

Ортогональный базис для некогерентного приема сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов

Л.В. Кузьмин¹, Р.Ю. Емельянов²

¹ИРЭ им В.А. Котельникова РАН, ул. Моховая, д11, стр.7, Москва, 125009, lvk@cplire.ru

²МФТИ (ГУ), Институтский пер.9, г.Долгопрудный, 141707, ruslanem@gmail.com

Предложен метод приема сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов, который основан на проекции хаотического радиоимпульса на базис из ортогональной системы сигналов. Возможность осуществления такого приема связана со свойствами хаотических колебаний, как колебаний, порождаемых детерминированной динамической системой. Установлено, что данный метод по вероятности ошибки на бит в канале с белым шумом идентичен энергетическому приему.

The new receiver of ultrawideband chaotic radiopulses is proposed. Method is based on projection of chaotic radiopulses to orthonormal set of reference signals. It was shown that this possibilities exceptionally deals with properties of chaotic oscillations, generating by means of deterministic dynamical system. It was established that performance of this method in the AWGN channel is identical to the performance of quadratic-in-law detector receiver.

Одна из проблем, возникающая при разработке подходов к передаче информации с помощью хаотических сигналов, это проблема создания практически эффективных способов модуляции и демодуляции таких сигналов [1]. Теоретически, когерентные методы приема являются наиболее эффективными, однако реализация таких методов наталкивается на сложность воспроизведения формы хаотического сигнала в приемнике и передатчике для осуществления его когерентной обработки приемником. Решение "в лоб" этой задачи затруднено из-за фундаментального свойства хаоса – чувствительности фазовой траектории хаотической динамической системы к выбору начальных условий.

Реализованным и апробированным методом передачи информации на хаотических сигналах на сегодняшний день является метод прямохаотической передачи [1, 2], где информация кодируется и передается с помощью хаотических радиоимпульсов – фрагментов хаотических колебаний микроволнового диапазона. Практически в данном методе применяется энергетический прием хаотических радиоимпульсов с помощью логарифмических детекторов. Вместе с тем это не единственный метод, который может быть реализован для приема хаотических радиоимпульсов.

В данной работе предлагается подход, основанный на проецировании принимаемого хаотического радиоимпульса на базис из ортогональных сигналов, сформированных из хаотического сигнала. Идеологически это близко к когерентному приему, при котором сравнивается форма принятого сигнала с формой сигнала-копии в приемнике, но существенным отличием является то, что предлагаемый метод не требует точного знания формы принимаемого хаотического радиоимпульса или его фазы, поэтому в этом смысле он является некогерентным. Теоретически это позволит улучшить характеристики приемника хаотических радиоимпульсов по чувствительности, энергопотреблению и позволит снизить влияние узкополосных помех, которые могут попасть в сверхширокополосный диапазон приемника.

Для реализации предлагаемой схемы приема используется представление хаотических радиоимпульсов в виде суммы взаимно ортогональных сигналов, вид которых не зависит от реализации конкретного радиоимпульса, а зависит лишь от режима колебаний (периодического или хаотического), в котором находится источник (генератор) хаоса.

Конструктивный способ создания системы такого рода сигналов может быть основан на использовании процедуры Карунена-Лоэва [3–5] (метод главных компонент), позволяющей для аттракторов динамических систем строить базис, который хорошо отражает структуру аттрактора. В данном случае процедура реализуется следующим образом.

В соответствии с теоремой Такенса по одной компоненте хаотического процесса $x(t)$ можно восстановить топологическую структуру аттрактора, введя пространство искусственных векторов (пространство вложения). Размерность такого пространства $K > m \geq 2d + 1$, где d – корреляционная размерность аттрактора, m – минимально возможная размерность пространства вложения.

Вектора пространства вложения формируются путем взятия отсчетов хаотической траектории $x(t)$ через временные интервалы Δt . Первый вектор в K -мерном пространстве образован из K подряд идущих элементов хаотической последовательности (с 1 по K), второй вектор образован путем сдвига на один элемент, т.е. используются отсчеты со 2 по $K+1$ и т.д. Из дискретного сигнала – последовательности отсчетов хаотической траектории $x_1, x_2, \dots, x_K, x_{K+1}, \dots, x_N$ построим такую систему векторов

$$X_1 = (x_1 \dots x_K), X_2 = (x_2 \dots x_{K+1}), X_N = (x_N \dots x_{K+N+1}). \quad (1)$$

Каждый вектор пространства вложения можно представить в виде линейной комбинации базисных векторов. При этом по построению произвольный вектор фазовой траектории представляет собой последовательность значений дискретного хаотического сигнала с интервалом дискретизации Δt , взятых во временном окне шириной $\Delta t K$. Таким образом, мы представляем произвольный участок временной реализации хаотического сигнала с длительностью, равной размеру временного окна, линейной комбинацией ортогональных на этом отрезке времени функций.

