

На этом рисунке сплошная линия соответствует детектору первого ранга (14), пунктирная — детектору второго ранга (15), а штрих-пунктирная — оптимальному при известной матрице ковариаций помехи детектору Неймана-Пирсона (3). Сравнение характеристик обнаружения показывает, что полученный детектор второго ранга имеет незначительные потери в качестве обнаружения по отношению к оптимальному детектору Неймана-Пирсона.

**Заключение.** Полученные неадаптивные алгоритмы обнаружения детерминированных сигналов в присутствии аддитивных гауссовских помех с неизвестной матрицей ковариации помех авторегрессионной структуры обладают свойством постоянства вероятности ложной тревоги. Исследование характеристик обнаружения детектора второго ранга показало его подоптимальность при любой величине коэффициента корреляции АР помех первого порядка. Такие алгоритмы позволяют использовать критерий Неймана-Пирсона для обнаружения сигналов в системах СДЦ РЛС и других приложениях без использования выборок вторичных данных.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Акимов П. С., Бакут П. А и др. Теория обнаружения сигналов. — М.: Радио и связь, 1984. — 440 с.
2. Scharf L. L. Statistical Signal Processing: Detection, Estimation and Time Series Analysis. — Addison-Wesley Publishing Company, 1991. — P.524.
3. Kelly E. J. An adaptive detection algorithm. // IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems. — 1986. — Vol.22. — No.1. — P. 115–127.
4. Ponomaryov V.I. and Nino-de-Rivera L. Order statistics M Method in Image and Video sequence Processing Applications // Electromagnetic Waves and Electronic Systems. — 2003. — Vol. 8 — No. 7–8 — P. 99—107.
5. Conte E., De Maio A. and Galdi C. CFAR Detection of Multidimensional Signals: An Invariant Approach // IEEE Trans. on Signal Processing. — 2003. — Vol. 51. — No. 1. — P. 142—151.
6. Голиков В. С., Лебедева О. М. Обнаружение детерминированных сигналов с фиксированной вероятностью ложной тревоги при неизвестной теплоцевой матрице ковариаций помех // Радиозлектроника. — 2004. — №7. — С. 66—71. (Изв. вузов).
7. Kay S. M. Recursive Maximum Likelihood Estimation of Autoregressive Processes // IEEE Trans. on Acoustic, Speech, and Signal Processing. — 1983. — Vol. 31. — No.1. — P. 56—65.

Автономный ун-т, г. Кармен (Мексика)

Поступила в редакцию 05.09.06

#### ММО-МЕТОД ПЕРЕДАЧИ ТЕЛЕКОДОВОЙ ИНФОРМАЦИИ

Предложен метод обработки сигналов в импульсной ММО-системе, основанный на использовании пространства лучей в приемной цифровой антенной решетке, а также совместное решение задач связи и радиолокации на основе сочетания радиоимпульсной передачи телекодированных данных и многочастотного OFDM-зондирования воздушного пространства.

При решении задач многопозиционной радиолокации серьезной проблемой является передача радиолокационной информации на центральный пункт управления. Особенно жесткие требования по скорости обмена выдвигаются к системе телекодированной связи при реализации технологии сенсорных сетей или кооперативной обработки сигналов, когда каждая из позиций рассматривается как элемент разнесенной цифровой антенной решетки.

Целью статьи является изложение сути нового подхода к реализации системы телекодированной связи на основе методов, используемых в системах связи типа ММО [1].

Данный материал является дальнейшим развитием метода [2] и направлен на синтез процедур обработки многосигнальной смеси по выходу цифровой диаграммообразующей схемы приемной ЦАР в случае импульсного режима работы ММО-системы.

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. На рис. 1 показаны характеристики направленности синтезированных с помощью БПФ вторичных пространственных каналов для четырехдипольной решетки. Такой подход не так давно начал интенсивно исследоваться и в литературе, посвященной вопросам разработки ММО-систем. Примером тому может быть диссертация [3], в которой рассматривается такой препроцессинг сигналов и дается ссылка на публикацию [4], якобы являющуюся первой из известных публикаций по данному направлению предобработки ММО-сигналов. Однако следует отметить, что идея такой предварительной обработки сигналов в приемном сегменте ММО-системы была независимо предложена также в работах [2, 5].

Если проводить аналогию с радиолокацией, то преимущество использования «пространства лучей» сводится к пространственному когерентному накоплению принятых сигналов. В результате, при гауссовых некоррелированных шумах отношение сигнал-шум по напряжению по выходу указанных вторичных пространственных каналов может быть повышено в число раз,

пропорциональное квадратному корню из количества использованных в антенной решетке приемных каналов (для 4-х элементов, к примеру, потенциально в 2 раза).

