

Позиционирование с помощью радиопередатчиков использующих сверхширокополосные хаотические радиоимпульсы.

Ю.А. Дмитриев¹, А.В. Клецов²

1) Московский физико-технический институт (Государственный университет) 141700, Московская обл., г. Долгопрудный, Институтский пер., д. 9, Yuri.Dmitriev@bk.ru.

2) Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН, 125009, г. Москва, ул. Моховая, д. 11, корп. 7, chaos@cplire.ru.

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 длительности хаотического радиоимпульса.

The problem of positioning using UWB chaotic radio pulses is considered. A method of the differential time of arrival based on cross-correlation function of the chaotic radio pulses envelope signals is proposed and investigated. It is shown that the proposed approach provides accurate of time difference of arrival estimation, proportional to the envelope signal frequency band. Immunity of the proposed method with respect to noise increases with the chaotic radio pulse duration.

Введение

Задача определения расстояния с помощью радиосигналов приобрела в последнее время большое значение ввиду развития сетей локальной и персональной радиосвязи. По классическим представлениям точность определения расстояния между приемником и передатчиком или между приемопередатчиком и целью, в случае использования радиолокационного принципа, при прочих равных условиях, обратно-пропорциональна полосе частот. 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 в качестве носителя информации сверхширокополосные хаотические радиоимпульсы [1, 2]. Эта задача рассматривалась ранее в работах [3-5], где для определения расстояния использовалось измеренное время распространения сигнала (Time of Arrival - ToA), а момент прихода сигнала определялся по переднему фронту огибающей принимаемого хаотического радиоимпульса. В данной работе для определения расстояния используется разность между временами распространения сигнала от одного передатчика до пары разнесенных в пространстве приемников (Differential Time of Arrival - DToA), а определение времени прихода хаотического радиоимпульса осуществляется на основе анализа кросскорреляционной функции огибающей приходящего хаотического радиоимпульса в разных приемниках. Такой подход дает возможность в полной мере использовать как полосу частот импульса огибающей, так и базу исходного сигнала. Показывается, что эти обстоятельства приводят к существенному улучшению точности измерения расстояния по одному импульсу и значительно повышают помехоустойчивость системы.

Определение местоположения на основе времени распространения сигнала

Метод основан на измерении времен распространения сигналов, которые передаются от нескольких стационарных приемопередатчиков (трех или более) мобильному устройству (рис. 1а). Имея информацию о скорости распространения, зная

координаты фиксированных приемников и измеряя время прихода, можно вычислить расстояния D_i , между мобильным устройством и приемниками:

$$D_i = \sqrt{(x_{Ai} - x_M)^2 + (y_{Ai} - y_M)^2} = \Delta t_i \cdot c \quad (1),$$

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 устройства до i -го приемника, c – скорость света.

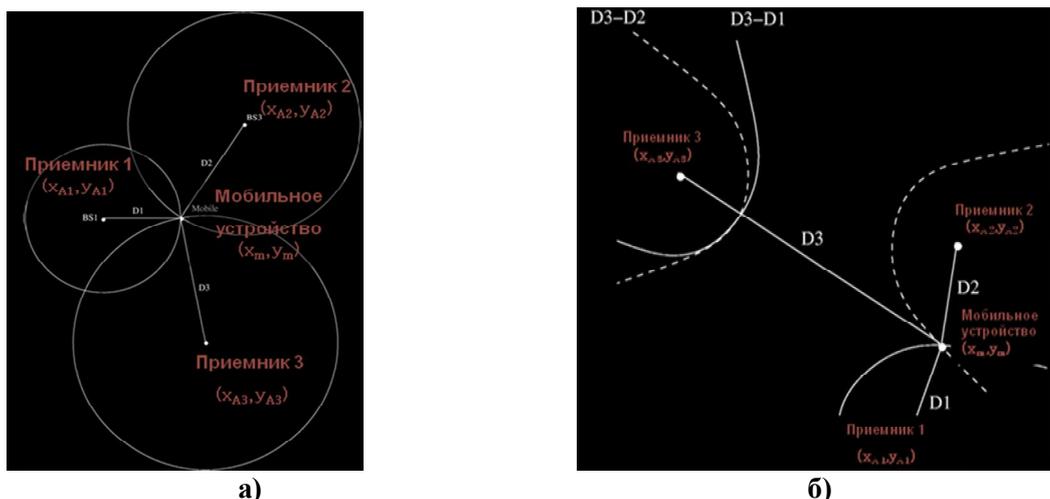


Рис. 1. Позиционирование в методе ТоА (а) и методе DТоА (б)

Мобильное устройство будет располагаться на окружности, радиус которой равен расстоянию, определенному после измерения времени распространения сигнала между устройствами и передатчиком, а центр совпадает с положением фиксированного приемника. В той точке, где пересекаются три окружности, и находится мобильное устройство.

