УДК 519.6 + 621.391

Б. И. Шахтарин, П. И. Кобылкина

ВОССТАНОВЛЕНИЕ УПРАВЛЯЮЩИХ ПАРАМЕТРОВ ХАОТИЧЕСКИХ ГЕНЕРАТОРОВ

Рассмотрено применение методов реконструкции непрерывных и дискретных динамических систем в задачах передачи информации с помощью хаотических колебаний. Для хаотических генераторов Дуффинга, Лоци и Хенона, используемых в качестве генераторов несущих колебаний, разработаны алгоритмы формирования временных рядов сигналов передатчиков и извлечения из этих рядов информации с учетом шумов в канале связи. В качестве генераторов информационных сигналов, управляющих работой несущих генераторов, использовались широкополосные хаотические генераторы Чуа и Ресслера. На основании проведенного исследования сделан вывод о перспективности применения методов реконструкции динамических систем для извлечения информации из хаотических сигналов, особенно при использовании дискретных хаотических генераторов в качестве генераторов несущих колебаний.

В настоящее время интенсивно изучается проблема использования хаотических колебаний нелинейных динамических систем для передачи информации [1]. Интерес к использованию хаотических колебаний в качестве носителя информации обусловлен главным образом тем, что по сравнению с традиционно используемыми в системах связи гармоническими колебаниями они являются широкополосными и могут обеспечить конфиденциальность передачи информации. Предложены различные варианты введения информационного сигнала в несущий сигнал широкополосного хаотического генератора на передающей стороне и его выделения на приемной. Как показали исследования, более сложной оказалась задача выделения информационного сигнала на приемной стороне, поскольку схемам связи с использованием хаотических генераторов свойственна высокая чувствительность к искажениям в канале связи, шумам и неполной идентичности параметров генераторов передатчика и приемника. Так, например, при использовании для выделения информационного сигнала явления хаотической синхронизации параметры генераторов передатчика и приемника не должны различаться более чем на 2 %. В противном случае алгоритмы выделения информации становятся неэффективными [1].

Следуя работе [2], рассмотрим альтернативный способ выделения информации из хаотического сигнала, основанный на методах глобальной реконструкции динамических систем по одномерному временному ряду, представляющему собой дискретную реализацию выходного сигнала передатчика. В общем случае глобальная реконструкция динамической системы состоит в восстановлении математической модели системы по экспериментальному временно́му ряду выходного сигнала. В настоящей работе рассматривается частный случай глобальной реконструкции динамической модели, когда априори известна математическая модель динамической системы — генератора передатчика, а целью реконструкции является извлечение из принятого сигнала информационной составляющей.

Непрерывные системы. Пусть в качестве генератора передатчика G_1 используется перестраиваемый хаотический генератор, описываемый автономной системой дифференциальных уравнений

$$\frac{d\vec{x}}{dt} = \vec{F}(\vec{x}, \vec{\mu}), \quad \vec{x} \in \mathbb{R}^n, \quad \vec{\mu} \in \mathbb{R}^m, \tag{1}$$

где $\vec{x} = (x_1, \ \ldots, \ x_n)$ — вектор динамических переменных, $\vec{\mu} = (\mu_1, \ \ldots, \ \mu_m)$ — вектор управляющих параметров. Предположим, что на приемной стороне общий вид нелинейной вектор-функции $\vec{F}(\vec{x}, \vec{\mu})$, задающей структуру генератора передатчика G_1, известен.

Чтобы передать информацию, будем осуществлять модуляцию параметров $\mu_i(t)$ информационным сигналом

$$\mu_i\left(t\right) = \mu_i^0 + \mu_i^1\left(t\right), \quad i = 1, \ \ldots, \ m, \tag{2}$$

где μ_i^0 — постоянные опорные значения параметров системы (1), а $\mu_i^1(t)$ — информационные составляющие управляющих параметров. Уравнение, описывающее структуру генератора, приобретает вид

$$\frac{d\vec{x}}{dt} = \vec{F}\left(\vec{x}, \vec{\mu}\left(t\right)\right). \tag{1a}$$

В канал связи передается одномерная реализация колебаний системы (1а), например $x_1(t)$. При известной функции $\vec{F}(\vec{x}, \vec{\mu})$ с использованием значений временно́го ряда $x_1(t)$ при определенных условиях возможно восстановление информационной составляющей принятого сигнала. Рассмотрим эти условия.

Первое условие состоит в том, что модуляция управляющих параметров должна осуществляться достаточно медленно, т. е.

$$\left|\frac{d\mu_i}{dt}\right| << \left|\frac{dx_j}{dt}\right| \tag{3}$$

для любых i и j. Это условие позволяет выбрать размер временно́го окна t^* (отрезок временного ряда $[x_1(t), x_1(t+t^*)]$), в пределах которого значения параметров $\mu_i(t)$ допустимо считать практически постоянными, а систему (1а) — автономной. Скользя времены́м окном вдоль временно́го ряда $x_1(t)$, можем осуществить выделение информационных сигналов $\mu_i(t)$.

Второе условие состоит в том, чтобы вектор-функция $\vec{F}(\vec{x}, \vec{\mu})$имела специальную структуру, позволяющую представить систему (1) в виде

$$\frac{dx_1}{dt} = x_2, \quad \frac{dx_2}{dt} = x_3, \quad \ldots, \quad \frac{dx_n}{dt} = f(x_1, x_2, \ ..., \ x_n, \vec{\mu}). \tag{4}$$

В этом случае определение текущих значений информационных параметров $\mu_i(t)$ осуществляется путем n-кратного дифференцирования принятого сигнала $x_1(t)$ для определения зависимостей $x_j(t)$, $j = 2, \ldots, n$, и левых частей системы (4). Поскольку обрабатываемый сигнал представляет собой скалярный временно́й ряд $x_{1,i}(i\Delta t)$, $i = 1, \ldots, N^*$, $N^* = t^*/\Delta t$, все производные вычисляются в дискретные моменты времени $t_i = i\Delta t$ по приближенным формулам численного дифференцирования (Δt — шаг дискретизации). В результате для определения значений информационных параметров необходимо решить систему уравнений

$$\frac{dx_{n,i}}{dt} = f(x_1, x_2, \ \ldots, \ x_n, \vec{\mu}), \quad i = 1, \ ..., \ N^*. \tag{5}$$

Обычно эта система уравнений получается переопределенной, так как $N^* \gg m$, и ее решают методом наименьших квадратов.

Основным недостатком описанного алгоритма является необходимость последовательного численного дифференцирования зашумленных времены́х рядов. Как известно, дифференцирование неизбежно приводит к усилению шумовой компоненты в производных. Без предварительной фильтрации временно́го ряда зависимость от времени уже второй производной может оказаться шумоподобным процессом. В нашем исследовании для устранения описанного эффекта используется процедура сглаживания.

