

УДК 621.396.96

А.С. Вершинин, Е.П. Ворошилин, В.П. Денисов

Зона действия многоканальных пассивных наземных систем радиотехнической разведки

Рассмотрены два метода многоканальной обработки сигналов, позволяющих повысить точность определения момента прихода. Проведено моделирование описанных методов. Рассчитана полная среднеквадратическая ошибка оценки момента прихода. Произведена оценка зоны действия пассивных систем радиотехнической разведки.

Ключевые слова: радиотехническая разведка, пассивная система, зона действия, распространение радиоволн, радиоимпульсный сигнал, многоканальная обработка, оценка момента прихода, результаты моделирования, задержка сигнала, порог обнаружения, определения координат.

Целью данной работы является оценка зоны действия пассивных систем радиотехнической разведки (РТР) при многоканальном приеме. Под зоной действия системы в данной работе понимается область пространства, в пределах которой среднеквадратическая ошибка оценки координат не превышает заданного порога. Для определения координат источника радиоизлучения в системах РТР обычно применяют угломерный и разностно-дальномерный методы либо результат их комплексирования. Информативными параметрами в таких системах являются направление на источник сигнала и время задержки.

Ограничим круг рассматриваемых систем классом наземных пассивных стационарных систем радиомониторинга, использующих пеленгационную и разностно-временную информацию для оценки координат неподвижных источников радиоизлучения в УКВ-диапазоне. Особенностью функционирования подобных систем является отсутствие информации о принимаемых сигналах.

Регистрирующая аппаратура пеленгационных постов современных средств РТР, как правило, многоканальная с пространственным и поляризационным разнесением приемных каналов [1]. Сигналы с выходов этих каналов можно использовать для определения времени задержки с последующим определением координат источника радиоизлучения.

Влияние на точность пассивных наземных систем оказывают искажения принимаемого сигнала в канале распространения радиоволн (РРВ) и собственных шумов аппаратуры.

Повышение точности угломерно-разностно-дальномерных измерений и увеличение зоны действия системы возможны при совместной обработке информации от совокупности приемных каналов. Существуют две причины, позволяющие говорить о возможном увеличении точности местоопределения:

- увеличение отношения мощности принимаемого сигнала к мощности собственных шумов приемных устройств;
- формирование с помощью антенной решетки направленной диаграммы приема, ориентированной главным максимумом на источник излучения, и уменьшение, таким образом, влияния отраженных от местности и местных предметов радиоволн.

Модель канала РРВ. Под каналом распространения радиоволн понимается среда, в которой распространяется поле с момента излучения антенной системой источника до момента его регистрации антенной системой пункта наблюдения. При таком подходе характеристики канала существенно зависят от направленности и пространственной ориентации передающей и приемной антенн. Будем считать, что причиной искажений радиоволн являются отражения от дискретных переотражений. Описание приземных каналов РРВ как линейных систем широко используется в литературе [2–6].

Используемой в работе моделью является линейный фильтровый канал с аддитивным шумом, который представляют линейной электрической цепью с постоянными параметрами [7, 8]. Для линейного канала входной и выходной сигналы связаны импульсной характеристикой $h(t)$ или передаточной функцией $K(j\omega)$ [9, 10]:

$$s_{\text{ВЫХ}}(t) = h(t) * s_{\text{ВХ}}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) s(t - \tau) d\tau, \quad (1)$$

где * – оператор свертки.

$$S_{\text{ВЫХ}}(j\omega) = K(j\omega) S_{\text{ВХ}}(j\omega). \quad (2)$$

Для канала с дискретными переотражателями и однократными отражениями импульсная характеристика представляется в виде:

$$h(t) = \gamma_0 \delta(t - t_0) + \sum_{i=1}^m \gamma_i \delta(t - t_0 - \Delta t_i), \quad (3)$$

где t_0, γ_0 – время распространения прямого сигнала и его ослабление на трассе; $\Delta t_i, \gamma_i$ – задержка i -го отраженного сигнала относительно прямого и его ослабление на трассе; m – число отражающих объектов.

