

УДК 621.391

## ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ, КОДИРОВАННОЙ ПО ПРОСТРАНСТВУ ФАЗОВЫХ СОСТОЯНИЙ СИГНАЛА

С.И. ПОЛОВЕНЯ, В.А. ЧЕРДЫНЦЕВ, В.В. ДУБРОВСКИЙ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь

Поступила в редакцию 11 мая 2010

Рассмотрен метод кодирования информационного сигнала по пространству фазовых состояний динамического хаоса. Метод предполагает генерацию и обработку сигнала, как с расширением спектра, так и без него. Предложены алгоритмы формирования сигнала и его обработки. Приведены структурно-функциональные схемы устройств и результаты численного моделирования.

*Ключевые слова:* хаос-процесс, нелинейная динамическая система, расширение спектра, помехозащищенный прием.

### Введение

Сигналы, генерируемые нелинейными динамическими системами (НДС), обладают несколькими важными свойствами: 1) в статистическом смысле они схожи со случайными процессами; 2) они воспроизводимы; 3) их характеристики гибко управляемы. Статистические и спектрально-временные характеристики определяются нелинейной формирующей функцией (НФФ), включаемой в кольцо обратной связи НДС. Данная функция в общем случае является функцией  $N$  аргументов. Хаотический процесс (ХП), генерируемый НДС, определяется рекуррентным соотношением [2]:

$$h_k = f(h_{k-1}, h_{k-2}, \dots, h_{k-N}), \quad (1)$$

где  $h_k$  — текущий отсчет хаос-процесса на выходе НДС;  $h_{k-1}, h_{k-2}, \dots, h_{k-N}$  —  $N$  предыдущих отсчетов хаос-процесса, отстоящих от текущего на 1, 2, ...,  $N$  тактов соответственно.

Хаотический процесс, генерируемый согласно выражению (1), называется многомерным. В простейшем случае, когда  $N=1$ , формируется одномерный процесс  $h_k=f(h_{k-1})$ . При соответствующем подборе НФФ  $f(\cdot)$  имеется возможность управлять законом распределения значений ХП. На примере одномерного ХП в статье показана возможность кодирования информационного блока, состоящего из нескольких бит, по пространству фазовых состояний генерируемого хаотического процесса.

### Генерация информационного сигнала

Наиболее удобными НФФ с точки зрения практической реализации в вычислительных устройствах являются кусочно-линейные функции. Пусть область определения НФФ (ООФ) и область ее допустимых значений (ОДЗ) принадлежат отрезку  $[-1; 1]$ . Числовые оси ООФ и ОДЗ разбиваются на участки таким образом, чтобы разбиение формировало  $L$  неперекрывающихся областей. Значение  $L$  есть объем сигнально-кодовой конструкции, а  $\log L$  — натуральное число, определяющее длину информационного блока. Для каждой из  $L$  областей определяется своя НФФ:  $f_1(\cdot), f_2(\cdot), \dots, f_L(\cdot)$ .

Пример варианта разбиения плоскости фазовых состояний ХП приведен ниже на рис. 1.

