

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 (~ 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

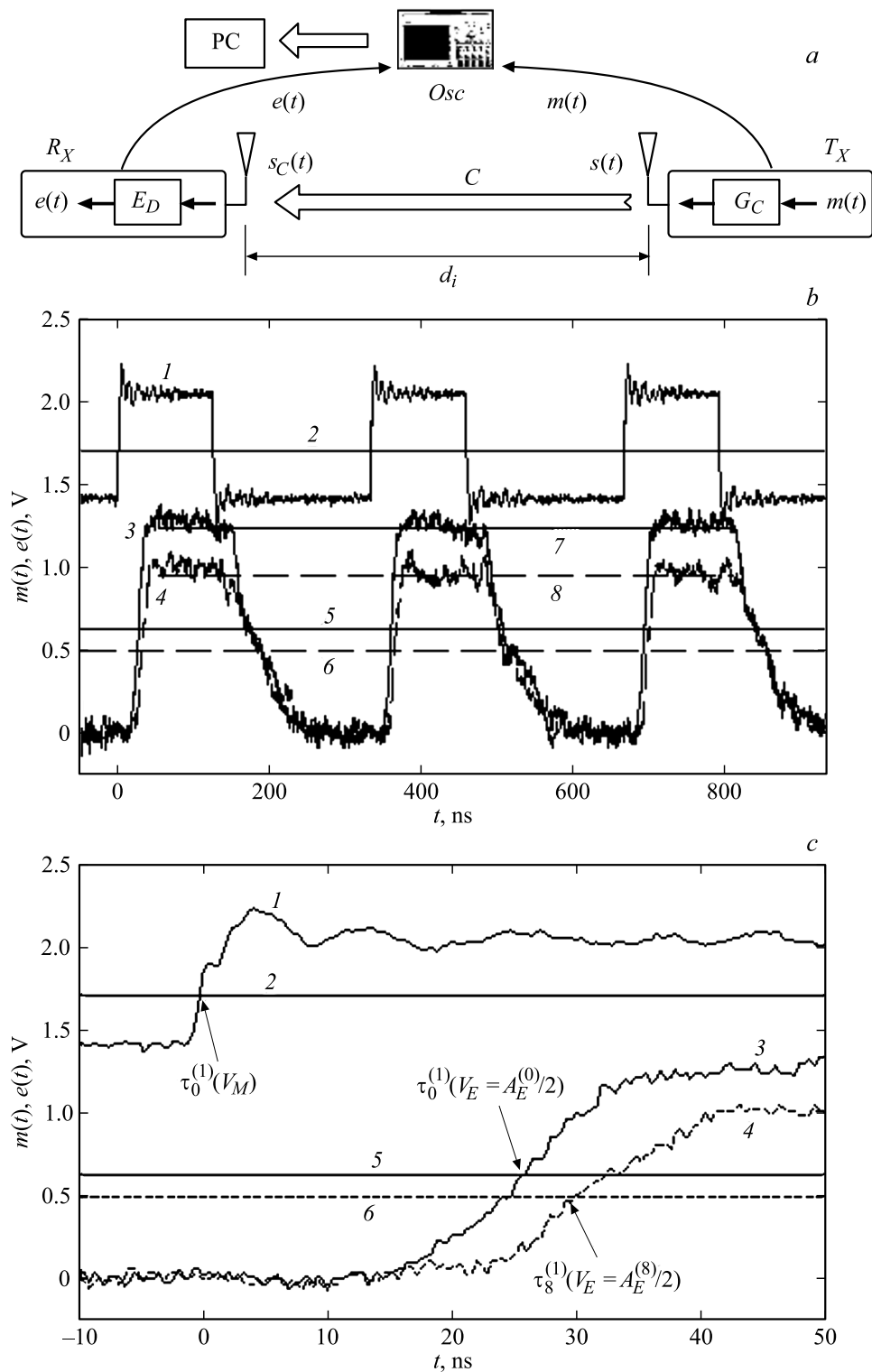


Рис. 1. Схема эксперимента (а) по измерению времени распространения хаотических СШП-радиоимпульсов от излучателя T_X до приемника R_X на расстояние d_i (от $d_0 = 25$ см до $d_8 = 150$ см): $m(t)$ — сигнал, модулирующий генератор хаотических колебаний G_C ; $e(t)$ — сигнал на выходе детектора огибающей 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, α — 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 ~ 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 ~ 0.05 мВт (25 см) и до ~ 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 τ_M превышения сигналом модулятора $m(t)$ порогового значения напряжения V_M , а в приемнике — в момент τ_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: $T_D = \tau_E - \tau_M = T_S + T_C$.

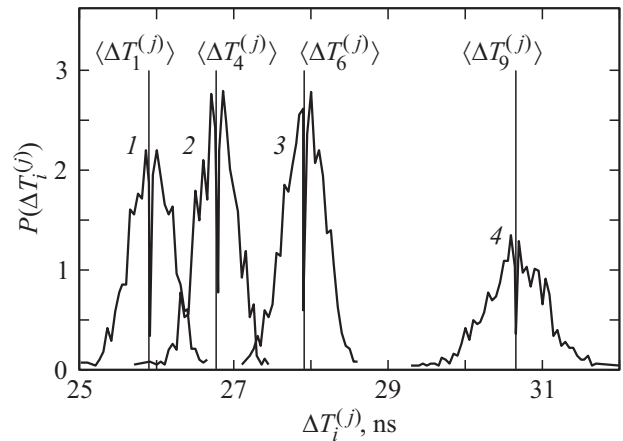


