

УДК 681.3:519.62

С.Б. ПРИХОДЬКО

*Национальный университет кораблестроения им. адмирала Макарова, Украина***ПРИМЕНЕНИЕ ПИЛОТ-СИГНАЛОВ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ СИСТЕМЫ ЦИФРОВОЙ СВЯЗИ, ОСНОВАННОЙ НА ИСПОЛЬЗОВАНИИ МАНИПУЛЯЦИИ СЛУЧАЙНОГО ПРОЦЕССА**

Рассмотрено применение пилот-сигналов для повышения помехозащищенности системы цифровой связи, основанной на использовании в качестве носителя информации случайного процесса, 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 последнее время для повышения помехозащищенности систем цифровой связи предпринимаются попытки использования негармонических сигналов в качестве информационных несущих и новых видов манипуляции [1, 2]. Одной из таковых является так называемая манипуляция случайного процесса (stochastic process shift keying, SPSK).

Это название впервые было введено в работе [3] и оно отражает метод кодирования цифровой информации, при котором на заданном временном интервале один случайный процесс представляет значение бита равное нулю, а другой – значение единица. В [3] в качестве таких случайных процессов было предложено применять процессы авторегрессии/скользящего среднего и продемонстрирована возможность практической реализации на примере двух процессов авторегрессии третьего порядка. Полученные в [3] результаты с точки зрения отношения энергии информационного сигнала, приходящейся на один передаваемый бит, к энергии шума (E_b/E_n) оказались весьма скромными: 20 дБ при вероятности появления битовой ошибки 10^{-5} . В [4] было предложено создавать несущие информацию случайные процессы (сигналы) с помощью стохас-

тической дифференциальной системы (СДС), через параметры которой в случайный процесс подмешиваются данные и синхросигнал.

Извлечение данных в приемнике осуществляется по принятому случайному сигналу на основе двух основных процедур: детектирования синхросигнала и 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 базируется на методе моментов. В [1] была показана возможность практической реализации 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, а в [2] – до значений, равных $-1,6$ дБ (а в пересчете на один бит отношение E_b/E_n равно $-7,6$ дБ). В [5] за счет совместного применения SPSK и QAM (квадратурной амплитудной модуляции, КАМ) отношение E_b/E_n удалось снизить до $-10,6$ дБ. Заметим, что детектирование информации (оценка параметров СДС) может осу-

ществляются и при меньших отношениях сигнал/шум. Основное ограничение – это потеря синхронизации: дискриминантная процедура не всегда обеспечивает выделение синхросигнала при приближении отношения энергии сигнала к энергии шума к $-1,6$ дБ. Улучшить детектирование синхронизации можно за счет применения пилот-сигналов, которые широко используют в системах связи [6].

Цель данной работы состоит в том, чтобы показать возможность применения пилот-сигналов в системе цифровой связи, основанной на использовании SPSK и QAM, которая может обеспечить стабильную передачу данных при наличии в канале связи широкополосных помех до значений отношения энергии сигнала к энергии шума, равных $-1,6$ дБ.

Постановка задачи

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

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

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

Пусть на интервале времени Δ , когда параметры постоянны, случайный процесс $\mathbf{x}(t)$ – решение СДУ (1) на $\Delta = [0, T]$ с начальным условием $\mathbf{x}(0) = \mathbf{v}$. Также пусть случайный сигнал $y(t)$ – компонента случайного процесса $\mathbf{y}(t)$ – генерируется СДС, поведение которой описывается СДУ Ито с такой же структурой как (1), а на интервале времени Δ случайный процесс $\mathbf{y}(t)$ – решение этого СДУ на $\Delta = [0, T]$ с начальным условием $\mathbf{y}(0) = \mathbf{v}$.

Сигналы $x(t)$ и $y(t)$ поступают на входы модулятора КАМ. На выходе модулятора КАМ получаем

сигнал $s(t)$ с частотой несущей ω_c , который определяется как $s(t) = x(t)\cos\omega_c t + y(t)\sin\omega_c t$.