Определение местоположения по разности времен прихода сигнала

В методе DToA определяют разность времен прихода сигнала вместо абсолютного значения времени прохождения между передатчиком и приемником (рис. 1б). Данный метод требует синхронизации приемников, которая может достигаться, например, за счет одинаковой длины кабелей, соединяющих приемники с компьютером.

Для вычисления координат мобильного устройства на плоскости, как показано в методе ТоА, необходимо знать координаты минимум 3 неподвижных принимающих устройств. Зная скорость распространения сигнала и разности времен прибытия, можем определить местоположение мобильного устройства. Справедливо следующее равенство

$$D_3 - D_2 = (\Delta t_3 - \Delta t_2) \cdot c \quad (2)$$

Координаты устройства определяется из уравнений:

$$D_3 - D_2 = \sqrt{(x_{A3} - x_M)^2 + (y_{A3} - y_M)^2} - \sqrt{(x_{A2} - x_M)^2 + (y_{A2} - y_M)^2} = (\Delta t_3 - \Delta t_2) \cdot c \quad (3a)$$

$$D_3 - D_1 = \sqrt{(x_{A3} - x_M)^2 + (y_{A3} - y_M)^2} - \sqrt{(x_{A1} - x_M)^2 + (y_{A1} - y_M)^2} = (\Delta t_3 - \Delta t_1) \cdot c \quad (3б)$$

где D_i - расстояние между приемником и мобильным объектом, Δt_i - время прибытия сигнала в i -й приемник, $(x_M; y_M)$ - координаты мобильного устройства.

Решения уравнения (3а) могут быть использованы для построения гиперболы с фокусами в местах принимающих датчиков 3 и 2. Т.е. мобильное устройство находится где-то на этой гиперболе. Решения уравнения (3б) могут быть использованы для

построения еще одной гиперболы. Их пересечение и будет искомым местоположение мобильного устройства.

Определение разности времен прихода

В отличие от описанных в [1, 2] подходов к решению задачи позиционирования в настоящей работе предлагается использовать кросскорреляцию между огибающими принимаемого сигнала (сигнал на выходе аналого-цифрового преобразователя).

На рис. 2 представлена схема обработки сигнала в приемном устройстве. Приемник состоит из антенны, малошумящего усилителя, квадратичного детектора, фильтра нижних частот (ФНЧ) и порогового устройства (аналого-цифровой преобразователь - АЦП).

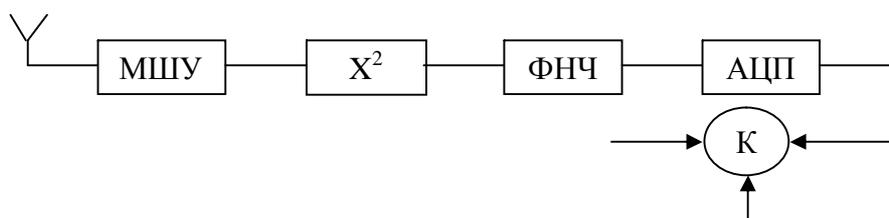


Рис.2 Схема обработки сигнала в приемном устройстве: МШУ – малошумящий усилитель, X^2 - квадратичный детектор, ФНЧ – фильтр нижних частот, АЦП – аналого-цифровой преобразователь, К – компьютер

В каждом из приемников поступающий хаотический радиоимпульс, искаженный шумами в канале сначала усиливается, затем поступает на квадратичный детектор, проходит через ФНЧ и оцифровывается с помощью АЦП. Полученный на выходе АЦП сигнал сравнивается с выходным сигналом одного из других приемников.

