

УДК 621.396.969.3

М.В. Миронов, Е.П. Ворошилин, Г.С. Шарыгин, А.А. Мещеряков

Анализ и экспериментальная проверка метода оценки разности времени прихода неизвестных радиосигналов в условиях многолучевого распространения радиоволн

Произведен анализ и статистическое моделирование нового метода оценки разности времени прихода для сигналов, прошедших многолучевой канал распространения. Предложен метод выбора порогового уровня для оценки длительности импульсной характеристики. Получены точностные характеристики метода по результатам моделирования. Приводятся результаты обработки экспериментальных данных, полученных при регистрации сигналов наземного источника радиоизлучения трёхсантиметрового диапазона.

Ключевые слова: оценка разности времени прихода, корреляционная обработка, пороговый уровень, длительность отклика канала распространения радиоволн, статистические характеристики, экспериментальные исследования.

Наземные радиолокационные системы различного назначения находят сегодня всё большее применение. Вместе с ними совершенствуются и системы радиомониторинга, большинство из которых – пассивные радиолокационные станции, задачи которых заключаются в обнаружении источника радиоизлучения (ИРИ) и определении параметров его излучения и координат [1–4]. Многие системы радиомониторинга состоят из нескольких разнесенных в пространстве приемных пунктов.

Задача оценки координат ИРИ в многопозиционных системах решается с применением разностно-дальномерного метода (РДМ), который использует измерения разностей времени прихода (ВП) сигнала в несколько приемных пунктов (ПП), находящихся на некотором расстоянии друг от друга.

Постановка задачи. В статье рассмотрен случай, характерный для системы радиомониторинга – об излученном сигнале неизвестно ничего, кроме его длительности и ширины спектра. Тогда максимальной неопределенностью обладает сигнал, отсчеты которого являются независимыми комплексными гауссовскими случайными величинами с нулевым математическим ожиданием и заданной дисперсией. Широко используемой моделью канала распространения радиоволн (РРВ) является линейный фильтр с аддитивным шумом, который представляют линейной электрической цепью с изменяющимися параметрами (канал РРВ не остается постоянным) [5].

В литературе [6] показано, что оптимальная (максимально правдоподобная) оценка разности времени прихода сигналов в два ПП определяется положением максимума огибающей взаимной корреляционной функции (ВКФ) этих сигналов. Системы радиомониторинга с пространственным разнесением позиций оказываются в ситуации, когда большая часть приемных пунктов системы принимает сигналы по боковым лепесткам ДН источника радиоизлучения, которые маскируются сигналами, отраженными от элементов рельефа, расположенных в главном лепестке. Эксперименты показывают [7], что, как правило, на трассе имеются отдельные местные предметы или локальные элементы рельефа, отражения от которых существенно превышают общий фон сигналов, отраженных от земной поверхности. В этом случае мощность отраженных сигналов из области главного лепестка, как правило, больше мощности прямого сигнала, принятого по боковому лепестку, и огибающая корреляционной функции сигналов, прошедших многолучевой канал, имеет несколько пиков, причем максимальный из них не соответствует истинной разности времени прихода [8]. Таким образом, метод максимума правдоподобия не является оптимальным, а многолучевость приводит к искажениям сигналов, смещению оценок и значительному снижению точности.

Вопросы оптимальных оценок параметров сигналов, принимаемых на фоне белого гауссовского шума, довольно широко представлены в литературе. Методы оценки параметров сигнала при частичной или полной априорной неопределенности представлены не так широко. Среди них можно выделить субоптимальный метод [9], позволяющий реализовать максимально правдоподобный алгоритм на практике, но требующий больших вычислительных затрат; метод разреженности векторов принятых сигналов [10]; метод, учитывающий геометрическое расположение ИРИ и отражателей [11].

Рассмотренные нами методы оценки разности ВП можно условно разделить на три класса: класс 1 – методы, предполагающие знание корреляционной матрицы принятого сигнала; класс 2 – пороговые методы (выделяющие прямой сигнал на фоне отраженных по признаку минимального времени распространения); класс 3 – методы, основанные на анализе мгновенных оценок импульсной характеристики канала РРВ.

Для методов класса 1 требование знания корреляционных матриц принятого сигнала не может быть обеспечено в пассивных радиолокационных системах, поскольку принимаемый сигнал не известен. Пороговые методы (класс 2) не обладают высокой точностью и хорошо работают только в случае простых импульсных сигналов без внутримпульсной модуляции. Разработанный нами метод оценки разности ВП можно отнести к классу 3, поскольку он основан на оценке длительности отклика канала РРВ.

Метод оценки разности времени прихода сигналов. Каждый приемный пункт, в зависимости от ориентации антенны ИРИ, может облучаться либо главным лепестком диаграммы направленно-сти антенны, либо боковым. Отраженные сигналы, принятые в разных пунктах, могут быть обусловлены разными отражателями, расположенными на трассе РРВ. От этих факторов зависят форма и длительность отклика канала РРВ в каждом приемном пункте.

В предлагаемом методе длительность отклика канала РРВ в каждом ПП оценивается по длительности огибающей автокорреляционной функции (АКФ) входного сигнала. Идеи, использованные при разработке метода, изложены в работах [12, 13]. Рассмотрим случай, когда излученный сигнал обладает достаточно широкой полосой по сравнению с величиной $1/\Delta t$, где Δt – интервал времени между отдельными отраженными сигналами. Предположим также, что, как было указано при постановке задачи, основные отражения происходят от локальных местных предметов. При объяснении сути метода для наглядности рассмотрим случай, когда отклик канала РРВ состоит из нескольких дельта-импульсов.

На рис. 1 представлен один из возможных вариантов реализации отклика канала РРВ с четырьмя отсчетами, соответствующими прямому (на рис. 1 обозначен цифрой 0) и трем отраженным сигналам (обозначены цифрами 1–3), причем уровень прямого сигнала меньше уровня некоторых отраженных. В этом случае принимаемые сигналы запишем в виде

$$s_1(t) = s(t-t_{01}) + s(t-t_{11}) + s(t-t_{21}) + s(t-t_{31}) = \sum_{m=0}^M s(t-t_{m1}), \quad (1)$$

где t_{m1} – время прихода каждого m -го сигнала в первый приемный пункт; M – количество отраженных сигналов в первом пункте.

Выражение для АКФ первого сигнала имеет вид

$$R_1(\tau) = \int s_1(t)s_1(t-\tau)dt = \int \sum_{m=0}^M s(t-t_{m1}) \sum_{m=0}^M s(t-t_{m1}-\tau)dt = \int s(t-t_{01})s(t-t_{01}-\tau)dt + \int s(t-t_{01})s(t-t_{11}-\tau)dt + \dots + \int s(t-t_{11})s(t-t_{21}-\tau)dt + \dots + \int s(t-t_{M1})s(t-t_{M1}-\tau)dt. \quad (2)$$

На рис. 2 представлены нормированная огибающая АКФ принятого сигнала и пороговое значение, по которому определяется её длительность. Расстояния между отсчетами АКФ соответствуют различным комбинациям взаимных задержек между прямым и отраженными сигналами (на рис. 2 обозначены как r_{10} , r_{20} , r_{30}) и комбинациям взаимных задержек между отраженными сигналами (на рис. 2 обозначены как r_{21} , r_{31} , r_{32}).