Рис. 2. Распределения времен задержки $P(\Delta T_i^{(j)})$ прихода сигналов для расстояния d_1 (1), d_4 (2), d_6 (3) и d_9 (4). Вертикальными линиями обозначены средние значения задержек $\Delta T_i = \langle \Delta T_i^{(j)} \rangle$.

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 ~ 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 ~ 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.

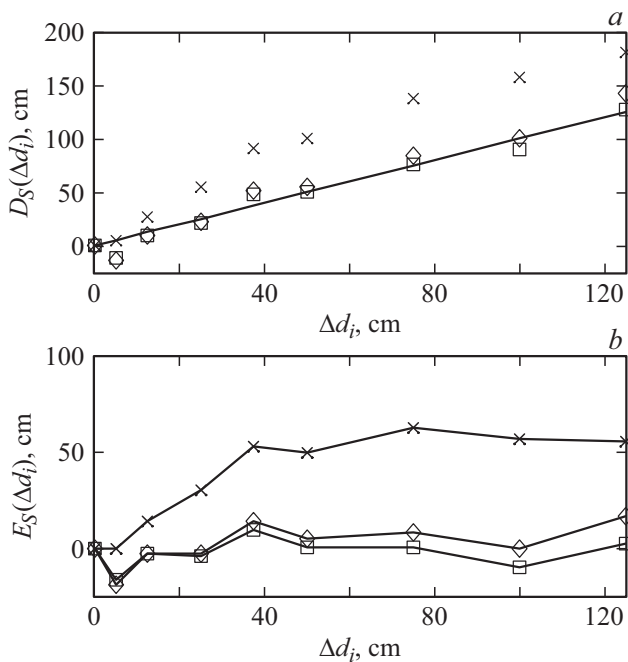


Рис. 3. Зависимости измеренного расстояния $D_S(\Delta d_i)$ (a) и средней ошибки $E_S(\Delta d_i)$ (b) от истинного Δd_i , определенного путем вычисления средней задержки между излученными и принятыми импульсами (ромбы), усреднения времени прихода импульсов по фиксированному порогу (крестики), минимизации 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 ΔT_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 Δ — параметр. Когда параметр Δ 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 Δ , и отличаться от нуля при наличии ошибок измерения. Будем искать значение Δ , минимизирующее $T(\Delta)$:

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

Значение Δ_{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.