

Министерство образования и науки Украины
ХАРЬКОВСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

МАТЕРИАЛЫ 13-го МЕЖДУНАРОДНОГО
МОЛОДЕЖНОГО ФОРУМА

«РАДИОЭЛЕКТРОНИКА И МОЛОДЕЖЬ В XXI веке»

30 марта – 1 апреля 2009 г.

Часть I

Харьков 2009

ДВУХЭТАПНАЯ ПРОЦЕДУРА ДЕМОДУЛЯЦИИ N-OFDM СИГНАЛОВ ДВОЙНОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ ПО ВЫХОДАМ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

Слюсар В.И.¹, Волошко С. В.²

Научный руководитель – д.т.н., профессор Слюсар В.И.

Военный институт телекоммуникаций и информатизации Национального технического университета Украины «КПИ»

(01011, Киев, ул. Московская, 45/1)

E-mail: ¹swadim@inbox.ru; ²woloshko@mail.ru

In this Paper is proposed a 2-Stage Method for Demodulation of Not Orthogonal Frequency Discrete Modulation (N-OFDM) Signals.

При использовании технологии цифрового диаграммообразования (ЦДО) в приемном сегменте станции беспроводной связи оптимальная демодуляция сигналов двойной поляризации с неортогональной частотной дискретной модуляцией (N-OFDM) может выполняться в рамках одноэтапной процедуры. В основе ее лежит учет поляризационных характеристик направленности (ХН) вторичных пространственных каналов в матричном описании откликов частотных фильтров.

В докладе представлен альтернативный вариант обработки, сводящийся к двухэтапной демодуляции сигналов. На первом его этапе производится оценивание амплитуд сигналов по выходу процедур ЦДО в каждом временном отсчете. При этом используются известные угловые координаты направлений приема, измеренные на этапе вхождения в связь, либо рассчитанные по данным спутниковой навигационной системы.

Если представить вектор напряжений N-OFDM сигналов U по выходу процедуры ЦДО как $U = QW + n$, где Q – матрица значений ХН, W – вектор амплитуд сигналов, n – вектор напряжений шумов, то оптимальная оценка вектора амплитуд может быть определена в известном виде $\hat{W} = (Q^T Q)^{-1} Q^T U$.

По полученному массиву оценок вектора амплитуд W для интересующих направлений приема сигналов далее формируют наборы частотных фильтров с помощью быстрого преобразования Фурье (БПФ). При этом указанные оценки амплитуд используется в качестве исходных напряжений сигналов. В последующем для демодуляции данных будет применяться сигнальная матрица F , составленная только из значений АЧХ частотных фильтров, чьи отклики можно выразить в виде $\hat{W}_{FFT} = FA + n_w$, где \hat{W}_{FFT} – вектор напряжений откликов частотных фильтров, A – вектор амплитуд сигналов, n_w – шумовой вектор. Искомая оценка вектора амплитуд имеет вид $\hat{A} = (F^T F)^{-1} F^T \hat{W}_{FFT}$. Таким образом, промежуточное оценивание амплитуд сигналов позволяет снизить порядок матричных операций на этапе их демодуляции.

КОМПЕНСАЦИЯ ДОППЛЕРОВСКОГО СМЕЩЕНИЯ ЧАСТОТЫ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ N-OFDM СИГНАЛОВ

Слюсар В.И.¹, Троцко А.А.²

Научный руководитель – д.т.н., профессор Слюсар В.И.

Военный институт телекоммуникаций и информатизации Национального технического университета Украины «КПИ»

(01011, Киев, ул. Московская, 45/1)

E-mail: ¹swadim@inbox.ru; ²trocko_aa@mail.ru

In this Paper Doppler Frequency Shift's Compensation are considered, which arises in Communication Lines with UAV, at use Not Orthogonal Frequency Discrete Modulation (N-OFDM) Signals.

Применение беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) рассматривается сегодня как одно из перспективных направлений развития телекоммуникационных систем. Вместе с тем, высокие скорости движения БПЛА приводят к негативному влиянию доплеровского эффекта, снижающего пропускную способность каналов связи. Компенсация доплеровского сдвига возможна путем применения метода неортогональной частотной дискретной модуляции (N-OFDM). Устранение влияния доплеровских смещений частоты в приемнике такой радиолинии связи опирается на оценку частоты Допплера по пилот-сигналу. Упрощенный вариант компенсации состоит в том, что для всех сигналов пакета используется одинаковая оценка частотного сдвига. Процедура оценивания квадратурных составляющих сигналов по напряжениям синтезированных в результате БПФ S частотных фильтров имеет вид: $\hat{a}_m^{c(s)} = S^{-1} \cdot \det^{-1} \cdot \det_m^{c(s)}$; $m = 1, 2, \dots, M$. Для оптимального оценивания амплитудных составляющих по методу наименьших квадратов в знаменатель этого соотношения следует подставить определитель

$$\det = \begin{vmatrix} \sum_{j=0}^{S-1} f_j^2(w_1 + \Delta) & \sum_{j=0}^{S-1} f_j(w_1 + \Delta)f_j(w_2 + \Delta) & \dots & \sum_{j=0}^{S-1} f_j(w_1 + \Delta)f_j(w_M + \Delta) \\ \sum_{j=0}^{S-1} f_j(w_1 + \Delta)f_j(w_2 + \Delta) & \sum_{j=0}^{S-1} f_j^2(w_2 + \Delta) & \dots & \sum_{j=0}^{S-1} f_j(w_2 + \Delta)f_j(w_M + \Delta) \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \sum_{j=0}^{S-1} f_j(w_1 + \Delta)f_j(w_M + \Delta) & \sum_{j=0}^{S-1} f_j(w_2 + \Delta)f_j(w_M + \Delta) & \dots & \sum_{j=0}^{S-1} f_j^2(w_M + \Delta) \end{vmatrix}$$

