

УДК 621.391, 621.396

*Ю. А. Дмитриев¹, А. В. Клецов²*¹Московский физико-технический институт (государственный университет)²Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН

Применение радиопередатчиков на основе сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов для решения задачи позиционирования

Рассматривается задача позиционирования с помощью сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов. Предлагается и исследуется метод определения разности времен прихода сигнала на основе кросскорреляционной функции огибающей хаотических радиоимпульсов. Показывается, что такой подход обеспечивает точность оценки разности времен прихода, пропорциональную полосе частот огибающей радиоимпульса. Устойчивость метода по отношению к шумам растет с увеличением базы хаотического радиоимпульса.

Ключевые слова: сверхширокополосные хаотические радиоимпульсы, разность времен прихода сигнала, кросскорреляционная функция огибающей хаотических радиоимпульсов.

1. Введение

Задача определения расстояния с помощью радиосигналов приобрела в последнее время большое значение ввиду развития сетей локальной и персональной радиосвязи, а также беспроводных сенсорных сетей [1–3]. В радиолокации при прочих равных условиях точность определения расстояния обратно пропорциональна полосе частот зондирующего радиоимпульса. По этой причине сверхширокополосные системы очень привлекательны для определения местоположения источников излучения [4–7]. Однако при конкретной реализации той или иной схемы измерения расстояния нужно разработать конкретные приемы и методы реализации этих потенциальных возможностей.

В данной работе эта задача рассматривается применительно к измерению расстояния между приемником и передатчиком, использующими сверхширокополосные хаотические радиоимпульсы [8, 9] в качестве носителя информации. Такая задача рассматривалась ранее в работах [10–12], где для определения расстояния использовалось измеренное время распространения сигнала (далее — ВРС) от передатчика к приемнику, а момент прихода сигнала определялся по переднему фронту огибающей принимаемого хаотического радиоимпульса — сигнала на выходе приемника, состоящего из квадратичного детектора и фильтра нижних частот (далее — ФНЧ). В данной работе для определения местоположения предлагается использовать разность между временами распространения сигнала от одного передатчика до пары разнесенных в пространстве приемников (далее — РВПС), а определение времени прихода хаотического радиоимпульса осуществлять на основе анализа кросскорреляционной функции огибающих приходящего хаотического радиоимпульса в разных приемниках. В работе показывается, что такой подход дает возможность в полной мере использовать как полосу частот огибающей радиоимпульса, так и его базу.

2. Методы определения местоположения объекта по радиосигналу

Прежде чем перейти к изложению и анализу предлагаемого подхода, рассмотрим кратко основные методы определения расстояния между объектами по радиосигналу.

Определение местоположения на основе времени распространения сигнала

Метод основан на измерении времен распространения сигналов, которые передаются от мобильного устройства нескольким стационарным приемникам (трем или более).

Имея информацию о скорости распространения, зная координаты фиксированных приемников и измеряя времена прихода сигналов, можно вычислить расстояния D_i между мобильным устройством и приемниками:

$$D_i = \sqrt{(x_{Ai} - x_M)^2 + (y_{Ai} - y_M)^2} = \Delta t_i \cdot c,$$

где $(x_{Ai}; y_{Ai})$ — координаты i -го приемника на плоскости, $(x_M; y_M)$ — координаты мобильного устройства на плоскости, Δt_i — время распространения сигнала от мобильного устройства до i -го приемника, c — скорость света.

Для точного определения расстояния между приемником и мобильным устройством требуется их синхронизация.

Часто расстояние между двумя устройствами в этом способе определяется не по времени распространения сигнала от передатчика к приемнику, а по сумме времен распространения сигнала от мобильного устройства к стационарному и обратно. В таком варианте использования метода определения расстояния по времени распространения сигнала не требуется синхронизации двух устройств. Инструментальная точность определения расстояния связана с частотой отсчетов в часах и определяется соотношением $\Delta\tau \sim c/f_{\text{ч}}$, где c — скорость света; $f_{\text{ч}}$ — тактовая частота часов. Например, при полосе сигнала 2 ГГц для достижения предельно возможной точности ~ 10 –15 см. Тактовая частота должна быть ~ 4 ГГц, что делает устройство сложным для реализации. Чтобы уменьшить тактовую частоту, в работах [11, 12] использовался стробоскопический эффект. Однако платой за снижение частоты часов было использование последовательности из нескольких сотен импульсов для единичного измерения расстояния.

Определение местоположения по разности времен прихода сигнала (РВПС)

В методе РВПС определяют разность времен прихода сигнала в два приемника вместо абсолютного значения времени распространения между мобильным устройством и приемником. Данный метод требует синхронизации приемников, которая может достигаться, например, за счет одинаковой длины кабелей, соединяющих приемники с коррелятором.

