

11.4

## Эксперимент по определению времени прохождения сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов через многолучевой канал

© Л.В. Кузьмин, Е.В. Ефремова

Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН, Москва, Россия  
E-mail: lvkuzmin@gmail.com

Поступило в Редакцию 23 апреля 2020 г.

В окончательной редакции 23 апреля 2020 г.

Принято к публикации 14 мая 2020 г.

Описываются результаты эксперимента по определению времени распространения сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов через беспроводный канал с многолучевым распространением в диапазоне частот от 3 до 5 GHz. Проведена оценка точности измерения времени распространения сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов по их огибающей для решения задачи измерения расстояния между объектами и их локализации в пространстве в промышленных и офисных помещениях.

**Ключевые слова:** сверхширокополосные сигналы, хаотические сигналы, хаотические радиоимпульсы, многолучевое распространение, многолучевое замирание, локализация, измерение времени распространения.

DOI: 10.21883/PJTF.2020.16.49849.18352

Измерение времени распространения радиосигналов через беспроводные каналы является актуальной научно-практической задачей. Одна из причин — развитие робототехнических комплексов, в которых требуется осуществлять позиционирование объектов при помощи радиосистем ненаправленного действия в нелицензируемом частотном диапазоне от 2 до 10 GHz (сантиметровый диапазон длин волн). Такие системы предназначены для применения в условиях промышленной, жилой и городской инфраструктуры, где сильны эффекты многолучевого распространения, оказывающие значительное влияние на точность, поэтому вопрос о точности измерения времени распространения радиосигнала в многолучевых каналах стоит очень остро [1,2]. Помимо традиционных узкополосных технологий [1] (WiFi, Bluetooth, ZigBee, где расстояние определяется через мощность принимаемого сигнала или направление на излучатель) хорошими кандидатами для решения данной задачи являются шумоподобные и сверхширокополосные (СШП) сигналы, имеющие два полезных фундаментальных свойства: малое время когерентности и большую базу сигнала. Благодаря этому потенциально в приемнике можно реализовать большое накопление и получить высокую точность оценивания параметров сигнала (мощность или фаза) после распространения через канал.

