

УДК 681.3:519.62

С.Б. ПРИХОДЬКО

*Национальный университет кораблестроения имени адмирала Макарова, Украина***ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТЬ СИСТЕМЫ ЦИФРОВОЙ СВЯЗИ, ОСНОВАННОЙ НА ПРИМЕНЕНИИ МАНИПУЛЯЦИИ СЛУЧАЙНОГО ПРОЦЕССА**

Рассмотрена помехозащищенность системы цифровой связи, основанной на применении в качестве носителя информации случайного процесса (сигнала), который генерируется стохастической дифференциальной системой. Получено, что детектирование информации из случайного сигнала может быть осуществлено до значений отношения энергии информационного сигнала к энергии шума, равных $-1,6$ дБ.

помехозащищенность, система связи, манипуляция случайного процесса**Введение**

В процессе разработки системы цифровой связи всегда стремятся обеспечить ее максимально возможную защищенность от воздействия помех. При этом стараются уменьшить отношение энергии информационного сигнала, приходящейся на один передаваемый бит, к энергии шума E_b/E_n , при котором обеспечивается детектирование информации. В настоящее время большую часть улучшения величины E_b/E_n можно получить за счет применения турбокодов [1]. Так, для систем цифровой связи, в которых используется некодированная двоичная фазовая манипуляция, за счет применения турбокодов значение E_b/E_n может быть уменьшено с 9,6 дБ до 0,3 дБ при вероятности появления битовой ошибки 10^{-5} [1]. Другой путь снижения отношения E_b/E_n – применить наряду с кодированием более эффективную манипуляцию. Одной из таковых является так называемая манипуляция случайного процесса (stochastic process shift keying, SPSK). Это название впервые было введено в работе [2] и оно отражает метод кодирования цифровой информации, при котором на заданном временном интервале один случайный процесс представляет бит нуль, а другой случайный процесс представляет бит единица.

В [2] в качестве таких случайных процессов было предложено применять процессы авторегре-

сии/скользящего среднего и продемонстрирована практическая реализация на примере двух процессов авторегрессии третьего порядка. Полученные в [2] практические результаты с точки зрения отношения E_b/E_n оказались весьма скромными: 20 дБ при вероятности появления битовой ошибки 10^{-5} . В [3] было предложено создавать несущие информацию случайные процессы (сигналы) с помощью стохастической дифференциальной системы (СДС). При этом через параметры СДС передатчика в случайный процесс подмешиваются данные и синхросигнал. Извлечение данных в приемнике осуществляется по принятому случайному сигналу на основе двух основных процедур: процедуры детектирования синхросигнала (фиксации момента изменения параметров СДС, задающих информацию) и процедуры детектирования информации (оценки параметров СДС). В качестве первой процедуры было предложено использовать дискриминантную процедуру, которая основана на сравнении вероятностных характеристик случайного процесса в двух соседних временных окнах. Вторая процедура – процедура оценки параметров СДС или параметрической идентификации СДС, построена на основе метода моментов. В [4] была показана практическая реализация предложенного в [3] способа передачи данных при воздействии на случайный сигнал в канале связи широкополосных помех до значений отношения энергии сигнала к энергии шума, равных $-0,5$ дБ.

Цель данной работы состоит в том, чтобы показать возможность создания помехоустойчивой системы связи, основанной на модификации предложенного в [3] способа передачи данных с помощью случайных процессов (сигналов), которая могла обеспечить передачу данных при воздействии на сигнал в канале связи широкополосных помех до значений отношения энергии сигнала к энергии шума, равных $-1,6$ дБ.

Теоретическое решение

Пусть случайный сигнал – компонента случайного процесса $\mathbf{x}(t)$ – генерируется СДС, поведение которой описывается стохастическим дифференциальным уравнением (СДУ) Ито вида

$$d\mathbf{x} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \boldsymbol{\theta}, t)dt + \mathbf{G}(\mathbf{x}, \boldsymbol{\theta}, t)d\mathbf{W}(t), \quad (1)$$

где $d\mathbf{W}(t)$ – векторный процесс Винера; $\boldsymbol{\theta}$ – вектор управляющих параметров (параметров, через которые вводятся информация и синхросигнал).