Для вычисления координат мобильного устройства на плоскости в методе РВПС, так же как и в методе ВРС, необходимо знать координаты минимум 3 неподвижных принимающих устройств. Зная скорость распространения сигнала и разности времен прибытия сигнала в приемники i и j :

$$\Delta t_{ij} = \frac{(D_i - D_j)}{c},$$

можно определить координаты местоположения мобильного устройства:

$$\begin{cases} \sqrt{(x_1 - x_m)^2 + (y_1 - y_m)^2} - \sqrt{(x_2 - x_m)^2 + (y_2 - y_m)^2} = \Delta t_{12} \cdot c, \\ \sqrt{(x_2 - x_m)^2 + (y_2 - y_m)^2} - \sqrt{(x_3 - x_m)^2 + (y_3 - y_m)^2} = \Delta t_{23} \cdot c, \\ \sqrt{(x_3 - x_m)^2 + (y_3 - y_m)^2} - \sqrt{(x_1 - x_m)^2 + (y_1 - y_m)^2} = \Delta t_{31} \cdot c, \end{cases} \quad (1)$$

где $x_1, x_2, x_3, y_1, y_2, y_3$ — координаты приемников на плоскости, $\Delta t_{12}, \Delta t_{23}, \Delta t_{31}$ — разности времен прибытия сигнала в приемники, x_m, y_m — координаты мобильного устройства, c — скорость света.

Координаты мобильного устройства определяются из любых двух уравнений (1), а третье может быть использовано для оценки точности определения координат.

Определение местоположения по направлению прихода сигнала (НПС)

В этом случае используются направленные антенны, местоположение объекта определяется как пересечение прямых, проходящих через источник излучения и разные приемники.

Определение дальности до объекта на основе мощности приходящего сигнала (МПС)

Мобильное устройство излучает сигнал определенной мощности. В свободном пространстве мощность принимаемого приемником сигнала падает обратно пропорционально квадрату расстояния между источником и приемником. Если в приемнике присутствует устройство, способное измерять мощность входящего сигнала, то можно измерить эту мощность и по отношению излученной и принятой мощности оценить расстояние.

В реальных системах определения местоположения (расстояния) используется, как правило, один из этих методов или их комбинация.

Отметим также, что в последнее время в связи с развитием беспроводных сетей связи и беспроводных сенсорных сетей начинают применяться методы и средства определения местоположения, использующие одновременно значительное число устройств для локализации мобильного объекта [1–3].

В данной работе исследуется возможность применения для определения местоположения метода, основанного на оценке разности времени прихода сигнала в разные приемники при использовании в качестве излучаемых сигналов хаотических радиоимпульсов. Мы ограничимся только построением алгоритма расчета разности времен прихода хаотического радиоимпульса в разные приемники и оценкой точности этих разностей, поскольку эта операция является основной при определении местоположения в рассматриваемом подходе.

3. Определение разности времен прихода импульса в два приемника через кросскорреляцию его огибающих

В отличие от описанных в работах [9–11] подходов к решению задачи позиционирования на основе оценки времени по переднему фронту импульса огибающей, в настоящей работе предлагается использовать измерение временного сдвига прихода хаотического импульса в два приемника на основе определения положения максимума кросскорреляционной функции [13, 14] импульсов огибающей на выходе этих приемников. Схема обработки сигнала в приемном устройстве представлена на рис. 1. Приемник состоит из антенны, малошумящего усилителя, квадратичного детектора, фильтра нижних частот (ФНЧ) и аналого-цифрового преобразователя (АЦП).

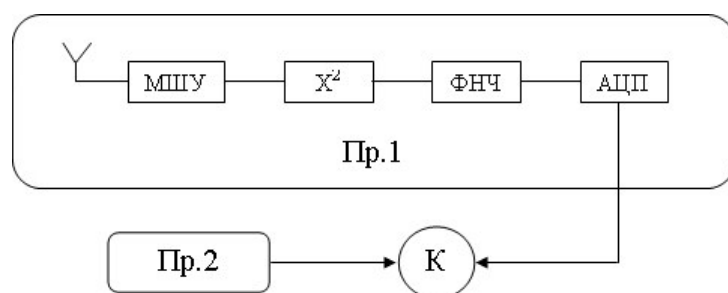


Рис. 1. Схема обработки сигнала в приемном устройстве: МШУ — малошумящий усилитель, X^2 — квадратичный детектор, ФНЧ — фильтр нижних частот, АЦП — аналого-цифровой преобразователь, K — коррелятор, принимающий сигналы от приемников (Пр.1 и Пр.2)

В рассматриваемой схеме для определения разности времен прихода используются сигналы на выходе аналого-цифровых преобразователей, получаемые из входящих хаотических радиоимпульсов в результате возведения их в квадрат (действие квадратичного детектора) и пропускания через фильтр нижних частот с частотой среза, вообще говоря, значительно более низкой, чем полоса исходных хаотических радиоимпульсов.

