

11.4

## Измерение мощности сверхширокополосного хаотического сигнала для решения задач определения расстояния и позиционирования

© Е.В. Ефремова, Л.В. Кузьмин

Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН, Москва, Россия  
E-mail: efremova@cplire.ru

Поступило в Редакцию 21 августа 2020 г.

В окончательной редакции 20 февраля 2021 г.

Принято к публикации 20 февраля 2021 г.

Предложена методика увеличения точности измерения расстояния при помощи сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов, предназначенная для применения в беспроводных сенсорных сетях. В результате проведенных экспериментальных стендовых исследований показано, что уровень относительной ошибки измерения расстояния находится в пределах 5–9%.

**Ключевые слова:** сверхширокополосные сигналы, беспроводной канал, сенсорные сети, измерение расстояния, сверхширокополосная несущая, хаотические сверхширокополосные сигналы.

DOI: 10.21883/PJTF.2021.10.50970.18524

Актуальной проблемой в современных беспроводных сетях малого радиуса действия (локальные беспроводные сети) является определение расстояния между узлами сети [1]. В зависимости от назначения системы и диапазона измеряемых расстояний могут применяться радиосигналы различных типов и частотных диапазонов (технологии Bluetooth, Wi-Fi, RFID, UWB [2]). Выбор в пользу того или иного метода измерения осуществляется на основе компромисса между требуемой точностью, дальностью и сложностью реализации. В частности, привлекательными являются решения, основанные на измерении мощности радиосигнала, благодаря их относительной физико-технической простоте. Поэтому они лежат в основе различных методов позиционирования объектов в беспроводных сетях, когда параметры канала известны (fingerprinting) [3–5], неизвестны [6,7] или неизвестна мощность излучаемого сигнала [8].

Принципиальными задачами, находящимися в фокусе внимания исследователей, являются повышение точности измерения мощности радиосигнала и расширение диапазона по расстоянию. Их успешному решению препятствуют негативное влияние многолучевого распространения и явление замирания радиосигналов сверхвысокочастотного диапазона, причем повышение точности измерения мощности сигнала (и соответствующего ему расстояния) в режиме точка–точка на несколько процентов позволяет многократно увеличить точность определения координат объекта относительно множества (кластера) узлов в беспроводной сети [9,10].

В настоящее время технологии беспроводного позиционирования позволяют обеспечить следующую медианную [11] точность: Wi-Fi < 2 м; методы, использующие fingerprinting, < 5 м; Bluetooth — 2–5 м; технологии RFID < 2 м; беспроводные сенсорные сети, работающие в кооперативном режиме, < 2 м; ZigBee < 5 м; UWB-устройства < 50 см.

Одно из направлений увеличения точности — расширение спектра сигнала вплоть до сверхширокополосного (СШП) диапазона, компенсирующего последствия многолучевой интерференции и снижающего флуктуации мощности сигнала в точке приема. Хаотический (шумоподобный) сигнал [12] в этом смысле является практически идеальным кандидатом для достижения данной цели. В [13] описан метод определения расстояния между СШП-приемопередатчиками, основанный на измерении мощности хаотического СШП-сигнала.

Целью данного исследования является разработка методики увеличения точности измерения расстояния по мощности и расширения диапазона работы метода [13] по расстоянию до величин, которые интересны для практических приложений.

Определение расстояния  $d$  при помощи измерения мощности  $P$  сигнала основано на зависимости падения мощности сигнала от расстояния

$$d = d_0 \cdot 10^{(P_d - P_0)/(10n)} = d_0 \cdot 10^{(A_d - A_0)/(10nh)}, \quad (1)$$

где  $P_d$  [dBm] — мощность сигнала на расстоянии  $d$  [m] от источника излучения (между передатчиком и приемником);  $P_0$  [dBm] — мощность сигнала на расстоянии  $d_0$  [m];  $P_0$  и  $d_0$  определяются в ходе измерений и являются референсными значениями, относительно которых производятся дальнейшие вычисления;  $A_d$  [V] — амплитуда огибающей радиоимпульсов, имеющих мощность  $P_d$ ;  $A_0$  [V] — амплитуда огибающей радиоимпульсов, имеющих мощность  $P_0$ ;  $n$  — показатель затухания сигнала в канале связи;  $h$  [V/dBm] — крутизна характеристики энергетического детектора, осуществляющего преобразование мгновенной входной мощности в мгновенное напряжение [13].

