

09;12

## Сверхширокополосная передача информации с двойной спектральной обработкой шумовых сигналов

© В.И. Калинин

Институт радиотехники и электроники РАН, Фрязино  
E-mail: val.kalinin@mail.ru

Поступило в Редакцию 17 мая 2005 г.

Рассмотрен способ сверхширокополосной передачи информации со спектральной обработкой непрерывных шумовых сигналов. Предложен метод кодовой спектральной модуляции на основе интерференции полностью некогерентных сигналов. Экспериментально показана возможность сжатия сверхширокополосных шумовых сигналов за счет двойной спектральной обработки в реальном времени с последующим выделением передаваемой цифровой информации.

Исследование новых методов модуляции, внесения информации и спектрального сжатия сверхширокополосных (СШП) сигналов является актуальной задачей для развития высокоскоростных систем передачи информации [1–3]. Беспроводные сверхширокополосные системы обладают потенциально высокой информационной емкостью каналов [1] и характеризуются надежной передачей сообщений в условиях многолучевого распространения сигналов [2,4,5]. Увеличение количества активных каналов и снижение уровня взаимной интерференции достигается за счет ортогонального хаотического кодирования в многоадресных системах с расширением спектра [5]. Для скрытной связи используют хаотическую динамику нелинейных систем [6–8]. В настоящей работе представлены результаты экспериментальных исследований нового способа сверхширокополосной передачи информации с кодовой спектральной модуляцией.

Передача информации производится на основе непрерывных шумовых сигналов с низкой спектральной плотностью мощности в диапазоне частот (3.1–4.1) GHz. СШС сигнал  $n(t)$  от шумового генератора разделяется на две части, одна из которых используется в качестве опорного сигнала. Другая часть шумового сигнала  $n(t)$  задержива-

ется в двухсекционной линии задержки на время  $T_1 = 33.7$  ns при поступлении информационного символа „1“ либо на время  $T_0 = 18$  ns при поступлении символа „0“. Полагаем, что коэффициенты передачи  $H_{1,0} = h_{1,0} \exp(i\theta_{1,0})$  и запаздывание  $T_{1,0}$  в секциях линии задержки не зависят от частоты  $f$  в полосе  $\Delta f$  шумового сигнала. Задержанный и опорный сигналы предназначены для взаимной интерференции в передатчике. В линейном сумматоре передатчика происходит сложение опорного сигнала  $n(t)$  с шумовым сигналом, задержанным на время  $T_1$  либо  $T_0$  в зависимости от поступления бинарного символа „1“, либо „0“:

$$z_{1,0}(t) = n(t) + H_{1,0}n(t - T_{1,0}). \quad (1)$$

Спектр мощности суммарного сигнала (1) вычисляется за время следования  $t_a$  каждого информационного символа в виде

$$\hat{S}_z(f) = \hat{S}_n(f) [1 + h_{1,0}^2 + 2h_{1,0} \cos(2\pi f T_{1,0} + \theta_{1,0})], \quad (2)$$

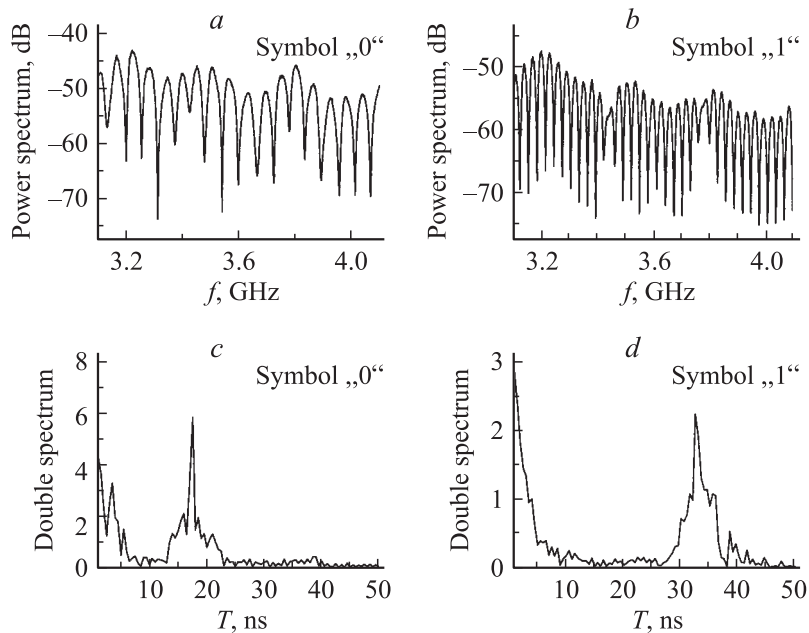
где  $\hat{S}_n(f)$  есть оценка спектра мощности исходного шумового сигнала  $n(t)$  за время анализа  $t_a$ .