Считается, что все приемники синхронизованы во времени. Нахождение разности времен прихода сигнала в два приемника осуществляется путем расчета кросскорреляционной

функции двух сигналов, полученных на выходе приемников $y_1(t)$ и $y_2(t)$:

$$k(y_1, y_2, \tau) = \int y_1(t) \cdot y_2(t - \tau) dt,$$

где $y_1(t)$ — сигнал, получаемый на выходе первого приемника, $y_2(t)$ — сигнал, получаемый на выходе второго приемника, τ — время задержки между первым и вторым сигналами и определения момента времени, когда в кросскорреляционной функции наблюдается максимальное значение (кросскорреляционный максимум).

Рассматриваемые сигналы не являются стационарными, поэтому нормировка не используется ввиду сложности ее корректного ввода.

При рассматриваемом подходе определяющими параметрами являются длина хаотического радиоимпульса ΔT и полоса ФНЧ Δf . Эти параметры определяют базу сигнала на выходе приемника и задают точность определения момента прихода сигнала. Например, если полоса сигнала на выходе ФНЧ практически совпадает с полосой исходного хаотического радиоимпульса, то предельная достижимая точность измерения в момент времени прихода может примерно соответствовать величине, обратно пропорциональной $\Delta t = \frac{1}{\Delta F}$, где ΔF — полоса хаотического сигнала. Если же полоса ФНЧ согласована с длительностью принимаемого хаотического радиоимпульса, то точность определения разности времен прихода будет равна примерно половине длительности хаотического радиоимпульса. Таким образом, можно ожидать, что точность измерения разности времен прихода будет меняться в широких пределах в зависимости от полосы ФНЧ приемника.

Чем шире полоса частот, тем более частыми должны быть отсчеты на выходе АЦП для обеспечения корректной оцифровки сигнала. Если использовать всю полосу хаотического радиоимпульса, например 2 ГГц, отсчеты должны следовать через 0,25 нс. С другой стороны, когда полоса ФНЧ согласуется с длиной хаотического радиоимпульса, то частота отсчетов будет значительно меньше. Так, например, при длине импульса 100 нс временные отсчеты могут следовать через интервалы времени ~ 50 нс. (20 МГц).

Первый предельный случай сложен для реализации, но обеспечивает точность определения дальности $\sim 7,5$ см. Второй предельный случай с технической точки зрения проще, но в нем ожидаемая точность ~ 15 м. Поэтому нужен разумный компромисс между двумя этими крайними вариантами. Кроме того, необходимо принимать во внимание технические ограничения используемых устройств. Так, в приемопередатчиках ППС-40 и ППС-50 [9] используется ФНЧ с полосой 50 МГц. В таких системах можно оцифровывать сигнал с частотой до 100 МГц. При этом предельная ожидаемая точность составляет ~ 3 м.

В рассматриваемой схеме определения разности времен прихода импульса при фиксированной полосе ФНЧ приемников база (коэффициент процессинга) сигнала — выходного импульса огибающей — будет пропорциональна длине хаотического радиоимпульса. Поэтому можно предположить, что с увеличением длительности исходного хаотического радиоимпульса должна повышаться помехоустойчивость системы и тем самым эффективно использоваться вся энергия принимаемого хаотического радиоимпульса.

4. Методика моделирования

Моделирование процесса определения разности времен прихода сигнала в два сверхширокополосных приемника производилось в пакете Матлаб. Цель моделирования состояла в оценке возможностей предлагаемого подхода к определению разности времен прихода, в том числе в зависимости от уровня шумов в канале, полосы ФНЧ и базы сигнала.

Хаотический радиоимпульс представляет собой фрагмент непрерывного хаотического сигнала, генерируемого в радиодиапазоне. При моделировании в рассматриваемой работе анализ процесса обработки сигнала производится в рамках дискретного представления этого сигнала во времени. Т.е. формально моделируемый сигнал должен быть сначала получен с помощью генератора хаотического сигнала с непрерывным временем, а затем произведена

его дискретизация по времени (взятие временных отсчетов). При этом временной интервал, через который берутся отсчеты, должен в соответствии с теоремой Котельникова [15] браться через время $\frac{1}{2\Delta F}$, где ΔF — максимальная частота сигнала. Однако получение таких отсчетов требует большого объема вычислений и вместо нее в работе используется моделирование дискретного хаотического сигнала с помощью одномерного отображения, что позволяет сразу получить сигнал в виде дискретных отсчетов вместо модели непрерывного сигнала и его последующей дискретизации.

