



Известия высших учебных заведений. Прикладная нелинейная динамика. 2023. Т. 31, № 1
Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedeniy. Applied Nonlinear Dynamics. 2023;31(1)

Научная статья
УДК 621.373

DOI: 10.18500/0869-6632-003026
EDN: AVHSDG

Эксперименты по прямохаотической относительной передаче данных в проводном канале связи

Т. И. Мохсени✉, М. М. Петросян

Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, Москва, Россия

E-mail: ✉mokhseni@gmail.com, manvel93@rambler.ru

Поступила в редакцию 18.10.2022, принята к публикации 23.12.2022,

опубликована онлайн 20.01.2023, опубликована 31.01.2023

Аннотация. Способы относительной передачи информации при использовании шумовых сигналов представляют интерес по причине невозможности реализовать известные методы корреляционного приема для таких сигналов. При потенциально более высокой помехоустойчивости по сравнению с методами передачи информации на основе хаотической синхронизации они, однако, имеют особенность, которая на практике не позволяет реализовать приемопередатчики. Передатчик и приемник схемы на основе уже известных методов относительной передачи требуют наличия у себя задержки, сопоставимой с длительностью передаваемых бит. Это, при аналоговой реализации схемы, приводит к физической длине линии задержки в десятки и более метров. Ранее авторами была предложена и исследована схема относительной передачи, в которой отсутствуют задержки большой длительности. В этой схеме длительность задержек в передатчике и приемнике определяется не длительностью бита, а временем спада функции автокорреляции хаотического сигнала. *Цель* данной работы заключается в экспериментальной демонстрации возможности физической реализации прямохаотической схемы относительной передачи информации в проводном канале связи. *Методы.* Для этого спроектирован и собран макет схемы связи, передающий поток двоичных данных в частотном диапазоне от 200 до 500 МГц. Макет представляет собой сверхширокополосные относительные передатчик и приемник, соединенные через проводной канал. *Результаты.* Результаты эксперимента полностью соответствуют полученным ранее результатам проведенных аналитических оценок, а также данным компьютерного моделирования. *Заключение.* В ходе проведенных исследований разработан, спроектирован и изготовлен приемопередающий макет относительной сверхширокополосной прямохаотической схемы связи. На нем впервые проведены эксперименты по передаче цифровой информации и тем самым доказаны практическая реализуемость и работоспособность предложенной прямохаотической схемы относительной передачи.

Ключевые слова: динамический хаос, сверхширокополосные сигналы, относительная передача информации, корреляционный прием.

Благодарности. Работа выполнена по государственному заданию ИРЭ РАН.

Для цитирования: Мохсени Т. И., Петросян М. М. Эксперименты по прямохаотической относительной передаче данных в проводном канале связи // Известия вузов. ПНД. 2023. Т. 31, № 1. С. 20–31. DOI: 10.18500/0869-6632-003026. EDN: AVHSDG

Статья опубликована на условиях Creative Commons Attribution License (CC-BY 4.0).

Experiments on direct chaotic differentially coherent data transmission in a wired communication channel

T. I. Mokhseni[✉], M. M. Petrosyan

Kotelnikov Institute of Radioengineering and Electronics of the RAS, Moscow, Russia

E-mail: ✉mokhseni@gmail.com, manvel93@rambler.ru

Received 18.10.2022, accepted 23.12.2022, available online 20.01.2023, published 31.01.2023

Abstract. Methods of differentially coherent information transmission using noise signals are of interest because of the impossibility of implementing the known methods of correlation reception for such signals. With a potentially higher noise immunity compared to the methods of information transmission based on chaotic synchronization, however, they have a feature that does not allow transceivers to be implemented in practice. The transmitter and receiver of the scheme, based on already known methods of differentially coherent transmission, require a time delay comparable to the duration of the transmitted bits. With an analog implementation of the scheme this leads to a physical length of the delay line of tens of meters or more. Previously, the authors proposed and studied a differentially coherent transmission scheme in which there are no long delays. In this scheme, the duration of delays in the transmitter and receiver is determined not by the duration of the bit, but by the decay time of the autocorrelation function of the chaotic signal. *Purpose* of this work is to experimentally demonstrate the possibility of physical implementation of a direct-chaotic differentially coherent information transmission scheme in a wired communication channel. *Methods.* For this, a layout of the communication scheme, transmitting a binary data stream in the frequency range from 200 to 500 MHz, was designed and assembled. The layout is an ultra-wideband differentially coherent transmitter and receiver connected via a wired channel. *Results* of the experiment are in full agreement with the previously obtained results of the analytical evaluations, as well as with the data of computer simulation. *Conclusion.* In the course of the research, a transceiver layout of a differentially coherent ultra-wideband direct chaotic communication scheme was developed, designed and manufactured. For the first time, experiments on the transmission of digital information were carried out on it, and thereby the practical feasibility and operability of the proposed direct chaotic differentially coherent transmission scheme were proved.

Keywords: dynamic chaos, ultra-wideband signals, differentially coherent information transmission, correlation technique.

Acknowledgements. This work was carried out according to the state assignment of IRE RAS.

For citation: Mokhseni TI, Petrosyan MM. Experiments on direct chaotic differentially coherent data transmission in a wired communication channel. *Izvestiya VUZ. Applied Nonlinear Dynamics*. 2023;31(1):20–31. DOI: 10.18500/0869-6632-003026

This is an open access article distributed under the terms of Creative Commons Attribution License (CC-BY 4.0).