Предполагается, что в канал связи поступает сигнал $s(t)$ и все воздействия на $s(t)$ можно свести к воздействию аддитивного белого шума $m(t)$. На вход приемника приходит случайный процесс $z(t)$, который состоит из суммы $s(t)$ и $m(t)$. Требуется по процессу $z(t)$ восстановить синхросигнал и детектировать информацию (найти оценку вектора $\boldsymbol{\theta}$).

Теоретическое решение

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) находят значения случайного сигнала $x(t)$ – пилот-сигнала, который задает синхронизацию.

Аналогично находят значения сигнала $y(t)$, который несет информацию. На выходе модулятора КАМ получаем сигнал $s(t)$ со значениями $s(t_i) = x(t_i)\cos\omega_c t_i + y(t_i)\sin\omega_c t_i$. На входе приемника имеем случайный сигнал $z(t)$ со значениями $z(t_i) = s(t_i) + m(t_i)$. Сигнал $z(t)$ поступает на вход демодулятора КАМ. В результате демодуляции восстанавливаем сигналы $x(t)$ и $y(t)$, значения оценок которых находим как $\hat{x}(t_i) = z(t_i)\cos\omega_c t_i$ и $\hat{y}(t_i) = z(t_i)\sin\omega_c t_i$.

Для решения задачи восстановления синхросигнала предлагается использовать корреляционный

приемник, состоящий из М корреляторов. Каждый выход коррелятора описывается как

$$r_k(T) = \int_0^T \hat{x}(t) w_k(t) dt, \quad k=1, \dots, M, \quad (3)$$

где $w_k(t)$ – к-й опорный сигнал, поступающий в к-й коррелятор. Далее по значениям $r_k(T)$ вычисляются значения скользящего среднего $\tilde{r}_k(T)$. По максимальным значениям $\tilde{r}_k(T)$ осуществляют символьную синхронизацию. Предлагаемый корреляционный приемник отличается от известных [6] тем, что содержит после каждого коррелятора устройство для вычисления $\tilde{r}_k(T)$, значения которого и поступают в компаратор.

Сложность применения коррелятора для детектирования синхросигнала из случайного сигнала $\hat{x}(t)$ состоит в формировании опорных сигналов. Опорные сигналы $w_k(t)$ предлагается, как и в [1], генерировать с помощью фильтра – СДС той же структуры, что СДС передатчика, на вход которого подается сигнал $\hat{x}(t)$. Значения $w_k(t)$ определяются как

$$w_{k,t+1} = w_{k,t} + f_k(w_{k,t}, \theta, t_i) \Delta t + g_k(w_{k,t}, \theta, t_i) \hat{x}(t_i) \Delta t \quad (4)$$

Для детектирования информации из сигнала $\hat{y}(t)$ можно, как и в [1], предложить два способа. Первый способ базируется на использовании корреляционного приемника, который состоит из М корреляторов. Каждый выход коррелятора описывается интегралом (3). Далее значения $r_k(T)$ поступают в компаратор, который выбирает сигнал с максимальным $r_k(T)$.

Последовательность значений опорного сигнала $w_k(t)$ предлагается, как и в [1], формировать с помощью уравнения (4), заменив $\hat{x}(t)$ на $\hat{y}(t)$.

Второй способ детектирования информации, который предложен в [1], базируется на решении задачи параметрической идентификации СДС – нахождении оценки $\hat{\theta}$ компонент вектора θ по сигналам $\hat{x}(t)$ или $\hat{y}(t)$ с помощью обобщенного метода моментов. Найденные оценки компонент вектора $\hat{\theta}$ сравнивают с возможными вариантами комбинаций компонент вектора θ .