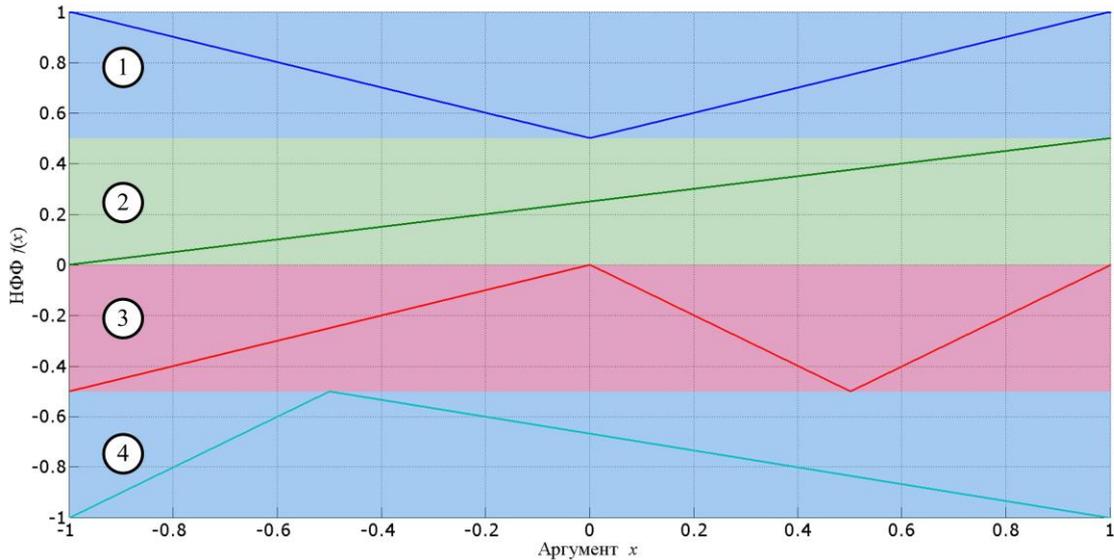


Рис. 1. Семейство НФФ для  $L=4$ (вариант 1)

В данном случае ООФ не разбивается на участки, а ОДЗ разбита на 4 участка, каждый из которых кодирует 2 бита информации. В канальном кодере передающего устройства входной информационный поток разбивается на блоки длиной 2 бита, а генератор ХП на каждом такте работы выбирает для формирования следующего значения ХП ту или иную НФФ в зависимости от состояния информационного блока. Числа в кружках показывают порядковый номер информационного блока, кодируемой соответствующей функцией.

Спектральная эффективность ХП для подобного и аналогичных случаев определяется следующим выражением:

$$S_{ef} = \log L/T, \quad (2)$$

где  $T$  — длительность элементарного символа ХП.

В случае, если кроме ОДЗ НФФ на участки разбивается также ООФ, количество неперекрывающихся подобластей на плоскости фазовых состояний ХП становится равным  $L^2$ , что несколько усложняет алгоритм формирования, однако существенно повышает стохастизацию ХП. Ниже на рисунке приведен пример семейства НФФ для описываемого случая.

В пределах каждой подобласти допускается, чтобы НФФ была линейной, однако в этом случае при условии повторения входного блока бит на выходе генератора ХП возможно наблюдение регулярного сигнала. Пример такой подобласти с координатами  $\{x, f(x)\} = \{(-1; -0,5), (-0,5; 0)\}$  приведен на рис. 2. В данном случае, чтобы исключить эффект регулярности сигнала, требуется предварительное перемежение входного потока.

Структурная схема генератора хаотического сигнала, реализуемого программно-аппаратными средствами, приведена на рис. 3. На рисунке ИИ — источник информации. Буферный элемент преобразовывает последовательный код в параллельный. Недостаток приведенной схемы состоит в том, что количество блоков, вычисляющих НФФ, увеличивается в 2 раза при увеличении объема информационного блока на 1 бит. Более эффективное использование вычислительных ресурсов предполагает генерацию ХП исключительно цифровыми методами. В этой связи возникает проблема эффективного с точки зрения вычислительных затрат метода определения нелинейной формирующей функции.

Можно показать, что любая кусочно-линейная функция, заданная  $M$  точками на интервале  $[x_{min}; x_{max}]$ , представляется в виде

$$f(x) = c_1 |x - x_1| + c_2 |x - x_2| + \dots + c_M |x - x_M| = \sum_{i=1}^M c_i |x - x_i|, \quad (3)$$

где  $c_i$  — некоторые коэффициенты; каждая из  $M$  точек задается координатами  $(x_i; y_i=f(x_i))$ .