В качестве одномерного отображения, итерации которого моделируют хаотические отсчеты непрерывного хаотического сигнала, выбрано отображение сдвига Бернулли, поскольку его статистические характеристики, а именно одномерное распределение, достаточно адекватно соответствуют статистическим характеристикам типичного хаотического сигнала.

В процессе моделирования хаотический радиоимпульс представлялся в виде последовательности из N отсчетов, генерируемых отображением сдвига Бернулли:

$$U_{i+1} = 2U_i \bmod 1 = \begin{cases} 2U_i, & \text{если } 0 \leq U_i \leq \frac{1}{2}, \\ 2U_i - 1, & \text{если } \frac{1}{2} < U_i \leq 1, \end{cases}$$

где U_i — переменная в дискретный момент времени i , а $i \in \{1, N - 1\}$.

Отображение сдвига Бернулли порождает последовательность, имеющую равномерную плотность распределения вероятности на отрезке $[0, 1]$. При моделировании полученные отсчеты преобразовывались к виду, обеспечивающему последовательное нулевое среднее и среднеквадратичное значения, равные 1:

$$X_i = D \cdot \left(U_i - \frac{1}{2} \right),$$

где $D = \sqrt{12}$.

Расстояние между отсчетами в соответствии с теоремой Котельникова было выбрано равным $\frac{1}{2}\Delta F$, где ΔF — полоса хаотического сигнала. В этом случае непрерывный «хаотический» сигнал может быть восстановлен по этим отсчетам. При той же полосе шумового сигнала, добавляемого к хаотическому сигналу, отсчеты шумового сигнала будут также независимыми.

Низкочастотная фильтрация сигнала моделировалась с помощью алгоритма скользящего среднего. Сигнал на выходе имел вид

$$y_i = \frac{1}{k} \sum_{j=1}^k x_{i+j-(k+1)/2},$$

где k — число точек, по которым производится усреднение. Полоса частот пропускания такого фильтра примерно в $(k - 1)$ меньше, чем полоса исходного сигнала.

Процесс формирования и обработки сигнала производился на интервале из $N = 1000$ отсчетов для каждого приемника. Длина хаотического радиоимпульса на рассматриваемом интервале составляла $N_{\text{и}} = 100$ отсчетов. Формирование сигнала на интервале из N отсчетов производилось в два этапа. На первом этапе формировались отсчеты белого шума с дисперсией D . При этом на входе каждого из приемников была своя реализация шума. На втором этапе к этим сигналам добавлялся один и тот же радиоимпульс длиной $N_{\text{и}}$, но с разным запаздыванием по отношению к началу интервала. Длительности этих запаздываний T_1 и T_2 соответствуют временам распространения импульсов от передатчика к первому и второму приемникам соответственно. Для моделирования белого шума использовался датчик случайных чисел — функция `randn`, которая формирует последовательность случайных значений, подчиняющихся закону нормального распределения, со средним значением 0 и дисперсией $\delta = 1$. Далее для моделирования пропускания сигнала

через квадратичный детектор и фильтр нижних частот суммарный рассматриваемый сигнал возводился в квадрат и усреднялся по n точкам. Характерный вид сигналов на выходе детектора показан на рис. 2. При этом время запаздывания между приходом импульса во второй приемник относительно первого равно $\Delta m = T_2 - T_1$.

