

УДК 681.883:629

ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ АКУСТОЭЛЕКТРОННЫМИ УСТРОЙСТВАМИ С МАСШТАБНЫМИ ПЕРЕИЗЛУЧАЮЩИМИ РЕШЕТКАМИ

П. Н. Петров,

доктор техн. наук, профессор

А. В. Сенин,

аспирант

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

Рассматриваются вопросы оптимизации пространственно-временной обработки сигналов малоизвестным классом акустоэлектронных устройств с переизлучающей решеткой. Основное внимание уделяется нахождению опорной функции, способствующей максимизации выходного эффекта в соответствии с выбранным критерием качества.

We study the problem of space-time processing of signals by means of a little-known class of acoustoelectronic devices with scale retrodirective array (SRA). Main attention is paid to finding the support function that maximizes the output effect in accordance with the chosen criterion of quality.

Введение

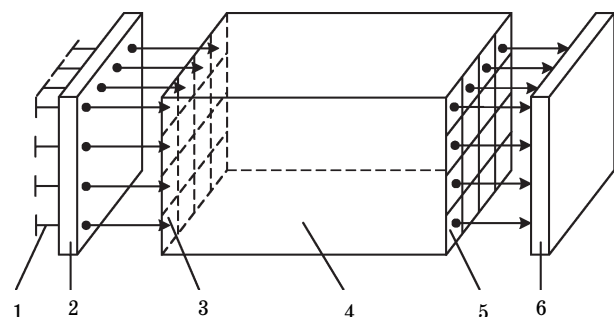
Увеличение числа и сложности задач, стоящих перед различными системами сбора и обработки поступающей информации, требует непрерывного обновления как алгоритмов обработки, так и новой элементной базы при их реализации. Акустоэлектронные устройства, разновидностью которых являются устройства с масштабными переизлучающими решетками (МПР), служат примером нового подхода к созданию систем звуковидения, радио-гидролокации, ультразвуковой дефектоскопии, медицинской диагностики и т. д.

Из-за своих отличий от других акустоэлектронных устройств устройства МПР могут быть выделены в новый отдельный класс (рис. 1) [1–4].

Отличие заключается не только в количественных характеристиках аналоговых процессоров, присутствующих в многополюсных устройствах, имеющих множество входов и выходов, но и в основных принципах работы. Все акустоэлектронные устройства используют преобразователи с осевым направленным излучением и с малой дифракционной расходимостью волновых пучков. Для аналоговых процессоров устройств МПР дифракционные и интерференционные эффекты являются основными, а совокупность малоапертурных входных преобразователей можно рассматривать как аналог антенных решеток (АР) со всеми присущими им свойствами.

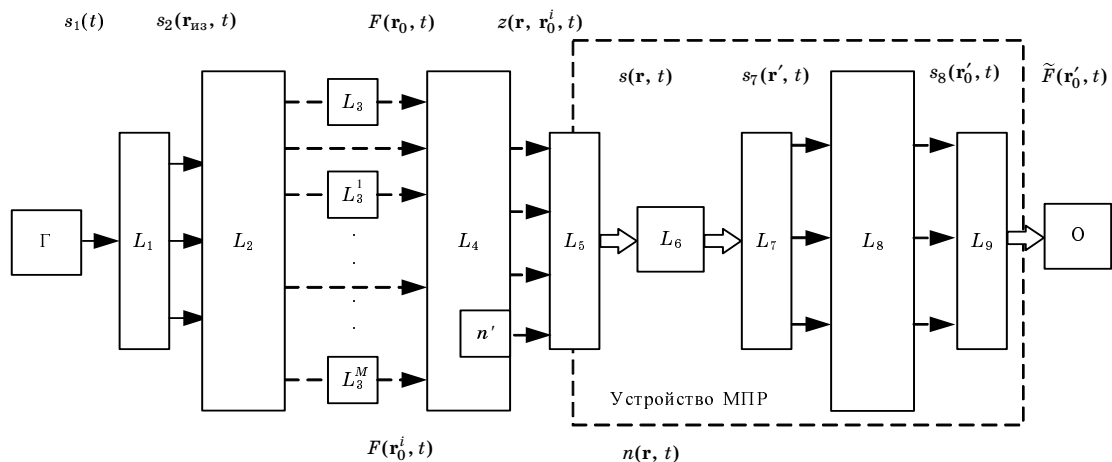
Постановка задачи. Устройства МПР пока не получили широкого распространения, соответ-

ствующего их богатым функциональным возможностям, что связано с недостаточной исследованностью характеристик этих устройств и фрагментарностью сведений об их функциональных возможностях, конструктивных и технологических особенностях. Другими словами, необходимо провести исследования, способствующие развитию



■ **Рис. 1.** Устройство МПР для обработки сигналов плоскостной АР по двум угловым координатам:

1 – плоскостная АР; 2 – усилительно-преобразовательный блок, аналоговый процессор; 3 – переизлучающая решетка преобразователей; 4 – среда обработки акустического процессора; 5 – считывающие преобразователи; 6 – блок обработки и отображения информации