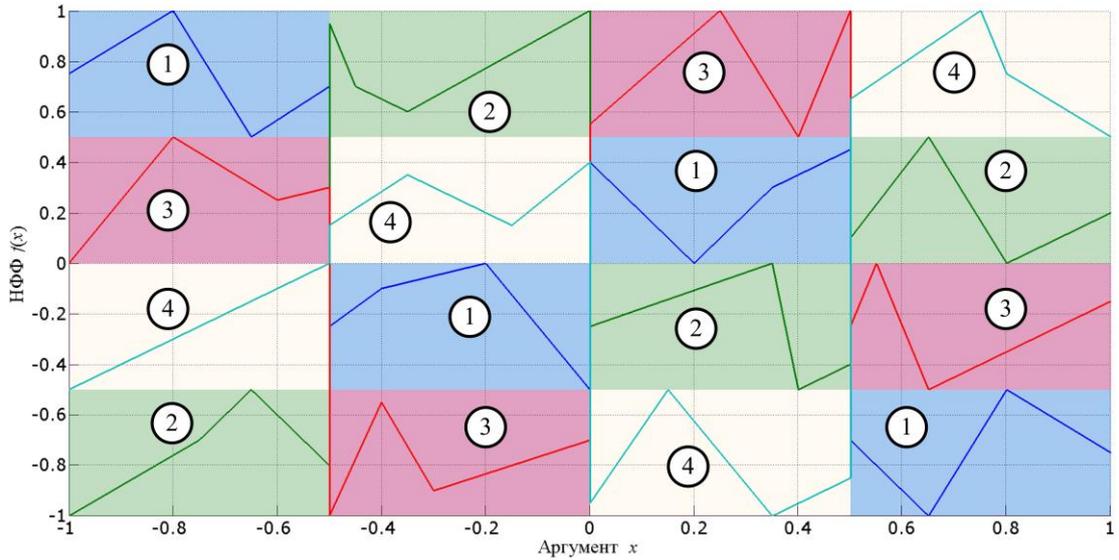


Рис. 2. Семейство НФФ для  $L=4$  (вариант 2)

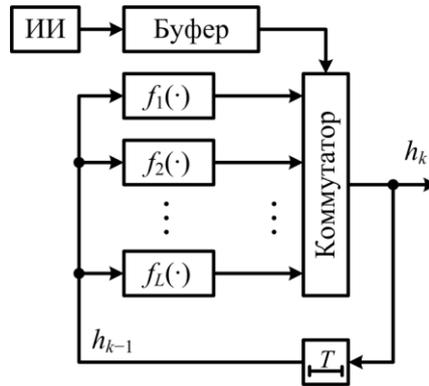


Рис. 3. Структурная схема формирователя хаос-сигнала (вариант 1)

Координаты изломов кусочно-линейной функции, задаваемой согласно (3), соответствуют множеству точек  $(x_i; y_i), i = \overline{1, M}$ . Следовательно, коэффициенты  $c_i$  сравнительно легко находятся решением системы линейных уравнений

$$\begin{cases} |x_1 - x_2| c_2 + |x_1 - x_3| c_3 + \dots + |x_1 - x_{M-1}| c_{M-1} + |x_1 - x_M| c_M = y_1 \\ |x_2 - x_1| c_1 + |x_2 - x_3| c_3 + \dots + |x_2 - x_{M-1}| c_{M-1} + |x_2 - x_M| c_M = y_2 \\ \dots \\ |x_M - x_1| c_1 + |x_M - x_2| c_2 + \dots + |x_M - x_{M-1}| c_{M-1} = y_M \end{cases} \quad (4)$$

или в матричном виде

$$\begin{bmatrix} 0 & |x_1 - x_2| & |x_1 - x_3| & \dots & |x_1 - x_{M-1}| & |x_1 - x_M| \\ |x_2 - x_1| & 0 & |x_2 - x_3| & \dots & |x_2 - x_{M-1}| & |x_2 - x_M| \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ |x_M - x_1| & |x_M - x_2| & |x_M - x_3| & \dots & |x_M - x_{M-1}| & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ \dots \\ c_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \dots \\ y_M \end{bmatrix} \quad (5)$$

Зная коэффициенты  $c_1, \dots, c_M$ , можно динамически изменять характер НФФ в зависимости от информационного сигнала и предыдущего состояния ХП.

