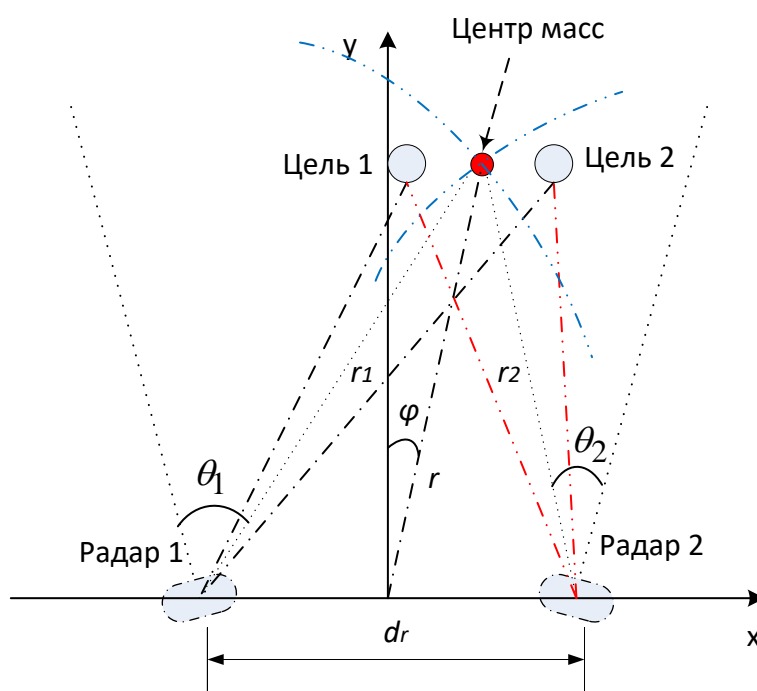


Рис. 1. Система координат, расположение радаров и целей

Алгоритм разбивается на три шага: (1) сканирование, (2) преобразование сигналов в единую систему координат и объединение сигналов в один поток, (3) совместный алгоритм оценки углов прихода сигналов. Третий этап (алгоритм оценки углов прихода сигналов) рассмотрен в двух вариантах: (1) метод Кейпона, модифицированный для совместной обработки сигналов, (2) вычислительно-эффективный алгоритм, основанный на теории автокомпенсатора [12], [14]. Общая схема обработки сигналов представлена на рис. 2.

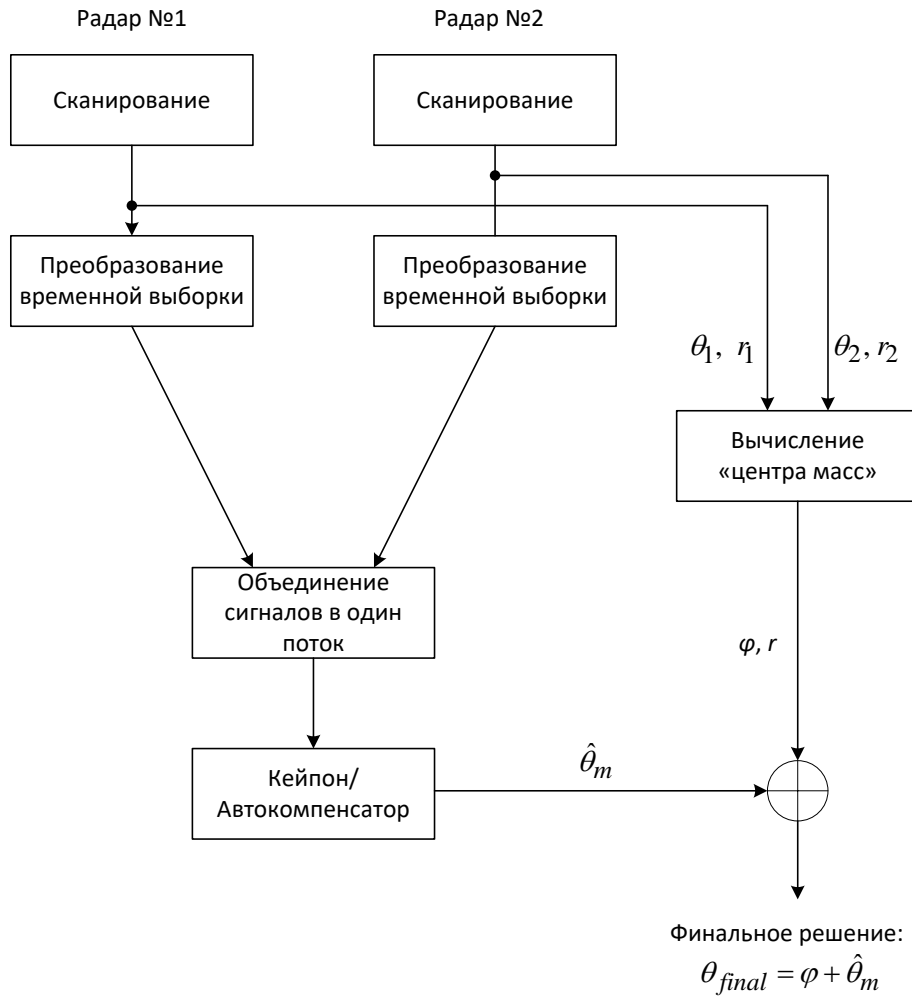


Рис. 2. Схема обработки сигналов для оценки углов прихода

Рассмотрим детально каждый из этапов.