Измеряемое приемником мгновенное напряжение является случайной величиной, которая определяется

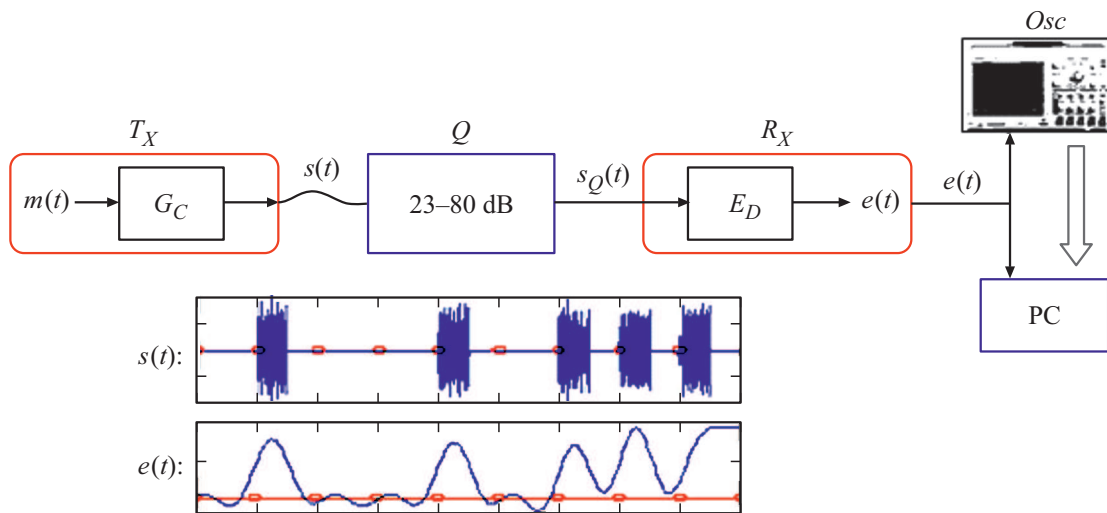


Рис. 1. Схема экспериментального макета. Пояснение в тексте.

мгновенным значением хаотического сигнала, воздействием канала и входных цепей приемника. На основе знания мгновенного значения огибающей сигнала в приемнике необходимо получить оценку амплитуды  $A_d$  и мощности  $P_d$  принятого сигнала.

В рамках излагаемого подхода используется косвенное измерение мощности  $P_d$  через подсчет числа импульсов, которые имеют мощность не меньше заданной [13]: приемное устройство детектирует поступающие радиоимпульсы путем сравнения уровня принятого сигнала с некоторым пороговым значением  $V_T$ , подсчитывает число  $p_r$  обнаруженных и число  $p_l$  пропущенных импульсов (предполагается, что передаваемая последовательность импульсов известна) и вычисляет значение числа ошибок обнаружения

$$F = p_r / (p_r + p_l). \quad (2)$$

Путем варьирования значения  $V_T$  определяется значение  $V_T^*$ , при котором достигается заданное значение  $F^*$ . Полученное значение  $V_T^*$  связано с уровнем мощности (амплитуды) радиоимпульсов.

Для того чтобы определить возможную достижимую точность измерения расстояния для такого способа оценки мощности сигнала, был проведен эксперимент, в котором изменялась мощность принимаемого сигнала и анализировались различные правила оценки амплитуды принятого сигнала, которые дали бы наиболее точный результат определения расстояния.

Экспериментальный макет (рис. 1) состоял из двух прямохаотических приемопередающих модулей [14], коаксиального кабеля длиной 1 м, перестраиваемого аттенюатора, который имитировал ослабление сигнала в беспроводном канале, осциллографа (*Osc*) и персонального компьютера (PC).