Введение

Схемы относительной передачи данных исследуются с середины 50-х годов 20 века [1–3]. К основным плюсам схем, обеспечивающих относительную передачу/прием данных, относится, прежде всего, простая конструкция схемы приемников. Поэтому с возникновением интереса к использованию хаоса в качестве носителя информации в системах связи они быстро привлекли к себе внимание исследователей. Первая же предложенная схема относительной передачи на основе хаоса DCSK (Differential Chaos Shift Keying), предложенная в конце 90-х годов в [4], продемонстрировала более высокую помехоустойчивость, чем методы на основе явления хаотической синхронизации, известные на тот момент [5–9]. Однако из-за особенности схемы DCSK, заключающейся в наличии задержки сигнала на приемной и передающей сторонах на время, сопоставимое со временем передаваемых бит, практическая реализация схемы приводит к необходимости создания линии задержки длиной в десятки и сотни метров. Вследствие этого попытки физически реализовать схему DCSK связаны, в основном, не с ее аналоговой, а с ее цифровой реализацией [10, 11].

В [12, 13] была предложена альтернатива схеме DCSK — прямохаотическая схема относительной передачи информации DC² (Direct Chaotic Differentially Coherent scheme), в которой для реализации относительной системы связи необходимо значительно меньшее время задержек,

что делает такую систему пригодной для практической реализации. В отличие от схемы DCSK, длина линий задержек в передатчике и приемнике предложенной схемы определяется не длиной бита, а временем τ спада автокорреляционной функции хаотического сигнала. По порядку величины τ можно оценить как $1/\Delta F$, где ΔF — полоса хаотического сигнала. Если, к примеру, полоса хаотического сигнала будет составлять 300 МГц, то время автокорреляции будет порядка 3 нс. Соответственно расстояние, которое за это время проходит электромагнитная волна в вакууме, будет составлять порядка 0.9 м.

В дальнейшем была продемонстрирована возможность работы схемы DC² не только в режиме «точка–точка», но и возможность функционирования в режиме многопользовательского доступа [14], что значительно расширяет диапазон ее потенциального применения.

Стоит также заметить, что в схеме DC² при передаче данных используются хаотические радиоимпульсы со скважностью и большой базой (коэффициентом процессинга), что теоретически должно способствовать обеспечению высокой помехоустойчивости в условиях многолучевого распространения и при значительном уровне искажений и шумов.

Цель данной работы состоит в проектировании, создании и исследовании экспериментального макета схемы DC², предназначенного для передачи информации по каналу в виде фрагмента кабеля. Цель экспериментов — демонстрация работоспособности предложенного способа передачи и приема данных, а также проверка соответствия его характеристик полученным ранее теоретическим оценкам и данным компьютерного моделирования.

Структура прямохаотической схемы относительной передачи данных DC², принципы ее работы и свойства описаны в [12, 13].

1. Блок-схема макета DC²

Блок-схема экспериментального макета схемы передачи DC² представлена на рис. 1.

1.1. Передатчик. Передатчик (Transmitter) схемы DC² (см. рис. 1) состоит из: генератора хаотического сигнала (Chaos source), микроконтроллера (МК — MCU), программируемой логической интегральной схемы (ПЛИС — FPGA), делителя мощности пополам (D), модулятора (M), блока временной задержки (τ), а также сумматора (+).

К источнику подключена программируемая логическая интегральная схема ПЛИС, управляющая его питанием. ПЛИС включает источник хаоса на время, равное длительности импульса T_p , а затем выключает на время, равное $2T_p$. Таким образом, на выход источника поступает

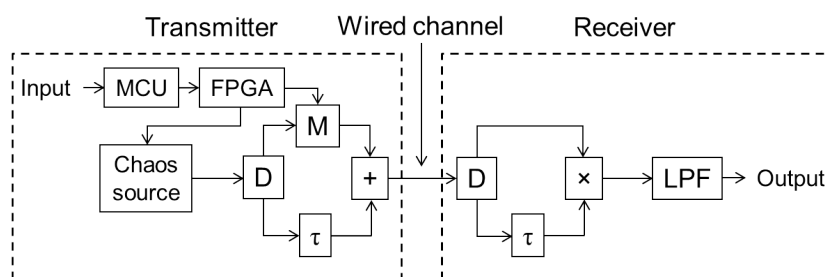


Рис. 1. Прямохаотическая схема относительной передачи: Chaos source — источник хаоса, Input — вход системы, MCU — микроконтроллер МК, FPGA — программируемая логическая интегральная схема ПЛИС, D — делитель, M — модулятор, τ — блок временной задержки, «+» — сумматор, « \times » — перемножитель, LPF — фильтр нижних частот ФНЧ, Output — выход схемы

Fig. 1. Direct chaotic differentially coherent transmission scheme: Chaos source — chaos generator, Input — information input, MCU — microcontroller, FPGA — field-programmable gate array, D — divider, M — modulator, τ — time delay, “+” — adder, “ \times ” — multiplier, LPF — low pass filter, Output — scheme’s output

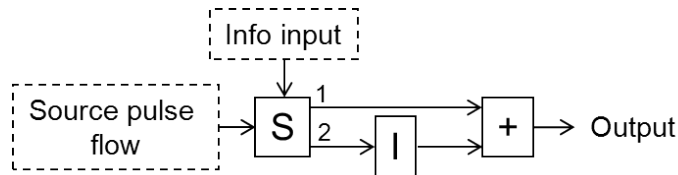


Рис. 2. Модулятор прямохаотической схемы относительной передачи: Source pulse flow – поток импульсов источника, Info input – информационный вход ключа модулятора, S – двухпозиционный ключ, I – инвертор, «+» – сумматор, Output – выход модулятора

Fig. 2. Modulator of direct chaotic differentially coherent transmission scheme: Source pulse flow – modulator source pulse flow input, Info input – modulator information signal input, S – single pole double throw switch, I – inverter, “+” – adder, Output – modulator output

поток хаотических импульсов со скважностью 3. Затем поток импульсов источника попадает на делитель мощности D. Сигнал с верхнего выхода делителя (см. рис. 1) попадает на модулятор, а сигнал с нижнего попадает на блок задержки, где осуществляется его задержка на время τ , большее или равное времени автокорреляции сигнала источника.

