

3. Далее на основе $y_1(3), y_2(3), \dots, y_m(3)$ находится $\hat{x}(k+2)$ и т. д.

4. Полученные оценки $x(k), x(k+1), \dots, x(M)$ нумеруются как элементы $x(k, j), x(k+1, j), \dots, x(M, j)$ j -го столбца матрицы изображения $x(i, j)$, а операции п.п. 1–3 повторяются для всех j -х элементов разрешения по азимуту (столбцов матрицы изображения): $j = 1, 2, \dots, N$, тем самым формируется матрица радиолокационного изображения $x(i, j), i = k, M, j = 1, N$, с повышенным разрешением по дальности.

Результаты моделирования. На рис. 1 показано искомое изображение X (сигналы правильной формы) в элементах дискретизации по дальности и результат его измерения $Y = A \cdot X + P$ в строках дальности для случая повышения разрешения в два раза. На рис. 2 представлены зависимости среднего квадрата (дисперсии) ошибки оценивания X от дисперсии помехи P , полученные для алгоритма максимального правдоподобия (8) при $n = 4, m = 6$ (нижняя кривая) и рекуррентного алгоритма (5) при $n = 2$ (верхняя кривая) при восстановлении изображения рис. 1. Точность оценивания X алгоритмом (8) значительно выше по сравнению с алгоритмом (5).

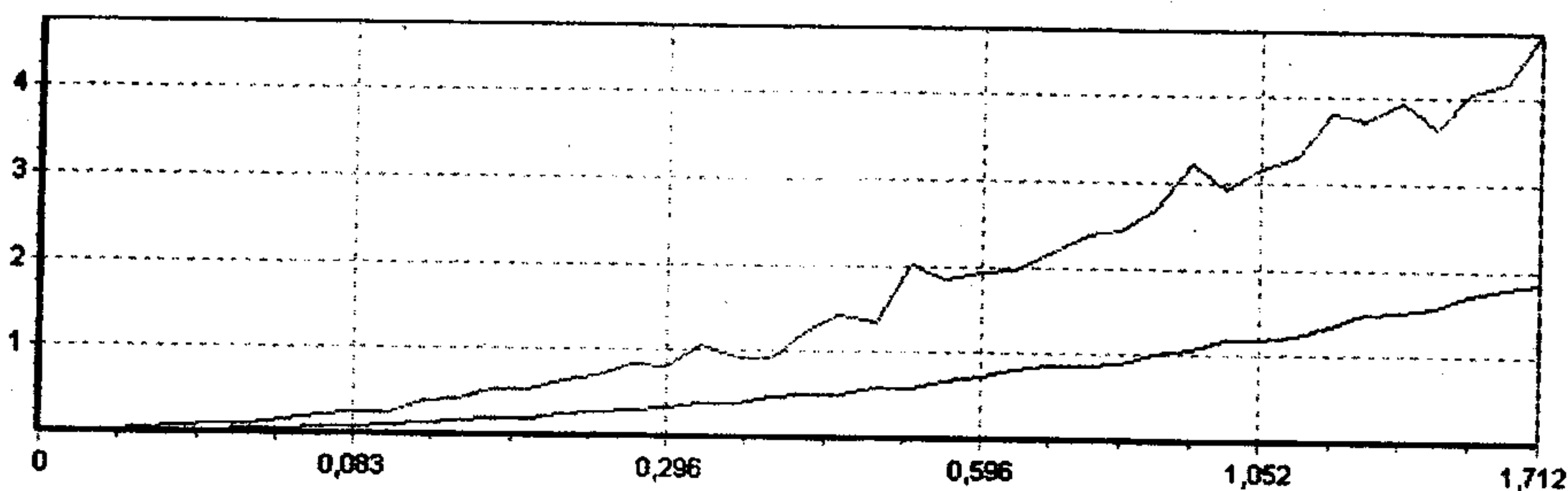


Рис. 2

Заключение. Рассмотрены две схемы синтезирования измерений в строках дальности с целью повышения разрешающей способности. Показано преимущество по точности схемы с избыточными измерениями. По результатам моделирования разрешение повышается в два раза. Предложенный алгоритм может найти применение при разработке алгоритмического и программного обеспечения бортовых РЛС, работающих в режиме повышенного разрешения при наблюдении за поверхностью и воздушной обстановкой.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Финкельштейн М. И. Основы радиолокации: Учебник для вузов. — М.: Радио и связь, 1983. — 536 с.

