

УДК 537.86, 621.373

Сверх- и гиперширокополосная относительная передача информации на основе хаотических радиоимпульсов

А. С. Дмитриев¹, Т. И. Мохсени¹, К. М. Сьерра-Теран²

¹Институт радиотехники и электроники им. В.А.Котельникова РАН
Россия, 125009 Москва, ул. Моховая, 11, стр. 7

²Московский физико-технический институт (государственный университет)
Россия, 141700 Долгопрудный Московской обл., Институтский пер., 9

E-mail: chaos@cplire.ru, mokhseni@gmail.com, serra@phystech.edu
Поступила в редакцию 2.08.2018; принята к публикации 17.08.2018

Тема и цель исследования. Схема с относительной передачей информации, использующая в качестве носителя хаотические сигналы - DCSK (Differential Chaos Shift Keying) была предложена как альтернатива системам с применением хаотической синхронизации. Она устойчива к шумам и возмущениям на уровне классических систем передачи с регулярными сигналами. Однако практическая реализация беспроводных систем связи на ее основе осложняется необходимостью использования линий задержек большой длительности. В работе рассмотрена схема относительной передачи данных, использующая в качестве носителя информации хаотические импульсы. Схема содержит элементы задержки только с малой длительностью, что упрощает практическую реализацию схемы в микроволновом диапазоне частот по сравнению с известными аналогами. **Методы.** Проведено компьютерное моделирование предложенной схемы в среде Matlab. Модель описывается системой дифференциально-разностных уравнений. Переменные системы уравнений представляют собой сигнал в различных точках схемы при передаче информации. Даны аналитические оценки помехоустойчивости в каналах с белым шумом и ее зависимость от базы несущего сигнала. **Результаты.** Показано, что при малых базах сигнала схема подвержена воздействию собственных шумов, которые затрудняют ее работу даже при отсутствии внешних шумов. Однако ее эффективность резко возрастает при использовании сверхширокополосных и гиперширокополосных хаотических сигналов с большой базой вплоть до 10^6 . При таких значениях базы устойчивый прием передаваемых импульсов может быть обеспечен из-под шумов даже при отношении сигнал/шум порядка -20 дБ. **Обсуждение.** Анализ полученных результатов показывает, что в предложенной относительной схеме передачи с использованием в качестве носителя информации хаотических радиоимпульсов отсутствует проблема с необходимостью использования задержек большой длительности, которая является критической для схемы DCSK. В рассмотренной схеме используются задержки только с малой длительностью. Это обстоятельство радикально упрощает практическую реализацию схемы в микроволновом диапазоне частот.

Ключевые слова: система связи, хаотический радиоимпульс, сверхширокополосный сигнал, гиперширокополосный сигнал, относительный прием, корреляция.

<https://doi.org/10.18500/0869-6632-2018-26-4-59-74>

Образец цитирования: Дмитриев А.С., Мохсени Т.И., Сьерра-Теран К.М. Сверх- и гиперширокополосная относительная передача информации на основе хаотических радиоимпульсов // Известия вузов. Прикладная нелинейная динамика. 2018. Т. 26, № 4. С. 59–74. <https://doi.org/10.18500/0869-6632-2018-26-4-59-74>

Differentially coherent information transmission based on chaotic radio pulses

A.S. Dmitriev¹, T.I. Mokhseni¹, C.M. Sierra-Teran²

¹Kotelnikov Institute of Radioengineering and Electronics of RAS
11-7, Mokhovaya, 125009 Moscow, Russia

²Moscow Institute of Physics and Technology
9, Institutskiy pereulok, 141700 Dolgoprudny, Moscow Region, Russia
E-mail: chaos@cplire.ru, mokhseni@gmail.com, serra@phystech.edu

Received 2.08.2018; accepted for publication 17.08.2018

Subject of the study. Differentially coherent information transmission scheme using chaotic signals as carriers - DCSK (Differential Chaos Shift Keying) was proposed as an alternative to communication systems based on chaotic synchronization. It is resistant to noise and other disturbances at the same level as classic transmission systems based on regular signals. However the requirement of using long time delay lines makes difficult practical implementation of wireless communication systems based on DCSK. A differentially coherent data transmission scheme using chaotic signals as information carriers is considered in the given paper. The scheme includes delay elements only with short duration, which simplifies its practical implementation in microwave frequency ranges in comparison with known analogs. **Methods.** Computer based simulation of the transmission process was carried out in Matlab environment. Simulation model is described by a system of differential-difference equations. The variables of the system of equations represent the signal at various points of the circuit during the transmission of information. Analytical estimation of noise immunity for channels with white noise and of noise immunity as the function of processing gain are given. **Results.** It is shown that for small values of processing gain the scheme is affected by its own noise, which complicates its operation even in the absence of external noise. However, its efficiency dramatically increases with the use of ultra-wideband and hyper-wideband signals with big processing gain up-to 10^6 . At such processing gain values stable reception of transmitted pulses can be provided from under noise even with signal-to-noise ratio around -20 dB. **Discussion.** An analysis of the results shows that in the proposed differentially-coherent transmission scheme based on chaotic radio pulses as information carriers there is no problem with the requirement of using long-duration delays, which is critical for DCSK-based scheme. In the considered scheme only short durations delays are used. This radically simplifies practical realization of the scheme in microwave frequency ranges.

Keywords: communication system, chaotic radio pulse, ultra-wideband signal, hyper-wideband signal, differentially coherent detection, correlation.

<https://doi.org/10.18500/0869-6632-2018-26-4-59-74>

Reference: Dmitriev A.S., Mokhseni T.I., Sierra-Teran C.M. Differentially coherent information transmission based on chaotic radio pulses. *Izvestiya VUZ, Applied Nonlinear Dynamics*, 2018, vol. 26, iss. 4, pp. 59–74. <https://doi.org/10.18500/0869-6632-2018-26-4-59-74>

Введение

Работы по использованию динамического хаоса для передачи информации, в частности беспроводной передачи информации, ведутся как минимум с начала 90-х годов двадцатого века. Кроме общего и давнего интереса к системам связи с использованием шумовых и шумоподобных сигналов [1–4], в динамическом хаосе исследователей привлекло такое явление как хаотическая синхронизация [5]. После выявления проблем с практическим использованием хаотической синхронизации при беспроводной передаче информации, в середине 90-х годов были предприняты попытки использования динамического хаоса для передачи информации на основе относительных методов. К тому времени эти методы были хорошо известны, в том

