

# ОРТОХАОТИЧЕСКАЯ ПЕРЕДАЧА ДАННЫХ

**В.С. Выхованец**

*Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН*  
Россия, 117997, Москва, Профсоюзная ул., 65  
E-mail: [valery@vykhovanets.ru](mailto:valery@vykhovanets.ru)

**Лю Вэнькуй**

*МГТУ им. Н.Э. Баумана*  
Россия, 105005, Москва, 2-я Бауманская ул., 5, стр. 1  
E-mail: [shouwang\\_jinghua@163.com](mailto:shouwang_jinghua@163.com)

**Ключевые слова:** некогерентная передача данных, широкополосные шумоподобные сигналы, хаотические сигналы, ортогонализация и нормирование сигналов

**Аннотация:** Рассмотрен некогерентный метод передачи данных, основанный на использовании хаотических сигналов. Хаотический сигнал разделяется на импульсы заданной длительности. После передачи текущего импульса следующий импульс подвергается ортогонализации или коллинеаризации в зависимости от значения передаваемого бита данных. На стороне приемника вычисляется взаимная энергия текущего и предыдущего принятого хаотического импульса. Если эта энергия меньше некоторого порога, то принимается решение о передаче нуля, в противном случае – о передаче единицы. Синхронизация приемника и передатчика осуществлена путем включения в хаотический сигнал тактового сигнала, проявляющегося на стороне приемника в периодическом изменении взаимной энергии принимаемых хаотических импульсов.

## 1. Введение

Известно, что широкополосные системы связи имеют большие преимущества в сравнении с узкополосными системами. Увеличение базы передаваемого сигнала за счет использования широкополосных сигналов позволяет значительно повысить как скорость передачи, так и скрытность передаваемых данных.

Современный период развития широкополосной передачи связан с поиском и использованием новых сигналов. Одной из актуальных проблем является синтез больших по мощности ансамблей шумоподобных сигналов с хорошими корреляционными и групповыми свойствами. Другой проблемой использования шумоподобных сигналов является сложность разделения компонентов смеси нескольких таких сигналов в условиях шума. Хотя когерентные методы приема сигналов являются наиболее эффективными, однако реализация таких методов наталкивается на сложность воспроизведения формы шумоподобного сигнала в приемнике. Еще одна проблема использования шумоподобных сигналов – трудность взаимной синхронизации приемника и передатчика.

Работы по использованию широкополосных шумоподобных сигналов в управлении и связи проводились еще в 80-годы прошлого века [1], однако интенсивные исследования по передаче данных с помощью таких сигналов стартовали в начале 1990-х годов после открытия возможности использования динамического хаоса для передачи данных [2].

Динамический хаос представляет собой сложные непериодические колебания, порождаемые нелинейными динамическими системами. Эти колебания могут возникать при отсутствии внешних шумов и полностью определяются свойствами самой динамической системы. Динамический хаос обладает многими свойствами случайных процессов: сплошным спектром мощности, экспоненциально спадающей корреляционной функцией, непредсказуемостью на больших интервалах времени. Вместе с тем ему свойственны такие чисто динамические свойства, как чрезвычайно высокая чувствительность к начальным условиям, связанное с ней экспоненциальное в среднем разбегание близких траекторий и др. [3]. Следует также заметить, что хорошо разработанная статистическая теория выделения сигналов на фоне флуктуационных помех плохо применима для обработки хаотических сигналов в силу нелинейного характера хаотической динамики [4].

В настоящей статье рассмотрен некогерентный метод передачи данных, основанный на использовании сигналов, порождаемых на стороне передатчика некоторым генератором хаоса. Для передачи данных хаотический сигнал разделяется на части (хаотические импульсы) заданной длительности, следующие друг за другом без перерывов. После передачи текущего хаотического импульса следующий хаотический импульс подвергается ортогонализации или коллинеаризации в зависимости от передаваемого бита данных. На стороне приемника вычисляется взаимная энергия текущего и предыдущего принятого хаотического импульса. Если эта энергия меньше некоторого порога, то принимается решение о передаче нуля, в противном случае – о передаче единицы. Синхронизация приемника и передатчика основана на специальном «подмешивании» в хаотические импульсы тактового сигнала, проявляющегося на стороне приемника в изменении знака первой производной взаимной энергии соседних хаотических импульсов.

## 2. Источники хаотических сигналов

Известны источники хаотических сигналов с дискретным и непрерывным временем [5]. Хаотические источники с непрерывным временем описываются системами дифференциальных уравнений и реализуются стандартными генераторами сигналов с добавлением одного или нескольких элементов. Например, в качестве источника непрерывных хаотических сигналов может использоваться кольцевой автогенератор [6].