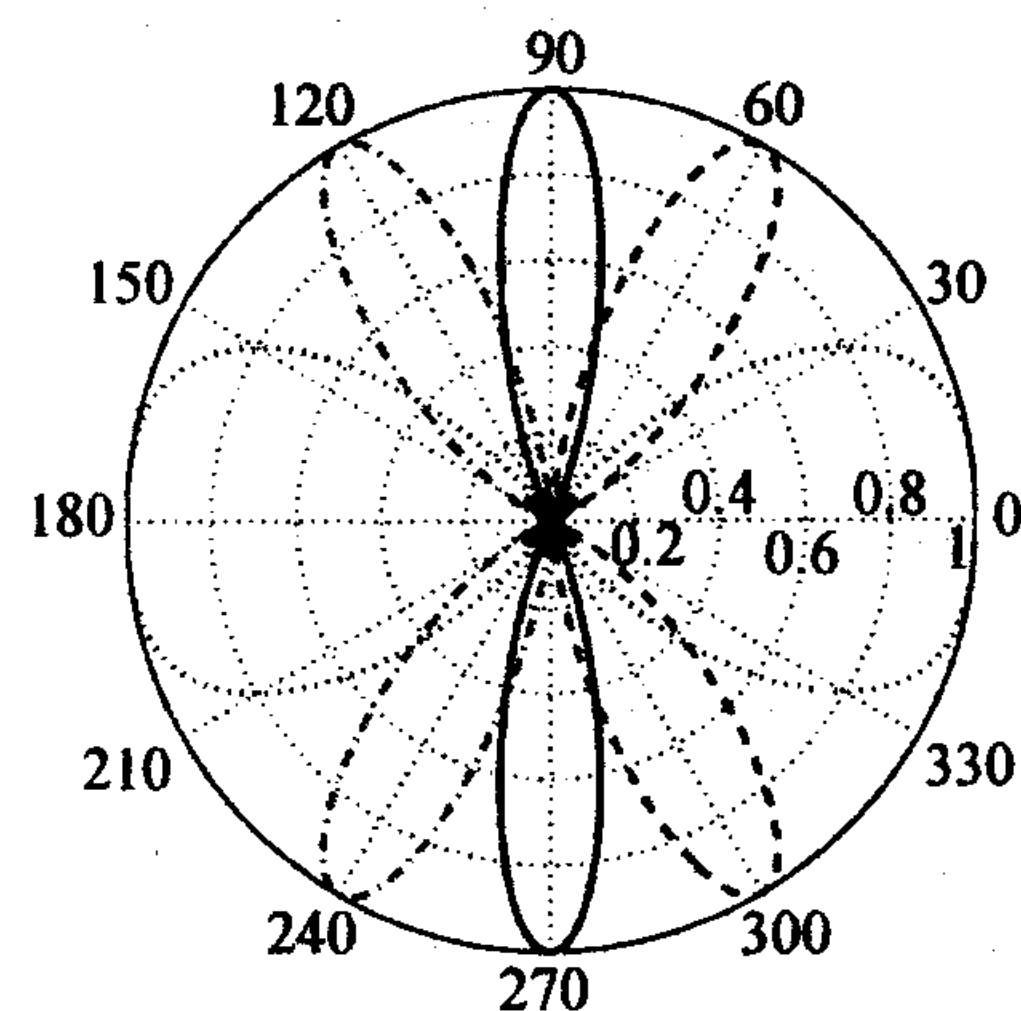


Рис. 1

Применительно к системе телекодовой связи такой прием дополнительно позволяет реализовать эффективную защиту от активных помех, действующих в том числе по одному из главных лучей синтезированных вторичных каналов приема. Что касается выбора импульсного режима работы, то по сравнению с сигналами OFDM, получившими распространение в стандартах связи 802.16–2004, 802.16e и черновой версии стандарта 802.11n, такой принцип работы позволяет получить ряд преимуществ. В частности, в отличие от метода OFDM, в импульсном режиме отсутствует необходимость в соблюдении ортогональности частот несущих сигналов, что позволяет сузить спектральную полосу радиолинии связи, задав несущую частоту всех излучаемых радиоимпульсов одинаковой, осуществлять связь с движущимися объектами, в частности, беспилотными летательными аппаратами. Кроме того, предложенный подход к построению системы MIMO позволяет повысить стойкость каналов связи к несанкционированному доступу, увеличивает скорость передачи данных на более значительные расстояния в сравнении с несколькими сотнями метров для известных вариантов реализации систем MIMO на основе OFDM-сигналов.