Отклик канала РРВ имеет конечную длительность, которая определяется задержкой между прямым и последним отраженным сигналами, превысившими пороговое значение. Поскольку последний отсчет огибающей АКФ соответствует корреляции между прямым и последним отраженным сигналом, то длительность отклика канала РРВ будет равна длительности огибающей АКФ (обозначим ее как $D1$):

$$D1 = t_{M1} - t_{01} = \arg \max(rM0) = \arg \max\left(\int s(t-t_{01})s(t-t_{M1}-\tau)dt\right), \quad (3)$$

Аналогично определяется длительность отклика канала РРВ во втором пункте (обозначим ее как $D2$). Затем вычисляется взаимная корреляционная функция принятых сигналов и определяется длительность ее огибающей по временной задержке между первым и последним отсчетами, превысившими порог (обозначим их как $V1$ и $V2$ соответственно). На рис. 3 приведена огибающая ВКФ второго сигнала с первым.

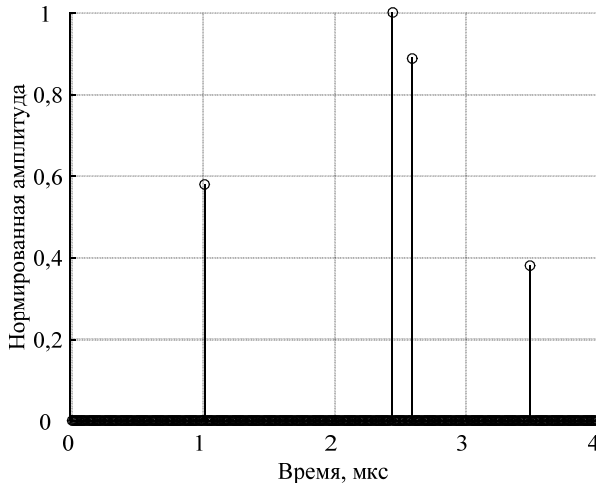


Рис. 1. Вариант реализации отклика канала РРВ

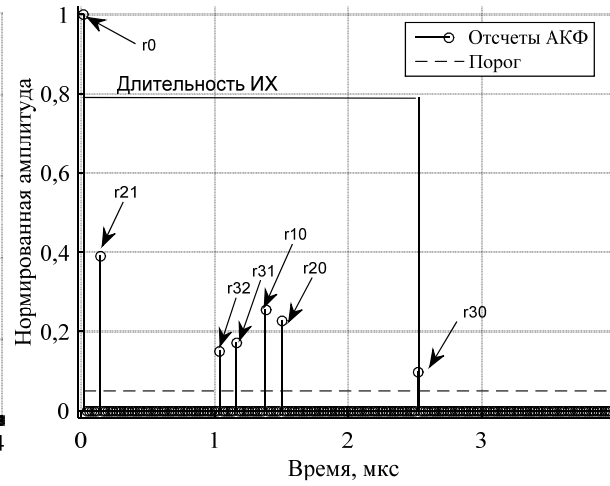
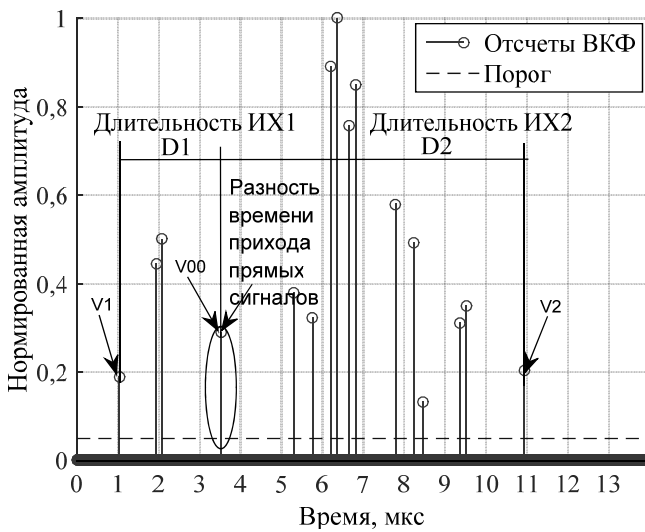


Рис. 2. Нормированная огибающая АКФ принятого сигнала

По аналогии с выражением (2) запишем выражение для взаимной корреляционной функции:

$$R_{21}(\tau) = \int s_2(t)s_1(t-\tau)dt = \int \sum_{n=0}^N s(t-t_{n2}) \sum_{m=0}^M s(t-t_{m1}-\tau)dt = \int s(t-t_{02})s(t-t_{01}-\tau)dt + \int s(t-t_{02})s(t-t_{11}-\tau)dt + \dots + \int s(t-t_{12})s(t-t_{21}-\tau)dt + \dots + \int s(t-t_{22})s(t-t_{31}-\tau)dt + \dots + \int s(t-t_{N2})s(t-t_{01}-\tau)dt + \int s(t-t_{02})s(t-t_{M1}-\tau)dt. \quad (4)$$



где t_{n2} – время прихода каждого n -го сигнала во второй приемный пункт; N – количество отраженных сигналов во втором пункте.

Рис. 3. Нормированная огибающая ВКФ двух сигналов и определение разности ВП прямых сигналов

Расстояния между отсчетами огибающей ВКФ соответствуют различным комбинациям взаимных задержек между прямыми и отраженными сигналами в двух пунктах. Предположим, что сигнал во втором пункте задержан по времени относительно первого, тогда первый отсчет огибающей ВКФ (обозначим его как $V1$) соответствует задержке между прямым сигналом во втором пункте и последним отраженным сигналом в первом пункте:

$$V1 = t_{02} - t_{M1} = \arg \max(\int s(t-t_{02})s(t-t_{M1}-\tau)dt). \quad (5)$$

Второй отсчет огибающей ВКФ соответствует задержке между прямым сигналом во втором пункте и предпоследним отраженным сигналом в первом пункте и т.д. Воспользуемся выражением (3) и отсчет огибающей ВКФ, соответствующий искомой разности времени прихода прямых сигналов, выразим через длительность огибающей АКФ в первом канале и $V1$:

$$\Delta\tau = V1 + D1 = t_{02} - t_{M1} + (t_{M1} - t_{01}) = t_{02} - t_{01}. \quad (6)$$

Таким же образом можно показать, что последний отсчет огибающей ВКФ (обозначим его как $V2$) соответствует максимальной задержке между прямым сигналом в первом пункте и последним отраженным сигналом во втором пункте:

$$V2 = t_{N2} - t_{01} = \arg \max(\int s(t-t_{N2})s(t-t_{01}-\tau)dt). \quad (7)$$

А отсчет огибающей ВКФ, соответствующий искомой разности времени прихода прямых сигналов, можно выразить через $V2$ и длительность огибающей АКФ во втором канале:

$$\Delta\tau = V2 - D2 = t_{N2} - t_{01} - (t_{N2} - t_{02}) = t_{02} - t_{01} . \quad (8)$$

Стоит отметить, что длительность огибающей ВКФ равна сумме длительностей огибающих АКФ в двух приемных пунктах (при условии правильного определения порога и обнаружения всех отсчетов отклика канала РРВ). При правильном определении длительностей огибающих АКФ двух сигналов оценки разности времени прихода $\Delta\tau$, полученные по выражениям (6) и (8), будут одинаковыми. В общем случае длительность огибающей АКФ в каждом пункте будет определяться с погрешностью, поэтому будут получены две оценки разности времени прихода ($\Delta\tau_1$ и $\Delta\tau_2$), которые можно усреднить и получить искомую оценку:

$$\Delta\hat{\tau} = (\Delta\tau_1 + \Delta\tau_2) / 2 . \quad (9)$$

Если бы разность времени прихода сигналов оценивалась по положению максимума огибающей ВКФ двух сигналов, то была бы допущена погрешность, равная в данном случае 2,83 мкс (задержка между истинным отсчетом, соответствующим разности времени прихода, и максимальным пиком огибающей ВКФ). Таким образом, разработанный метод позволяет оценить разность времени прямых сигналов при полной или частичной априорной неопределенности принятых сигналов и повысить точность по сравнению с корреляционным методом. Точность оценки $\Delta\tau$ будет определяться точностью оценки длительности огибающей АКФ в каждом канале, которая зависит от выбора порогового значения.

