

УДК 621.396.96

## АЛГОРИТМ ПОИСКА ГЛОБАЛЬНОГО МАКСИМУМА ПРИ ВЫЧИСЛЕНИИ ОЦЕНОК МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ ПАССИВНОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМОЙ

Д. М. Жуков<sup>1</sup>, Ж. А. Вавилова<sup>1</sup>, Т. Я. Шевгунов<sup>1,2</sup>, О. А. Гущина<sup>3</sup>, Е. Н. Ефимов<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет),  
125993, г. Москва, Волоколамское шоссе, д. 4

<sup>2</sup>Национальный исследовательский университет Высшая школа экономики,  
101000, г. Москва, ул. Мясницкая, д. 20

<sup>3</sup>АО «Микроволновые системы»,  
105120, Москва, ул. Нижняя Сыромятническая, д. 11

Статья поступила в редакцию 29 ноября 2018 г.

**Аннотация.** В статье рассмотрены современные подходы к поиску алгоритмов оценивания источника местоположения, которые обеспечивали бы достижение наименьшей среднеквадратической ошибки и не создавали бы при этом большой вычислительной нагрузки. Предложен алгоритм поиска глобального экстремума в задачах оценки местоположения источника с использованием одноэтапных методов, основанных на функции правдоподобия для двух видов пассивных систем: пассивной системы, состоящей из узкобазовых подсистем (ПСУП), и комбинированной пассивной системы (КПС), в которую входят ПСУП и широкобазовая пассивная система (ШБПС). По результатам имитационного моделирования на ЭВМ проведен анализ частоты появления аномальных ошибок и относительных временных затрат при выполнении вычислений предложенным алгоритмом перебора с адаптивным шагом и универсальным методом поиска глобального экстремума, типа «рой частиц». Материалы статьи докладывались на XII Всероссийской конференции "Радиолокация и радиосвязь".

**Ключевые слова:** цифровая обработка сигналов, пассивная радиолокация, поиск глобального экстремума, одноэтапные алгоритмы оценивания.

**Abstract.** This paper is devoted to modern approaches to development of new positioning algorithms which will guarantee the achievement of the minimum mean

square error and do not create excessive computing load. The algorithm performing the search of global extremum in problems of source position estimation using one-step methods based on a likelihood function for two types of passive radar systems was proposed. The first system is a passive radar system consisting of narrow-base subsystems; the second system is the combined passive radar system which includes several narrow-base subsystems together with a wide-base passive radar system.

According to results of computer simulation, the analysis of the frequency of appearing abnormal errors and relative time spent on calculations was made. The comparison performed using the proposed algorithm with an adaptive step and a universal method of global extremum searching, that is “particle swarm”, showed that the developed algorithm requires up to 20 times less computational costs and vanishes abnormal errors.

**Key words:** digital signal processing, passive radar system, global maximum searching, one-stage estimation algorithm.

## 1. Введение

В настоящее время внимание ряда исследователей, работающих в области теории пассивной радиолокации [1], направлено на поиск алгоритмов оценивания источника местоположения, которые обеспечивали бы достижение наименьшей среднеквадратической ошибки (СКО) и не создавали бы при этом большой вычислительной нагрузки. В ходе исследований выделены три основные подхода к решению данной задачи.

Первый подход состоит в использовании многоэкстремальных методов на основе функции правдоподобия в совокупности с универсальными методами поиска глобального экстремума [2]. Данный подход обладает наилучшей потенциальной точностью, однако:

- требует существенных вычислительных затрат на поиск экстремума;
- не обеспечивает фиксированного, заранее известного, времени выполнения;

– имеет ненулевую частоту появления аномальных ошибок, состоящих в том, что локальный экстремум может быть принят за глобальный.

Второй подход заключается в линейризации целевой функции, в качестве которой используется функция правдоподобия (ФП) или сумма квадратов ошибок, и последующего использования методов поиска локального экстремума. Такой подход требует значительно меньших вычислительных затрат, но при этом СКО сильно увеличивается с уменьшением отношения сигнал-шум.

Третий подход состоит в использовании линейризирующих методов для получения грубой оценки, которая затем используется в качестве входной точки для метода оптимизации многоэкстремальной функции, подобранного специально для функции с известной структурой.

В данной работе выбран третий подход, и в качестве метода оптимизации предложен алгоритм поиска глобального экстремума, представленный на рис. 1.



Рис. 1. Блок схема алгоритма поиска глобального экстремума.