Этап 1 (сканирование) заключается в формировании сканирующего вектора для каждого радара в локальной системе координат, связанной с центром «своей» АР. Обозначим через θ_k направление прихода сигнала для k -го радара ($k = 1, 2$). Тогда p -ую компоненту сканирующего вектор $\mathbf{a}(\theta_k)$ АР этого радара в направлении θ_k можно представить в виде:

$$a_p(\theta_k) = \exp(2\pi j d_\lambda (p - 0.5(N + 1) \sin(\theta_k))), \quad (1)$$

где d_λ – расстояние между элементами АР, выраженное в длинах волн λ . Предполагается, что фазовый центр АР расположен в центре апертуры радара.

Этап 2 – преобразование векторов входных сигналов для привязки сканирующих векторов к единой системе координат.

Вектор принятых сигналов в AP для k -го радара может быть представлен в следующем виде:

$$\mathbf{y}^k = \sum_{m=0}^{J-1} \mathbf{a}(\theta_m^k) s_m^k + \xi^k, \quad (2)$$

где s_m^k – комплексная амплитуда m -ой цели с угловой координатой θ_m^k , J – число целей, ξ^k – гауссов шум приемника k -го радара.

Преобразованные векторы будут равны [11]:

$$\begin{aligned} \mathbf{z}(\theta_k) &= \mathbf{G}_{\theta_k} \mathbf{y}^k, \\ \mathbf{G}_{\theta_k} &= \text{diag}\{\mathbf{a}(-\theta_k)\}, \end{aligned} \quad (3)$$

$\text{diag}\{\mathbf{x}\}$ – диагональная матрица, содержащая элементы вектора \mathbf{x} на главной диагонали.

Преобразованные сигналы (3) отдельных радаров объединяются в общий поток данных $\mathbf{Z}=[\mathbf{z}(\theta_1), \mathbf{z}(\theta_2)]$, где матрица \mathbf{Z} будет иметь размерность $[N, 2L]$, L – число временных отсчетов в отдельном радаре.

Преобразование (3) сдвигает в ноль «центр масс» двух близких целей. В конечном решении для углов прихода сигнала необходимо учесть результаты процедуры сканирования отдельных радаров. Координаты «центра масс» двух близких целей определяется через решение системы уравнений двух окружностей (отмеченные синим пунктиром на рис. 1). Центры окружностей $C_1(-0.5d_r, 0)$; $C_2(+0.5d_r, 0)$ определяют положение радаров в общей системе координат, а радиусы: $r_k (k = 1, 2)$ – оценки дальностей для каждого радара. Тогда можно записать систему уравнений, состоящую из уравнений этих окружностей:

$$\begin{cases} (x + 0.5d_r)^2 + y^2 = r_1^2 \\ (x - 0.5d_r)^2 + y^2 = r_2^2 \end{cases} \quad (4)$$

Точка пересечения двух окружностей будет являться «центром масс» целей и угол θ_{final} , определяющий направление на данную точку, будет учтен при конечном решении для углов прихода. Решение системы (4) может быть найдено в аналитическом виде без применения специальных итерационных алгоритмов:

$$x = \frac{r_1^2 - r_2^2}{2 \cdot d_r}, \quad y = \sqrt{r_1^2 - \left(\frac{r_1^2 - r_2^2}{2 \cdot d_r} + \frac{d_r}{2} \right)^2}. \quad (5)$$

Координата y в выражении (5) берется со знаком плюс, поскольку цели лежат в верхней полуплоскости.

Этап 3 – определение направлений углов прихода сигнала.

Для корректной работы алгоритмов оценки углов прихода сигналов в случае коррелированных сигналов и короткой выборки входного процесса необходимо применять известную процедуру пространственного сглаживания [7] для входных данных. Для реализации этой процедуры в основной АР выделяются отдельные подрешетки, оптимальный размер которых составляет $Q \approx 0.7N$ [10]. Например, при $N = 12$, $Q = 8$. Ширина главного луча подрешеток увеличивается в 1.5 раза, но на каждую временную выборку получаем $N - Q + 1$ пространственных выборок.

На рис. 3 приведена иллюстрация выбора подрешеток для линейной эквидистантной АР, состоящей из 12 элементов. Подрешетки состоят из элементов с индексами $1 \div 8$, $2 \div 9$, $3 \div 10$, $4 \div 11$, $5 \div 12$ (см. рис. 3). Можно получить 5 пространственных выборок для каждой выборки в реальном времени, используя процедуру прямого сглаживания. Каждая такая выборка является частью принятого сигнала, соответствующего смещенным копиям выбранной подрешетки. Эти копии отмечены красным на рис. 3.