Метод выбора порогового уровня для оценки длительности импульсной характеристики. Метод выбора порога основан на оценке уровня шума в автокорреляционной и взаимной корреляционной функциях. Принятый сигнал в каждом из приемных пунктов наблюдается на фоне шума:

$$y(t) = s(t) + n(t) , \quad (10)$$

где $s(t)$ – сигнал, прошедший канал распространения; $n(t)$ – шумовой процесс, обусловленный приемной аппаратурой.

Рассмотрим автокорреляционную функцию принятого сигнала в первом пункте, которую запишем в следующем виде:

$$\begin{aligned} R_1(\tau) &= \int y_1(t) y_1(t-\tau) dt = \int (s_1(t) + n_1(t))(s_1(t-\tau) + n_1(t-\tau)) dt = \\ &= \int s_1(t) s_1(t-\tau) dt + \int n_1(t) s_1(t-\tau) dt + \int s_1(t) n_1(t-\tau) dt + \int n_1(t) n_1(t-\tau) dt . \end{aligned} \quad (11)$$

Если рассматривать корреляционную функцию в виде сигнала, наблюдаемого на фоне шума, то первое слагаемое в выражении (11) соответствует сигнальной (полезной) составляющей (обозначена как $s_{\text{АКФ}}(\tau)$):

$$s_{\text{АКФ}}(\tau) = \int s_1(t) s_1(t-\tau) dt . \quad (12)$$

Остальные три слагаемых образуют шумовую составляющую ($n_{\text{АКФ}}(\tau)$):

$$n_{\text{АКФ}}(\tau) = \int n_1(t) s_1(t-\tau) dt + \int s_1(t) n_1(t-\tau) dt + \int n_1(t) n_1(t-\tau) dt . \quad (13)$$

Причем, как видно из выражения (13), в вычислении корреляционных функций участвуют сигналы на выходе канала $s(t)$, т.е. сигналы без шума. Для обработки доступны лишь сигналы $y(t)$, поэтому выразим искомые величины через них:

$$k(\tau) = \int y_1(t) s_1(t-\tau) dt = \int (s_1(t) + n_1(t)) n_1(t-\tau) dt = \int s_1(t) n_1(t-\tau) dt + \int n_1(t) n_1(t-\tau) dt . \quad (14)$$

Тогда шумовую составляющую можно выразить следующим образом:

$$n_{\text{АКФ}}(\tau) = 2 \cdot k(\tau) - \int n_1(t) n_1(t-\tau) dt . \quad (15)$$

Шумы приемника $n(t)$ можно оценить во время, когда точно известно об отсутствии полезного сигнала на входе. Далее рассчитывается распределение величины шумовой составляющей $n_{\text{АКФ}}(\tau)$ и определяется максимальное значение, по которому выставляется порог. Пример расчета порогового уровня по данной методике приведен на рис. 4.

Аналогичным образом вычисляются сигнальная и шумовая составляющие для взаимной корреляционной функции. Результат расчета порогового уровня для огибающей взаимной корреляционной функции и отсчет ВКФ, соответствующий истинной разности времени прихода сигналов, приведены на рис. 5.

Статистические характеристики погрешности оценки разности времени прихода сигналов. Современные ИРИ излучают как простые импульсные сигналы, так и сигналы с внутрим-

пульсной модуляцией (ЛЧМ или ФКМ). Диапазоны изменений параметров сигнала, для которых было проведено моделирование, заданы в табл. 1.

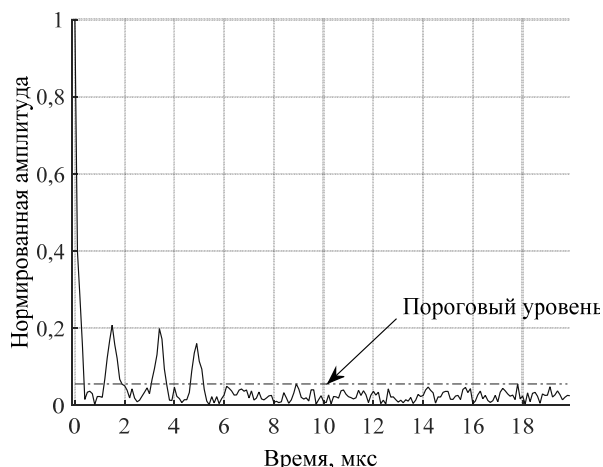


Рис. 4. Пороговый уровень для определения длительности автокорреляционной функции принятого сигнала

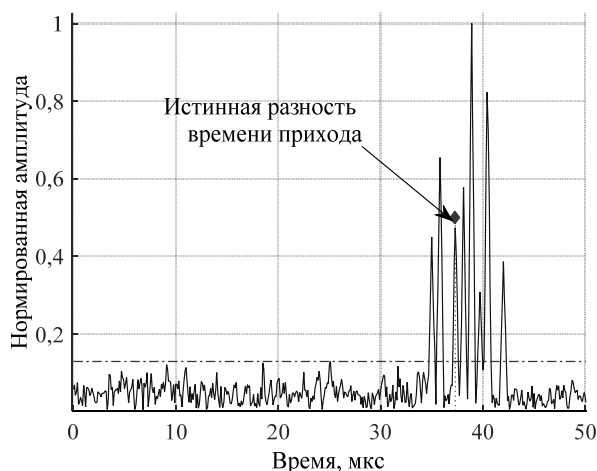


Рис. 5. Пороговый уровень для определения длительности взаимной корреляционной функции принятых сигналов

Таблица 1

Параметры сигналов

Модель сигнала	Длительность сигнала, нс	Ширина спектра сигнала, МГц
Радиоимпульсный	100	10
Радиоимпульсный	250	4
Радиоимпульсный	500	2
Радиоимпульсный	1000	1
Модулированный	1000	2,5
Модулированный	1000	5
Модулированный	1000	7,5
Модулированный	1000	10
Модулированный	1000	15

Как было показано выше, длительность огибающей АКФ определяется по ее последнему отсчету, который соответствует корреляции прямого и последнего отраженного сигналов. Поэтому точность оценки разности времени прихода будет зависеть от величины этого отсчета огибающей АКФ, которая определяется соотношением мощности последнего отраженного сигнала к мощности прямого. При моделировании для каждого типа сигнала были заданы следующие параметры канала РРВ:

- отношение сигнал/шум изменяется в диапазоне 0...14 дБ;
- отношение мощности последнего отраженного сигнала к мощности прямого изменяется в диапазоне минус 4...8 дБ;
- отношение мощности всех отраженных сигналов к мощности прямого изменяется в диапазоне 3...10 дБ;
- разброс отраженных сигналов по задержке находится в диапазоне 0...2 мкс.

