

УДК 326.391

В.И. СЛЮСАР¹, К.А. ВАСИЛЬЕВ², Ю.В. УТКИН²¹Центральный научно-исследовательский институт вооружения и военной техники Вооруженных Сил Украины, Украина²Полтавский военный институт связи, Украина

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ЧАСТОТНОГО УПЛОТНЕНИЯ СИГНАЛОВ N-OFDM НА ОСНОВЕ БАЗИСНЫХ ФУНКЦИЙ ХАРТЛИ

Рассмотрены сущность и результаты имитационного моделирования передачи тестового сообщения, модулированного по методу N-OFDM на основе базисных функций Хартли. Дано описание эксперимента передачи и приема гармонического сигнала на основе преобразования Хартли. Полученные результаты подтверждают возможность реализации метода N-OFDM на основе преобразования Хартли.

частотное уплотнение сигналов, метод N-OFDM, преобразование Хартли, имитационная модель

Введение

Для повышения пропускной способности линий связи, как известно, может использоваться метод неортогональной частотной дискретной модуляции (N-OFDM). Он основан на уплотнении частотных каналов за счет передачи несущих на неортогональных частотах [1, 2]. Классическим путем аппаратной реализации N-OFDM является применение обратного и прямого преобразований Фурье (ПФ). Такая реализация сталкивается с рядом трудностей, среди которых следует, прежде всего, указать вычислительную сложность с учетом использования комплексного представления чисел. Несимметричность ПФ относительно мнимой единицы компенсируется применением операции перестановки исходных данных, что требует дополнительных ресурсов. Преобразование Хартли (ПХ) в сравнении с преобразованием Фурье, как известно, имеет ряд преимуществ [3].

Во-первых, ПХ позволяет обойтись без использования теории комплексных чисел, во-вторых, ПХ имеет одинаковый алгоритм как в случае прямого ПХ, так и обратного преобразования. Как следствие, применение ПХ позволяет упростить аппаратную реализацию метода N-OFDM, снизить вычислительные затраты.

Вопросы по разработке и реализации метода N-OFDM на основе ПХ в настоящее время недостаточно проработаны как в теоретическом, так и в практическом плане, поэтому данная статья является актуальной.

Целью статьи является рассмотрение результатов имитационного моделирования процессов передачи и декодирования тестового сообщения, модулированного по методу N-OFDM на основе базисных функций Хартли, а также эксперимента, подтверждающего возможность передачи и приема гармонического сигнала на основе ПХ с помощью модулей цифровой обработки сигналов (ЦОС). Применение ПХ позволит снизить вычислительные затраты и упростить аппаратную реализацию метода N-OFDM.

Результаты исследований

Известно, что при ортогональной расстановке частот сигналов номиналы поднесущих в базисе Хартли [3], выбирают, руководствуясь соотношением $F_m = \frac{m}{T \cdot \Delta t}$, которое должно выполняться на этапе цифро-аналогового преобразования сигналов. Величина интервала

между ближайшими ортогональными частотами равна

$$\Delta F = \frac{1}{T \cdot \Delta t}. \quad (1)$$

Для удобства оценки и сравнения результатов исследования при неортогональном разнесении частот, целесообразно величину частотных сдвигов между соседними поднесущими каналов выражать в относительных величинах, а именно: в долях от полосы частот при их ортогональном разнесении. Введем следующий коэффициент:

$$\xi = \frac{\Delta f}{\Delta F}. \quad (2)$$

С учетом выражений (1) и (2) частотный сдвиг между соседними неортогональными поднесущими будет определяться выражением:

$$\Delta f = \xi \cdot \frac{1}{T \cdot \Delta t}. \quad (3)$$

Для определения возможностей частотного уплотнения сигналов N-OFDM на основе базисных функций Хартли проведено имитационное моделирование, сущность которого состоит в следующем. В пакете Mathcad сообщение фиксированной длины преобразовывается в последовательность десятичных символов $A = [a_1 \ a_2 \ \dots \ a_M]^T$, используемых в качестве амплитуд сигналов различных несущих. Далее моделируется выборка W из T временных отсчетов напряжений сигнальной смеси (рис. 1), подлежащая передаче на M частотах:

$$W = P \cdot A. \quad (4)$$

Матрица P определяет сигнальную смесь без информационной составляющей и равна:

$$P = \begin{bmatrix} \text{cas } \omega_1 S_{11} & \text{cas } \omega_2 S_{12} & \dots & \text{cas } \omega_M S_{1M} \\ \text{cas } \omega_1 S_{21} & \text{cas } \omega_2 S_{22} & \dots & \text{cas } \omega_M S_{2M} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \text{cas } \omega_1 S_{T1} & \text{cas } \omega_2 S_{T2} & \dots & \text{cas } \omega_M S_{TM} \end{bmatrix}, \quad (5)$$

где

$\text{cas } \omega_M S_{TM} = \cos \omega_M S_{TM} + \sin \omega_M S_{TM}$ – функция Хартли [1], $S_{TM} = (s_T - z_M) \Delta t$;

s_T – порядковый номер t -го временного отсчета сигнальной выборки; z_M – смещение начала формируемой выборки относительно точки нулевой фазы m -й поднесущей ($\varphi_m = 2\pi f_m z_m \Delta t$ – начальная фаза m -й поднесущей); Δt – период такта ЦАП.

На выходе приемного устройства прошедшая среду распространения многочастотная сигнальная смесь может быть представлена аналогичной матричной записью, отличающейся от (4) учетом воздействия аддитивного шума:

$$U = P \cdot A + N, \quad (6)$$

где $N = [n_1 \ n_2 \ \dots \ n_T]^T$ – вектор отсчетов напряжений шумов.

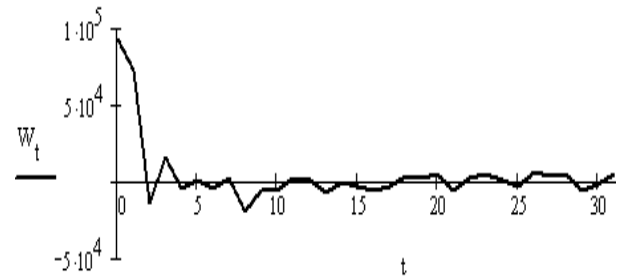


Рис. 1. График 32-х временных отсчетов напряжений сигнальной смеси

В модели в качестве шума был использован белый гауссовский шум, полученный при помощи встроенных функций пакета Mathcad. Расчеты проводились для 100 реализаций шумового вектора.

Для оптимальной демодуляции переданной информации использовано оценивание амплитуд сигналов по методу наименьших квадратов [2]:

$$\hat{A} = \{P^T P\}^{-1} P^T U. \quad (7)$$

Моделирование проводилось с различным количеством несущих для различных значений начальных фаз φ_m . Для сигнального пакета из 32 частот ($\varphi_m = 0$) успешное декодирование имеет место при уменьшении частотного интервала между подканалами Δf до 39% от полосы частот ΔF при их ортогональном разнесении. При этом разрядность АЦП и ЦАП ограничивалась на уровне 12 бит. С увеличением разрядности АЦП до 16 бит

при 4-частотном сигнале интервал Δf сокращается до 1 от ΔF . Результаты исследований для 4, 8, 16 и 32 частот, при нулевой начальной фазе, приведены в табл. 1.

Результаты исследований изменения величины ξ для 4-х и 8-ми частотных сигналов, при различных значениях начальной фазы, приведены в табл. 2.

Графические изображения изменения допустимой величины ξ от начальной фазы для 4-х и 8-ми частотных сигналов представлены на рис. 2, а и 2, б соответственно.