Дискретные системы. Зададим модель дискретного хаотического генератора в виде n-мерного дискретного отображения

$$\vec{x}_{i+1} = \vec{F}(\vec{x}_i, \vec{\mu}), \tag{6}$$

где $\vec{x}_i = (x_{1,i}, \ \ldots, \ x_{n,i})$ — координаты вектора состояния генератора, рассмотренные в моменты времени $t_i = i\Delta t$; $\vec{F}(\vec{x}_i, \vec{\mu})$ — нелинейная вектор-функция; $\vec{\mu} = (\mu_1, \ \ldots, \ \mu_m)$ — вектор управляющих параметров, включающих в себя в соответствии с (2) информационные составляющие $\mu_i(t)$.

Преимущество дискретных динамических систем обусловлено тем, что при извлечении информационной составляющей отсутствует необходимость многократного численного дифференцирования временнóго ряда и, следовательно, не нужно учитывать влияния соответствующих ошибок.

Ограничимся исследованием моделей дискретных хаотических генераторов, структура которых описывается отображением вида

$$x_{n+1,1} = x_{n,2}, \quad x_{n+1,2} = x_{n,3}, \quad \ldots, \quad x_{n+1,n} = f\left(\vec{x}_n, \vec{\mu}\right). \tag{7}$$

Пусть в канал связи передается одномерная реализация колебаний системы (7), например $x_{i,1}$. Тогда на приемной стороне известен временнóй ряд соответствующих значений передаваемого сигнала. С использованием этого временнóго ряда и преобразований (7) возможно последовательное восстановление других не передаваемых в канал связи компонент $x_{i,j}$, $j = 2, \ldots, n$.

При известной функции $\vec{f}(\vec{x}, \vec{\mu})$ с использованием значений отрезка временнóго ряда на некотором интервале времени t^* при определенных условиях возможно восстановление информационной составляющей принятого сигнала. Для этого путем последовательной подстановки в последнее уравнение системы (7), вместо их неизвестных значений, $x_{i,j}$, $j > 1$ (не передаваемых в канал связи), выраженные через предыдущие известные значения $x_{i,1}$ (передаваемые в канал связи), получим систему уравнений для определения информационных параметров, которые предполагаются постоянными на рассматриваемом отрезке временного ряда. Необходимая длина отрезка временного ряда определяется структурой хаотического генератора.

Примеры реализации алгоритмов извлечения информации. ***Непрерывные системы.*** Будем моделировать информационный сигнал колебаниями хаотического генератора Чуа, канонические уравнения которого имеют вид [4, 5]

$$\begin{aligned}
\frac{dw_1}{dt} &= q_1 w_1 - w_2 + (p_1 - q_1) g(w_1), \\
\frac{dw_2}{dt} &= q_2 w_1 - w_3 + (p_2 - q_2) g(w_1), \\
\frac{dw_3}{dt} &= q_3 w_1 + (p_3 - q_3) g(w_1).
\end{aligned} \tag{8}$$

Нелинейный элемент генератора описывается уравнением

$$g(w_1) = 0{,}5\left(|w_1 + 1| - |w_1 - 1|\right).$$

Значения управляющих параметров генератора примем следующими:

$$p_1 = 0{,}09, \quad p_2 = 0{,}432961, \quad p_3 = 0{,}653525,$$
$$q_1 = -1{,}168, \quad q_2 = 0{,}846341, \quad q_3 = -1{,}2948.$$

В качестве хаотического генератора несущих колебаний будем использовать генератор Дуффинга [4, 5], описываемый следующей системой дифференциальных уравнений:

$$\begin{aligned} \frac{dx_1}{dt} &= x_2, \\ \frac{dx_2}{dt} &= -\delta x_2 + \frac{x_1}{2}\left(1 - x_1^2\right) + \lambda \cos x_3, \\ \frac{dx_3}{dt} &= \omega. \end{aligned} \tag{9}$$

Опорные значения управляющих параметров примем следующими:

$$\delta = 0{,}08, \quad \lambda = 0{,}1, \quad \omega = 0{,}8.$$

Временно́й ряд, содержащий информационный сигнал, формируется с помощью программы-функции, осуществляющей интегрирование методом Рунге–Кутты системы (9) с наложением информационного сигнала путем аддитивного модулирования параметра δ информационным сигналом первого канала $w_1(t)$ генератора Чуа. Система дифференциальных уравнений, описывающая структуру передающего генератора, принимает вид

$$\begin{aligned} \frac{dx_1}{dt} &= x_2, \\ \frac{dx_2}{dt} &= -\left(\delta + \alpha w_1(t)\right) x_2 + \frac{x_1}{2}\left(1 - x_1^2\right) + \lambda \cos x_3, \\ \frac{dx_3}{dt} &= \omega. \end{aligned} \tag{9a}$$

Информационный сигнал $w_1(t)$ в систему уравнений (9а) вводится с масштабным коэффициентом α. Величина α выбирается исходя из того, чтобы колебания несущего генератора после введения информационного сигнала сохранили хаотический характер. Для рассматриваемой системы методом проб выбрано значение $\alpha = 0{,}02$. Реализация и фазовый портрет колебаний на выходе передатчика приведены на рис. 1.