На рис. 6 и 7 приведены зависимости максимального порогового уровня для оценки длительности огибающих АКФ и ВКФ от длительности сигнала и ширины спектра сигнала в заданных диапазонах отношения сигнал/шум и отношения мощности последнего отраженного сигнала к мощности прямого. Под отношением сигнал/шум в статье понимается отношение мощности прямого сигнала к мощности шума.

На рис. 8 и 9 приведены результаты расчетов в виде среднего значения погрешности и СКО оценки разности времени прихода в зависимости от отношения сигнал/шум, полученные для модели радиоимпульсного сигнала длительностью 100 нс при отношении мощности последнего отраженного сигнала к мощности прямого, равном 4 дБ. На рис. 9 также приведены точностные характеристики классического корреляционного метода и потенциально достижимая точность оценки.

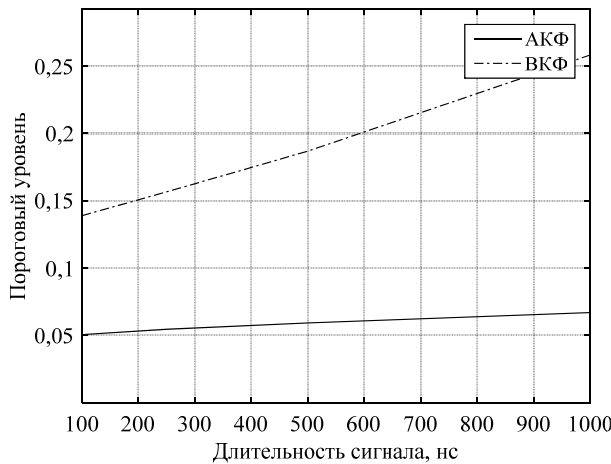


Рис. 6. Зависимость порога для оценки длительности огибающих АКФ и ВКФ от длительности сигнала

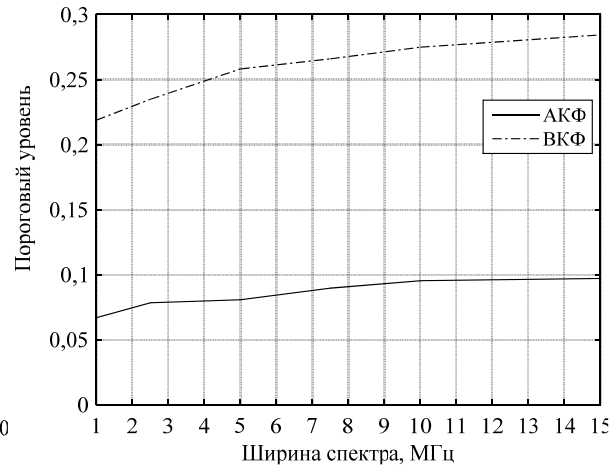


Рис. 7. Зависимость порога для оценки длительности огибающих АКФ и ВКФ от ширины спектра сигнала (длительность сигнала 1 мкс)

Известно, что потенциальная точность оценки времени прихода зависит от ширины спектра сигнала и отношения энергии сигнала к спектральной плотности мощности шума. Ю.П. Акулиничевым на основании неравенства Рао–Крамера получено выражение для дисперсии оценки разности времени прихода сигналов в два приемных пункта:

$$\sigma_{\Delta t_{\text{tot}}} \geq \frac{T}{\pi q^2} \sqrt{\frac{3(q^2 + 1)}{2(T \cdot \Delta F)^3 - 6(T \cdot \Delta F)^2 + 4(T \cdot \Delta F)}}, \quad (16)$$

где T – длительность сигнала; ΔF – ширина спектра сигнала; q^2 – отношение сигнал/шум.

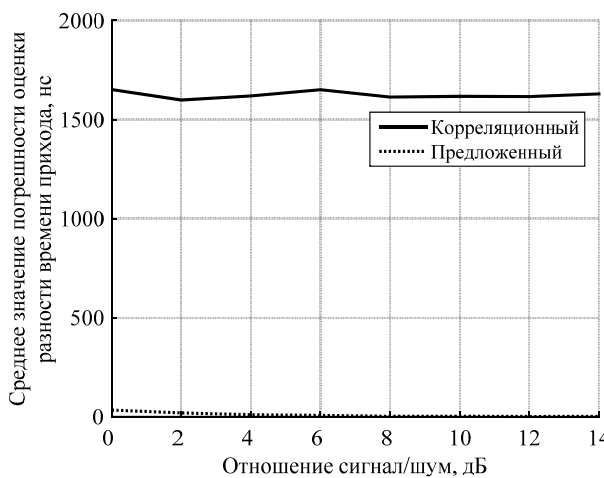


Рис. 8. Зависимость среднего значения погрешности оценки от отношения сигнал/шум (модель импульсного сигнала длительностью 100 нс)

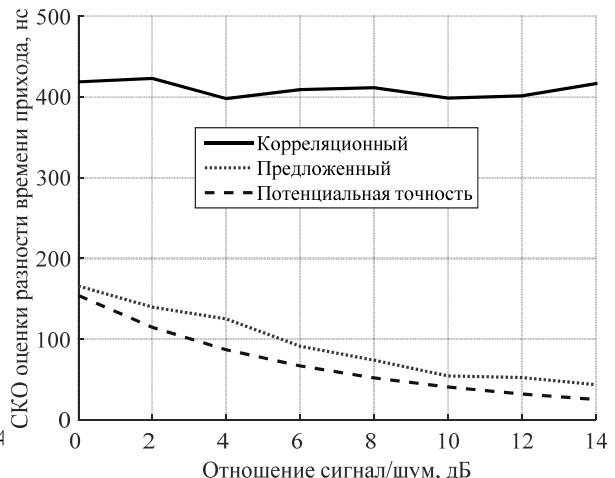


Рис. 9. Зависимость СКО оценки от отношения сигнал/шум (модель импульсного сигнала длительностью 100 нс)

Выражение (16) получено при условии гауссового характера принимаемых сигналов и определяет дисперсию оценки, обусловленную флуктуациями временного положения единственного максимума огибающей взаимно корреляционной функции. Поскольку предложенный авторами данной статьи метод позволяет среди нескольких максимумов огибающей взаимной корреляционной функции указать на максимум, соответствующий истинной разности времени прихода, то погрешность разработанного метода можно сравнивать с дисперсией, рассчитанной по выражению (16).

Аналогичные результаты, полученные для сигналов длительностью 250, 500 и 1000 нс для отношения мощности последнего отраженного сигнала к мощности прямого равном 4 дБ, приведены на рис. 10, 11 соответственно. Из представленных на рис. 10 зависимостей видно, что при увеличении длительности сигнала увеличивается смещение оценки разности времени прихода сигналов. С увеличением длительности сигнала ухудшается разрешающая способность по дальности и происхо-

дит расширение отсчетов огибающей корреляционной функции, таким образом, два близко расположенных отсчета могут объединиться в один, максимум которого будет смещен по времени относительно истинного значения.

