

УДК 621.39

СЛЮСАР В. И., ДУБИК А. Н.

МЕТОД МНОГОИМПУЛЬСНОЙ ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ В ММО-СИСТЕМЕ

Предложен новый принцип формирования импульсных сигналов в передающей антенне ММО-системы. Он отличается от известных внесением в каждый канал определенного относительного временного сдвига сигналов, в результате которого в пространстве возникает суперпозиция перекрытых во времени импульсов. На приемной стороне после аналого-цифрового преобразования сигнальной смеси по известным временам прихода сигналов оцениваются их амплитудные составляющие, и производится демодуляция переданных сообщений.

В последнее время объектом многочисленных исследований в области радиосвязи стало использование для беспроводного доступа так называемых ММО-систем (Multiple Input — Multiple Output), базирующихся на применении малоканальных цифровых антенных решеток (ЦАР). В них реализуются различные варианты ортогональной частотной дискретной модуляции (OFDM) сигналов, представляющих собой пакеты достаточно протяженных во времени ортогональных по частоте радиоколесаний. Вместе с тем, использованию импульсных сигналов в системах связи по принципу «ММО» уделяется незначительное внимание.

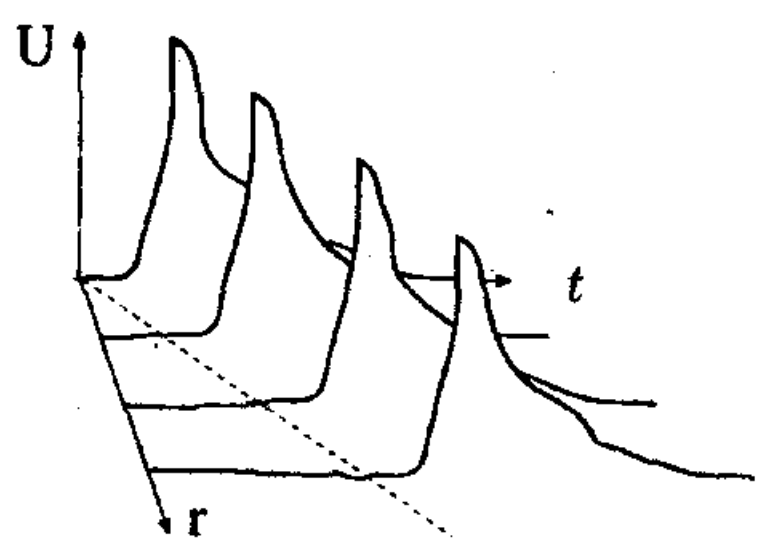
Целью статьи является изложение нового подхода к реализации ММО-систем, отличающегося от известных использованием импульсных сигналов, излучаемых M парциальными антенными элементами ЦАР с детерминированным относительным межканальным сдвигом сигналов во времени.

Данная статья является дальнейшим развитием методов [1] и направлена на синтез процедур демодуляции многосигнальной смеси по выходу приемной ЦАР в случае импульсного режима работы ММО-системы.

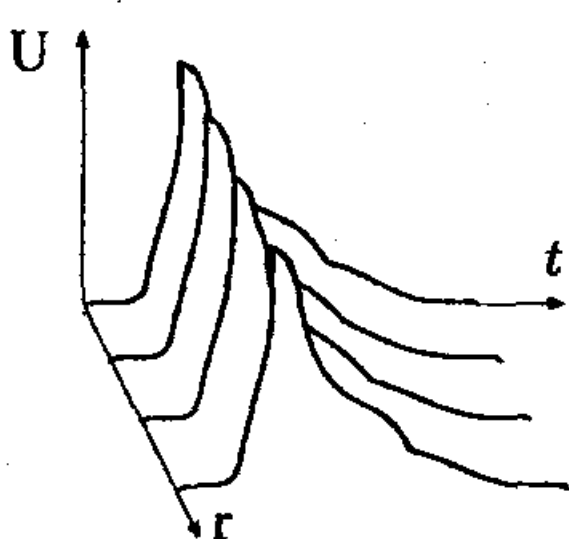
Все последующие выкладки будут проведены применительно к равномерному либо неэквидистантному межканальному временному сдвигу импульсных сигналов. На рис. 1а проиллюстрирован предлагаемый принцип излучения импульсных сигналов антенной решеткой (сигналы в r передающих каналах формируются в разные моменты времени, но их взаимный сдвиг не превышает дли-

тельность одиночного импульса). Рис. 1б представляет традиционно используемую схему излучения импульсов передающей антенной решеткой (сигналы во всех r каналах излучаются в один и тот же момент времени).