числе для шумовых и шумоподобных сигналов [3, 4]. Однако хаотические сигналы «вдохнули» в них новую жизнь. Наиболее популярной стала схема относительной хаотической манипуляции (DCSK – Differential Chaotic Shift Keying), предложенная в работах [6, 7], устойчивость которой в канале с белым шумом близка к характеристикам классических схем передачи с регулярными сигналами. В DCSK при передаче каждый двоичный информационный символ с длительностью T_6 представляется в виде двух фрагментов хаотического сигнала с продолжительностью $T_6/2$ каждый, при этом второй фрагмент хаотического сигнала является либо копией первого, либо его инвертированной копией. Первый фрагмент выступает в качестве опорного, второй фрагмент несет информацию. Последовательность таких пар хаотических фрагментов передается в канал связи. В приемнике двоичный информационный символ для каждой пары переданных фрагментов хаотического сигнала определяется путем сравнения результата корреляции второго фрагмента хаотического сигнала из пары и первого фрагмента с нулевым порогом. Результат корреляции больше нуля (первый и второй фрагменты хаотического сигнала в паре совпадают) соответствует передаче «1», результат корреляции меньше нуля (второй фрагмент хаотического сигнала в паре инвертирован по отношению к первому) соответствует передаче «0». Чтобы получить идентичные фрагменты хаотического сигнала, служащие в качестве опорного и несущего информацию при передаче, используется задержка сигнала, равная половине времени продолжительности бита. При физической реализации схемы связи, использующей метод модуляции DCSK, блоки модуляции и демодуляции, отвечающие за задержку сигнала, будут иметь тракт с эквивалентной длиной $cT_6/2$, (c – скорость света). Соответственно, при длительности задержки порядка микро-секунды, необходимая длина тракта для задержки сигнала будет составлять около 300 метров. Такие требования значительно усложняют реализацию компактных систем связи, использующих DCSK и аналоговые хаотические сигналы. Потенциальным решением проблемы больших задержек является переход к цифровым методам формирования фрагментов хаотического сигнала. Однако в этом случае вступают в силу серьезные ограничения по возможной максимальной скорости передачи.

Были предложены и проанализированы две другие схемы с относительной передачей: схема манипуляции с корреляционной задержкой (CDSK – Correlation Delay Shift Keying) и схема симметричной хаотической манипуляции (SCSK – Symmetric Chaos Shift Keying) [8]. Но, как показали сами авторы, характеристики этих схем оказались на 2...3 dB хуже в каналах с белым шумом, чем у схемы DCSK. Поэтому дальнейшего развития эти схемы не получили.

Таким образом, к началу нынешнего века появились схемы применения хаотических сигналов для систем беспроводных коммуникаций на основе относительных методов, которые по своим статистическим характеристикам были близки к классическим узкополосным системам связи. Однако даже у лучшей из них были проблемы с практической реализацией.

Следует отметить, что техника генерации хаоса в микроволновом диапазоне, а также ряд других критических элементов необходимых для создания беспроводных средств коммуникаций к этому времени были уже разработаны, что способствовало появлению практически реализуемых схем.

В 2000 году была предложена прямохаотическая схема связи (ПХСС), использующая в качестве носителя информации хаотические радиоимпульсы [9, 10]. В последующие годы она успешно развивалась: вскоре удалось создать малогабаритные

сверхширокополосные приемопередатчики и сети на их основе. Эта схема была принята в качестве опционального решения в стандарт сверхширокополосной персональной беспроводной связи IEEE 802.15.4a. На сегодняшний день ПХСС является единственной практически реализованной и используемой схемой беспроводной связи на основе динамического хаоса.

В настоящее время к беспроводным средствам коммуникаций предъявляются новые требования. В первую очередь это относится к широкому применению беспроводных, малопотребляющих, достаточно высокоскоростных средств связи для Интернета вещей, Интернета вещей для робототехники и других массивных применений. Эти задачи стимулируют интерес к расширению возможностей использования хаотических сигналов в области беспроводной передачи данных.

В данной работе рассматривается предложенная в [11] прямохаотическая схема относительной передачи, использующая в качестве носителя информации хаотические радиоимпульсы, в которой не применяются задержки большой длительности. Показывается, что эта схема пригодна для создания сверхширокополосных и гиперширокополосных средств беспроводной связи.

1. Схема относительной передачи на основе хаотических радиоимпульсов

В исходной прямохаотической схеме связи [9, 10] в качестве носителя информации используются хаотические импульсы, находящиеся на определенных временных позициях внутри битовых интервалов. Наличие хаотического радиоимпульса на такой позиции означает передачу «1», а его отсутствие – передачу «0». Оставшаяся часть битового интервала используется как защитная пауза, например, при наличии эффектов многолучевого распространения.

В рассматриваемой ниже схеме для передачи информации также используется поток хаотических радиоимпульсов с защитными паузами между ними. Однако при этом применяется другая (относительная) модуляция импульсов информационными сигналами.

Перед тем, как перейти к описанию схемы передачи, отметим, что в реальных прямохаотических средствах связи используются хаотические радиоимпульсы с большой базой $B = 2\Delta F\Delta T$ или коэффициентом процессинга $K = \Delta F\Delta T$, где ΔF – полоса несущего информацию сигнала, а ΔT – его длительность. Обычно база имеет величину 100 и более. Это означает, что время автокорреляции хаотических радиоимпульсов мало и составляет незначительную часть от их длительности. Если, например, использовать сверхширокополосные хаотические сигналы в микроволновом диапазоне частот, то при полосе несущего сигнала 2 GHz (рис. 1, *a*) время его автокорреляции составляет около наносекунды (рис. 1, *b*). Сдвинутый на такой или больший интервал времени хаотический сигнал будет практически ортогонален исходному сигналу. Задержки с подобными временами запаздывания легко и компактно реализуются, например, с помощью тонких микроволновых кабелей длиной в несколько десятков сантиметров.