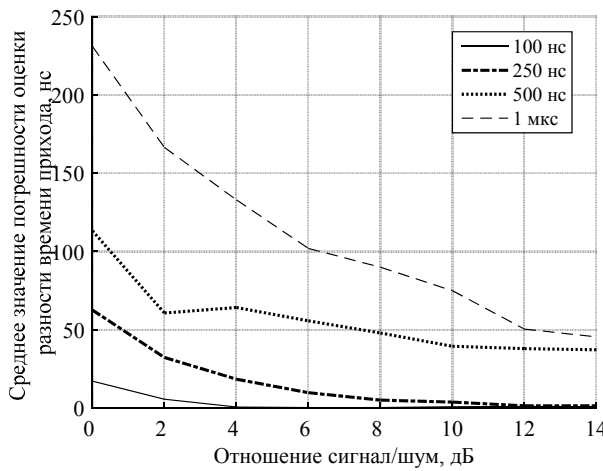


Рис. 10. Зависимость среднего значения погрешности оценки от отношения сигнал/шум для разных длительностей сигнала

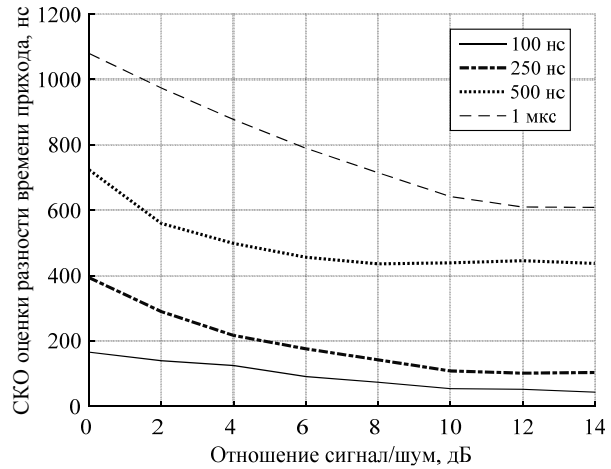


Рис. 11. Зависимость СКО оценки от отношения сигнал/шум для разных длительностей сигнала

Результаты расчетов для модели импульсного сигнала длительностью 100 нс, полученные в диапазоне отношений мощности последнего отраженного сигнала к мощности прямого при отношении сигнал/шум, равном 10 дБ, представлены на рис. 12 и 13.

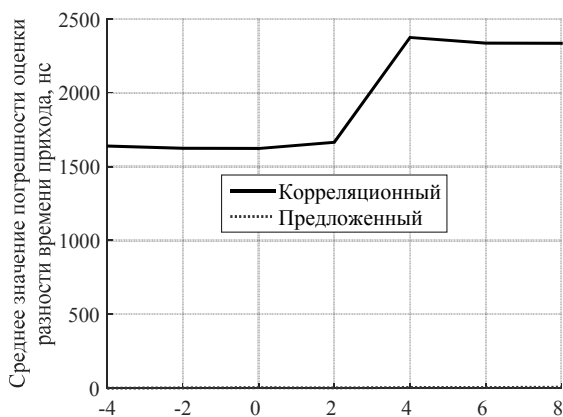


Рис. 12. Зависимость среднего значения погрешности оценки от отношения мощности последнего отраженного сигнала к мощности прямого

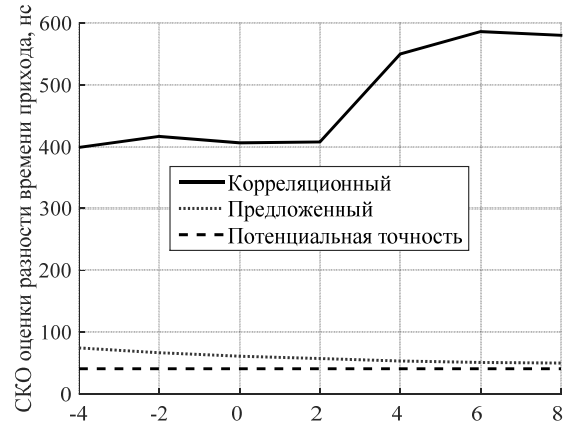


Рис. 13. Зависимость СКО оценки от отношения мощности последнего отраженного сигнала к мощности прямого

Из результатов расчета следует, что при определенном значении отношения мощности последнего отраженного сигнала к мощности прямого (2...4 дБ) происходит значительное увеличение погрешности оценки разности времени прихода корреляционным методом. Мощность последнего отраженного сигнала превышает мощности как прямого, так и других отраженных сигналов, поэтому максимальный отсчет огибающей взаимной корреляционной функции обусловлен именно последними отраженными сигналами в каждом канале, что приводит к увеличению погрешности. Предложенный метод оценки разности времени прихода лишен данного недостатка.

Результаты моделирования, полученные для сигналов длительностью 250, 500 и 1000 нс при отношении сигнал/шум, равном 10 дБ, приведены на рис. 14, 15 соответственно. Аналогичные результаты были получены для модели сигнала с внутримпульсной модуляцией и приведены на рис. 16–19. С увеличением ширины спектра сигнала повышается точность оценки разности времени прихода.

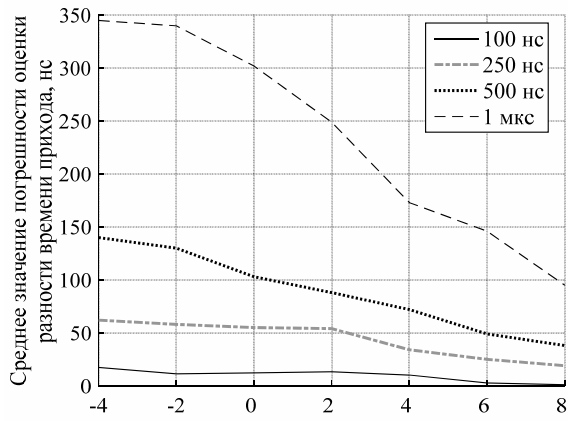


Рис. 14. Зависимость среднего значения погрешности оценки от отношения мощности последнего отраженного сигнала к мощности прямого для разных длительностей сигнала

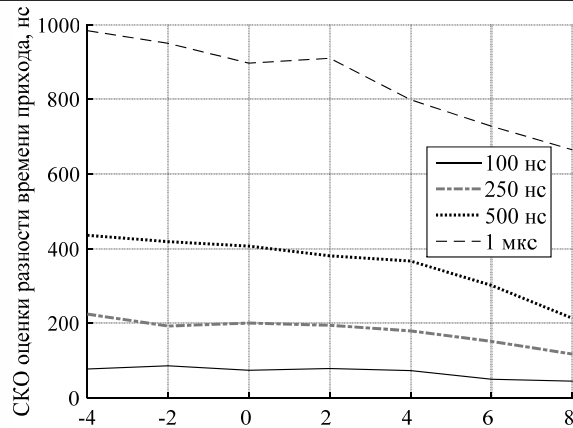


Рис. 15. Зависимость СКО оценки от отношения мощности последнего отраженного сигнала к мощности прямого для разных длительностей сигнала

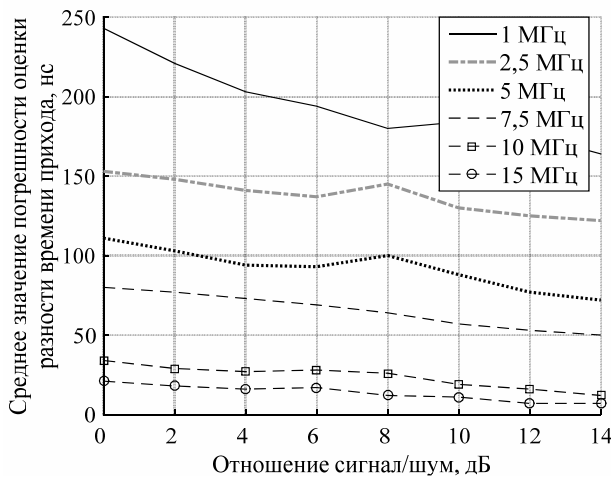


Рис. 16. Зависимость среднего значения погрешности оценки от отношения сигнал/шум для разных значений ширины спектра сигнала