Законы изменения огибающих импульсов, формируемых в разных каналах, могут быть одинаковыми или различными, но в любом случае полагаются точно известными. Амплитуды парциальных импульсов перед излучением подвергаются многоуровневой амплитудной или квадратурной амплитудной модуляциям (M-QAM). При этом, в отличие от OFDM, отсутствует необходимость в ортогональности частот несущих сигналов, что позволяет сузить спектральную полосу радиолинии связи. Кроме того, снижаются требования к мгновенному динамическому диапазону передающих каналов ЦАР, поскольку излучаемые импульсы накладываются во времени друг на друга не в аналоговом передающем тракте, как это предусмотрено в [1], а в пространстве.



а



б

Рис. 1

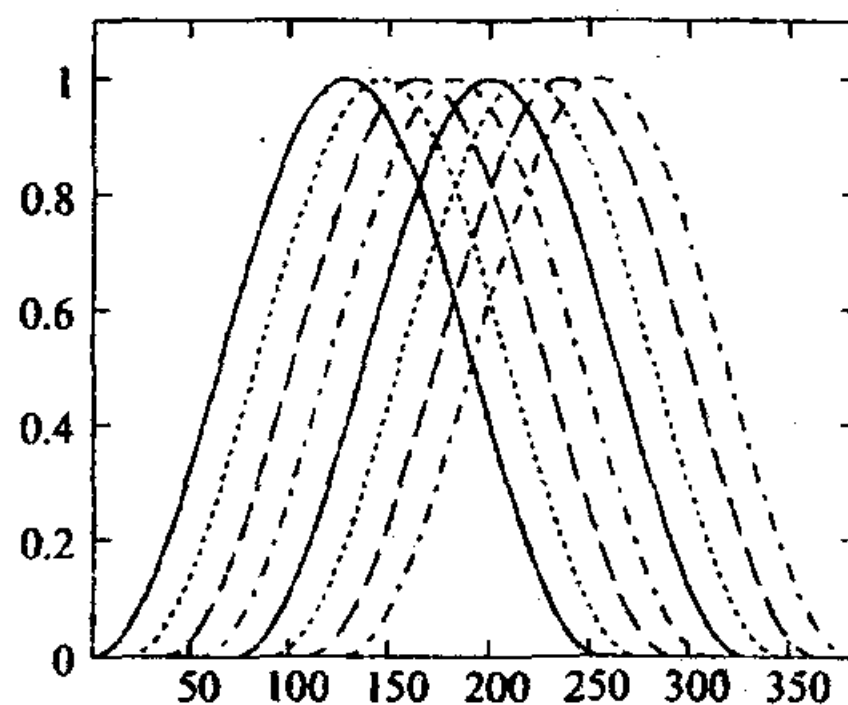


Рис. 2

При такой схеме работы передатчика в приемной ЦАР будет иметь место смесь из M перекрытых во времени сигналов (на рис. 2 схематически показан вид M -импульсной сигнальной смеси на выходе парциального приемного канала), которую с целью демодуляции полученных сообщений следует обрабатывать совместно по всем антенным каналам. Для этого по отсчетам сигнальной смеси, полученным с выходов аналогово-цифровых преобразователей (АЦП), синхронно тактируемых в каждом приемном канале антенной решетки, формируется отклик ЦАР, который может быть представлен в матричном виде соотношением:

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

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

$$\begin{aligned}
 P = Q \cdot K &= \begin{bmatrix} Q_1(x_1) & \dots & Q_1(x_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_r(x_1) & \dots & Q_r(x_M) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} K(s_1 - z_1) & \dots & K(s_1 - z_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ K(s_t - z_1) & \dots & K(s_t - z_M) \end{bmatrix} = \\
 &= \begin{bmatrix} Q_1(x_1) \cdot \begin{bmatrix} K(s_1 - z_1) \\ \vdots \\ K(s_t - z_1) \end{bmatrix} & \dots & Q_1(x_M) \cdot \begin{bmatrix} K(s_1 - z_M) \\ \vdots \\ K(s_t - z_M) \end{bmatrix} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_r(x_1) \cdot \begin{bmatrix} K(s_1 - z_1) \\ \vdots \\ K(s_t - z_1) \end{bmatrix} & \dots & Q_r(x_M) \cdot \begin{bmatrix} K(s_1 - z_M) \\ \vdots \\ K(s_t - z_M) \end{bmatrix} \end{bmatrix}, \quad (2)
 \end{aligned}$$

■ — 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 импульсного сигнала в t -м отсчете времени, s_t — порядковый номер отсчета АЦП, z_m — смещение первого отсчета измерительной выборки относительно начала m -го импульса, $A = [a_1 \dots a_M]^T$ — вектор комплексных амплитуд сигналов, содержащий информацию о переданном сообщении, n — вектор комплексных значений шумов измерения.

