

СВЕРХШИРОКОПОЛОСНАЯ СВЯЗЬ

С БЕСПРОВОДНЫМ ДОСТУПОМ

Рассмотрен сверхширокополосный (СШП) канал связи с кодовой спектральной модуляцией непрерывных шумовых сигналов. Представлены результаты экспериментальных исследований по беспроводной передаче данных на основе шумовых сигналов с низкой спектральной плотностью мощности.

Широкополосные системы с беспроводным доступом предназначены для передачи разнообразной аудио-, видео- и цифровой информации в персональных локальных сетях с низкой стоимостью оборудования и малым энергопотреблением. Высокоскоростные системы телекоммуникации используют в основном ультракороткие импульсы с амплитудной модуляцией и псевдослучайные сигналы с прямым расширением спектра за счет модуляции фазы или скачков частоты.

Интерференция сигналов в условиях многолучевого распространения приводит к уменьшению скорости передачи данных до 1–2 Мбит/с для мобильных пользователей и до 20–30 Мбит/с для фиксированных систем связи даже при использовании СШП-сигналов с потенциально высокой информационной емкостью. Устранение вредного влияния интерференции и повышение скорости передачи данных до 1 Гбит/с и выше достигается за счет применения ММО-технологии с пространственно-временным кодированием ортогональных сигналов [1].

Широкополосные технологии беспроводного доступа на основе непрерывных шумовых сигналов предназначены, прежде всего, для повышения помехоустойчивости, скрытности и электромагнитной совместимости высокоскоростных телекоммуникационных систем [2, 3]. Интерес к шумовым технологиям обусловлен тем, что шумовые сигналы гауссова типа обладают наибольшей информационной емкостью по сравнению со всеми другими видами сигналов [4].

КОДОВАЯ СПЕКТРАЛЬНАЯ МОДУЛЯЦИЯ ШИРОКОПОЛОСНЫХ ШУМОВЫХ СИГНАЛОВ

Канал беспроводной связи использует шумовые СШП-сигналы в диапазоне частот 3,1–4,1 ГГц. Шумовой сигнал $n(t)$ от шумового генератора разделяется на две части, одна из которых поступает на опорный вход линейного сумматора. Другая часть шумового сигнала $n(t)$ поступает на вход электронного переключателя, управление которым производится бинарными сигналами в соответствии с потоком двоичной информации. При поступлении символа "1" электронный переключатель направляет шумовой сигнал в линию задержки на время $T_1 = 33,7$ нс. Задержанный сигнал поступает на вход сумматора. При поступлении бинарного символа "0" электронный переключатель направляет шумовой сигнал в линию с задержкой $T_0 = 18$ нс. Задержанный сигнал поступает на вход сумматора. Полагаем, что коэффициенты передачи $H_{1,0} = h_{1,0} \cdot \exp(i\theta_{1,0})$ и запаздывание $T_{1,0}$ в линиях задержки не зависят от частоты f в полосе Δf несущего сигнала.

В линейном сумматоре происходит сложение опорного сигнала $n(t)$ с одним из сигналов, задержанных 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 $z_{1,0}(t)$ вычисляется за время следования t_a одного информационного символа в виде:

ОБ АВТОРЕ

Калинин Валерий Иванович – к.ф.-м.н., заведующий лабораторией Института радиотехники и электроники РАН.

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

При интерференции полностью некогерентных шумовых сигналов [2, 3] спектральная плотность (2) модулируется гармонической функцией в зависимости от частоты f с масштабом периодичности, равным $F_{1,0} = 1/T_{1,0}$.

На рис.1а,б представлены экспериментальные спектры мощности излучаемых шумовых сигналов при передаче двоичных символов. Полоса частот Δf несущих шумовых сигналов составляет 1000 МГц и время когерентности порядка $\tau_c \approx 1/\Delta f = 1$ нс. При передаче символа "0" производится спектральная модуляция шумового сигнала с периодом F_0 , а при передаче символа "1" – с периодом F_1 .

Передачик работает так, что с выхода сумматора поступает в линию передачи сверхширокополосный непрерывный шумовой сигнал с периодической кодовой модуляцией спектра в соответствии с потоком двоичных информационных символов (см. рис.1а,б).

В приемнике производят сжатие по частоте поступающих шумовых сигналов в результате двойного спектрального анализа [2, 3]. С помощью анализатора спектра измеряется оценка (2) для спектра мощности принятого сигнала в виде экспериментальных спектров, представленных на рис.1а и 1б.