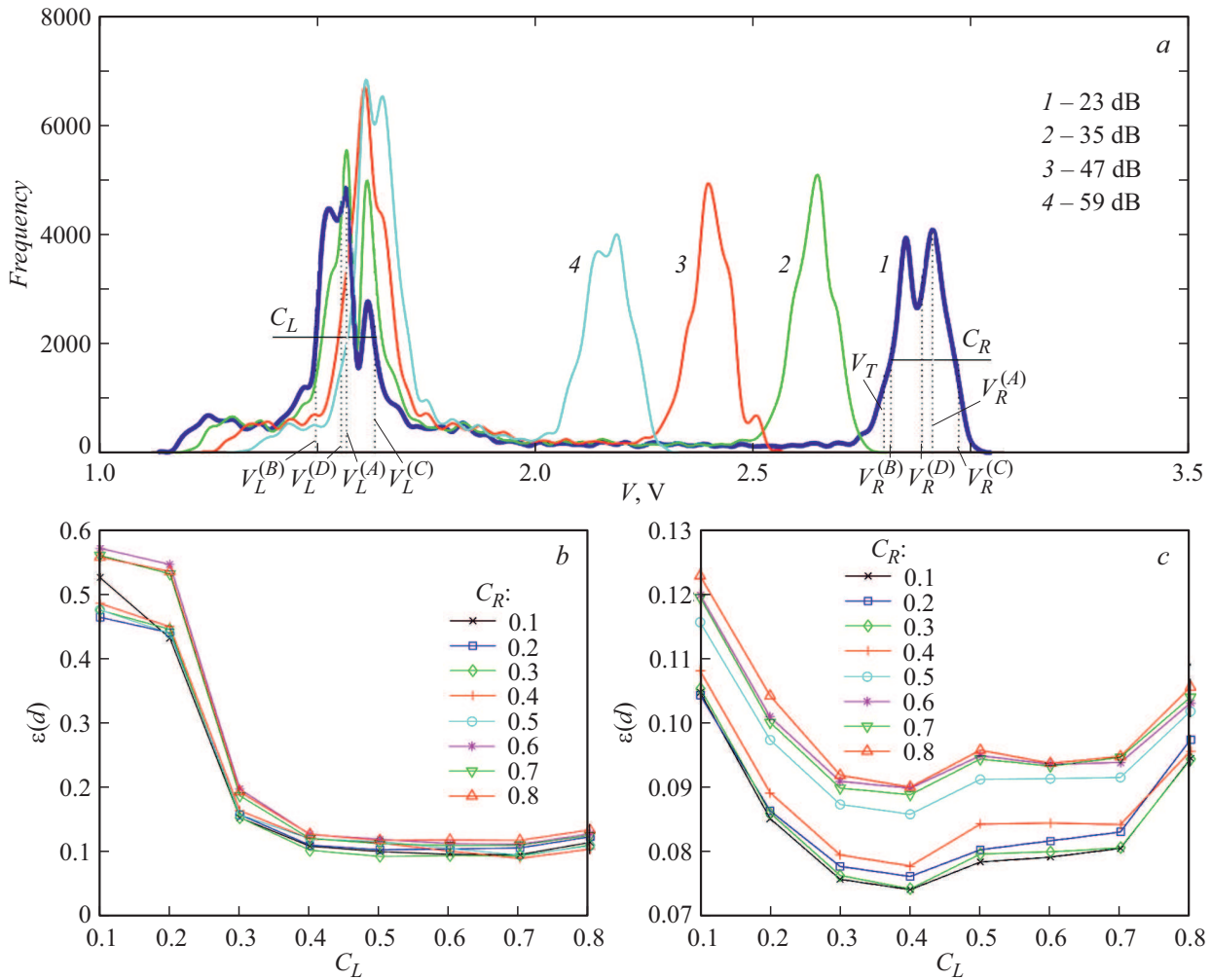
Передающее устройство ( $T_X$ ) формировало последовательность  $s(t)$ , состоящую из хаотических радиоимпульсов длительностью  $T_p = 166$  ns, мощностью  $P_p = 50$  mW

и периодом следования  $2T_p$ . Сигнал передатчика по кабелю подавался на вход аттенюатора, вносящего ослабление  $Q$ , на выходе которого формировался сигнал  $s_Q(t)$ , который поступал на вход приемного устройства ( $R_X$ ). На выходе приемника формировалась огибающая  $e(t)$  сигнала  $s_Q(t)$ .

