

**ДИНАМИЧЕСКИЙ ХАОС
В РАДИОФИЗИКЕ И ЭЛЕКТРОНИКЕ**

УДК 621.391

**ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ОТНОСИТЕЛЬНОЙ
СХЕМЫ ПЕРЕДАЧИ НА ХАОТИЧЕСКИХ РАДИОИМПУЛЬСАХ**

© 2023 г. А. С. Дмитриев^а, * , Т. И. Мохсени^а, М. М. Петросян^а

^а *Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,
ул. Моховая, 11, стр. 7, Москва, 125009 Российская Федерация*

*E-mail: chaos@cplire.ru

Поступила в редакцию 06.09.2022 г.

После доработки 06.09.2022 г.

Принята к публикации 30.09.2022 г.

Продемонстрирована практическая реализуемость беспроводной схемы относительной передачи на основе хаотических радиоимпульсов. Разработаны новые компоненты, необходимые для осуществления этой схемы. Создан макет системы передачи в диапазоне частот 200...500 МГц, на котором проведены эксперименты по передаче двоичной информации. Результаты измерений соответствуют полученным ранее теоретическим и расчетным оценкам по основным свойствам и характеристикам новой схемы передачи, использующей в качестве носителя информации динамический хаос.

DOI: 10.31857/S0033849423020055, EDN: LCGMPX

ВВЕДЕНИЕ

Относительные схемы передачи информации известны с середины 50-х годов XX в. [1–3]. Их широко исследовали как для узкополосных, так и для широкополосных, в том числе шумовых и шумоподобных сигналов. Основные достоинства относительных схем передачи – прежде всего простота конструкции схемы приемников. Поэтому вполне естественно, что относительные схемы одними из первых были предложены и теоретически исследованы для нового в то время класса широкополосных шумоподобных сигналов – хаотических сигналов. Оказалось, что первая же предложенная относительная схема передачи с использованием хаотических сигналов – DCSK (Differential Chaotic Shift Keying) [4] имела неплохие характеристики по помехоустойчивости по сравнению с методами, предложенными к тому времени на основе хаотической синхронизации [5–11]. Однако с практической точки зрения особенность схемы заключалась в том, что она требовала использования линий задержек, сопоставимых с длительностью передаваемых битов, а это, при аналоговой реализации схемы, приводит к длине линий задержки в десятки и сотни метров.

В [11–13] была предложена прямохаотическая схема относительной передачи информации, в которой отсутствуют задержки большой длительности. Было проведено математическое моделирование и получены аналитические оценки помехоустойчивости предложенной схемы. Затем на основе полученных результатов в [14] было прове-

дено схемотехническое моделирование схемы относительной передачи, в процессе которого показана ее работоспособность с учетом использования моделей реальных электронных компонентов.

Цель данной работы – создание макета схемы прямохаотической относительной передачи информации на основе хаотических радиоимпульсов DC² (Direct Chaotic Differentially Coherent scheme) и ее исследование с целью получения экспериментальных результатов, доказывающих работоспособность предложенного решения и оценки соответствия его технических характеристик теоретическим оценкам и данным компьютерного моделирования.

**1. ОТНОСИТЕЛЬНАЯ СХЕМА ПЕРЕДАЧИ
НА ХАОТИЧЕСКИХ РАДИОИМПУЛЬСАХ**

Структура прямохаотической относительной схемы передачи информации DC² показана на рис. 1.

Передачик схемы DC² состоит из генератора хаотического сигнала (источник хаотических радиоимпульсов, ИХР), делителя D , модулятора M , временной задержки τ и сумматора Σ , с выхода которого сигнал поступает в коммуникационный канал.

Коммуникационный канал в радиодиапазоне осуществляет связь между передачиком и приемником и может быть реализован в виде либо фрагмента высокочастотного кабеля, либо комбинации передающей и приемной антенн, разделенных участком свободного пространства.