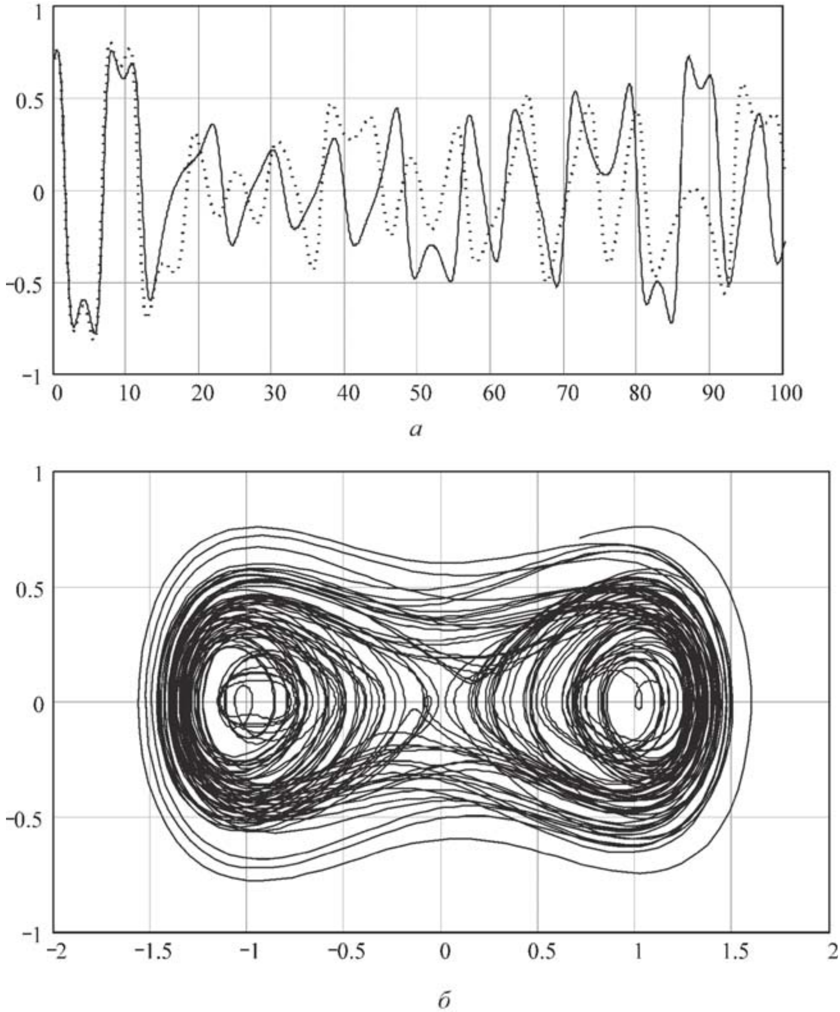


Рис. 1. Сравнение форм колебаний на выходе генератора Дуффинга без информационного сигнала и с наложенным информационным сигналом (*а*); фазовый портрет колебаний на выходе передатчика (*б*)

Пусть в канал связи передается сигнал $x_2(t)$. Информационная составляющая сигнала $w_1(t)$ определяется из второго уравнения системы (9а)

$$w_1(t) = \frac{1}{\alpha}\left(\frac{1}{x_2}\left(\frac{x_1}{2}\left(1 - x_1^2\right) - \frac{dx_2}{dt} + \lambda\cos x_3\right) - \delta\right). \qquad (10)$$

На принимающей стороне компоненты колебаний генератора передатчика x_1 и x_3 неизвестны, но для определения информационного сигнала они необходимы. Для их восстановления из принятого временного ряда $x_2(t)$ воспользуемся знанием математической модели генератора несущих колебаний (9а).

Обозначим временной шаг записи принимаемого сигнала через D. Тогда текущее время, соответствующее k-му отсчету, определяется как $t_k = (k-1)D$, $k = 1, \ldots, N$. Компонента x_3 с учетом начального условия может быть определена с помощью соотношения

$$x_{3,k} = x_{3,0} + (k-1)D\omega.$$

Восстановление компоненты x_1 на приемной стороне осуществляется путем интегрирования первого уравнения системы (9а) с учетом того, что дифференциал времени равняется шагу записи принимаемого сигнала $dt = D$. Тогда, используя метод Эйлера с усреднением правой части по двум соседним значениям, получим рекуррентное соотношение для определения x_1:

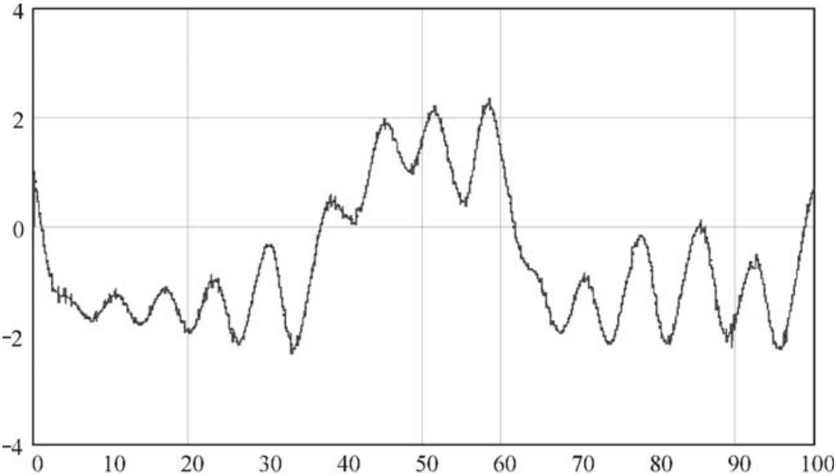
$$x_{1,k} = x_{1,k-1} + \frac{D}{2}\left(x_{2,k} + x_{2,k-1}\right).$$

И наконец, определим производную от принимаемого сигнала. Для этого воспользуемся формулой численного дифференцирования функции, заданной в равноотстоящих точках, по пяти точкам [3]:

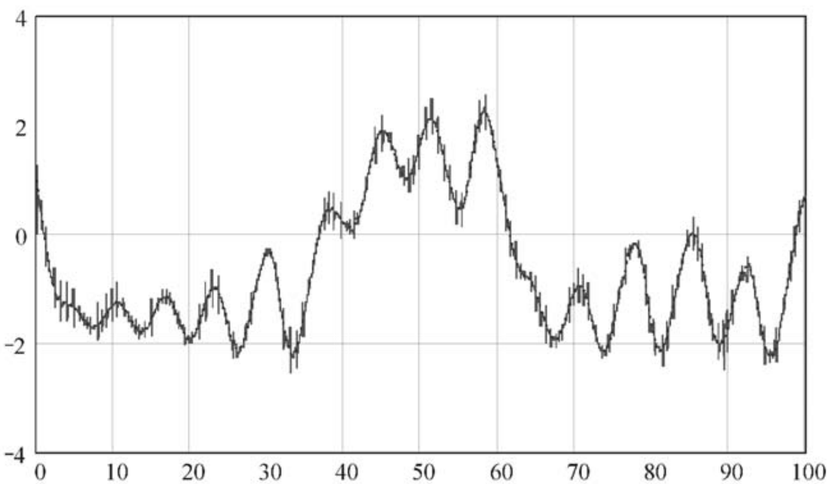
$$\frac{dx_{2,k}}{dt} = \frac{1}{12D}\left(x_{2,k-2} - 8x_{2,k-1} + 8x_{2,k+1} - x_{2,k+2}\right).$$

После того как определены необходимые величины, с помощью зависимости (10) определяем информационный сигнал. Как правило, этот сигнал сильно зашумлен ошибками вычислений. Поэтому на заключительном этапе извлечения информационного сигнала целесообразно применение алгоритмов сглаживания, позволяющих устранить высокочастотные случайные составляющие в сигнале. Поскольку в нашем исследовании численное моделирование осуществляется с помощью пакета MAHTCAD, то для сглаживания используется встроенная наиболее устойчивая функция medsmooth, осуществляющая сглаживание методом скользящей медианы. Удовлетворительных результатов удается добиться при ширине окна сглаживания, большей семи, рядом стоящих значений извлеченного сигнала. Соответствующие графические зависимости приведены на рис. 2. Таким образом, если канал связи не зашумлен, то с помощью простых алгоритмов обработки принимаемого сигнала из него удается извлечь практически неискаженный информационный сигнал.