■ **Рис. 2.** Функциональная схема информационной активной локационной системы с акустоэлектронным устройством МПР:

Γ – задающий генератор сигналов; L_1, L_5, L_7, L_9 – элементы антенн; L_2, L_4, L_8 – участки среды распространения волн; L_3 – изучаемый объект; $L_3^1 \dots L_3^M$ – помеховые объекты; L_6 – блок согласования и компенсации; O – блок обработки и отображения информации; n – аддитивный шум среды

нового научного направления, иногда называемого квазиоптикой акустических волн. Это название связано с тем, что акустические устройства МПР являются многовариантными периодическими структурами и в самом деле аналогичны хорошо изученным в прикладной оптике и СВЧ-электродинамике волновым системам. В силу имеющейся общности всех волновых процессов различной природы можно использовать известные в прикладной оптике принципы функциональных аналоговых преобразований волновых фронтов и в микроволновых акустических системах, специфические особенности которых необходимо выявить и исследовать.

В связи с этим актуальной является постановка задачи систематического и всестороннего исследования, разработки и изложения вопросов, связанных с методами анализа и синтеза устройств МПР, с проведением экспериментальных исследований и анализом полученных результатов.

Особенности формирования акустических изображений точечных объектов устройствами МПР

Как известно, оптимизация пространственно-временной обработки сводится к алгоритмам линейной фильтрации, являющимся частью общего алгоритма обнаружения, измерения, классификации и обработки изображений, включающего и нелинейные операции. Излучающую антенну, среду распространения электромагнитных (или акустических) волн, приемную АР и устройство с масштабными переизлучающими решетками можно представить как совокупность последовательно включенных линейных фильтров [1–4], осуществляющих ряд операций над сформированным излучающей антенной

пространственно-временным сигналом. На рис. 2 представлена обобщенная функциональная схема информационно-измерительного канала активной (наиболее полной) локационной системы. В схему добавлены элементы, характерные для устройств МПР: блок сопряжения L_6 , осуществляющий согласование параметров принятого пространственно-временного сигнала с характеристиками аналогового процессора; L_7 – электроакустические преобразователи, создающие пространственно-временной сигнал в акустическом процессоре; L_8 – участок среды аналогового процессора; L_9 – электроакустические преобразователи, обеспечивающие прием и заданную пространственную фильтрацию в аналоговом процессоре.

Будем считать, что излучающая антенна расположена в одной плоскости с приемной (или одна АР используется на излучение и на прием), а системы координат, декартова (X, Y, Z) и сферическая (r_0, α, β), изображенные на рис. 3, совмещены с центром приемной АР.

Если для возбуждения облучающей системы используется сигнал $s_1(t)$, то процесс формирования поля $s(\mathbf{r}, t)$ на входе устройства МПР, где \mathbf{r} – радиус-вектор точки на поверхности приемной АР, можно физически интерпретировать как последовательность операций пространственно-временной обработки сигналов (ПВОС) излучающей антенной, слоем пространства до объекта, переотражением сигналов объектом, слоем пространства после объекта и приемной АР.

Тогда можно записать

$$s_2(\mathbf{r}_{из}, t) = s_1(t)\Pi(\mathbf{r}_{из}) = \hat{L}_1\{s_1(t)\}, \quad (1)$$

где $\mathbf{r}_{из}$ – радиус-вектор некоторой точки, принадлежащей излучающей антенне; $\Pi(\mathbf{r}_{из})$ – функция

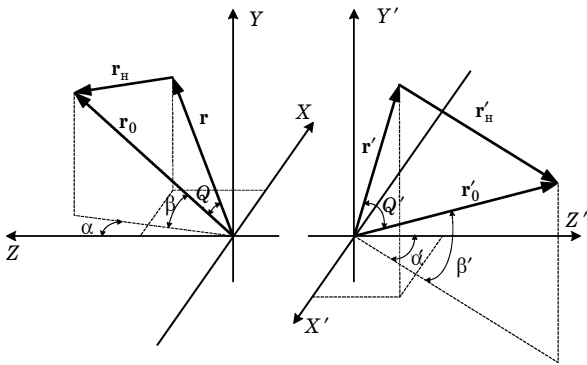


Рис. 3. Система координат в пространстве объекта и в аналоговом процессоре

пропускания, осуществляющая пространственную выборку функции раскрыва антенны; символ $\hat{L}\{\dots\}$ означает оператор, в общем случае пространственно-временной;

$$s_3(\mathbf{r}_{0_{из}}, t) = s_2(\mathbf{r}_{из}, t) \otimes \otimes h(\mathbf{r}_{0_{из}}, t) = \hat{L}_2\{s_2(\mathbf{r}_{из}, t)\}, \quad (2)$$

где \otimes – операция свертки; $h(\mathbf{r}_{0_{из}}, t)$ – импульсная характеристика слоя пространства до объекта;

$$s_4(\mathbf{r}_0, t) \approx s_3(\mathbf{r}_{0_{из}}, t)F(\mathbf{r}_0) = \hat{L}_3\{s_3(\mathbf{r}_{0_{из}}, t)\}, \quad (3)$$

где \mathbf{r}_0 – радиус-вектор точки на поверхности объекта; $F(\mathbf{r}_0)$ – функция рассеяния объекта.

