

## МЕТОД МНОГОИМПУЛЬСНОЙ ПЕРЕДАЧИ В СИСТЕМЕ МИМО

Слюсар В.И.<sup>1</sup>, Дубик А.Н.<sup>2</sup>

<sup>1</sup> Центральный научно-исследовательский институт вооружения и военной техники  
Вооруженных Сил Украины; <sup>2</sup> Полтавский военный институт связи  
36012, Полтава, ул.Зеньковская, 44, тел.(0532) 53-42-19  
E-mail: <sup>1</sup> [swadim@inbox.ru](mailto:swadim@inbox.ru); <sup>2</sup> [Andrei\\_Dubik@rambler.ru](mailto:Andrei_Dubik@rambler.ru)

The new principle of pulse signals generating for MIMO-system transmit antenna is offered. It based on inserting of special relative time shift for signals in each channel. That results a superposition of pulses that are overlapped in time. After analog-digital conversion of signal mixture on the receiving side the amplitude components of signals are evaluated by known signal arrival times, then the demodulation of transferred messages is executed.

В последнее время объектом многочисленных зарубежных исследований в области радиосвязи стало использование для беспроводного доступа так называемых МИМО-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 радиколебаний. Вместе с тем, использованию импульсных сигналов в системах связи по принципу "МИМО" уделяется незначительное внимание.

Целью доклада является изложение нового подхода к реализации МИМО-систем, отличающегося от известных использованием импульсных сигналов, излучаемых  $M$  парциальными антенными элементами ЦАР с определенным относительным межканальным сдвигом сигналов во времени. Задачей исследований является синтез процедур демодуляции многосигнальной смеси по выходу приемной ЦАР в случае импульсного режима работы МИМО-системы.

Все последующие выкладки будут проведены применительно к равномерному либо неэквидистантному межканальному временному сдвигу импульсных сигналов (см.рис. 1)

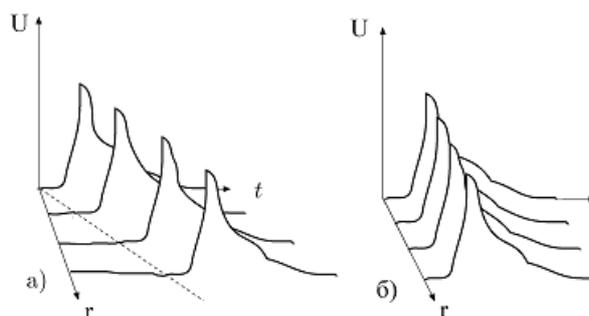


Рис. 1. а) Предлагаемый принцип излучения импульсных сигналов антенной решеткой (сигналы в  $r$  передающих каналах формируются в разные моменты времени, но их взаимный сдвиг не превышает длительность одиночного импульса). б) Традиционно используемая схема излучения импульсных сигналов передающей антенной 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, а в пространстве.

При такой схеме работы передатчика в приемной ЦАР будет иметь место смесь из  $M$  перекрытых во времени сигналов (рис. 2), которую с целью демодуляции полученных сообщений следует обрабатывать совместно по всем антенным каналам. Для этого по отсчетам сигнальной смеси, полученным с выходов аналого-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,

$$P = Q \blacksquare K = \begin{bmatrix} Q_1(x_1) & \dots & Q_1(x_M) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ Q_R(x_1) & \dots & Q_R(x_M) \end{bmatrix} \blacksquare \begin{bmatrix} K(s_1 - z_1) & \dots & K(s_1 - z_M) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ K(s_T - z_1) & \dots & K(s_T - z_M) \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} Q_1(x_1) \cdot \begin{bmatrix} K(s_1 - z_1) \\ \vdots \\ K(s_T - z_1) \end{bmatrix} & \dots & Q_1(x_M) \cdot \begin{bmatrix} K(s_1 - z_M) \\ \vdots \\ K(s_T - z_M) \end{bmatrix} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ Q_R(x_1) \cdot \begin{bmatrix} K(s_1 - z_1) \\ \vdots \\ K(s_T - z_1) \end{bmatrix} & \dots & Q_R(x_M) \cdot \begin{bmatrix} K(s_1 - z_M) \\ \vdots \\ K(s_T - z_M) \end{bmatrix} \end{bmatrix}, \quad (2)$$

$\blacksquare$  – символ произведения Хатри-Рао [1],

$Q_t(x_m)$  – известная характеристика направленности  $t$ -го антенного элемента приемной ЦАР в направлении  $m$ -го излучателя с 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:

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

$$= \begin{bmatrix} Q_1(x_1) \cdot \begin{bmatrix} K_1(z_{11}) & \dots & K_1(z_{v1}) \\ \vdots & & \vdots \\ K_T(z_{11}) & \dots & K_T(z_{v1}) \end{bmatrix} & \dots & Q_1(x_M) \cdot \begin{bmatrix} K_1(z_{1M}) & \dots & K_1(z_{vM}) \\ \vdots & & \vdots \\ K_T(z_{1M}) & \dots & K_T(z_{vM}) \end{bmatrix} \\ \vdots & & \vdots \\ Q_R(x_1) \cdot \begin{bmatrix} K_1(z_{11}) & \dots & K_1(z_{v1}) \\ \vdots & & \vdots \\ K_T(z_{11}) & \dots & K_T(z_{v1}) \end{bmatrix} & \dots & Q_R(x_M) \cdot \begin{bmatrix} K_1(z_{1M}) & \dots & K_1(z_{vM}) \\ \vdots & & \vdots \\ K_T(z_{1M}) & \dots & K_T(z_{vM}) \end{bmatrix} \end{bmatrix} \cdot (3)$$

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.