Импульсной характеристике (3) соответствует передаточная функция в виде

$$K(j\omega) = \gamma_0 e^{-j\omega t_0} + \sum_{i=1}^m \gamma_i e^{-j\omega(t_0 + \Delta t_i)}. \quad (4)$$

Модель сигнала. В качестве модели сигнала в работе используется простой радиоимпульсный сигнал:

$$S(t) = \text{Re}\left(A(t) \cdot e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)}\right), \quad 0 \leq t \leq \tau_u,$$

где $A(t)$ – огибающая; ω_0 – несущая частота; φ_0 – случайная фаза сигнала.

Методы многоканальной обработки. Для борьбы с замираниями сигнала и увеличения отношения сигнал/шум в современных системах радиомониторинга используют методы адаптивного управления диаграммой направленности (ДН) антенной решетки. Данные методы позволяют формировать ДН таким образом, чтобы максимум ДН был направлен на источник сигнала, а помеховые сигналы попадали в область минимума. Поскольку в данной статье рассматривается случай одного источника радиоизлучения, то можно ограничиться рассмотрением методов додетекторного (ДСС) и последетекторного суммирования сигналов (ПСС).

Графическая схема алгоритма додетекторного суммирования сигналов с выходов пространственно-разнесенных каналов приема представлена на рис. 1, где КР – квадратурный разделитель; МШУ – малощумящий усилитель; ФВ – фазовращатель; Д – детектор.

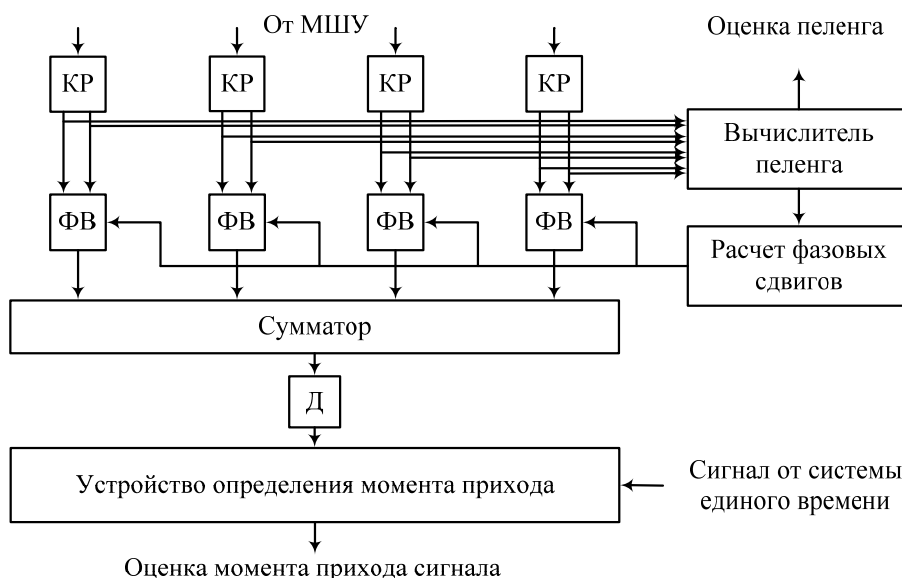


Рис. 1. Графическая схема алгоритма совместной обработки сигналов с последующим определением оценки момента прихода

Амплитуда суммарного сигнала при ДСС на выходе антенной решетки в n -м временном дискрете:

$$U_{\text{ДСС}}(n) = \sqrt{\left(\sum_{i=0}^{N-1} A_i(n) \cos(\varphi_i - \varphi_{i\text{ф.в}}) \right)^2 + \left(\sum_{i=0}^{N-1} A_i(n) \sin(\varphi_i - \varphi_{i\text{ф.в}}) \right)^2} =$$

$$= \sqrt{\sum_{i=0}^{N-1} (A_{ci}(n) \cos \varphi_{i\text{ф.в}} + A_{si}(n) \sin \varphi_{i\text{ф.в}})^2 + \sum_{i=0}^{N-1} (A_{si}(n) \cos \varphi_{i\text{ф.в}} - A_{ci}(n) \sin \varphi_{i\text{ф.в}})^2},$$

где $A_{ci}(n)$, $A_{si}(n)$ – отсчеты квадратурных составляющих сигнала в момент времени n ; N – число суммируемых каналов; $\varphi_{i\text{ф.в}}$ – фазовый сдвиг.