В случае дискретного представления хаотического сигнала $x(t)$ речь идет о поиске собственных значений и собственных векторов ковариационной матрицы, формируемой из векторов пространства вложения (1): $B'B = (X_1, \dots, X_N) \times (X_1, \dots, X_N)' / N$. Ее ранг равен размерности пространства вложения. Матрица $B'B$ симметрична и обладает ортогональным базисом из собственных векторов b_j : $B'Bb_j = \lambda_j b_j, j = 1 \dots N$. Эти вектора предлагается использовать в качестве базисных векторов пространства вложения. Такой выбор удобен тем, что собственные значения λ_j векторов такой матрицы дают оценку энергии проекции сигнала на каждый из этих векторов.

Действительно, разложим каждый из векторов X_i по базису b_j : $X_i = \sum_{j=1}^K \alpha_{ij} b_j$. Тогда

$$\text{средняя энергия на вектор составляет } E = \langle X_i^2 \rangle = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^K \alpha_{ij}^2 = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^K \sum_{i=1}^N \alpha_{ij}^2 = \text{tr}(B'B).$$

Поскольку b_j является базисом из собственных векторов матрицы $B'B$, то в этом базисе эта матрица является диагональной, так что $(B'B)_{ii} = \lambda_i$, следовательно

$$E = \text{tr}(B'B) = \sum_{j=1}^K \lambda_j = \sum_{j=1}^{K_0} \lambda_j + \sum_{j=K_0+1}^K \lambda_j.$$

Это позволяет приближенно представить сигнал во временном окне T линейной комбинацией не всех K базисных векторов, а только тех (K_0), что дают наиболее существенный вклад в энергию сигнала. Это обстоятельство позволяет также получить дополнительную фильтрацию сигнала от шума [5]: при приеме хаотического сигнала, смешанного с белым шумом, таким образом, отсекается значительная его часть, т.к., в отличие от хаоса, шум усредняется равномерно по всем координатам пространства вложения.

Рассмотрим, каким образом описанное выше разложение может быть использовано для приема хаотических радиоимпульсов. Каждый радиоимпульс кодирует один информационный символ "0" или "1" и задача приемника заключается в том, чтобы правильно определить факт наличия или отсутствия импульса на заданной временной позиции.

При поступлении хаотического радиоимпульса, который представляется вектором X_i , на вход приемника, он последовательно проецируется на компоненты базиса $b_j, j = 1 \dots K_0$, поэтому получаем $(b_j, X_i) = \left(b_j, \sum_{p=1}^K \alpha_{ip} b_p \right) = \alpha_{ij}$, с учетом того, что $(b_j, b_p) = 0$, если $j \neq p$.

Результаты этих проекций возводятся в квадрат, суммируются и в результате получается взвешенная оценка энергии хаотического радиоимпульса

$$E_p^{(i)} = \sum_{j=1}^{K_0} (b_j, X_i)^2 = \sum_{j=1}^{K_0} \left(b_j, \sum_{p=1}^K \alpha_{ip} b_p \right)^2 = \sum_{j=1}^{K_0} \alpha_{ij}^2.$$

Эта оценка по величине заведомо меньше, чем полная энергия хаотического радиоимпульса, которая составляет величину $\sum_{j=1}^K \alpha_{ij}^2$, т.к. оценка получается проекцией импульса на K_0 базисных векторов, а не на K (полная размерность импульса), и $K_0 < K$.

Реализация данной последовательности операций изображена на рис. 4.

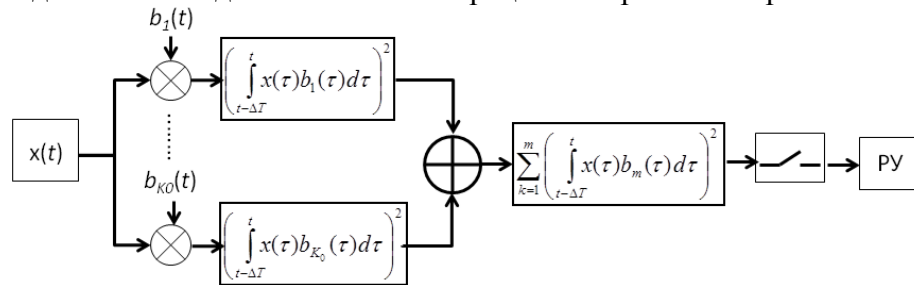


Рис. 1. Схема приема сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов с помощью системы ортогональных сигналов. РУ – решающее устройство.