На рис. 4 приведена структурно-функциональная схема формирователя хаотического процесса с заложенной в нем информацией. Источник информации (ИИ) формирует бинарный информационный поток с заданной скоростью. Смена состояний происходит через время

$T/\log L$ , т.е. в  $\log L$  раз чаще, чем смена состояний ХП. Буфер формирует информационные блоки длиной  $\log L$  бит. В зависимости от состояния блока, характеризуемого целым числом от 0 до  $L-1$ , выбирается строго определенная НФФ  $f(\cdot)$ , известная на передающей и приемной сторонах и вычисляющая значение ХП  $h_k$ . Функция  $f(\cdot)$  полностью определяется  $M$  параметрами, определяемыми блоком вычисления коэффициентов  $c_1, \dots, c_M$ .

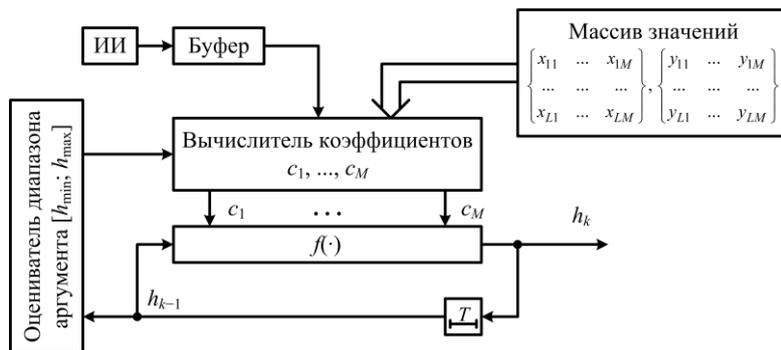


Рис. 4. Структурная схема формирователя хаос-сигнала (вариант 2)

Вычислитель коэффициентов  $c_1, \dots, c_M$  требует подачи на его вход трех типов данных: 1) координаты точек изломов всех фрагментов аппроксимируемых функций; 2) некоторое целое значение, характеризующее порядковый номер подобласти аргумента функции  $f(\cdot)$ ; 3) информационный блок бит. Наличие блока оценивания аргумента обусловлено тем, что функция, кодирующая одно из  $L$

информационных состояний, описывается несколькими подобластями, каждая из которых разнесена на плоскости фазовых состояний ХП (рис. 2). Для каждой из  $L^2$  подобластей фазовых состояний вычислитель коэффициентов  $c_1, \dots, c_M$  решает систему уравнений (5).

### Обработка и декодирование информации

Устройство приема предполагает обработку двух элементов принимаемого хаотического сигнала (ХС):  $r_k$  и  $r_{k-1}$ , где  $r_k = h_k + n_k$  — смесь сигнала и шума. Декодер сигнала состоит из  $L$  каналов, оценивающих качество синхронного отклика (рис. 5).

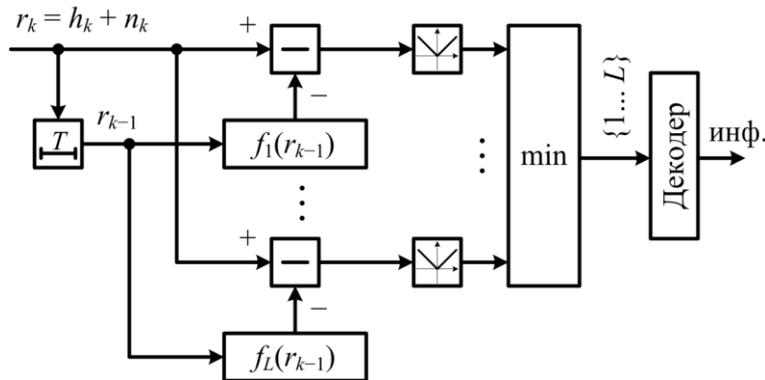


Рис. 5. Устройство обработки хаос-сигнала

Схема на рис. 5 состоит из  $L$  каналов осуществления синхронного отклика, сигналы с которых поступают на устройство определения канала с минимальным значением сигнала ("min"). На выходе блока "min" в течение каждого такта  $T$  действует значение напряжения, кодирующее целое число в диапазоне  $\overline{1, L}$ . Декодер осуществляет преобразование многоуровневого сигнала в поток двоичных символов с тактом  $T \log L$ .