Хаотические источники с дискретным временем описываются дискретными отображениями, заданными в виде рекуррентных уравнений. В качестве примера рассмотрим логистическое отображение, задаваемое рекуррентным уравнением

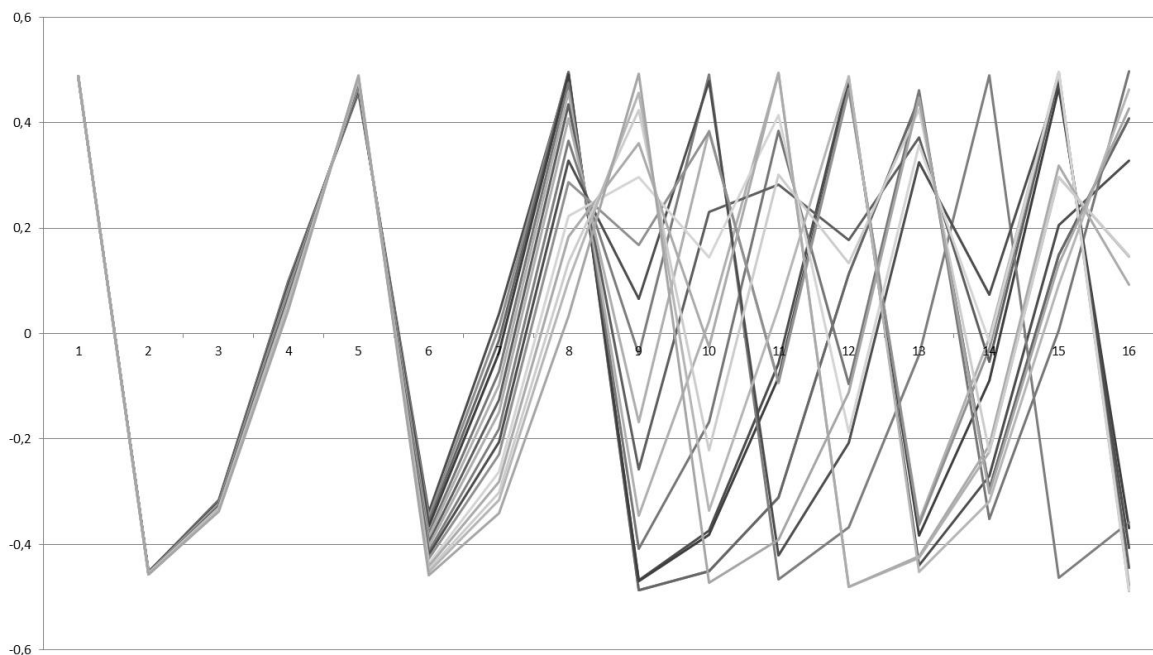
$$(1) \quad \chi(t+1) = \lambda\chi(t)(1 - \chi(t)) \quad (t = \overline{0, M}),$$

которое описывает хаотическую последовательность  $\chi(t)$  в различные дискретные моменты времени  $t$  [7].

Уравнение (1) порождает детерминированную последовательность при  $\lambda < 3,57$ , но при  $3,57 \leq \lambda < 4$  наблюдается возникновение хаотических колебаний. В этом случае практически невозможно предсказать поведение генерируемой последовательности  $\chi(t)$  на следующем шаге вычислений, поскольку ограниченная точность вычислений сильно влияет на следующее вычисляемое значение  $\chi(t+1)$ .

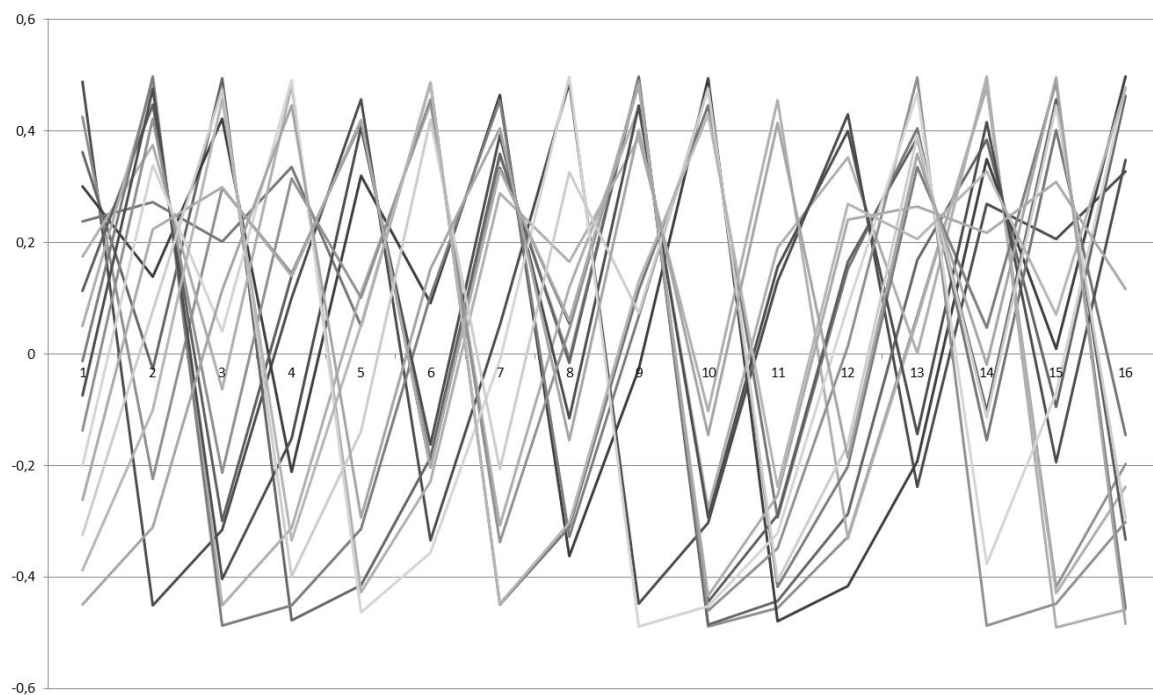
На рис. 1 показаны хаотические последовательности, полученные при  $\lambda = 3,99$  и близких начальных значениях  $\chi_i(0) = 0,987654321 + i/10000$  ( $i = \overline{0, 15}$ ). Из рисунка

видно, что с течением времени наблюдается достаточно быстрое разбегание близких хаотических последовательностей.



