

УДК 621.396

## ВЛИЯНИЕ ШИРИНЫ ПОЛОСЫ СИГНАЛА НА ТОЧНОСТЬ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ В СЕТЯХ nanoNET/nanoLOC

**С.Ю. Агафонов**, аспирант СПбГУТ им. проф. М.А. Бонч-Бруевича; agich\_9@mail.ru

**О.В. Дементьев**, аспирант СПбГУТ им. проф. М.А. Бонч-Бруевича

**М.А. Сиверс**, профессор СПбГУТ им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, д.т.н.

***Ключевые слова:** nanoNET/nanoLOC, точность позиционирования, симметричное двухстороннее двухступенчатое измерение расстояния.*

**Введение.** Услуги определения местоположения подвижных объектов становятся все более востребованными. Для их реализации широко используются спутниковые системы навигации, в том числе GPS и ГЛОНАСС. Однако в областях пространства, где электромагнитные волны подвержены искажениям или просто отсутствует прямая видимость (к таким объектам можно отнести туннели, помещения, лесистая местность), спутниковые технологии и системы позиционирования на основе мобильных радиосистем перестают отвечать заданным критериям точности и надежности позиционирования. Это особенно ощутимо внутри помещений, где явления поглощения и многолучевого распространения электромагнитных волн проявляются гораздо сильнее, чем при распространении в открытом пространстве.

Избежать снижения надежности и точности позиционирования позволяют навигационные системы, сочетающие преимущества спутниковых и беспроводных систем абонентского доступа. Они обеспечивают возможность определения местоположения объекта в зонах, где спутниковый сигнал заметно ослаблен.

В статье точность позиционирования оценивается с помощью технологии nanoNET/nanoLOC, применение которой позволяет существенно повысить точность определения местоположения объекта.

**Локализация мобильного объекта в пространстве.** Принцип расчета местоположения мобильного объекта по технологии nanoNET/nanoLOC основан на измерении времени распространения радиоимпульса от момента посылки его радиоузлом с заранее известными координатами до момента приема радиоузлом, местоположение которого необходимо определить.

В частности, широко известен способ определения расстояний, основанный на измерении времени RTT (Round-trip Time) между отправкой запроса и получением ответа. Способ заключается в измерении времени распространения сигнала TOF (Time of Flight) от одного радиоузла к другому и обратно. Для этого радиоузел 1 передает радиоузлу 2 первый радиосигнал, содержащий запрос на измерение (пакет «DATA»), и фиксирует время передачи. После приема первого радиосигнала радиоузел 2 немедленно передает радиоузлу 1 второй радиосигнал (пакет «АСК») и, наконец, радиоузел 1 фиксирует время приема второго радиосигнала. Недостаток данного способа состоит в том, что точность измерений снижается в связи с невозможностью компенсации разности скорости хода часов (clock drift) в упомянутых радиоузлах.

Для устранения этого недостатка сеанс определения RTT проводят дважды: сначала сеанс измерения инициирует радиоузел 1, а затем радиоузел 2. После этого рассчитывают усредненное время распространения сигнала. Такой метод

определения расстояния, получивший название симметричного двухстороннего двухступенчатого измерения расстояний SDS-TWR (Symmetric Double Sided Two Way Ranging), применяется в сетях на основе технологии nanoNET/nanoLOC.

Одним из способов повышения эффективности передачи информации с помощью модулированных сигналов по каналу с большими линейными искажениями, вызванными явлением многолучевости распространения сигнала, служит расширение спектра, приводящее к увеличению базы сигнала. Линейная частотная модуляция (ЛЧМ), используемая в технологии nanoNET/nanoLOC, позволяет повысить помехоустойчивость за счет «размывания» по спектру мощности сигнала. При воздействии помех фиксированной частоты теряется только часть передаваемого сигнала и, следовательно, информация может быть восстановлена в приемнике. Это дает возможность устройствам nanoNET/nanoLOC работать на более высоких скоростях и со значительно большей степенью надежности передавать данные в условиях сложной помеховой обстановки.

