

**СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЙ КАНАЛ ПЕРЕДАЧИ ЦИФРОВЫХ ДАННЫХ СО СПЕКТРАЛЬНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ И СЖАТИЕМ ШУМОВЫХ СИГНАЛОВ**

Калинин В.И.

Институт радиотехники и электроники Российской Академии наук  
103907, Россия, Москва, Моховая 11, ИРЭ РАН  
Tel/Fax: +7(095) 2034693/2038414, E-mail: kalinin@ms.ire.rssi.ru

**Реферат:** Представлены результаты экспериментального исследования сверхширокополосного канала передачи цифровой информации в сантиметровом диапазоне волн. Внесение цифровых данных производится методом спектральной модуляции несущих сверхширокополосных шумовых сигналов. Сжатие принятых шумовых сигналов выполняется за счет двойной спектральной обработки. В результате спектрального сжатия вычисляется функция автокорреляции принятого сверхширокополосного сигнала с последующим выделением передаваемых бинарных символов.

**1. Введение**

Сверхширокополосные беспроводные системы передачи информации (Wireless Ultra Wideband Communication Systems) обладают высокой пропускной способностью каналов и позволяют принимать сообщения при воздействии активных и пассивных помех в условиях многолучевого распространения, когда отношение сигнал/помеха на входе приемника становится много меньше единицы [1-3]. Сверхширокополосные системы характеризуются скрытностью собственных излучений, низкой вероятностью перехвата (Low Probability Interception) передаваемых сообщений и электромагнитной совместимостью с другими радиоэлектронными средствами, включая традиционные узкополосные системы, за счет передачи в эфир непрерывных во времени шумовых сигналов с низкой спектральной плотностью мощности [4].

В настоящей работе представлены результаты экспериментального исследования метода передачи цифровой информации на основе спектральной кодовой модуляции сверхширокополосных шумовых сигналов в передатчике. Когерентное сжатие принятых шумовых сигналов производится за счет двойной спектральной обработки. Спектрально кодовая передача цифровой информации впервые была предложена в 1995 году в работе [4] и рассмотрена в [5]. Экспериментальные исследования, проведенные в данной работе, подтверждают возможность передачи цифровой информации в микроволновом канале связи с полосой частот порядка 500 мегагерц.

**2. Спектральная модуляция шумовых сигналов в передатчике**

Внесение цифровой информации осуществляется за счет спектральной модуляции сверхширокополосного шумового сигнала в передатчике. Сигнал  $n(t)$  от источника сверхширокополосного шума разделяется на две части, одна из которых непосредственно поступает на опорный вход линейного сумматора. Другая часть сигнала  $n(t)$  поступает на вход электронного переключателя, управление которого производится бинарными сигналами в соответствии с потоком двоичной информации. При поступлении информационного символа «1» электронный переключатель устанавливается в положение «1» и СШП сигнал поступает в первую линию задержки, с выхода которой сигнал, задержанный на время  $T_1$ , следует на первый вход линейного сумматора. Аналогично, при поступлении информационного символа «0» электронный переключатель устанавливается в положение «0» и СШП сигнал поступает в другую линию задержки, с выхода которой сигнал, задержанный на время  $T_0$ , следует на другой вход линейного сумматора.

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 информационного символа «1», либо «0».

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

Спектр мощности суммарного сигнала  $z_{1,0}(t)$  вычисляется за время следования  $t_a$  одного информационного символа в виде

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

Здесь  $\hat{S}_n(f)$  есть оценка спектра мощности несущего СШП сигнала  $n(t)$  за время анализа  $t_a$ ;  $h$  является коэффициентом передачи опорного канала;  $h_{1,0}$  и  $\theta_{1,0}$  представляют амплитуду и фазу коэффициента передачи линий задержки  $T_{1,0}$ .

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

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

При интерференции полностью некогерентных сигналов, когда выполняется условие (3), спектральная плотность (2) модулируется гармонической функцией в зависимости от частоты  $f$  с масштабом периодичности, равным  $\Delta f_m(t) = 1/T_{1,0}$ .

На рис. 1 представлены спектры мощности СШП сигнала поступающего в линию передачи. Спектры измерены с помощью панорамного анализатора спектра и отвечают передаче двоичных символов «0» и «1».

Рис.1. Периодическая модуляция спектра шумового сигнала при передаче двоичных символов.

Широкая полоса частот  $\Delta f \gg 1/T_{1,0}$  несущего сигнала является необходимым условием для осуществления предложенного способа передачи цифровой информации. Передатчик работает так, что с выхода сумматора поступает в линию передачи СШП шумовой сигнал с периодической кодовой модуляцией спектра в соответствии с потоком двоичных информационных символов.