Схема модулятора (рис. 2) состоит из двухпозиционного ключа S (Single pole double throw switch), сумматора (+), а также инвертора (I).

Входной информационный сигнал поступает через МК на ПЛИС, управляющую потоком импульсов и подключенную к информационному входу ключа (info input на рис. 2). МК передает поток входящих символов на ПЛИС через SPI интерфейс. В зависимости от значения информационного символа («+1» или «-1») из входного потока и в соответствии со временем прихода импульсов на вход ключа, ПЛИС подает различное напряжение на информационный вход ключа. В свою очередь, в зависимости от уровня напряжения на информационном входе ключа, он находится либо в верхнем, либо в нижнем положении. В верхнем положении ключ пропускает сигнал (импульс) через тракт 1, а тракт 2 разомкнут (см. рис. 2). Соответственно в нижнем положении ключ пропускает сигнал через тракт 2, а тракт 1 разомкнут. Когда ключ находится в верхнем положении, импульс проходит через тракт 1 без изменений и поступает на выход модулятора. Это соответствует передаче «+1». Когда ключ находится в нижнем положении, импульс поступает на блок инвертора, где осуществляется его инвертирование. Затем с выхода инвертора сигнал поступает на выход модулятора. Это соответствует передаче «-1». Сумматор формирует выходной поток модулятора. С выхода модулятора сигнал поступает на верхний вход сумматора, расположенного на выходе передатчика (см. рис. 1). Сигнал с выхода блока задержки поступает на нижний вход сумматора, расположенного на выходе передатчика. Затем с выхода сумматора результирующий сигнал передается в проводной канал связи.

1.2. Приемник. Приемник (Receiver) схемы DC² (см. рис. 1) состоит из: делителя мощности пополам (D), блока временной задержки (τ), перемножителя (\times), а также фильтра нижних частот (ФНЧ, Low Pass Filter – LPF).

Поток импульсов из канала поступает на делитель. Сигнал с верхнего выхода делителя без изменений поступает на верхний вход перемножителя. Сигнал с нижнего выхода делителя поступает на вход блока задержки на время τ (идентична задержке в передатчике). Сигнал с выхода блока задержки поступает на нижний вход перемножителя. Затем сигналы с верхнего выхода делителя и выхода задержки перемножаются. Результат перемножения поступает на вход ФНЧ, выполняющего роль интегратора. Частота среза интегрирующего фильтра обратно пропорциональна длительности импульса источника. Сигнал с выхода ФНЧ сравнивается с нулевым порогом. Если сигнал на выходе ФНЧ превышает нулевой порог, то детектируется «+1». Если же выходной сигнал ниже нулевого порога, то детектируется «-1».

Пусть $S_k(t)$ – k -й хаотический импульс в потоке, формируемом источником хаотических радиоимпульсов; $\alpha_k \in \{-1, 1\}$ – значение информационного модулирующего сигнала. При передаче k -го двоичного информационного символа сигнал на выходе передатчика в схеме DC² будет выглядеть следующим образом:

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

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

$$Z_k(t) = \frac{1}{16}M[\alpha_k S_k^2(t - \tau) + S_k(t)S_k(t - \tau) + \alpha_k S_k(t)S_k(t - 2\tau) + S_k(t - \tau)S_k(t - 2\tau)], \quad (2)$$

где $M[X(t)] = \int_t^{t+T_p} X(t)dt$ – оператор усреднения по времени. Так как τ – это время, большее или равное времени автокорреляции сигнала источника, то в выражении (2) значение слагаемого $\alpha_k S_k^2(t - \tau)$ на порядок превышает значения остальных трех слагаемых: $S_k(t)S_k(t - \tau)$, $\alpha_k S_k(t)S_k(t - 2\tau)$ и $S_k(t - \tau)S_k(t - 2\tau)$, представляющих собой внутренний шум передатчика и приемника системы, возникающий при модуляции. Таким образом, значение $Z_k(t)$ будет всегда иметь знак $\alpha_k S_k^2(t - \tau)$, то есть знак α_k . Выставление нулевого порога на выходе интегратора позволяет детектировать поток принятых символов.

2. Макет схемы DC²

Экспериментальный макет (рис. 3) схемы передачи DC² был собран на основе блок-схемы на рис. 1.