**Рис. 1.** Хаотические последовательности с близкими начальными значениями.

В тоже время хаотические последовательности с различными начальными значениями различаются значительно. На рис. 2 показаны хаотические последовательности, полученные при том же значении  $\lambda$  и начальными значениями  $x_i(0) = 0,987654321 - i/16$  ( $i = 0, 15$ ).



**Рис. 2.** Хаотические последовательности со значительно различающимися начальными значениями.

Хаотические последовательности, порождаемые логистическим отображением, обладают экспоненциально спадающей корреляционной функцией. На рис. 3 показаны выборочные значения автокорреляционной функции хаотической последовательности, полученной при  $\lambda = 3,99$ ,  $\chi(0) = 0,987654321$  и  $M = 1024$ .

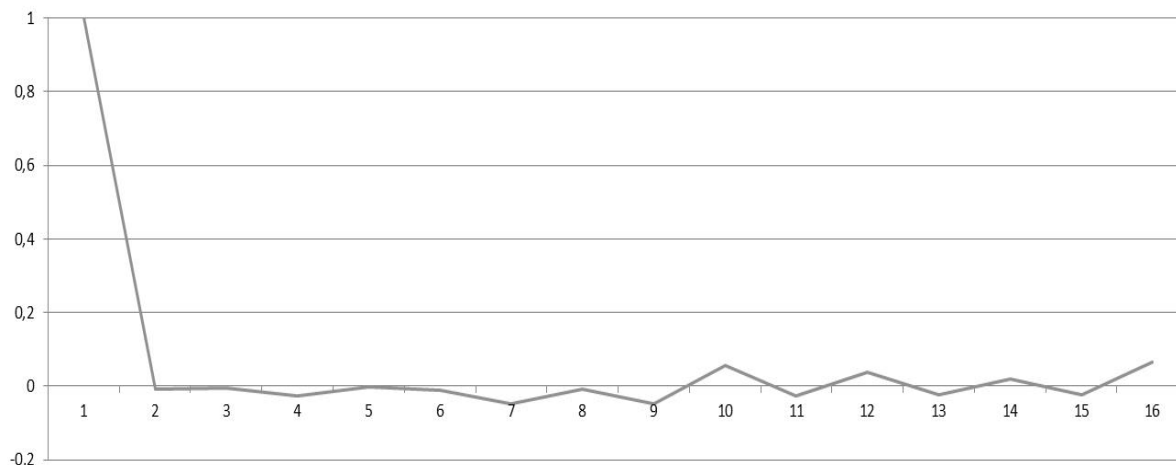


Рис. 3. Автокорреляционная функция хаотической последовательности.

Особенностью известных источников хаотических сигналов является то, что их непосредственное использование в качестве несущих сигналов в системах связи не позволяет выполнять обнаружение таких сигналов при их одновременной передаче, т.е. хаотические сигналы не являются ортогональными. Также практически невозможна генерация одинаковых хаотических сигналов на стороне приемника и передатчика.

### 3. Ортогонализация хаотических сигналов

Пусть задано множество из  $N$  хаотических последовательностей длины  $N$ :

$$(2) \quad \chi_i(t) \quad (i = \overline{0, N-1}, t = \overline{0, N-1}),$$

полученные при различных начальных значениях  $\chi_i(0)$ . Последовательности (2) будем рассматривать как выборочные значения хаотических импульсов  $\chi_i$  длительности  $T$ , представленных векторами длины  $N$  с компонентами, которые принимают значения на множестве-носителе некоторого бесконечного или конечного поля  $F$  [8].

Для формирования исходных хаотических импульсов могут использоваться также сигналы, порождаемые непрерывными генераторами хаоса. В этом случае хаотические импульсы задаются непрерывными функциями, определенными на конечных интервалах времени,

$$(3) \quad \chi_i(t) \quad (i = \overline{0, N-1}, t \in [0, T]).$$

Рассмотрим векторное пространство, образованное векторами длины  $N$  или импульсами длительности  $T$ , для которых заданы:

– операция сложения двух векторов  $x$  и  $y$ :

$$(4) \quad z = x + y, \quad z(t) = x(t) + y(t) \quad (t = \overline{0, N-1} \text{ или } t \in [0, T]),$$

– операция умножения вектора  $x$  на константу  $\alpha$ ,

$$(5) \quad z = \alpha x, \quad z(t) = \alpha \times x(t) \quad (t = \overline{0, N-1} \text{ или } t \in [0, T]),$$

– скалярное произведение векторов  $x$  и  $y$ :

$$(6) \quad (x, y) = \sum_{t=0}^{N-1} x(t) \times y(t) \quad \text{или} \quad (x, y) = \int_0^T x(t) \times y(t) dt,$$

– норма  $\|x\|$  вектора  $x$  :

$$(7) \quad \|x\| = \sqrt{(x, x)},$$

где операции сложения, умножения и извлечение корня выполняются в поле  $F$ .