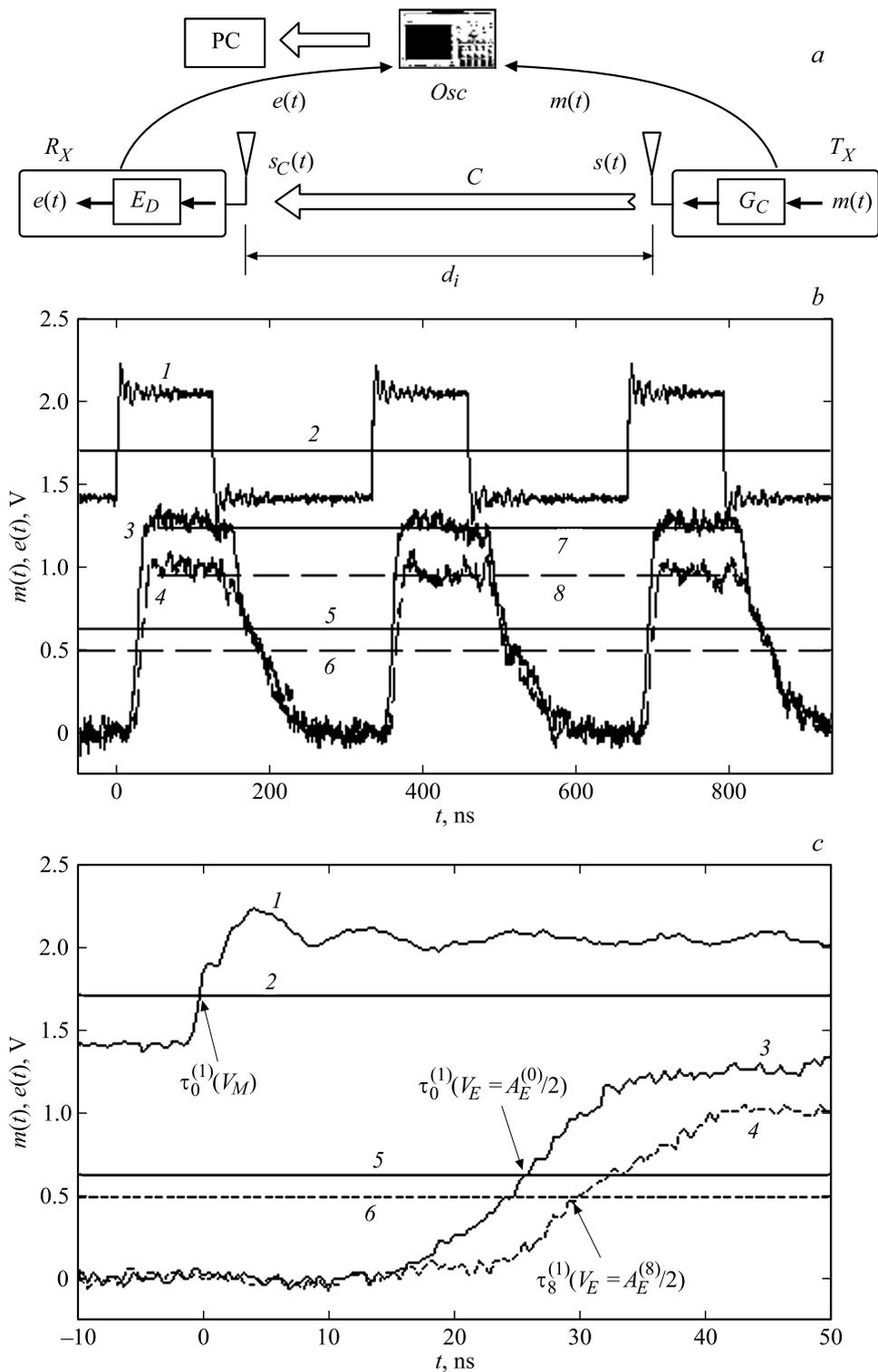
Физико-технические способы оценивания параметров сигналов в конечном итоге определяют возможности конкретных беспроводных технологий. В узкополосных системах точность определения местоположения не превышает 1 м [1,2]. Попытка улучшения точности за счет использования СШП-сигналов сталкивается с многолучевым распространением, которое проявляется в искажении формы ультракоротких (УК) импульсов, их амплитуды и фазы, что ограничивает потенциально очень

высокую точность определения момента прихода УК-импульсов ( $\sim 100$  ps). В СШП-системах, где используются УК-импульсы, например в СШП-модулях Decawave DWM-1000 или Ubisense [2], точность в помещениях не превышает 10 см на расстояниях до 10 м [3–5].

Хаотические СШП-радиоимпульсы при решении этой проблемы свободны от недостатков ультракоротких СШП-импульсов в многолучевых каналах. Огибающая хаотических СШП-радиоимпульсов слабо меняется при прохождении через многолучевой канал, так как это шумоподобный сигнал [6,7], а их длительность может быть выбрана много большей, чем длительность многолучевого отклика канала. Это позволяет осуществить измерение времени распространения сигнала за счет измерения параметров огибающей, а не несущего колебания.

Цель настоящей работы — экспериментально подтвердить возможность измерения времени и расстояния при помощи хаотических СШП-радиоимпульсов СВЧ-диапазона в реальных многолучевых каналах по их огибающей и предложить способ такого измерения.

Эксперимент проводился в лабораторном помещении с использованием опытных образцов СШП-приемопередатчиков [8] в соответствии со схемой, представленной на рис. 1, а. В излучателе  $T_X$  под действием модулирующего сигнала  $m(t)$  генератор  $G_C$  хаотических колебаний формировал [9] последовательность  $s(t)$  из хаотических радиоимпульсов с длительностью  $T_p = 166$  ns, мощностью  $P_p = 50$  mW и периодом следования  $2T_p$ . После прохождения канала  $C$  последовательность  $s_C(t)$  поступала на вход приемника  $E_D$ , формирующего огибающую  $e(t)$  сигнала  $s_C(t)$ . Расстояние между излучателем и приемником менялось в пределах от 25 до 150 см. Запоминающий осциллограф ( $Osc$ ) фиксировал реализации