Аддитивное введение в состав принимаемого сигнала высокочастотного белого гауссовского шума со среднеквадратичным отклонением $\sigma_s = 0{,}001$ без его предварительной фильтрации требует для извлечения информационного сигнала процедуры сглаживания с использованием не менее 100 отсчетов. Увеличение σ_s до 0,1 делает практически невозможным извлечение информационного сигнала с помощью



а



б

Рис. 2. Сравнение переданных w_1 и w_2 и соответственно извлеченных на приемной стороне wi_1 и wi_2 информационных сигналов при ширине окна сглаживания, равной 15 (*а*) и равной 7 (*б*)

описанного алгоритма без предварительной фильтрации принимаемого сигнала.

Дискретные системы. Рассмотрим передачу информации с помощью колебаний дискретного хаотического генератора Лоци, описываемого двумерным отображением [4, 5]:

$$\begin{aligned} x_{n+1} &= -a\,|x_n| + 3 + 1,0y_n, \\ y_{n+1} &= bx_n. \end{aligned} \tag{11}$$

Временнóй ряд, содержащий информационные сигналы, формируется с помощью программы-функции, осуществляющей наложение информационных сигналов на несущее колебание путем аддитивного модулирования параметров a и b:

$$a = a_0 + \alpha w_1(t),$$
$$b = b_0 + \alpha w_2(t),$$

где $w_1(t)$ и $w_2(t)$ — информационные сигналы, в качестве которых используются колебания первого и второго каналов генератора Чуа, рассмотренного ранее.

В качестве опорных значений управляющих параметров a и b будем использовать значения $a_0 = 1{,}65$, $b_0 = 0{,}25$. Значение масштабного параметра α принимается равным 0,1. Таким образом, уравнение генератора передатчика, формирующего выходной сигнал с наложенным информационным сигналом, приобретает вид

$$\begin{aligned} x_{n+1} &= -\left(a_0 + \alpha w_1(n\Delta t)\right)|x_n| + 3 + 1,0 y_n, \\ y_{n+1} &= \left(b_0 + \alpha w_2(n\Delta t)\right) x_n. \end{aligned} \tag{12}$$

Реализация колебаний передатчика с наложенными информационными сигналами и фазовый портрет колебаний генератора Лоци, управляемого сигналом генератора Чуа, приведены на рис. 3.

Пусть в канал связи передается компонента сигнала y. На приемной стороне известен временно́й ряд y_i, $i = 1, \ldots, N$; остаются неизвестными: временно́й ряд x_i и информационные составляющие w_1 и w_2. Легко видеть, что для определения неизвестных на приемной стороне значений x_n, x_{n+1}, $w_{1,n} = w_1(n\Delta t)$ и $w_{2,n} = w_2\,(n\Delta t)$ необходимо знать четыре значения временно́го ряда y_i: y_n, y_{n+1}, y_{n+2} и y_{n+3}. Действительно, из второго уравнения системы (12) следует

$$x_n = \frac{y_{n+1}}{(b_0 + \alpha w_{2,n})},$$
$$x_{n+1} = \frac{y_{n+2}}{(b_0 + \alpha w_{2,n})}.$$

Подставляя эти соотношения в первое уравнение системы (12) и записывая его для двух последовательных состояний, получим систему уравнений для определения информационных составляющих w_1 и w_2. Опуская промежуточные выкладки, запишем окончательные выражения для w_1 и w_2:

$$\begin{gathered} w_{2,n} = \frac{1}{\alpha}\left(\frac{y_{n+3} - y_{n+2}\left|\dfrac{y_{n+2}}{y_{n+1}}\right|}{-\left|\dfrac{y_{n+2}}{y_{n+1}}\right|(y_n + 3) + y_{n+1} + 3} - b_0\right), \\ w_{1,n} = \frac{1}{\alpha}\left|\frac{b_0 + \alpha w_{2,n}}{y_{n+1}}\right|\left(3 + y_n - \frac{y_{n+2}}{b_0 + \alpha w_{2,n}}\right) - \frac{a_0}{\alpha}. \end{gathered} \tag{13}$$