Считается, что все приемники синхронизованы во времени. Нахождение разности времен прихода сигнала в двух приемниках осуществляется путем расчета кросскорреляционной функции двух выходных сигналов и определения момента времени, когда в кросскорреляционной функции наблюдается максимальное значение (кросскорреляционный максимум).

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 длиной принимаемого хаотического радиоимпульса и с длиной импульса огибающей на выходе приемника, то точность определения местоположения будет равна примерно половине длины 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, получаемые на выходе АЦП. Если использовать всю полосу хаотического радиоимпульса, т.е. 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 меньше. Так, например, при длине импульса 100 нс временные отсчеты могут следовать через интервалы времени ~50 нс. (20 МГц).

Первый случай труден для реализации, но обеспечил бы точность определения дальности $\sim 7,5$ см. Второй случай с технической точки зрения проще, но в нем точность ~ 15 м. Поэтому нужен разумный компромисс между двумя этими случаями. Кроме того, необходимо принимать во внимание технические возможности используемых устройств. Так, в приемопередатчиках ППС-40 и ППС-50 [2] используется ФНЧ с полосой 50 МГц. В таких системах можно оцифровывать сигнал с частотой до 100 МГц. При этом предельно достижимая точность может быть ~ 3 м. При разработке приемников на основе микросхем, параметры ФНЧ могут задаваться исходя из желаемой точности определения разности прихода сигнала.

Отметим также, что в рассматриваемой схеме при фиксированной полосе ФНЧ база (коэффициент процессинга) сигнала - выходного импульса огибающей будет пропорциональна длине хаотического радиоимпульса. Следствием этого обстоятельства является то, что с увеличением длительности исходного хаотического радиоимпульса повышается помехоустойчивость системы определения дальности и тем самым эффективно используется вся энергия принимаемого хаотического радиоимпульса. Это отличает предлагаемое решение от применяемых ранее подходов.

Моделирование

Моделирование оценки разности времен прихода сигнала в два сверхширокополосных приемника производилось в среде моделирования Matlab. Цель моделирования состояла в определении потенциальных возможностей предлагаемого подхода к определению разности времен прихода, в том числе, точности определения этой величины в зависимости от уровня шумов в канале, полосы ФНЧ и базы сигнала.

В процессе моделирования хаотический радиоимпульс представлялся в виде последовательности отсчетов, расстояние между которыми в соответствии с теоремой Котельникова составляло $\frac{1}{2\Delta F}$, где ΔF - полоса хаотического сигнала. В этом случае отсчеты можно считать независимыми. При той же полосе шумового сигнала, добавляемого к хаотическому сигналу, независимыми будут отсчеты шумового сигнала.

На рис. 3 представлены результаты моделирования поведения кросскорреляционной функции для скользящего среднего по трем точкам. Эта процедура эквивалентна процедуре пропускания сигнала через ФНЧ, с отличающейся в три раза частотой среза. Усреднение уменьшает базу сигнала примерно в три раза. Расчеты показывают, что точность в первом случае составляет примерно три отсчета при отсутствии шума; примерно 4 отсчета при уровне дисперсии шума 0,1; 10 - для 0,3 и 25 для 0,5. При дисперсии шума $\sim 1,0$ корреляционный пик отсутствует. Качественно такая же картина наблюдается и при скользящем среднем по 9 точкам. Однако корреляционные пики в этом случае шире: 20-30 при отсутствии шума; 40-50 при дисперсии шума 0,1; порядка 100 при дисперсии шума 0,3 – 0,5. В этом случае корреляционный пик практически отсутствует при дисперсии шума $\sim 1,0$.

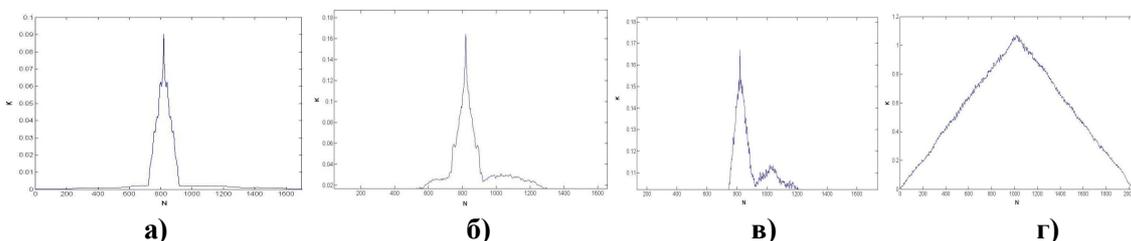


Рис. 3. Кросскорреляционная функция для усреднения по 3 точкам для разных уровней шума (D), K – кросскорреляционный коэффициент, N – количество отсчетов $t=7,5 \cdot N$ нс., D=0,1 (а), D=0,3 (б), D=0,5 (в), D=1 (г)