**Рис. 1.** Схема эксперимента (а) по измерению времени распространения хаотических СШП-радиоимпульсов от излучателя  $T_X$  до приемника  $R_X$  на расстояние  $d_i$  (от  $d_0 = 25$  см до  $d_8 = 150$  см):  $m(t)$  — сигнал, модулирующий генератор хаотических колебаний  $G_C$ ;  $e(t)$  — сигнал на выходе детектора огибающей импульсов  $E_D$ ;  $C$  — среда распространения (канал). Эпюры (b и c) сигналов в передатчике и приемнике: кривая 1 —  $m(t)$ , кривые 3 и 4 —  $e(t)$  для  $d_0 = 25$  см и  $d_8 = 150$  см соответственно; прямая 2 — пороговое значение напряжения, по которому фиксируется момент излучения радиоимпульсов; прямые 5 и 6 — пороговые значения напряжений, по которым фиксируется приход импульсов в приемнике для  $d_0 = 25$  см и  $d_8 = 150$  см соответственно; прямые 7 и 8 — среднее значение амплитуды сигнала-огибающей хаотических радиоимпульсов на расстояниях  $d_0 = 25$  см и  $d_8 = 150$  см соответственно.

сигналов  $m(t)$  и  $e(t)$  в момент поступления переднего фронта первого импульса последовательности  $m(t)$ .

Время прохождения хаотических радиоимпульсов измерялось путем сравнения реализаций сигналов  $m(t)$  и  $e(t)$  (рис. 1, *b*) через вычисление разностей между моментами времени начала импульсов (их передних фронтов) сигнала передатчика  $m(t)$  и импульсов сигнала-огibaющей  $e(t)$  приемника для каждой соответствующей пары импульсов сигналов  $m(t)$  и  $e(t)$ . Данный способ с технической точки зрения является наиболее привлекательным и постоянно обсуждается в литературе [10–13].

Модулирующий сигнал  $m(t)$  управляет питанием транзисторного генератора  $G_C$  хаотических СШП-колебаний, который повторяет начальные фрагменты хаотических радиоимпульсов от импульса к импульсу [9]. Поэтому в приемнике передний фронт огibaющей у всех импульсов при одних и тех же условиях распространения с точностью до влияния шума также будет идентичен.

Приемник реализован на базе логарифмического СШП-детектора [14] и малошумящего усилителя с коэффициентом усиления  $10^2$  и обеспечивает чувствительность на уровне  $3 \cdot 10^{-9}$  мВт. На выходе приемника мгновенное значение амплитуды сигнала-огibaющей  $e(d, t)$  пропорционально логарифму мгновенного значения мощности хаотических СШП-радиоимпульсов на его входе. Амплитуда в линейной зоне работы приемника меняется по закону  $e(d, t) = 10\alpha \lg\left(\frac{P(d, t)}{P_0}\right)$ , где  $P_0 = 1$  мВт — референтное значение мощности,  $\alpha$  — крутизна характеристики логарифмического детектора,  $P(d, t)$  — мощность сигнала, поступающая в приемник от излучателя, находящегося на расстоянии  $d$  от него.

Детектор обеспечивает изменение амплитуды выходного сигнала  $e(d, t)$  от 0.5 до 2 В при изменении мощности входного сигнала в диапазоне от  $3 \cdot 10^{-9}$  до  $\sim 10$  мВт. Этого достаточно, чтобы иметь в эксперименте техническую возможность приема хаотических СШП-сигналов, мощность которых может изменяться от 50 мВт в момент излучения передатчиком до  $\sim 0.05$  мВт (25 см) и до  $\sim 0.0025$  мВт (150 см) в момент поступления в приемник после канала. Это значение мощности задает такое отношение сигнал—шум в приемнике, при котором негативным влиянием шума на точность можно пренебречь [10–13, 15] и принимать во внимание результат только многолучевого распространения.

Начало каждого импульса в передатчике фиксировалось по переднему фронту (рис. 1, *b*) в момент  $\tau_M$  превышения сигналом модулятора  $m(t)$  порогового значения напряжения  $V_M$ , а в приемнике — в момент  $\tau_E$  превышения сигналом  $e(t)$  значения  $V_E$ , когда  $m(\tau_M) = V_M$  и когда  $e(\tau_E) = V_E$ . Разность  $\tau_E - \tau_M$  между ними равна времени распространения импульса от момента начала его формирования передатчиком до момента его появления на выходе приемника. Эта разность включает время  $T_C$  прохождения сигналом выходных цепей передатчика, входных цепей приемника и время  $T_S$  распространения от передатчика к приемнику:  $T_D = \tau_E - \tau_M = T_S + T_C$ .