Суммирование полностью некогерентных сигналов имеет место, когда относительная задержка  $T_1$  либо  $T_0$  опорного и задержанных сигналов значительно превышает время когерентности  $\tau_c \approx 1/(\Delta f)$  сверхширокополосного сигнала  $n(t)$ :

$$T_{1,0} \gg \tau_c \quad \text{или} \quad T_{1,0} \Delta f \gg 1. \quad (3)$$

При интерференции полностью некогерентных шумовых сигналов [2,10–11], когда выполняется условие (3), спектральная плотность (2) модулируется гармонической функцией в зависимости от частоты  $f$  с масштабом периодичности, равным  $\delta f_{1,0}(t) = 1/T_{1,0}$ .

На рисунке,  $a, b$  представлены спектры мощности шумовых сигналов, поступающих в линию связи при передаче двоичных символов. Спектры измерены в эксперименте панорамным анализатором с разрешением по высокой частоте 1.0 МГц. Полоса частот непрерывных шумовых сигналов составляет  $\Delta f = 1000$  МГц. Время когерентности порядка  $\tau_c \approx 1/(\Delta f) = 1$  ns. При передаче двоичного символа „0“ производится спектральная модуляция шумового сигнала с периодом  $\delta f_0$ , а при передаче двоичного символа „1“ — с периодом  $\delta f_1$ . Неравномерная глубина спектральной модуляции в зависимости от



Двойная спектральная обработка сверхширокополосных шумовых сигналов с кодовой спектральной модуляцией: *a* — экспериментальный спектр мощности с периодом спектральной модуляции  $\delta f_0 = 55.56$  МГц при передаче двоичного символа „0“; *b* — экспериментальный спектр мощности с периодом спектральной модуляции  $\delta f_1 = 29.67$  МГц при передаче двоичного символа „1“; *c* — вторичный спектр сверхширокополосного шумового сигнала содержит корреляционный пик со сдвигом  $T_0 = 18$  нс при воспроизведении информационного символа „0“; *d* — вторичный спектр сверхширокополосного шумового сигнала содержит корреляционный пик со сдвигом  $T_1 = 33.7$  нс при воспроизведении информационного символа „1“.

текущей частоты (см. рисунок, *a, b*) является результатом частотных и дисперсионных искажений сверхширокополосных сигналов в тракте экспериментального макета.

Широкая полоса частот  $\Delta f \gg \delta f_{1,0}$  шумового сигнала является необходимым условием для осуществления предложенного способа передачи цифровой информации [2,11]. При интерференции полностью некогерентных сигналов наблюдается много интерференционных макси-

мумов и минимумов в спектре суммарного сигнала (см. рисунок,  $a, b$ ). В беспроводную линию связи поступают сверхширокополосные шумовые сигналы с периодической кодовой модуляцией спектра (2) в соответствии с потоком двоичных информационных символов.

Оптимальный прием непрерывных шумовых сигналов заключается в измерении функции взаимной корреляции с опорным сигналом за время следования одного информационного бита [8]. Альтернативный метод измерения функции взаимной корреляции для задержанных шумовых сигналов осуществляется в частотной области путем двойной спектральной обработки [2,4,10–11].

Спектральное сжатие поступающих шумовых сигналов производится в результате двойной спектральной обработки. С помощью панорамного анализатора спектра измеряется оценка (2) для спектра мощности принятого сигнала за конечное время  $t_a$  следования каждого информационного символа (см. рисунок,  $a, b$ ). Оценка (2) для спектра является случайной величиной, дисперсия которой обратно пропорциональна интервалу  $t_a$  времени усреднения [2]. Интервал  $t_a$  следования информационных битов определяет скорость передачи информации  $U = 1/t_a$  в канале связи. С повышением скорости передачи информации  $U = 1/t_a$  возрастает дисперсия оценки спектра (2). Наибольшая скорость передачи информации определяется полосой частот  $\Delta f$  несущих шумовых сигналов и допустимой дисперсией для оценки спектра [1,2].