Вместе с тем, следует указать на возможность совместного применения в телекодowych системах передачи данных как импульсных сигналов, так и их OFDM-альтернативы в интересах сочетания решения задач связи и MIMO-радиолокации. Как известно, применение MIMO-систем является прерогативой не только связных средств, но и так называемых MIMO-радаров, отличающих-

ся от обычных использованием автономного излучения каждым из передающих каналов своего зондирующего сигнала. Данное направление в последние годы интенсивно исследуется в зарубежных публикациях, например, [6]. При этом для многопозиционной MIMO-локации воздушных целей, как правило, используется уже упомянутый многочастотный сигнал с ортогональными несущими — OFDM. Будучи более выигрышным в энергетическом плане, непрерывное зондирование может использоваться для обнаружения групповых целей на дальних подступах к радиолокационной системе с выявлением пространственных секторов и частотных диапазонов, где действуют источники излучения. При этом подсистема зондирующих станций, излучающих сверхслабый непрерывный сигнал, может быть сравнительно эффективно замаскирована от противорадиолокационных ракет. Импульсное же зондирование в предлагаемом методе призвано обслуживать лишь решение задач передачи данных. Исключая работу в импульсном режиме на большие дальности, в результате можно снять проблемы обеспечения скрытности импульсных зондирующих радиосредств (требуется меньшая излучаемая мощность).

Следует отметить, что прием импульсных сигналов в ЦАР может вполне эффективно осуществляться на фоне непрерывных, совпадающих по частоте с несущей, отражений. При этом возможно несколько подходов к их разделению, сочетание которых позволяет отказаться от расширения номенклатуры приемных станций. Прежде всего, речь идет об использовании различных объемов накапливаемых сигнальных выборок. Для импульсного режима приема время накопления значительно меньше (на несколько порядков) и ограничено длительностью импульсов. Энергетические потери в этом случае можно покрыть приближением дальней границы зоны передачи телекодowych данных, либо увеличением пространственной избирательности диаграммы направленности приемной антенной системы. Когерентное накопление непрерывных сигналов, в силу его большой протяженности во времени, приводит к рассыпанию импульсных сигналов до уровня фоновых шумов. Поскольку импульсное зондирование не вносит существенных корректив в обработку непрерывных отражений от воздушной цели, более актуальной является селекция информационнополезных импульсных сигналов. Применение цифровой обработки позволяет решить и эту проблему, используя, например, вычитание непрерывного сигнала из напряжений импульсно-непрерывной смеси любым из известных методов компенсации активных помех.

В целом, рассмотренный подход обладает новизной и в научном плане заслуживает детального изучения, ибо по масштабности затрагиваемых проблем он представляет на сегодня самостоятельное научное направление, к тому же довольно перспективное.



Среди других вариантов реализации импульсного метода ММО в интересах телекодированной связи заслуживает внимания его модификация для увеличения дальности связи, сводящаяся к излучению каждым из передающих каналов одиночных импульсов, сдвинутых во времени таким образом, чтобы на приемной стороне возникала смесь перекрытых во времени сигналов. При этом передающая антенна при обработке указанного многоимпульсного пакета рассматривается в приемном сегменте как точечный излучатель.

Во всех перечисленных случаях при формализации отклика линейной приемной решетки вместо табличных значений дискретных функций, описывающих направленные свойства вторичных пространственных каналов  $Q_r(x_m)$ , следует использовать соотношения для характеристик направленности (ХН) пространственного БПФ-фильтра [2]:

$$Q_r(x_m) = \frac{\sin \frac{R}{2} \left( \frac{2d}{\lambda} \pi \cdot \sin x_m - \frac{2r}{R} \pi \right)}{\sin \frac{1}{2} \left( \frac{2d}{\lambda} \pi \cdot \sin x_m - \frac{2r}{R} \pi \right)}, \quad (1)$$

где  $R$  — количество антенных элементов,  $d$  — расстояние между антенными элементами в решетке,  $\lambda$  — длина волны.

Важным аспектом использования пространственного БПФ на этапе предобработки принятого пакета импульсных сигналов, содержащих телекодовые данные, является необходимость устранения паразитных набегов фаз, возникающих вследствие операций взвешенного фазированного суммирования пространственных отсчетов. Анализ аналитического описания откликов синтезированных БПФ-каналов показывает, что указанные фазовые искажения условно можно разделить на две группы.

Первая из них зависит от номера синтезированного БПФ-луча и может быть скомпенсирована путем фазовой коррекции напряжений откликов вторичных пространственных каналов. Если принять, что фазовый центр сигнальной выборки и линейной ЦАР соответствует первому по номеру антенному элементу (каналу), то для такой фазовой коррекции следует выполнить фазовый доворот напряжений вторичных пространственных каналов, умножив их на комплексную величину:

$$\exp \left( j\pi \frac{r(R-1)}{R} \right), \quad (2)$$

где  $r$  — текущий номер вторичного пространственного канала линейной эквидистантной ЦАР ( $r = 1, \dots, R$ ),  $R$  — размерность БПФ (количество точек).