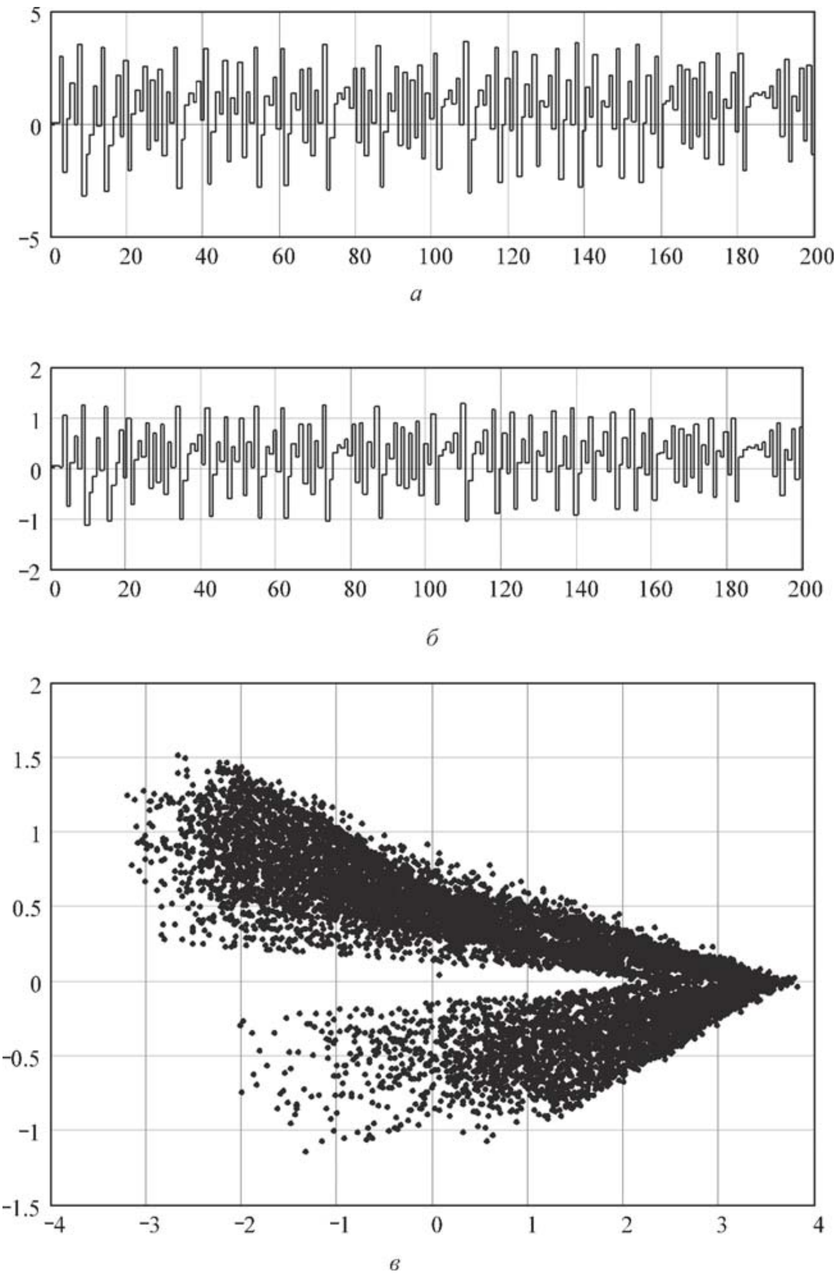


Рис. 3. Реализации (*а, б*) и фазовый портрет (*в*) несущих колебаний дискретного генератора Лоци, управляемого информационным генератором Чуа

Таким образом, минимальный отрезок временно́го ряда, необходимый для извлечения информационных сигналов, состоит из четырех членов. Естественно, на протяжении этого отрезка значения w_1 и w_2 предполагаются постоянными.

Извлеченные с помощью алгоритма (13) сигналы в сравнении с переданными приведены на рис. 4. Если канал связи не зашумлен, то,

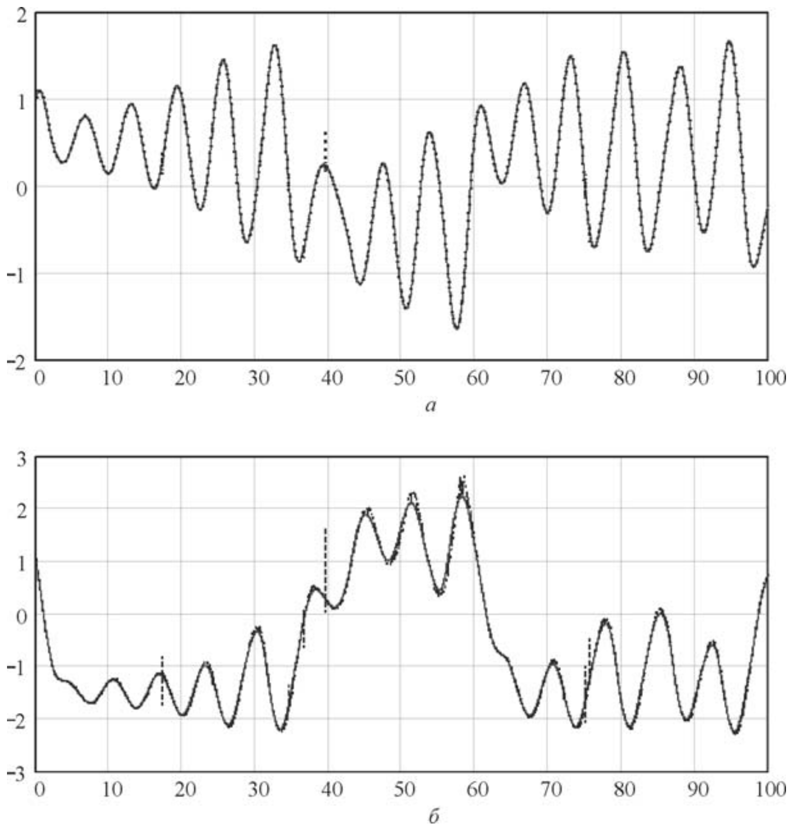


Рис. 4. Сравнение переданных w_1 и w_2 и извлеченных на приемной стороне wi_1 и wi_2 информационных сигналов при ширине окна сглаживания, равной 5 (*а*) и равной 7 (*б*) (шумы в канале связи отсутствуют)

применяя процедуру сглаживания полученных рядов с шириной окна, большей десяти членов, удается достичь практически идеального воспроизведения информационных сигналов.

Аддитивное введение в принимаемый сигнал высокочастотного белого гауссовского шума со среднеквадратичным отклонением до $\sigma_s = 0{,}01$ без его предварительной фильтрации требует для извлечения информационного сигнала процедуры сглаживания с незначительным увеличением окна сглаживания до 25 отсчетов. Увеличение σ_s до 0,05 при том же уровне информационного сигнала требует увеличения ширины окна сглаживания по второму каналу до 55 отсчетов, по первому — до 225 (рис. 5). Таким образом, более устойчивым к зашумлению оказывается первый канал. Возможно это является следствием того, что информация передается по второму каналу. В целом, можно сделать вывод о достаточно высокой для хаотических генераторов помехоустойчивости дискретного генератора Лоци [4, 5].

В качестве второго примера использования дискретных хаотических генераторов для передачи информации рассмотрим использова-

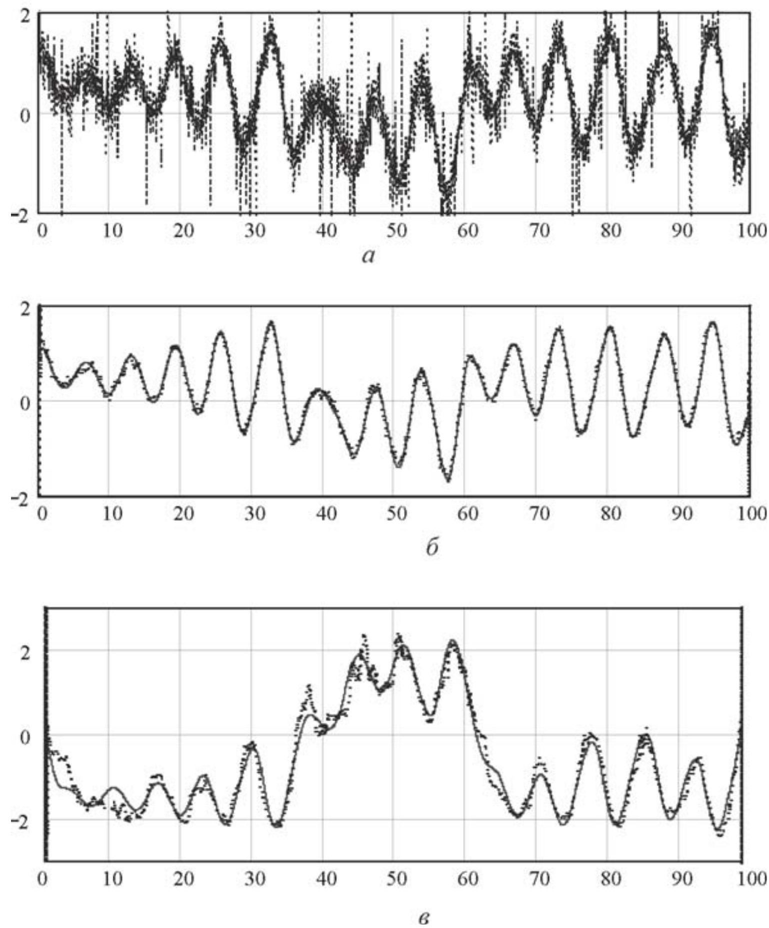


Рис. 5. Сравнение переданных w_1 и w_2 и соответственно извлеченных на приемной стороне wi_1 и wi_2 информационных сигналов при наличии гауссовского шума в канале связи со среднеквадратичным отклонением $\sigma_s = 0{,}05$ при ширине окна сглаживания, равной 5 (*а*), 55 (*б*) и 225 (*в*)