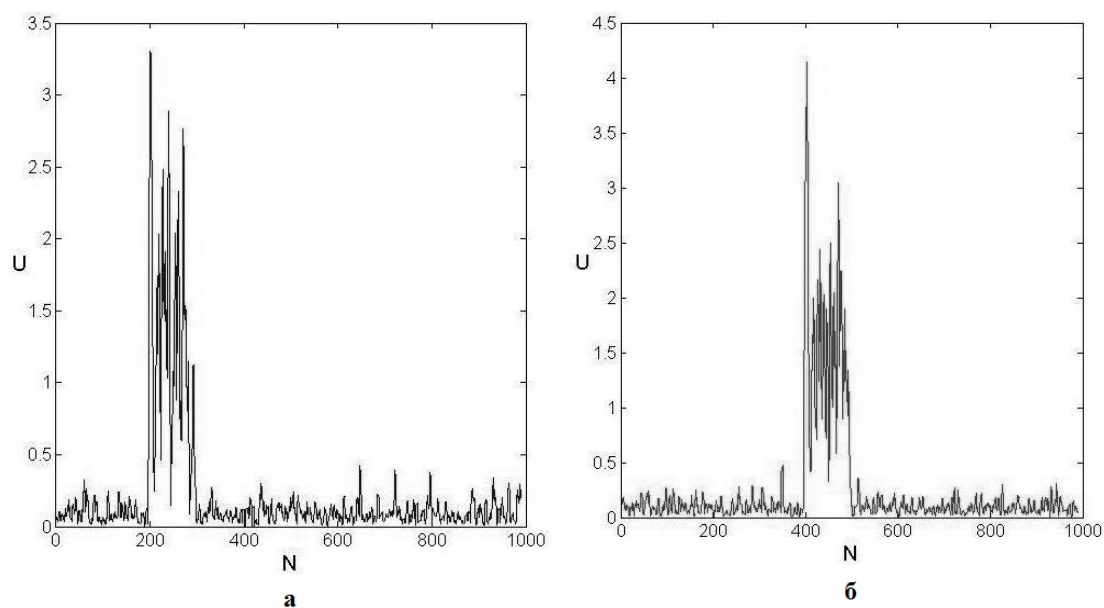


Рис. 2. Характерный вид сигналов на выходе детекторов первого (а) и второго (б) приемников. $N_{и} = 100$. $T_1 = 200$. $T_2 = 400$. $\Delta m = 200$. $D = 0,5$. $n = 3$

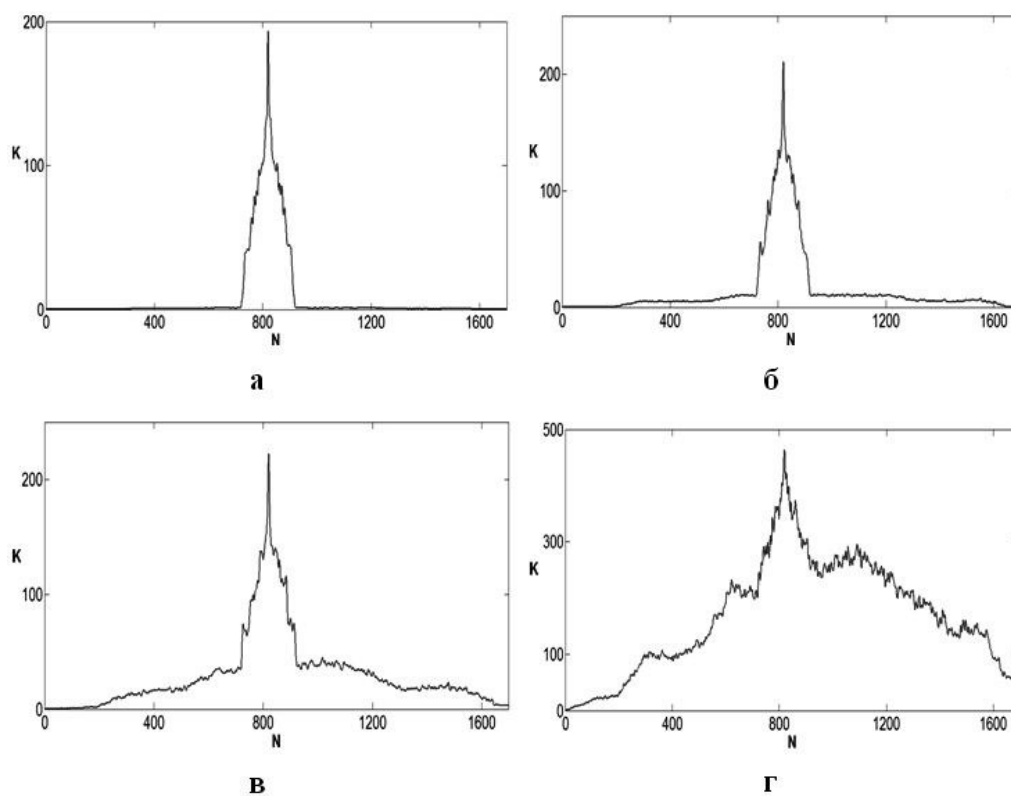


Рис. 3. Кросскорреляционная функция для усреднения по 3 точкам для разных уровней шума (D), K — кросскорреляционный коэффициент, N — количество отсчетов. $D = 0,1$ (а), $D = 0,3$ (б), $D = 0,5$ (в), $D = 1$ (г)

Далее для определения разности расстояний между мобильным устройством и двумя приемниками вычислялась кросскорреляция этих двух сигналов с помощью функции кросскорреляции `xcorr` из пакета прикладных программ Signal Processing Toolbox. Типичная кросскорреляция, для рассматриваемого случая полученная в результате применения функции Matlab, для различных уровней шума показана на рис. 3.