Структура предлагаемой системы передачи показана на рис. 2 и 3. Передатчик системы (см. рис. 2) состоит из источника хаотических радиоимпульсов, делителя, модулятора, управляемого внешним информационным сигналом; задержки на время τ , превышающее время автокорреляции сигнала; сумматора и передающей антенны. Источник хаотических радиоимпульсов формирует импульсы длительно-

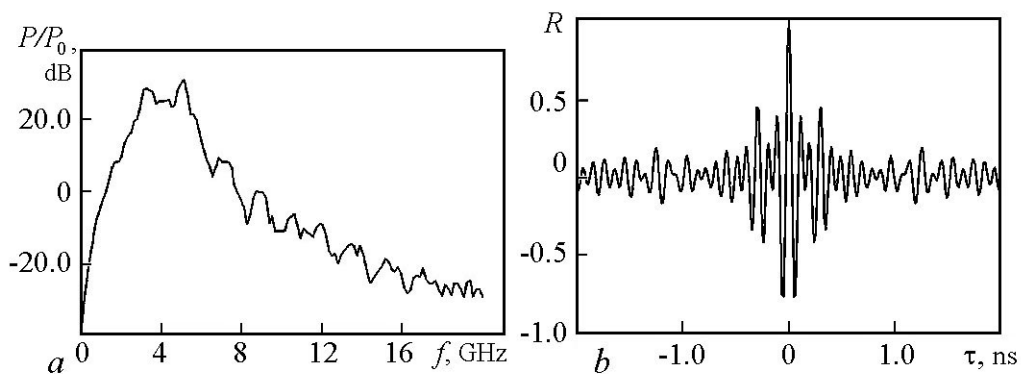


Рис. 1. Характеристики хаотического сигнала: *a* – спектр мощности; *b* – автокорреляционная функция
 Fig. 1. Characteristics of chaotic signal: *a* – power spectrum, *b* – autocorrelation function

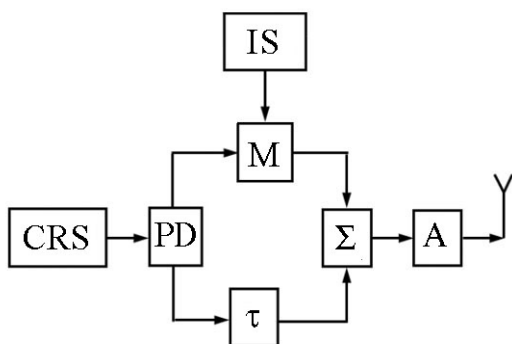


Рис. 2. Структура передатчика: CRS – источник хаотических радиоимпульсов; PD – делитель; IS – информационная последовательность; M – модулятор; τ – задержка; Σ – сумматор; A – усилитель

Fig. 2. Transmitter structure: CRS – chaotic radio pulses source, PD – power divider, IS – information sequence, M – modulator, τ – time delay, Σ – adder, A – amplifier

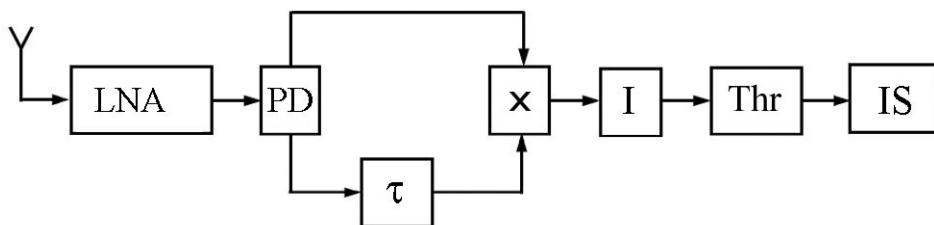


Рис. 3. Структура приемника: LNA – малошумящий усилитель; PD – делитель; τ – задержка; \times – перемножитель; I – интегратор; Thr – пороговое устройство; IS – информационная последовательность

Fig. 3. Receiver structure: LNA – low-noise amplifier, PD – power divider, τ – time delay, \times – multiplier, I – integrator, Thr – threshold device, IS – information sequence

стью $T_{и}$; промежутки между импульсами – защитные интервалы – имеют длительность $T_{зи}$. Суммарная длительность импульса и защитного интервала представляет собой длительность передаваемого бита $T_б$. Каждый импульс поступает в делитель, после которого попадает в два канала. В первом канале его модулируют информационным сигналом путем умножения на (± 1) , а во втором канале задерживают на время τ . Умножение на $(+1)$ соответствует передаче «1», умножение на (-1) – передаче «0». После этого сигналы суммируют, суммарный сигнал усиливают, он поступает в антенну и излучается. При этом длина излучаемого суммарного импульса равна $T_{изл} = T_{и} + \tau$.

Приемник системы (см. рис. 3) состоит из антенны, малошумящего усилителя, делителя, задержки на время τ , перемножителя, интегратора и порогового устройства. Принятый антенной сигнал усиливают до нужного уровня в малошумящем усилителе, делят пополам и подают в два канала. В первом канале никаких действий с сигналом не производят, и он поступает на перемножитель. Во втором канале сигнал задерживают на время τ , после чего он также поступает на перемножитель. Заметим, что длительность импульса, полученного путем перемножения импульсов, поступивших на перемножитель, равна T_n . Импульс, полученный с выхода перемножителя, интегрируется в течение времени T_n . Затем сигнал поступает на пороговое устройство с нулевым порогом. Если поступивший сигнал больше нуля, то пороговое устройство фиксирует прием «1», если же он меньше нуля, то фиксируется прием «0».

Пусть $S_k(t)$ – k -й хаотический импульс в потоке, формируемом источником хаотических радиоимпульсов (мы должны индексировать их, поскольку, в силу хаотичности, они все разные); $\alpha_k \in \{-1, 1\}$ – значение информационного модулирующего сигнала. При передаче k -го двоичного информационного символа сигнал на выходе передатчика будет выглядеть следующим образом:

$$Y_k(t) = \frac{\alpha_k S_k(t) + S_k(t - \tau)}{2}. \quad (1)$$

В приемнике, при отсутствии шумов, импульс на выходе блока перемножения, соответствующий k -му информационному символу, поступает на интегратор, после которого приобретает вид:

$$Z_k(t) = \frac{\int_{\tau}^{T_n+\tau} \alpha_k S_k(t - \tau) S_k(t - \tau) dt}{4} + \theta_k(t), \quad (2)$$

где

$$\theta_k(t) = \left[\int_{\tau}^{T_n+\tau} S_k(t) S_k(t - \tau) dt + \int_{\tau}^{T_n+\tau} \alpha_k S_k(t) S_k(t - 2\tau) dt + \int_{\tau}^{T_n+\tau} S_k(t - \tau) S_k(t - 2\tau) dt \right] / 4. \quad (3)$$

Составляющая $\theta_k(t)$ сигнала (2) представляет собой шум, создаваемый самой схемой. Поскольку время задержки τ превышает время автокорреляции, все компоненты $\theta_k(t)$ будут существенно меньшими по сравнению с первым членом в выражении (2), являющимся полезным сигналом. Таким образом, знак α_k («+» или «-») определяет и знак $Z_k(t)$. Сигнал с выхода интегратора поступает на блок принятия решения, где осуществляется его сравнение с нулевым порогом. По знаку определяется значение выходного двоичного информационного символа.