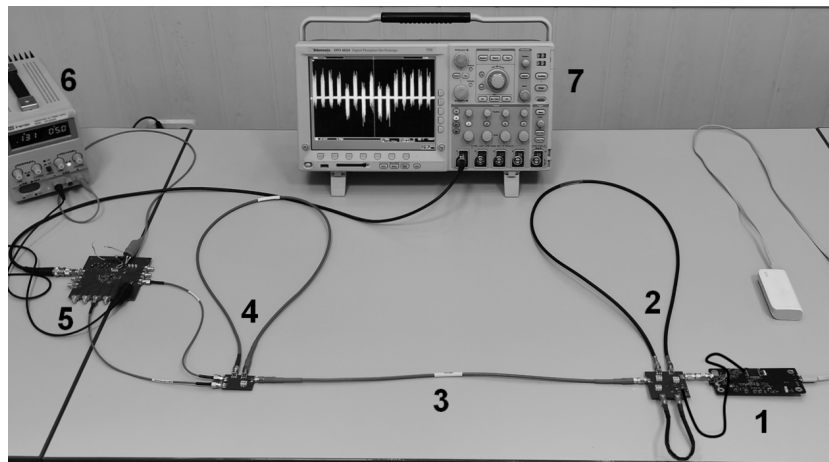


Рис. 3. Фото экспериментального макета прямохаотической схемы относительной передачи: 1 – плата, включающая источник хаотических радиоимпульсов и микроконтроллер, формирующий информационную последовательность; 2 – плата, содержащая делитель на два канала, модулятор, линию задержки на время большее либо равное времени автокорреляции сигнала источника и сумматор; 3 – кабель, выступающий в роли канала связи; 4 – плата, содержащая делитель на два канала, линию задержки в одном из каналов и два выхода; 5 – плата перемножителя; 6 – источник питания; 7 – осциллограф

Fig. 3. Photo of direct chaotic differentially coherent transmission scheme experimental layout: 1 – board, that includes a source of chaotic radio pulses and a microcontroller that forms an information sequence; 2 – board that contains a divider into two channels, a modulator, a delay line for a time greater than or equal to the autocorrelation time of the source signal, and an adder; 3 – cable that serves as a communication channel; 4 – board that contains a divider into two channels, a delay line in one of the channels and two outputs; 5 – multiplier board; 6 – power supply; 7 – oscilloscope

2.1. Макет передатчика. В качестве источника хаотического сигнала был использован генератор с полосой спектра частот от 200 до 500 МГц (рис. 4).

Источник хаотического сигнала, программируемая логическая интегральная схема ПЛИС, формирующая поток импульсов источника и управляющая информационным входом модулятора, а также МК, принимающий входной информационный поток, были расположены на одной плате (помечено цифрой 1 на рис. 3). Длительность импульсов составляла 2 мкс. В качестве делителя мощности был использован делитель/сумматор с рабочей полосой частот до 1 ГГц. При инверсном включении делитель/сумматор можно использовать как сумматор. В качестве сумматора был использован делитель/сумматор, аналогичный использованному делителю. В качестве линии задержки на время, равное или превышающее время автокорреляции импульсов источника, в эксперименте был использован фрагмент коаксиального кабеля. На рис. 5 представлена автокорреляционная функция импульсов источника.

Из графика видно, что за 4–5 нс автокорреляционная функция спадает примерно на порядок относительно максимума. Для обеспечения задержки был использован фрагмент кабеля длиной $L = 1$ м. Скорость распространения сигнала в примененном кабеле составляет примерно 70% (коэффициент скорости $v_p = 0.7$) от скорости света в вакууме. С учетом этого параметра длительность задержки составляет $\tau = L/(v_p \cdot c) = 1/(0.7 \cdot 3 \cdot 10^8) \approx 4.8$ нс, что вполне соответствует времени автокорреляции импульсов источника (см. рис. 5). Делитель, линия задержки и сумматор, а также весь блок модулятора (см. рис. 2) были объединены на одной плате (помечено цифрой 2 на рис. 3). Модулятор состоит из ключа, инвертора и сумматора. В качестве ключа был использован двухпозиционный ключ с рабочей полосой частот до 6 ГГц. В качестве инвертирующего блока была использована задержка на время спадания автокорреляционной функции источника до минимума (см. рис. 5). Минимум автокорреляционной функции хаотических импульсов источника противоположен по знаку максимуму, а по абсолютному значению меньше максимума на 20–30% (см. рис. 5). Таким образом, 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. 5, минимум автокорреляционной функции находится на расстоянии приблизительно 1 нс. Это соответствует длине тракта порядка 0.3 м. В качестве инвертирующей задержки был взят фрагмент кабеля длиной $L_{inv} = 0.23$ м ($v_p = 0.7$). С учетом параметров кабеля это соответствует длительности задержки $\tau_{inv} = L_{inv}/(v_p \cdot c) = 0.23/(0.7 \cdot 3 \cdot 10^8) \approx 1.1$ нс,