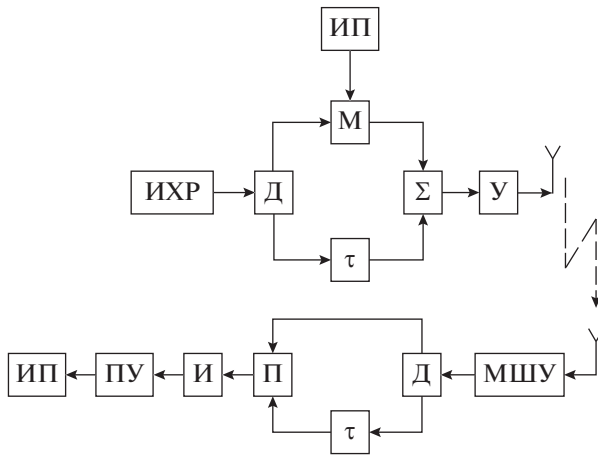


Рис. 1. Схема передачи: ИХР – источник хаотических радиоимпульсов; Д – делитель; ИП – информационная последовательность; М – модулятор; τ – задержка; Σ – сумматор; У – усилитель; МШУ – малошумящий усилитель; П – перемножитель; И – интегратор; ПУ – пороговое устройство.

Источник хаотических радиоимпульсов формирует импульсы длительностью $T_{и}$, промежутки между импульсами – защитные интервалы имеют длительность T_z . Суммарная длительность импульса и защитного интервала представляет собой длительность передаваемого бита T_b . Каждый импульс поступает в делитель, после которого попадает в два канала. В первом канале он модулируется информационным сигналом путем умножения на ± 1 , а во втором канале задерживается на время корреляции хаотического сигнала τ . Умножение на $+1$ соответствует передаче “1”, умножение на -1 – передаче “0”. После этого сигналы суммируются, суммарный сигнал усиливается, поступает в антенну и излучается. При этом длина излучаемого суммарного импульса равна $T_{из} = T_{и} + \tau$.

Приемник системы включает в себя малошумящий усилитель МШУ, делитель Д, задержку τ , перемножитель П: интегратор И и пороговое устройство ПУ. Принятый сигнал усиливается до нужного уровня в МШУ, делится пополам и попадает в два канала. В первом канале никаких действий с сигналом не производится, и он поступает на перемножитель. Во втором канале сигнал задерживается на время τ после чего также поступает на перемножитель. Отметим, что длительность импульса, полученного путем перемножения импульсов, поступивших на перемножитель, равна $T_{и}$. Импульс, полученный с выхода перемножителя, интегрируется. 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”.

Более подробно принцип работы схемы и ее характеристики описаны в [11–13].

2. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ УСТАНОВКА

Экспериментальная реализация схемы для относительной сверхширокополосной (СШП) прямохаотической передачи представлена на рис. 2.

Макет передатчика в эксперименте соответствует схеме передатчика на рис. 1. В качестве рабочего диапазона частот для экспериментов был выбран участок спектра частот 200...500 МГц (рис. 3а). Проведение экспериментов в этом частотном диапазоне потребовало использования оригинального двухтранзисторного источника хаотических радиоимпульсов [15]. Делитель Д в передатчике имеет рабочую полосу 1 ГГц. При инверсном включении такое же устройство использовалось в приемнике в качестве сумматора. В передатчике и приемнике необходимо иметь одинаковые задержки (τ) с временем запаздывания, равным или превышающим время автокорреляции импульсов, формируемых ИХР. На рис. 3б представлена автокорреляционная функция хаотических радиоимпульсов источника. Из графика видно, что за время 4...5 нс автокорреляционная функция спадает примерно на порядок относительно максимума. Для формирования задержек с таким запаздыванием был использован коаксиальный СВЧ-кабель длиной 1 м. Скорость распространения сигнала в используемом кабеле равна $0.7c$ (c – скорость света в вакууме). Запаздывание в кабеле составляет $\tau \approx 4.8$ нс, что примерно соответствует времени автокорреляции используемых в приемопередатчике хаотических импульсов.

Следующий элемент схемы передатчика – модулятор. Его функция заключается в манипуляции знака входного сигнала: на выходе модулятора нужно иметь сигнал того же знака, что и на входе при передаче “1” и сигнал противоположного входному сигналу знака при передаче “0”. Модулятор состоит из двухпозиционного ключа, инвертирующего элемента и сумматора. В качестве инвертирующего элемента была использована задержка на время спада автокорреляционной функции источника до минимума (см. рис. 3б). В первом минимуме знак автокорреляционной функции отрицателен, а по абсолютному значению меньше максимума на 20...30%. Таким образом, на выходе инвертирующего блока формируется хаотический импульс, знак значений которого противоположен знаку значений входного импульса.