Нетрудно показать, что операция сложения векторов (4) имеет обратную операцию, коммутативна и ассоциативна, а операция умножения вектора на константу (5) дистрибутивна относительно операции сложения (4). В свою очередь скалярное произведение векторов (6) и норма вектора (7) задают в рассматриваемом векторном пространстве метрику и норму.

Выполним ортогонализацию хаотических импульсов (2) или (3) в заданном векторном пространстве, используя процедуру ортогонализации Грамма-Шмидта [9]:

$$(8) \quad \gamma_i = \chi_i - \sum_{j=0}^{i-1} \frac{(\chi_i, \chi_j)}{(\chi_j, \chi_j)} \chi_j \quad (i = \overline{0, N-1}),$$

где используются операции сложения векторов (4) и умножения вектора на константу (5), скалярное произведение векторов (6), а деление осуществляется в поле  $F$ . В свою очередь использованная операция вычитания является обратной операции сложения векторов (4).

Ортогональные векторы (8) не являются нормальными. Для получения ортонормированного базиса  $\varphi_i$  выполним процедуру нормализации векторов  $\gamma_i$ , которая сохраняет их ортогональность,

$$(9) \quad \varphi_i = \frac{1}{\|\gamma_i\|} \gamma_i \quad (i = \overline{0, N-1}).$$

В итоге получен ортонормированный базис (9), обладающий следующим свойством:

$$(10) \quad (\varphi_i, \varphi_j) = \delta_{ij} \quad (i, j = \overline{0, N-1}), \quad \delta_{ij} = \begin{cases} 0, & i \neq j; \\ 1, & i = j. \end{cases}$$

Из (10) следует, что из любой линейной комбинации

$$(11) \quad s(t) = \sum_{i=0}^{M-1} a_i \times \varphi_i(t) \quad (t = \overline{0, N-1}, \quad M \leq N),$$

$M$  ортогональных хаотических сигналов (9) может быть выделены ортогональные составляющие, а также найдены их коэффициенты. Действительно, умножив левую и правую часть (11) на  $\varphi_j(t)$  и просуммировав или проинтегрировав полученные уравнения, имеем:

$$\sum_{t=0}^{N-1} \varphi_j(t) \times s(t) = \sum_{i=0}^{M-1} a_i \times \left( \sum_{t=0}^{N-1} \varphi_j(t) \times \varphi_i(t) \right)$$

или

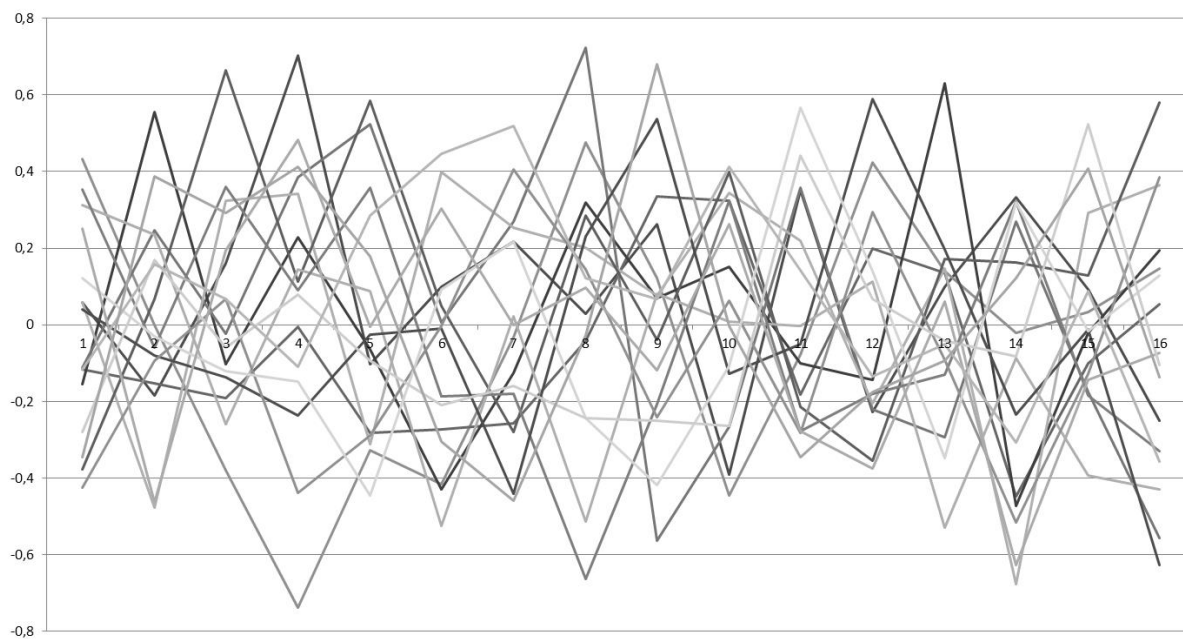
$$\int_0^T \varphi_j(t) \times s(t) dt = \sum_{i=0}^{M-1} a_i \times \int_0^T \varphi_j(t) \times \varphi_i(t) dt,$$

откуда с учетом (10) получим

$$(12) \quad (\varphi_j, s) = a_j \quad (j = \overline{0, M-1}).$$

Уравнение (12) позволяет реализовать прием и обнаружение ортогональных хаотических импульсов в их смеси путем вычисления скалярного произведения (6) искомого сигнала  $\varphi_j(t)$  и принятого сигнала  $s(t)$ .