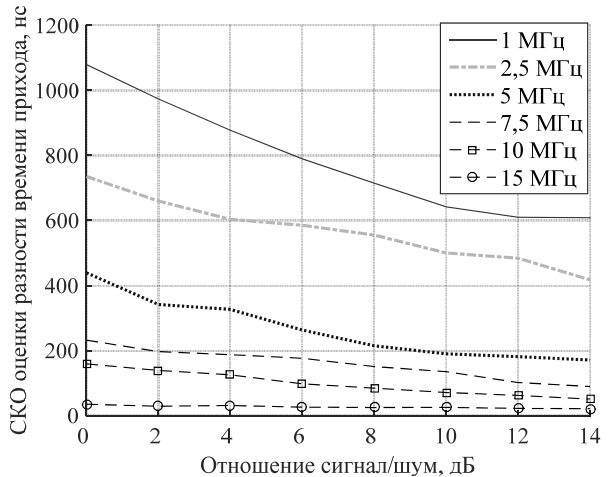


Рис. 17. Зависимость СКО оценки от отношения сигнал/шум для разных значений ширины спектра сигнала

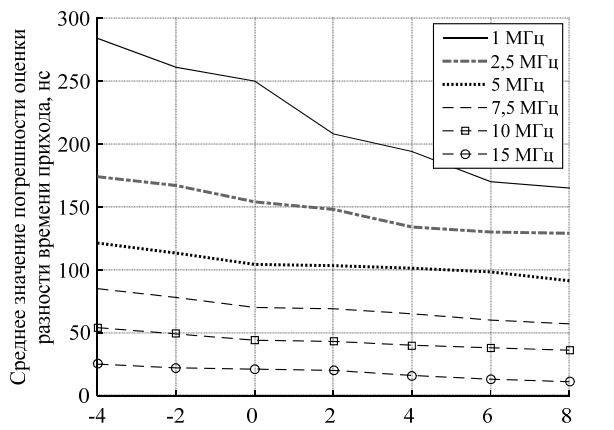


Рис. 18. Зависимость среднего значения погрешности оценки от мощности последнего отраженного сигнала к мощности прямого для разных значений ширины спектра сигнала

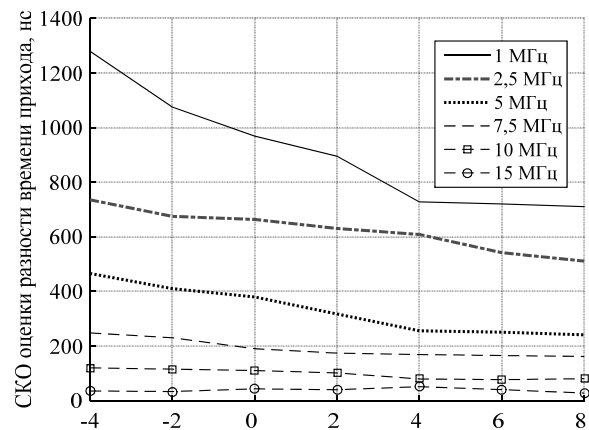


Рис. 19. Зависимость СКО оценки от отношения мощности последнего отраженного сигнала к мощности прямого для разных значений ширины спектра сигнала

Описание аппаратуры для экспериментальных исследований. Для проведения исследований, посвященных влиянию трассы РРВ на точность разностно-дальномерных и пеленгационных

систем, в НИИ радиотехнических систем ТУСУРа был создан цифровой радиотехнический приемно-измерительный комплекс. Аппаратура комплекса и методика проведения экспериментов непрерывно совершенствуются, что способствует увеличению качества экспериментальных материалов, поступающих в базу данных НИИ РТС ТУСУРа. Результаты экспериментов изложены в серии научно-технических отчетов, а также в публикациях участников этих исследований [7, 14].

Комплекс аппаратуры предназначен для излучения и приема радиоимпульсных сигналов на наземных трассах протяженностью 1...40 км. В данной работе использована часть комплекса, включающая мобильный передающий пункт и приемный пункт с двумя прямоугольными слабонаправленными рупорными антеннами, разнесенными на расстояние 90 см поперек трассы.

Сигналы с антенн подаются на вход многоканального приемного устройства с общим гетеродином и широкополосным аналоговым квадратурным демодулятором. Такая структура позволяет измерять как амплитуду, так и разность принимаемых сигналов.

Приемные тракты имеют высокую чувствительность и широкий динамический диапазон (100 дБ), который обеспечивается цифровой АРУ. Регулировка усиления приемного тракта производится двумя аттенуаторами в усилителе ПЧ, обеспечивающими диапазон регулирования 62 дБ, и ступенчатым аттенуатором в тракте СВЧ, снижающим усиление на 25 и 50 дБ. Управление аттенуаторами производится ЭВМ после оценки уровня принятого сигнала по данным очередного зарегистрированного кадра.

В качестве источника радиоизлучения использовалась РЛС РПК-1 с зеркально-параболической антенной, имеющей ширину диаграммы направленности около 2 град по уровню 3 дБ, излучающая на частоте 9600 МГц простой радиоимпульс длительностью 300 нс.

Описание трасс РРВ, на которых проводились эксперименты. Экспериментальные данные были получены на наземных трассах разной протяженности в период с августа по октябрь 2010 г. сотрудниками НИИ РТС ТУСУРа. Для каждого типа трасс были выбраны по две реализации, отличающиеся расположением передающего пункта.

Список и характеристики трасс, на которых были получены экспериментальные данные, представлены в табл. 2.

Таблица 2

Список трасс, на которых проводились измерения

Трасса	Протяженность, км
Барабинка 1 – Полигон	6,786
Барабинка 3 – Полигон	6,810
Кандинка 0 – Полигон	16,892
Кандинка 1 – Полигон	17,005
Смокотино 0 – Полигон	19,035
Смокотино 1 – Полигон	19,021
Смокотино 7 – Полигон	23,477
Смокотино 8 – Полигон	23,464

Экспериментальная оценка повышения точности оценки разности времени прихода сигналов. На рис. 20, 21 приведены примеры огибающей принимаемых сигналов при разных углах поворота антенны передатчика от направления на приемный пункт, полученные при проведении эксперимента. Из приведенных рисунков можно видеть, что уровень отраженного сигнала превышает уровень прямого, а в некоторых случаях прямой сигнал отсутствует.

На рис. 22, 23 приведены примеры вычисленных взаимно корреляционных функций двух сигналов и оценка разности времени прихода сигналов предложенным методом (штрих пунктирная линия). Оценка разности времени прихода классическим методом оценивается по максимуму ВКФ сигналов, что приводит к значительной погрешности.

Для каждой из исследуемых трасс были оценены разности времени прихода сигналов корреляционным и предложенным методами в зависимости от угла поворота диаграммы направленности антенны передатчика относительно направления на приемный пункт. На рис. 24 приведены погрешности оценки разности времени прихода относительно истинной величины для трассы «Кандинка 0 – Полигон». Также была рассчитана разность полученных погрешностей, которая приведена на рис. 25. Можно видеть, что для большинства выбранных реализаций разность погрешностей положительна, т.е. погрешность оценки разности времени прихода корреляционным методом превышает погрешность оценки предложенным методом.