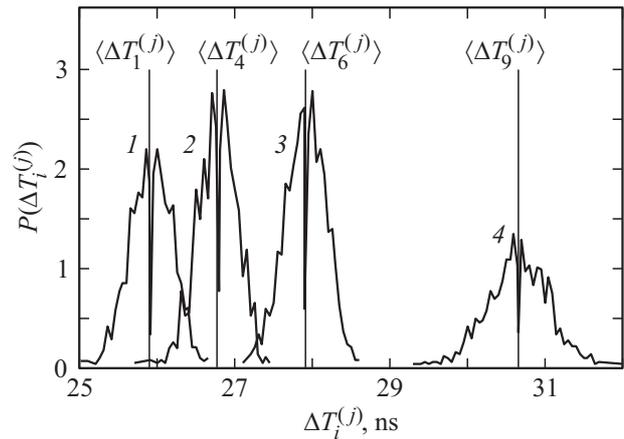


Рис. 2. Распределения времен задержки  $P(\Delta T_i^{(j)})$  прихода сигналов для расстояния  $d_1$  (1),  $d_4$  (2),  $d_6$  (3) и  $d_9$  (4). Вертикальными линиями обозначены средние значения задержек  $\Delta T_i = \langle \Delta T_i^{(j)} \rangle$ .

В эксперименте были зафиксированы девять реализаций  $m_i(t)$  и  $e_i(t)$ ,  $i = 0 \dots 8$ , для расстояний  $d_i = \{25, 30, 37.5, 50, 62.5, 75, 100, 125, 150\}$  см между излучателем и приемником. Реализации  $m_i(t)$  и  $e_i(t)$  фиксировались осциллографом с частотой дискретизации  $f_S = 2.5$  GHz и разрядностью 12 bit (4096 уровней квантования по амплитуде). Минимальный шаг по времени между отсчетами составляет 0.4 ns, что соответствует расстоянию  $\sim 12$  см.

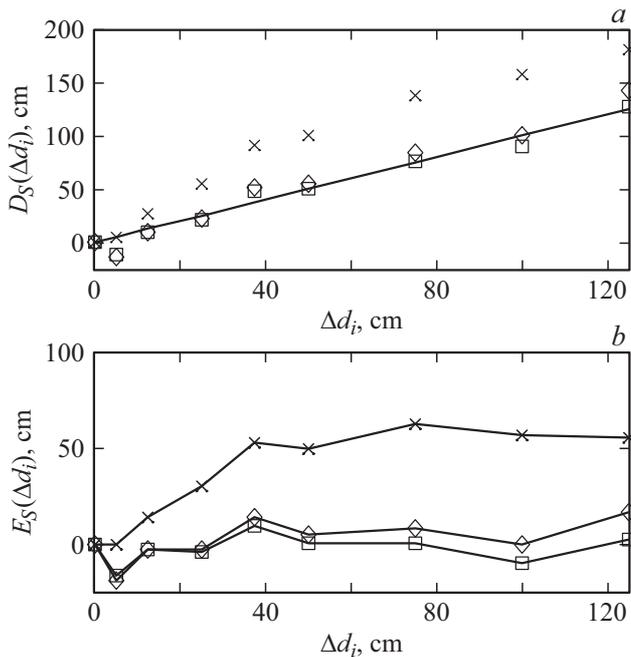
Для определения чистого времени  $T_S$  прохождения сигналом расстояния через беспроводной канал необходимо исключить неизвестный параметр  $T_C$ . Для этого определялось время  $T_S(\Delta d_i)$  распространения сигнала на расстояние  $\Delta d_i = d_i - d_0$ , равное разности

$$\begin{aligned} T_S(\Delta d_i) &= T_D(d_i) - T_D(d_0) \\ &= (\tau_E - \tau_M)_i - (\tau_E - \tau_M)_0 = T_S^{(i)} - T_S^{(0)} \end{aligned}$$

между временами распространения сигнала  $T_D(d_0)$  для расстояния  $d_0$  и  $T_D(d_i)$  для  $d_i$ .