Сравнение с нулевым порогом значений максимума и минимума автокорреляционной функции будет всегда давать противоположный результат, что соответствует критерию детектирования информационных символов на приемнике схемы DC². Согласно графику на рис. 3б, минимум авто-

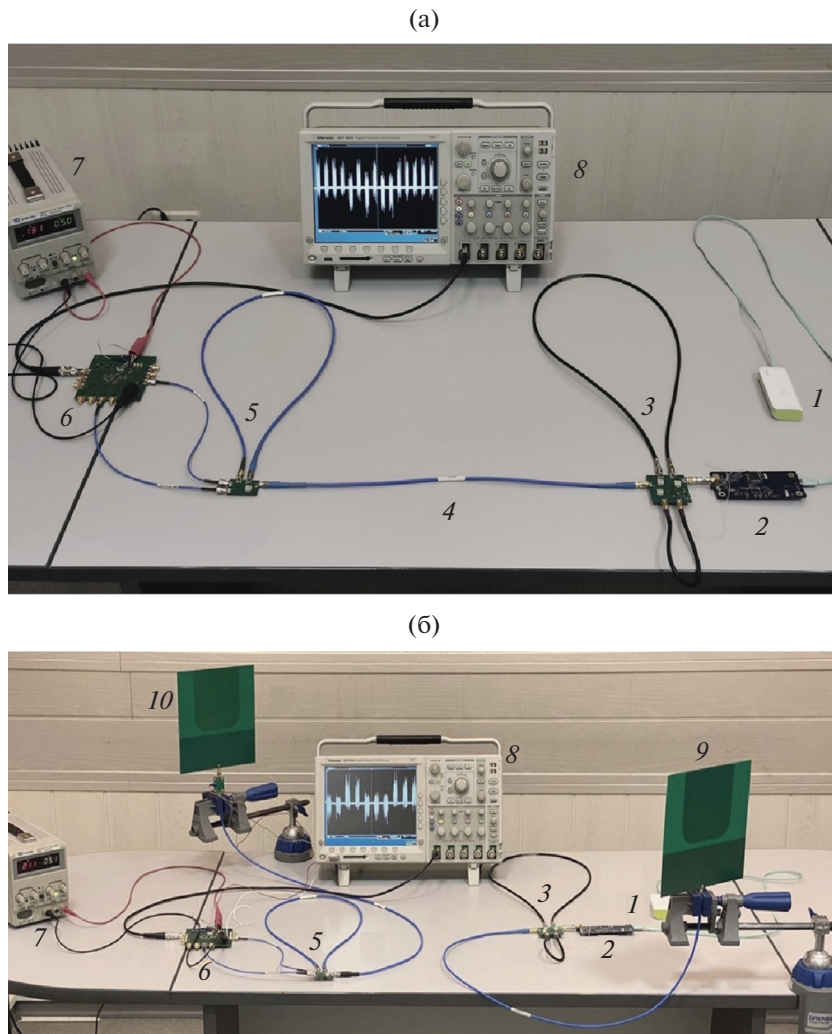


Рис. 2. Экспериментальные установки для относительной прямохаотической передачи информации по кабельному каналу (а) и по эфиру (б): 1 – источник питания передатчика; 2 – плата передатчика, включающая ИХР и микроконтроллер; 3 – плата передатчика, содержащая делитель, модулятор, линию задержки и сумматор; 4 – кабельный канал связи; 5 – плата приемника, содержащая делитель и линию задержки; 6 – перемножитель; 7 – источник питания приемника; 8 – осциллограф; 9 – антенна передатчика; 10 – антенна приемника с МШУ.

корреляционной функции находится при задержке приблизительно 1 нс. Это соответствует запаздыванию в фрагменте кабеля длиной 0.23 м. Именно такой фрагмент кабеля и используется в макете в качестве инвертирующего сигнал элемента.

Выход генератора был подсоединен ко входу делителя при помощи sma-разъемов. Коаксиальные кабели, выполнявшие роль задержки на время автокорреляции, а также инвертирующей задержки, были соединены с платой, на которой располагались делитель, задержка, сумматор и модулятор.

Хаотические радиоимпульсы как носители информации относятся к сигналам с расширением спектра. Этот класс сигналов характеризуется такими характеристиками, как база сигнала $B = 2\Delta F\Delta T$ и его процессинг $K = \Delta F\Delta T$ [1–3, 16]. Вы-

бор длительности хаотических радиоимпульсов определяется спецификой функционирования схемы передачи DC^2 . Как показал анализ этой схемы [11–13], передача информации в ней с малым уровнем ошибок, даже в условиях отсутствия тепловых шумов, может быть осуществлена только при достаточно больших базах B или процессингах K хаотических радиоимпульсов. Так, например, при $K \leq 30$ вероятность ошибки на бит – BER (Bit Error Ratio) не может быть меньше 10^{-3} и только при $K \geq 50$ выходит на уровень меньше 10^{-5} . Это означает, что при полосе сигнала 300 МГц, используемой в экспериментальной установке, минимальная длина хаотических радиоимпульсов, при которой обеспечивается вероятность ошибок не хуже 10^{-5} , должна быть не менее 165 нс. Суммарная длительность импульса $T_{\text{и}}$ и защитного