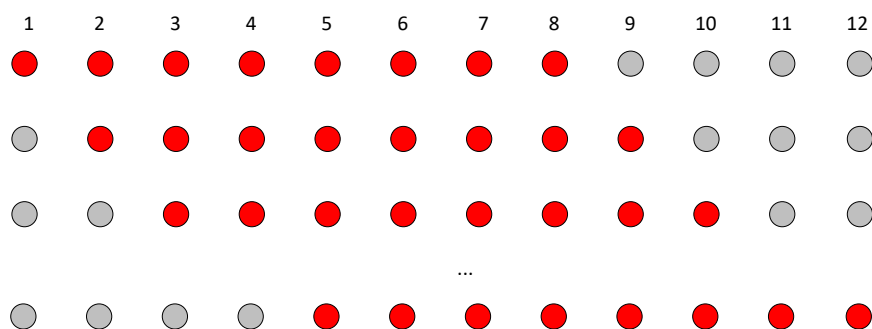


Рис. 3. Иллюстрация выбора подрешеток для процедуры пространственного сглаживания

Учитывая процедуру обратного сглаживания, получаем $L_s = 10$ пространственных выборок для каждого радара, представленных следующим набором:

$$\left\{ \begin{array}{l} s_1, s_2, s_3, s_4, s_5, s_6, s_7, s_8 \\ s_2, s_3, s_4, s_5, s_6, s_7, s_8, s_9 \\ \dots \\ s_5, s_6, s_7, s_8, s_9, s_{10}, s_{11}, s_{12} \\ * * * * * * * * * \\ s_8, s_7, s_6, s_5, s_4, s_3, s_2, s_1 \\ * * * * * * * * * \\ s_9, s_8, s_7, s_6, s_5, s_4, s_3, s_2 \\ \dots \\ * * * * * * * * * \\ s_{12}, s_{11}, s_{10}, s_9, s_8, s_7, s_6, s_5 \end{array} \right. , \quad (6)$$

где (*) – знак комплексного сопряжения. Верхняя половина строк соответствуют прямому сглаживанию, а нижняя – обратному, В данной схеме учтена комплексно сопряженная симметрия сигналов относительно центра AP.

Алгоритм оценки углов прихода сигналов рассмотрен в двух вариантах: (1) метод Кейпона, модифицированный для совместной обработки сигналов, (2) вычислительно-эффективный алгоритм, основанный на теории автокомпенсатора.

Вариант 1 – метод Кейпона. Определение направлений углов прихода сигнала осуществляется путем поиска максимумов разрешающей функции (совместного пространственного спектра):

$$\eta(\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\theta) \cdot \mathbf{M}^{-1} \cdot \mathbf{a}(\theta)}, \quad (7)$$

где $\mathbf{a}(\theta)$ – сканирующий вектор, $(\cdot)^H$ – эрмитово сопряжение, $\mathbf{M} = \frac{1}{2L_s} \sum_{i=1}^{2L_s} \mathbf{z}_i \cdot \mathbf{z}_i^H$

– оценка корреляционной матрицы.

Оценка углов прихода сигналов определяется через решение:

$$\hat{\theta}_m = \arg \max_{\theta} \eta(\theta). \quad (8)$$

С формальной точки зрения, выражения (7)-(8) соответствует известному методу Кейпона, модернизированному для совместной обработки

некогерентных радаров. Антенная решетка, оптимизированная по критерию Кейпона, стремится подавить любой сигнал, вектор направления которого отличается от вектора $\mathbf{a}(\theta)$. Поэтому выходная мощность минимальна везде, кроме узкой области углов вблизи направлений на источники сигналов (цели). В направлении на источники функция $\eta(\varphi)$ в (7) имеет максимумы.

Конечное решение для углов прихода необходимо сдвинуть на угол φ , полученный при решении системы уравнений (4):

$$\theta_{final} = \varphi + \hat{\theta}_m. \quad (9)$$

В качестве недостатка данного метода можно отметить высокую вычислительную сложность, связанную с необходимостью обращения корреляционной матрицы в выражении (7).

Вариант 2 – вычислительно-эффективный алгоритм, основанный на реализации метода Кейпона с помощью автокомпенсатора [14].

Схема автокомпенсатора с произвольным числом N_{ch} дополнительных каналов приведена на рис. 4. На вход автокомпенсатора подается преобразованный входной сигнал $\mathbf{s}=[\mathbf{z}(\theta_1), \mathbf{z}(\theta_2)]$, состоящий из выборок входных процессов отдельных радаров, объединенных в один поток.

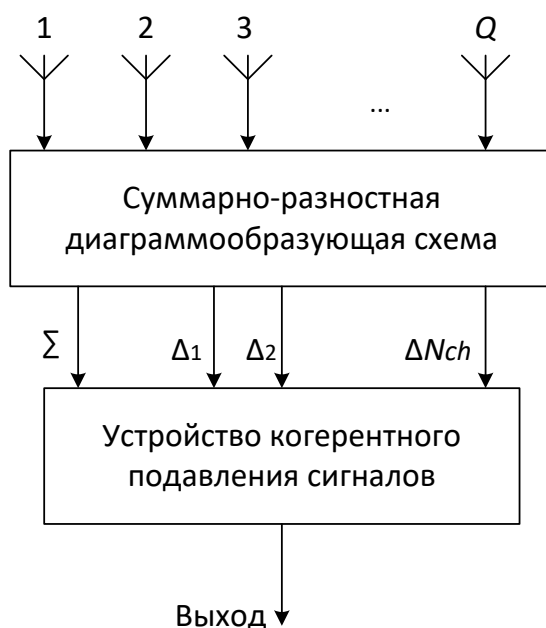


Рис. 4. Схема автокомпенсатора

Выход компенсатора можно представить в виде:

$$y = x_0 + \sum_{p=1}^{N_{ch}} c_p x_p, \quad (10)$$

где x_0 и x_p – выходные сигналы основного и p -го вспомогательного каналов соответственно.