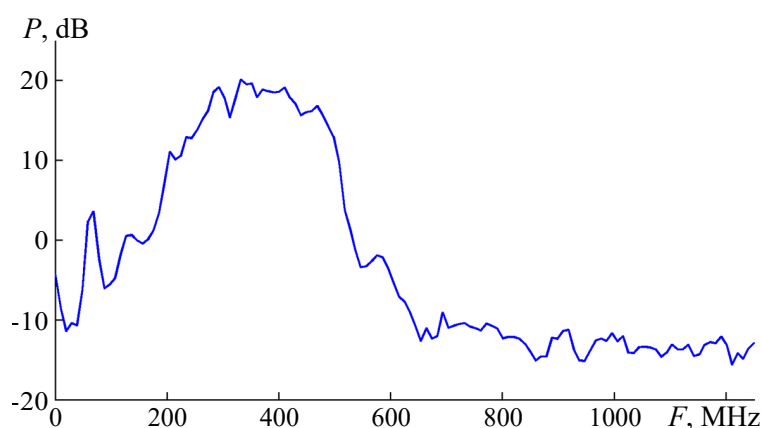


Рис. 4. Спектр мощности импульсов источника

Fig. 4. Source pulses power spectrum

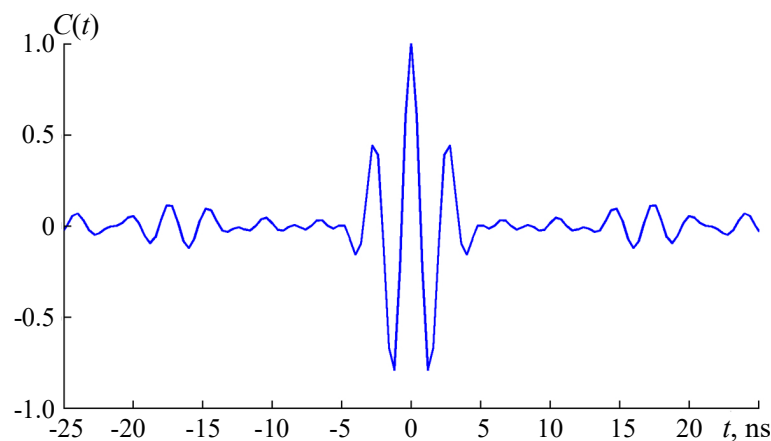


Рис. 5. Автокорреляционная функция импульсов источника

Fig. 5. Source pulses autocorrelation function

что в свою очередь вполне соответствует расстоянию от максимума до минимума автокорреляционной функции импульсов источника из графика на рис. 5.

Выход генератора был подсоединен ко входу делителя при помощи sma-разъемов. Программируемая логическая интегральная схема ПЛИС была подсоединена к информационному входу ключа при помощи тонкого провода. Коаксиальные кабели, выполнявшие роль линии задержки на время автокорреляции, а также инвертирующей задержки, были присоединены к плате при помощи sma-разъемов. Выход передатчика также был представлен в виде sma-разъема. В качестве канала связи выступал фрагмент коаксиального кабеля ($v_p = 0.7$) длиной 25 см (помечено цифрой 3 на рис. 3).

2.2. Макет приемника. Входной sma-разъем, принимавший сигнал из канала связи; делитель; sma-разъемы для подключения задержки; sma-разъемы для подключения платы с перемножителем были объединены на одной плате (помечено цифрой 4 на рис. 3). Перемножитель, имеющий рабочую полосу частот до 1 ГГц, был расположен на отдельной специализированной плате (помечено цифрой 5 на рис. 3). Входы и выход перемножителя на плате, через который он был подключен к осциллографу, также представляли собой sma-разъемы. Делитель/сумматор, а также линия задержки, реализованная в виде фрагмента коаксиального кабеля длиной 1 м, полностью аналогичны примененным в передатчике.

Выход перемножителя был подключен к осциллографу с полосой рабочих частот до 500 МГц при помощи коаксиального кабеля. Дискретизированный сигнал, поступающий с перемножителя в виде CSV-файла, передавался с осциллографа на ПК. Далее в программной среде MATLAB производилась обработка сигналов, в том числе и интеграция/фильтрация ФНЧ с конечной импульсной характеристикой (КИХ ФНЧ).

3. Результаты эксперимента

Система работала в непрерывном режиме, передавая поток импульсов длительностью 2 мкс и скважностью 3 (скорость передачи 167 Кбит). На рис. 6 изображен фрагмент из 10 импульсов, снятых в разных точках схемы DC² в процессе работы экспериментального макета: *a* — на выходе генератора источника, *b* — на информационном входе ключа модулятора, *c* — на выходе передатчика (выходе сумматора), *d* — на выходе перемножителя приемника, *e* — на выходе ФНЧ