Эффективность предлагаемого алгоритма зависит от ширины синтезированной диаграммы направленности, точности разностно-временных измерений, расположения на трассе переотражающих объектов.

Возможным вариантом объединения сигналов с выходов пространственно-разнесенных каналов приема является схема последетекторного суммирования сигналов (ПСС), которая изображена на рис. 2. Достоинством схемы является то, что амплитуда суммарного сигнала мало зависит от направления прихода в пределах ширины диаграммы направленности каждого элемента решетки, что исключает необходимость поиска источника излучения по направлению в указанных пределах.

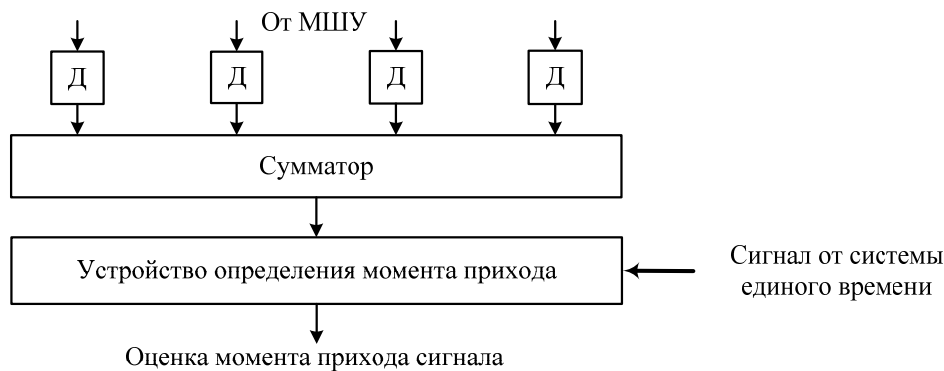


Рис. 2. Блок-схема устройства многоканальной обработки с последетекторным суммированием сигналов

Амплитуда суммарного сигнала на выходе схемы ПСС в n -м временном дискрете описывается выражением

$$U_{\text{ПСС}}(n) = \sum_{i=0}^{N-1} \sqrt{A_{ci}^2(n) + A_{si}^2(n)},$$

где $A_{ci}(n)$, $A_{si}(n)$ – отсчеты квадратурных составляющих сигнала в момент времени n ; N – число суммируемых каналов.

В энергетическом отношении схема ПСС подобна последетекторному накоплению пачки из N радиоимпульсов одноканальных радиолокационных станций (РЛС) [11]. В литературе этот процесс называется некогерентным интегрированием. Некогерентное интегрирование проигрывает детекторному суммированию с точки зрения увеличения отношения сигнал/шум, за счет подавления слабого сигнала шумом в детекторах. Потери зависят от отношения сигнал/шум на входах детекторов [12].

Метод оценки момента прихода. В современных пассивных системах местоопределения реализуются пороговые методы определения момента прихода сигнала. Данные методы характеризуются высокой оперативностью получения оценки момента прихода при малых вычислительных затратах.

Для дальнейших исследований выбран пороговый метод, реализуемый в аппаратуре измерителем с цифровым порогом, который определяет момент прихода по характерной точке переднего фронта огибающей импульса и основан на фиксации момента пересечения фронтом некоторого по-

рогового уровня. Момент пересечения порога является оценкой временного положения импульса. Алгоритм вычисления оценки момента прихода описывается условием

$$s(i) > p \cap s(i+1) > p \cap \dots \cap s(i+d_{\text{ок}}) > p, \quad (5)$$

где $s(i), s(i+1), \dots, s(i+d_{\text{ок}})$ – отсчеты огибающей сигнала в дискретные моменты времени; p – пороговый уровень; \cap – логическая операция «И»; i – моменты времени; $d_{\text{ок}}$ – длительность окна анализа.

При выполнении условия (5) за оценку момента прихода принимается значение i . Пороговый уровень p рассчитывается по шумам аппаратуры на выходе АЦП и обычно привязан к среднему квадратическому отклонению (СКО) шума. Моменты времени i и длительность окна анализа $d_{\text{ок}}$ измерялись числом тактов аналого-цифрового преобразователя.