Измерения проводились для набора ослаблений:  $Q_i = \{23, 29, 35, 41, 47, 53, 59, 65, 71, 74, 77, 80\}$  dB. Указанный ряд значений выбран из соображений удобства анализа результатов: ослабление в 41 dB соответствует затуханию сигнала на частоте 4 GHz на 1 м. Остальные значения кратны изменению расстояния в 2 или в  $\sqrt{2}$  раз при условии, что показатель затухания сигнала в канале  $n = 2$ . Таким образом, указанным значениям затухания соответствуют эквивалентные расстояния  $d_i$  от 0.125 до 89 м.

Запоминающий осциллограф с частотой дискретизации  $f_s = 2.5$  GHz фиксировал реализацию сигнала-огибающей  $e(t)$  для анализа распределений мгновенных значений его амплитуд. Эти распределения (рис. 2, а) являются бимодальными (двугорбыми). Левый „горб“ соответствует мгновенным значениям огибающей в отсутствие импульсов (межимпульсный интервал), правый — значениям огибающей принятого радиоимпульса. Представленные формы распределений сглажены методом сплайн-интерполяции. Распределения имеют „хвосты“, в которых сосредоточены как информативные, так и неинформативные мгновенные значения отсчетов реализации огибающей, вносящие ошибки при определении амплитуды импульсов.

Для устранения влияния неинформативных отсчетов были введены уровни отсечки  $C_L$  и  $C_R$  относительно высоты моды для каждого из горбов: при расчете амплитуды радиоимпульса использовались только те отсчеты, число которых превышало  $C_L$  для левого горба и  $C_R$  для правого горба.



**Рис. 2.** Распределение мгновенных значений амплитуд сигнала-огibaющей в приемнике, измеренное в эксперименте при различных значениях затухания между излучателем и приемником (а), и оценки средней относительной ошибки измерения эквивалентного расстояния как функции относительных значений  $C_L$  и  $C_R$  уровней отсечки при использовании для оценки амплитуды правила В (b) и правила D (c).

Значение амплитуды  $A_d$  огibaющей радиоимпульса для заданного ослабления определялось как разность оценки напряжения  $V_L$  для межимпульсного интервала и оценки напряжения  $V_R$  огibaющей принятого радиоимпульса при помощи следующих эвристических правил:

**A** — разность между правой  $V_R^{(A)}$  и левой  $V_L^{(A)}$  модами горбов распределения (разность между локальными максимумами правого и левого горбов):  $A_d^{(A)} = V_R^{(A)} - V_L^{(A)}$ ;

**B** — разность между значениями амплитуды огibaющей по уровню отсечки слева для обоих горбов распределения:  $A_d^{(B)} = V_R^{(B)} - V_L^{(B)}$ ;

**C** — разность между значениями амплитуды огibaющей по уровню отсечки справа для обоих горбов распределения:  $A_d^{(C)} = V_R^{(C)} - V_L^{(C)}$ ;

**D** — разность между средними значениями амплитуды огibaющей (среднее арифметическое значений отсчетов, лежащих выше уровня отсечки), для обоих горбов распределения:  $A_d^{(D)} = V_R^{(D)} - V_L^{(D)}$ .

Критерием точности служило значение средней относительной ошибки определения расстояния

$$\varepsilon(d) = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \frac{|\delta d_i|}{d_i}, \quad (3)$$

где  $\delta d_i$  — ошибка измерения эквивалентного расстояния  $d_i$ , соответствующего ослаблению  $Q_i$ ;  $m$  — число измерений.

Результаты вычисления средней относительной ошибки (3), полученные при помощи правил В и D, в соответствии с (1) приведены на рис. 2, b, c. Ошибка представлена как функция относительных значений  $C_L$  и  $C_R$  уровня отсечки.

С ростом  $C_L$  величина ошибки падает, достигая минимума в области  $C_L \approx 0.3-0.6$  и  $C_R \approx 0.1-0.4$ , что объясняется отбрасыванием мгновенных значений амплитуд, составляющих хвосты распределений (рис. 2, a). Для дальнейших расчетов в качестве значений уровней отсечки выбраны значения  $C_L = 0.4$  и  $C_R = 0.3$  соответственно.