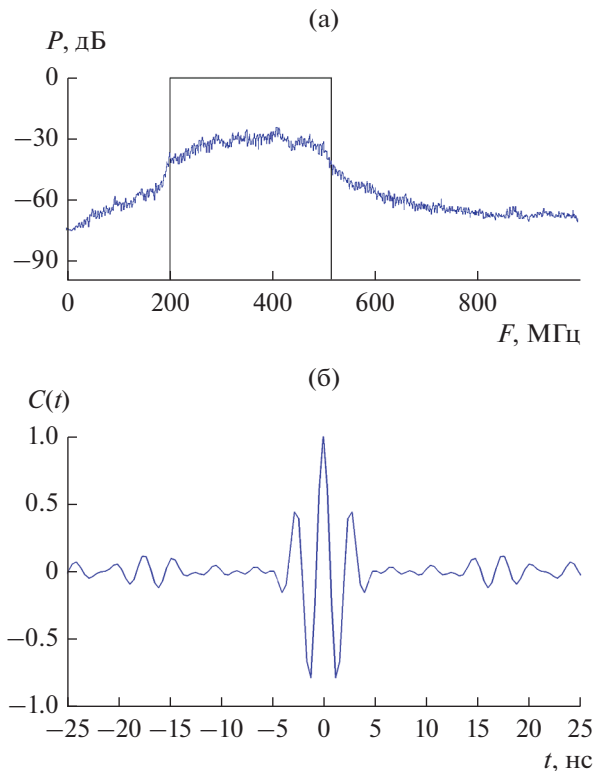


Рис. 3. Характеристики хаотических радиоимпульсов: а – спектр мощности; б – автокорреляционная функция.

интервала T_3 представляет собой длительность передаваемого бита

$$T_6 = T_{\text{и}} + T_3.$$

При скважности следования импульсов (отношения длины бита к длине импульса) равной двум, имеем длительность бита $T_6 = 330$ нс и, соответственно, максимальную скорость передачи $C = 3.3$ Мбит/с.

В экспериментальной установке источник хаотических радиоимпульсов формирует импульсы длительностью $T_{\text{и}} = 2$ мкс, что существенно больше минимально допустимой длительности. Промежутки между импульсами – защитные интервалы имеют длительность $T_3 = 4$ мкс, что соответствует скважности три. Суммарная длительность импульса и защитного интервала представляет собой длительность передаваемого бита $T_6 = 6$ мкс. Скорость передачи составляет около 167 Кбит/с. Таким образом, параметры экспериментального макета заведомо лежат в области теоретически рассчитанных параметров работоспособности макета с точки зрения структуры сигнала.

В передатчике каждый импульс, сформированный источником, поступает в делитель D , после которого попадает в два канала. В первом канале он модулируется информационным сигналом пу-

тем умножения на ± 1 , а во втором канале задерживается на время $\tau \approx 5$ нс. Умножение на $+1$ соответствует передаче “1”, умножение на -1 – передаче “0”. После этого сигналы суммируются, суммарный сигнал усиливается и поступает в коммуникационный канал. При этом длина излучаемого суммарного импульса $T_{\text{из}} = T_{\text{и}} + \tau$ близка к 2 мкс.

Структура макета приемника в эксперименте соответствует схеме приемника на рис. 1. Перемножитель был реализован на широкополосной микросхеме перемножения аналоговых сигналов с рабочей полосой частот от 0 до 1 ГГц. Обработка сигнала с выхода перемножителя осуществлялась в два этапа. На первом этапе при помощи осциллографа с полосой частот 500 МГц производится первичная обработка сигнала, т.е. исключение из него компонент выше 500 МГц, оцифровка и формирование текстовых файлов, содержащих информацию (csv-файлов) и записываемых на внешнее устройство обработки сигнала (персональный компьютер). Отметим, что вся полезная для дальнейшей обработки информация содержится именно в полосе до 500 МГц. На втором этапе в среде Matlab осуществлялось интегрирование сигнала с помощью цифрового фильтра нижних частот (ФНЧ).