Последовательность значений компоненты случайного процесса $\mathbf{x}(t)$ можно получить, если для (1) записать разностные уравнения, используя один из методов численного решения СДУ. Для метода Эйлера эти уравнения можно представить как

$$\mathbf{x}_{i+1} = \mathbf{x}_i + \mathbf{f}(\mathbf{x}_i, \boldsymbol{\theta}, t_i)\Delta t + \mathbf{G}(\mathbf{x}_i, \boldsymbol{\theta}, t_i)n(t_i)\Delta t, \quad (2)$$

где $n(t_i)$ – значение белого шума в момент времени t_i ; Δt – шаг дискретизации по времени.

Из (2) находятся значения одной из компонент случайного процесса – случайного сигнала, который используется в качестве носителя информации. В дальнейшем этот сигнал будем обозначать через $x(t)$. Предположим, что сигнал $x(t)$ при прохождении зашумленного канала связи подвергается воздействию аддитивного белого гауссового шума $m(t)$. Тогда в приемник поступает сигнал $y(t)$, последовательность значений которого можно записать как $y(t_i) = x(t_i) + m(t_i)$.

Задача приемника состоит в восстановлении компонент вектора $\boldsymbol{\theta}$ по значениям сигнала $y(t)$.

При этом сначала должен быть восстановлен синхросигнал.

В данной работе, как и в [3, 4], для решения задачи восстановления синхросигнала предлагается использовать дискриминантную процедуру, которая основана на сравнении вероятностных характеристик случайного процесса в двух соседних временных окнах и позволяет обнаруживать импульсные изменения управляющих параметров, наблюдая за изменениями значений величины:

$$H(i) = \frac{[\bar{d}_1(i) - \bar{d}_2(i)]^2}{S_1^2(i) + S_2^2(i)}, \quad (3)$$

где $\bar{d}_1(i)$, $\bar{d}_2(i)$ и $S_1^2(i)$, $S_2^2(i)$ – выборочные средние и выборочные дисперсии дискриминантной функции $d(j)$ в двух соседних временных окнах $(i - 2N_w + 1, i - N_w)$ и $(i - N_w + 1, i)$ длиной N_w .

В качестве значений дискриминантной функции в i -й момент времени в формуле (3) предлагается брать не значения сигнала $y(t)$ как в [4], а значения сигнала $z_k(t)$, который формируется с помощью фильтра – СДС той же структуры, что СДС передатчика, и соответствующими управляющими параметрами, на вход которого подается сигнал $y(t)$. При этом последовательность значений сигнала $z_k(t)$ описывается как

$$z_{k,i+1} = z_{k,i} + f_k(z_{k,i}, \boldsymbol{\theta}, t_i)\Delta t + g_k(z_{k,i}, \boldsymbol{\theta}, t_i)y(t_i)\Delta t. \quad (4)$$

После восстановления синхросигнала переходим к решению второй задачи – детектирования информации из сигнала $y(t)$. Для детектирования информации из сигнала $y(t)$ можно предложить два способа. Первый способ – традиционный. Он основан на использовании корреляционного приемника [4], состоящего из M корреляторов, выполняющих преобразование принятого сигнала $y(t)$ в последовательность M чисел или выходов коррелятора $r_k(T)$ ($k = 1, \dots, M$).

Каждый выход коррелятора описывается следующим интегралом:

$$r_k(T) = \int_0^T y(t) z_k(t) dt, \quad k = 1, \dots, M, \quad (5)$$

где $z_k(t)$ – k -й опорный сигнал, поступающий в k -й коррелятор. Далее значения $r_k(T)$ поступают в компаратор, который выбирает сигнал $z_k(t)$ с максимальным $r_k(T)$. Сложность использования корреляционного приемника для детектирования информации из случайного сигнала $y(t)$ состоит в формировании опорных сигналов. Последовательность значений опорного сигнала $z_k(t)$ предлагается, как и в [4], формировать с помощью уравнения (4).

Заметим, данный способ детектирования информации основан на принятии решения лишь по максимальному значению одного статистического момента, что делает его менее помехоустойчивым по сравнению с теми способами, в которых выбор осуществляется по большему числу моментов.