5. Анализ результатов

Рассмотрим и проанализируем результаты моделирования для различных полос ФНЧ, уровней шума и длин хаотических радиоимпульсов.

Поведение системы при уменьшении полосы фильтра

На рис. 4 приведены зависимости ширины пиков кросскорреляционной функции от дисперсии шума для скользящего среднего по 3, 9 и 27 точкам.

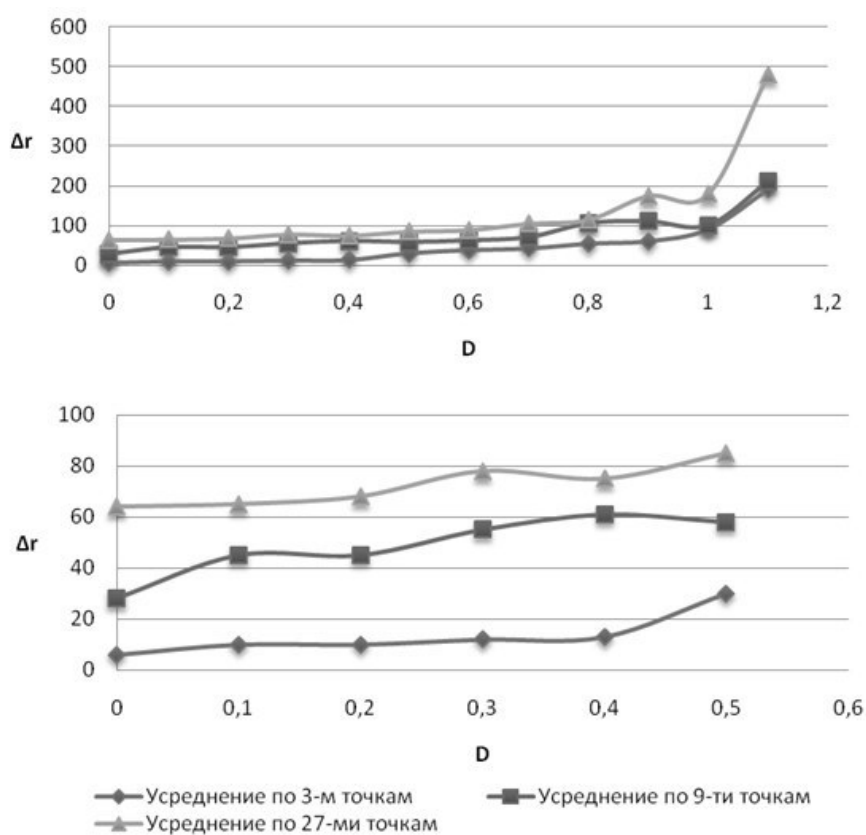


Рис. 4. Зависимость ширины пиков кросскорреляционной функции (Δr) от дисперсии шума для скользящего среднего (D) по 3, 9 и 27 точкам. Для импульса длиной в 100 отсчетов

Процедура усреднения по трем точкам эквивалентна процедуре пропускания сигнала через ФНЧ, с частотой среза в три раза меньше частоты среза исходного сигнала. Расчеты показывают, что точность в первом случае составляет примерно 6 отсчетов при отсутствии шума; примерно 10 отсчетов при уровне дисперсии шума 0,1; 12 — для дисперсии шума 0,3 и 30 для 0,5. При дисперсии шума $\sim 1,0$ корреляционный пик еще заметен, но точность составляет уже 90 отсчетов. При уровне дисперсии шума более 1,1 корреляционный пик отсутствует.

Картина, похожая на усреднения по 3-м точкам, наблюдается и при скользящем среднем по 9 точкам. Однако корреляционные пики в этом случае шире: 25–30 при отсутствии шума; 45 при дисперсии шума 0,1; порядка 55–60 при дисперсии шума 0,3 – 0,5. Начиная с дисперсии шума, равной 0,7, корреляционные пики существенно расширяются. Так, при

$D = 0,7$ ширина корреляционного пика равна 70 отсчетам, при 1 – 100. Для усреднения по 9-ти точкам корреляционный пик практически отсутствует при дисперсии шума $\sim 1,1$ и более.

Случай с усреднением по 27 точкам соответствует полосе частот ~ 50 МГц. В этом случае кросскорреляционные пики соответствуют следующим значениям: при отсутствии шума — 64, при дисперсии шума, равной 0,1, ширина кросскорреляционного пика равна 65, порядка 78–85 — при дисперсии шума 0,3–0,5. При дисперсии 1 кросскорреляционный пик еще заметен и его ширина равна 180 отсчетам.