Выделение информационной составляющей сообщения в приемнике производится в результате второго анализа спектра. При обратном преобразовании Фурье от спектра мощности (2) вычисляется оценка автокорреляционной функции принятого шумового сигнала согласно теореме Винера-Хинчина:

$$\hat{R}_z(\tau) = 4\pi k^2 [\hat{R}_n(\tau) + \hat{R}_n(\tau - T_{1,0}) + \hat{R}_n(\tau + T_{1,0})] \quad (3)$$

Здесь k – коэффициент ослабления сигнала в линии передачи, $R_n(\tau)$ – функция автокорреляции исходного шумового сигнала $n(t)$.

В процессе двойной спектральной обработки принятого сигнала определяется автокорреляционная функция, которая содержит информационный пик на времени задержки T_1 или T_0 в зависимости от текущего символа "1" или "0" для сообщения. Автокорреляционная функция принятого СШП-сигнала, представленная на рис.1в,г, вычисляется цифровым Фурье-процессором методом обратного быстрого преобразования Фурье от спектральной плотности мощности (2). Пороговое устройство на выходе Фурье-процессора выделяет наибольший пик для автокорреляционной функции (см. рис.1в,г) и принимает решение о наличии одного из двоичных символов. Таким образом, производится однозначное восстановление

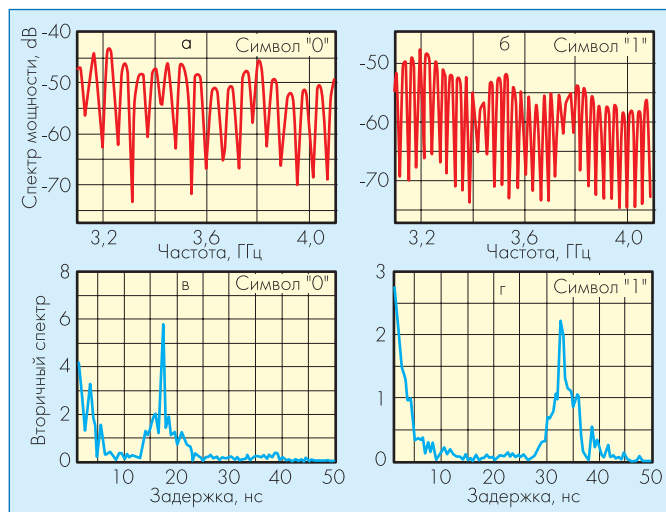


Рис.1 Кодовая спектральная модуляция и сжатие по частоте шумового сигнала с полосой частот 1000 МГц при передаче бинарных символов

передаваемой информации. Коэффициент сжатия шумового сигнала в приемнике $B = \Delta f t_a$ определяется произведением полосы спектра Δf и времени усреднения t_a , равным длительности информационного бита. Если передача сообщений производится со скоростью $U = 1/t_a = 2,048$ Мбит/с на основе сигналов с полосой частот $\Delta f = 1000$ МГц, то коэффициент сжатия равен величине $B = \Delta f t_a = 488$. Система связи с таким сжатием СШП-сигналов обладает высокой помехозащищенностью по отношению к помехам произвольного вида.

Проведенные эксперименты подтверждают возможность беспроводной передачи данных со скоростью 2 Мбит/с на основе сверхширокополосных шумовых сигналов с низкой спектральной плотностью мощности в диапазоне частот 3,1–4,1 ГГц. В передатчике производится кодовая спектральная модуляция шумовых сигналов. Сжатие по частоте принятых СШП-сигналов осуществляется в результате двойной спектральной обработки. СШП-система связи с беспроводным доступом обладает высокой помехоустойчивостью, низкой вероятностью перехвата сообщений и электромагнитной совместимостью.

Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований, проекты № 07-02-00351 и № 07-07-00195.

ЛИТЕРАТУРА

1. Paulraj A.J., Gore D.A., Nabar R.U. and Bolcskei H. An overview of MIMO Communications-A key to gogabit wireless, Proc. IEEE, vol. 92, no. 2, Feb. 2004.
2. Калинин В.И. Спектральная модуляция широкополосных шумовых сигналов, – Радиотехника и электроника. 1996. Т. 41. № 4.
3. Kalinin V.I., Panas A.I., Kolesov V.V., Lyubchenko V.Ev. Ultra Wideband Wireless Communication on the Base of Noise Technology, MIKON-2006, Poland, Krakow, May 22-24, 2006, Conf. Proc., Vol. 2.
4. Shannon C.E. A Mathematical Theory of Communication, Bell System, Techn. J., 1948, Vol. 27, N 3.