ние для генерации несущих колебаний генератора Хенона, описываемого двумерным отображением

$$x_{n+1} = 1 - ax_n^2 + y_n,$$
$$y_{n+1} = bx_n, \tag{14}$$

где a и b — управляющие параметры [4, 5].

В качестве информационных сигналов используются колебания первого $\alpha_1 w_1(t)$ и второго $\alpha_2 w_2(t)$ каналов генератора Чуа, рассмотренного ранее. Наложение информационных сигналов на несущие колебания осуществляется модулированием управляющих параметров a и b:

$$a = a_0 + \alpha_1 w_1\left(t\right),$$

$$b = b_0 + \alpha_2 w_2\left(t\right),$$

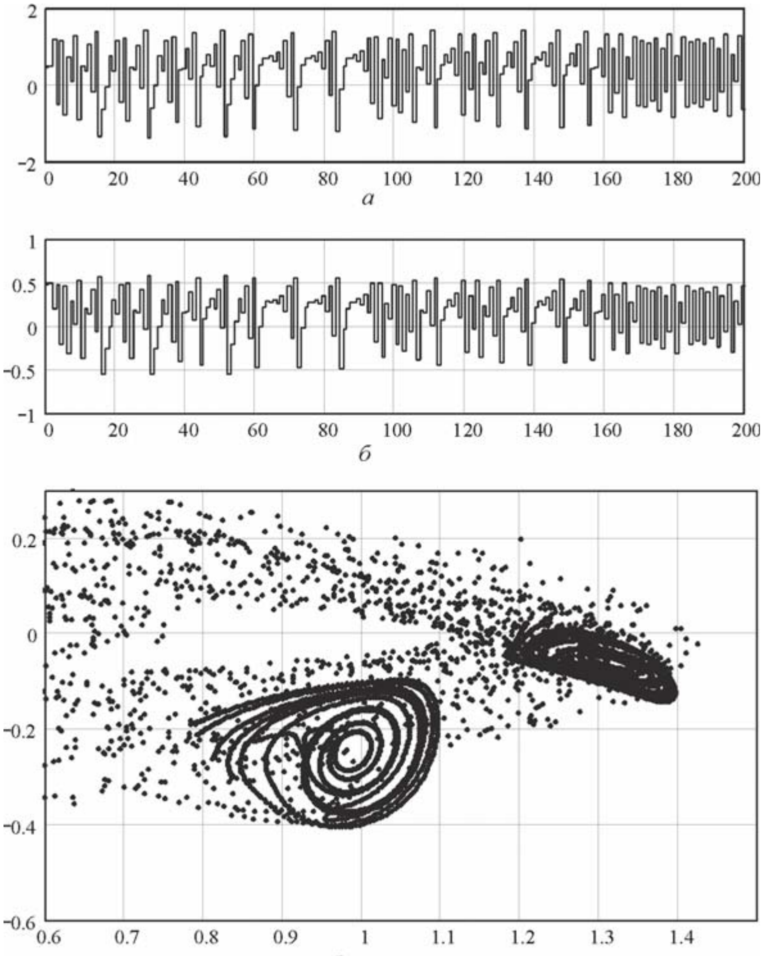


Рис. 6. Реализации (*а, б*) и фазовый портрет (*в*) несущих колебаний дискретного генератора Хенона, управляемого информационным генератором Чуа

где α_1 и α_2 — масштабные коэффициенты, используемые для того, чтобы сохранить хаотический режим колебаний несущего генератора;a_0 и b_0 — опорные значения управляющих параметров. Соответствующие реализации и фазовый портрет колебаний генератора Хенона с наложенным информационным сигналом генератора Чуа приведены на рис. 6. При $a_0 = 1{,}1$, $b_0 = 0{,}3$ и увеличении масштабных коэффициентов с $\alpha_1 = \alpha_2 = 0{,}02$ до $\alpha_1 = \alpha_2 = 0{,}1$ происходит изменение аттрактора Хенона, заключающееся в появлении линейных многообразий в точечных множествах.

Получим общие соотношения для определения информационных сигналов исходя из того, что по каналу связи передается компонента y_i. Для того чтобы свести отображение (14) к виду (7), сделаем замену переменных

$$z_n = bx_n.$$

В новых переменных отображение Хенона принимает вид

$$y_{n+1} = z_n,$$
$$z_{n+1} = b - \frac{a}{b} z_n^2 + b y_n.$$

Исключив из этих соотношений переменную z_n, получим рекуррентное соотношение, связывающее последовательные отсчеты сигнала y с параметрами a и b, включающими в себя информационные сигналы:

$$y_{n+2} = b - \frac{a}{b} y_{n+1}^2 + b y_n. \tag{15}$$

Для определения информационных параметров a и b необходимы два уравнения, которые можно получить, записав соотношение (15) для четырех последовательных отсчетов сигнала y:

$$\begin{aligned} y_{n+2} &= b - \frac{a}{b} y_{n+1}^2 + b y_n, \\ y_{n+3} &= b - \frac{a}{b} y_{n+2}^2 + b y_{n+1}. \end{aligned} \tag{16}$$

Из этих уравнений легко определяются параметры a и b, если использовать четыре последовательных отсчета передаваемого сигнала y_n, y_{n+1}, y_{n+2}, y_{n+3}, известные на приемной стороне. Из первого уравнения системы (16) получаем выражение для информационного параметра a:

$$a = \frac{b}{y_{n+1}^2} \left[b\,(1 + y_n) - y_{n+2} \right]. \tag{17}$$

Подставляя значение параметра a во второе уравнение системы (16), получим выражение для информационного параметра b:

$$b = \frac{y_{n+3} - \dfrac{y_{n+2}^3}{y_{n+1}^2}}{\left(\dfrac{y_{n+2}}{y_{n+1}} \right)^2 (1 + y_n) + y_{n+1} + 1}. \tag{18}$$