Графическая иллюстрация алгоритма определения момента прихода устройством с цифровым порогом приведена на рис. 3.

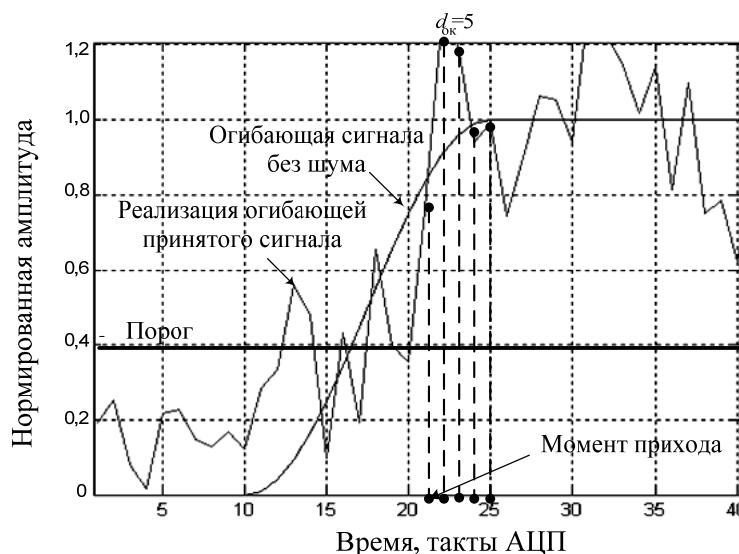


Рис. 3. Иллюстрация алгоритма определения момента прихода импульсного сигнала устройством с цифровым порогом при $d_{\text{ок}} = 5$

Данный метод обеспечивает высокую точность определения момента прихода радиоимпульсного сигнала в условиях сильных искажений, вызванных прохождением приземного канала РРВ [13]. Это обусловлено тем, что использование низкого порога позволяет обнаружить «прямой» сигнал в точке, наиболее близкой к его началу, значит, наименее подверженной влиянию канала РРВ. Методы оценки момента прихода, использующие для оценки всю длительность сигнала (корреляционный, центра тяжести и т.д.), выдают смещенные оценки.

Параметры схемы обработки сигналов. В работе исследуются статистические характеристики оценок момента прихода следующих методов обработки сигналов:

- 1) среднее значение моментов прихода в одном канале (ОДИН);
- 2) последетекторное суммирование сигналов (ПСС);
- 3) додетекторное суммирование сигналов (ДСС);

При моделировании входная реализация сигнала принималась в виде суммы регулярного сигнала, рассеянной составляющей и внутреннего шума аппаратуры, причем для рассеянной составляющей была принята модель гауссова нестационарного (во времени) случайного процесса. Нестационарность возникает как следствие переходных процессов, имеющих место при прохождении импульсных сигналов через канал с отражениями. Задача генерации реализаций рассеянной составляющей сигнала была сведена к задаче генерации гауссова случайного процесса с заданной пространственно-временной корреляционной функцией:

$$R(\tau, x) = R(\tau) \cdot R(\Delta x),$$

где $R(x) = 2\sigma_p^2 \exp\left(-\frac{\Delta x}{x_0}\right) \exp\left(j2\pi \frac{\Delta x}{\lambda} \sin(\alpha_p)\right)$ – комплексная огибающая функции корреляции по пространственной координате [14]; $R(t) = 2\sigma_p^2 \exp\left(-\frac{\tau}{\tau_0}\right)$ – огибающая функции корреляции по вре-

мени; x – пространственная координата антенной решетки; λ – длина волны; α_p – угол прихода относительно нормали к решетке; τ_0 – интервал временной корреляции; x_0 – интервал пространственной корреляции.

В литературе рассматривают два основных метода решения поставленной задачи: метод преобразования Фурье и метод формирующего фильтра [15].

Для использования, вследствие своей простоты и скорости, выбран алгоритм генерации случайного процесса методом дискретного преобразования Фурье, который может быть представлен последовательностью следующих шагов:

1) Задаются интервалы по пространственной координате x и времени T , в пределах которых генератор обеспечивает выдачу случайного процесса с разрешением Δx и ΔT .