2. Сверх- и гиперширокополосные средства связи

Под сверхширокополосными системами связи в настоящее время понимают системы, использующие сигналы с относительной полосой не менее 20% или с абсолютной полосой не менее 500 MHz (в диапазоне частот от 3.1 до 10.6 GHz).

это определение было введено Федеральной комиссией по коммуникациям США в 2002 году и положено в основу всех дальнейших документов по сверхширокополосной связи (В Российской федерации это диапазон 2.85...10.6 GHz).

В 2014 году агентство DARPA (Defense Advanced Research Projects Agency) стало использовать термин гиперширокополосная связь, понимая под этим связь с полосой частот не менее 10 GHz. Агентство объявило конкурс на исследования в области гиперширокополосной связи (Программа HERMES – Hyper-wideband Enabled RF Messaging).

В этом конкурсе DARPA запросило инновационные исследовательские предложения для изучения возможности использования широкополосной радиочастотной системы с расширением спектра до полосы частот более 10 GHz. Система должна будет работать на частотах ниже 20 GHz, чтобы уменьшить поглощение атмосферы и использовать коэффициент процессинга (базу сигнала) и спектральную фильтрацию для обеспечения работоспособности. Исследования предполагалось продвигать по двум направлениям: 1) исследование системных архитектур, эффектов распространения канала, регулирования спектра, методов обработки сигналов, кульминации демонстрации с использованием коммерческих компонентов и 2) разработка новых технологий приемника, предположительно на основе фотоники, с размером, весом и мощностью, соответствующими устройству, размещаемому в руке [12].

На первом этапе предлагалось создать действующий макет системы с полосой пропускания, демонстрирующий возможность достижения полосы расширенного спектра не менее 10 GHz при коэффициенте процессинга не менее 40 dB, с пропускной способностью не менее 100 килобит в секунду (10^5 bit rate). Демонстрация предполагалась в перегруженной радиочастотной среде.

В 2016 году появились первые публикации, относящиеся к тематике программы [13, 14]. Ниже, в разделе 5 показано, что на рассматриваемой в данной работе схеме относительной передачи могут быть реализованы характеристики, близкие к тем, которые запрашиваются программой HERMES.

3. Компьютерное моделирование

На основе предложенной схемы была построена математическая модель схемы относительной передачи информации с использованием хаотических импульсов.

Поскольку речь идет об исследовании возможности передачи данных по радиоканалу, подходящий для этого хаотический сигнал должен иметь полосовую форму спектра. В модели в качестве источника хаотических колебаний использовался генератор полосового хаоса с 2.5 степенями свободы [15]. Автоколебательная система генератора включает в себя замкнутые в кольцо обратной связи: нелинейный элемент с характеристикой $F(y) = My \exp(-y^2)$, фильтр нижних частот (ФНЧ) первого порядка, ФНЧ второго порядка и полосовой фильтр (ПФ). Уравнения автоколебательной системы имеют вид:

$$\begin{aligned} T_1 \dot{y}_1(t) + y_1(t) &= F(y_3)D(t), \\ \ddot{y}_2(t) + \beta_2 \dot{y}_2(t) + \omega_2^2 y_2(t) &= \omega_2^2 y_1(t), \\ \ddot{y}_3(t) + \beta_3 \dot{y}_3(t) + \omega_3^2 y_3(t) &= \omega_3^2 y_2(t), \end{aligned} \quad (4)$$

где T_1 – постоянная времени ФНЧ первого порядка, β_k и ω_k ($k = 2, 3$) – коэффици-

енты диссипации и резонансные частоты фильтров. Спектр мощности и автокорреляционная функция для типичного режима работы автогенератора, используемого в дальнейшем при моделировании работы схемы передачи, показаны на рис. 1.

Заметим, что для того, чтобы генератор хаоса формировал вместо непрерывного хаотического сигнала поток хаотических импульсов, при компьютерном моделировании в правую часть первого уравнения системы (4) введен меняющийся во времени коэффициент $D(t)$:

$$D(t) = \frac{\text{sign}(\sin(2\pi t)/T_6) + 1}{2}. \quad (5)$$

Система (4) формирует поток хаотических импульсов с длительностью $T_n = T_6/2$ и скважностью 2. Сигнал на выходе передатчика описывается уравнением:

$$y_4(t) = \frac{\alpha(t)y_3(t) + y_3(t - \tau)}{2}. \quad (6)$$

Функция $\alpha(t)$ в уравнении (6) представляет собой входной информационный сигнал и принимает на битовом интервале значение -1 или 1 : $\alpha(t) = \{-1, 1\}$ в зависимости от передаваемого в момент времени t информационного символа «1» или «0». После этого сигналы суммируют. Выходной сигнал поступает в канал связи и затем в приемник.

В приемнике производится перемножение поступившего сигнала и его задержанной копии $y_5(t) = (y_4(t)y_4(t - \tau))/4$, после чего результирующие импульсы поступают на вход ФНЧ второго порядка, моделирующего интегратор. В целом динамика модели приемника описывается уравнением:

$$\ddot{y}_6(t) + \beta_6\omega_6\dot{y}_6(t) + \omega_6^2y_6(t) = \omega_6^2y_5(t), \quad (7)$$

где β_6 и ω_6 – коэффициент диссипации и резонансная частота фильтра, соответственно.

Решение о полученном информационном символе принимается на основании сравнения сигнала на выходе фильтра с нулевым порогом. Таким образом, система уравнений (4)–(7) описывает модель системы относительной передачи информации. Построенная модель представляет собой систему дифференциально-разностных уравнений с запаздыванием. Решение системы осуществлялось в среде Matlab с использованием функции для решения дифференциально-разностных уравнений с фиксированными задержками `dde23`.

Моделирование системы передачи проводилось для импульсов с коэффициентом процессинга $K = 10$ при следующих нормированных значениях параметров: $M = 32$; $T_1 = 1$; $\beta_2 = 0.3$; $\omega_2 = 1.0$; $\beta_3 = 0.2$; $\omega_3 = 1.55$; $T_6 = 300$; $\tau = 10$; $\beta_6 = 0.9$; $\omega_6 = 0.63$. Для последующего перевода в реальные значения частот и запаздываний использовали масштабирующий коэффициент $L = 2 \cdot 10^{10}$. Результаты моделирования представлены на рис. 4.