2. Ключко В. К., Чураков Е. П., Фатьянов С. О. Калмановский алгоритм восстановления смазанного радиолокационного изображения // Радиозлектроника. — 2004. — Том 47, № 9 — С. 54—59.

Рязанская гос. радиотехн. Академия

Поступила в редакцию 31.05.05

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 радиколебаний. 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 l 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.

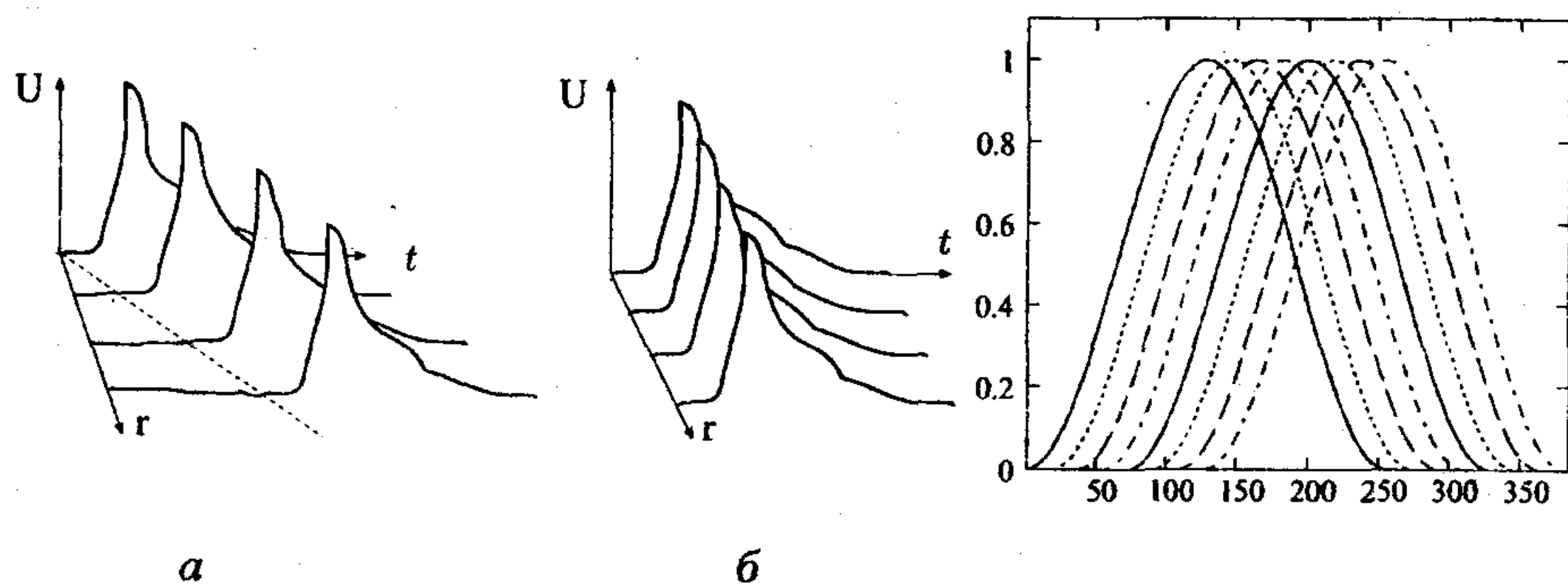


Рис. 1

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,

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

■ — символ произведения Хатри-Рао [2], $Q_r(x_m)$ — известная характеристика направленности (XH) 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:

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

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

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:

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

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:

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

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

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.

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:

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

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 // Радиозлектроника. — 2003. — № 5. — С. 40 — 48. (Изв. вузов).
2. Слюсар В.И. Обобщенные торцевые произведения матриц в моделях цифровых антенных решеток с неидентичными каналами // Радиозлектроника. — 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 // Радиозлектроника. — 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).

Полтавский воен. ин-т связи

Поступила в редакцию 19.07.05

ИЗВЕСТИЯ ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

ИЗДАЕТСЯ С ЯНВАРЯ 1958 г.