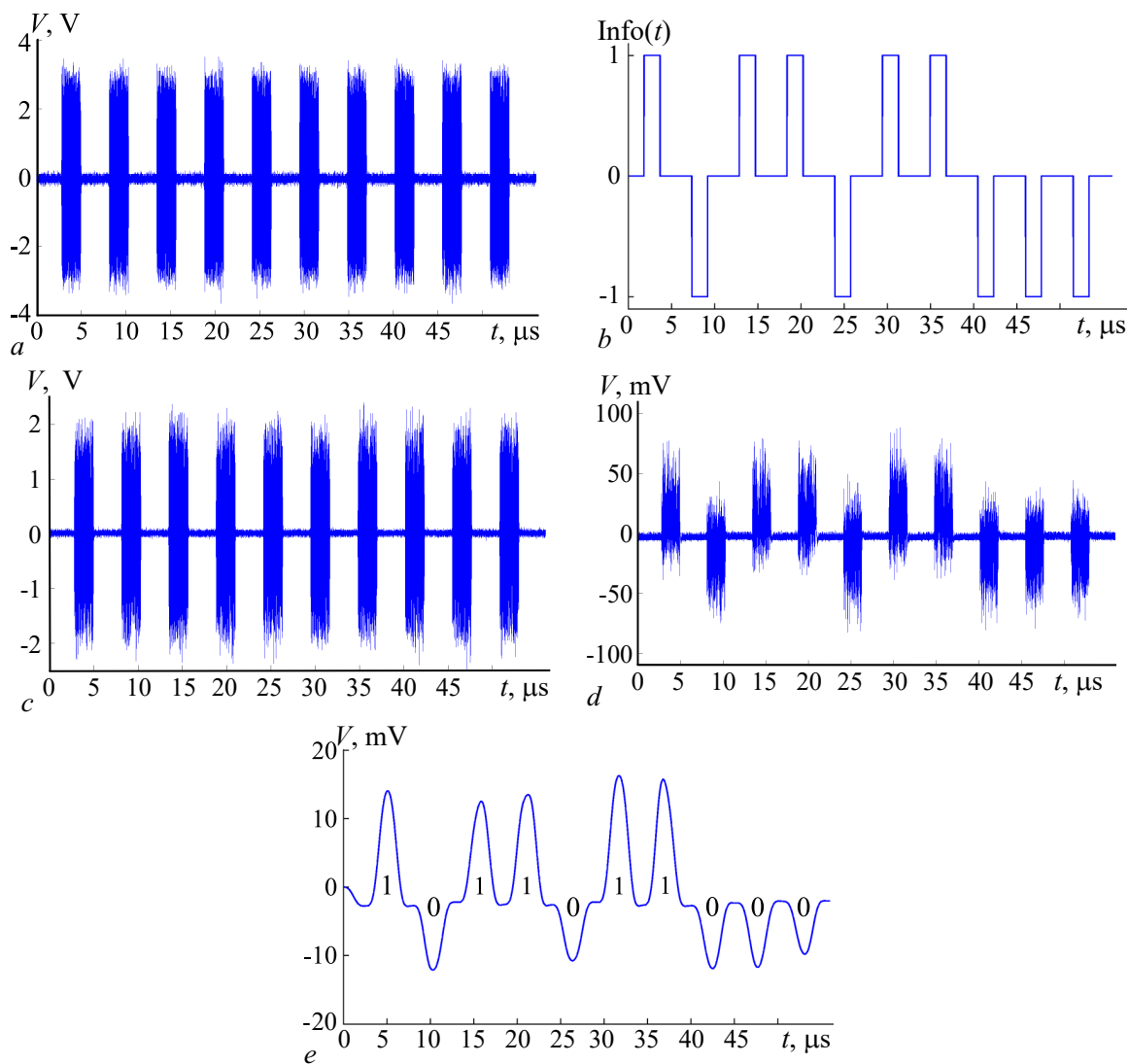


Рис. 6. 10 импульсов, снятых в разных точках схемы DC^2 в процессе эксперимента: *a* — на выходе генератора источника, *b* — на информационном входе ключа модулятора, *c* — на выходе передатчика (выходе сумматора), *d* — на выходе перемножителя приемника, *e* — на выходе ФНЧ приемника

Fig. 6. 10 pulses taken at different points of the DC^2 scheme during the experiment: *a* — at the output of the source generator, *b* — at the information input of the modulator switch, *c* — at the output of the transmitter (output of the adder), *d* — at the output of the receiver multiplier, *e* — at the output of the receiver low-pass filter

приемника. Из рисунка видно, что путем сравнения с нулевым порогом из этих 10 импульсов может быть протектирована последовательность символов 1011011000 (положительные и отрицательные огибающие импульсов на рис. 6, *e*).

4. Реакция приемника на немодулированный шумовой импульс

Что получится, если шумовые импульсы, идентичные по мощности хаотическим импульсам, модулированным методом DC^2 , будут мешать передаче полезного сигнала?

Так как при интегрировании на приемнике один шумовой импульс будет сдвинут относительно другого на время автокорреляции, то они будут практически некоррелированы между собой, и на выходе приемника получится импульс малой амплитуды.

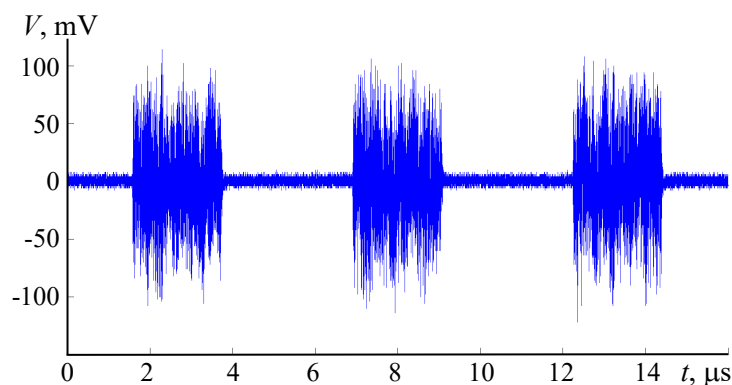


Рис. 7. Немодулированные шумовые импульсы на выходе перемножителя приемника

Fig. 7. Unmodulated noise pulses at the output of the receiver multiplier

Для оценки степени влияния шумовых импульсов на передачу полезного сигнала в данном эксперименте производилось сравнение подачи на приемник прямохаотической схемы потока хаотических импульсов с выхода ее передатчика, несущих полезный сигнал, с потоком немодулированных шумовых импульсов с идентичными спектром и мощностью.

Для экспериментальной проверки степени влияния шумовых импульсов на передачу полезного сигнала был сформирован поток немодулированных шумовых импульсов со спектром и мощностью, идентичными спектру и мощности импульсов на выходе передатчика прямохаотической относительной схемы. Поток был получен следующим образом: из передатчика прямохаотической относительной схемы (см. рис. 1) была убрана задержка между нижним выходом делителя и входом сумматора, а также весь блок модулятора. Сигнал с выхода сумматора подавался на приемник через проводной канал. На рис. 7 изображены 3 шумовых импульса на выходе перемножителя приемника, полученные описанным выше способом.