Для каждого к-го варианта вычисляют норму соответствующих относительных погрешностей оценок $\hat{\theta}$:

$$\|\epsilon_k\| = \sum_j \left| \frac{(\hat{\theta}_j - \theta_j)}{\theta_j} \right|_k. \quad (5)$$

По минимальному значению нормы $\|\epsilon_k\|$ 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:

$$\ddot{x} + b_1 \dot{x} + b_2 |x| \dot{x} + c_1 x + c_3 x^3 + c_5 x^5 + c_7 x^7 + c_9 x^9 = n(t), \quad (6)$$

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

Обозначив $x_1 = x$, а $x_2 = \dot{x}$ и преобразовав уравнение (6) в систему уравнений 1-го порядка, применяя метод Эйлера для этой системы, получим следующие разностные уравнения:

$$x_{1,i+1} = x_{1,i} + x_{2,i} \Delta t; \quad x_{2,i+1} = x_{2,i} - (b_1 x_{2,i} + b_2 |x_{2,i}| x_{2,i} + c_1 x_{1,i} + c_3 x_{1,i}^3 + c_5 x_{1,i}^5 + c_7 x_{1,i}^7 + c_9 x_{1,i}^9) \Delta t + \zeta_i \sqrt{N_0 \Delta t}, \quad (7)$$

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

Уравнения (7) применяются для генерации случайного сигнала $x(t)$, в качестве которого

выбрана компонента x_2 . Такие же уравнения (7) применяются для генерации сигнала $y(t)$, в качестве которого выбирается компонента y_2 . Пилот-сигналы (x_2) формируют путем изменения параметров c_3 , c_5 , c_7 и c_9 . Эти же параметры меняются при формировании информационных несущих (y_2): через c_3 , c_5 и c_7 задают данные, а c_9 используют для контроля правильности декодирования информации. На выходе КАМ модулятора получаем сигнал $s(t)$, значения которого определяются как $s(t_i) = x_{2i} \cos \omega_c t_i + y_{2i} \sin \omega_c t_i$.

На $s(t)$ действует аддитивный белый шум $m(t)$ с интенсивностью N_m . В приемник поступает сигнал $z(t)$. Его значения вычисляются как

$$z(t_i) = s(t_i) + \zeta_i \sqrt{N_m / \Delta t}.$$

Формирование случайного сигнала $w_k(t)$ осуществляется с помощью следующих уравнений (4):

$$\begin{aligned} w_{1i+1} &= w_{1i} + w_{2i} \Delta t; \quad w_{2i+1} = w_{2i} - \\ &- (b_1 w_{2i} + b_2 |w_{2i}| w_{2i} + c_1 w_{1i} + c_3 w_{1i}^3 + \\ &+ c_5 w_{1i}^5 + c_7 w_{1i}^7 + c_9 w_{1i}^9) \Delta t + z_i \Delta t. \end{aligned} \quad (8)$$

Практические результаты

На основе (7) осуществлялось компьютерное моделирование случайных сигналов $x(t)$ и $y(t)$ – компонент x_2 и y_2 . Для синхронизации попеременно формировались два пилот-сигнала как реализации x_2 путем изменения в (7) значений c_3 , c_5 , c_7 и c_9 ($c_3 = -1$, $c_5 = 1$, $c_7 = -1$ и $c_9 = -17,08$ для первого; $c_3 = 1$, $c_5 = -1$, $c_7 = 1$, $c_9 = -33,72$ для второго). В формировании y_2 участвовал двоичный информационный сигнал, который вводился через c_3 и c_5 . Использовались по два значения c_3 (5; 9) и c_5 (-34; -12), позволяющие кодировать два бита. При этом c_7 для ввода данных не использовался и

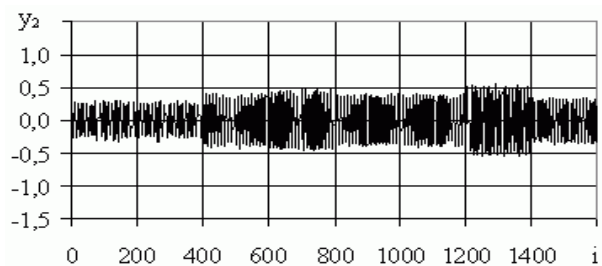
брался равным -1 . Параметр c_9 применялся для контроля правильности декодирования информации. Значение c_1 бралось равным единице.