В результате указанного фазового доворота становится возможным применить для описания аналитического отклика приемной ЦАР в пространстве лучей те же соотношения [2], что и в случае обычной ММО-системы.

Вторая группа фазовых искажений, возникающих в результате выполнения БПФ, инвариантна к номеру вторичного пространственного канала и, будучи одинаковой для всех откликов БПФ-лучей, определяется лишь выбранным фазовым центром ЦАР и направлением прихода импульсных сигналов. Ее компенсацию следует осуществлять на этапе оценивания квадратурных составляющих амплитуд сигналов.

После коррекции откликов вторичных пространственных каналов в данном случае задача оценивания амплитуд сводится к решению систем уравнений, составленных по отсчетам напряжений сигнальной смеси. Для этого может использоваться детерминистский подход, в рамках которого шумы изменений не учитываются, а искомая система уравнений решается по известному правилу Крамера для алгебраических систем уравнений. Главным условием возможности получения подобного решения является равенство количества неизвестных амплитуд сигналов количеству используемых в обработке цифровых отсчетов напряжений. Их массив требуемой размерности может быть получен как привлечением необходимого количества откликов приемных каналов в одном временном отсчете, так и последовательной выборкой их во времени.

Продемонстрируем соответствующий вариант процедуры оценивания на примере двухэлементной антенной решетки, осуществляющей прием импульсного пакета из четырех сигналов, расстановка которых во времени позволяет отобразить хотя бы одну пару отсчетов напряжений (например, с номерами  $t$  и  $t+1$ ), в которых одновременно присутствуют все импульсы. При этом будем полагать, что каждый из четырех передающих каналов излучает одиночный импульс, и дискретные отсчеты функций огибающих импульсных сигналов  $K(s_t - z_m)$  точно известны (с точностью до периода дискретизации). Руководствуясь оговоренной ранее моделью отклика приемной ЦАР, можно получить по такой паре отсчетов указанной решетки систему из четырех уравнений:

$$\begin{cases} \dot{U}_{1,t} = \dot{a}_1 Q_1(x_1) K(s_t - z_1) + \dot{a}_2 Q_1(x_2) K(s_t - z_2) + \dot{a}_3 Q_1(x_3) K(s_t - z_3) + \dot{a}_4 Q_1(x_4) K(s_t - z_4), \\ \dot{U}_{1,t+1} = \dot{a}_1 Q_1(x_1) K(s_{t+1} - z_1) + \dot{a}_2 Q_1(x_2) K(s_{t+1} - z_2) + \dot{a}_3 Q_1(x_3) K(s_{t+1} - z_3) + \\ + \dot{a}_4 Q_1(x_4) K(s_{t+1} - z_4), \\ \dot{U}_{2,t} = \dot{a}_1 Q_2(x_1) K(s_t - z_1) + \dot{a}_2 Q_2(x_2) K(s_t - z_2) + \dot{a}_3 Q_2(x_3) K(s_t - z_3) + \\ + \dot{a}_4 Q_2(x_4) K(s_t - z_4), \\ \dot{U}_{2,t+1} = \dot{a}_1 Q_2(x_1) K(s_{t+1} - z_1) + \dot{a}_2 Q_2(x_2) K(s_{t+1} - z_2) + \dot{a}_3 Q_2(x_3) K(s_{t+1} - z_3) + \\ + \dot{a}_4 Q_2(x_4) K(s_{t+1} - z_4). \end{cases} \quad (3)$$

где  $z_m$  — первый из отсчетов АЦП, полученных в пределах существования  $m$ -го импульса,  $s_i$  — порядковый номер отсчета АЦП.

Решением системы уравнений (3) относительно неизвестных амплитуд импульсных носителей информации являются оценки:

$$\hat{a}_1 = \begin{pmatrix} \dot{U}_{1,i} & Q_1(x_2)K(s_i - z_2) & Q_1(x_3)K(s_i - z_3) & Q_1(x_4)K(s_i - z_4) \\ \dot{U}_{1,i+1} & Q_1(x_2)K(s_{i+1} - z_2) & Q_1(x_3)K(s_{i+1} - z_3) & Q_1(x_4)K(s_{i+1} - z_4) \\ \dot{U}_{2,i} & Q_2(x_2)K(s_i - z_2) & Q_2(x_3)K(s_i - z_3) & Q_2(x_4)K(s_i - z_4) \\ \dot{U}_{2,i+1} & Q_2(x_2)K(s_{i+1} - z_2) & Q_2(x_3)K(s_{i+1} - z_3) & Q_2(x_4)K(s_{i+1} - z_4) \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} Q_1(x_1)K(s_i - z_1) & Q_1(x_2)K(s_i - z_2) & Q_1(x_3)K(s_i - z_3) & Q_1(x_4)K(s_i - z_4) \\ Q_1(x_1)K(s_{i+1} - z_1) & Q_1(x_2)K(s_{i+1} - z_2) & Q_1(x_3)K(s_{i+1} - z_3) & Q_1(x_4)K(s_{i+1} - z_4) \\ Q_2(x_1)K(s_i - z_1) & Q_2(x_2)K(s_i - z_2) & Q_2(x_3)K(s_i - z_3) & Q_2(x_4)K(s_i - z_4) \\ Q_2(x_1)K(s_{i+1} - z_1) & Q_2(x_2)K(s_{i+1} - z_2) & Q_2(x_3)K(s_{i+1} - z_3) & Q_2(x_4)K(s_{i+1} - z_4) \end{pmatrix}$$

$$\hat{a}_2 = \begin{pmatrix} Q_1(x_1)K(s_i - z_1) & \dot{U}_{1,i} & Q_1(x_3)K(s_i - z_3) & Q_1(x_4)K(s_i - z_4) \\ Q_1(x_1)K(s_{i+1} - z_1) & \dot{U}_{1,i+1} & Q_1(x_3)K(s_{i+1} - z_3) & Q_1(x_4)K(s_{i+1} - z_4) \\ Q_2(x_1)K(s_i - z_1) & \dot{U}_{2,i} & Q_2(x_3)K(s_i - z_3) & Q_2(x_4)K(s_i - z_4) \\ Q_2(x_1)K(s_{i+1} - z_1) & \dot{U}_{2,i+1} & Q_2(x_3)K(s_{i+1} - z_3) & Q_2(x_4)K(s_{i+1} - z_4) \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} Q_1(x_1)K(s_i - z_1) & Q_1(x_2)K(s_i - z_2) & Q_1(x_3)K(s_i - z_3) & Q_1(x_4)K(s_i - z_4) \\ Q_1(x_1)K(s_{i+1} - z_1) & Q_1(x_2)K(s_{i+1} - z_2) & Q_1(x_3)K(s_{i+1} - z_3) & Q_1(x_4)K(s_{i+1} - z_4) \\ Q_2(x_1)K(s_i - z_1) & Q_2(x_2)K(s_i - z_2) & Q_2(x_3)K(s_i - z_3) & Q_2(x_4)K(s_i - z_4) \\ Q_2(x_1)K(s_{i+1} - z_1) & Q_2(x_2)K(s_{i+1} - z_2) & Q_2(x_3)K(s_{i+1} - z_3) & Q_2(x_4)K(s_{i+1} - z_4) \end{pmatrix}$$

$$\hat{a}_3 = \begin{pmatrix} Q_1(x_1)K(s_i - z_1) & Q_1(x_2)K(s_i - z_2) & \dot{U}_{1,i} & Q_1(x_4)K(s_i - z_4) \\ Q_1(x_1)K(s_{i+1} - z_1) & Q_1(x_2)K(s_{i+1} - z_2) & \dot{U}_{1,i+1} & Q_1(x_4)K(s_{i+1} - z_4) \\ Q_2(x_1)K(s_i - z_1) & Q_2(x_2)K(s_i - z_2) & \dot{U}_{2,i} & Q_2(x_4)K(s_i - z_4) \\ Q_2(x_1)K(s_{i+1} - z_1) & Q_2(x_2)K(s_{i+1} - z_2) & \dot{U}_{2,i+1} & Q_2(x_4)K(s_{i+1} - z_4) \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} Q_1(x_1)K(s_i - z_1) & Q_1(x_2)K(s_i - z_2) & Q_1(x_3)K(s_i - z_3) & Q_1(x_4)K(s_i - z_4) \\ Q_1(x_1)K(s_{i+1} - z_1) & Q_1(x_2)K(s_{i+1} - z_2) & Q_1(x_3)K(s_{i+1} - z_3) & Q_1(x_4)K(s_{i+1} - z_4) \\ Q_2(x_1)K(s_i - z_1) & Q_2(x_2)K(s_i - z_2) & Q_2(x_3)K(s_i - z_3) & Q_2(x_4)K(s_i - z_4) \\ Q_2(x_1)K(s_{i+1} - z_1) & Q_2(x_2)K(s_{i+1} - z_2) & Q_2(x_3)K(s_{i+1} - z_3) & Q_2(x_4)K(s_{i+1} - z_4) \end{pmatrix}$$