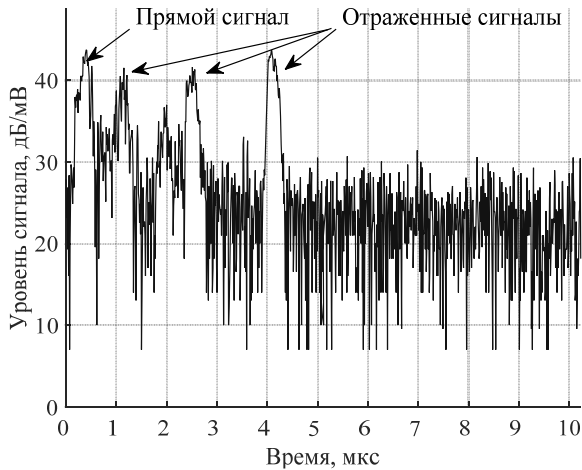


Рис. 20. Пример первой реализации принимаемого сигнала

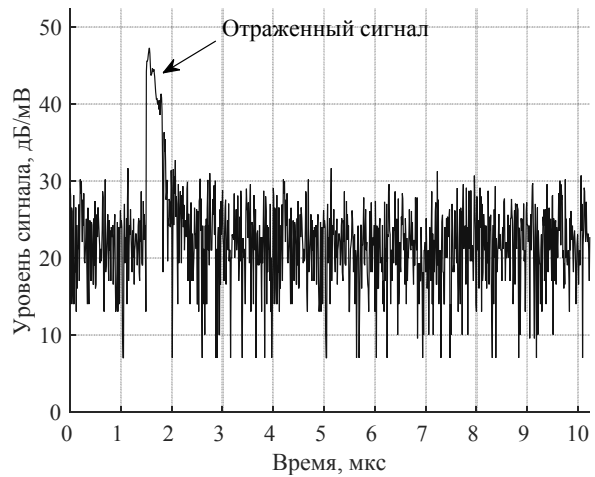


Рис. 21. Пример второй реализации принимаемого сигнала

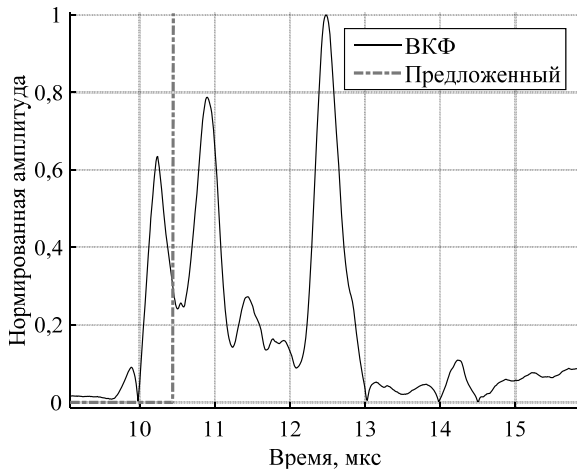


Рис. 22. Пример первой реализации ВКФ двух сигналов и оценка разности МП предложенным методом

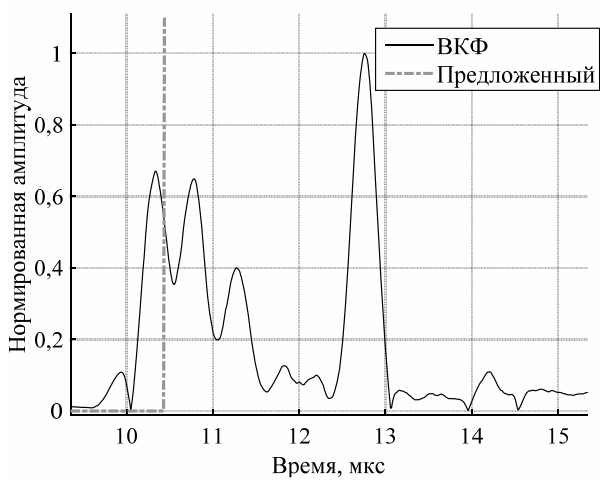


Рис. 23. Пример второй реализации ВКФ двух сигналов и оценка разности МП предложенным методом

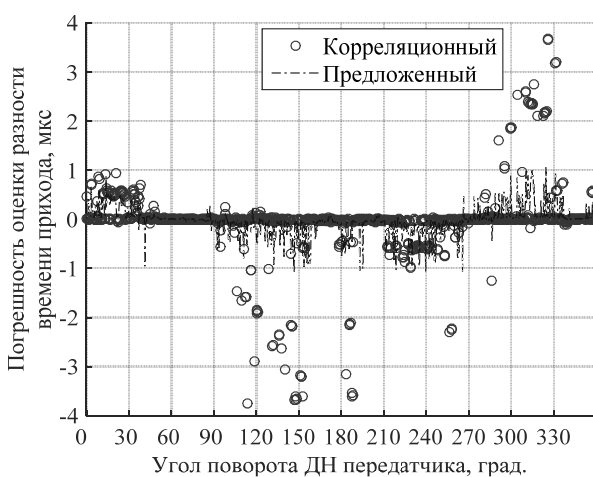


Рис. 24. Погрешность оценки разности времени прихода классическим и предложенным методами (трасса «Кандинка 0 – Полигон»)

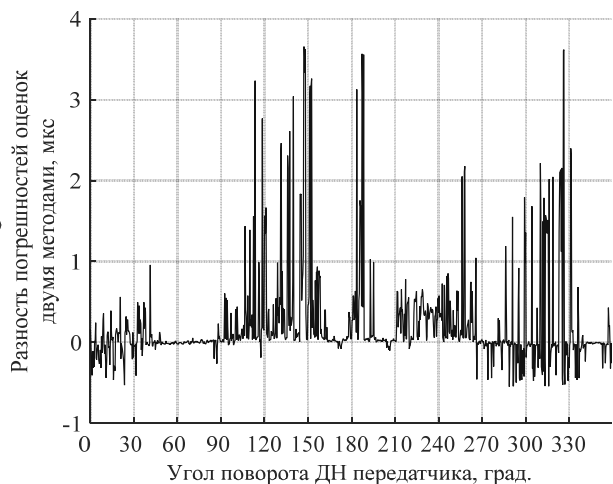


Рис. 25. Разность погрешностей оценки классическим и предложенным методами (трасса «Кандинка 0 – Полигон»)

В табл. 3 приведены значения математического ожидания и СКО погрешностей оценки разности времени прихода для всех исследуемых трасс для корреляционного и предложенного методов;

выигрыш в получаемой точности, а также процент измерений, для которых предложенный метод позволил увеличить точность оценки.

Таблица 3

Количественные характеристики погрешностей оценки разности времени прихода

Трасса	Мат. ожидание погрешности, мкс			СКО погрешности, мкс			Процент измерений, в которых наблюдается повышение точности оценки
	Корреляционный	Предложенный	Выигрыш	Корреляционный	Предложенный	Выигрыш	
Барабинка 1 – Полигон	0,08	0,03	2,7	0,61	0,28	2,2	72
Барабинка 3 – Полигон	0,03	0,02	1,5	0,65	0,22	2,9	70
Кандинка 0 – Полигон	0,05	0,03	1,7	0,72	0,28	2,6	64
Кандинка 1 – Полигон	0,02	0,01	2	0,74	0,24	3,1	63
Смокотино 0 – Полигон	0,17	0,03	5,7	1,31	0,21	6,2	82
Смокотино 1 – Полигон	0,14	0,02	7	1,42	0,25	5,7	83
Смокотино 7 – Полигон	0,26	0,03	8,7	2,45	0,16	15,3	89
Смокотино 8 – Полигон	0,14	0,05	2,8	2,56	0,23	11,1	88

Вследствие малости используемого разнесения приемных антенн принятые сигналы оказываются коррелированными и вычисленные погрешности оценки разности времени прихода являются приближенными, однако они демонстрируют работоспособность предложенного метода и возможность существенного уменьшения смещения и СКО оценки.