Источник формирует поток хаотических радиоимпульсов со скважностью 2 (рис. 4, а). Поток поступает на делитель мощности пополам. Сигнал с первого выхода делителя перемножают с входным двоичным информационным сигналом (рис. 4, б). Таким образом, в зависимости от передаваемого информационного символа хаотический импульс проходит без изменений («1») или инвертируется («0»).

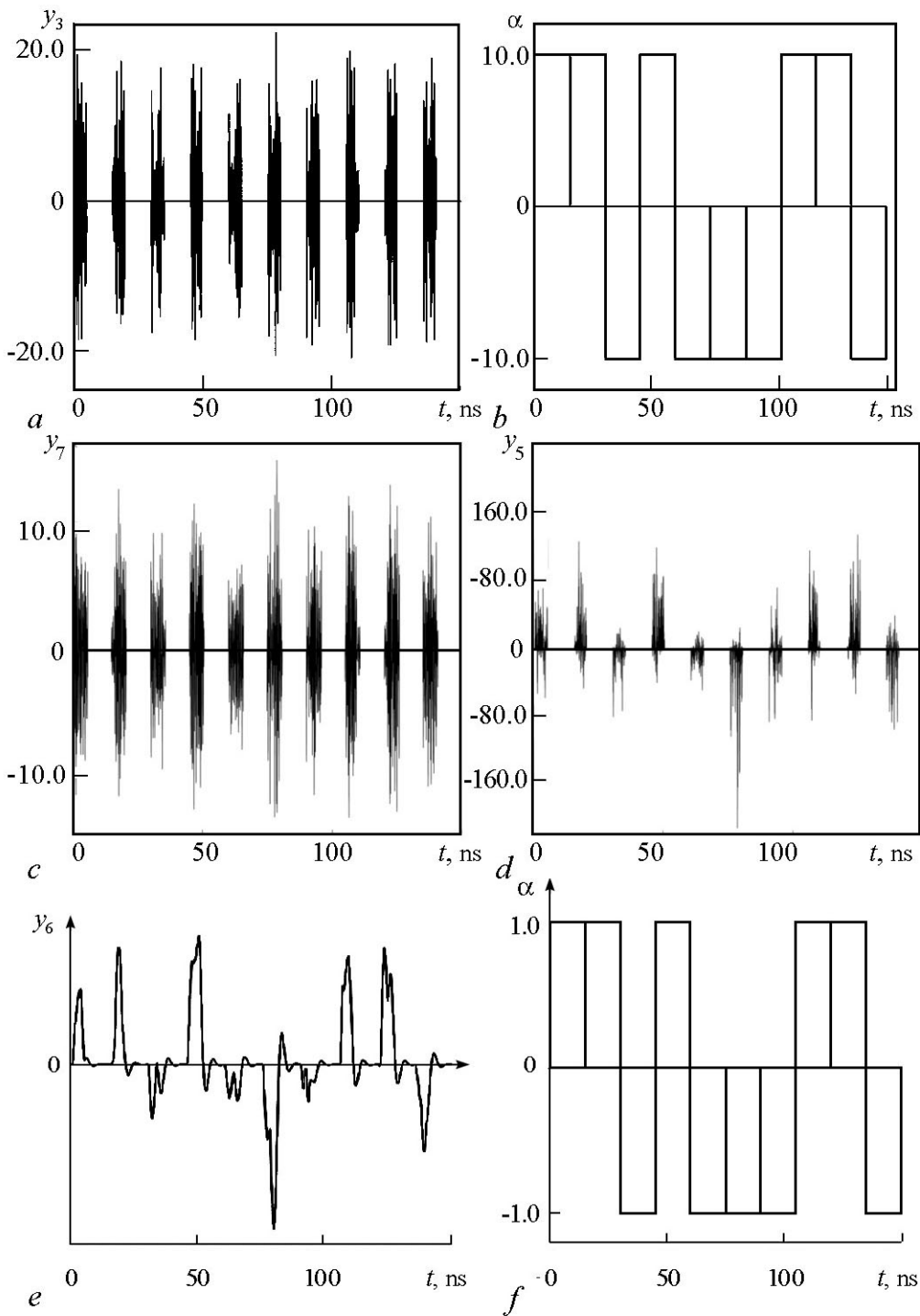


Рис. 4. Вид сигналов при преобразованиях в передатчике и приемнике: *a* – поток хаотических радиоимпульсов на выходе CRS; *b* – входная модулирующая последовательность; *c* – сигнал на выходе сумматора; *d* – сигнал на выходе перемножителя; *e* – сигнал на выходе интегратора; *f* – выходная информационная двухуровневая последовательность

Fig. 4. Signal form during transformations in transmitter and receiver: *a* – chaotic radio pulses flow at the output of CRS; *b* – input modulating sequence; *c* – signal at the output of the adder; *d* – signal at the output of the multiplier; *e* – signal at the output of the integrator; *f* – two-level output information sequence

Сигнал со второго выхода делителя поступает на блок задержки. Сигнал с выхода сумматора показан рис. 4, *c*.

В приемнике полученный сигнал поступает в делитель мощности пополам. Сигнал с нижнего выхода делителя подают на блок задержки на время τ . Сигнал с верхнего выхода делителя без изменений подают на умножитель, где осуществляется его перемножение с сигналом с выхода блока задержки. После перемножения полученный сигнал (рис. 4, *d*) поступает на интегратор. В результате интегрирования получается сигнал, который показан на рис. 4, *e*. Он содержит импульсы огибающей положительной и отрицательной полярности и интервалы между ними. Импульсы соответствуют передаваемым информационным битам: положительные «1», отрицательные «0». Затем сигнал поступает на блок принятия решения, где осуществляется сравнение сигнала с нулевым порогом. По знаку определяется выходной двоичный информационный символ (рис. 4, *f*).

4. Аналитические оценки

Наряду с компьютерным моделированием были проведены аналитические оценки характеристик схемы [11] на основе метода, описанного в [3].

При аналитических оценках алгоритм работы приемника, описанного в предыдущих разделах, представлялся следующим образом:

$$\text{sign}(y_5(t)) = \text{sign} \int_{\tau}^{T_n+\tau} y_4(t)y_4(t-\tau)dt. \quad (8)$$

В присутствии шума сигналы под знаком интеграла имеют вид:

$$\begin{aligned} y_4(t) &= y_3(t) + y_3(t-\tau) + \eta(t), \\ y_4(t-\tau) &= y_3(t-\tau) + y_3(t-2\tau) + \eta(t-\tau), \end{aligned} \quad (9)$$

где $y_3(t)$ – сигнал, моделирующий хаотический радиоимпульс в виде фрагмента реализации случайного процесса с нормальным распределением амплитуд и равномерной спектральной плотностью N_c ; $\eta(t)$ – белый шум со спектральной плотностью N_0 .