Начальные фрагменты сигналов  $e_i(t)$  и  $m_i(t)$  изображены на рис. 1, *c* для расстояний  $d_0 = 25$  см и  $d_8 = 150$  см. Передний фронт импульсов нарастает в пределах  $\sim 15$  ns (рис. 1, *c*). С увеличением дистанции между излучателем и приемником амплитуда импульсов уменьшается. Задний фронт импульсов формируется переотраженными сигналами.

Значения  $V_M$  и  $V_E$  выбирались равными половине средней амплитуды огibaющих импульсов:  $V_M = V_M^{(i)} = \frac{A_M^{(i)}}{2}$  и  $V_E = V_E^{(i)} = \frac{A_E^{(i)}}{2}$ . Это означает, что времена прихода сигналов определяются по моментам, соответствующим одной и той же фазе сигналов. Амплитуда огibaющей импульса пропорциональна его мощности, срединное значение соответствует половине от мощности импульса на заданном расстоянии от источника.



**Рис. 3.** Зависимости измеренного расстояния  $D_S(\Delta d_i)$  (a) и средней ошибки  $E_S(\Delta d_i)$  (b) от истинного  $\Delta d_i$ , определенного путем вычисления средней задержки между излученными и принятыми импульсами (ромбы), усреднения времени прихода импульсов по фиксированному порогу (крестики), минимизации задержки по пачке импульсов (квадраты).

В эксперименте были определены моменты времени  $\tau_i^{(j)}(V_M)$  начала импульсов сигнала  $m(t)$  и моменты  $\tau_i^{(j)}(V_E)$  начала импульсов сигнала  $e(t)$ , где  $j = 1 \dots 1000$  соответствует номеру импульса в реализациях  $m_i(t)$  и  $e_i(t)$ . На рис. 2 представлены распределения величин  $\Delta T_i^{(j)}(d_i)$  измеренного времени прохождения каждого импульса через канал  $\Delta T_i^{(j)}(d_i) = \tau_i^{(j)}(V_E) - \tau_i^{(j)}(V_M)$ . Вертикальными линиями отмечены положения средних значений  $\Delta T_i = \langle \Delta T_i^{(j)} \rangle$ . Здесь угловые скобки означают усреднение по  $j$ .

На основании средних значений  $\Delta T_i$  измеренного времени распространения были вычислены расстояния  $D_S(d_i, d_0)$ , соответствующие этому времени (рис. 3, a):  $D_S(d_i, d_0) = c(\Delta T_i - \Delta T_0)$ , где  $c$  — скорость света в вакууме. Сплошная прямая на рис. 3, a соответствует истинному расстоянию. Ошибки измерений  $E_S(\Delta d_i) = D_S(d_i, d_0) - (d_i - d_0)$  представлены на рис. 3, b. Величина ошибки меняется от 1 до 15 см.

Описанный способ определения времени распространения требует знания порогового значения сигнала, зависящего от амплитуды импульса  $V_E = \frac{A_E^{(i)}}{2}$ . Практический же интерес представляет измерение времени распространения сигнала путем фиксации момента его прихода по фиксированному порогу  $V_E = T_E$  безотносительно к амплитуде импульсов.

Вычисление моментов времени  $\tau_i^{(j)}(T_E = 0.5 \text{ V})$  прихода импульсов и соответствующих им расстояний

$D_S(d_i, d_0)$  для фиксированного порога  $V_E = T_E = 0.5 \text{ V}$ , не изменяющегося от серии к серии импульсов, показывает, что в этом случае оценка времени и расстояний будет получаться смещенной (рис. 3, a, крестики). Этот результат находится в хорошем согласии с данными работы [13], где также обнаружено, что использование фиксированного порога для приема ультракоротких СШП-импульсов энергетическим приемником без поправки на их фазу приводит к смещенным оценкам времени распространения сигнала.

Применение „пороговой“ техники при условии правильного выбора момента приема сигнала по его фазе решает проблему определения времени распространения хаотических СШП-радиоимпульсов по их огibaющей, но при этом возникает вопрос: а нельзя ли измерить время распространения импульсов для пачки в целом, а не для каждого импульса из пачки в отдельности? Далее предлагается такой способ.