Поведение системы при увеличении базы сигнала

Рассмотрим теперь поведение системы при увеличении базы сигнала в 10 раз, что соответствует длине импульса в 1000 отсчетов. Случаи для усреднения по 3, 9, 27 точкам представлены на рис. 5.

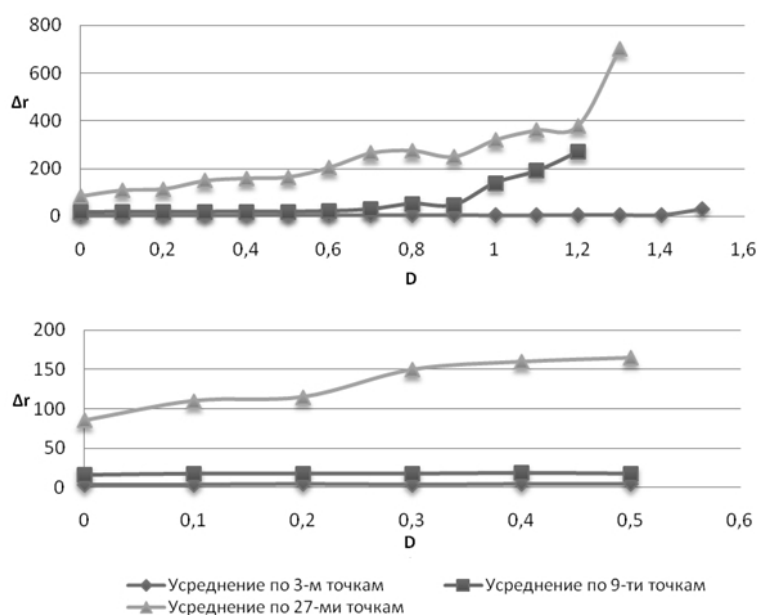


Рис. 5. Зависимость ширины пиков кросскорреляционной функции (Δr) от дисперсии шума для скользящего среднего (D) по 3, 9 и 27 точкам. Для импульса длиной в 1000 отсчетов

В случае усреднения по трем точкам при отсутствии шума точность составляет примерно 3,5 отсчета. При величине шума 0,3–0,5 ширина кросскорреляционных пиков соответствует 4–5 отсчетам. Количество отсчетов практически не меняется до величины дисперсии шума, равной 1,4. При $D = 1,5$ ширина кросскорреляционного пика расширяется до 30 отсчетов.

Для усреднения по 9 точкам при отсутствии шума ширина кросскорреляционного пика соответствует 16 отсчетам. При величине шума 0,3–0,7 точность составляет 18–29 отсчетов. Заметное расширение ширины пика кросскорреляции наблюдается при величине дисперсии шума, равной 1, и составляет 140 отсчетов.

Для случая усреднения по 27 точкам ширина кросскорреляционного пика соответствует 85 отсчетам при отсутствии шума; 110 отсчетам при величине шума, равной 0,1; 150–265 отсчетам при величине шума 0,3–0,7; 250–380 отсчетам при величине шума 0,9–1,2; при уровне дисперсии шума выше 1,2 кросскорреляционный пик почти отсутствует.

Рассмотренная выше точность измерения выражена количеством отсчетов приходящихся на ширину кросскорреляционного пика. Точность может быть также выражена в секундах или метрах. В качестве примера рассмотрим хаотический радиоимпульс с полосой 2 ГГц и длиной 50 нс, которому соответствует ситуация с длиной импульса, равной 100 отсчетов (рис. 6).