Принцип работы алгоритма поиска глобального экстремума основан на методе перебора с адаптивным шагом дискретизации, который рассчитывается на основе априорной информации (область поиска, структура узкобазовых

подсистем (УБП), расположение станций, их ориентация) и информации о параметрах сигнала. Данной информации достаточно, чтобы выделить область поверхности, образованной функцией правдоподобия, включающей глобальный экстремум и ограниченной линией перегиба. Если на эту область приходится более 2 отсчетов в одномерной или более 4 отсчетов в двумерной задаче (на практике лучше применять 3 и 5 отсчетов соответственно), то, выполнив интерполяцию этих отсчетов, мы сможем найти грубую оценку экстремума, которая будет заведомо лежать в области унимодальности функции правдоподобия. Алгоритм поиска глобального экстремума одноэтапной функции правдоподобия для ШБПС [3] был предложен в статье [4]. В статье решается задача многомерной дискретизации функции правдоподобия с целью однозначной дискретизации области унимодальности, включающей глобальный экстремум. Для этого производится поиск функции зависимости шага дискретизации от пространственных координат  $T_x(x, y)$  и  $T_y(x, y)$ , и с ее помощью разбивается пространство поиска на пространственные ячейки на основе принципа взаимодосигаемости (взаимопересекаемости).

Для дальнейшего рассмотрения алгоритма поиска глобального экстремума одноэтапной функции правдоподобия для ПСУП [5], а также для комбинированной пассивной системы (КПС) [6], в которую входят ПСУП и ШБПС в настоящей работе был сделан ряд допущений. Будем считать, что источник радиоизлучения (ИРИ) находится на достаточном удалении от антенной системы (АС), что позволяет считать фронт волны плоским. Также это позволяет считать, что сигналы, принятые в пределах одной УБП имеют одинаковую амплитуду. Будем полагать, что излучается гауссовский радиосигнал [7], что соответствует случаю минимума априорной информации [8], шумы в каналах приема некоррелированы между собой и с полезным сигналом, а спектральная мощность шума в каналах одинаковая:  $q_{mn}(f) = q_n(f)$ , где  $q$  обозначает отношение сигнал-шум.

Экспериментально наблюдаемые соотношения сигнал-шум  $q_n$  также будем предполагать одинаковыми, что соответствует учёту в интегральной оценке

спектров принятых сигналов  $X_{nm}(f)$  с одинаковым весом. Этот выбор обоснован, поскольку такая ситуация соответствует наибольшей неопределенности [8]:  $q_n(f) = q(f)$ . Дополнительно примем соотношение сигнал-шум  $q(f)$  равномерным в анализируемой полосе частот  $q(f) = q$ . Также будем считать, что приемные антенные системы всех УБП имеют одинаковую структуру.

## 2. Пассивная система, состоящая из узкобазовых подсистем

Функция правдоподобия для пассивной системы, состоящей из узкобазовых подсистем (ПСУП) имеет следующий вид [5]:

$$J_{\text{ПСУП}}(\mathbf{r}) = \sum_{n=1}^N \sum_{l=1}^{M_n-1} \sum_{m=l+1}^{M_n} \exp(j2\pi f_0(\tau_m^{\varphi n}(\mathbf{r}) - \tau_l^{\varphi n}(\mathbf{r}))) \int_{-\Delta f}^{+\Delta f} U_{nm}(f) U_{nl}^*(f) df, \quad (1)$$

где  $N$  – количество УБП;  $M_n$  – количество ТП на  $n$ -ой УБП;  $f_0$  – несущая частота;  $\Delta f$  – полоса анализа сигнала.  $\tau_{m-1}^{\varphi n}$  – фазовая задержка  $m$ -ой ТП  $n$ -ой УБП, которая является функцией вектора  $\mathbf{r}$ , и эта зависимость отражаются следующим образом:

$$\tau_{nm}^{\varphi}(\mathbf{r}) = \frac{(\mathbf{r}_{nm} - \mathbf{r}_n)^T (\mathbf{r} - \mathbf{r}_n)}{c |\mathbf{r}_n - \mathbf{r}|}, \quad (2)$$

где  $c$  – скорость света,  $\mathbf{r}_n$  – радиус-вектор центра  $n$ -ой УБП, а  $\mathbf{r}_{nm}$  – радиус вектор  $m$ -ой точки приема, входящей в состав  $n$ -ой УБП.

Входящие в формулу (1) нормализованные спектры в  $m$ -ой точке приема  $n$ -ой УБП  $U_{nm}(f)$  рассчитываются по следующей формуле:

$$U_{nm}(f) = \frac{X_{nm}(f)}{\sqrt{W_{nm}(f)}} \sqrt{\frac{q_{nm}(f)}{1 + \sum_{v=1}^N \sum_{\mu}^M q_{v\mu}(f)}}, \quad (3)$$

где  $X_{nm}(f)$  – выборочный спектр реализации случайного процесса,  $W_{nm}(f)$  – спектральная плотность мощности шума, а  $q_{nm}(f)$  – отношение сигнал-шум.