На созданном макете системы передачи были проведены две группы экспериментов. В первой группе экспериментов в качестве канала передачи использовали СВЧ-кабель, во второй передача данных производилась по эфиру.

3. ЭКСПЕРИМЕНТЫ С КАНАЛОМ В ВИДЕ ВЫСОКОЧАСТОТНОГО КАБЕЛЯ И ПО ЭФИРУ

Экспериментальная установка с использованием высокочастотного кабеля в качестве канала связи для передачи СШП прямохаотического сигнала была показана на рис. 2а.

Система работала в непрерывном режиме, передавая поток импульсов длительностью 2 мкс и скважностью между импульсами, равной 3 (скорость передачи 167 Кбит/с). На входе приемника был использован аттенюатор с $K = -10$ дБ. С учетом ослабления аттенюатора и потерь в перемножителе, на его выходе модуль амплитуды импульсов составляла порядка 50 мВ, что по предварительным оценкам было достаточным для уверенного приема. Проведенные успешные эксперименты по передаче информации с использованием СВЧ кабеля, в качестве физического канала передачи, подтвердили обоснованность этих оценок.

Экспериментальная установка для экспериментов с использованием эфира в качестве канала для передачи СШП прямохаотического сигнала была представлена на рис. 2б.

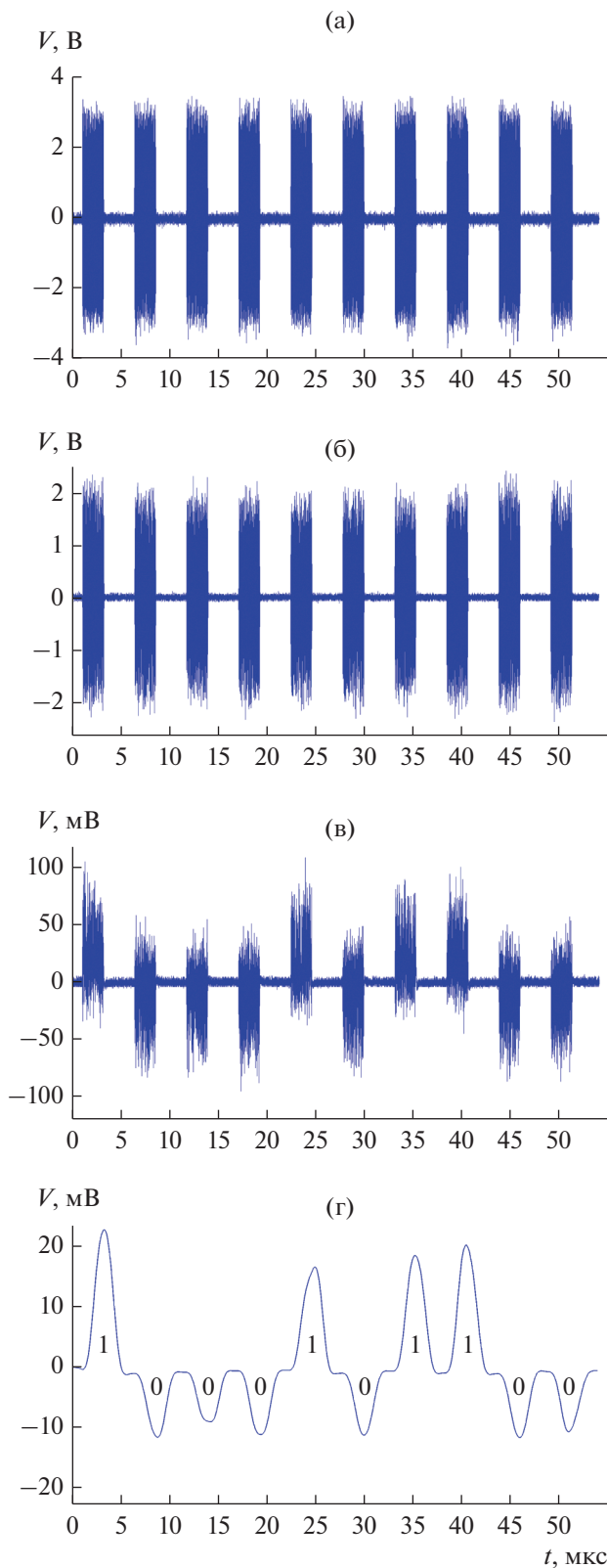


Рис. 4. Вид сигналов при преобразованиях в системе передачи по эфиру: а – импульсы на выходе ИХР; б – поток импульсов на выходе сумматора передатчика; в – сигнал на выходе перемножителя; г – сигнал на выходе фильтра нижних частот.