где Δ - значение доплеровского сдвига частоты в долях ширины главного "лепестка" АЧХ синтезированного БПФ-фильтра; $f_j(w_m + \Delta)$ - значение АЧХ j -го частотного фильтра; w_j, w_k, w_m - известные частоты поднесущих, выраженные в долях ширины главного "лепестка" АЧХ БПФ-фильтра, из множества заданных при условии отсутствия доплеровского эффекта; $\det_m^{c(s)}$ - определитель, полученный заменой в \det соответствующего

столбца вектором $[B^{c(s)}] = \left[\sum_{j=0}^{S-1} U_j^{c(s)} \cdot f_j(w_1 + \Delta) \dots \sum_{j=0}^{S-1} U_j^{c(s)} \cdot f_j(w_M + \Delta) \right]^T$, где $U_j^{c(s)}$ - квадратурные составляющие комплексного отклика j -го фильтра.

СИСТЕМА НА КРИСТАЛЛЕ С БЕСПРОВОДНОЙ ПЕРЕДАЧЕЙ ДАННЫХ МЕЖДУ ЕЕ НАНОСХЕМАМИ

Слюсар В.И., Слюсар Д.В.

Научный руководитель – д. т. н., проф. Слюсар В.И.
03056, г. Киев, просп. Перемоги, 37, НТУУ "КПИ", корп. 12,
e-mail: swadim@inbox.ru

In work is presented nanosystem with nanoantennas array for wireless communication with cooperating macroarrangements.

Одной из важных проблем в области нанотехнологий остается осуществление электрического контакта наноэлектронных устройств с макроскопическим уровнем без существенных потерь в плотности тока, достижимой на наноуровне. До настоящего времени контакт со всеми нанопроводными устройствами осуществляется литографическим изготовлением электродных площадок. Однако этот путь неэффективен для широкомасштабной параллельной обработки, объединяющей множество наносистем на кристалле.

Одно из решений этой проблемы, прорабатываемое рядом исследователей, состоит в использовании для контакта с наноустройствами беспроводной связи. При этом роль антенн выполняют все те же нанотрубки, которые для обеспечения частотного мультиплексирования сигналов имеют разную длину (следовательно, различную резонансную частоту). Таким образом, в отличие от прежних подходов, полагающихся при создании электрического контакта с наносистемами на литографию и свойственные ей ограничения, идея беспроводных соединений является достаточно универсальной и легко масштабируемой. Схематично принцип реализации радиошлюзов наносистем с макросхемой, оснащенной диэлектрической резонаторной антенной (ДРА), показан на рис. 1.

На этой же основе может быть осуществлено электропитание наноустройств, причем наноантенны будут использоваться в качестве ректенн, в которых роль выпрямителей выполняют нанотрубки с внедренным дефектом атомной сетки. Подобные модификации наноструктур позволяют перейти от пассивных наноантенн к активным решениям, обладающим в дополнение к частотно-селективным и пространственно-избирательным свойствам возможностью прямого усиления сигналов с эфира. В качестве физической основы передачи данных предлагается использовать спектрально

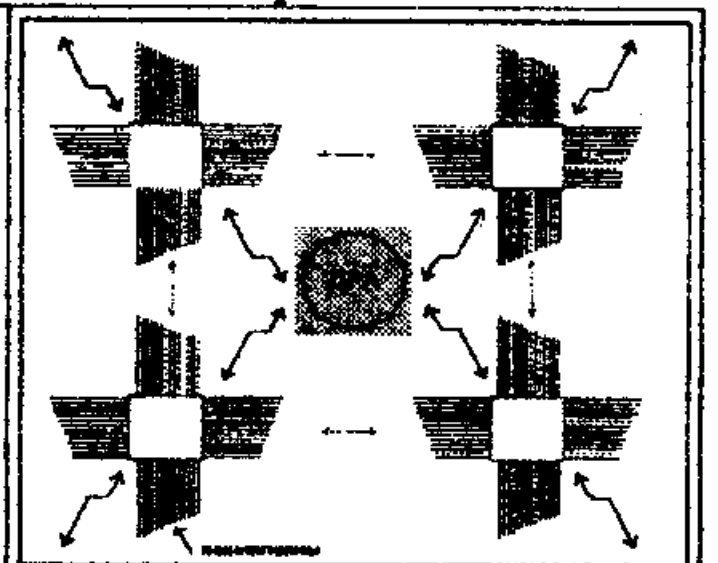


Рис. 1. Наносистема с решетками наноантенн для беспроводной связи с макроустройствами.

эффективные методы сверхрэлеевского уплотнения информационных сигналов по времени и частоте (например, N-OFDM модуляцию и пр.).