С учетом описанных выше допущений для реализации белого гауссовского шума  $U_{nm}(f)$  можно представить выражением:

$$U_{nm}(f) = A\sigma_{nm}^2 \exp(-j2\pi f \tilde{\tau}_n^\Delta) = A\sigma^2 \exp(-j2\pi f \tilde{\tau}_n^\Delta), \quad (4)$$

где  $\tilde{\tau}_n^\Delta$  – истинная задержка сигнала от ИРИ до  $n$ -ой УБП, а эквивалентная амплитуда определяется по формуле:

$$A = \frac{1}{\sqrt{W}} \sqrt{\frac{q}{1 + NMq}}.$$

Окончательное выражение для функции правдоподобия принимает вид:

$$J_{\text{ПСУП}}(\mathbf{r}) = \sum_{n=1}^N \sum_{l=1}^{M_n-1} \sum_{m=l+1}^{M_n} S \exp(j2\pi f_0(\tau_m^{\varphi n}(\mathbf{r}) - \tau_l^{\varphi n}(\mathbf{r}))) \exp(-j2\pi f_0(\tilde{\tau}_m^{\varphi n} - \tilde{\tau}_l^{\varphi n})), \quad (5)$$

где  $S = A^2 \sigma^4 \text{sinc}(2\pi \Delta f (\tilde{\tau}_m^{\varphi n} - \tilde{\tau}_l^{\varphi n}))$  – весовой коэффициент, связывающий пару задержек  $m$ -ой и  $l$ -ой точек приема.

Рассмотрим структурную схему фазированной антенной решетки (ФАР), изображенную на рис. 2. ФАР состоит из всенаправленных приемных элементов, идеальных фазовращателей и сумматора. Под идеальным фазовращателем понимается фазовращатель, работа которого описывается АЧХ, постоянной в полосе частот сигнала и принимаемой без потери общности за единицу.

ФАР преобразует электромагнитные колебания, распространяющиеся в среде в сторону антенны со всех направлений, в электрические токи и напряжения, обрабатываемые квадратурными приемниками базовой станции. В результате после дискретизации квадратурных компонент формируется информационный сигнал, обрабатываемый в ЭВМ.

Сигнал на выходе ФАР можно описать в терминах комплексных амплитуд

$$\dot{F} = \dot{G}\dot{W} = A \exp(j\varphi) \exp(j\psi), \quad (6)$$

где  $\varphi$  – это угол, на который фазовращатель меняет фазу сигнала  $\psi$ .

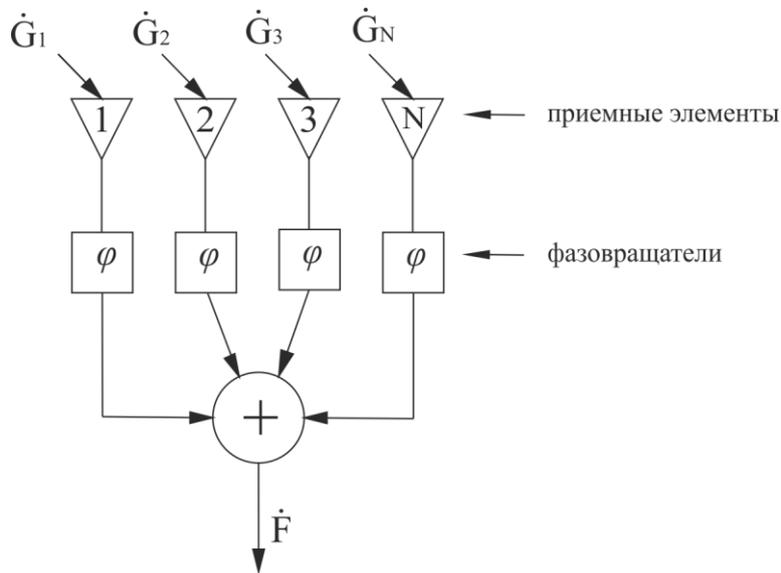


Рис. 2. Структурная схема фазированной антенной решетки.