Таблица 1

Разнос частот каналов в долях от полосы частот ΔF

	Число частот сигнального пакета			
	4	8	16	32
Разрядность АЦП	16	32	32	12
Начальная фаза	Разнос частот каналов в долях от полосы частот ΔF			
$\varphi_m = 0$	0,0098	0,0888	0,2541	0,3889

Таблица 2

Разнос частот каналов в долях от полосы частот ΔF для различных значений начальной фазы φ_m

	Число частот сигнального пакета	
	4	8
Разрядность АЦП	16	32
Начальная фаза	Разнос частот каналов в долях от полосы частот ΔF	
$\varphi_m = 0$	0,0098	0,0888
$\varphi_m = \pi/12$	0,0129	0,0911
$\varphi_m = \pi/6$	0,0151	0,0939
$\varphi_m = \pi/4$	0,0166	0,0960
$\varphi_m = \pi/3$	0,0173	0,0980
$\varphi_m = \frac{5 \cdot \pi}{12}$	0,0174	0,0996
$\varphi_m = \pi/2$	0,0165	0,1011
$\varphi_m = \frac{7 \cdot \pi}{12}$	0,0143	0,1018
$\varphi_m = \frac{2 \cdot \pi}{3}$	0,0102	0,1012
$\varphi_m = \frac{3 \cdot \pi}{4}$	0,0056	0,0986

$\varphi_m = \frac{10 \cdot \pi}{12}$	0,0067	0,0940
$\varphi_m = \frac{11 \cdot \pi}{12}$	0,0066	0,0872
$\varphi_m = \pi$	0,0098	0,0889

Из графиков видно, что с увеличением числа частот поднесущих уменьшается влияние начальной фазы на динамичность изменения величины ξ . Минимальное значение частотного разнеса получается при $\varphi_m = 3\pi/4$ для 4-х частотного сигнала и $\varphi_m = 11\pi/12$ – для 8-ми частотного.

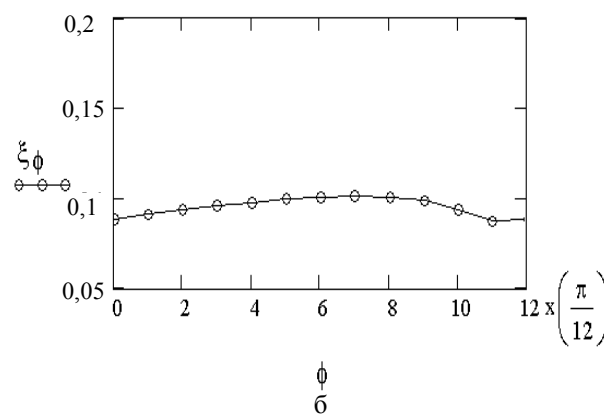
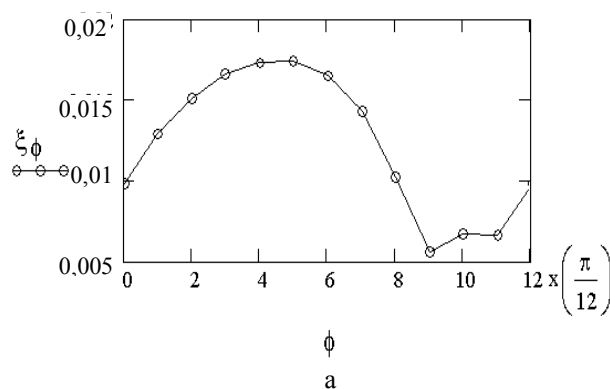


Рис. 2. Зависимость изменения величины ξ от φ
 а – для 4-х частотного сигнала;
 б – для 8-ми частотного сигнала

Вместе с имитационным моделированием был проведен полунатурный эксперимент. В ходе его исследовалась возможность передачи сигналов в базе функций Хартли. При проведении эксперимента использовались ПЭВМ со встроенным модулем ЦОС ADC100AS2 отечественного производства и установленным пакетом Mathcad.