Относительная ошибка определения расстояния для различных способов измерения амплитуды импульса ( $C_L = 0.4$ ,  $C_R = 0.3$ )

Относительная ошибка $\varepsilon$	Правило					
	A	B	C	D	BER	BER_C
до 89 м	0.176	0.092	0.069	0.074	0.206	0.090
до 16 м	0.170	0.054	0.042	0.044	0.124	0.053

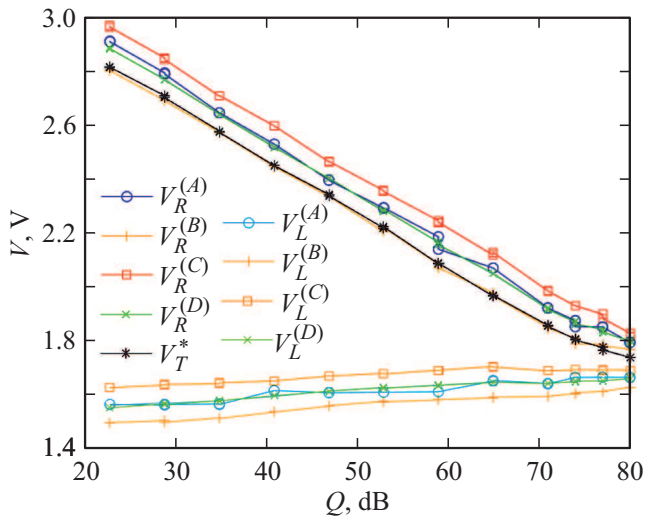


Рис. 3. Зависимости  $V_R$  и  $V_L$  принятого импульса от затухания  $Q$  для правил A, B, C, D.

Результаты вычислений ошибки (3) приведены в таблице. Ошибка, получаемая при измерении амплитуды по правилу A (по модам распределений), постоянна и равна 0.17. При использовании правил B, C, D наилучший результат достигается при определении амплитуды по правому краю (C) и среднему значению (D) распределений, для которых ошибка (3) равна 0.07 в диапазоне изменения мощности 80 dB и 0.04 в диапазоне изменения мощности 65 dB (эквивалентное расстояние до 16 м).

Вместе с тем проведенные измерения ошибки (3) по методике определения доли обнаруженных и пропущенных импульсов (2) показали, что для  $F = 0.9$  полученные значения  $V_T^*$  дают относительную ошибку  $\varepsilon(d) = 0.2$  (см. таблицу, столбец BER). Поэтому практически вопрос заключается в том, каким образом приблизиться к точности, которую дает определение мощности сигнала по распределению его мгновенных амплитуд.

Из графика распределений мгновенных значений напряжения в приемнике (рис. 2, а) видно, что уровень напряжения, соответствующий межимпульсному интервалу, меняется в зависимости от мощности принятого сигнала. На рис. 3 приведена зависимость оценки значений  $V_R$ , полученной по правилам A, B, C, D и по методу подсчета ошибок ( $V_R^{(A)}$ ,  $V_R^{(B)}$ ,  $V_R^{(C)}$ ,  $V_R^{(D)}$ ,  $V_T^*$ ), и значений

$V_L$  ( $V_L^{(A)}$ ,  $V_L^{(B)}$ ,  $V_L^{(C)}$ ,  $V_L^{(D)}$ ) от затухания  $Q_i$ . Обнаружилось, что изменения этих величин согласованы между собой и зависят от затухания: при увеличении затухания сигнала значения  $V_R$  монотонно убывают, а значения  $V_L$  монотонно возрастают, что позволяет аппроксимировать эти значения линейными функциями  $V_R = Q \operatorname{tg} \alpha + V_{R0}$ ,  $V_L = Q \operatorname{tg} \beta + V_{L0}$ , где  $V_{R0}$ ,  $V_{L0}$  — точки пересечения прямых с осью ординат,  $\alpha$ ,  $\beta$  — углы наклона прямых. Исключая  $Q$ , получим формулу для оценки напряжения  $V_L$ , соответствующего межимпульсному интервалу:

$$V_L = (V_R - V_{R0}) \frac{\operatorname{tg} \beta}{\operatorname{tg} \alpha} + V_{L0}. \quad (4)$$

Формулу (4) необходимо использовать для корректировки значения амплитуды  $A_d$  принятых радиоимпульсов, измеренного методом подсчета ошибок обнаружения (2): по измеренному значению  $V_T^*$ , полученному при помощи определения доли обнаруженных и пропущенных импульсов, вычисляется по формуле (4) значение  $V_L$ , амплитуда принятых радиоимпульсов  $A_d = V_T^* - V_L$  и делается оценка расстояния по формуле (1). В результате применения такого подхода ошибка (3) измерения расстояния снижается приблизительно в 2 раза (до 0.09, столбец BER\_C в таблице).