Для того, чтобы обеспечить оптимальный прием с некоторого направления, необходимо сформировать для сигнала, приходящего с этого направления, комбинацию с максимальной амплитудой. Это возможно в том случае, если комплексные амплитуды в приемных элементах будут складываться синфазно. Чтобы обеспечить такое сложение комплексных амплитуд, нужно задать изменение фазы у  $i$ -ого фазовращателя  $\varphi_i = -\psi_i$ . Тогда на выходе сумматора получим:

$$\dot{F} = \sum_{i=1}^N \dot{G}_i \dot{W}_i = \sum_{i=1}^N A \exp\{-j\psi_i\} \exp\{j\psi_i\} = NA \quad (7)$$

Таким образом для функции (5) область, в которой присутствует только один экстремум – глобальный, определяется пересечением главных лепестков диаграммы направленности (ДН) АР. В результате пересечения главных лепестков получается многоугольник, который находится из решения системы линейных уравнений

$$\mathbf{y} = \operatorname{tg}(\boldsymbol{\alpha}_{\text{ИРИ}}(x, y) + \Delta\boldsymbol{\theta}_{\text{ДН}})(x - \mathbf{x}_{\text{ст}}^T) + \mathbf{y}_{\text{ст}}, \quad (8)$$

где

$$\alpha_{ИРИ}(x, y) = \begin{pmatrix} \alpha_{ИРИ.1} \\ \alpha_{ИРИ.1} \\ \alpha_{ИРИ.2} \\ \alpha_{ИРИ.2} \\ \vdots \\ \alpha_{ИРИ.M} \\ \alpha_{ИРИ.M} \end{pmatrix}, \Delta\theta_{ДН} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} \Delta\theta_{ДН.1} \\ -\Delta\theta_{ДН.1} \\ \Delta\theta_{ДН.2} \\ -\Delta\theta_{ДН.2} \\ \vdots \\ \Delta\theta_{ДН.M} \\ -\Delta\theta_{ДН.M} \end{pmatrix}, \mathbf{x}_{ст} = \begin{pmatrix} x_{ст.1} \\ x_{ст.1} \\ x_{ст.2} \\ x_{ст.2} \\ \vdots \\ x_{ст.M} \\ x_{ст.M} \end{pmatrix}, \mathbf{y}_{ст} = \begin{pmatrix} y_{ст.1} \\ y_{ст.1} \\ y_{ст.2} \\ y_{ст.2} \\ \vdots \\ y_{ст.M} \\ y_{ст.M} \end{pmatrix},$$

где  $\alpha_{ИРИ.i}$  – угол на цель  $i$ -ой станции,  $\Delta\theta_{ДН}$  – ширина главного лепестка диаграммы направленности,  $x_{ст.i}$  и  $y_{ст.i}$  – координаты станций,  $M$  – количество станций.

Пример формирования такого многоугольника представлен на рис. 3, где показана ФП для двух станций. На рисунке видно, что линии, соответствующие максимумам главных лепестков ДН, пересекаются в глобальном максимуме ФП, линии, соответствующие минимумам ДН – в ближайших локальных минимумах ФП, а пересечение максимума одной ДН с минимумом другой ДН дает точку перегиба.

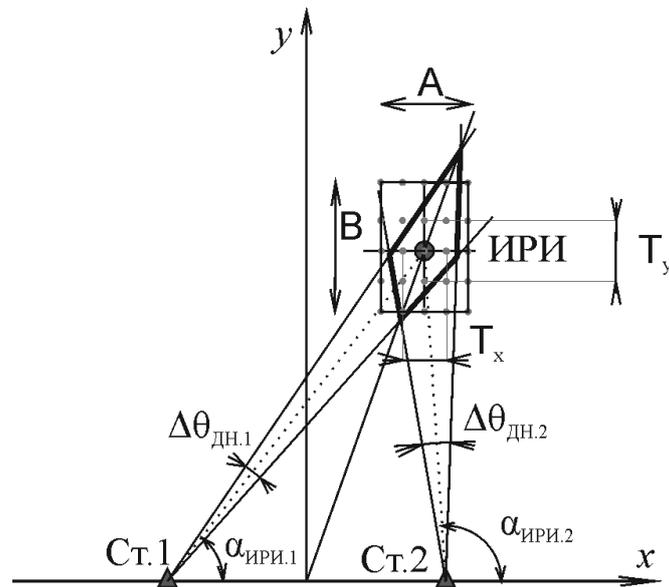


Рис. 3. Пример ФП для ПСУП, состоящей из двух станций.

Более сложный пример такого многоугольника представлен на рисунке 4, где главные лепестки ФАР четырех станций формируют общую область пересечения.