Формирование передаваемого ЛЧМ-сигнала и его обработка в приемном устройстве осуществляется с помощью дисперсионной линии задержки, выполненной на базе ПАВ-фильтров. Несмотря на то, что технология Wi-Fi обеспечивает значительно большие скорости передачи данных (десятки Мбит/с), соотношение дальность передачи/скорость передачи/энергопотребление в устройствах nanoNET/nanoLOC оказывается лучше. Это достигается за счет низкого энергопотребления, поскольку первичная обработка ЛЧМ-сигнала выполняется аналоговым способом.

В приемопередатчиках nanoLOC/nanoNET для формирования ЛЧМ-сигнала используется дисперсионная линия задержки, которая также предназначена для его обработки при приеме, реализуя функции оптимального фильтра. Отклик оптимального фильтра ЛЧМ-сигнала определяется автокорреляционной функцией (АКФ) этого сигнала. Расположение главного максимума АКФ вдоль оси времени  $t$  в приемнике будет пропорционально времени запаздывания сигнала относительно некоторого начального момента времени.

Острота пика АКФ и  $\Delta$  определяет точность измерения времени запаздывания радиосигнала  $U_2(t)$  и является величиной, обратно пропорциональной ширине его частотной полосы  $\Delta F$ . При заданной частотной полосе  $\Delta F$  ЛЧМ-сигнал обладает наименьшей возможной шириной д главного пика своей АКФ. Амплитуда главного пика АКФ пропорциональна площади спектра сигнала, попадающего в полосу  $\Delta F$ . Совершенно очевидно, что при заданной полосе частот  $\Delta F$  и прочих равных условиях, таких как амплитуда и длительность, ЛЧМ-сигнал обладает АКФ максимальной амплитуды по сравнению с сигналами, использующими другие виды модуляции. За счет этого достигается хорошая заметность (обнаруживаемость) отклика оптимального фильтра ЛЧМ-сигнала на фоне шумов и прочих помех, присутствующих в

радиоэфире.

Однако в области пространства, где электромагнитные волны подвержены искажениям или просто отсутствует прямая видимость (к таким объектам можно отнести туннели, помещения, лесистая местность) системы позиционирования на основе радиотехнологий перестают отвечать заданным критериям точности определения местоположения. Точность, с которой происходит определение местоположения мобильного объекта зависит от приведенных ниже факторов.

1. Инструментальная ошибка приемника, отсюда не точность определения времени распространения сигнала. Данный фактор обусловлен прежде всего наличием шумов в электронном тракте приемника. При применении технологии nanoNET/nanoLOC на точность измерения временных интервалов, а значит и расстояний существенное влияние оказывает аппаратный фактор, характеризуемый стабильностью частоты кристаллов, используемых в модулях приемопередатчиков.

2. Отношение сигнал/шум приемника определяет точность процедуры сравнения принимаемого и опорного сигналов, т.е. погрешность вычисления, и приводит к возникновению систематической ошибки определения координат.

3. Многолучевость распространения сигнала, появляющаяся в результате вторичных отражений сигнала от крупных препятствий, расположенных в непосредственной близости от приемника. При этом возникает явление интерференции, и измеренное расстояние оказывается больше действительного.

**Оценка погрешности, возникающей в процессе измерения расстояния.** В неоднородной среде распространения передаваемый сигнал претерпевает изменения из-за многолучевой картины распространения сигнала в данной среде. В результате на приемной стороне возникает смесь истинного переданного сигнала и побочных отраженных сигналов. Существуют три основных фактора, определяющие характер и степень интенсивности побочных радиосигналов: коэффициент отражения, разность фаз между переданными и принятыми сигналами, разность времени распространения данных сигналов. Эти факторы полностью определяются свойствами среды и условиями распространения в каждом конкретном случае.

Для оценки возникающей погрешности рассмотрим блок-схему приемника, представленную на рис. 1.

На вход смесителя поступает принятый сигнал  $y(t)$  (от приемопередатчика, расстояние до которого необходимо определить) и селективирующий сигнал  $g(t-T_R)$ . Измерение расстояния до объекта  $R$  сводится к измерению времени запаздывания сигнала  $T_R$ , равному удвоенному отношению расстояния до объекта к скорости распространения радиоволн. В случае применения согласованных фильтров время  $T_R$  представляет собой оценку действительного времени задержки  $T_0$  (в идеальном случае). Таким образом, предполагая, что мощность сигнала значительно выше мощности шума, можно составить определенное представление о сигнале  $y(t)$  на входе приемника.