К таковым можно отнести предлагаемый здесь второй способ детектирования информации, основанный на решении задачи параметрической идентификации – оценки $\hat{\theta}$ компонент вектора θ СДС по принятому сигналу $y(t)$. Суть этого способа состоит в следующем. По сигналу $y(t)$ находят оценки соответствующих статистических моментов α . Оценка $\hat{\theta}$ определяется обобщенным методом моментов в результате решения следующей задачи:

$$\hat{\theta} = \arg \min_{\theta} \{ \mathbf{m}(\theta, \alpha) \}^T \mathbf{\Omega} \{ \mathbf{m}(\theta, \alpha) \}, \quad (6)$$

где $\mathbf{m}(\theta, \alpha)$ – вектор моментных условий; $\mathbf{\Omega}$ – положительная полуопределенная матрица. Вектор моментных условий $\mathbf{m}(\theta, \alpha)$ и матрица $\mathbf{\Omega}$ могут быть получены на основе формулы Ито и уравнения (1) так, как это предложено в [5].

Найденные оценки компонент вектора $\hat{\theta}$ сравнивают с возможными вариантами комбинаций компонент вектора θ . Для каждого k -го варианта вычисляют норму соответствующих относительных погрешностей оценок $\hat{\theta}$:

$$\| \varepsilon_k \| = \sum_j \left| \frac{\hat{\theta}_j - \theta_j}{\theta_j} \right|. \quad (7)$$

По минимальному значению нормы $\| \varepsilon_k \|$ выбирают значения компонент вектора θ и переданные данные, которые им соответствуют.

Предложенный способ рассмотрим для случая, когда случайный сигнал $x(t)$ генерируется СДС, поведение которой описывается СДУ:

$$\ddot{x} + b_1 \dot{x} + b_2 | \dot{x} | \dot{x} + c_1 x + c_3 x^3 + c_5 x^5 + c_7 x^7 + c_9 x^9 = n(t), \quad (8)$$

где $n(t)$ – белый шум с интенсивностью N_0 .

Обозначив $x_1 = x$, а $x_2 = \dot{x}$ и преобразовав уравнение (8) в систему уравнений 1-го порядка, применяя метод Эйлера для этой системы, получим следующие разностные уравнения:

$$\begin{aligned} x_{1_{i+1}} &= x_{1_i} + x_{2_i} \Delta t; & x_{2_{i+1}} &= x_{2_i} - \\ & - \left(b_1 x_{2_i} + b_2 | x_{2_i} | x_{2_i} + c_1 x_{1_i} + c_3 x_{1_i}^3 + \right. & (9) \\ & \left. + c_5 x_{1_i}^5 + c_7 x_{1_i}^7 + c_9 x_{1_i}^9 \right) \Delta t + \zeta_i \sqrt{N_0 \Delta t}, \end{aligned}$$

где ζ_i – i -е значение нормально распределенной случайной величины с нулевым математическим ожиданием и дисперсией, равной единице.

Уравнения (9) применяются для генерации случайного сигнала $x(t)$, в качестве которого выбрана компонента x_2 . При этом параметры c_1, c_3, c_5, c_7 и c_9 используются как управляющие: через параметры c_3, c_5 и c_7 задают данные, через изменение параметра c_1 задают синхронизацию, а параметр c_9 используют для контроля правильности декодирования информации (аналог контрольной суммы). Отметим, что в данной работе, в отличие от [3, 4], предлагается синхронизацию формировать в виде отдельных случайных сигналов, которые генерируются СДС передатчика перед созданием случайного сигнала, несущего данные. При этом длительность синхросигнала должна составлять примерно 10% от длины информационного сигнала. Указанная модификация должна позволить существенно снизить отношение E_b/E_n .

Сигнал x_2 при прохождении канала связи подвергается воздействию аддитивного белого гауссового шума $m(t)$ с интенсивностью N_m . Тогда в приемник поступает сигнал $y(t)$, значения которого находятся как $y_i = x_{2_i} + \zeta_i \sqrt{N_m/\Delta t}$.