В моменты времени $t_j = jT$ оценки энергии $E_p^{(j)}$ хаотических радиоимпульсов формируются на выходе сумматора и затем сопоставляются с пороговым значением: если оценка энергии выше порогового значения, то принимается решение о приходе хаотического радиоимпульса, если ниже, то об его отсутствии. Величина порогового значения определяется исходя из минимизации ошибок первого и второго рода по распределениям энергий зашумленных хаотических радиоимпульсов и шумового сигнала в пределах межимпульсного интервала.

Для проведения численных экспериментов по определению характеристик предлагаемого метода приема, использовалась модель кольцевого генератора хаотических колебаний с 4.5 степенями свободы [6]. Модель генератора включает фильтры нижних частот

первого и второго порядков, три полосовых фильтра второго порядка и нелинейное преобразование F :

$$\begin{aligned} T\dot{x}_1 + x_1 &= GF(x_5) \\ \ddot{x}_2 + \alpha_2\dot{x}_2 + \omega_2^2x_2 &= \omega_2^2x_1 \\ \ddot{x}_3 + \alpha_3\dot{x}_3 + \omega_3^2x_3 &= \alpha_3\dot{x}_2, \\ \ddot{x}_4 + \alpha_4\dot{x}_4 + \omega_4^2x_4 &= \alpha_4\dot{x}_3 \\ \ddot{x}_5 + \alpha_5\dot{x}_5 + \omega_5^2x_5 &= \alpha_5\dot{x}_4 \end{aligned} \quad (2)$$

где $F(x)$ нелинейное преобразование $F(x) = |x + E_1| - |x - E_1| + (|x - E_2| - |x + E_2|) / 2$.

Интересующий хаотический сигнал x_5 формировался на выходе полосового фильтра.

Бифуркационная диаграмма, построенная по параметру G – коэффициенту усиления нелинейного усилителя, приведена на рис. 2 ($T = 1.25$; $\alpha_1 = 0.3$; $\alpha_2 = 0.7$; $\alpha_3 = 0.7$; $\alpha_4 = 0.6$; $E_1 = 0.5$; $E_2 = 1$; $\omega_1 = 1$; $\omega_2 = 0.86$; $\omega_3 = 0.73$; $\omega_4 = 0.6$). Диаграмма показывает, что данная модель генератора позволяет формировать периодический, квазипериодический или хаотический сигнал в широком диапазоне значений по параметру бифуркации G , что очень удобно для проведения исследований.

Ниже рассматривается пример расчета спектра собственных значений и построения базисных векторов для хаотических радиоимпульсов длительностью $T = 5$ нс.

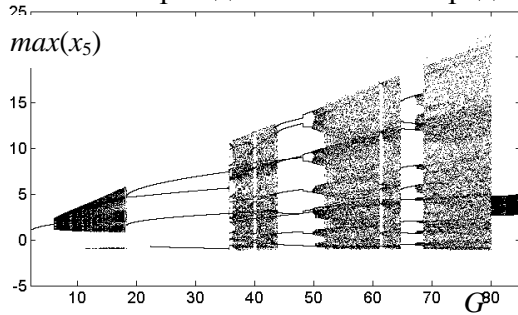


Рис. 2. Бифуркационная диаграмма генератора хаотических колебаний с 4.5 степенями свободы по параметру G

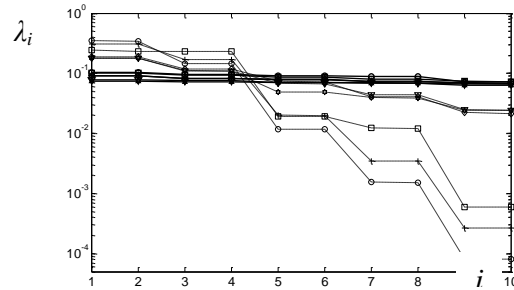


Рис. 3. Распределение собственных значений λ_i для хаотического (штриховая линия) и псевдошумового (сплошная линия) сигналов.

Спектр собственных значений приведен на рис. 3. По горизонтальной оси отложен номер i собственного значения, по вертикальной – его величина λ_i . Маркер линий обозначает режим колебаний динамической системы, которому соответствует коэффициент усиления G : $G = 30$ (окружности), колебания периода 3; $G = 46$ (крестики), колебания периода 7; $G = 54$ (ромбы), хаотические колебания; $G = 60$ (треугольники), хаотические колебания; $G = 66$ (квадраты), колебания периода 9; $G = 76$ (шестиугольники), хаотические колебания.