$$\hat{a}_4 = \begin{pmatrix} Q_1(x_1)K(s_i - z_1) & Q_1(x_2)K(s_i - z_2) & Q_1(x_3)K(s_i - z_3) & \dot{U}_{1,i} \\ Q_1(x_1)K(s_{i+1} - z_1) & Q_1(x_2)K(s_{i+1} - z_2) & Q_1(x_3)K(s_{i+1} - z_3) & \dot{U}_{1,i+1} \\ Q_2(x_1)K(s_i - z_1) & Q_2(x_2)K(s_i - z_2) & Q_2(x_3)K(s_i - z_3) & \dot{U}_{2,i} \\ Q_2(x_1)K(s_{i+1} - z_1) & Q_2(x_2)K(s_{i+1} - z_2) & Q_2(x_3)K(s_{i+1} - z_3) & \dot{U}_{2,i+1} \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} Q_1(x_1)K(s_i - z_1) & Q_1(x_2)K(s_i - z_2) & Q_1(x_3)K(s_i - z_3) & Q_1(x_4)K(s_i - z_4) \\ Q_1(x_1)K(s_{i+1} - z_1) & Q_1(x_2)K(s_{i+1} - z_2) & Q_1(x_3)K(s_{i+1} - z_3) & Q_1(x_4)K(s_{i+1} - z_4) \\ Q_2(x_1)K(s_i - z_1) & Q_2(x_2)K(s_i - z_2) & Q_2(x_3)K(s_i - z_3) & Q_2(x_4)K(s_i - z_4) \\ Q_2(x_1)K(s_{i+1} - z_1) & Q_2(x_2)K(s_{i+1} - z_2) & Q_2(x_3)K(s_{i+1} - z_3) & Q_2(x_4)K(s_{i+1} - z_4) \end{pmatrix} \quad (4)$$

Для получения оптимальных оценок амплитудных составляющих сигналов предлагается использовать метод максимального правдоподобия, который при условии гауссовых некоррелированных шумов может быть сведен к минимизации скалярной функции:

$$L = \{\dot{U} - PA\}^* \{\dot{U} - PA\} = \min,$$

где  $\dot{U}$  — вектор комплексных отсчетов напряжений сигнальной смеси по выходу АЦП,  $P$  — сигнальная матрица, элементы которой представляют собой произведение ХН вторичных пространственных каналов  $Q_r(x_m)$  и дискретных отсчетов функций огибающих импульсных сигналов с учетом их известного (с точностью до периода дискретизации) взаимного расположения во времени,  $A$  — вектор квадратурных составляющих амплитуд сигналов.

Искомые значения оценок векторов квадратурных составляющих амплитуд записываются в известном виде:

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

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,  $T$  — операция транспонирования матриц,  $a_m^c$ ,  $a_m^s$  — квадратурные составляющие амплитуд сигналов.

Существенно, что оценки (5) могут быть получены по избыточному количеству отсчетов напряжений, превышающему размерность массива, необходимого для составления нормальной системы уравнений. Поэтому такой вариант предпочтительнее рассмотренной ранее детерминистской альтернативы.

Полученные в соответствии с (4) и (5) оценки квадратурных составляющих амплитуд парциальных импульсных сигналов содержат в себе фазовые погрешности, обусловленные процедурой пространственного БПФ и не зависящие от номера пространственного канала. Теперь уместно снова вернуться к

вопросу устранения этих фазовых искажений. Специфика указанных фазовых искажений позволяет вносить компенсационную добавку как в результирующий отклик по выходу БПФ-луча, так и осуществлять фазовые предискажения цифровых отсчетов сигнальной выборки до выполнения операции пространственного БПФ. Однако применительно к рассматриваемой задаче целесообразно совместить компенсацию фазовых искажений обеих указанных групп в рамках одной процедуры, поэтому соответствующий доворот фаз следует выполнять после синтеза «пространства лучей».

Для указанного случая соответствия фазового центра линейной ЦАР первому по номеру антенному элементу (каналу) необходимо каждый комплексный отсчет напряжений по выходу виртуального приемного канала довернуть по фазе.

