

УДК 326.391

В.І. Слюсар, полковник, д.т.н., профессор, главный научный сотрудник,

В.В. Лютов, подполковник, ведущий научный сотрудник

Центральный научно-исследовательский институт вооружения и военной техники
Вооруженных Сил Украины.

Воздухофлотский проспект, 28, г. Киев, 03049,

cndi_ovt@mil.gov.ua.

МЕТОД ПЕЛЕНГАЦИИ ПОМЕХ В РЕЖИМЕ ВХОЖДЕНИЯ В СВЯЗЬ

Для снижения уровня ошибок и повышения надежности связи в беспроводных подвижных системах связи, организованных по принципу ММО, предлагается использовать метод пеленгации помех в режиме вхождения в связь.

Рис. 1, библи. 4.

Многочисленные исследования, проводимые в области применения технологии беспроводного доступа ММО (Multiple Input Multiple Output – множественный вход множественный выход) в задачах обеспечения качественной радиосвязью обуславливают быстрое её развитие и внедрение. Однако при решении задач обеспечения беспроводного доступа по технологии ММО на практике сталкиваются с рядом проблемных вопросов, одним из которых является задача пеленгации и учета помех на этапе вхождения в связь.

Многолучевое распространение радиоволн на пересеченной местности, активная работа средств радиоэлектронной борьбы и множественные переотражения сигналов требуют учета помеховой обстановки при работе радиосредств в системах связи подвижных объектов, по технологии ММО. Наиболее целесообразным направлением решения данной проблемы является применение цифровой обработки сигналов.

Целью данной статьи является изложение подходов к применению методов обработки сигналов в ММО – системе для решения задачи вхождения в связь подвижных объектов в условиях многолучевого распространения радиоволн на пересеченной местности и множественных переотраженных сигналов.

Обычным подходом к решению задач вхождения в связь являются организационные мероприятия по планированию связи. Применительно к ММО – системам одним из таких мероприятий является пространственная селекция, суть которой состоит в том, что если сигналы на приемник поступают с разных угловых направлений, различающихся более чем на ширину луча диаграммы направленности (ДН) приемной антенны, то их можно разделить обычной пространственной селекцией.

Если же различия в направлениях приема сигналов не превышают ширины главного луча результирующей приемной ДН, а остальные их параметры совпадают, сигналы передатчика ММО могут быть разделены на основе методов углового "сверхразрешения". Сущность его заключается в том, что если угловые координаты излучателей (β_M) относительно нормали к приемной антенне известны, то задача разделения сигналов, излученных парой вибраторов, сводится к решению системы уравнений, составленных по каждому отсчету аналого-цифрового преобразователя (АЦП). Так, например для двухвибраторной антенны получим систему уравнений вида:

$$\begin{cases} y_1 = h_1(\beta_1)x_1 + h_1(\beta_2)x_2, \\ y_2 = h_2(\beta_1)x_1 + h_2(\beta_2)x_2, \end{cases} \quad (1)$$

где y_1, y_2 – выходные напряжения приемных антенн; x_1, x_2 – неизвестные комплексные амплитуды излученных сигналов; $h_1(\beta_M), h_2(\beta_M)$ – комплексные ДН антенных элементов в направлениях источников излучения.

Неизвестные угловые координаты источников излучения β определяются на этапе вхождения в связь при цифровом формировании ДН, для этого можно применять нелинейные математические операции – например, процедуру Кейпона (рисунок 1). В результате ДН таких приемных антенн будут крайне узконаправленными и остроконечными, что позволяет повысить пространственную избирательность антенной системы. Характерно, что передавать сигналы в данном случае может антенна с широкой ДН. Это особенно важно, поскольку при нелинейной обработке принцип взаимности не выполняется, и воспроизвести столь же остроконечные ДН для передающей антенны невозможно.

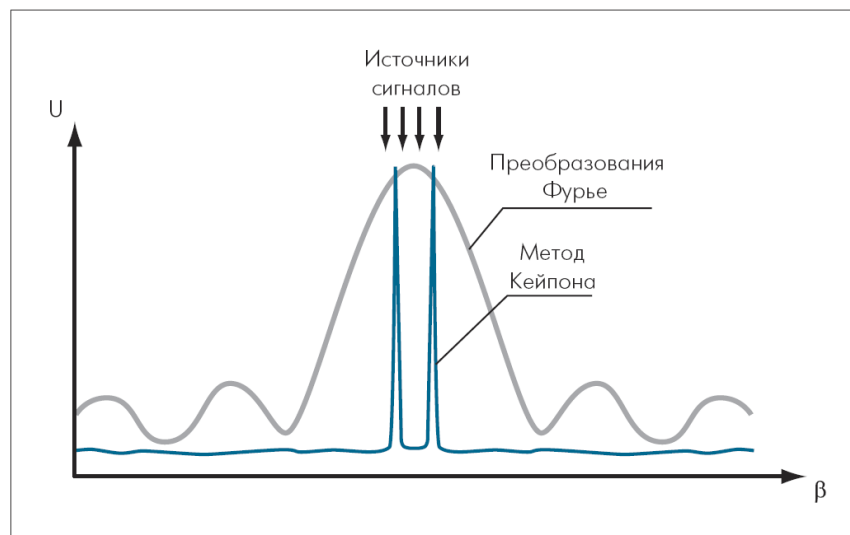


Рисунок 1 – Эффект сверхрешения двух сигналов по методу Кейпона (в сравнении с обработкой посредством преобразования Фурье)