Как вариант возможно излучение каждым из M каналов активной ЦАР пакетов из V перекрытых во времени модулированных по амплитуде импульсов. Главное, чтобы межканальный сдвиг пакетов сигналов во времени был согласован с межимпульсным интервалом.

Если в каждом передающем канале использовать наложение V сигналов с различной их расстановкой во времени, то для аналитического описания отклика приемной ЦАР следует задействовать блочное кронекеровское произведение. При этом матрица характеристик направленности Q разбивается на блоки по столбцам:

$$P = \begin{bmatrix} Q_1(x_1) & \dots & Q_1(x_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_R(x_1) & \dots & Q_R(x_M) \end{bmatrix} \left[\otimes \right] \begin{bmatrix} K_1(z_{11}) & \dots & K_1(z_{V1}) & \dots & K_1(z_{1M}) & \dots & K_1(z_{VM}) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ K_T(z_{11}) & \dots & K_T(z_{V1}) & \dots & K_T(z_{1M}) & \dots & K_T(z_{VM}) \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} Q_1(x_1) \cdot \begin{bmatrix} K_1(z_{11}) & \dots & K_1(z_{V1}) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ K_T(z_{11}) & \dots & K_T(z_{V1}) \end{bmatrix} & \dots & Q_1(x_M) \cdot \begin{bmatrix} K_1(z_{1M}) & \dots & K_1(z_{VM}) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ K_T(z_{1M}) & \dots & K_T(z_{VM}) \end{bmatrix} \\ \vdots & & \vdots \\ Q_R(x_1) \cdot \begin{bmatrix} K_1(z_{11}) & \dots & K_1(z_{V1}) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ K_T(z_{11}) & \dots & K_T(z_{V1}) \end{bmatrix} & \dots & Q_R(x_M) \cdot \begin{bmatrix} K_1(z_{1M}) & \dots & K_1(z_{VM}) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ K_T(z_{1M}) & \dots & K_T(z_{VM}) \end{bmatrix} \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Здесь применено более компактное обозначение дискретной огибающей $K_t(z_{vm})$, в котором индекс t означает номер отсчета АЦП, v — номер импульса в V -сигнальном пакете, излучаемом m -м передающим каналом.

Важно, что вектор комплексных амплитуд также принимает блочную структуру:

$$A = [a_{11} \dots a_{V1} \mid \dots \mid a_{1M} \dots a_{VM}] \quad (4)$$

В общем случае для каждого m -го передающего канала может быть назначена своя, не повторяющаяся в других каналах, огибающая сигналов, которая в матричном выражении (3) отклика ЦАР будет описываться функцией $K_{tm}(z_{vm})$, отличающейся наличием дополнительного индекса m .

При необходимости учета неидентичности АЧХ приемных каналов, следствием которой являются различные искажения в законах изменения огибающих импульсов по выходам парциальных приемников, в соотношении (3) необходимо ввести блочное разбиение матрицы Q по номеру приемного канала:

$$P = \begin{bmatrix} Q_1(x_1) & \dots & Q_1(x_M) \\ \vdots & & \vdots \\ Q_R(x_1) & \dots & Q_R(x_M) \end{bmatrix} \otimes \begin{bmatrix} K_{111}(z_{11}) & \dots & K_{111}(z_{V1}) & \dots & K_{1M1}(z_{1M}) & \dots & K_{1M1}(z_{VM}) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ K_{T11}(z_{11}) & \dots & K_{T11}(z_{V1}) & \dots & K_{TM1}(z_{1M}) & \dots & K_{TM1}(z_{VM}) \\ \vdots & \dots & \vdots & \dots & \vdots & \dots & \vdots \\ K_{11R}(z_{11}) & \dots & K_{11R}(z_{V1}) & \dots & K_{1MR}(z_{1M}) & \dots & K_{1MR}(z_{VM}) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ K_{T1R}(z_{11}) & \dots & K_{T1R}(z_{V1}) & \dots & K_{TMR}(z_{1M}) & \dots & K_{TMR}(z_{VM}) \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} Q_1(x_1) \cdot \begin{bmatrix} K_{111}(z_{11}) & \dots & K_{111}(z_{V1}) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ K_{T11}(z_{11}) & \dots & K_{T11}(z_{V1}) \end{bmatrix} & \dots & Q_1(x_M) \cdot \begin{bmatrix} K_{1M1}(z_{1M}) & \dots & K_{1M1}(z_{VM}) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ K_{TM1}(z_{1M}) & \dots & K_{TM1}(z_{VM}) \end{bmatrix} \\ \vdots & & \vdots \\ Q_R(x_1) \cdot \begin{bmatrix} K_{11R}(z_{11}) & \dots & K_{11R}(z_{V1}) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ K_{T1R}(z_{11}) & \dots & K_{T1R}(z_{V1}) \end{bmatrix} & \dots & Q_R(x_M) \cdot \begin{bmatrix} K_{1MR}(z_{1M}) & \dots & K_{1MR}(z_{VM}) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ K_{TMR}(z_{1M}) & \dots & K_{TMR}(z_{VM}) \end{bmatrix} \end{bmatrix}. \quad (5)$$