Выход p -го вспомогательного канала равен:

$$x_p = s_p - w_p \sum_{n=1}^Q w_n^* s_n, \quad (11)$$

$$w_p = \frac{1}{Q} \exp\{j2\pi d \lambda (p - 0.5(Q + 1)) \sin(\theta)\}, \quad (12)$$

где s_n – сигнал n -ого элемента АР.

Средняя мощность сигнала на выходе автокомпенсатора определяется:

$$I = \langle |y|^2 \rangle = \left\langle \left(x_0 + \sum_{p=1}^{N_{ch}} c_p x_p \right) \left(x_0 + \sum_{p=1}^{N_{ch}} c_p x_p \right)^* \right\rangle, \quad (13)$$

где $\langle \cdot \rangle$ – знак статистического усреднения.

Условие минимизации выходной мощности соответствует равенству нулю N_{ch} производных $\partial I / \partial c_m^*$:

$$\frac{\partial}{\partial c_m^*} I = \left\langle \left(x_0 + \sum_{p=1}^{N_{ch}} c_p x_p \right) x_m^* \right\rangle = 0, \quad m = 1, 2, \dots, N_{ch}. \quad (14)$$

В результате получим систему уравнений относительно неизвестных коэффициентов c_p в виде:

$$\sum_{p=1}^{N_{ch}} c_p \langle x_p x_m^* \rangle = - \langle x_0 x_m^* \rangle, \quad m = 1, 2, \dots, K. \quad (15)$$

В случае произвольного числа вспомогательных каналов необходимо решить систему уравнений (15) в общем виде. При использовании двухканального автокомпенсатора ($N_{ch} = 2$) решение системы уравнений (15) можно представить в аналитическом виде:

$$c_1 = \frac{\langle x_0 x_2^* \rangle \langle x_2 x_1^* \rangle - \langle x_0 x_1^* \rangle \langle x_2 |^2 \rangle}{\langle |x_1|^2 \rangle \langle |x_2|^2 \rangle - \langle x_2 x_1^* \rangle^2}, \quad (16)$$

$$c_2 = \frac{\langle x_0 x_2^* \rangle \langle x_1 x_2^* \rangle - \langle x_0 x_2^* \rangle \langle |x_1|^2 \rangle}{\langle |x_1|^2 \rangle \langle |x_2|^2 \rangle - \langle x_1 x_2^* \rangle^2}. \quad (17)$$

Схема обработки сигналов в случае двухканального компенсатора представлена на рис. 5.

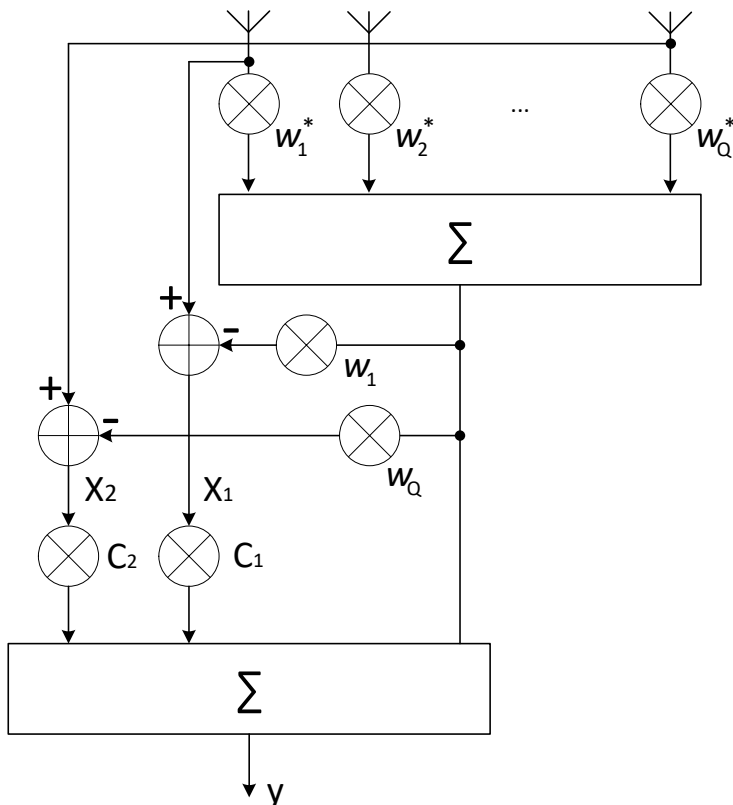


Рис. 5. Схема двухканального компенсатора

Вычисляем значение модуля $|y(\theta)|$ сигнала y на выходе как функцию угла θ и находим максимальные значения. Максимумы функции (соответствующие им углы) будут являться углами прихода сигналов $\hat{\theta}_m$:

$$\hat{\theta}_m = \arg \max_{\theta} |y(\theta)|. \quad (18)$$

По аналогии с методом Кейпона, окончательное решение для углов прихода необходимо сдвинуть на угол φ в (9).

Основным преимуществом использования алгоритма оценки углов прихода сигналов на основе автокомпенсатора по сравнению с методом Кейпона

является уменьшение вычислительной сложности в связи с наличием аналитического выражения для системы уравнений (15) и отсутствием необходимости вычисления обратной корреляционной матрицы.