Для оценки возможности применения на практике данного подхода проведем математическое моделирование. При этом введем некоторые допущения, а именно:

- для подвижных средств связи соблюдается условия псевдостационарности коэффициентов передачи сигналов по трассе распространения;
- сигналы помех подвержены множественным переотражениям и приходят на приемную цифровую антенную решетку (ЦАР) в виде суперпозиции нескольких плоских волн (в этом случае помеховый сигнал от одиночного источника можно рассматривать как эквивалентную совокупность множества помех);
- ЦАР – является линейной, эквидистантой, состоящей из R элементов;
- радиочастотные импульсы принимаемого сигнала модулированы кодовой последовательностью, позволяющей приемной станции оценить принимаемые сигналы в системе "свой - чужой".

Запишем в матричном виде выражение, описывающее отклик ЦАР:

$$U = P \cdot A + n, \quad (2)$$

где U – вектор комплексных отсчетов напряжений сигнальной смеси по выходам R приемных каналов ЦАР,

$$P = Q \cdot K = \begin{bmatrix} Q_1(x_1) & \cdots & Q_1(x_M) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ Q_r(x_1) & \cdots & Q_r(x_M) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} K(s_1 - z_1) & \cdots & K(s_1 - z_M) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ K(s_r - z_1) & \cdots & K(s_r - z_M) \end{bmatrix} = \quad (3)$$

$$= \begin{bmatrix} Q_1(x_1) \cdot \begin{bmatrix} K(s_1 - z_1) \\ \vdots \\ K(s_t - z_1) \end{bmatrix} & \cdots & Q_1(x_M) \cdot \begin{bmatrix} K(s_t - z_M) \\ \vdots \\ K(s_t - z_M) \end{bmatrix} \\ \vdots & & \vdots \\ Q_r(x_1) \cdot \begin{bmatrix} K(s_1 - z_1) \\ \vdots \\ K(s_t - z_1) \end{bmatrix} & \cdots & Q_r(x_M) \cdot \begin{bmatrix} K(s_t - z_M) \\ \vdots \\ K(s_t - z_M) \end{bmatrix} \end{bmatrix},$$

• – символ произведения Хатри-Рао [2], $Q_r(x_M)$ – известная характеристика направленности (ХН) r -го антенного элемента приемной ЦАР в направлении M -го излучателя с известной угловой координатой x_M , $K(s_t - z_M)$ – известное значение нормированной дискретной функции огибающей M -го импульса в t -м отсчете времени, s_t – порядковый номер отсчета аналого-цифрового преобразователя (АЦП), z_M – смещение первого отсчета измерительной выборки относительно начала M -го импульса, $A = [a_1 \cdots a_M]^T$ – вектор комплексных амплитуд сигналов, содержащий информацию о переданном сообщении, n – вектор комплексных значений шумов измерения.

Обработка сигналов в приемной ЦАР будет осуществляться после цифрового диаграммобразования с переходом к «пространству лучей», а именно после формирования вторичных пространственных каналов, синтезированных с помощью процедуры быстрого преобразования Фурье (БПФ). Таким образом, вместо табличных значений дискретных $Q_r(x_M)$ в (2) следует подставить соотношения для ХН пространственного БПФ – фильтра:

$$Q_r(x_M) = \sin \frac{R}{2} \left(\frac{2d}{l} \pi \sin x_M - 2r\pi / R \right) / \sin \left(\frac{2d}{l} \pi \sin x_M - 2r\pi / R \right) / 2, \quad (4)$$

где R – количество антенных элементов,

d – расстояние между антенными элементами в ЦАР.

Сформированная таким образом система уравнений (2) решается относительно неизвестных оценок амплитудных составляющих каждого парциального импульса, в которых при QAM – модуляции содержится полезная информация.