2) Пространственно-временная корреляционная функции $R(\Delta x, t)$ рассеянной составляющей сигнала дискретизируется по пространственной координате и времени. В результате $R(x, t)$ можно представить в матричном виде \mathbf{R} (матрица \mathbf{R} содержит $\frac{x}{\Delta x}$ строк и $\frac{T}{\Delta T}$ столбцов).

3) Генерируется матрица \mathbf{N} той же размерности, что и матрица \mathbf{R} , элементами которой являются независимые случайные числа с нулевым математическим ожиданием, изменяющейся дисперсией по оси времени и фиксированной по оси пространственной координаты.

4) Вычисляется преобразование Фурье от матрицы \mathbf{R} . Вычисление производится в два этапа: сначала по времени, затем по пространственной координате:

$$S_R(\alpha, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \left(\int_{-\infty}^{\infty} R(x, t) e^{-j\omega t} dt \right) \cdot e^{-j\alpha x} dx.$$

5) Вычисляется преобразование Фурье от матрицы \mathbf{N} :

$$S_N(\alpha, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \left(\int_{-\infty}^{\infty} N(x, t) e^{-j\omega t} dt \right) \cdot e^{-j\alpha x} dx.$$

6) Полученные спектральные представления корреляционной функции рассеянной составляющей сигнала $S_R(\alpha, \omega)$ и спектр шума $S_N(\alpha, \omega)$ перемножаются:

$$S_{\Pi}(\alpha, \omega) = S_R(\alpha, \omega) \cdot S_N(\alpha, \omega).$$

7) Вычисляется обратное преобразование Фурье от $S_{\Pi}(\alpha, \omega)$, результатом которого является реализация пространственно-временного процесса $\Psi(x, t)$ с заданной корреляционной функцией $R(x, t)$.

В табл. 1 приведены параметры, значения которых изменялись при моделировании.

Таблица 1

Параметры, значения которых изменялись при моделировании

Обозначение	Наименование параметра
t_0	Интервал временной корреляции рассеянной составляющей сигнала
x_0	Интервал пространственной корреляции рассеянной составляющей сигнала
λ	Длина волны
$\sigma_{\text{рас}}^2(t - t_{\text{пр}})$	Зависимость дисперсии рассеянной составляющей сигнала от времени относительно момента прихода прямого сигнала $t_{\text{пр}}$
$\sigma_{\text{соб}}^2$	Дисперсия собственных шумов
l	Размеры антенной системы
N	Количество элементов антенной системы
$\Delta l = l/N$	Расстояние между элементами антенной системы
$A_{\text{рег}}(t)$	Огибающая регулярного сигнала
M	Количество реализаций

Характеристикой, удобной для экспериментальной оценки увеличения точности определения момента прихода при многоканальном приеме, является полная среднеквадратическая ошибка (ПСКО) оценки момента прихода, которая вычисляется по формуле

$$\sigma_{\text{ПСКО}} = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (\hat{t}_i - t_{\text{ист}})^2},$$

где \hat{t}_i – оценка момента прихода в i -й реализации; $t_{\text{ист}}$ – истинное значение момента прихода; N – количество реализаций; $\sigma_{\text{ПСКО}}$ – полная среднеквадратическая ошибка оценки момента прихода.

Результаты моделирования. Получены зависимости ПСКО оценки момента прихода от числа приемных каналов, при двух различных комбинациях отношений $\frac{\max(A_{\text{пер}}(t))}{\sigma_{\text{соб}}}$ и $\frac{\max(A_{\text{пер}}(t))}{\sigma_{\text{рас}}}$, где $\sigma_{\text{соб}}$ – СКО собственных шумов аппаратуры, $\sigma_{\text{рас}}$ – СКО рассеянных составляющих сигнала. Соответствующие результаты приведены на рис. 4, при параметрах приведенных в табл. 2.