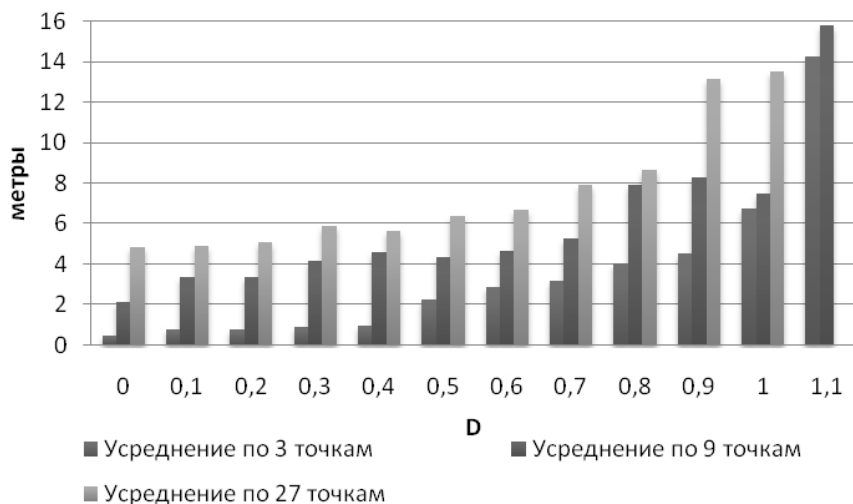


Рис. 6. Зависимость точности определения разности расстояний между мобильным устройством и двумя приемниками от дисперсии шума для скользящего среднего по 3, 9 и 27 точкам. Для импульса длиной в 100 отсчетов

В этом случае точности определения разности расстояний между мобильным устройством и двумя приемниками будут следующими: для усреднения по 3 точкам от 0,45 м при дисперсии шума $< 0,01$ (отношение сигнал/шум (С/Ш) > 20 дБ) до 14,25 м при уровне дисперсии шума, равной 1,1 (С/Ш = $-0,4$ дБ); для усреднения по 9 точкам от 2,1 метра при дисперсии шума $< 0,01$ до 15,7 метров при дисперсии шума, равной 1,1, и для усреднения по 27 точкам от 4,8 метра при дисперсии шума $< 0,01$ до 13,5 метров при дисперсии шума, равной 1 (С/Ш = 0 дБ).

6. Заключение

В статье рассмотрена задача позиционирования с помощью сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов. Предложен способ оценки разности времен прихода сигналов на основе кросскорреляции огибающих хаотических радиоимпульсов получаемых на выходе приемников. Проведен анализ предложенного способа и его компьютерное моделирование. Результаты, полученные при моделировании, подтверждают возможность определения разности времен прихода сигнала по оценке положения кросскорреляционного пика. При этом точность измерения определяется полосой ФНЧ приемника, а устойчивость процедуры к шумам увеличивается с длиной используемых хаотических радиоимпульсов пропорционально росту их базы.

Литература

1. Wymeersch H., Lien J., Win M.Z. Cooperative localization in wireless networks // Proceedings of the IEEE. — 2009. — V. 97. N. 2. — P. 427–450.
2. Дмитриев С.А., Ежиков К.А., Кипрушкин С.А., Моцевикин А.П. Изучение возможности применения технологии nanoLOC // Беспроводные технологии. — 2008. — N. 3 (12). — С. 52–56.
3. Monti C., De Luca D., Mazzenga F., Vari M. Performance evaluation of indoor localization techniques based on RF power measurements from active or passive devices // EURASIP Journal on Applied Signal Processing. — 2006. — V. 06, N. 1. — P. 160–160.
4. IEEE Std 802.15.4a. Part 15.4a. Low Rate Alternative PHY Task Group (TG4a) for Wireless Personal Area Networks (WPANs) // Technical report. IEEE. — 2007.

5. *Gholami M.R., Strom E.G., Rydstrom M.* Indoor sensor node positioning using UWB range measurements // 17th European Signal Processing Conference. — 2009. — P. 1943–1947.
6. *Alsindi N., Pahlavan K.* Cooperative localization bounds for indoor ultra-wideband wireless sensor networks // EURASIP Journal on Advances in Signal Processing. — 2008. V. 08. Article ID 852509. — P. 1–13.
7. *Gigl T., Janssen G. J.M.* Analysis of a UWB Indoor Positioning System Based on Received Signal Strength // 4th Workshop on Positioning, Navigation and Communication (WPNC). — 2007. — P. 97–101.
8. *Дмитриев А.С., Кяргинский Б.Е., Панас А.И., Старков С.О.* Прямохаотические схемы передачи информации в сверхвысокочастотном диапазоне // Радиотехника и электроника. — 2001. — Т. 46. — № 2. — С. 224–233.
9. *Дмитриев А.С., Ефремова Е.В., Клецов А.В. [и др.]* Сверхширокополосная беспроводная связь и сенсорные сети // Радиотехника и электроника. — 2008. — Т. 53, № 10. — С. 1278–1289.
10. *Дмитриев А.А.* Позиционирование объектов внутри помещений на основе сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов // Радиотехника и электроника. — 2005. — Т. 50, № 1. — С. 54–61.
11. *Макс Ж.* Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях. Т. 1. — М.: Мир, 1983.
12. *Бендат Дж., Пирсол А.* Применения корреляционного и спектрального анализа — М.: Мир, 1983.
13. *Котельников В.А.* Теория потенциальной помехоустойчивости. — М.: Радио и связь, 1998.

Поступила в редакцию 19.12.2010.