Вклад базисных сигналов в мощность хаотического сигнала отражается величиной собственного значения ковариационной матрицы $B'B$, соответствующей этому базису. Обращает на себя внимание тот факт, что для сигнала, сформированного из последовательности случайных отсчетов с помощью полосового фильтра с полосой хаотического сигнала (сплошная линия), собственные значения практически не меняются с увеличением их номера, в то время как для хаотического сигнала величина собственного значения уменьшается. Это позволяет использовать для приема хаотических радиоимпульсов не все $2T\Delta f$ собственных векторов (размерность хаотического радиоимпульса), а лишь их часть.

Эффективность предложенного метода оценивалась по вероятности ошибки на бит P_B , для заданного отношения энергии на бит к спектральной плотности шума E_B/N_0 , действующего на входе приемника (согласно схеме на рис. 1). В ходе численных экспериментов результат приема с помощью ортогонального базиса сравнивался с энергетическим приемом. Расчеты показывают, что в канале с белым шумом данный метод по вероятности ошибки на бит не уступает энергетическому приему (рис. 4).

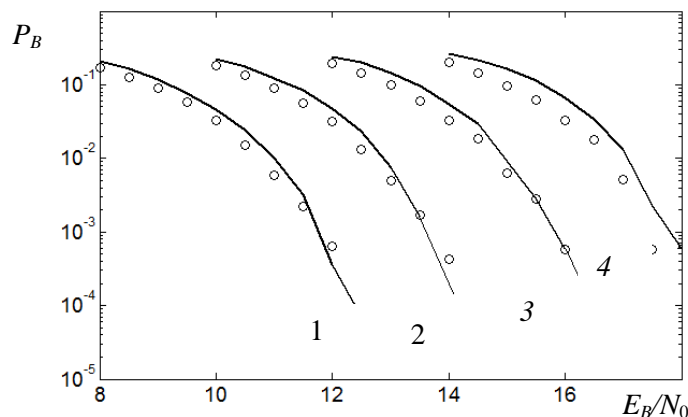


Рис. 4. Вероятность ошибки на бит (P_B) в зависимости от отношения энергии на бит к спектральной плотности шума (E_B/N_0) для импульсов длительностью 5 (кривая 1), 10 (кривая 2), 20 (кривая 3) и 40 нс (кривая 4): сплошная линия – энергетический прием; окружности – прием с помощью ортогональной системы сигналов.

Заключение

Предложен метод приема СШП хаотических радиоимпульсов, основанный на проецировании принятого импульса на базис взаимно ортогональных сигналов. Создание такого базиса возможно для хаотического сигнала, который порождается детерминированной динамической системой с конечным числом степеней свободы. Фактически речь идет о некогерентном методе приема хаотических радиоимпульсов, который основан на выделении основных колебательных мод, характерных только для хаотических колебаний данного типа – признаков, по которым можно определить факт наличия или отсутствия хаотического радиоимпульса на входе приемника безотносительно к фазе принимаемых колебаний. Фундаментальным свойством предлагаемого метода является свойство селективности по отношению к хаотическому сигналу, из которого сформированы базисные сигналы.

Работа выполнена при частичной финансовой поддержке Гранта Президента Российской Федерации по государственной поддержке научных исследований молодых российских ученых-докторов наук МД-720.2013.9.

Литература

1. Дмитриев А.С., Панас А.И. Динамический хаос. Новые носители информации для систем связи. М.: Физматлит, 2002.
2. Дмитриев А.С., Ефремова Е.В., Клецов А.В., Кузьмин Л.В., Лактюшкин А.М., Юркин В.Ю. Сверхширокополосная беспроводная связь и сенсорные сети. – Радиотехника и электроника, 2008, т. 53, №10, с. 1278-1289.
3. Broomhead D. S., King G. P. Extracting qualitative dynamics from experimental data. – Phys. D, 1986, V. 20, pp. 217–236.

4. *Ланда П.С., Розенблюм М.Г.* Об одном методе оценки размерности вложения аттрактора по результатам эксперимента. – ЖТФ, 1989, Т. 59, №1, с. 13–20.
5. *Дмитриев А.С., Касьян Г.А., Кузьмин Л.В.* Согласованная фильтрация хаотических сигналов. – Изв. ВУЗов. Прикладная нелинейная динамика, 2003, № 3, с. 157–164.
6. *Дмитриев А.С., Кислов В.Я.* Стохастические колебания в радиофизике и электронике. – М.: Наука, 1989.