Рассмотрим величину  $(\tau_i^{(j)}(V_E) - \Delta) - \tau_i^{(j)}(V_M)$ , где  $\Delta$  — параметр. Когда параметр  $\Delta$  в точности равен времени распространения импульса, величина  $(\tau_i^{(j)}(V_E) - \Delta) - \tau_i^{(j)}(V_M) = 0$ . Если просуммировать по всем импульсам модули этой величины

$$T(\Delta) = \sum_{j=1}^N |(\tau_i^{(j)}(V_E) - \Delta) - \tau_i^{(j)}(V_M)|,$$

то  $T(\Delta)$  будет равна нулю, если для каждого импульса время распространения равно  $\Delta$ , и отличаться от нуля при наличии ошибок измерения. Будем искать значение  $\Delta$ , минимизирующее  $T(\Delta)$ :

$$\Delta_{opt} = \operatorname{argmin}_{\Delta} \sum_{j=1}^N |(\tau_i^{(j)}(V_E) - \Delta) - \tau_i^{(j)}(V_M)|.$$

Значение  $\Delta_{opt}$  является оценкой времени распространения пачки импульсов. Результаты расчетов приведены на рис. 3, a и b. Достигнутая точность оценки времени распространения лучше точности, получаемой при простой „пороговой“ технике.

Полученные результаты показывают, что ошибка измерения существенно меньше характерных времен запаздывания лучей в многолучевом канале, которые в условиях проведенного эксперимента в пересчете на расстояние составляли  $\sim 1 \text{ m}$ .

Результаты подтверждают, что применение хаотических СШП-радиоимпульсов в многолучевом канале позволяет достичь сантиметровой точности при определении расстояния между излучателем и приемником. Эта точность хуже теоретически возможной, но превышает инструментальную, определяемую осциллографом. Описанные способы измерения могут стать основой для осуществления технической реализации предложенных подходов.

## Благодарности

Авторы выражают благодарность за помощь в проведении эксперимента В.В. Ицкову и М.М. Петросяну.

## 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] *Hözl M., Neumeier R., Ostermayer G.* // Int. J. Distrib. Sensor Networks. 2015. V. 11. N 8. P. 1–11.
- [2] *Alarifi A., Al-Salman A., Alsaleh M., Alnafessah A., Al-Hadhrani S., Al-Ammar M.A., Al-Khalifa H.S.* // Sensors. 2016. V. 16. N 5. P. 707–742.
- [3] *Poulose A., Eyobu O.S., Kim M., Han D.S.* // 11th Int. Conf. on ubiquitous and future networks (ICUFN). Zagreb, Croatia, 2019. P. 84–88.
- [4] *Wijaya B., Deng N., Jiang K., Yan R., Yang D.* // IEEE Int. Vehicles Symp. (IV). Paris, France, 2019. P. 1239–1246.
- [5] *Schroerer G.* // Int. Conf. on indoor positioning and indoor navigation (IPIN). Nantes, France, 2018. P. 1–5.
- [6] *Кузьмин Л.В., Гриневиц А.В.* // Письма в ЖТФ. 2019. Т. 45. В. 16. С. 33–36.
- [7] *Ефремова Е.В., Дмитриев А.С., Кузьмин Л.В.* // Письма в ЖТФ. 2019. Т. 45. В. 17. С. 3–7.
- [8] *Кузьмин Л.В., Рыжов А.И., Андреев Ю.В., Попов М.Г.* // Физические основы приборостроения. 2018. Т. 7. № 1(27). С. 91–102.
- [9] *Dmitriev A., Efremova E., Kuzmin L., Atanov N.* // Int. J. Bifurcat. Chaos. 2007. V. 17. N 10. P. 3443–3448.
- [10] *D'Andrea A.N., Mengali U., Reggiannini R.* // IEEE Trans. Commun. 1994. V. 42. N 234. P. 1391–1399.
- [11] *Dardari D., Chong C., Win M.* // IEEE Trans. Commun. 2008. V. 56. N 8. P. 1366–1378.
- [12] *Liu W., Ding H., Huang X., Liu Z.* // IEEE Commun. Lett. 2012. V. 16. N 5. P. 738–741.
- [13] *Zwirrello L., Schipper T., Jalilvand M., Zwick T.* // IEEE Trans. Instrum. Meas. 2015. V. 64. N 1. P. 39–51.
- [14] Analog Devices. Data Sheet. 1 MHz to 4 GHz, 80 dB Logarithmic Detector/Controller [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADL5513.pdf>
- [15] *Skolnik M.I.* // IRE Trans. Aeronaut. Navig. Electron. 1960. V. ANE-7. N 4. P. 123–129.