Для демонстрации передачи полезного сигнала прямохаотическим относительным методом были переданы по отдельности потоки символов «+1» и «-1». На рис. 8 сплошной линией нанесены 3 импульса на выходе ФНЧ приемника, полученные при передаче потока «+1»,

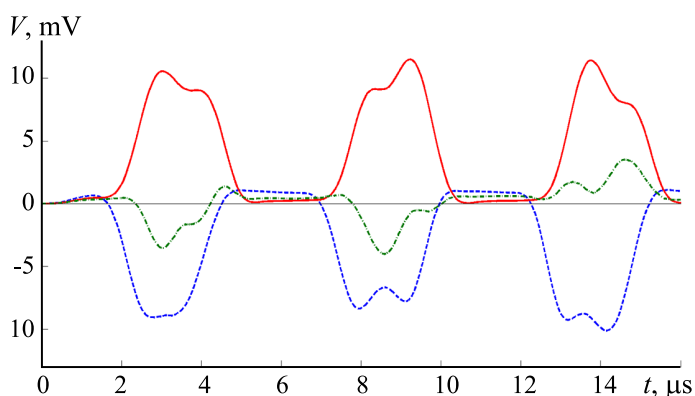


Рис. 8. Импульсы на выходе ФНЧ приемника: сплошной линией изображены 3 импульса при передаче потока символов «+1», штриховой линией изображены 3 импульса при передаче потока символов «-1», штрихпунктирной линией изображены 3 импульса при передаче немодулированного шума

Fig. 8. Pulses at the output of the low-pass filter at the receiver: the solid line shows 3 pulses during the transmission of “+1” symbol stream, the dashed line shows 3 pulses during the transmission of “-1” symbol stream, the dash-dotted line shows 3 pulses during the transmission of unmodulated noise

пунктирной линией нанесены 3 импульса на выходе ФНЧ, полученные при передаче потока «-1». Для сравнения на рис. 8 вместе с импульсами, несущими полезный сигнал, штрихпунктирной линией изображены 3 немодулированных шумовых импульса на выходе ФНЧ.

Из рисунка видно, что при передаче «+1» и «-1» амплитуда импульсов на выходе ФНЧ по абсолютному значению значительно превышает амплитуду импульсов, полученных при передаче немодулированного шума. Таким образом показано, что передача полезного сигнала приводит к существенно большей амплитуде сигнала на выходе приемника по сравнению с передачей немодулированного шума при одинаковой исходной мощности. Можно ожидать, что с увеличением базы сигнала при одинаковой мощности модулированных и немодулированных импульсов разница между их амплитудами на выходе приемника также будет расти.

Заключение

В работе придумана и создана экспериментальная установка, позволяющая апробировать возможность передачи и детектирования потока информационных символов «+1» и «-1» по принципам модуляции и демодуляции прямохаотической схемы относительной передачи DC^2 . Этот макет был собран. На нем удалось продемонстрировать работоспособность предложенного способа передачи и приема данных, а также соответствие его характеристик полученным ранее теоретическим оценкам и данным компьютерного моделирования.

Макет состоял из приемника, передатчика и проводного канала связи между ними и работал по принципу «точка-точка». Макет функционировал в режиме непрерывной передачи потока информации. Передаваемые в эксперименте данные были успешно получены на приемнике. Результаты, снятые при помощи осциллографа в некоторых узлах макета (см. рис. 6) в процессе передачи данных, вполне соответствуют результатам, полученным на предыдущих этапах при моделировании. Также в работе было экспериментально показано, что немодулированные шумовые импульсы при прохождении через приемник по амплитуде оказываются на порядок ниже модулированных хаотических импульсов, пришедших с передатчика прямохаотической схемы при их одинаковой исходной мощности.

Список литературы

1. *Петрович Н. Т., Размахнин М. К.* Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Советское радио, 1969. 233 с.
2. *Варакин Л. Е.* Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. 384 с.
3. *Петрович Н. Т.* Относительные методы передачи информации. М.: Книга-М, 2003. 108 с.
4. *Kolumban G., Kennedy M. P., Chua L. O.* The role of synchronization in digital communications using chaos. I. Fundamentals of digital communications // *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*. 1997. Vol. 44, no. 10. P. 927–936. DOI: 10.1109/81.633882.
5. *Kocarev L., Halle K. S., Eckert K., Chua L. O., Parlitz U.* Experimental demonstration of secure communications via chaotic synchronization // *International Journal of Bifurcation and Chaos*. 1992. Vol. 2, no. 3. P. 709–713. DOI: 10.1142/S0218127492000823.
6. *Cuomo K. M., Oppenheim A. V., Strogatz S. H.* Synchronization of Lorenz-based chaotic circuits with applications to communications // *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*. 1993. Vol. 40, no. 10. P. 626–633. DOI: 10.1109/82.246163.
7. *Downes P. T.* Secure communication using chaotic synchronization // *SPIE*. 1993. Vol. 2038. P. 227–234.
8. *Dedieu H., Kennedy M. P., Hasler M.* Chaos shift keying: modulation and demodulation of a chaotic