Заключение

1. Предложен метод оценки разности времени прихода, основанный на оценке длительности отклика канала РРВ, который позволяет производить оценку истинной разности времени прихода прямых сигналов по огибающей взаимной корреляционной функции.

2. Предложен метод расчета порогового уровня, необходимого для определения длительности огибающей корреляционной функции и оценки разности времени прихода сигналов. Получены зависимости пороговых уровней от длительности и ширины спектра сигнала в широком диапазоне вариаций параметров канала РРВ.

3. По результатам моделирования показано, что оценка разности времени прихода, полученная по временному положению максимума огибающей взаимной корреляционной функции, является смещенной и имеет большое СКО. Предложенный метод оценки искомой разности позволяет получать точности, близкие к потенциально достижимым.

4. При определенных значениях отношения мощности последнего отраженного сигнала к мощности прямого происходит значительное увеличение погрешности оценки разности времени прихода корреляционным методом, обусловленное тем, что последний отраженный сигнал становится самым мощным и превышает как прямой, так и все другие отраженные сигналы.

5. Путем имитационного моделирования получены статистические зависимости точности оценки разности времени прихода предложенным методом для различных значений длительности и ширины спектра сигналов в широком диапазоне вариаций параметров канала РРВ.

6. При малых углах поворота антенны передатчика относительно направления на приемный пункт предложенный и корреляционный методы обеспечивают одинаковую точность оценки разности времени прихода, поскольку уровень прямого сигнала выше уровня отраженных. При излучении сигнала по боковому или заднему лепестку ДН уровень принимаемых отраженных сигналов сравним или превышает уровень прямого сигнала, что приводит к смещению оценки разности времени прихода, вычисленной по положению максимума огибающей взаимной корреляционной функции. Разработанный метод обеспечивает более высокую точность оценки по сравнению с корреляционным методом, поскольку устраняет смещение полученной оценки.

7. При обработке экспериментальных данных применение предложенного метода оценки разности времени прихода позволило уменьшить математическое ожидание погрешности в 1,5...8,7 раза (в зависимости от трассы РРВ) и СКО оценки в 2,2...15,3 раза по сравнению с классическим корреляционным методом; увеличение точности оценки наблюдается в 63...89 процентах измерений на всех исследуемых трассах.

Работа выполнена в рамках НИР по госзаданию «Наука 2015».

Литература

1. Вознюк В.В. Космическая система радиотехнического мониторинга на основе группировки низкоорбитальных малогабаритных космических аппаратов / В.В. Вознюк, С.А. Зайцев // Изв. вузов. Приборостроение. – 2005. – Т. 48, № 6. – С. 26–31.
2. Фатеев В.Ф. Как повысить эффективность ПВО, СККП, СПРН и ПРО [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.vko.ru/oruzhie/kak-povysit-effektivnost-pvo-skkp-sprn-i-pro>, свободный (дата обращения: 10.10.2014).
3. Фатеев В.Ф. Большие возможности при малых размерах [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.vko.ru/oruzhie/bolshie-vozmozhnosti-pri-malyh-razmerah>, свободный (дата обращения: 10.10.2014).
4. Рембовский А.М. Радиомониторинг: задачи, методы, средства / А.М. Рембовский, А.В. Ашихмин, В.А. Козьмин. – М.: Горячая линия-Телеком, 2006. – 492 с.
5. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Высшая школа, 1983. – 536 с.
6. Амиантов И. Н. Избранные вопросы статистической теории связи. – М.: Сов. радио, 1971. – 416 с.
7. Анализ и прогнозирование искажений СВЧ-радиоволн и звуковых волн при их распространении в неоднородной тропосфере над неоднородной и неровной земной поверхностью: отчет о НИР / Ю.П. Акулиничев. – Томск: ТУСУР, 2010. – 254 с.
8. Влияние многолучевости на точность оценки разности моментов прихода сигналов на трассах «Земля – космический аппарат» / М.В. Миронов, А.А. Мещеряков, Г.С. Шарьгин, Н.А. Сулова, Е.В. Рогожников, В.В. Фирсов // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – Томск: В-Спектр, 2014. – № 1(31). – С. 16–22.
9. Belanger S.P. An EM Algorithm for Multisensor TDOA/DD Estimation in a Multipath Propagation Environment // IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. – 1996. Vol. 6. P. 3117–3120.
10. Guan G. Estimation of Multipath Time Delays Based on Bi-Sparse Constraint / G. Guan, Ch. Zhangxin, W. Qun, H. Anmin, A. Fumiyuki // International Journal of the Physical Sciences. – 2011. - Vol. 6 (3). – P. 402–406.
11. Scheuing T., Yang B. Disambiguation of TDOA Estimates in Multi-Path Multi-Source Environments (DATEMM) // IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. – 2006. – P. 837–840.
12. Миронов М.В., Ворошилин Е.П. Алгоритм оценки разности времени прихода неизвестных радиосигналов в условиях многолучевого распространения радиоволн // Электронные информационные системы (Москва). – М.: Изд-во ЗАО «НТЦ ЭЛИНС», 2014. – № 3(3). – С. 95–106.
13. Пат. 2 518 015 РФ, МПК G 01 S 3/00. Способ повышения точности оценки разности моментов приема радиосигналов за счет использования особенностей канала распространения радиоволн / М.В. Миронов (РФ), Е.П. Ворошилин (РФ), Е.В. Рогожников (РФ), А.А. Гельцер (РФ). – № 2 012 142 060 / 07; заявл. 02.10.12; опубл. 10.06.14. Бюл. № 16. – 12 с.
14. Крутиков М.В. Измерительный комплекс для исследования пространственно-временных искажений радиосигналов трехсантиметрового диапазона на наземных трассах / М.Е. Ровкин, М.В. Крутиков, А.А. Мещеряков и др. // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. – 2006. – № 6. – С. 7–12.

Миронов Михаил Владимирович

Инженер 1 категории отд. 017 Всероссийского НИИ радиотехники

Тел.: 8 (499) 267-36-24

Эл. почта: mironov.mikhail.v@gmail.com

Ворошилин Евгений Павлович

Канд. техн. наук, начальник сектора отд. 017 Всероссийского НИИ радиотехники

Тел.: 8 (499) 267-36-24

Эл. почта: voroshilin@mami.ru

Шарьгин Герман Сергеевич

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

Тел.: 8 (382-2) 41-36-70

Эл. почта: gssh@mail.tomsknet.ru

Мещеряков Александр Алексеевич

Канд. техн. наук, ст. науч. сотрудник НИИ радиотехнических систем ТУСУРа

Тел.: 8 (382-2) 41-34-55

Эл. почта: msch@sibmail.com

Mironov M.V., Voroshilin E.P., Sharygin G.S., Mescheryakov A.A.

Analysis and experimental verification of estimation method for time difference of unknown radio signals arrivals in a multipath propagation

The analysis and statistical modeling of the estimation method for time difference for arrival of multipath signals are performed. The method of selecting the threshold level to estimate the width of channel pulse response is proposed. The precision characteristics of the proposed method are obtained by simulation. Results of the experimental data processing obtained by reception of signals of the terrestrial three-centimeter range radio source are described.

Keywords: time difference of arrival, correlation processing, threshold level, width of channel pulse response, statistical characteristics, experimental research.