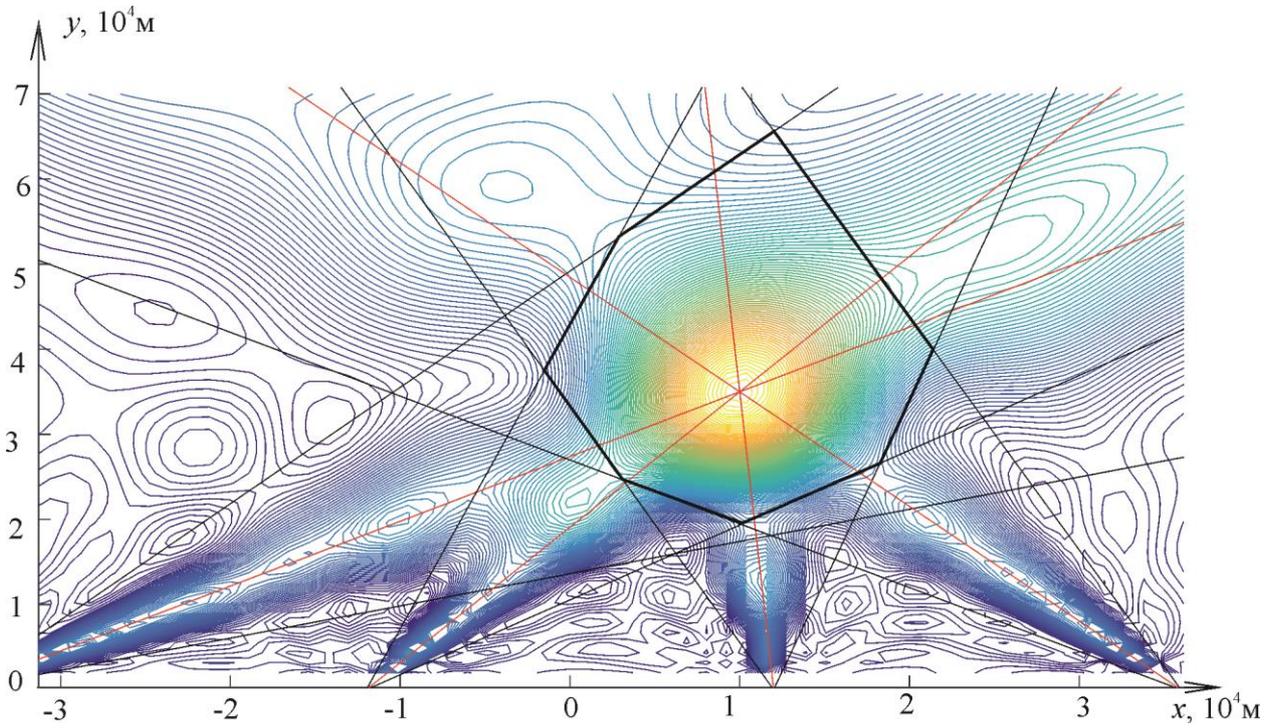


Рис. 4. Пример ФП для ПСУП, состоящей из четырёх станций.