Поскольку $a = a_0 + \alpha_1 w_1(t)$, $b = b_0 + \alpha_2 w_2(t)$, то для информационных сигналов окончательно имеем следующие соотношения:

$$\begin{aligned} w_{1,n} &= \frac{b_0 + \alpha_2 w_{2,n}}{\alpha_1 y_{n+1}^2} \left[(b_0 + \alpha_2 w_{2,n})\,(1 + y_n) - y_{n+2} \right] - \frac{a_0}{\alpha_1}, \\ w_{2,n} &= \frac{y_{n+3} - \dfrac{y_{n+2}^3}{y_{n+1}^2}}{\alpha_2 \left[- \left(\dfrac{y_{n+2}}{y_{n+1}} \right)^2 (1 + y_n) + y_{n+1} + 1 \right]} - \frac{b_0}{\alpha_2}. \end{aligned} \tag{19}$$

Извлеченные в соответствии с (19) сигналы wi_1 и wi_2 в сравнении с переданными w_1 и w_2 приведены на рис. 7.

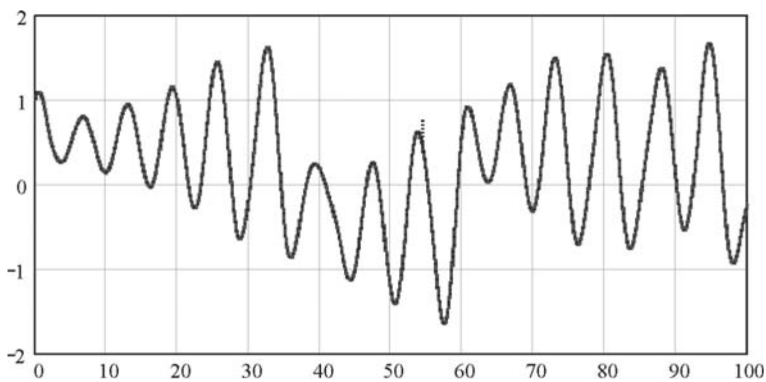
Для того чтобы продемонстрировать возможность передачи информационных сигналов других форм, рассмотрим применение в качестве генератора информационных сигналов хаотический генератор Рёсслера, который описывается системой дифференциальных уравнений первого порядка:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= -\left(y + z\right), \\ \dot{y} &= x + \alpha y, \\ \dot{z} &= \beta + z\left(x - \gamma\right).\end{aligned}$$

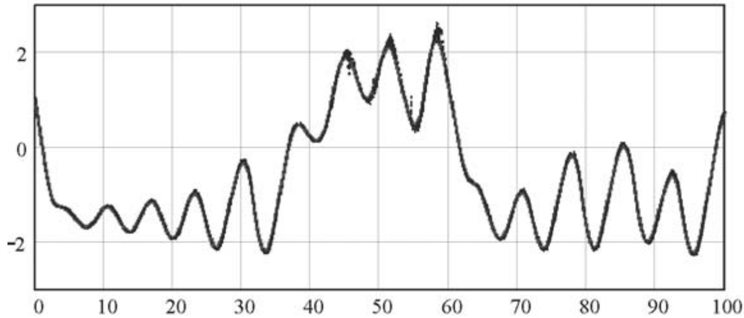
Генератор Рёсслера обладает свойствами линейного осциллятора с отрицательным коэффициентом затухания и обратной связью

$$\ddot{y} - \alpha\dot{y} + y = -z.$$

В связи с тем, что генератор Рёсслера со значениями управляющих параметров $\alpha = 0{,}15$, $\beta = 0{,}2$, $\gamma = 10$ формирует колебания



а



б

Рис. 7. Сравнение переданных w_1 и w_2 и соответственно извлеченных на приемной стороне wi_1 и wi_2 информационных сигналов генератора Чуа, переданных с помощью генератора Хенона, при ширине окна сглаживания, равной 3 (*а*) и 7 (*б*). Шумы в канале связи отсутствуют

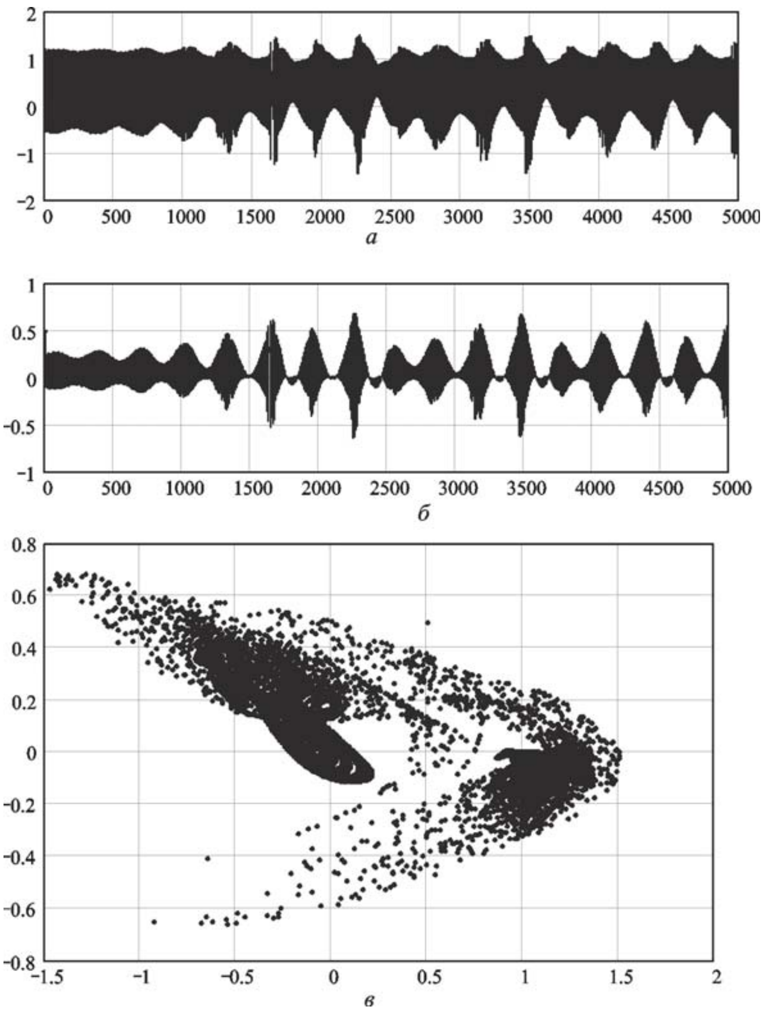


Рис. 8. Реализации (*а, б*) и фазовый портрет (*в*) несущих колебаний дискретного генератора Хенона, управляемого информационным генератором Рёсслера

с большой амплитудой, в пределах ± 15 относительных единиц, приходится использовать малые значения масштабных коэффициентов $\alpha_i \sim 0{,}01 \ldots 0{,}02$. Реализации и фазовый портрет колебаний генератора Хенона, управляемого информационным генератором Рёсслера, приведены на рис. 8.