2. Оценка вычислительных ресурсов

Будем оценивать требуемые вычислительные ресурсы на основе определения числа комплексных умножений [15, 16]. Формально, весь алгоритм разбит на три основных шага: сканирование, преобразование принятых сигналов и алгоритм Кейпона/автокомпенсатора. Первые два шага выполняются каждым радаром по отдельности и являются одинаковыми для обоих радаров. Их вычислительная сложность представлена в Таблице 1 и не будет учитываться при сравнении алгоритмов. Вычислительные затраты совместной обработки (шаг 3) собраны в Таблицу 2.

Вычислительная сложность определения координат «центра масс» зависит от метода решения системы нелинейных уравнений (4). Например, при реализации метода Ньютона [17] для решения системы нелинейных уравнений с помощью метода Гаусса, требуется $O(L_{iter} \cdot n^3)$ операций, где L_{iter} – число итераций, n – число неизвестных.

Таблица 1. Вычислительные затраты, этапы 1-2

Процедура	Число операций
Сканирование	
Оценка корреляционной матрицы	$L N^2 + N$
Сканирование по углу	$N^2 + N$
Поиск максимумов	$4 \cdot J_1 N_{steps1}$
Преобразование	
Нахождение вектора z	$N \cdot L$

Таблица 2. Вычислительные затраты, этап 3

Процедура	Число операций
Алгоритм Кейпона	
Оценка совместной корреляционной матрицы	$2 \cdot L_s Q^2 + Q^2$
Обращение матрицы	$4 \cdot Q^2$
Сканирование по углу разрешающей функции	$Q^2 + Q$
Поиск максимумов	$4 \cdot J_2 N_{steps2}$
Сложность (Кейпон)	$2 \cdot Q^2 \cdot (L_s + 3) + Q + 4 \cdot J_2 N_{steps2}$
Автокомпенсатор	
Оценка x_0	$N \cdot L$
Оценка x_1, \dots, x_{ch}	$2 \cdot L_s \cdot Q$
Оценка c_i	$2 \cdot 16 \cdot L_s$
Оценка y	$2 \cdot L_s$
Поиск максимумов	$4 \cdot J_2 \cdot N_{steps2}$
Сложность (автокомпенсатор)	$42 \cdot L_s + 2 \cdot Q \cdot L_s + 4 \cdot J_2 N_{steps2}$

Для расчета вычислительной сложности были выбраны следующие параметры: число антенных элементов в АР $N = 12$; размер подрешетки $Q = 8$; число временных отсчетов $L = 1$; число пространственных отсчетов $L_s = 10$; число целей $J_1 = 1$ (операция сканирования), $J_2 = 2$ (алгоритм сверхразрешения); число шагов для поиска максимумов $N_{steps1} = 12$ (операция сканирования), $N_{steps2} = 12$ (алгоритм сверхразрешения). Вычислительная сложность алгоритма Кейпона составляет 1768 операций против 676 операций для автокомпенсатора. Нетрудно видеть, что использование метода автокомпенсатора вместо алгоритма Кейпона приводит к выигрышу в 2.6 раз.

3. Результаты численного моделирования

В качестве примера рассмотрена система, состоящая из двух распределенных в пространстве радаров ближнего действия (Short Range Radar – SRR) миллиметрового диапазона длин волн, расстояние между радаром 0.9 метров. Каждый радар имеет эквидистантную АР, состоящую из 12 изотропных элементов с периодом 0.5λ . Ширина луча по уровню половинной мощности составляет 8.6° . Размер подрешетки при пространственном сглаживании $Q = 8$, а ее ширина луча равна 12.9° . Отраженный от целей сигнал моделируется в виде комплексного гауссова процесса и учитывается только прямой луч.