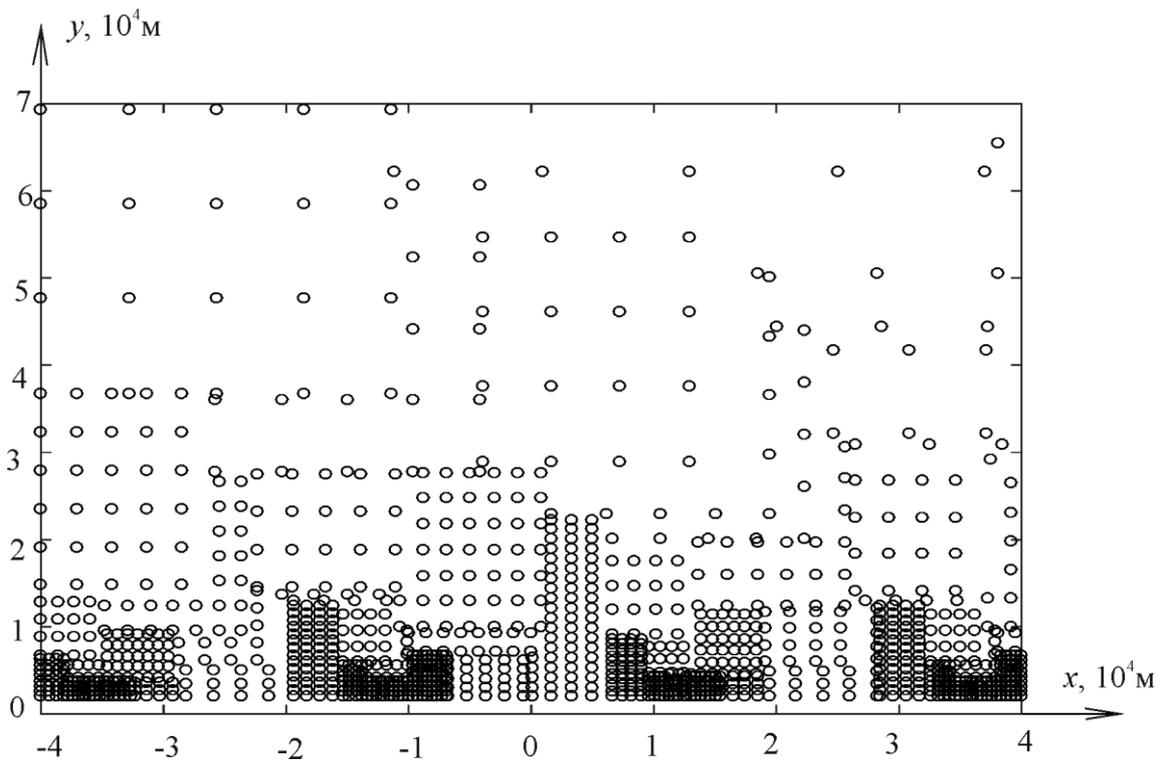


Рис. 5. Пример адаптивной сетки дискретизации для конфигурации ПСУП с координатами станций  $(-36 \text{ км}; 0)$ ,  $(-12 \text{ км}; 0)$ ,  $(12 \text{ км}; 0)$ ,  $(36 \text{ км}; 0)$ ; несущая частота сигнала  $f_0=400 \text{ МГц}$ .

Тогда для каждой точки пространства можно построить функции  $T_x(x, y)$  и  $T_y(x, y)$  как решение системы уравнений:

$$T_x(x, y) = \frac{2}{3} n_{omc} \min \left( \left| -tg \left( \mathbf{a}_{ИРИ}(x, y) + \Delta \boldsymbol{\theta}_{дн} \right)^{-1} \mathbf{y}_{ст} + \mathbf{x}_{ст}^T - x_{ИРИ} \right| \right), \quad (9)$$

$$T_y(x, y) = \frac{2}{3} n_{omc} \min \left( \left| -tg \left( \mathbf{a}_{ИРИ}(x, y) + \Delta \boldsymbol{\theta}_{дн} \right) \mathbf{x}_{ст}^T + \mathbf{y}_{ст} - y_{ИРИ} \right| \right). \quad (10)$$

Дальнейшее развитие предложенной процедуры, состоит в том, что пространство поиска представляется в виде объединения пространственных ячеек разного объёма. Это позволяет выполнить дискретизацию пространства и получить адаптивную сетку дискретизации для ПСУП, обеспечивающую существенный выигрыш по сравнению с равномерной, или эквидистантной, сеткой узлов. Пример такой сетки представлен на рис. 5.

### 3. Комбинированная пассивная система

Для оценки местоположения ИРИ с использованием комбинированной пассивной системы (КПС) воспользуемся адаптивными сетками, созданными на основе предложенных методов дискретизации для ШБПС [4] и ПСУП, рассмотренными выше. Для дальнейшей работы алгоритма оценки местоположения КПС из двух сеток выбирается та, которая имеет наименьшее число ячеек, а значит, потребует меньшего вычислительного времени.

Полученная предварительная оценка местоположения используется для синтеза новой области поиска, центром которой устанавливается предварительная оценка, а размеры определяются так:

$$A = mT_x(x_p, y_p) - mT_x(x_q, y_q), \quad (11)$$

$$B = mT_y(x_p, y_p) - mT_y(x_q, y_q), \quad (12)$$

где  $p$  и  $q$  – ближайшие к центру новой области поиска точки с координатами  $(x_p, y_p)$  и  $(x_q, y_q)$  соответственно;  $m$  – коэффициент, выбор которого осуществляется эвристическим способом.

На рисунках 6 и 7 изображены две адаптивные сетки дискретизации для ШБС и ПСУП соответственно, в данном примере более точной является ПСУП.