Формирование случайного сигнала $z_k(t)$ осуществляется с помощью следующих уравнений:

$$\begin{aligned} z_{1_{i+1}} &= z_{1_i} + z_{2_i} \Delta t; & z_{2_{i+1}} &= z_{2_i} - \\ & - (b_1 z_{2_i} + b_2 |z_{2_i}| z_{2_i} + c_1 z_{1_i} + c_3 z_{1_i}^3 + \\ & + c_5 z_{1_i}^5 + c_7 z_{1_i}^7 + c_9 z_{1_i}^9) \Delta t + y_i \Delta t. \end{aligned} \quad (10)$$

Оценка параметров СДУ (8) выполняется обобщенным методом моментов путем решения задачи (6) с моментными условиями, приведенными в [5].

Практические результаты

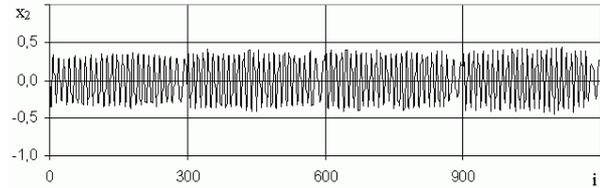
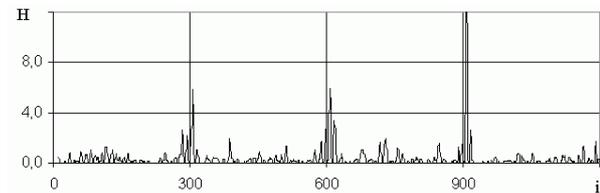
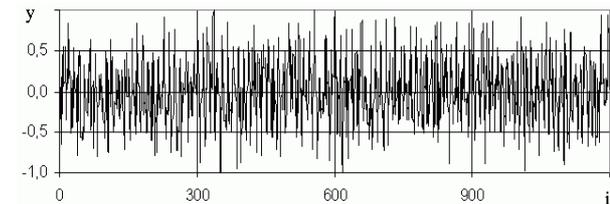
На основе уравнений (9) осуществлялось компьютерное моделирование случайного сигнала $x(t)$ – компоненты x_2 . В формировании x_2 участвовал двоичный информационный сигнал, который вводился через параметры c_3 и c_5 . Использовались четыре значения c_3 (3; 5; 7; 9) и четыре значения c_5 (–34, –23, –12, –1), позволяющие кодировать четыре бита. Параметр c_7 для ввода данных не использовался и брался равным –1. Параметр c_9 применялся для контроля правильности декодирования информации. Значения c_9 приведены в табл. 2. Путем изменения значения c_1 с 1 до 0,5 формировался синхросигнал. При этом значения параметров c_3 , c_5 , c_7 и c_9 задавались равными нулю. Изменения параметров c_1 , c_3 и c_5 в i -е моменты времени приведены в табл. 1. Соответствующий им случайный сигнал x_2 показан на рис. 1 ($b_1 = 0,04$; $b_2 = 2,0$; $N_0 = 4,44 \cdot 10^{-4}$). На рис. 2 изображен сигнал $y(t)$, полученный аддитивным наложением шума $m(t)$ с интенсивностью $N_m = 4,48 \cdot 10^{-2}$ на сигнал x_2 . Значения величины $H(i)$ в i -е моменты времени приведены на рис. 3.

Таблица 1

Изменения параметров

Временной интервал	Параметры		
	c_1	c_3	c_5
0-270	1,0	3	–1
270-300	0,5	0	0
300-570	1,0	5	–12
570-600	0,5	0	0
600-870	1,0	5	–12
870-900	0,5	0	0
900-1170	1,0	7	–23
1170-1200	0,5	0	0

В качестве значений дискриминантной функции в формуле (3) брались значения сигнала $z_1(t)$, которые находились по уравнениям (10). Временные окна имели длину 10 отсчетов.