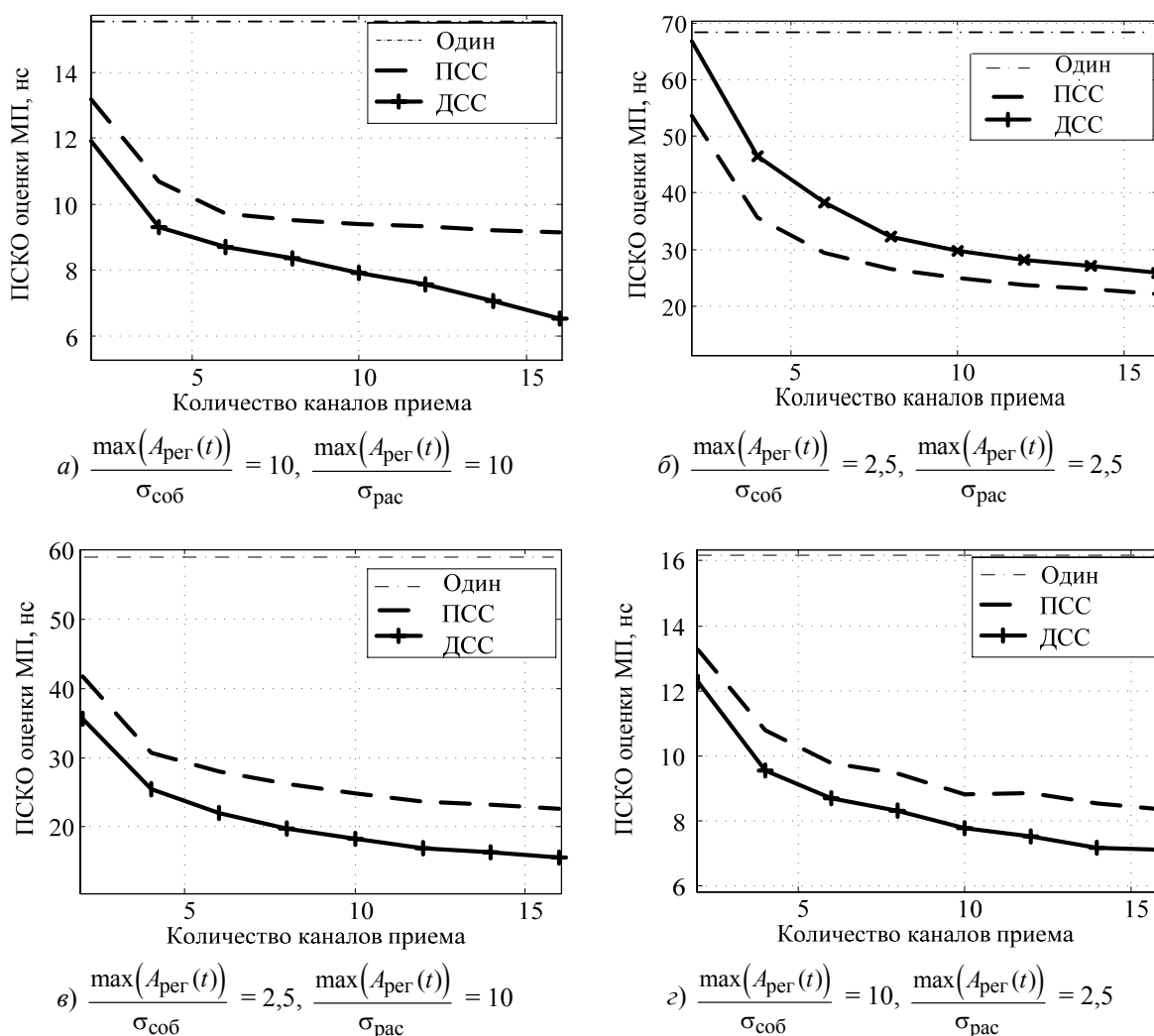


Рис. 4. Зависимость полной среднеквадратичной ошибки оценки момента прихода от числа приемных каналов

Полученные результаты подтверждаются результатами экспериментальных исследований, приведенных в [13].