Определение корреляционной функции с учетом выражения (2) для спектра принятых сигналов производится быстродействующим цифровым Фурье-процессором [2,4]. При обратном преобразовании Фурье от спектра мощности (2) вычисляется автокорреляционная функция принятого СШП шумового сигнала согласно теореме Винера–Хинчина:

$$\begin{aligned} \hat{R}_z(\tau) &= 4\pi k^2 \int_0^{\infty} \hat{S}_z(f) \cos(2\pi f \tau) df \\ &= 2k^2 [\hat{R}_n(\tau) + \hat{R}_n(\tau - T_{1,0}) + \hat{R}_n(\tau + T_{1,0})]. \end{aligned} \quad (4)$$

Здесь  $k$  является коэффициентом ослабления сигнала в линии передачи, а  $R_n(\tau)$  — функция автокорреляции исходного СШП шумового сигнала  $n(t)$ . Оценка (4) справедлива при равных коэффициентах передачи  $h_1 = h_0 = 1$  в двухсекционной линии задержки  $T_1$  и  $T_0$ .

В процессе двойной спектральной обработки принятого сигнала определяется автокорреляционная функция, которая содержит информационный пик на времени задержки  $T_1 = 33.7$  ns либо  $T_0 = 18$  ns в зависимости от текущего символа „1“ либо „0“ для сообщения (см. рисунок, *c, d*). Решение о наличии одного из двоичных символов принимается по сдвигу на время  $T_1$  либо  $T_0$  информационного пика для автокорреляционной функции. Таким образом, производится однозначное восстановление передаваемой информации. Коэффициент сжатия  $B = \Delta f t_a$  принятых сверхширокополосных сигналов определяется произведением полосы частот спектра  $\Delta f$  и времени усреднения  $t_a$ , равным длительности информационного бита. Если передача сообщений производится со скоростью  $U = 1/t_a = 200$  Kb/s на основе непрерывных шумовых сигналов с полосой частот  $\Delta f = 1000$  МГц, то коэффициент сжатия составит величину  $B = \Delta f t_a = 5000$ . Передача информации с таким коэффициентом когерентного сжатия шумовых сигналов обладает высокой помехозащищенностью по отношению к помехам произвольного вида [9].

Проведенные эксперименты подтверждают возможность надежной и помехоустойчивой передачи цифровой информации на основе СШП непрерывных шумовых сигналов. Кодовая спектральная модуляция производится в результате интерференции задержанных шумовых сигналов со сдвигом согласно потоку передаваемых бинарных символов. Спектральное сжатие принятых СШП сигналов осуществляется за счет двойной спектральной обработки в реальном времени. Вторичный спектр содержит информационный пик в виде функции корреляции принятого СШП сигнала. Однозначное восстановление потока бинарных символов производится по сдвигу информационного пика во вторичном спектре.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проекты № 04–02–16536 и 04–07–08013).

## Список литературы

- [1] Shannon C.E. // A Mathematical Theory of Communication, Bell System Techn. J. 1948. V. 27. N 3. P. 379–423.
- [2] Калинин В.И. // Радиотехника и электроника. 1996. Т. 41. № 4. С. 488–493.

- [3] *Ultra-Wideband Radar Technology* / Ed. by James D. Tylor. CRC Press, Boca Raton, London, New York, Washington D.C. 2000.
- [4] Калинин В.И. // VI Международная конференция и выставка „Цифровая обработка сигналов и ее применение“. 31 марта–2 апреля 2004 г. Москва, Россия. Доклады. Т. 1. С. 225–228.
- [5] Гуляев Ю.В., Кислов В.Я., Калинин В.И. и др. // Радиотехника. 2002. № 10. С. 3–15.
- [6] Дмитриев А.С., Панас А.И. Динамический хаос. Новые носители информации для систем связи. М.: Физматгиз, 2002.
- [7] Волковский А.Р., Рульков Н.В. // Письма в ЖТФ. 1993. Т. 19. В. 3. С. 71–75.
- [8] Кальянов Э.В. // Письма в ЖТФ. 2001. Т. 27. В. 16. С. 1–9.
- [9] Петрович Н.Т., Размахнин М.К. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Сов. радио, 1969. С. 232.
- [10] Poirier J.L. // Radio Science. 1968. Sept. V. 3. P. 881–886.
- [11] Kalinin V.I. Wide Band Interferometry with Spectral Analysis of Noise Signal // Proceedings of the PIERS Workshop on Advances in Radar Methods. July 20–22, 1998. Baveno, Italy. P. 222–224.