

МЕТОД N-OFDM С ОРТОГОНАЛЬНО ПОЛЯРИЗОВАННЫМИ СИГНАЛАМИ

Зинченко А.А., Слюсар В.И.
Полтавский военный институт связи
36036, г. Полтава, ул. Зеньковская, 44
Email: swadim@inbox.ru

In this report the question about using the increasing of carrying capacity of radio relay communication systems owing to using the method of non-orthogonal frequency discrete modulation (N-OFDM) with usage the orthogonally polarized rays is studied. During the research the synthesis of the demodulation procedure N-OFDM signals was made taking into account the cross-polarized hindrance. To analyze maximum capabilities of the presented method it has been proposed to use the well-known methodology of calculating the lower barrier of Kramer-Rao (LBKR) for the potentially achieving dispersion of mistakes in measuring the amplitude ingredients.

Одним из перспективных направлений развития радиорелейных систем является использование для повышения их пропускной способности ортогональной частотной дискретной модуляции (OFDM). Этот метод широко используется в WiMAX-сетях и позволяет обеспечить связь на расстояние прямой видимости (десятки километров). Дальнейшим развитием данного подхода стал метод неортогональной частотной дискретной модуляции (N-OFDM) [1, 2], позволяющий уплотнить спектральную полосу, занимаемую сигналом, адаптивно отстроиться от узкополосных помех и эффективно работать в условиях доплеровского сдвига несущих частот. Однако работы по развитию метода N-OFDM до сих пор проводились применительно лишь к одной поляризации излучаемых сигналов. В то же время, как известно, использование двух ортогональных поляризаций излучения позволяет почти в два раза увеличить пропускную способность радиолинии. Такие решения уже известны для метода OFDM [3].

Целью доклада является усовершенствование метода N-OFDM путем использования двухполяризационного сигнала с неортогональными несущими.

При этом задачей исследований является синтез процедуры демодуляции N-OFDM сигналов с учетом влияния кросс-поляризационной помехи.

Предполагается, что принцип формирования двухполяризационного сигнального пакета с неортогональными несущими в передатчике сводится к использованию двух независимых квадратурных каналов цифро-аналогового преобразования, каждый из которых нагружен на свой излучатель. Поднесущие подвергаются квадратурно-амплитудной модуляции (QAM) в соответствии с передаваемым сообщением. Прием сигналов осуществляется аналогичной антенной с поляризационным селектором с последующим квадратурным аналого-цифровым преобразованием в каждом из поляризационных каналов.

Демодуляция сигналов в рассматриваемом случае проводится в предположении о точно известных частотах поднесущих. Для учета влияния кросс-поляризационной помехи применяется адаптивное снижение уровня QAM-модуляции, при этом оценка уровня кросс-поляризационных компонент производится путем использования пилот-сигналов, излучаемых как с передатчика на приемник, так и в обратном направлении.

Для синтеза процедуры демодуляции воспользуемся методом наименьших квадратов. Предположим, что в общем случае излучение на ортогональных поляризациях по методу N-OFDM выполняется на несовпадающих поднесущих. При этом будем также считать, что уровни кросс-поляризационных помех являются частотно-зависимыми и известны для каждой гармонической составляющей. При таких допущениях отклик приемной системы после синтеза ортогональных частотных фильтров с помощью быстрого преобразования Фурье (БПФ) может быть представлен в матричном виде:

$$U = F \cdot A + n, \quad (1)$$

где U – блок-вектор комплексных напряжений по выходам R БПФ-фильтров в двух поляризационных каналах приема (H – горизонтальная поляризация, V – вертикальная),

$$U = \begin{bmatrix} U_H \\ U_V \end{bmatrix}, U_H = [\dot{U}_{H1} \ \dot{U}_{H2} \ \dots \ \dot{U}_{HR}]^T, U_V = [\dot{U}_{V1} \ \dot{U}_{V2} \ \dots \ \dot{U}_{VR}]^T,$$

F – блочная матрица амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) R БПФ-фильтров двух поляризационных каналов приема (H - горизонтальная поляризация, V - вертикальная) на основной и кросс-поляризационной составляющих для M частот поднесущих,

$$F = \begin{bmatrix} F_H & | & F_{HV} \\ \hline F_{VH} & | & F_V \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{H1}(\omega_1) & \dots & F_{H1}(\omega_M) & | & F_{HV1}(\omega_1) & \dots & F_{HV1}(\omega_M) \\ \vdots & & \vdots & & \vdots & & \vdots \\ F_{HR}(\omega_1) & \dots & F_{HR}(\omega_M) & | & F_{HVR}(\omega_1) & \dots & F_{HVR}(\omega_M) \\ \hline F_{VH1}(\omega_1) & \dots & F_{VH1}(\omega_M) & | & F_{V1}(\omega_1) & \dots & F_{V1}(\omega_M) \\ \vdots & & \vdots & & \vdots & & \vdots \\ F_{VHR}(\omega_1) & \dots & F_{VHR}(\omega_M) & | & F_{VR}(\omega_1) & \dots & F_{VR}(\omega_M) \end{bmatrix}, \quad (2)$$