Начальные условия для всех сигналов были неизменными: 0,3 для x_1 и y_1 ; 0 для x_2 и y_2 . Для y_2 изменения c_3 , c_5 и c_9 в i -ые моменты времени приведены в табл. 1. Соответствующий случайный сигнал y_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 x_2 , а на рис. 3 – сигнал $s(t)$. На рис. 4 приведен сигнал $z(t)$, полученный наложением шума $m(t)$ с интенсивностью $N_m = 0,094$ на $s(t)$, что соответствует значению отношения энергии сигнала к энергии шума, равного -7 дБ.

Таблица 1

Начальные условия

Параметры		
c_3	c_5	c_9
-1	1	-17,08
-1	1	-17,08
5	-12	-18,90
9	-34	46,06
5	-12	-18,90
5	-12	-18,90
9	-12	-63,12
5	-34	90,28

Рис. 1. Случайный сигнал y_2

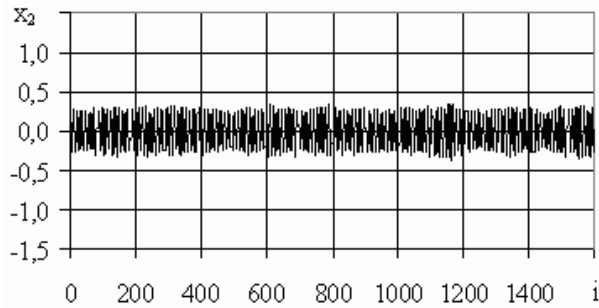


Рис. 2. Случайный сигнал x_2

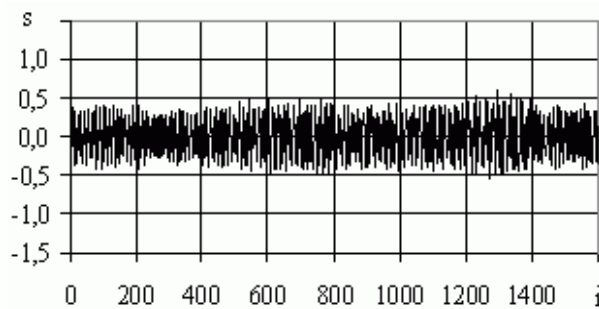


Рис. 3. Случайный сигнал s

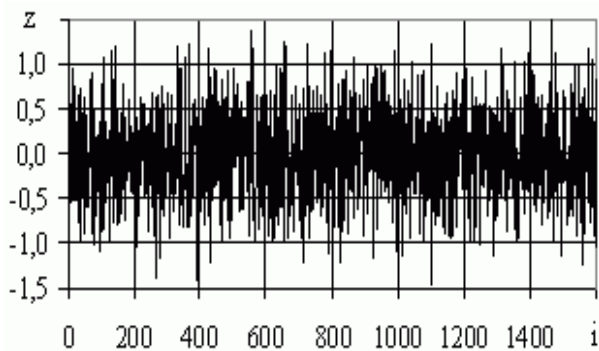


Рис. 4. Случайный сигнал z

На рис. 5 и 6 показаны результаты определения значений r_k и \tilde{r}_k в предложенном корреляционном приемнике по сигналам $\hat{x}(t)$ и w_2 для различных интенсивностей шума. При этом опорный сигнал w_2 генерировался по уравнениям (8) с параметрами, соответствующими первому пилот-сигналу.

На рис. 5 и 6 более толстыми линиями изображены значения скользящего среднего \tilde{r}_k , которые вычислялись по 50 значениям r_k .

Максимальные значения \tilde{r}_k и определяют синхронизацию.