Из рис. 4 следует, что увеличение числа каналов приводит к увеличению точности оценки момента прихода для всех методов многоканальной обработки. Сравнение методов ПСС и ДСС пока-

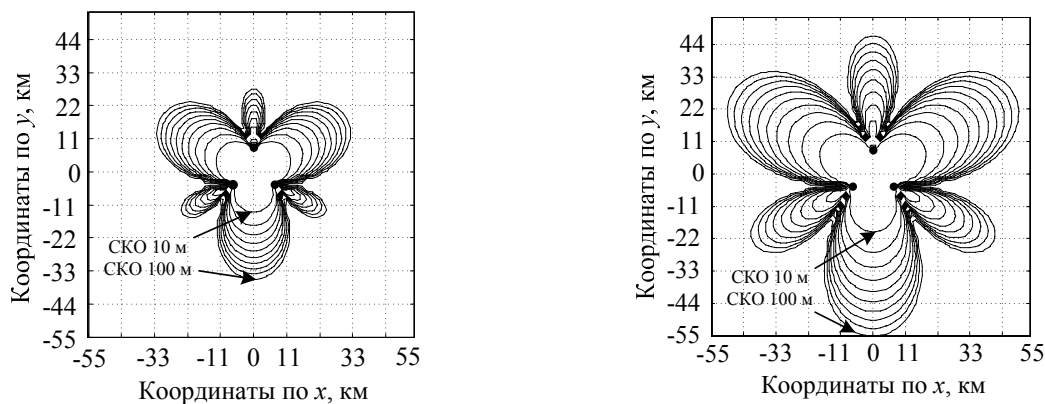
зало, что метод ДСС обеспечивает более высокую точность по сравнению с ПСС и с увеличением числа каналов приема соотношение между точностями методов ПСС и ДСС изменяется слабо.

Таблица 2

Параметры модели, при которых получены представленные на рис. 4 зависимости

Параметр	t_0 , такт АЦП	x_0 , отн.ед.	x_0/λ , отн.ед.	Δl , отн.ед.	N , ед.	$A_{\text{рег}}/\sigma_{\text{рас}}$, отн. ед.	$A_{\text{рег}}/\sigma_{\text{соб}}$, отн. ед.	M , ед.
Значение	4	4	10	1	измен	измен.	измен.	2000

Основываясь на данных об увеличении точности оценки момента прихода за счет использования многоканального приема, был проведен расчет зон действия трехпозиционной разностно-дальномерной системы (РДС). Пункты наблюдения РДС являются многоканальными пассивными РЛС с направленными антеннами. Пункты наблюдения располагаются в вершинах равностороннего треугольника со стороной 10 км. Антенные элементы пункта наблюдения разнесены на 4 интервала пространственной корреляции (x_0). Зоны действия, соответствующие одноканальной и 16-канальной системам, приведены на рис. 5.



а) Пункты наблюдения – одноканальные

б) Пункты наблюдения – 16-канальные

Рис. 5. Зоны действия РДС при различном числе каналов приема

Отношение зоны действия РДС при количестве антенных элементов в приемном пункте N к зоне действия системы с одним антенным элементом проиллюстрировано на рис. 6.

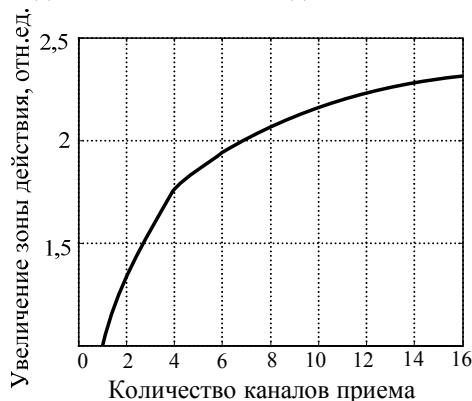


Рис. 6. Зависимость увеличения зоны действия РДС от числа приемных каналов

Зависимость, приведенная на рис. 6, получена в случае, когда искажения сигнала за счет влияния канала РРВ в пространственно-разнесенных антенных элементах слабокоррелированы (т.е. пространственное разнесение больше 50 длин волн). В случае уменьшения пространственного разнесения элементов системы скорость увеличения зоны действия РДС с ростом числа каналов приема будет падать из-за увеличения коэффициента корреляции искажений.