Сигнал на входе приемника  $y(t)$  представляет собой смесь полезного сигнала и шума:

$$y(t) = s(t - T_0) + n(t), \quad (1)$$

где  $s(t - T_0)$  – полезный сигнал при отсутствии шума.

Отклики согласованного фильтра на полезный сигнал и шум могут быть выражены как

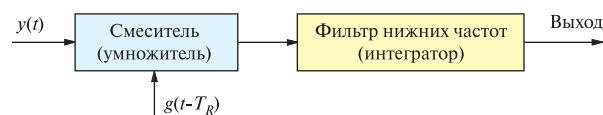


Рис. 1

$$s_0(T_R - T_0) = \int s(t - T_R) dt; \quad (2)$$

$$n_0(T_R) = \int n(t) dt. \quad (3)$$

Ошибка измерения времени распространения радиоволны при этом равна разности действительного времени задержки и измеренного времени запаздывания  $\Delta T_R = T_R - T_{0,из}$ .

Отношение среднего квадрата шумового напряжения  $n_0^2$  к крутизне  $M$  выходного напряжения  $s_0(\Delta T_R)$  при  $\Delta T_R = 0$  будет служить мерой среднеквадратической ошибки измерения времени запаздывания:

$$(\delta T_R)^2 = \overline{\Delta T_R^2} = \frac{\overline{n_0^2}}{M^2}, \quad (4)$$

где

$$M = \left[ \frac{\partial s_0(\Delta T_R)}{\partial \Delta T_R} \right]_{\Delta T_R=0}. \quad (5)$$

Характер изменения ошибки представлен на рис. 2: сплошная линия – выходное напряжение приемника при приеме только полезного сигнала  $S_0$ ; пунктирная – влияние шума. Шум смещает точку перехода через нуль на  $\Delta t = \Delta T_R$ .

Преобразование Фурье  $S_g(f)$  от оптимального селективирующего сигнала, минимизирующего ошибку измерения времени запаздывания (4), без учета постоянного множителя определяется выражением:

$$S_g(f) = \frac{j2\pi f S(f)}{|N_i(f)|^2}, \quad (6)$$

где  $S(f)$  и  $N_i(f)$  – преобразования Фурье от входного сигнала  $s(t-t_0)$  и входного шума  $n(t)$ , соответственно. Множитель  $j2\pi f$  аналогичен дифференцированию. Следовательно, оптимальный селективирующий сигнал имеет вид производной по времени от принятого сигнала при постоянном спектре шума. Применяя теорему свертки к уравнению (2), получим, что преобразование Фурье от выходного сигнала  $S_0(f)$  равно  $S_g(f) S^*(f)$ , или

$$S_0(f) = \frac{j2\pi f |S(f)|^2}{|N_i(f)|^2}. \quad (7)$$

Выражение (7) представляет собой преобразование от нечетной функции.

Селективирующий сигнал и согласованный фильтр взаимосвязаны:

$$H(f) = \frac{S^*(f)}{|N_i(f)|^2}, \quad (8)$$

где  $S^*(f)$  – комплексно сопряженная от преобразования Фурье входного сигнала при отсутствии шума;  $N_i(f)$  – спектр входного шума (преобразование Фурье от входного напряжения). Следовательно, если перед смесителем (см. рис. 1) включен согласованный фильтр, то оптимальный селективирующий сигнал имеет вид:

$$S_g(f) = j2\pi f. \quad (9)$$

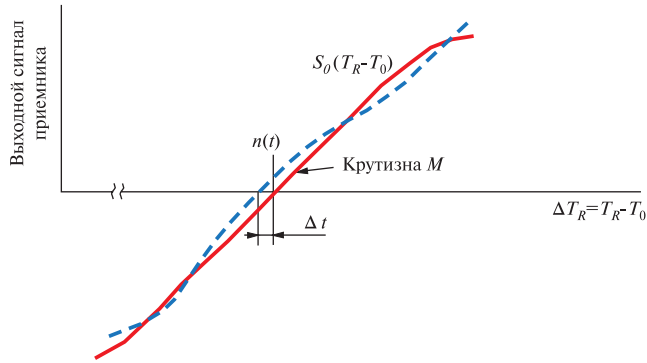


Рис. 2

Это преобразование Фурье от парного импульса  $u_2(t)$ , или первая производная от импульсной функции  $\delta'(t)$ . Поэтому селектирующий сигнал можно записать в виде:

$$g(t - T_R) = u_2(t - T_R) = \delta'(t - T_R). \quad (10)$$

Проведенный анализ показывает, что оптимальная обработка при измерении дальности состоит в пропускании сигнала через согласованный фильтр и селекции его значений в моменты времени до и после  $T_R$ . Разность этих двух выборочных значений сигнала служит мерой разности оцененного значения времени задержки  $T_R$  и истинного времени запаздывания  $T_0$ . В некоторых отношениях этот процесс селекции аналогичен методу стробирования по дальности в радиолокационных станциях сопровождения цели. Разница состоит в том, что селекция производится на бесконечно малом интервале, тогда как при сопровождении по дальности этот интервал одного порядка с длительностью импульса.

Подставим соотношения для оптимального селектирующего сигнала в выражение для определения точности измерения:

$$\overline{\Delta T_R^2} = \frac{1}{4 \int_{-\infty}^{\infty} (2\pi f)^2 \frac{|S(f)|^2}{|N_i(f)|^2} df}. \quad (11)$$

Если спектр шума постоянный и спектральная плотность энергии шума равна  $N_0$  Вт/Гц, то средний квадрат ошибки

$$(\delta T_R)^2 = \overline{\Delta T_R^2} = \frac{N_0}{4 \int_{-\infty}^{\infty} (2\pi f)^2 |S(f)|^2 df}. \quad (12)$$

Эффективную ширину полосы частот можно определить

как

$$\beta^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} (2\pi f)^2 |S(f)|^2 df}{\int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 df} = \frac{1}{E} \int_{-\infty}^{\infty} (2\pi f)^2 |S(f)|^2 df, \quad (13)$$

где  $E$  – энергия сигнала.

Понятие об эффективной ширине полосы частот (13) было использовано Ф.М. Вудвордом в его работе по обнаружению и точности измерений, основанной на использовании метода обратной вероятности. По существу  $\beta^2$  представляет собой нормированный второй момент спектра  $|S(f)|^2$  относительно среднего значения (берется значение для нулевой частоты).

Таким образом, выражение для ошибки измерения расстояния, выраженное через эффективную ширину полосы частот, принимает вид:

$$\delta T_R = \frac{1}{\beta(2E/N_0)^{1/2}}. \quad (14)$$

Следовательно, чем больше  $\beta$ , тем точнее измерение расстояния до объекта.

**Заключение.** Точность определения расстояния между объектами в условиях, исключающих многолучевость распространения сигнала (идеализированный случай), полностью определяется характеристиками помеховой обстановки в среде распространения, т.е. отношением сигнал/шум и величиной эффективной полосы частот, занимаемой сигналом, которая, в свою очередь, зависит от энергии передаваемого сигнала.

ЛИТЕРАТУРА

1. Сколник М. Введение в технику радиолокационных систем. – М.: Сов. радио, 1965. – С. 551–556.
2. Вудворд Ф.М. Теория вероятности и теория информации с применениями в радиолокации. – М.: Сов. радио, 1955. – С. 432–434.
3. Коган И.М. Ближняя Радиолокация (теоретические основы). – М.: Сов. радио, 1973. – С. 312–317.
4. Аникин А.М. Определение местоположения мобильного объекта с помощью приемопередатчиков nanoLOC фирмы Nanotron // Беспроводные технологии. – 2007. – №3. – С. 32–35.
5. Гайкович Г.Ф. Беспроводная связь в сетях промышленной автоматизации // Электронные компоненты. – 2007. – №10 – С. 106–110.
6. Описание модуля nanoLOC TRX NA-06-S-0014-E-1.02

Получено 5.03.12