Подставляя в интеграл (8) выражения для сигналов (9), получаем:

$$\begin{aligned} \int_{\tau}^{T_n+\tau} y_4(t)y_4(t-\tau)dt &= \int_{\tau}^{T_n+\tau} y_3(t-\tau)y_3(t-\tau)dt + \int_{\tau}^{T_n+\tau} y_3(t)y_3(t-\tau)dt + \\ &+ \int_{\tau}^{T_n+\tau} y_3(t)y_3(t-2\tau)dt + \int_{\tau}^{T_n+\tau} y_3(t-\tau)y_3(t-2\tau)dt + \int_{\tau}^{T_n+\tau} y_3(t)\eta(t-\tau)dt. \end{aligned} \quad (10)$$

В (10) полезную информацию переносит лишь первое слагаемое, остальные представляют собой помеху, обусловленную как флуктуационным шумом $\eta(t)$, так и самим сигналом. Далее для нахождения распределения случайных величин, входящих в равенство (10) производится их разложение в виде ряда Фурье и используется метод, изложенный в [3]. Итоговое выражение для вероятности ошибки при приеме

сообщения имеет вид (11):

$$P_{\text{ош}} = f \left(N_c \Delta F T_{\text{и}} / \sqrt{N_c N_0 \Delta F T_{\text{и}}} \left(2 + \frac{N_0}{2N_c} + \frac{5N_c}{2N_0} \right) \right), \quad (11)$$

где

$$f(x) = \left[1 - \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^x e^{-\frac{t^2}{2}} \right],$$

N_c – спектральная плотность хаотического радиоимпульса, ΔF – полоса хаотического сигнала, $T_{\text{и}}$ – длительность хаотического радиоимпульса, N_0 – спектральная плотность белого шума.

Эта вероятность ошибки обладает интересным асимптотическим свойством. При стремлении отношения сигнал/шум к бесконечности вероятность ошибки стремится не к нулю, а к некоторому пределу, равному:

$$P_{\text{ош пред}} = f \left(\sqrt{\frac{2\Delta F T_{\text{и}}}{5}} \right). \quad (12)$$

Такой характер поведения вероятности ошибки можно объяснить следующим образом. Из формулы (10) видно, что, при равной нулю флуктуационной помехе $\eta(t)$, остается помеха, обусловленная задержанными относительно друг друга компонентами самого полезного сигнала. Причем мощность такой помехи пропорциональна мощности полезного сигнала и возрастает вместе с ним. Поэтому при любой конечной базе сигнала вероятность ошибки даже при отсутствии внешнего шума не равна 0. Однако при стремлении коэффициента процессинга (базы) сигнала к бесконечности предельная вероятность ошибки (12) стремится к нулю, так как при этом происходит лучшее усреднение помехи от собственного сигнала в приемнике.

На рис. 5 представлен график зависимости вероятности ошибки на бит от коэффициента процессинга (базы) сигнала в приемнике с алгоритмом работы (8). Флуктуационные помехи считаются равными нулю. Расчет вероятности ошибки производился по формуле (12). Из него можно сделать вывод, что несмотря на внутренние помехи, при увеличении базы сигнала вероятность ошибок при приеме в отсутствие внешних шумов быстро падает, и при базе сигнала 200 (процессинге 100) ее величина уже не превышает значения 10^{-10} . Таким образом, внутренние шумы схемы при больших базах сигнала практически не влияют на помехоустойчивость схемы при наличии внешних шумов (эти характеристики будут приведены ниже). Но именно сигналы с большой базой, как показывает практика применения прямохаотических систем связи, и представляют наибольший интерес.

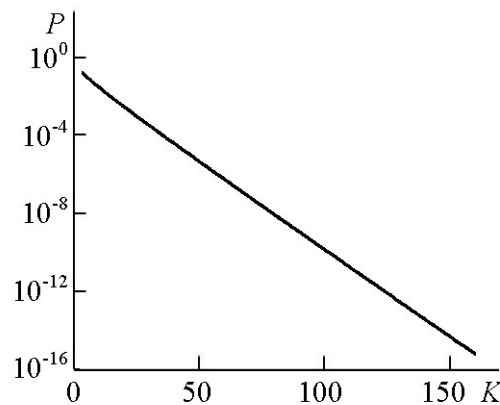


Рис. 5. Зависимость вероятности ошибки от коэффициента процессинга сигнала при отсутствии флуктуационных помех

Fig. 5. Error probability as function of signal processing gain in the absence of fluctuation noise

5. Характеристики схемы в сверхширокополосном и гиперширокополосном случаях

Количественные оценки вероятностей ошибок при наличии внешнего шума для малых, средних и больших коэффициентов процессинга хаотических радиоимпульсов представлены, соответственно, на рис. 6. Коэффициент процессинга K зависит как от полосы сигнала, так и от его длительности. В принципе, коэффициенты процессинга как сверхширокополосного, так и гиперширокополосного сигнальных элементов, несущих информацию, могут варьироваться в широких пределах, начиная с единиц и кончая сотнями тысяч и более. Однако именно величина процессинга будет, в основном, определять устойчивость схемы связи к шумам. Из рис. 6, *a* видно, что при значениях $K \leq 20$ вероятность ошибки в рассматриваемой схеме передачи нельзя снизить до величины меньше 10^{-3} даже при очень больших отношениях сигнал/шум. С другой стороны, при $K > 100$ вероятность ошибки меньше 10^{-5} уже при отношениях E_b/N_0 меньше 20 dB (рис. 6, *b*). Отметим, что для таких коэффициентов процессинга отношение сигнал/шум (SNR), при котором возможно извлечение сигнала, становится уже меньше 0 dB. При дальнейшем увеличении коэффициента процессинга полезный сигнал может быть извлечен даже из-под шума. Уровень требуемого для этого значения SNR падает с ростом K до величины (-20) dB при $K = 10^6$ (рис. 6, *c* и рис. 7).