На рис. 4 показаны результаты ортогонализации хаотических сигналов, порожденных хаотическими последовательностями (1) при  $\lambda = 3,99$  и  $\chi_i(0) = 0,987654321 - i/16$  ( $i = \overline{0,15}$ ), а на рис. 5 – выборочные значения автокорреляционной функции последней хаотической последовательности  $\varphi_{15}$ , претерпевшей наибольшие изменения в соответствии с (8) и (9). Как и следовало ожидать, линейная комбинация хаотических сигналов также является хаотическим сигналом.



**Рис. 4.** Ортонормированные хаотические последовательности.

Заметим, что для некогерентного приема и обнаружения хаотических сигналов необходимо иметь их копии на стороне приемника, что при использовании реальных генераторов хаоса практически нереализуемо.

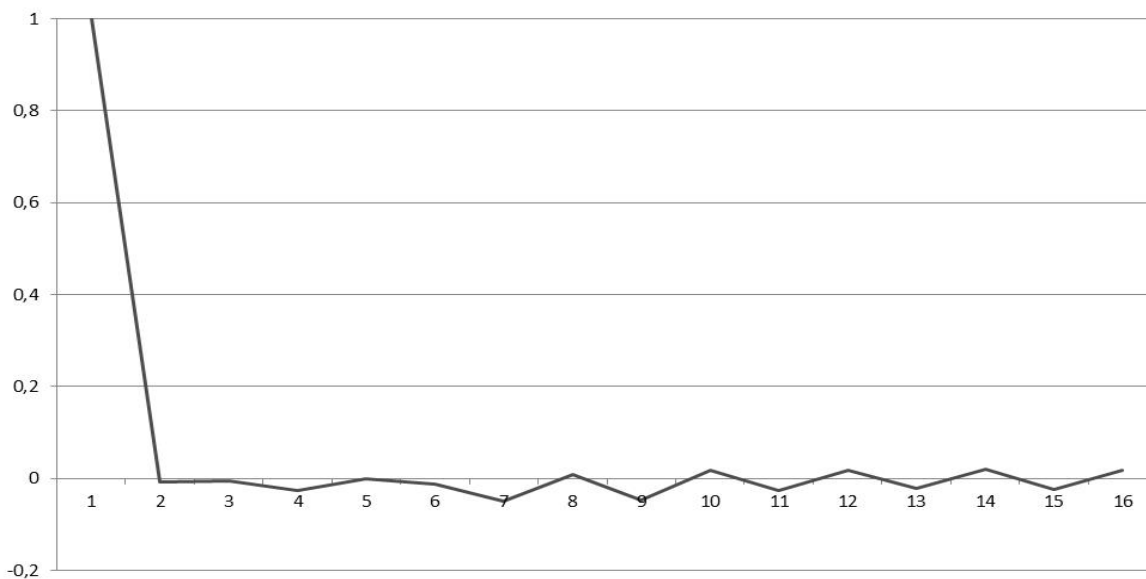


Рис. 5. Автокорреляционная функция хаотической последовательности после ортогонализации.

#### 4. Ортохаотический передатчик

Выходной сигнал передатчика при передаче  $D$  бит данных  $\rho_i \in \{-1, 1\}$  ( $i = \overline{1, D}$ ) сформируем в соответствии со следующими рекуррентными уравнениями:

$$(13) \quad \begin{cases} \varphi_0 = 0; \\ \rho_0 = 0, \end{cases} \gamma_{i+1} = \chi_i + \rho_i \times \frac{(\chi_i, \gamma_i)}{(\gamma_i, \gamma_i)} \gamma_i, \quad \varphi_{i+1} = \frac{1}{\sqrt{(\gamma_{i+1}, \gamma_{i+1})}} \gamma_{i+1} \quad (i = \overline{0, D}),$$

где  $\varphi_i$  – выходные ортонормированные хаотические импульсы,  $\gamma_i$  – ортогональные хаотические импульсы,  $\chi_i$  – хаотические импульсы, получаемые от генератора хаоса.

Из рекуррентных уравнений (13) следует, что взаимная энергия текущего  $\varphi_{i+1}$  и предыдущего  $\varphi_i$  выходного импульса передатчика будет равна их скалярному произведению  $(\varphi_{i+1}, \varphi_i)$ ,

$$(14) \quad \alpha \times (\varphi_{i+1}, \varphi_i) = (\chi_i, \gamma_i) + \rho_i \times (\chi_i, \gamma_i), \quad \alpha = \sqrt{(\gamma_{i+1}, \gamma_{i+1}) \times (\gamma_i, \gamma_i)},$$

где  $\alpha$  – некоторая константа.

Из (14) находим, что при  $\rho_i = -1$  хаотический импульс  $\varphi_{i+1}$  будет ортогонален хаотическому импульсу  $\varphi_i$ , а при  $\rho_i = 1$  – коллинеарен ему. Иными словами взаимная энергия двух соседних хаотических импульсов при передаче минус единицы будет обнуляться, а при передаче единицы – удваиваться.