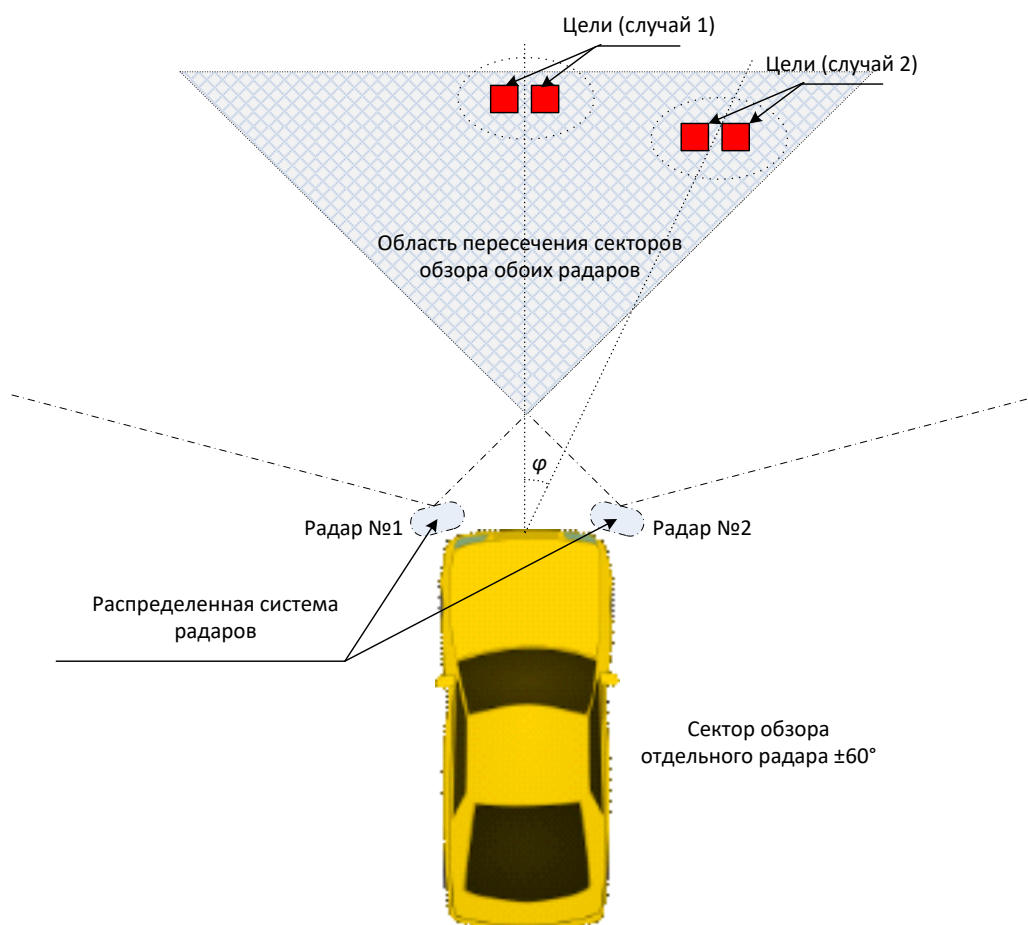


Рис. 6. Расположение радаров и целей при моделировании

Для иллюстрации работы распределенной системы радаров рассмотрен случай двух близких целей с угловым расстоянием 5° , что составляет 0.58 ширины луча полной АР и 0.39 ширины луча отдельной подрешетки. Цели

располагаются на большой дальности (70 метров). Рассматриваются два примера расположения целей относительно отдельных радаров: (1) симметричный случай ($\varphi=0^\circ$); (2) несимметричный случай: цели находятся в правой полуплоскости ($\varphi=7^\circ$) (см. рис. 6). Для оценки углов прихода используется метод Кейпона или двухканальный автокомпенсатор. Длина выборки входного процесса в каждом радаре составляет только один временной отсчет.

Для сравнения эффективности работы алгоритмов используется метод Монте-Карло (число экспериментов для каждого значения отношения сигнал/шум (ОСШ) равно 500) и рассматриваются три основные метрики как функции параметра ОСШ:

1) Вероятность корректного обнаружения числа близких целей p :

$$p = \frac{m}{n}, \quad (19)$$

где m – число экспериментов с правильным обнаружением числа целей, n – общее число экспериментов.

2) Среднеквадратичная ошибка (СКО) (Mean square error – MSE):

$$MSE = \sqrt{\frac{1}{J} \sum_{k=1}^J \sigma_k^2}, \quad (20)$$

$$\sigma_k^2 = \frac{1}{m-1} \sum_{i=1}^m (\hat{\varphi}_{ki} - \bar{\varphi}_k)^2, \quad \bar{\varphi}_k = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \hat{\varphi}_{ki}$$

где $\hat{\varphi}_{km}$ – оценка углов прихода для k -ой цели в m -ом эксперименте.

3) Систематическая ошибка (СО) (Systematic error – SE):

$$SE = \sqrt{\frac{1}{J} \sum_{k=1}^J (\bar{\varphi}_k - \varphi_k)^2} \quad (21)$$

Метрики СКО и СО рассматриваются только для случаев, когда вероятность корректного обнаружения числа близких целей $p > 0.8$.

Основные метрики как функции ОСШ для двух случаев расположения целей относительно радаров (симметричный: $\varphi=0^\circ$; несимметричный: $\varphi=7^\circ$) приведены на рис. 7 – 9, где кривые красного (зеленого) цвета “SRR_i, Сапон” ($i = 1,2$) соответствуют измерениям одиночного радара, метод Кейпона; черная

(синяя) кривая “Basic” с маркерами «ромб» («прямоугольник») – распределенная система, метод Кейпона; черная (синяя) кривая “LC ACM” с маркерами «звездочка» («круг») - распределенная система, автокомпенсатор.