Помехоустойчивость устройства приема при действии аддитивного белого гауссовского шума можно оценить вероятностью ошибки выбора минимального значения синхронного отклика из  $L$  возможных, или максимального значения из набора  $L$  величин, обратных синхронному отклику [1].

Результаты численного моделирования помехоустойчивости работы системы передачи информации для упрощенной модуляционной схемы согласно рис. 1 приведены на рис. 6. Приведена зависимость вероятности ошибки на бит от отношения сигнал/шум в канале связи. Моделирование проводилось на фоне аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ). Объем статистических данных для каждой точки составлял 300 тыс. (600 тыс. бит).

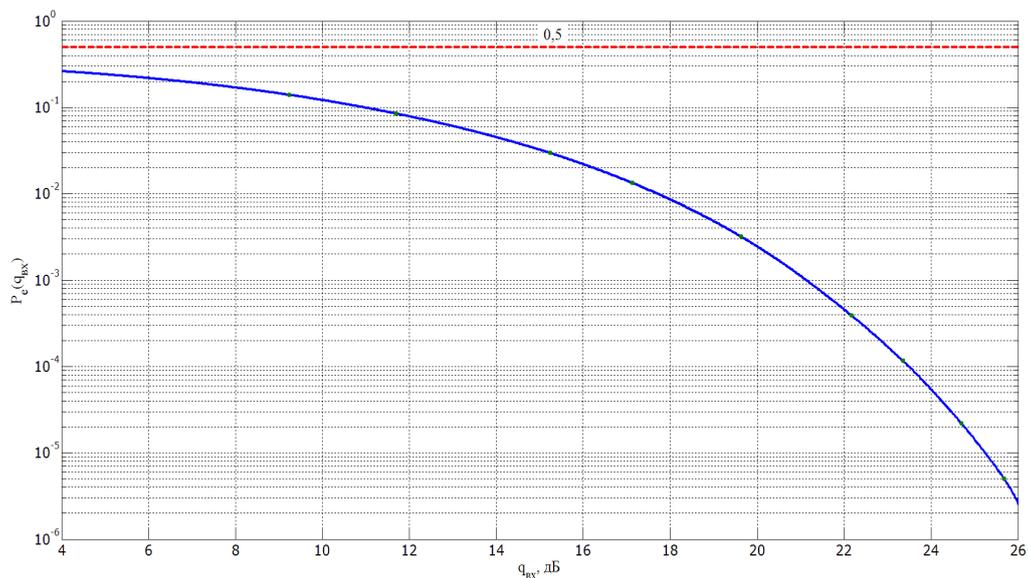


Рис. 6. Кривая помехоустойчивости системы при отсутствии разбиения ООФ функций  $f_i(h)$ ,  $i = \overline{1, L}$

Тактовая частота при генерации ХС может иметь любое значение кратное  $1/T$ . В этом случае блок информационных бит передается несколькими отсчетами ХС, что снижает спектральную эффективность, однако позволяет осуществлять накопление сигнала на приемной стороне и повышает помехоустойчивость приема за счет статистического усреднения. В этом случае модуляционная схема неприменима по причине возможной регулярности сигнала (рис. 3).

Моделирование сигнала показало, что его автокорреляционная функция (АКФ) схожа с аналогичной характеристикой шума. Уровень боковых лепестков нормированной АКФ принадлежит отрезку  $[2 \dots 5]/\sqrt{N}$ , где  $N$  — количество элементов последовательности.

Если требуется высокая структурная скрытность сигнала, используется описанное выше разбиение на  $L^2$  подобластей плоскости фазовых состояний ХП. Результаты численного моделирования для разбиения  $4 \times 4$  приведены ниже на рис. 7.