Независимость процесса ортогонализации и коллинеаризации хаотических импульсов от значения константы  $\alpha$  позволяет при передаче хаотических сигналов не заботиться о нормировании коэффициента усиления приемо-передающего тракта устройств связи.

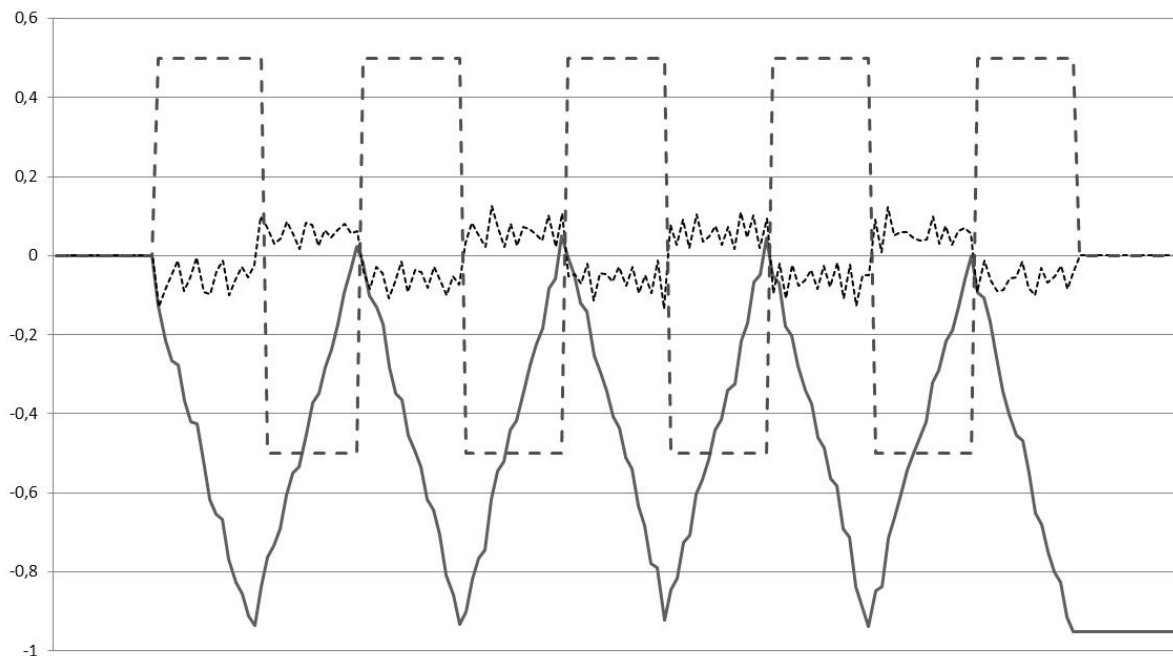
Структурная схема ортохаотического передатчика, реализующего уравнения (13), приведена на рис. 6, а ортохаотические сигналы на выходе передатчика и на входе приемника в условиях шума – на рис. 7.





где  $\xi(t)$  – сигнал, получаемый непосредственно от генератора хаоса,  $\sigma_{\pm}$  – синхронизирующий множитель,  $\chi(t)$  – синхронизованный хаотический сигнал. Закон изменения  $\sigma_{\pm}$  таков, что на каждом четном такте  $\sigma_{\pm}$  равно  $+\sigma$ , а на каждом нечетном такте  $\sigma_{\pm}$  равно  $-\sigma$ , где

$$\sigma = \begin{cases} -1, & \xi(t) \times \xi(t-T) < 0; \\ +1, & \xi(t) \times \xi(t-T) \geq 0. \end{cases}$$



**Рис. 8.** Интеграл мгновенной взаимной энергии прямого и задержан хаотического сигнала (сплошная кривая), первая производная от взаимной энергии (пунктирная кривая), исходный тактовый сигнал (штриховая кривая).

Использование на выходе передатчика схемы нормализации сигнала, состоящей из умножителя, интегратора, линии задержки, запоминающего элемента и нормирующего усилителя не является обязательным. Однако наличие этой схемы позволяет получить на выходе ортохаотического передатчика сигнал без скачкообразного изменения мгновенной мощности, вызванного процессами ортогонализации и коллинеаризации хаотических импульсов.

## 5. Ортохаотический приемник

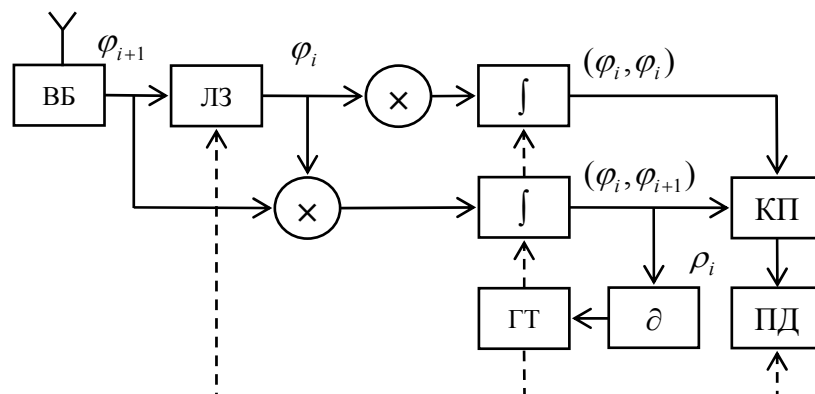
Переданные данные  $\rho_i \in \{-1, 1\}$  ( $i = \overline{1, D}$ ) на приемной стороне определим так:

$$(16) \quad \rho_i = \begin{cases} -1, & |(\varphi_i, \varphi_{i+1})| < \varepsilon \times (\varphi_i, \varphi_i); \\ +1, & |(\varphi_i, \varphi_{i+1})| \geq \varepsilon \times (\varphi_i, \varphi_i), \end{cases} \quad t_i : \frac{d}{dt}(\varphi_i, \varphi_{i+1}) > \pm \Delta \quad (i = \overline{1, D}),$$

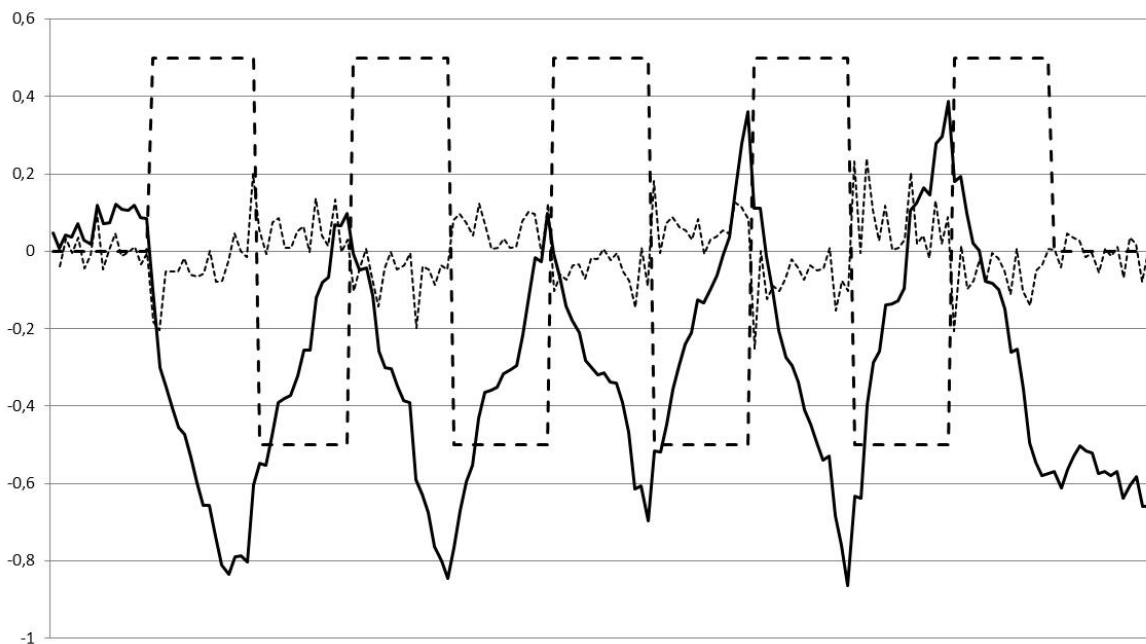
где  $\varphi_{i+1}$  ( $\varphi_i$ ) – текущий (предыдущий) хаотический импульс,  $t_i$  – моменты тактовой синхронизации,  $\Delta$  – порог детектирования изменения сигнала синхронизации,  $\varepsilon$  – минимальное значение модуля относительной взаимной энергии соседних хаотических импульсов  $\chi_i$ ,

$$\varepsilon = \min_{i=0}^N \frac{|(\chi_i, \chi_{i+1})|}{(\chi_i, \chi_i)}.$$

Структурная схема ортохаотического приемника, соответствующая формулам (16), приведена на рис. 9, а графики, поясняющие выделение тактового сигнала в условиях шума, – на рис. 10.



**Рис. 9.** Ортохаотический приемник: ВБ – входной блок, ЛЗ – линия задержки, ГТ – генератор тактов, КП – компаратор, ПД – получатель данных, × – умножитель, ∫ – интегратор со сбросом, ∂ – дифференциатор.