Сущность проведенного эксперимента заключалась в следующем. В пакете Mathcad был проведен расчет вектора функции $\cos(2\pi ft)$ с частотой $f_c = 80$ МГц. Отсчеты были взяты через период дискретизации 0,01 мкс, что соответствует частоте дискретизации модуля ЦОС, равной $f_0 = 100$ МГц. Значения отсчетов, подлежащих передаче, записывались в текстовый файл на жестком диске ПЭВМ, после чего считывались и загружались в буфер модуля ЦОС. Передача осуществлялась с выхода цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) модуля ЦОС по коаксиальному кабелю на вход аналого-цифрового преобразователя (АЦП) модуля ЦОС, установленного на другой ПЭВМ.

Сигнал, дискретизированный при помощи АЦП и сохраненный в текстовый файл, считывался программой в пакете Mathcad. После чего была проведена временная (рис. 3) и спектральная оценка принятого сигнала (рис. 4).

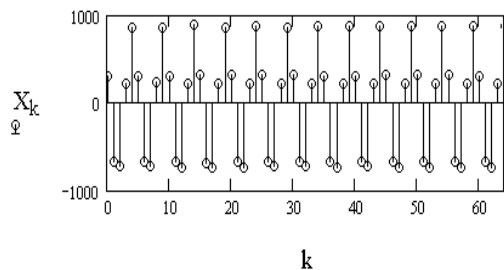


Рис. 3. Дискретные временные отсчеты принятого сигнала

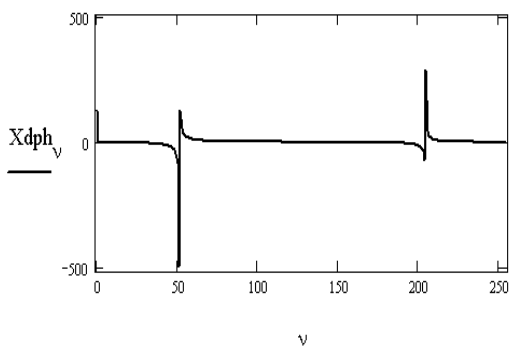


Рис. 4. Спектр принятого сигнала, полученный путем расчета дискретного ПХ

Дискретное ПХ от принятого сигнала дает значение на нулевой частоте не равное нулю, что

говорит о постоянной составляющей полученного сигнала. Несимметричность амплитуд гармоник на частотах $\pm(f_c - f_0)$ вызвана ненулевым значением начальной фазы принятого сигнала.

Выводы

В результате исследования путем имитационного моделирования получены значения частотного уплотнения неортогональных каналов для 4, 8, 16 и 32 частотных сигналов.

Проведено исследование влияния начальной фазы на величину частотного уплотнения неортогональных каналов для 4-х и 8-ми частотных сигналов. В ходе проведения полунатурного эксперимента достигнута передача гармонического сигнала в базисе Хартли с помощью модуля ЦОС.

Полученные результаты подтверждают возможность реализации метода N-OFDM на основе преобразования Хартли.

Литература

1. Слюсар В.И., Смоляр В.Г. Частотное уплотнение каналов связи на основе сверхрелеевого разрешения сигналов // Радиоэлектроника. Изв. высш. учеб. заведений. – 2003. – № 7. – С. 30-39.
2. Слюсар В.И., Смоляр В.Г. Метод неортогональной дискретной частотной модуляции сигналов для узкополосных каналов связи // Радиоэлектроника. Изв. высш. учеб. заведений. – 2004. – № 4. – С. 53-59.
3. Коханов А.Б., Захаров В.В. Ортогональная многотонавая модуляция с использованием преобразования Хартли // Радиоэлектроника. Изв. высш. учеб. заведений. – 2004. – № 11. – С. 38-44.
4. Вентцель Е.С., Овчаров Л.А. Теория вероятностей и ее инженерные приложения. – М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1988. – 480 с.

Поступила в редакцию 20.02.2006

Рецензент: канд. техн. наук, доцент В.В. Варич, Полтавский военный институт связи, Полтава.