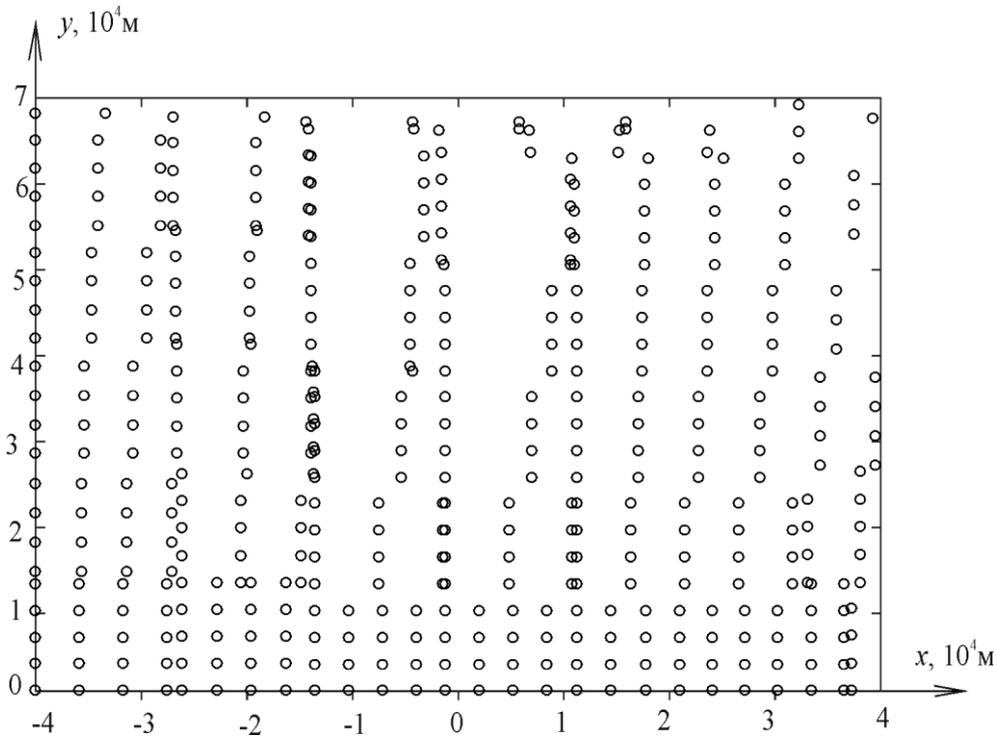


Рис. 6. Пример адаптивной сетки дискретизации для конфигурации ШБПС с координатами приемных станций  $(-36; 0)$ ,  $(-12; 0)$ ,  $(12; 0)$ ,  $(36; 0)$  км; несущая частота сигнала  $f_0=400$  МГц.

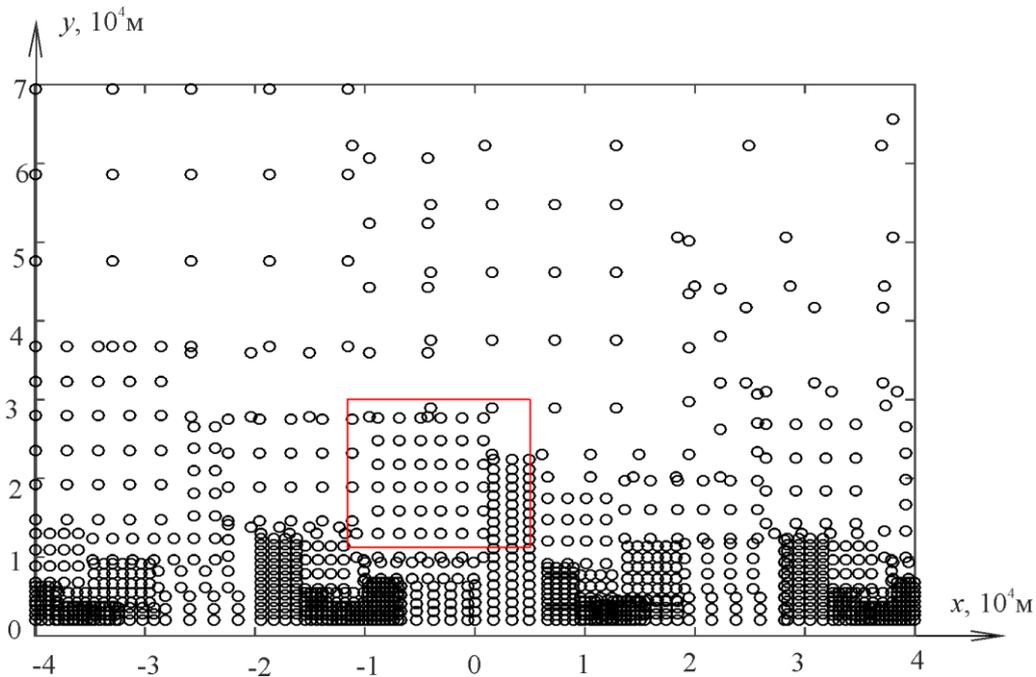


Рис. 7. Пример адаптивной сетки дискретизации для ПСУП с локализованным пространством поиска (красный прямоугольник). Координаты ИРИ  $(-5; 20)$  км.