С целью упрощения аналитических выкладок компенсацию будем проводить после выполнения операции пространственного БПФ. Чтобы получить корректирующую процедуру для случая  $M$  импульсных сигналов, необходимо выполнить ряд предварительных преобразований векторов оценок (5) амплитудных составляющих принятых сигналов, полученных в результате демодуляции. Суть таковых сводится к последовательности операций:

а) объединения вектор-столбцов оценок квадратурных составляющих (5) в блочную матрицу

$$\hat{A} = [A^c \quad A^s] = \begin{bmatrix} a_1^c & a_1^s \\ \vdots & \vdots \\ a_M^c & a_M^s \end{bmatrix}; \quad (6)$$

б) транспонирования полученной блочной матрицы оценок квадратурных составляющих

$$\hat{A}^T = \begin{bmatrix} A^{cT} \\ A^{sT} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [a_1^c \quad \dots \quad a_M^c] \\ [a_1^s \quad \dots \quad a_M^s] \end{bmatrix}, \quad (7)$$

в) векторизации [7] транспонированной блочной матрицы амплитудных составляющих

$$\text{vec}[A^T] = \text{vec} \begin{bmatrix} A^{cT} \\ A^{sT} \end{bmatrix} = \text{vec} \begin{bmatrix} [a_1^c \quad \dots \quad a_M^c] \\ [a_1^s \quad \dots \quad a_M^s] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1^c \\ a_1^s \\ a_2^c \\ a_2^s \\ \vdots \\ a_M^c \\ a_M^s \end{bmatrix} \quad (8)$$

Запишем искомое выражение для коррекции амплитуд  $M$  сигналов, используя операцию блочного обычного матричного произведения:

$$[\tilde{A}_m] = \begin{bmatrix} \tilde{a}_1^c \\ \tilde{a}_1^s \\ \dots \\ \tilde{a}_m^c \\ \tilde{a}_m^s \\ \dots \\ \tilde{a}_M^c \\ \tilde{a}_M^s \end{bmatrix} = [C_m][\times](\text{vec}[A^T]) =$$

$$= \begin{bmatrix} \cos \frac{K_1}{2} & \sin \frac{K_1}{2} \\ -\sin \frac{K_1}{2} & \cos \frac{K_1}{2} \\ \dots & \dots \\ \cos \frac{K_m}{2} & \sin \frac{K_m}{2} \\ -\sin \frac{K_m}{2} & \cos \frac{K_m}{2} \\ \dots & \dots \\ \cos \frac{K_M}{2} & \sin \frac{K_M}{2} \\ -\sin \frac{K_M}{2} & \cos \frac{K_M}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{a}_1^c \\ \tilde{a}_1^s \\ \dots \\ \tilde{a}_m^c \\ \tilde{a}_m^s \\ \dots \\ \tilde{a}_M^c \\ \tilde{a}_M^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{a}_1^c \cdot \cos \frac{K_1}{2} + \tilde{a}_1^s \cdot \sin \frac{K_1}{2} \\ \tilde{a}_1^s \cdot \cos \frac{K_1}{2} - \tilde{a}_1^c \cdot \sin \frac{K_1}{2} \\ \dots \\ \tilde{a}_m^c \cdot \cos \frac{K_m}{2} + \tilde{a}_m^s \cdot \sin \frac{K_m}{2} \\ \tilde{a}_m^s \cdot \cos \frac{K_m}{2} - \tilde{a}_m^c \cdot \sin \frac{K_m}{2} \\ \dots \\ \tilde{a}_M^c \cdot \cos \frac{K_M}{2} + \tilde{a}_M^s \cdot \sin \frac{K_M}{2} \\ \tilde{a}_M^s \cdot \cos \frac{K_M}{2} - \tilde{a}_M^c \cdot \sin \frac{K_M}{2} \end{bmatrix}, \quad (9)$$

где  $[\times]$  — символ блочного обычного матричного произведения.

Аргумент корректирующего множителя  $K_m$  будет определяться в зависимости от типа антенной решетки (линейная или плоская ЦАР). Для линейной ЦАР этот аргумент должен содержать фазовую поправку  $\chi_n$  для компенсации искажений по выходам синтезированных пространственных фильтров:

$$\chi_n = (R-1) \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta_n, \quad (10)$$

где  $\theta_n$  — угловое направление прихода  $n$ -го сигнала.

Таким образом, выражение для определения  $K_m$  в случае линейной ЦАР имеет вид:  $K_m = \chi_m$ .



## ФЛУКТУАЦИИ ПОЛОЖЕНИЯ МАКСИМУМА ИНТЕНСИВНОСТИ ПОЛЯ В ЗОНЕ ФРЕНЕЛЯ КРУГЛОЙ АПЕРТУРЫ ПРИ НАЛИЧИИ ФАЗОВЫХ ОШИБОК

Исследованы флюктуации положения фокального пятна в зоне Френеля круглой апертуры.