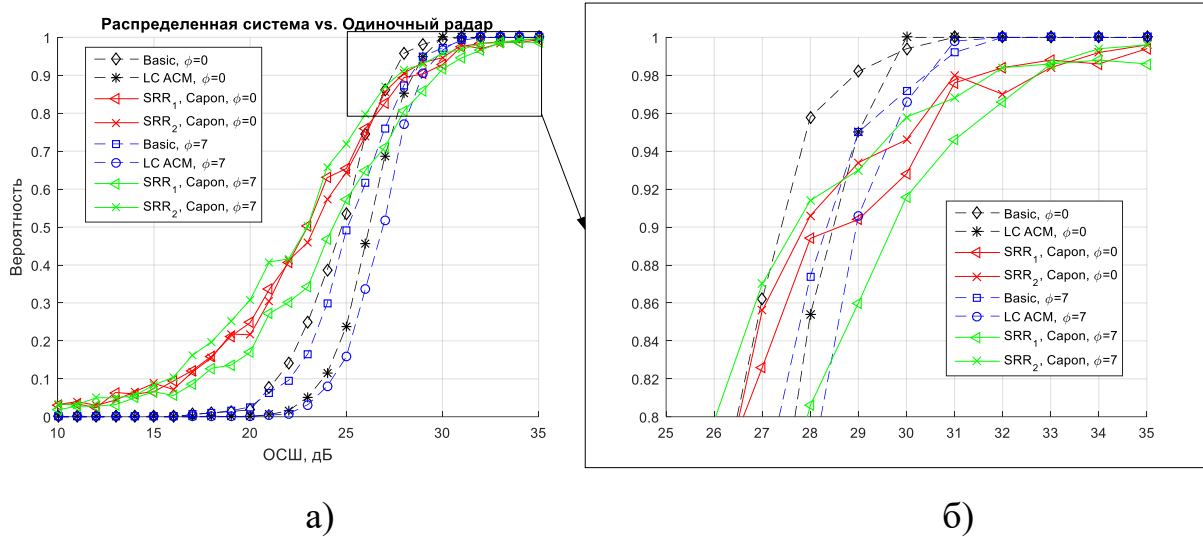


Рис. 7. Вероятность корректного обнаружения двух целей в зависимости от ОСШ: а) основного масштаб, б) увеличенный масштаб выделенной области

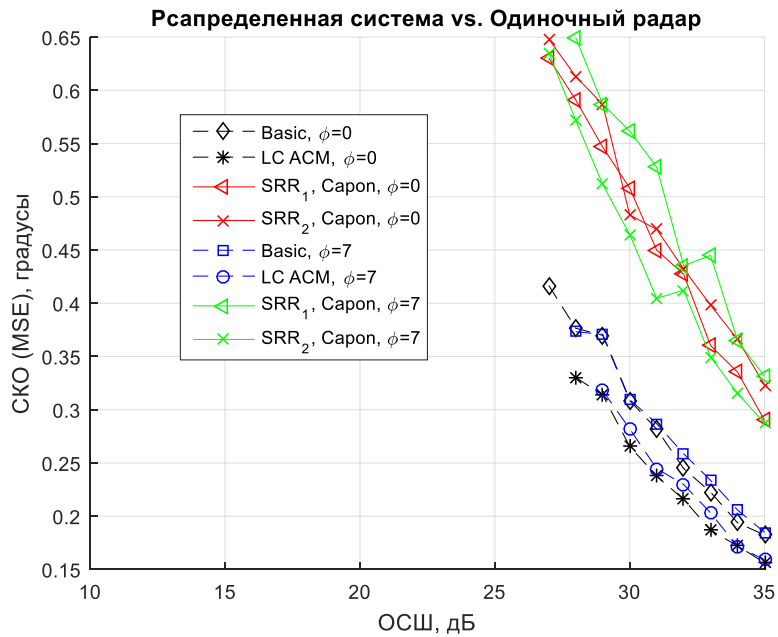


Рис. 8. МСКО (MSE) в зависимости от ОСШ

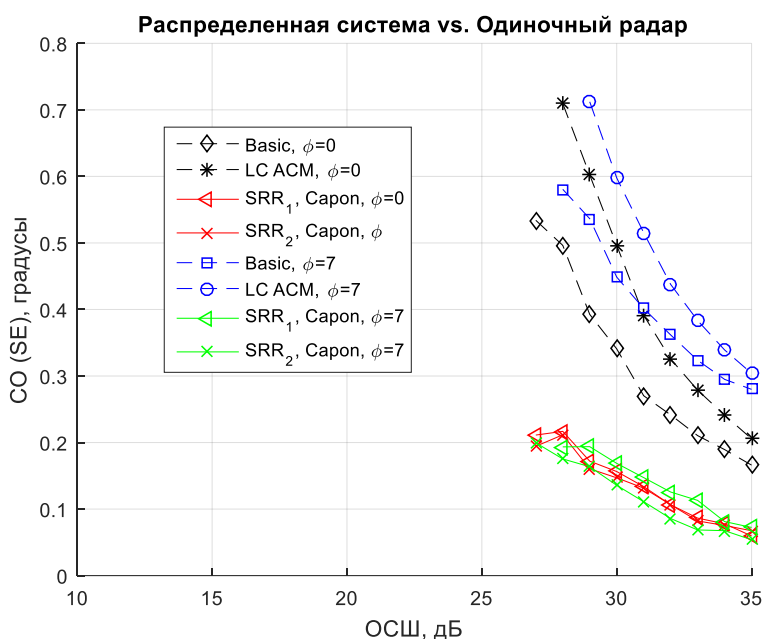


Рис. 9. CO (SE) в зависимости от ОСШ

На рис. 7 представлена вероятность правильного распознавания близких целей в полном масштабе (рис. 7а) и увеличенный масштаб выделенной области (рис. 7б) когда вероятность корректного обнаружения числа близких целей $p > 0.8$. Основным алгоритм оценки углов прихода использующий метод Кейпона (кривые “Basic”) выигрывает в метрике вероятность корректного обнаружения двух близких целей на 3 дБ по сравнению с одиночным радаром (кривые “SRR_i, Capon”) при вероятности корректного различения количества целей на уровне $p > 0.95$. Из представленных результатов моделирования для второй метрики (рис. 8) видно, что СКО в 0.2 град. достигается при ОСШ в 32 дБ для распределенной системы и при равном 38 дБ для одиночного радара (выигрыш в ОСШ составляет 6 дБ).