ИЗДАНИЕ НАЦИОНАЛЬНОГО ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА УКРАИНЫ
«КИЕВСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ»

Том 49, № 4

Киев

Апрель 2006

ВОЕННЫЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ СПЕЦИАЛЬНЫЙ ВЫПУСК

СОДЕРЖАНИЕ

- Трифонов А. П., Парфенов В. И. Характеристики обнаружения радиосигнала с неизвестной длительностью при воздействии комплекса помех с неизвестными параметрами. 3
- Вашкевич С. А., Авласёнок А. В. Исследование чувствительности субоптимального алгоритма оценивания координат цели к изменению параметров принимаемых радиолокационных сигналов 12
- Сирота А. А., Кирсанов Э. А. Нейросетевые и статистические алгоритмы оценки координат источника радиоизлучения в многопозиционных радиосистемах при наличии аномальных ошибок измерения первичных параметров. 19
- Костенко П. Ю., Антонов А. В., Костенко Т. П. Анализ эффективности обеспечения информационной скрытности в коммуникационных системах и сетях методами хаотической динамики 27
- Касаткин Л. В. Импульсные автогенераторы в режиме фазовой синхронизации импульсным когерентным сигналом (когерентные магнетроны) 38
- Лобкова Л. М., Головин В. В., Троицкий А. В. Характеристики излучения сферической антенны с управляемой диаграммой направленности . . 46
- Селетков В. Л. Вариант спектральной идентификации речевых сигналов 53
- Мсаллам Е. П., Печенин В. В. Цифровой метод определения координатной привязки протяженного объекта по данным его радиолокационного изображения. 61
- Рудаков В. И. Цифровой амплифазометр СВЧ для радиотехнических систем специального назначения 68

Клочко В. К., Мойбенко В. И., Ермаков А. А. Повышение разрешающей способности РЛС по дальности путем обработки синтезированных измерений в стробах дальности.....	70
Слюсар В. И., Дубик А. Н. Метод многоимпульсной передачи сигналов в ММО-системе.....	75

Р е д а к ц и о н н а я к о л л е г и я

Главный редактор проф. **Я. К. ТРОХИМЕНКО**, зам. главного редактора проф. **Ф. Ф. ДУБРОВКА**, зам. главного редактора доц. **А. В. КИСЛЯКОВСКИЙ**, зам. главного редактора проф. **В. И. ПРАВДА**, проф. **П. А. БАКУЛЕВ** (Россия), проф. **Д. И. ВОСКРЕСЕНСКИЙ** (Россия), ктн. **В. И. ГУЗЬ** (Украина), проф. **В. П. ДЖАПАРИДЗЕ** (Грузия), проф. **Ю. Ф. ЗИНЬКОВСКИЙ** (Украина), проф. **А. А. ЛАННЭ** (Россия), проф. **И. В. ЛЕБЕДЕВ** (Россия), проф. **Ю. С. ЛЁЗИН** (Россия), проф. **В. МИКУЛА** (Чехия), проф. **В. В. МУРАВЬЕВ** (Беларусь), проф. **В. П. ПОПОВ** (Россия), проф. **А. И. РЫБИН** (Украина), проф. **Д. М. САЗОНОВ** (Россия), проф. **В. Л. СЕЛЕТКОВ** (Украина), проф. **В. П. СИГОРСКИЙ** (Украина), проф. **В. П. ТАРАНЕНКО** (Украина), проф. **Х. ТИХЧЕВ** (Болгария).

Учредители: Министерство образования Украины и Киевский политехнический институт.
Журнал зарегистрирован в Государственном Комитете телевидения и радиовещания Украины
01.12.2005 г. Свидетельство КВ № 10692.

Над номером работали редакторы: **В. И. Бучный, С. Н. Литвинцев,**
М. А. Шуткова

Подписано в печать 11.04.2006. Формат 60×84/16.
Усл. печ. л. 4,65. Усл. кр.-отт. 4,7. Уч.-изд. л. 5,22. Тираж 360 экз.
Заказ 02/2006.

Адрес редакции: 03056, г. Киев-56, проспект Победы, 37,
НТУУ «Киевский политехнический институт», редакция журнала
«Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника». Тел. 241-76-31, 454-90-41.
Интернет: www.radio.ntu-krі.kiev.ua, e-mail: radio@radio.ntu-krі.kiev.ua

Набрано и отпечатано в редакции журнала
«Изв. высш. учеб. заведений. Радиоэлектроника».