$F_{HV_r}(\omega_m) = F_{VH_r}(\omega_m)$ – значение АЧХ r -ого БПФ-фильтра на частоте m -го сигнала ω_m для кросс-поляризационной составляющей,

$F_{H_r}(\omega_m) = F_{V_r}(\omega_m)$ – значение АЧХ r -ого БПФ-фильтра на частоте m -го сигнала ω_m для горизонтальной и вертикальной поляризаций приема,

$$A = [\dot{a}_{H1} \ \dot{a}_{H2} \ \dots \ \dot{a}_{HM} \ | \ \dot{a}_{V1} \ \dot{a}_{V2} \ \dots \ \dot{a}_{VM}]^T,$$

$\dot{a}_{Hm}, \dot{a}_{Vm}$ – комплексная амплитуда m -го сигнала горизонтальной и вертикальной поляризаций соответственно,

\dot{a} – блочный вектор шумов измерения.

При условии, что не может быть принята гипотеза об инвариантности кросс-поляризационной помехи к частоте сигнала, можно записать:

$$F_{HV_r}(\omega_m) = q_{HV}(\omega_m) \cdot F_{V_r}(\omega_m) \text{ и } F_{VH_r}(\omega_m) = q_{VH}(\omega_m) \cdot F_{H_r}(\omega_m),$$

где $q_{HV}(\omega_m), q_{VH}(\omega_m)$ – частотно-зависимые коэффициенты кросс-поляризационной связи при условии ее невзаимности.

Если пренебречь частотной зависимостью кросс-поляризационной помехи и ее чувствительностью к направлению поляризационной связи, то можно считать, что

$$F_{HV_r}(\omega_m) = q \cdot F_{V_r}(\omega_m) \text{ и } F_{VH_r}(\omega_m) = q \cdot F_{H_r}(\omega_m),$$

то есть матрица АЧХ приобретает вид:

$$F = \begin{bmatrix} F_H & | & q \cdot F_V \\ \hline q \cdot F_H & | & F_V \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & q \\ q & 1 \end{bmatrix} [\otimes] \begin{bmatrix} F_H \\ F_V \end{bmatrix}, \quad (3)$$

где $[\otimes]$ – символ блочного кронекеровского произведения.

Для случая пренебрежимо малой кросс-поляризационной помехи коэффициент q можно положить равным нулю. В результате получим:

$$F = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} [\otimes] \begin{bmatrix} F_H \\ F_V \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_H & | & 0 \\ \hline 0 & | & F_V \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Используя матричные соотношения (1), несложно определить оценку вектора комплексных амплитуд сигналов по методу наименьших квадратов, минимизируя функционал невязок:

$$L = \{\dot{U} - FA\}^* \{\dot{U} - FA\} = \min, \quad (5)$$

Соответствующая оценка вектора амплитуд A , как известно, находится в виде:

$$\hat{A} = \{F^T F\}^{-1} F^T \hat{U}. \quad (6)$$

Отсюда, искомые квадратурные составляющие амплитуд сигналов могут быть вычислены по соотношениям:

$$A^c = \text{Re}(\{F^T F\}^{-1} \cdot F^* \cdot \hat{U}), \quad A^s = \text{Im}(\{F^T F\}^{-1} \cdot F^* \cdot \hat{U}), \quad (7)$$

$$\text{где } A^c = [a_1^c \quad a_2^c \quad \dots \quad a_M^c]^T, \quad A^s = [a_1^s \quad a_2^s \quad \dots \quad a_M^s]^T.$$

Для анализа предельных возможностей рассматриваемого подхода в интересах выбора конкретного алгоритма QAM- модуляции следует воспользоваться известной методикой расчета нижней границы Крамера-Рао (НГКР) для потенциально достижимой дисперсии ошибок измерения амплитудных составляющих. Необходимая при этом матрица Фишера рассчитывается при условии некоррелированности гауссовых шумов по формуле:

$$I = \frac{1}{\sigma_{\text{noise}}^2} \cdot F^T F, \quad (8)$$

где F – рассмотренная в выражениях(1) -(7) матрица АЧХ фильтров БПФ,

σ_{noise}^2 – дисперсия шума в квадратурных составляющих напряжений сигналов (полагается одинаковой в квадратурных каналах обеих поляризации).

Результаты расчета НГКР путем обращения (8) для случая нулевого коэффициента кросс-поляризации q и $q \neq 0$ подтверждают очевидный вывод, что в отсутствие кросс-поляризационной помехи точность демодуляции сообщений будет выше, чем при $q \neq 0$, даже в случае согласованной обработки, учитывающей известные параметры кросс-поляризационной связи.

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 // Радиозлектроника. Изв. высш. учеб. заведений. – 2004.– № 4.– С. 53-59.
3. Vinko Erceg, Pitchaiah Soma, Daniel S. Baum and Severine Catreux. Multiple-Input Multiple-Output Fixed Wireless Radio Channel Measurements and Modeling Using Dual-Polarized Antennas at 2.5 GHz.// IEEE Transactions on Wireless Communications, Vol. 3, No. 6, November 2004. – <http://www.nari.ee.ethz.ch/commth/pubs/files/twc04.pdf>.