**3. Спектральное сжатие СШП сигналов в приемнике**

В приемнике производят когерентное сжатие поступающих СШП шумовых сигналов в результате двойного спектрального анализа [5]. С помощью первого анализатора спектра вычисляется оценка для спектра мощности принятого сигнала в виде (2). Оценка для спектра мощности шумового сигнала за конечное время  $t_a$  следования одного информационного символа является случайной величиной, дисперсия которой обратно пропорциональна интервалу  $t_a$  времени усреднения [5]. 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 допустимой дисперсией для оценки спектра.

Измерение спектра мощности принятого СШП сигнала за время следования одного информационного бита осуществляется при точной синхронизации начала спектрального анализа с моментом поступления информационного бита. При пакетной передаче информации достаточно один раз войти в синхронизм и поддерживать его за всё время передачи с помощью собственного счетчика.

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 СШП шумового сигнала согласно теореме Винера-Хинчина:

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

Здесь  $k$  является коэффициентом ослабления сигнала в линии передачи, а  $R_n(\tau)$  представляют вычисленные с весом функции автокорреляции СШП шумового сигнала  $n(t)$ .

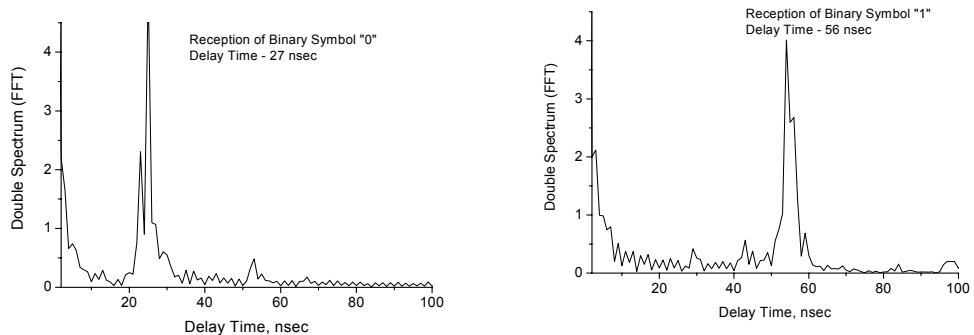
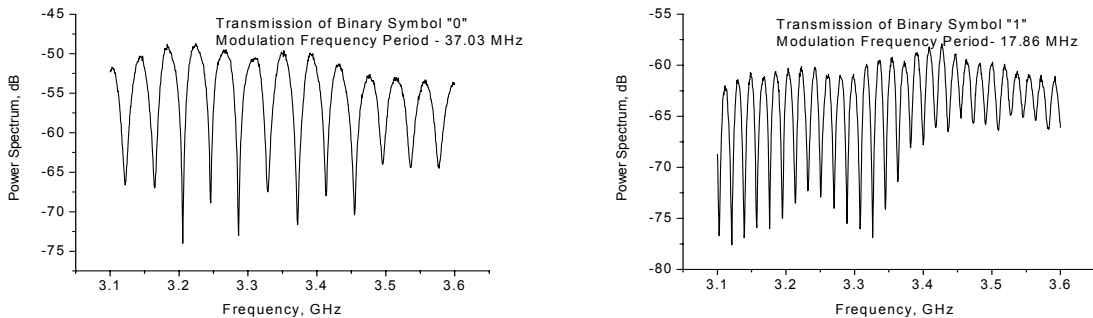


Рис.2. Восстановленные в приемнике функции автокорреляции СШП шумового сигнала при передаче двоичных символов.



В процессе двойной спектральной обработки принятого сигнала определяется автокорреляционная функция, которая содержит информационный пик на времени задержки  $T_1$ , либо  $T_0$  в зависимости от те-

кущего символа «1», либо «0» для сообщения. Пороговое устройство на выходе второго анализатора спектра выделяет наибольший пик для автокорреляционной функции и принимает решение о наличии одного из двоичных символов. Таким образом, производится однозначное восстановление передаваемой информации. Коэффициент сжатия СШП сигнала в приемнике  $B = \Delta f t_a$  определяется произведением полосы частот спектра  $\Delta f$  и времени усреднения  $t_a$ , равным длительности информационного бита. Если передача сообщений производится со скоростью  $U = 1/t_a = 100 \text{ Кбит/с}$  на основе СШП сигналов с полосой частот  $\Delta f = 500 \text{ МГц}$ , то коэффициент сжатия составит величину  $B = \Delta f t_a = 5000$ . Система связи с таким сжатием СШП сигналов обладает высокой помехозащищенностью по отношению к помехам произвольного вида.

#### **4. Заключение**

Применение в телекоммуникационных системах сверхширокополосных несущих сигналов с кодовой спектральной модуляцией в передатчике и когерентным спектральным сжатием в приемнике позволяет повысить помехоустойчивость канала при воздействии активных и пассивных помех, а также обеспечить конфиденциальность и низкую вероятность перехвата передаваемых сообщений в условиях многолучевого распространения. Экспериментальные исследования, проведенные в данной работе, подтверждают возможность беспроводной передачи цифровой информации в микроволновом канале связи на основе несущих непериодических шумовых сигналов с полосой частот порядка 500 мегагерц.