- carrier using self-synchronizing Chua's circuits // IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing. 1993. Vol. 40, no. 10. P. 634–642. DOI: 10.1109/82.246164.
9. Parlitz U., Chua L. O., Kocarev L., Halle K. S., Shang A. Transmission of digital signals by chaotic synchronization // International Journal of Bifurcation and Chaos. 1992. Vol. 2, no. 4. P. 973–977. DOI: 10.1142/S0218127492000562.
 10. Kaddoum G., Olivain J., Samson G. B., Giard P., Gagnon F. Implementation of a differential chaos shift keying communication system in GNU radio // In: 2012 International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS). 28–31 August 2012, Paris, France. New York: IEEE, 2012. P. 934–938. DOI: 10.1109/ISWCS.2012.6328505.
 11. Hasan F. S., Salah-Addin Ibrahim D. Design and implementation of reverse-DCSK communication system using FPGA technique // International Journal of Advanced Science and Technology. 2020. Vol. 29, no. 3. P. 12893–12905.
 12. Дмитриев А. С., Мохсени Т. И., Сьерра-Теран К. М. Относительная передача информации на основе хаотических радиоимпульсов // Радиотехника и электроника. 2018. Т. 63, № 10. С. 1074–1082. DOI: 10.1134/S0033849418100078.
 13. Дмитриев А. С., Мохсени Т. И., Сьерра-Теран К. М. Сверх- и гиперширокополосная относительная передача информации на основе хаотических радиоимпульсов // Известия вузов. ПНД. 2018. Т. 26, № 4. С. 59–74. DOI: 10.18500/0869-6632-2018-26-4-59-74.
 14. Дмитриев А. С., Мохсени Т. И., Сьерра-Теран К. М. Многопользовательский доступ в системах относительной передачи информации на основе хаотических радиоимпульсов // Письма в ЖТФ. 2020. Т. 46, № 13. С. 47–50. DOI: 10.21883/PJTF.2020.13.49592.18323.

References

1. Petrovich NT, Razmakhnin MK. Communication Systems With Noise-Like Signals. Moscow: Sovetskoe Radio; 1969. 233 p. (in Russian).
2. Varakin LE. Communication Systems With Noise-Like Signals. Moscow: Radio I Svyaz; 1985. 384 p. (in Russian).
3. Petrovich NT. Differentially Coherent Information Transmission Methods. Moscow: Kniga-M; 2003. 108 p. (in Russian).
4. Kolumban G, Kennedy MP, Chua LO. The role of synchronization in digital communications using chaos. I. Fundamentals of digital communications. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications. 1997;44(10):927–936. DOI: 10.1109/81.633882.
5. Kocarev L, Halle KS, Eckert K, Chua LO, Parlitz U. Experimental demonstration of secure communications via chaotic synchronization. International Journal of Bifurcation and Chaos. 1992;2(3):709–713. DOI: 10.1142/S0218127492000823.
6. Cuomo KM, Oppenheim AV, Strogatz SH. Synchronization of Lorenz-based chaotic circuits with applications to communications. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing. 1993;40(10):626–633. DOI: 10.1109/82.246163.
7. Downes PT. Secure communication using chaotic synchronization. SPIE. 1993;2038:227–234.
8. Dedieu H, Kennedy MP, Hasler M. Chaos shift keying: modulation and demodulation of a chaotic carrier using self-synchronizing Chua's circuits. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing. 1993;40(10):634–642. DOI: 10.1109/82.246164.
9. Parlitz U, Chua LO, Kocarev L, Halle KS, Shang A. Transmission of digital signals by chaotic synchronization. International Journal of Bifurcation and Chaos. 1992;2(4):973–977. DOI: 10.1142/S0218127492000562.
10. Kaddoum G, Olivain J, Samson GB, Giard P, Gagnon F. Implementation of a differential chaos shift keying communication system in GNU radio. In: 2012 International Symposium on Wireless

Communication Systems (ISWCS). 28–31 August 2012, Paris, France. New York: IEEE; 2012. P. 934–938. DOI: 10.1109/ISWCS.2012.6328505.

11. Hasan FS, Salah-Addin Ibrahim D. Design and implementation of reverse-DCSK communication system using FPGA technique. *International Journal of Advanced Science and Technology*. 2020;29(3):12893–12905.
12. Dmitriev AS, Mokhseni TI, Sierra Teran KM. Differentially coherent information transmission based on chaotic radio pulses. *J. Commun. Technol. Electron.* 2018;63(10):1183–1190. DOI: 10.1134/S1064226918100078.
13. Dmitriev AS, Mokhseni TI, Sierra-Teran CM. Differentially coherent information transmission based on chaotic radio pulses. *Izvestiya VUZ. Applied Nonlinear Dynamics*. 2018;26(4):59–74. DOI: 10.18500/0869-6632-2018-26-4-59-74.
14. Dmitriev AS, Mokhseni TI, Sierra-Teran CM. Multiuser access in systems of differentially coherent information transmission based on chaotic radio pulses. *Tech. Phys. Lett.* 2020;46(7):669–672. DOI: 10.1134/S106378502007007X.



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 50 печатных работ (из них 16 статей в соавторстве) по направлению, указанному выше.

Россия, 125009 Москва, ул. Моховая, 11, корп. 7
Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН
E-mail: mokhseni@gmail.com
ORCID: 0000-0002-3592-0697
AuthorID (eLibrary.Ru): 1145311



Петросян Манвел Мгерович — окончил бакалавриат Ереванского государственного университета по специальности «Телекоммуникация и обработка сигналов» (ЕГУ, 2014), магистратуру Московского физико-технического института по специальности «Физико-математические проблемы волновых процессов» (МФТИ, 2016), аспирантуру Московского физико-технического института по специальности «Информатика и вычислительная техника» (МФТИ, 2020). Защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата физико-математических наук (МФТИ, 2020). Работает в Институте радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН. Ведет научно-исследовательскую работу по направлению использования хаотического электромагнитного излучения для передачи данных и получения информации об окружающей среде. Опубликовал по этой тематике более 10 научных статей в соавторстве.

Россия, 125009 Москва, ул. Моховая, 11, корп. 7
Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН
E-mail: manvel93@rambler.ru
ORCID: 0000-0003-2502-5987
AuthorID (eLibrary.Ru): 994954