ИРИ находится в точке с координатами  $(-5$  км;  $20$  км). Оценка местоположения в первом приближении с помощью ШБПС дает значение  $(-3$  269м;  $20$  653м). Затем пространство поиска локализуется в пределах

$(\pm T_x; \pm T_y)$  от ближайшего узла сетки, где  $T_x$  и  $T_y$  –шаги дискретизации по осям  $x$  и  $y$  соответственно, которые выбираются следующим образом:

$$T_x = \max(\text{abs}(T_{xi} - T_{xk}), k = i - 2, i - 1, i + 1, i + 2), \quad (13)$$

$$T_y = \max(\text{abs}(T_{yi} - T_{yk}), k = i - 2, i - 1, i + 1, i + 2). \quad (14)$$

В данном случае пространство поиска суживается до значений (в метрах):  $x \in (-11\ 567, 5\ 029)$  ,  $y \in (11\ 266, 30\ 039)$ . Если в новое пространство поиска не попадает ни один отсчет, то будем считать, что оценка, полученная в первом приближении, оказалась точнее.

С помощью имитационного моделирования на ЭВМ был проведен анализ частоты появления аномальных ошибок и временных затрат на проведение вычислений предложенным алгоритмом перебора с адаптивным шагом и универсальным методом поиска глобального экстремума («рой частиц»). В таблице 1 приведены результаты сравнительного анализа для широкобазовой пассивной системы (ШБПС), пассивной системы, состоящей из узкобазовых подсистем (ПСУП) и комбинированной пассивной системы (КПС), в которую входят ПСУП и ШБПС.

Таблица 1. Сравнение вычислительных затрат

	Метод	Относительное время вычисления, %	Частота аномальных ошибок
ШБПС	Метод роя частиц	100	0.011
	Метод перебора с адаптивным шагом	12	0
ПСУП	Метод роя частиц	100	0.01
	Метод перебора с адаптивным шагом	29	0
КПС	Метод роя частиц	100	0.01
	Метод перебора с адаптивным шагом	4,6	0

#### 4. Заключение

Результаты проведенного анализ частоты появления аномальных ошибок и относительных временных затрат при проведении вычислений предложенным алгоритмом перебора с адаптивным шагом для ПСУП и КПС, а также ШБПС [9], показывают существенную экономию вычислительных затрат (от 3 до 20 раз, в зависимости от типа пассивной системы) на поиск экстремума по сравнению с универсальным методом поиска глобального экстремума, типа «рой частиц». Предложенный алгоритм обеспечивает нулевую частоту появления аномальных ошибок, в то время как универсальному алгоритму свойственна частота появления аномальных ошибок порядка 0,01.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 18-37-00484 «мол\_а».

#### Литература

1. Zekavat S. A., Buehrer R.M. Handbook of Position Location: Theory, Practice and Advances. Institute of Electrical and Electronics Engineers. 2012.
2. Kay S.M. Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory. Upper Saddle River. Prentice Hall. 1993.
3. Дубровин А. В., Сосулин Ю. Г. Одноэтапное оценивание местоположения источника радиоизлучения пассивной системой // Радиотехника и электроника. 1998. Т. 43. № 12. С. 1486-1494.
4. Жуков Д. М., Шевгунов Т. Я., Белоусов Ф. А. Поиск глобального максимума при вычислении оценок местоположения пассивной широкобазовой системой // Электросвязь. 2016. №10. С. 31-38.
5. Дубровин А. В., Сосулин Ю. Г. Одноэтапное оценивание местоположения источника радиоизлучения пассивной системой, состоящей из узкобазовых подсистем // Радиотехника и электроника. 2004. т. 49. № 2. С. 156-170.

6. Дубровин А. В., Сосулин Ю. Г. Одноэтапное оценивание местоположения источника радиоизлучения комбинированной пассивной системой // Радиотехника и электроника. 2007. т. 52. № 4. С. 441-457.
7. Шевгунов Т.Я., Дубровин А.В. Точность оценки пеленга источника радиоизлучения при нерегулярной структуре спектра в полосе анализа пассивной системы местоопределения // Журнал радиоэлектроники. 2014. № 1. <http://jre.cplire.ru/jre/feb15/6/abstract.html>
8. Вавилова Ж.А. Количественное описание радиолокационной скрытности объекта на основе информационных показателей неопределенности // Информационно-измерительные и управляющие системы. 2009. № 8. С. 29-33.
9. Жуков Д.М., Вавилова Ж.А., Шевгунов Т.Я., Ефимов Е.Н., Гущина О.А. Поиск глобального максимума при вычислении оценок местоположения источника радиоизлучения комбинированной пассивной радиолокационной системой // XII Всероссийская научно-техническая конференция «Радиолокация и радиосвязь». ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. 2018. С. 258–262.

**Для цитирования:**

Д. М. Жуков, Ж. А. Вавилова, Т. Я. Шевгунов, О. А. Гущина, Е. Н. Ефимов. Алгоритм поиска глобального максимума при вычислении оценок местоположения источника радиоизлучения пассивной радиолокационной системой. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2018. № 12. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/dec18/8/text.pdf>  
DOI 10.30898/1684-1719.2018.12.8