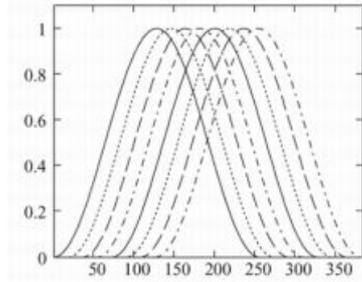


Рис. 2. Схематический вид  $M$ -импульсной сигнальной смеси на выходе парциального приемного канала антенной решетки.

При этом вектор комплексных амплитуд также принимает блочную структуру:

$$A = [a_{11} \dots a_{v1} | \dots | a_{1M} \dots a_{vM}]^T. \quad (4)$$

В общем случае для каждого 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) следует ввести блочное разбиение матриц по номеру приемного канала:

$$P = \begin{bmatrix} Q_1(x_1) & \dots & Q_1(x_M) \\ \vdots & & \vdots \\ Q_R(x_1) & \dots & Q_R(x_M) \end{bmatrix} \otimes \begin{bmatrix} K_{111}(z_{11}) & \dots & K_{111}(z_{v1}) & \dots & K_{1M1}(z_{1M}) & \dots & K_{1M1}(z_{vM}) \\ \vdots & & \vdots & & \vdots & & \vdots \\ K_{T11}(z_{11}) & \dots & K_{T11}(z_{v1}) & \dots & K_{TM1}(z_{1M}) & \dots & K_{TM1}(z_{vM}) \\ \vdots & & \vdots & & \vdots & & \vdots \\ K_{11R}(z_{11}) & \dots & K_{11R}(z_{v1}) & \dots & K_{1MR}(z_{1M}) & \dots & K_{1MR}(z_{vM}) \\ \vdots & & \vdots & & \vdots & & \vdots \\ K_{T1R}(z_{11}) & \dots & K_{T1R}(z_{v1}) & \dots & K_{TMR}(z_{1M}) & \dots & K_{TMR}(z_{vM}) \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} Q_1(x_1) \cdot \begin{bmatrix} K_{111}(z_{11}) & \dots & K_{111}(z_{v1}) \\ \vdots & & \vdots \\ K_{T11}(z_{11}) & \dots & K_{T11}(z_{v1}) \end{bmatrix} & \dots & Q_1(x_M) \cdot \begin{bmatrix} K_{1M1}(z_{1M}) & \dots & K_{1M1}(z_{vM}) \\ \vdots & & \vdots \\ K_{TM1}(z_{1M}) & \dots & K_{TM1}(z_{vM}) \end{bmatrix} \\ \vdots & & \vdots \\ Q_R(x_1) \cdot \begin{bmatrix} K_{11R}(z_{11}) & \dots & K_{11R}(z_{v1}) \\ \vdots & & \vdots \\ K_{T1R}(z_{11}) & \dots & K_{T1R}(z_{v1}) \end{bmatrix} & \dots & Q_R(x_M) \cdot \begin{bmatrix} K_{1MR}(z_{1M}) & \dots & K_{1MR}(z_{vM}) \\ \vdots & & \vdots \\ K_{TMR}(z_{1M}) & \dots & K_{TMR}(z_{vM}) \end{bmatrix} \end{bmatrix}, \quad (5)$$

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.

Сформированная любым из рассмотренных способов система уравнений (1) далее должна решаться относительно неизвестных оценок амплитудных составляющих каждого парциального

импульса.

Для решения матричной системы уравнений (1) предлагается использовать метод наименьших квадратов, который позволяет получить оптимальные оценки амплитуд сигналов при условии гауссовых шумов. Соответствующие оценки записываются в известном виде:

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

где  $A^c = [a_1^c \dots a_M^c]^T$ ,  $A^s = [a_1^s \dots a_M^s]^T$ ,  $\text{Re}$  – действительная часть комплексного вектора,  $\text{Im}$  – мнимая часть комплексного вектора,  $P$  – сигнальная матрица (2), (3) либо (5), элементы которой представляют собой дискретные отсчеты 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.

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]

$$I = \sigma^{-2} \cdot [P^T \cdot P].$$

где  $\sigma^2$  – дисперсия шумов в отсчете АЦП.

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 следует использовать более общее представление информационной матрицы Фишера [3]:

$$I = \frac{1}{\sigma^2} \begin{bmatrix} P^T \cdot P & (A^* \odot P^T) \cdot \frac{\partial P}{\partial \alpha} \\ \left( \frac{\partial P}{\partial \alpha} \right)^T \cdot (A \odot P) & \left( \frac{\partial P}{\partial \alpha} \right)^T \cdot (A A^* \odot D) \cdot \frac{\partial P}{\partial \alpha} \end{bmatrix}$$

где  $\frac{\partial P}{\partial \alpha}$  – 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,  $\odot$  – символ кронекеровского умножения,  $*$  – символ комплексно-сопряженного транспонирования.

Предложенный подход к построению системы MIMO 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 MIMO систем на основе OFDM. Существенно, что внутрисистемное разделение MIMO-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 MIMO.

## Литература

1. Слюсар В.И. Обобщенные торцевые произведения матриц в моделях цифровых антенных решеток с неидентичными каналами // Радиоэлектроника. Изв. высш. учеб. заведений. – 2003. – Т. 46. – № 10 – С. 15-26.
2. Слюсар В.И., Смоляр В.Г. Частотное уплотнение каналов связи на основе свёрхрелеевского разрешения сигналов // Радиоэлектроника. Изв. высш. учеб. заведений. – 2003. – № 7. – С. 30-39.
3. Слюсар В.И. Информационная матрица Фишера для моделей систем, базирующихся на торцевых произведениях матриц // Кибернетика и системный анализ. – 1999. – № 4. – С. 141-149.