Выше был рассмотрен случай с базой сигнала после фильтрации примерно 15 дБ. Для того чтобы выяснить зависимость точности метода и его чувствительности к шумам в зависимости от базы сигнала, рассмотрим эти характеристики для базы сигнала в 22 дБ, что соответствует увеличению длины импульса в пять раз. Соответствующие результаты приведены на рис. 4. Из рисунка видно, что для трех точек усреднения ширина корреляционного пика практически не меняется при увеличении дисперсии шума от 0 до 0,5. Пик примерно с той же шириной просматривается при уровне дисперсии шума $\sim 1,0$. При усреднении по девяти точкам, корреляционный пик, как и случае длины хаотического импульса в 100 отсчетов шире, чем при усреднении по трем точкам. Это связано с тем, что полоса ФНЧ уменьшена в три раза. База сигнала в этом случае меньше в три раза (~ 5 дБ). Из рис. 3 видно, что расширение корреляционного пика наступает в этом случае раньше по сравнению со случаем более широкополосного ФНЧ. Корреляционный пик, также как при усреднении по трем точкам еще заметен при дисперсии шума $\sim 1,0$, но значительно слабее, чем при усреднении по трем точкам.

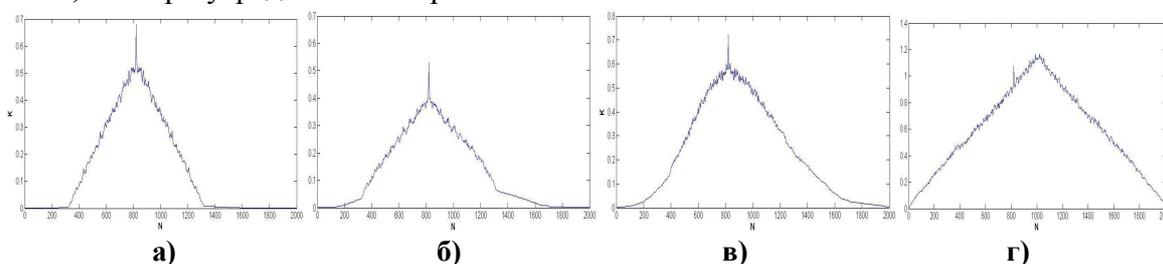


Рис. 4. Кросскорреляционная функция для усреднения по 3 точкам для разных уровней шума (D), K – кросскорреляционный коэффициент, N – количество отсчетов $t=7,5 \cdot N$ нс., $D=0,1$ (а), $D=0,3$ (б), $D=0,5$ (в), $D=1$ (г)

Таким образом, результаты, полученные при моделировании, полностью подтверждают возможность определения разности времен прихода сигнала по оценке положения кросскорреляционного пика. При этом точность измерения определяется полосой ФНЧ, а устойчивость процедуры к шумам увеличивается с длиной используемых хаотических радиоимпульсов пропорционально росту их базы.

Литература

1. А.С. Дмитриев, Б.Е. Кяргинский, А.И. Панас, С.О. Старков, *РЭ*, 2001, Т. 46, № 2, 224-233.
2. Дмитриев А.С., Ефремова Е.В., Клецов А.В., и др., *РЭ*, 2008, т. 53, №10, с. 1278-1289.
3. Дмитриев А.А., *РЭ*, 2005, т. 50, №1, с. 54-61.
4. Лактюшкин А.М. «Беспроводные сверхширокополосные прямохаотические системы связи для персональных и сенсорных сетей», *диссертация, к.ф.-м.н.*, 2007 г.
5. Клецов А.В. "Дистанционное управление, позиционирование объектов и беспроводные сенсорные сети на основе хаотических радиоимпульсов". *Диссертация, к.ф.-м.н.*, 2009 г.