В результате работы можно сделать вывод, что многоканальная обработка сигналов позволяет существенно повысить точность оценки момента прихода радиопульсного сигнала и расширить зону действия системы радиотехнической разведки.

Статья написана в рамках реализации ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 гг. (госконтракт № 02.740.11.0232).

Литература

1. Кондратьев В.С. Многопозиционные радиотехнические системы / В.С. Кондратьев, А.Ф. Котов, Л.Н. Марков. – М.: Радио и связь, 1986. – 264 с.

2. Кеннеди Р. Каналы связи с замираниями и рассеянием. – М.: Сов. радио, 1973. – 302 с.
3. Кулемин Г.П. Рассеяние миллиметровых радиоволн поверхностью земли под малыми углами / Г.П. Кулемин, В.Б. Рассказовский. – Киев: Наукова думка, 1987. – 229 с.
4. Кириллов Н.Е. Помехоустойчивая передача сообщений по линейным каналам со случайно меняющимися параметрами. – М.: Связь, 1971. – 256 с.
5. Artes H. Linear time-varying channels / H. Artes, G. Matz, F. Hlawatsch. – Tech. rep., Institute of Communications and Radio-Frequency Engineering, Vienna University of Technology, 1999.
6. Bello P. Characterization of Randomly Time-Variant Linear Channels / P. Bello, I. Adcom, M.A. Cambridge // Communications, IEEE Transactions on [legacy, pre-1988]. 1963. Vol. 11, P. 360–393.
7. Прокис Дж. Цифровая связь: пер. с англ.; под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.
8. Экспериментальное исследование структуры электромагнитного поля при распространении радиоволн сантиметрового диапазона над земной поверхностью / Г.С. Шарыгин, Ю.М. Полищук, Н.М. Лесков, В.Ф. Слюсарчук. – Томск: Изд-во ТГУ, 1970. – 127 с.
9. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Радио и связь, 1986. – 512 с.
10. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Высшая школа, 1983. – 536 с.
11. Амиантов И.Н. Избранные вопросы статистической теории связи. – М.: Сов. радио, 1971. – 416 с.
12. Сколник М.И. Справочник по радиолокации / М.И. Сколник, К.Н. Трофимов, Я.С. Ицхок: В 4 т. Т. 1. Основы радиолокации: справочное издание. – М.: Сов. радио, 1976. – 456 с.
13. Ворошилин Е.П.. Экспериментальная оценка увеличения точности измерения задержки сигнала на трассе распространения за счет многоканального приема / Е.П. Ворошилин., В.П. Денисов. Радиотехника // Известия высших учебных заведений России. – СПб., 2006. – С. 18–24.
14. Денисов В.П. Фазовые радиопеленгаторы / В.П. Денисов, Д.В. Дубинин. – Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2001. – 251 с.
15. Монаков А.А. Основы математического моделирования радиотехнических систем: учеб. пособие. – СПб.: ГУАП, 2005. – 100 с.

Вершинин Александр Сергеевич

Аспирант каф. телекоммуникации и основ радиотехники ТУСУРа

Тел.: 8-913-804-94-64

Эл. почта: vershkoff@sibmail.com**Ворошилин Евгений Павлович**

Канд. техн. наук, зав. каф. телекоммуникации и основ радиотехники ТУСУРа

Тел.: (382-2) 41-36-70

Эл. почта: nvi@sibmail.com**Денисов Вадим Прокопьевич**

Д-р техн. наук, профессор каф. радиотехнических систем ТУСУРа

Тел.: (382-2) 41-38-69

Эл. почта: dvp@ms.tusur.ru

Vershinin A.S., Voroshilin E.P., Denisov V.P.

The service area of passive ground-based radio monitoring multichannel system

Two methods of multichannel signal processing, which allow to increase the accuracy of time-of-arrival (TOA) determining, are considered. These two methods are modeled. The TOA total standard error is estimated. The service area for passive ground-based radio monitoring multichannel system is calculated.

Keywords: radio-monitoring, passive system, range, microwave propagation, pulse signal, multi-channel signal processing, time-of arrival, TOA, estimation, modeling results, detection threshold, location, RF emitter.