В экспериментах по передаче данных по эфиру беспроводный канал представлял собой комбинацию передающей и приемной антенны, разделенную пространственным промежутком размером ~1 м. Использовались антенны небольших размеров (20 × 20 см), согласованные во всем диапазоне хаотического сигнала. Каждая из них имела коэффициент ослабления около 7 дБ. Коэффициент ослабления за счет рассеяния волны в пространстве при использовании идеальных ненаправленных антенн на используемых частотах составляет 22 дБ. Поэтому с учетом ослабления антенн суммарные потери будут порядка 36 дБ. Для компенсации этих потерь на входе приемника, в соответствии со структурной схемой системы передачи, вместо аттенюатора, использовавшегося в экспериментах с кабелем, на входе приемной части установки использовался малошумящий усилитель с $K = 20$ дБ. Учитывая дополнительные потери в виде радиочастотного кабеля, и дополнительное усиление сигнала на 30 дБ (исключение аттенюатора на 10 дБ и введение МШУ на 20 дБ), можно ожидать получения сопоставимых уровней сигнала непосредственно на входе приемника.

В экспериментах с передачей данных по эфиру в передатчике формировалась информационная последовательность (ИП) битов, которая модулировала сигнал в первом канале.

Типичные результаты экспериментов представлены на рис. 4, где на примере передачи последовательности двоичных символов 100010100 показана эволюция фрагмента сигнала при последовательном прохождении точек схемы. На рис. 4а изображен фрагмент из исходных 10 импульсов, сформированных источником, на рис. 4б – импульсы на выходе сумматора передатчика. Уровень сигнала составляет немного больше 2 В. На рис. 4в показан фрагмент потока импульсов после перемножителя. Последовательность импульсов огибающей (рис. 4г) на выходе ФНЧ соответствует двоичной последовательности информационного сигнала на входе экспериментального макета схемы передачи.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе проведенных исследований была разработана и изготовлена установка для относительной СШП прямохаотической передачи. На этой установке были впервые проведены эксперименты по передаче цифровой информации и показаны практическая реализуемость и работоспособность предложенной в [11–13] схемы DC² как при использовании в качестве канала радиочастотного кабеля, так и при передаче по эфиру.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Петрович Н.Т., Размахнин М.К.* Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Сов. радио, 1969.
2. *Варакин Л.Е.* Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985.
3. *Петрович Н.Т.* Относительные методы передачи информации. М.: Книга-М., 2003.
4. *Kolumban G., Kennedy M.* // IEEE Trans. 1997. V. CAS-44. № 10. P. 927.
5. *Kocarev L., Halle K.S., Eckert K. et al.* // Int. J. Bifurcation and Chaos. 1992. V. 2. № 3. P. 709.
6. *Суото М.К., Орпенгейм А.В., Стрэгатз С.Н.* // IEEE Trans. 1993. V. CAS-40. № 10. P. 626.
7. *Downes P.T.* // SPIE. 1993. V. 2038. P. 227.
8. *Бельский Ю.Л., Дмитриев А.С.* // РЭ. 1993. Т. 38. № 7. С. 1310.
9. *Dedieu H., Kennedy M., Hasler M.* // IEEE Trans. 1993. V. CAS-40. № 10. P. 634.
10. *Partlitz U., Chua L., Kocarev L., Halle K. et al.* // Int. J. Bifurcation and Chaos. 1992. V. 2. № 4. P. 973.
11. *Дмитриев А.С., Мохсени Т.И., Сьерра-Теран К.М.* // РЭ. 2018. Т. 63. № 10. С. 1074.
12. *Дмитриев А.С., Мохсени Т.И., Сьерра-Теран К.М.* // Прикладная нелинейная динамика. 2018. Т. 26. № 4. С. 59.
13. *Dmitriev A.S., Mokhseni T.I., Sierra-Teran K.M.* // Nonlinear Phenomena in Complex Systems. 2018. V. 21. № 3. P. 237.
14. *Дмитриев А.С., Мохсени Т.И., Сьерра-Теран К.М.* // Прикладная нелинейная динамика. 2019. Т. 27. № 5. С. 72.
15. *Дмитриев А.С., Ефремова Е.В., Ицков В.В. и др.* // РЭ. 2022. Т. 67. № 8. С. 797.
16. *Dixon R.C.* Spread Spectrum Systems with Commercial Applications. NY.: John Wiley & Sons Inc., 1994.