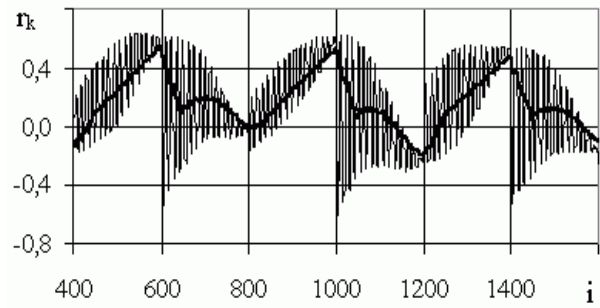


Рис. 5. Значения r_k для $N_m = 10^{-9}$

Аналогичные результаты были получены для случая, когда опорный сигнал w_2 генерировался по уравнениям (8) с параметрами, соответствующими второму пилот-сигналу.

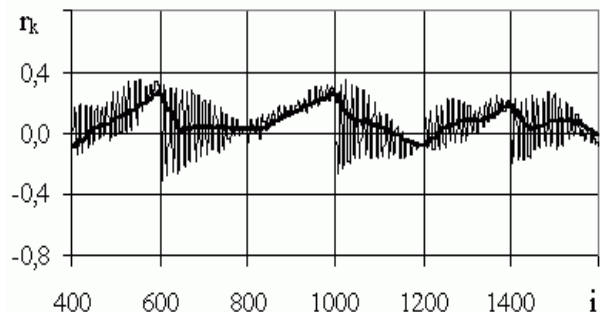


Рис. 6. Значения r_k для $N_m = 0,094$

В результате решения задачи параметрической идентификации для временного интервала $[400, 600]$ по сигналу $\hat{y}(t)$ были получены следующие оценки:

$$\hat{c}_3 = 4,59; \hat{c}_5 = -12,16; \hat{c}_9 = -18,93.$$

В табл. 2 даны значения нормы $\|\varepsilon_k\|$, которые вычислялись по формуле (5), и – величины \bar{r}_k – отношения значения на выходе коррелятора r_k , определяемого согласно (3), к произведению оценок среднеквадратических отклонений сигналов $\hat{y}(t)$ и $w_2(t)$.

Минимальному значению $\|\varepsilon_k\|$, равному 0,268, и максимальным значениям \bar{r}_k , равным 0,725 для

$N_m = 10^{-9}$ (73 дБ) и 0,356 для $N_m = 0,094$ (-7 дБ), соответствует второй вариант ($k = 2$).

Данные табл. 2 свидетельствуют о применимости способа детектирования информации, основанного на решении задачи параметрической идентификации обобщенным методом моментов.

Также можно использовать корреляционный приемник, в котором опорные сигналы формируются из принятого сигнала с помощью фильтров со структурой аналогичной СДС передатчика.

Таблица 2

Значения нормы $\|\varepsilon_k\|$

k	c ₃	c ₅	c ₉	$\bar{\Gamma}_k$		$\ \varepsilon_k\ $ -7 дБ
				73 дБ	-7 дБ	
1	5	-34	90,28	-0,122	-0,028	2,091
2	5	-12	-18,90	0,725	0,356	0,268
3	9	-34	46,06	0,149	0,091	2,629
4	9	-12	-63,12	-0,058	0,118	1,303

Выводы

Показано, что применение пилот-сигналов в системе цифровой связи, основанной на использовании SPSK и QAM, позволяет обеспечить стабильную передачу данных при воздействии на сигнал в канале связи широкополосных помех до значений отношения энергии сигнала к энергии шума, равных -1,6 дБ, а в ряде случаев – и при меньших значениях.

В дальнейшем исследовании планируется вести в направлении совершенствования математической модели СДС.

Литература

1. 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.
2. Приходько С.Б. Помехозащищенность системы цифровой связи, основанной на применении манипуляции случайного процесса // Радіоелектронні і комп'ютерні системи. – 2007. – № 6 (25). – С. 233-237.
3. 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.
4. 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.
5. Приходько С.Б. Сумісне застосування маніпуляції випадкового процесу і дворівневої квадратурної амплітудної модуляції для передачі цифрової інформації в системах зв'язку // Вісник ХНУ. – Хмельницький: ХНУ, 2007. – № 2, т.2 (90). – С. 192-196.
6. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е испр.: Пер. с англ. – М.: Издательский дом “Вильямс”, 2003. – 1104 с

Поступила в редакцию 28.01.2008

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