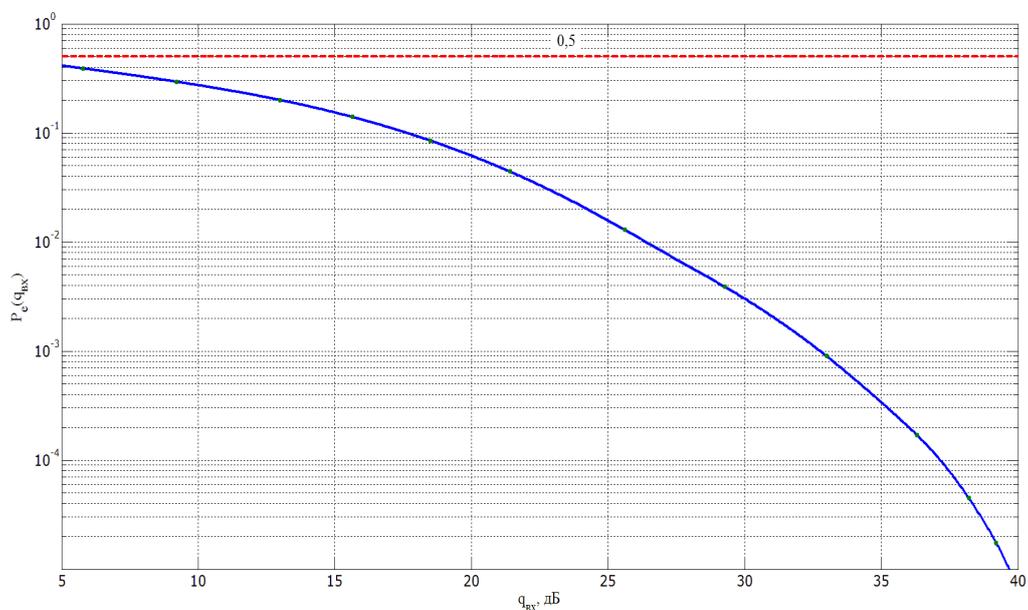


Рис. 7. Кривая помехоустойчивости системы при разбиении плоскости фазовых состояний ХП на 16 подобластей

## Заклучение

Предлагаемый метод кодирования фазовых состояний хаотического процесса отличается от известных следующим:

1) каждое состояние несет в себе информацию о  $\log L$  битах, а хаотический сигнал имеет повышенную спектральную эффективность;

2) при генерации хаотического сигнала использованы кусочно-линейные функции, что существенно повышает помехоустойчивость приема [3];

3) при задании нелинейной формирующей функции в виде нескольких несоприкасающихся фрагментов (подфункций) промодулированный ХС имеет высокую структурную скрытность и сложный характер отображения, что делает систему защищенной с точки зрения несанкционированного доступа.

К недостатку метода следует отнести тот факт, что при увеличении объема сигнальных конструкций  $L$  фазовые переходы ХС определяются  $L^2$  подфункциями. Это усложняет алгоритм генерации хаоса и требует тщательного подхода при задании НФФ.

При практической реализации метода нужно найти разумный баланс между сложностью НФФ, определяющей структурную скрытность сигнала, и требуемой помехоустойчивостью: чем меньшую изломленность имеют НФФ и чем дальше они расположены друг от друга, тем более высокой помехоустойчивостью обладает система передачи информации.

## PROCESSING INFORMATION CODED FOR SPACE PHASE SIGNAL STATUS

S.I. POLOVENYA, V.A. CHERDYNTSEV, V.V. DUBROVSKY

### Abstract

Methods of encoding the information signal in space the phase states of dynamical chaos. The method involves the generation and signal processing, as with the expansion of the spectrum and without it.

### Литература

1. Чердынцев В.А. Радиотехнические системы. Минск, 1988.
2. Дубровский В.В., Королькова О.И. // Материалы 5-й Междунар. молодежной науч.-техн. конф. Севастополь, 2009. С. 64.
3. Дубровский В.В. Чердынцев В.А. // Докл. БГУИР. 2007. № 1. С. 34–41.