Флуктуации источников, всегда присутствующие в реальных антеннах, влияют на все их характеристики. Изучение этой проблемы составляет предмет статистической теории антенн [1]. Развитая в [1] теория для дальней зоны была позднее обобщена применительно к линейным антеннам и на зону Френеля [2, 3]. Значимость зоны Френеля в последнее время существенно повысилась из-за увеличения ее протяженности, в связи с ростом электрических размеров современных антенн; обострением проблемы ЭМС и расширением области применения сфокусированных антенн. Фокусировка поля в зону Френеля используется в системах с синтезированной апертурой, при передаче энергии СВЧ, в технике антенных измерений, ближней радиолокации и т. д.

Искажение фазового распределения вдоль антенны приводит к смещению направления главного максимума излучения в дальней зоне, а в зоне Френеля дополнительно и к смещению продольного положения максимума поля. Этот эффект является одним из наиболее неприятных последствий наличия фазовых ошибок.

В настоящей работе исследуется флуктуация положения фокального пятна сфокусированной в зону Френеля круглой апертуры.

**Основные соотношения и результаты.** Антенна в виде круглой апертуры с радиусом  $R$ , возбуждается линейно поляризованным полем с равномерным амплитудным распределением. Центр апертуры находится в начале сферической системы координат  $(\theta, \varphi, r)$ . Интенсивность поля одной реализации, создаваемого сфокусированной апертурой в точке  $P(0, \varphi, r)$  зоны Френеля, при наличии флуктуаций фазы с точностью до несущественных в данном случае множителей определяется соотношением [4]

$$|F(\psi, \zeta)|^2 = \left| \left( \frac{1}{\chi_0} - \frac{16}{\pi} \zeta \right) \int_S e^{i\Phi(u, \varphi_1)} e^{i[2\zeta u^2 + \psi u \cos(\varphi - \varphi_1)]} ds \right|^2, \quad (1)$$

где  $u = \rho_1 / R$  — безразмерная радиальная координата на апертуре;  $k = 2\pi / \lambda$ ,  $\lambda$  — длина волны в свободном пространстве;  $\Phi(u, \varphi_1)$  — случайная функция, описывающая флуктуации фазы поля возбуждения;  $\psi = kR \sin \theta$  — обобщенный угол,  $\theta$  — угол между нормалью к плоскости апертуры и направлением в

Особенностью конструктивных решений, рассматриваемых обычно в литературе по ММО-системам, является использование в приемном и передающем сегментах линейных антенных решеток. Однако в общем случае для ММО-каналов характерно рассеяние сигналов не только в горизонтальной, но и в вертикальной плоскостях. Особенно двухкоординатный характер переотражений сигналов следует учитывать при обобщении принципа ММО на совместное решение связанных и радиолокационных задач на пересеченной местности. В этом случае многолучевость распространения радиоволн приводит к появлению сигналов, приходящих на приемную решетку под разными углами как в вертикальной, так и в горизонтальной плоскостях. Поэтому представляет интерес дальнейшее обобщение рассмотренных вариантов математического описания выходных сигналов приемной ЦАР на двумерный случай формирования вторичных пространственных каналов («пространства лучей»).

Предложенный подход к построению телекодированной системы связи по принципу ММО способствует расширению функциональных возможностей многопозиционных радиолокационных систем и открывает новые перспективы для их развития.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Слюсар В. И. Системы ММО: принципы построения и обработка сигналов // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. — 2005. — №8. — С. 52–59.
2. Слюсар В. И., Дубик А. Н. Метод многоимпульсной передачи сигналов в ММО-системе // Радиоэлектроника. — 2006. — № 3. — С. 75–80 (Изв. вузов).
3. Pallav Sudarshan. Antenna Selection and Space-Time Spreading Methods for Multiple-Antenna Systems. // Dissertation for the Degree of Doctor of Philosophy Electrical Engineering. — North Carolina State University. — 2004. — 127 p. — <http://www.lib.ncsu.edu/theses/available/etd-01042005-200617/unrestricted/etd.pdf>.
4. A. F. Molisch, X. Zhang, S. Y. Kung, J. Zhang. FFT-Based Hybrid Antenna Selection Schemes for Spatially Correlated MIMO Channels. // IEEE Int. Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Commun., Beijing, China, Sep. 2003.
5. Слюсар В. И., Титов И. В. Метод коррекции характеристик передающих каналов активной ЦАР // Радиоэлектроника — 2004. — № 8. — С. 14–20. (Изв. вузов).
6. D.J. Rabideau, P.A. Parker. Ubiquitous MIMO Multifunction Digital Array Radar... and the Role of Time-Energy Management in Radar. Project Report DAR-4//Massachusetts Institute of Technology. — Lincoln Laboratory. — 10 March 2004. — <http://handle.dtic.mil/100.2/ADA421233>.
7. 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).

Киев

Поступила в редакцию 19.01.07