Рис. 1. Случайный сигнал x_2 Рис. 2. Случайный сигнал y Рис. 3. Изменение $H(i)$ для сигнала y

На основе рис. 3 можно отметить, что величина $H(i)$ реагирует на изменения управляющих параметров СДС, что указывает на возможность применения дискриминантной процедуры для распознавания синхросигнала и при наличии шума, даже когда энергия шума превосходит энергию полезного сигнала. В данном варианте моделирования отношение дисперсии сигнала x_2 к дисперсии шума $m(t)$ составляло –1,6 дБ, а в пересчете на один бит это отношение уже равно –7,6 дБ. После восстановления

синхросигнала выполнялось детектирование данных. Для этого решалась задача (6). В результате ее решения для временного интервала [300, 570] были получены следующие оценки: $\hat{c}_3 = 3,79$; $\hat{c}_5 = -12,29$; $\hat{c}_9 = -18,92$. В табл. 2 даны значения нормы $\|\varepsilon_k\|$, которые вычислялись по формуле (7), и величины $\bar{r}_k(T)$ – отношения значения на выходе коррелятора $r_k(T)$, определяемого согласно (5), к произведению оценок среднеквадратических отклонений сигналов $y(t)$ и $z_k(t)$. Минимальному значению нормы $\|\varepsilon_k\|$, равному 0,268, и максимальному значению \bar{r}_k , равному 0,6628, соответствует седьмой вариант, для которого $c_3 = 5$ и $c_5 = -12$.

Таблица 2

Значения нормы $\|\varepsilon_k\|$ и величины $\bar{r}_k(T)$

k	c_3	c_5	c_9	$\ \varepsilon_k\ $	\bar{r}_k
1	3	-34	112,39	2,069	0,0032
2	3	-23	57,80	2,055	0,0813
3	3	-12	3,21	7,177	0,0736
4	3	-1	-51,38	12,179	-0,0216
5	5	-34	90,28	2,091	0,0112
6	5	-23	35,69	2,239	0,0492
7	5	-12	-18,90	0,268	0,6628
8	5	-1	-73,49	12,271	-0,2062
9	7	-34	68,17	2,375	0,2795
10	7	-23	13,58	3,318	-0,0996
11	7	-12	-41,01	1,022	-0,2533
12	7	-1	-95,60	12,547	0,0072
13	9	-34	46,06	2,629	-0,2541
14	9	-23	-8,53	1,247	0,0155
15	9	-12	-63,12	1,303	0,0184
16	9	-1	-117,71	12,704	-0,0908

Данные табл. 2 свидетельствуют о применимости предложенного способа детектирования цифровой информации, основанного на решении задачи параметрической идентификации обобщенным методом моментов. Также для детектирования информации можно использовать корреляционный приемник, в котором опорные сигналы формируются из принятого сигнала с помощью фильтров со структурой аналогичной СДС передатчика.

Выводы

В работе показана возможность создания помехоустойчивой системы связи, основанной на моди-

фикации предложенного в [3] способа передачи данных с помощью случайных сигналов. Предложен способ детектирования информации, основанный на решении задачи параметрической идентификации обобщенным методом моментов.

Компьютерное моделирование случайного сигнала, генерируемого нелинейной СДС передатчика в случае описания ее состояния СДУ 2-го порядка, а также результаты восстановления данных показали работоспособность предложенного способа детектирования цифровой информации при отношении энергии сигнала к энергии широкополосного шума до -1,6 дБ. В дальнейшем исследования планируется вести в направлении совершенствования математической модели СДС для увеличения скорости передачи данных.

Литература

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. – М.: Издательский дом “Вильямс”, 2003. – 1104 с.
2. Salberg A.-B., Hansen A. Secure digital communication by means of stochastic process shift keying: Principles and properties // Proceedings of NORSING-99, Asker, Norway. – 1999. – P. 48-53.
3. Приходько С.Б. Применение случайных сигналов для передачи информации в системах связи // Вісник ХНУ. – Хмельницький: ХНУ, 2005. – № 4. – Ч.1, Т.1 (68). – С. 248-251.
4. Приходько С.Б. Устойчивость от воздействия широкополосных помех системы связи, основанной на передаче случайных сигналов // Радіоелектронні і комп'ютерні системи. – 2006. – № 6 (18). – С. 210-214.
5. Приходько С.Б. Параметрическая идентификация стохастических дифференциальных систем по статистическим моментам выходных сигналов // Наукові праці ДНТУ. – Донецьк: ДНТУ, 2002. – Вип. 48. – С. 289-297.

Поступила в редакцию 8.02.2007

Рецензент: д-р техн. наук, проф. И.И. Коваленко, Национальный университет кораблестроения им. адм. Макарова, Николаев.