Для этого используется метод максимального правдоподобия, позволяющий получить оптимальные оценки амплитуд сигналов. При условии гауссовых некоррелированных шумов соответствующие оценки записываются в известном виде:

$$A^c = \text{Re} \left(\{P^T P\}^{-1} P^T U \right), \quad A^s = \text{Im} \left(\{P^T P\}^{-1} P^T U \right), \quad (5)$$

где $A^c = [a_1^c \cdots a_M^c]^T$, $A^s = [a_1^s \cdots a_M^s]^T$, Re – действительная часть комплексного вектора, Im – мнимая часть комплексного вектора, P – сигнальная матрица (3), элементы которой представляют собой произведение ХН и дискретных отсчетов функций огибающих импульсных сигналов с учетом известного (с точностью до периода дискретизации) взаимного расположения во времени, U – вектор комплексных отсчетов напряжений сигнальной смеси по выходу АЦП, T – операция транспонирования матриц, a_M^c , a_M^s – квадратурные составляющие амплитуд сигналов.

Для принятия решения об оптимальности амплитуды сигналов произведем некоторое накопление полученных оценок амплитуды, которые с определенной доверительной вероятностью попадет в интервал амплитуд сигналов с положительным ответом в системе "свой-чужой".

При точно известном времени прихода всех сигналов (режим синхронизированной линии связи) потенциальная точность измерения квадратурных составляющих амплитуд

принятых импульсов определяется нижней границей Крамера-Рао, для которой информационная матрица Фишера [2] имеет вид:

$$I = \sigma^{-2} [P^T P], \quad (6)$$

где σ^{-2} – дисперсия шумов в отсчете АЦП, P – упомянутая сигнальная матрица.

В условиях асинхронного приема, когда точное время прихода сигнального пакета неизвестно, а сдвиг между импульсами остается детерминированным, для расчета потенциальной точности измерения квадратурных составляющих амплитуд импульсных сигналов используется более общее представление информационной матрицы Фишера [3]:

$$I = \frac{1}{\sigma^2} \begin{bmatrix} P^T P & (A^* \otimes P^T) \frac{\partial P}{\partial Y} \\ \left(\frac{\partial P}{\partial Y} \right)^T (A \otimes P) & \left(\frac{\partial P}{\partial Y} \right)^T (AA^* \otimes 1) \frac{\partial P}{\partial Y} \end{bmatrix}, \quad (7)$$

где $\left(\frac{\partial P}{\partial Y} \right)$ – производная Нойдеккера от сигнальной матрицы P по вектору Y , составленному из неизвестных параметров временного сдвига M сигналов (в простейшем случае неизвестным является только время приема первого из сигналов пакета, тогда как относительный сдвиг остальных импульсов полагается известным и недеформируемым в приемных трактах ЦАР); I – единичный вектор; A – вектор амплитуд сигналов, \otimes – символ кронекеровского умножения, $*$ – символ комплексно-сопряженного транспонирования.

Точное значение нижней границы Крамера-Рао может быть рассчитано заранее и предустановлено в качестве допустимого значения квадратурных составляющих амплитуд, либо вычисляться непосредственно на этапе вхождения в связь, что в свою очередь потребует накопления некоторой статистики о помеховой обстановке в эфире.

Таким образом, полученные значения оценок сигнальной смеси на выходе АЦП приемной части связной аппаратуры, позволят адекватно выделить помеховую составляющую сигнала и сформировать в соответствующих направлениях "нули" диаграммы направленности ЦАР. Это приведет к улучшению качественных показателей системы связи на основе ММО, повысит её надежность, скорость решения задач вхождения в связь, а также эффективное подавление помех, возникающих за счет многолучевого распространения радиоволн и переотражений от подстилающей поверхности. Однако, недостатком такого метода является необходимость заблаговременной оценки помеховой обстановки, что приведет к увеличению времени вхождения в связь и повышению требований к быстрдействию аппаратной части подвижной ММО системы.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Слюсар В.И. Метод помехозащищенной демодуляции сигналов N-OFDM в приемном сегменте ЦАР / В.И. Слюсар, С.В. Волошко // XV Международная научно-техническая конференция "Информационные системы и технологии (ИСТ – 2009)". – Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексева. – 2009. – С. 6.
2. Слюсар В.И. Обобщенные торцевые произведения матриц в моделях цифровых антенных решеток с неидентичными каналами / В.И. Слюсар // Радиоэлектроника, 2003. – Т. 46. – № 10 – С.15 – 26. (Изв. вузов).
3. Слюсар В.И., Смоляр В.Г. Частотное уплотнение каналов связи на основе свёрхрелеевского разрешения сигналов / В.И. Слюсар, В.Г. Смоляр // Радиоэлектроника, 2003. – №7. – С. 30 – 39. (Изв. вузов).
4. Слюсар В.И. Информационная матрица Фишера для моделей систем, базирующихся на торцевых произведениях матриц / В.И. Слюсар // Кибернетика и системный анализ, 1999. – №4 – С.141– 149. (Изв. вузов).

Рецензент д.т.н., с.н.с. Рудаков В.И.