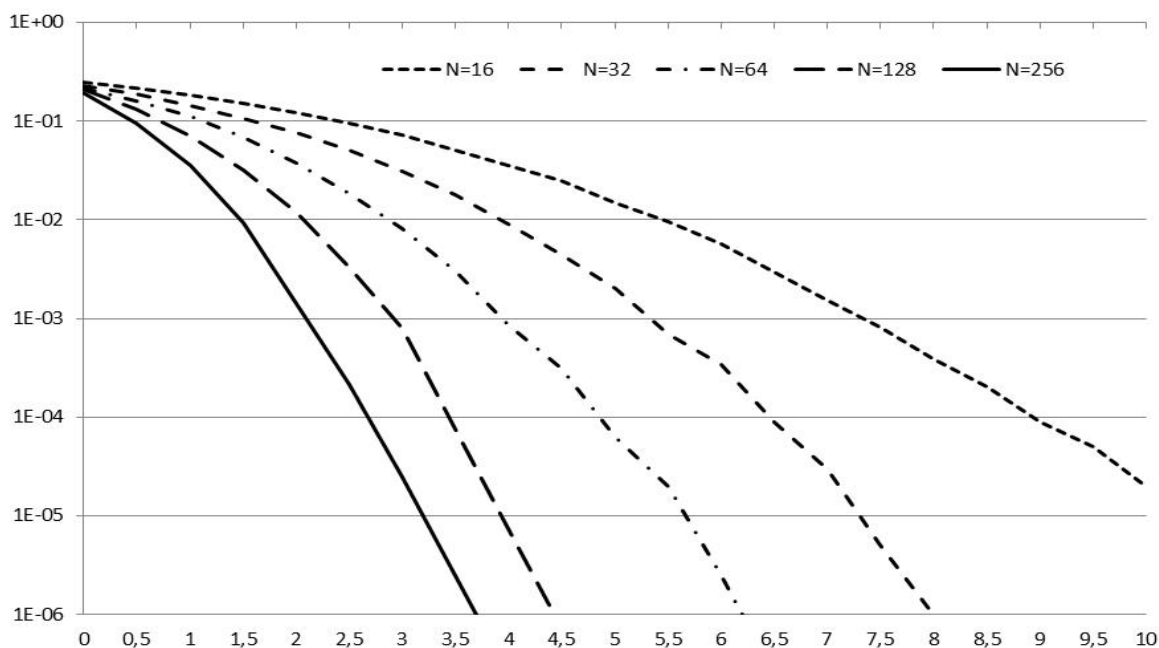


**Рис. 10.** Взаимная энергия прямого и задержанного хаотического сигнала (сплошная кривая), первая производная от взаимной энергии (пунктирная кривая) и восстановленный тактовый сигнал (штриховая кривая) при отношении энергии сигнала к спектральной плотности шума 6 дБ.

## 6. Заключение

Хорошие корреляционные, спектральные и статистические свойства хаотических сигналов позволяют эффективно использовать эти сигналы в современных системах связи. Во многих практических случаях прием хаотических сигналов должен осуществляться при малых отношениях сигнал-шум в силу ограниченной мощности используемых передатчиков.

Результаты экспериментальной проверки помехозащищенности ортогональной передачи данных показаны на рис. 11. Из графика видно, что предложенный метод некогерентного приема ортогональных сигналов обеспечивает достоверную передачу данных при достаточно малых значениях отношения сигнал-шум.



**Рис. 11.** Зависимость вероятности ошибочного приема одного бита от отношения энергии сигнала к спектральной плотности шума в дБ при различных длительностях хаотических импульсов  $T$ ,  $T = f N$ , где  $f$  – частота задающего генератора.

Последнее объясняется тем, что при использовании классических ортогональных сигналов концентрация энергии спектра сигнала происходит в относительно небольшом числе спектральных компонент. При использовании же хаотических сигналов спектральные компоненты оказываются энергетически равноправными. Последнее приводит к тому, что при заданном отношении сигнал-шум путем увеличения длительности ортогональных импульсов может быть достигнута сколь угодно малая вероятность ошибочного приема одного бита данных.

Для увеличения скрытности обмена данных помимо нормализации хаотических импульсов и уменьшения мощности передатчика может использоваться случайное или заранее согласованное изменение длительности хаотических импульсов в одной или различных посылках, а также изменение фазы сигнала синхронизации в различных посылках.

Не видится никаких препятствий в применении описанного выше метода ортогональной передачи данных при использовании вместо генераторов хаоса генераторов шума, порождающих действительно шумовые широкополосные сигналы. При этом используемые в передатчике линейные преобразования исходных шумовых сигналов существенным образом не сказываются на изменении статистических характеристик генерируемого шума.

## Список литературы

1. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985.

2. Кислов В.Я. Динамический хаос и его использование в радиоэлектронике для генерирования, приема и обработки колебаний и информации // Радиотехника и электроника. 1993. Т. 38, № 10. С. 1783-1815.
3. Дмитриев А.С., Панас АИ. Динамический хаос: новые носители информации для систем связи. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2002.
4. Тратас Ю.Г. Применение методов статистической теории связи к задачам приема хаотических колебаний // Зарубежная радиоэлектроника. 1998. № 11. С. 57-80.
5. Кузнецов С.П. Динамический хаос: Курс лекций. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2001.
6. Дмитриев А.С., Кислов В.Я. Стохастические колебания в автогенераторе с инерционным запаздыванием первого порядка // Радиотехника и электроника. 1984. Т. 29, № 12. С. 2389.
7. Ахромеева Т.С., Курдюмов С.П., Малинецкий Г.Г. Парадоксы мира нестационарных структур // Компьютеры и нелинейные явления: Информатика и современное естествознание / Авт. предисл. А.А. Самарский. М.: Наука, 1988. С. 72-88.
8. Лидл Р., Нидеррайтер Г. Конечные поля. В 2-х томах. М.: Мир, 1988.
9. Беклемишев Д.В. Курс аналитической геометрии и линейной алгебры. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2009.
10. Дмитриев А.С., Кяргинский Б.Е., Максимов Н.А., Панас А.И., Старков С.О. Перспективы создания прямохаотических систем связи в радио и СВЧ диапазонах // Радиотехника. 2000. № 3. С. 9-20.