Из сравнения извлеченных и переданных сигналов (рис. 9) следует, что информационный сигнал второго канала извлекается с достаточно высокой точностью и для этого требуется небольшая ширина окна сглаживания (приблизительно 11 отсчетов). Для удовлетворительного воспроизведения сигнала, передаваемого по первому каналу, требуется большая ширина окна сглаживания (приблизительно 55 отсчетов).

Выводы. Реализация преимуществ хаотических носителей информации требует поиска новых методов извлечения информации из хао-

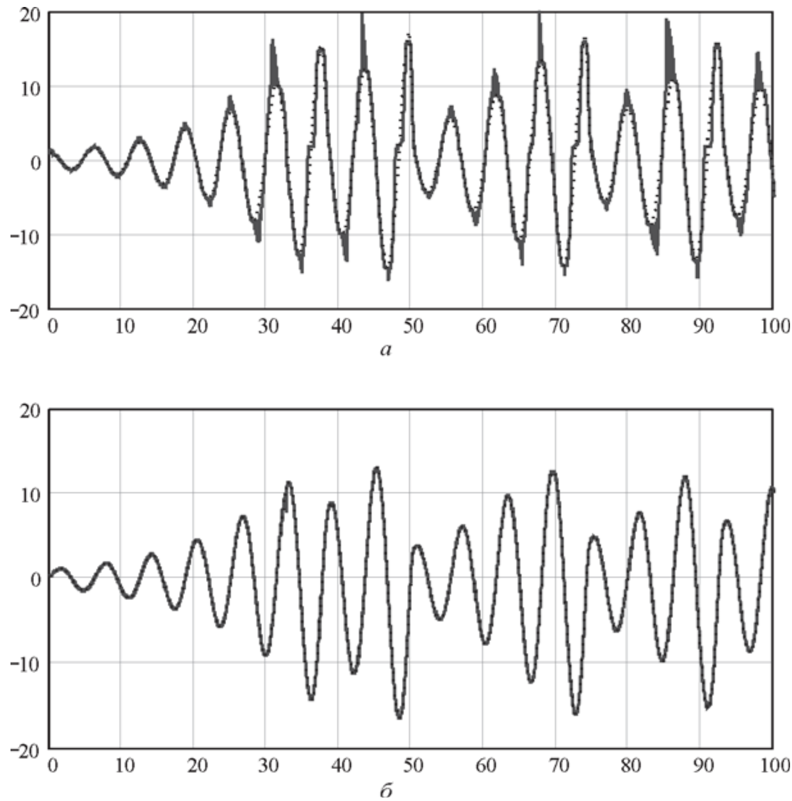


Рис. 9. Сравнение переданных x_R и y_R и соответственно извлеченных на приемной стороне xi_R и yi_R информационных сигналов генератора Рёсслера, переданных с помощью генератора Хенона

тического сигнала передатчика. В настоящей статье рассмотрено применение методов реконструкции непрерывных и дискретных динамических систем в задачах передачи информации с помощью хаотических колебаний.

Рассмотрен частный случай реконструкции динамической системы по временному ряду принятого сигнала, когда на приемной стороне известна математическая модель динамической системы — генератора передатчика. Целью реконструкции является извлечение из принятого сигнала информационной составляющей. Для хаотических генераторов Дуффинга, Лоци и Хенона, используемых в качестве генераторов несущих колебаний, разработаны алгоритмы формирования временны́х рядов сигналов передатчиков и извлечения из этих рядов информации с учетом шумов в канале связи. В качестве генераторов информационных сигналов, управляющих работой генераторов несущих колебаний, использовались широкополосные хаотические генераторы Чуа и Рёсслера.

На основании проведенного исследования можно сделать вывод о перспективности применения методов реконструкции динамических систем для извлечения информации из хаотических сигналов, особенно при использовании дискретных хаотических генераторов в качестве генераторов несущих колебаний. При использовании процедуры сглаживания даже в присутствии шумов в канале связи путем обработки временных рядов сигналов передатчика удается на приемной стороне достаточно точно воспроизвести информационные сигналы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Дмитриев А. С., Панас А. И. Динамический хаос: новые носители информации для систем связи. – М.: Физматлит, 2002. – 252 с.
2. Анищенко В. С., Астахов В. В., Владивасова Т. Е. и др. Нелинейные эффекты в хаотических и стохастических системах. – Москва–Ижевск: Ин-т компьютерных иследований, 2003. – 544 с.
3. Демидович Б. П., Марон И. А. Основы вычислительной математики. – М.: Наука, 1966. – 664 с.
4. Шахтарин Б. И., Сидоркина Ю. А., Аливер В. Ю., Кобылкина П. И. Исследование режимов генераторов хаоса // Радиотехника и электроника. – 2003. – Т. 48, № 12. – С. 1471–1483.
5. Кобылкина П. И., Сидоркина Ю. А., Морозова В. Д. Источники хаотических колебаний с дискретным временем // Научный вестник МГТУ ГА. Сер. Радиофизика и радиотехника – 2003. – № 62. – С. 140–147.

Статья поступила в редакцию 27.12.2004

Борис Ильич Шахтарин родился в 1933 г., окончил в 1958 г. Ленинградскую Военно-воздушную инженерную академию им. А.Ф. Можайского и в 1968 г. ЛГУ. Д-р техн. наук, профессор МГТУ им. Н.Э. Баумана. Лауреат Государственной премии СССР, заслуженный деятель науки и техники РФ. Автор более 200 научных работ, в том числе 4 книг, в области анализа и синтеза систем обработки сигналов.

B.I. Shakhtarin (b. 1933) graduated from the Leningrad Air Force Engineering Academy n.a. A. F. Mozhaysky in 1958, and from Leningrad State University in 1968. D. Sc. (Eng.), professor of the Bauman Moscow State Technical University. USSR State Prize winner, RF Honoured Worker of science and technology. Author of more than 200 publications, among them 4 books, in the field of analysis and synthesis of signal processing systems.

Кобылкина Полина Ивановна родилась в 1983 году, студентка кафедры “Автономные информационные и управляющие системы” МГТУ им. Н.Э. Баумана. Автор 12 научных работ, посвященных исследованию нелинейных динамических систем и использованию хаотических колебаний для передачи информации.

P.I. Kobylkina (b. 1983) is a student of “Autonomous Information and control systems” department of the Bauman Moscow State Technical University. Author of 12 publications in the field of research of nonlinear dynamical systems.