Каковы параметры хаотического радиоимпульса, например, с коэффициентом процессинга $K = 10^5$ (50 dB) (это на десять децибел больше, чем минимальные требования программы HERMES)? Если полоса сигнала равна 10 GHz, то длина

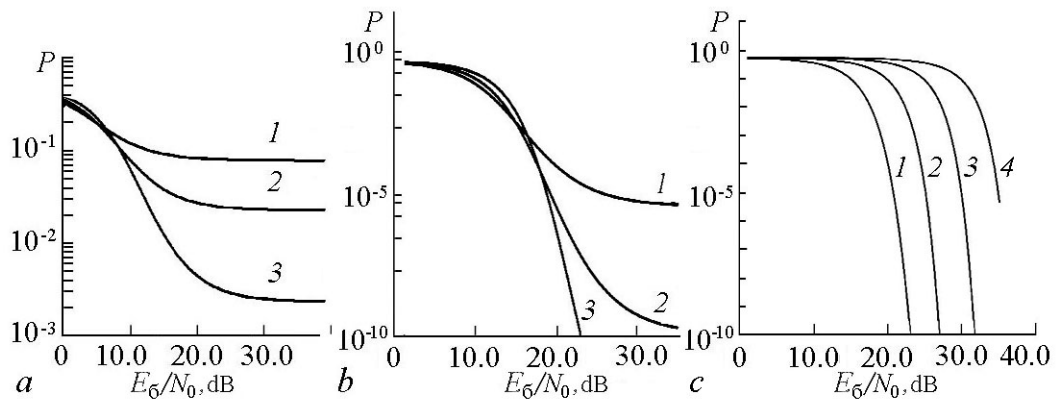


Рис. 6. Зависимости вероятности ошибки от отношения энергии бита к спектральной плотности шума (E_b/N_0): *a* – при малых значениях коэффициента процессинга K , кривые 1–3 соответствуют K : 5; 10; 20; *b* – при средних значениях коэффициента процессинга K , кривые 1–3 соответствуют K : 50, 100, 200; *c* – при больших значениях коэффициента процессинга K . Кривые 1–4 соответствуют K : 10^3 , 10^4 , 10^5 , 10^6

Fig. 6. Error probability as function of the ratio of bit energy to noise spectral density (E_b/N_0): *a* – for small values of processing gain K , curves 1–3 correspond to K : 5; 10; 20; *b* – for medium values of processing gain K , curves 1–3 correspond to K : 50, 100, 200; *c* – for medium values of processing gain K , curves 1–4 correspond to K : 10^3 , 10^4 , 10^5 , 10^6

хаотического будет равна 10^{-5} секунд, и максимальная скорость передачи около 100 килобит в секунду, при этом средняя мощность принимаемого сигнала может уменьшаться до величины (-15) dB при вероятности ошибки на бит (BER – Bit Error Ratio) не более 10^{-5} .

Исходя из сделанных оценок, можно утверждать, система относительной передачи с хаотическими радиоимпульсами является неплохим кандидатом для класса беспроводных гиперширокополосных систем передачи информации. Осталось добавить, что возможность получения хаотических колебаний с гипершироким спектром в диапазоне до 30 GHz показана в работе [16].

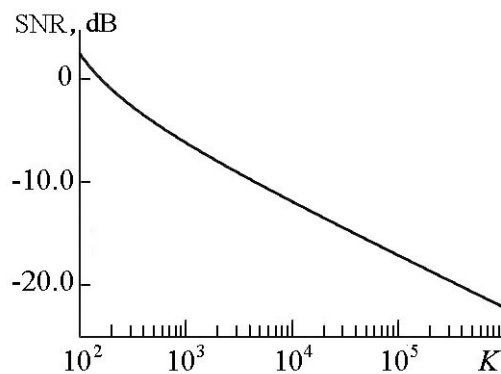


Рис. 7. Зависимость минимального отношения сигнал/шум SNR, при котором обеспечивается вероятность ошибки на принимаемый бит 10^{-5} , от коэффициента процессинга K

Fig. 7. Minimum signal-to-noise ratio SNR, at which the provided error probability for the received bit is 10^{-5} , as function of processing gain K

Заключение

Рассмотренная в работе схема передачи информации, использующая в качестве носителя информации хаотические радиоимпульсы, относится к классу схем с относительной передачей. В отличие от схемы DCSK, в предложенной схеме используются задержки значительно меньшей длительности, что облегчает ее практическую реализацию в микроволновом диапазоне частот. Например, требуемые для схемы задержки при полосе сигнала 1 гигагерц составляют 1–2 наносекунды, и могут быть выполнены в отрезках современных кабелей длиной до 50 сантиметров.

Следует отметить, что в предлагаемой схеме даже при отсутствии внешних помех вероятность ошибки на принимаемый бит не равна нулю, а стремится к некоторому пределу. Это вызвано помехой, обусловленной задержанными относительно друг друга компонентами полезного сигнала. Однако при достаточно больших базах (начиная с 50) этот фактор уже практически не сказывается на свойствах системы, а именно такие базы сигналов и представляют интерес для практических приложений.

Оценки показывают, что рассмотренная относительная схема передачи может быть использована для создания не только сверхширокополосных, но и гиперширокополосных средств связи с базами сигнала (коэффициентами процессинга) вплоть до 10^6 . При таких коэффициентах процессинга устойчивый прием передаваемых сигналов может быть обеспечен из-под шумов.

Важным свойством схемы является также нулевой порог принятия решения о приходе «0» или «1».

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 16-19-00084).

Библиографический список

1. *Котельников В.А.* Сигналы с максимальной и минимальной вероятностью обнаружения // РЭ. 1959. № 3. С. 354–358.
2. *Харкевич А.А.* Передача сигналов модулированным шумом // Электросвязь. 1957. № 11. С. 42–46.
3. *Петрович Н.Т., Размахнин М.К.* Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Советское радио, 1969.
4. *Варакин Л.Е.* Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985.
5. *Pecora L.M., Carroll T.L.* Synchronization in Chaotic systems // Phys. Rev. Lett. 1990. Vol. 64, № 8. P. 821–824.
6. *Kolumban G., Kennedy M.* The role of synchronization in digital communications using chaos – Part I: Fundamentals of digital communications // IEEE Trans. Circuits and Systems. 1997. Vol. 44, № 10. P. 927–936.
7. *Kolumban G., Vizvari B., Schwarz W., Abel A.* Differential chaos shift keying: A robust coding for chaotic communication // in Proc. NDES'96. 1996. P. 87–92.
8. *Sushchik M., Tsirning L.S., Volkovskii A.R.* Performance analysis of correlation-based communication schemes utilizing chaos // IEEE Trans. Circuits and Systems. 2000. Vol. 47, № 12. P. 1684–1691.
9. *Дмитриев А.С., Кяргинский Б.Е., Панас А.И., Старков С.О.* Прямохаотические схемы передачи информации в сверхвысокочастотном диапазоне // РЭ. 2001. Т. 46, № 2. С. 224–233.
10. *Dmitriev A.S., Kyarginsky B. Ye., Panas A.I., Starkov S.O.* Experiments on ultra wideband direct chaotic information transmission in microwave band // Int. J. Bifurcation and Chaos. 2003. Vol. 13, № 6. P. 1495–1507.
11. *Дмитриев А.С., Мохсени Т.И., Сьерра-Теран К.М.* Относительная передача информации на основе хаотических радиоимпульсов // РЭ. 2018. Т. 63, № 10. С. 1–9.
12. Документ DARPA: Broad Agency Announcement Hyper-wideband Enabled RF Messaging (HERMES) Microsystems Technology Office DARPA-BAA-14-34. 30 June 2014. 36 p.
13. *Subramanian, Vijayan.* Hyper-wideband wireless communication link empowered by silicon photonics for low cost RF systems // IJARTET. 2018. Vol. 5, № 1. P. 25–29.
14. *Esman D., Ataie V., Kuo B. P.-P., Alic N., Radic S.* Subnoise signal detection and communication // Journal of Lightwave Technology. 2016. Vol. 34, № 22. P. 5214–5219.
15. *Дмитриев А.С., Ефремова Е.В., Максимов Н.А., Панас А.И.* Генерация хаоса. М.: Техносфера, 2012.
16. *Ефремова Е.В.* Модель хаотической автоколебательной системы диапазона 10–30 GHz на основе SiGe-технологии 130 nm // Письма в ЖТФ. 2018. Т. 44, № 9. С. 26–33.

