

МЕТОД НЕОРТОГОНАЛЬНОЙ ЧАСТОТНОЙ ДИСКРЕТНОЙ МОДУЛЯЦИИ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ БАЗИСНЫХ ФУНКЦИЙ ХАРТЛИ

Слюсар В.И.¹, Васильев К.А.²

¹ Центральный научно-исследовательский институт вооружения и военной техники Вооруженных Сил Украины, Киев, Украина
e-mail: swadim@inbox.ru

² Полтавский военный институт связи
36009, Полтава, ул. Зеньковская, 44, каф. телекоммуникационных систем и сетей
E-mail: kostya_vas@rambler.ru; тел.: (05322) 3-11-75

In this work it has been done the analysis of possible variants of the method of non-orthogonal frequency division multiplexing (N-OFDM) realization. As a base conversion it's offered to use the Hartley transform, which will allow essentially to reduce calculating expenses and to simplify the method N-OFDM realization.

Развитие телекоммуникационных систем сопровождается быстрым ростом количества потребителей, что приводит к необходимости обеспечения высоких скоростей передачи каналов связи. Вместе с этим происходит обострение проблемы электромагнитной совместимости систем радиосвязи. Возникает необходимость в разработке и усовершенствовании методов модуляции сигналов, применение которых позволило бы достичь более рационального использования частотного диапазона. Последнее стало возможным благодаря разработке метода неортогональной частотной дискретной модуляции (N-OFDM) цифровых сигналов [1, 2].

Метод N-OFDM основан на уплотнении частотных каналов за счёт передачи несущих на неортогональных частотах и последующем различении сигналов в приёмном тракте с использованием методов обработки сигналов со сверхрелеевским разрешением по частоте.

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.

Целью доклада является рассмотрение особенностей реализации метода N-OFDM на основе использования преобразования Хартли (ПХ).

Данная процедура 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 [3]. Как следствие, применение ПХ позволяет упростить аппаратную реализацию метода N-OFDM, снизить вычислительные затраты.

При ортогональной расстановке частот сигналов номиналы поднесущих в базисе Хартли, как известно [3], выбирают, руководствуясь соотношением $f_m = \frac{m}{T \cdot \Delta t}$, которое должно выполняться на этапе цифро-аналогового преобразования сигналов. В предлагаемом методе реализации N-OFDM частоты располагаются в спектральной области плотнее, чем интервал $\frac{1}{T \cdot \Delta t}$.

Эта особенность не вносит каких-либо изменений в традиционную для метода OFDM схему использования базиса функций Хартли [3] на этапе формирования подлежащего излучению многочастотного сигнала. При этом вектор временных отсчетов напряжений сигнальной смеси, модулированной по методу N-OFDM и подлежащей передаче, может быть представлен в виде:

$$W = P \cdot A = \begin{bmatrix} \text{cas } \omega_1(s_1 - z_1)\Delta t & \text{cas } \omega_2(s_1 - z_2)\Delta t & \cdots & \text{cas } \omega_M(s_1 - z_M)\Delta t \\ \text{cas } \omega_1(s_2 - z_1)\Delta t & \text{cas } \omega_2(s_2 - z_2)\Delta t & \cdots & \text{cas } \omega_M(s_2 - z_M)\Delta t \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \text{cas } \omega_1(s_T - z_1)\Delta t & \text{cas } \omega_2(s_T - z_2)\Delta t & \cdots & \text{cas } \omega_M(s_T - z_M)\Delta t \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_M \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где $\text{cas } \omega_m(s_t - z_m)\Delta t = \cos \omega_m(s_t - z_m)\Delta t + \sin \omega_m(s_t - z_m)\Delta t$ – функция Хартли [1],

$\omega_m = 2\pi f_m$, f_m – частота m -й поднесущей на выходе цифро-аналогового преобразователя (ЦАП),

s_t – порядковый номер t -го временного отсчета сигнальной выборки,

z_m – смещение начала формируемой выборки относительно точки нулевой фазы m -й поднесущей ($2\pi f_m z_m \Delta t$ – начальная фаза m -й поднесущей),

Δt – период такта ЦАП,

$A = [a_1 \ a_2 \ \dots \ a_M]^T$ – вектор амплитуд M сигналов, в котором заложена подлежащая передаче информация.

На выходе приемного устройства прошедшая среду распространения многочастотная сигнальная смесь может быть представлена аналогичной матричной записью, отличающейся от (1) учетом воздействия аддитивного шума:

$$U = P \cdot A + n = \begin{bmatrix} \text{cas } \omega_1(s_1 - z_1)\Delta t & \text{cas } \omega_2(s_1 - z_2)\Delta t & \cdots & \text{cas } \omega_M(s_1 - z_M)\Delta t \\ \text{cas } \omega_1(s_2 - z_1)\Delta t & \text{cas } \omega_2(s_2 - z_2)\Delta t & \cdots & \text{cas } \omega_M(s_2 - z_M)\Delta t \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \text{cas } \omega_1(s_T - z_1)\Delta t & \text{cas } \omega_2(s_T - z_2)\Delta t & \cdots & \text{cas } \omega_M(s_T - z_M)\Delta t \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_M \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_T \end{bmatrix}, \quad (2)$$

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

Для оптимальной демодуляции переданной информации следует использовать оценивание амплитуд сигналов по методу наименьших квадратов. Применяя его по отношению к системе (2), несложно получить известную оценку вектора амплитуд:

$$\hat{A} = \{P^T P\}^{-1} P^T U. \quad (3)$$

Произведение $P^T U$ в соотношении (3) по сути представляет собой матричную запись процедуры преобразования Хартли над вектором отсчетов принятых сигналов. Поэтому для вычисления величины $P^T U$ целесообразно использовать алгоритм быстрого ПХ. Величина же нормировочного матричного коэффициента $\{P^T P\}^{-1}$ может быть рассчитана заранее, поскольку частоты поднесущих полагаются точно известными.

Расчет обратной квадратичной формы $\{P^T P\}^{-1}$ также необходим для оперативной оценки точности измерения амплитуд поднесущих. Дело в том, что квадратичная форма $P^T P$ входит в состав информационной матрицы Фишера [2], с помощью которой формируется так называемая нижняя граница Крамера-Рао для дисперсии несмещенных оценок амплитуд сигналов. В случае N-OFDM в базисе функций Хартли такие оценки ранее никем не рассчитывались. Опираясь на них, представляется возможным оценить потенциальные пределы спектрального уплотнения сигналов в базисе Хартли. Учитывая взаимосвязь преобразования Фурье и ПХ [3], несложно предположить, что предельные границы частотного уплотнения в обоих случаях будут одинаковы. Однако такая гипотеза нуждается в тщательной проверке, чему и будут посвящены дальнейшие исследования авторов.

В целом, предложенный в докладе подход к передаче и демодуляции N-OFDM сигналов на основе использования базиса Хартли является новым и требует детального изучения, в том числе путем математического моделирования.

Литература

1.Слюсар В.И., Смоляр В.Г. Частотное уплотнение каналов связи на основе сверхрелеевого разрешения сигналов // Радиозлектроника. 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 многотоновая модуляция с использованием преобразования Хартли // Радиоэлектроника. Изв. высш. учеб. заведений. – 2004. – №11.– С. 38-44.