В работе показано, что относительная ошибка измерения расстояния составляет 9 и 5% в диапазоне изменения мощности принимаемого сигнала до 80 dB (эквивалентное расстояние 89 м) и до 65 dB (16 м) соответственно. Полученные значения точности измерения расстояния позволяют использовать метод для практических приложений в существующей аппаратуре.

## Финансирование работы

Работа выполнена в рамках государственного задания Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН.

## Конфликт интересов

Авторы заявляют, что у них нет конфликта интересов.

## Список литературы

- [1] F. Zafari, A. Gkelias, K.K. Leung, IEEE Commun. Surv. Tutorials, **21** (3), 2568 (2019). DOI: 10.1109/COMST.2019.2911558
- [2] A. Alarifi, A. Al-Salman, M. Alsaleh, A. Alnafessah, S. Al-Hadhrani, M.A. Al-Ammar, H.S. Al-Khalifa, Sensors, **16** (5), 707 (2016). DOI: 10.3390/s16050707
- [3] A. Li, J. Fu, A. Yang, H. Shen, IEEE Access, **7**, 13945 (2019). DOI: ACCESS.2019.2893398
- [4] S. Subedi, H. Gang, N.Y. Ko, S. Hwang, J. Pyun, IEEE Access, **7**, 31738 (2019). DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2902564
- [5] Y. Cheng, Y. Lin, IEEE Trans. Consum. Electron., **55** (3), 1295 (2009). DOI: 10.1109/TCE.2009.5277991

- [6] H. Lohrasbipeydeh, T.A. Gulliver, H. Amindavar, *IEEE Trans. Signal Process.*, **62** (17), 4516 (2014).  
DOI: 10.1109/TSP.2014.2336634
- [7] W. Li, Y. Jia, *IET Signal Process.*, **9** (9), 681 (2015).  
DOI: 10.1049/iet-spr.2014.0477
- [8] R.M. Vaghefi, M.R. Gholami, R.M. Buehrer, E.G. Strom, *IEEE Trans. Signal Process.*, **61** (6), 1389 (2013).  
DOI: 10.1109/TSP.2012.2232664
- [9] C. Liang, F. Wen, *IEEE Sensors J.*, **16** (5), 1265 (2016).  
DOI: 10.1109/JSEN.2015.2500270
- [10] J. Zhu, Q. Chen, J. Zhang, in *2017 IEEE 9th Int. Conf. on communication software and networks (ICCSN)* (Guangzhou, China, 2017), p. 830.  
DOI: 10.1109/ICCSN.2017.8230228
- [11] G.M. Mendoza-Silva, J. Torres-Sospedra, J. Huerta, *Sensors*, **19** (20), 4507 (2019). <https://doi.org/10.3390/s19204507>
- [12] Yu.V. Andreyev, A.S. Dmitriev, E.V. Efremova, A.D. Khilinsky, L.V. Kuzmin, *Int. J. Bifurc. Chaos*, **15** (11), 3639 (2005).  
DOI: 10.1142/S0218127405014295
- [13] Е.В. Ефремова, А.С. Дмитриев, Л.В. Кузьмин, *Письма в ЖТФ*, **45** (17), 3 (2019).  
DOI: 10.21883/PJTF.2019.17.48214.17865  
[Пер. версия: 10.1134/S1063785019090037].
- [14] A.S. Dmitriev, L.V. Kuzmin, A.I. Ryshov, Y.V. Andreyev, M.G. Popov, in *2018 Engineering and Telecommunication (EnT-MIPT)* (M., 2018), p. 76.  
DOI: 10.1109/EnT-MIPT.2018.00023