References

1. Kotelnikov V.A. Signals with maximum and minimum probability of detection.

А.С. Дмитриев, Т.И. Мохсени, К.М. Сьерра-Теран
Изв. вузов «ПНД», т. 26, № 4, 2018

- Radiotekhnika I Electronica*, 1959, no. 3, pp. 354–358 (in Russian).
2. Kharkevich A.A. Transmission of signals by modulated noise. *Electrosvyaz.*, 1957, no. 11, pp. 42–46 (in Russian).
 3. Petrovich N.T., Razmakhnin M.K. Communication systems with noise-like signals. Moscow: Soviet Radio, 1969 (in Russian).
 4. Varakin L.E. Communication systems with noise-like signals. M.: Radio I Svyaz. 1985 (in Russian).
 5. Pecora L.M., Carroll T.L. Synchronization in Chaotic systems. *Phys. Rev. Lett.*, 1990, vol. 64, no. 8, pp. 821–824.
 6. Kolumban G., Kennedy M. The role of synchronization in digital communications using chaos – Part I: Fundamentals of digital communications. *IEEE Trans. Circuits and Systems*, 1997, vol. 44, no. 10, pp. 927–936.
 7. Kolumban G., Vizvari B., Schwarz W., Abel A. Differential chaos shift keying: A robust coding for chaotic communication. In *Proc. NDES'96*, 1996, pp. 87–92.
 8. Sushchik M., Tsirning L.S., Volkovskii A.R. Performance analysis of correlation-based communication schemes utilizing chaos. *IEEE Trans. Circuits and Systems*, 2000, vol. 47, no. 12, pp. 1684–1691.
 9. Dmitriev A.S., Kjarginsky B.E., Panas A.I., Starkov S.O. Direct-chaotic schemes of information transmission in the microwave range. *Journal of Communications Technology and Electronics*, 2001, vol. 46, no. 2, pp. 224–233.
 10. Dmitriev A.S., Kyarginsky B. Ye., Panas A.I., Starkov S.O. Experiments on ultra wideband direct chaotic information transmission in microwave band. *Int. J. Bifurcation and Chaos*, 2003, vol. 13, no. 6, pp. 1495–1507.
 11. Dmitriev A.S., Mokhseni T.I., Sierra-Teran K.M. Differential information transfer based on chaotic radio pulses. *Journal of Communications Technology and Electronics*, 2018, vol. 63, no. 10. (in print).
 12. Broad Agency Announcement Hyper-wideband Enabled RF Messaging (HERMES) Microsystems Technology Office DARPA-BAA-14-34. 30 June 2014. 36 p.
 13. Subramanian, Vijayan. Hyper-wideband wireless communication link empowered by silicon photonics for low cost RF systems. *IJARTET*, 2018, vol. 5, no. 1, pp. 25–29.
 14. Esman D., Ataie V., Kuo B. P.-P., Alic N., Radic S. Subnoise Signal Detection and Communication. *Journal of Lightwave Technology*, 2016, vol. 34, no. 22, pp. 5214–5219.
 15. Dmitriev A.S., Efremova E.V., Maksimov N.A., Panas A.I. Generation of chaos. M.: Technosphere, 2012 (in Russian).
 16. Efremova E.V. Model of a chaotic self-oscillating system of the range 10–30 GHz based on SiGe-technology 130 nm. *Technical Physics Letters*, 2018, vol. 44, no. 5, pp. 378–380.



Дмитриев Александр Сергеевич. Закончил факультет общей и прикладной физики Московского физико-технического института в 1971 году. Кандидат физико-математических наук по специальности радиофизика с 1974. Доктор физико-математических наук по специальности радиофизика с 1988. Профессор с 1995. Заведующий отделом статистической радиофизики в ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. Профессор Московского физико-технического института. Область научных исследований и разработок: информационные и коммуникационные технологии на основе динамического хаоса. Автор и соавтор более 230 статей в журналах, 9 монографий, более 25 патентов и авторских свидетельств. Дважды Лауреат Премии Совета Министров СССР. Заслуженный радист Российской Федерации.

125009 Москва, ул. Моховая, д. 11, корп. 7
Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН
E-mail: chaos@cplire.ru



Мохсени Тимур Исхакович – родился в Чебоксарах (1985), окончил Московский физико-технический институт (2008). После окончания института работает в Институте радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН. Область научных интересов – применение широкополосных хаотических сигналов для передачи информации. Автор более 30 печатных работ (из них 9 статей в соавторстве) по направлению, указанному выше.

125009 Москва, ул. Моховая, д. 11, корп. 7
Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН
E-mail: mokhseni@gmail.com



Сьерра-Теран Кристиан Маурисио – родился в 1990 году в Картахене, Колумбия. В 2014 году окончил радиотехнический факультет Московского физико-технического института (МФТИ). Область интересов – применение динамического хаоса в информационных системах связи. Аспирант Московского физико-технического института. Автор и соавтор ряда печатных работ (в том числе 1 статьи).

141701 Долгопрудный, Институтский переулок, 9
Московский физико-технический институт
E-Mail: serra@phystech.edu