Когда цели лежат на краю сектора обзора одного из радаров (несимметричный случай), предложенные алгоритмы объединяют «хорошие» отсчеты (измерения) с правого радара (цели лежат близко к центру сектора обзора этого радара) и «плохие» измерения с левого радара (цели лежат на краю сектора обзора). Это приводит к некоторой деградации метрики CO (см. рис 9). При этом, систематическая ошибка смещается вправо (в сторону больших ОСШ) при увеличении угла ϕ .

Заключение

В статье предложен вычислительно эффективный сверхразрешающий алгоритм оценки угловых направлений двух близкорасположенных целей для распределенной системы двух некогерентных радаров. Алгоритм основан на применении двухканального автокомпенсатора, что дало возможность получить аналитические формулы для коэффициентов автокомпенсатора и, следовательно, исключить операцию вычисления обратной корреляционной матрицы входных сигналов. Предложенный метод по сравнению с методом Кейпона имеет выигрыш в использовании вычислительных ресурсов.

Проведенное сравнительное численное моделирование алгоритмов на основе метода Монте-Карло показало, что предложенная схема некогерентного объединения сигналов распределенных радаров приводит к улучшению основных метрик: вероятности корректного определения числа целей и среднеквадратической ошибки.

Литература

1. Meinel H., Dickman J. Automotive radar: From its origin to future directions. *Microwave Journal*. 2013. V.56. P.24-40.
2. Molina-Masegosa R., Gozalvez J. LTE-V for Sidelink 5G V2X Vehicular Communications: A New 5G Technology for Short-Range Vehicle-to-Everything Communications. *IEEE Vehicular Technology Magazine*. 2017. V.12. №4. P.30-39. <https://doi.org/10.1109/MVT.2017.2752798>
3. Richards M.A. *Fundamentals of Radar Signal Processing*. New York, McGraw-Hill. 2014. 656 p.
4. Patole S., Torlak M., Wang D., Ali M. Automotive Radars. A review of signal processing techniques. *IEEE Signal Processing Magazine*. 2017. V.34. №2. P.22-35. <https://doi.org/10.1109/MSP.2016.2628914>

5. Gottinger M., Hoffmann M., Christmann M., Schutz M., Kirsch F., Gulden P., Vossiek M. Coherent Automotive Radar Networks: The Next Generation of Radar-Based Imaging and Mapping. *IEEE Journal of Microwaves*. 2021. V.1. №1. P.149-163. <https://doi.org/10.1109/JMW.2020.3034475>
6. Folster F., Rohling H., Lubbert U. An automotive radar network based on 77 GHz FMCW sensors. *IEEE International Radar Conference*. 2005. P.871-876. <https://doi.org/10.1109/RADAR.2005.1435950>
7. Tuncer T.E., Friedlander B. *Classical and Modern Direction-of-Arrival Estimation*. Academic Press Inc. 2009. 456 p. <https://doi.org/10.1016/C2009-0-19135-3>
8. Godara L.C. *Smart antennas*. CRC Press. 2004. 472 p.
9. Ермолаев В.Т., Флакман А.Г., Елохин А.В., Купцов В.В. Метод минимального многочлена для оценки параметров сигналов, принимаемых антенной решеткой. *Акустический журнал*. 2018. Т.64. №1. С.78-85. <https://doi.org/10.7868/S0320791918010057>
10. Ермолаев В.Т., Флакман А.Г., Елохин А.В., Шмонин О.А. Угловое сверхразрешение сигналов в антенной решетке с помощью корневого метода минимального многочлена корреляционной матрицы. *Известия вузов. Радиофизика*. 2018. Т.61. №3. С.261-272.
11. Bialer O., Kolpinizki S. A Multi-radar Joint Beamforming Method. *ICASSP 2019 - 2019 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*. 2019. P.4175-4179. <https://doi.org/10.1109/ICASSP.2019.8682458>
12. Артюхин И.В., Аверин И.М., Флакман А.Г., Рубцов А.Е. Вычислительно-эффективный алгоритм оценки углов прихода сигналов в системе некогерентных распределенных автомобильных радаров. *IX Международная конференция «Инжиниринг & Телекоммуникации — En&T-2022»*. Москва. 2022. С.5-8.
13. Bialer O., Jonas A., Tirer T. Super Resolution Wide Aperture Automotive Radar. *IEEE Sensors Journal*. 2021. V.21. №16. P.17846-17858. <https://doi.org/10.1109/JSEN.2021.3085677>

14. Widrow B., Stearn S.D. *Adaptive signal processing*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs. 1985. 247 p.
15. Björnson E., Hoydis J., Sanguinetti L. Massive MIMO Networks: Spectral, Energy, and Hardware Efficiency. *Foundations and Trends in Signal Processing*. 2017. V.11. №3-4. P.154-655. <https://doi.org/10.1561/20000000093>
16. Gentilho E., Scalassara P.R. Abrão T. Direction-of-Arrival Estimation Methods: A Performance-Complexity Tradeoff Perspective. *Journal of Signal Processing Systems*. 2020. №92. P.239-256. <https://doi.org/10.1007/s11265-019-01467-4>
17. Тыртышников Е.Е. *Методы численного анализа*. Москва, Академия. 2007. 320 с.

Для цитирования:

Артюхин И.В., Аверин И.М., Флакسمан А.Г., Рубцов А.Е. Алгоритм оценки углов прихода сигналов в системе распределенных некогерентных автомобильных радаров. *Журнал радиоэлектроники* [электронный журнал]. 2023. №4. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2023.4.2>