где $K_{tmr}(z_{vm})$ — дискретная огибающая v -го импульса в V -сигнальном пакете, излучаемом m -м передающим каналом, по выходу r -го приемного канала в t -й момент времени.

Как известно, обработка сигналов в приемной ЦАР может осуществляться после цифрового диаграммообразования с переходом к «пространству лучей», то есть по выходам вторичных пространственных каналов, синтезированных с помощью процедуры быстрого преобразования Фурье. В этом случае вместо табличных значений дискретных функций $Q_r(x_m)$ в (3) следует подставить соотношения для ХН пространственного БПФ-фильтра:

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

где R — количество антенных элементов, d — расстояние между антенными элементами в решетке.

Сформированная любым из рассмотренных способов система уравнений (1) далее 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:

$$A^c = \operatorname{Re}(\{P^T P\}^{-1} P^T U), \quad A^s = \operatorname{Im}(\{P^T P\}^{-1} P^T U), \quad (6)$$

где $A^c = [a_1^c \dots a_M^c]^T$, $A^s = [a_1^s \dots a_M^s]^T$, Re — действительная часть комплексного вектора, Im — мнимая часть комплексного вектора, P — сигнальная матрица (2), (3) либо (5), элементы которой представляют собой произведение ХН и дискретных отсчетов функций огибающих импульсных сигналов с учетом их 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.

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 имеет вид [2] $I = \sigma^{-2} [P^T P]$, 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 детерминирован-

ным, для расчета потенциальной точности измерения квадратурных составляющих амплитуд импульсных сигналов используется более общее представление информационной матрицы Фишера [3]:

$$I = \frac{1}{\sigma^2} \left[\begin{array}{c|c} P^T P & (A^* \otimes P^T) \frac{\partial P}{\partial Y} \\ \hline \left(\frac{\partial P}{\partial Y} \right)^T (A \otimes P) & \left(\frac{\partial P}{\partial Y} \right)^T (A A^* \otimes 1) \frac{\partial P}{\partial Y} \end{array} \right]$$

где $\partial P / \partial Y$ — 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); 1 — единичный вектор; A — вектор амплитуд сигналов, \otimes — символ кронекеровского умножения, $*$ — символ комплексно-сопряженного транспонирования.

В более общем случае в качестве элементов вектора Y могут рассматриваться также угловые координаты, характеризующие неизвестные направления прихода сигналов.

Предложенный подход к построению системы ММО способствует повышению стойкости каналов связи к несанкционированному доступу, увеличению скорости передачи данных на более значительные расстояния в сравнении с несколькими сотнями метров известных вариантов реализации ММО систем на основе OFDM. Существенно, что внутрисистемное разделение ММО-каналов связи при многоимпульсном сигнале достигается также за счет учета зависимости межимпульсного временного интервала от направления на абонента.

Дальнейшие исследования будут направлены на анализ предельных возможностей временного уплотнения сигналов в многоимпульсных пакетах путем имитационного моделирования системы ММО.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Слюсар В. И., Уткин Ю. В. Уплотнение каналов связи на основе сверхрелеевого разрешения сигналов по времени прихода // Радиоэлектроника. — 2003. — № 5. — С. 40 — 48. (Изв. вузов).
2. Слюсар В. И. Обобщенные торцевые произведения матриц в моделях цифровых антенных решеток с неидентичными каналами. // Радиоэлектроника. — 2003. — Т. 46. — № 10 — С. 15 — 26. (Изв. вузов).
3. Слюсар В. И., Смоляр В. Г. Частотное уплотнение каналов связи на основе сверхрелеевого разрешения сигналов // Радиоэлектроника. — 2003. — № 7. — С. 30 — 39. (Изв. вузов).
4. Слюсар В. И. Информационная матрица Фишера для моделей систем, базирующихся на торцевых произведениях матриц // Кибернетика и системный анализ. — 1999. — № 4. — С. 141 — 149. (Изв. вузов).