Далее

$$s_5(\mathbf{r}, t) = s_4(\mathbf{r}_0, t) \otimes \otimes h(\mathbf{r}_0, t) = \hat{L}_4\{s_4(\mathbf{r}_0, t)\}, \quad (4)$$

где $h(\mathbf{r}_0, t)$ – импульсная характеристика слоя пространства между объектом и приемной АР. Для устройства МПР, согласно рис. 2 и 3, можно записать

$$s(\mathbf{r}, t) = s_5(\mathbf{r}, t)\Pi(\mathbf{r})P_1(\mathbf{r}) = \hat{L}_5\{s_5(\mathbf{r}, t)\}; \quad (5)$$

$$s_6(\mathbf{r}', t) = s(m_\lambda, \mathbf{r}, t)P_3(\mathbf{r}) = \hat{L}_6\{s(\mathbf{r}, t)\}, \quad (6)$$

где $P_1(\mathbf{r})$ – функция раскрыва АР; $P_3(\mathbf{r})$ – функция компенсации; m_λ – коэффициент масштабирования;

$$s_7(\mathbf{r}', t) = s_6(\mathbf{r}', t)\Pi(\mathbf{r}')P_2(\mathbf{r}') = \hat{L}_7\{s_6(\mathbf{r}', t)\}; \quad (7)$$

$$s_8(\mathbf{r}'_0, t) = s_7(\mathbf{r}', t) \otimes \otimes h(\mathbf{r}'_0, t) = \hat{L}_8\{s_7(\mathbf{r}', t)\}, \quad (8)$$

где $h(\mathbf{r}'_0, t)$ – импульсная характеристика слоя пространства в аналоговом процессоре; $\Pi(\mathbf{r}')$ – функция пропускания переизлучающей решетки. На выходе устройства МПР

$$\tilde{F}(\mathbf{r}'_0, t) = s_{\text{вых}}(\mathbf{r}'_0, t) = s_8(\mathbf{r}'_0, t)\Pi(\mathbf{r}'_0) = \hat{L}_9\{s_8(\mathbf{r}'_0, t)\}. \quad (9)$$

На входе приемной АР, кроме сигнала $s(\mathbf{r}, t)$, в общем случае могут действовать шумы, как внешние, так и внутренние, а также различного рода помехи, как активные, так и пассивные. Уравнение преобразования сигналов в тракте (см. рис. 2) можно записать в виде операторного уравнения

$$Z(\mathbf{r}, t) = \hat{L}_1\hat{L}_2\hat{L}_3\hat{L}_4\hat{L}_5\{s(t)\} + \hat{L}_1\hat{L}_2\hat{L}_3^i\hat{L}_4\hat{L}_5\{s(t)\} + \hat{L}_5\{n'(\mathbf{r}, t)\} = s(\mathbf{r}, t) + \sum_{i=1}^M n(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0^i, t) + n(\mathbf{r}, t), \quad (10)$$

где \mathbf{r}_0^i – радиусы-векторы сосредоточенных точечных аддитивных помех.

Поскольку акустоэлектронные устройства являются устройствами с фиксированной структурой (топологией), то задача проектирования пространственно-временного фильтра сводится к отысканию опорного сигнала, при котором выходной эффект достигает экстремума по критерию качества без учета влияния изменяющих свои пространственно-временные характеристики активных помех, т. е.

$$Z(\mathbf{r}, t) = s(\mathbf{r}, t) + n(\mathbf{r}, t). \quad (11)$$

В настоящее время разработаны основы теории, позволяющей оптимизировать процедуру приема пространственно-временных сигналов в зависимости от характеристик сигналов и шумов, а также используемых статистических критериев качества [5].

В качестве базовой модели пространственно-временных сигналов и помех используем сигнал, образуемый плоской волной, т. е. точечный δ -источник, излучающий (или переизлучающий) в среде, которая считается однородной, изотропной, недиспергирующей, и расположенный в дальней зоне АР.

Как известно, процедура оптимального приема на основании критерия максимального правдоподобия заключается в вычислении устройством обработки решающей функции, воспроизводящей значения функционала отношения правдоподобия либо некоторой монотонной функции от него. Когда известны все параметры полезного сигнала, кроме измеряемых, решающей функцией может служить корреляционный интеграл вида

$$I(\mathbf{v}) = \iint_{[0, T]} \iint_{[\mathbf{r} \in Z]} Z(t_1, \mathbf{r}_1)B^{-1}(t_1, t_2, \mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2) \times s(t_2, \mathbf{r}_2, \mathbf{v}) dt_1 dt_2 d\mathbf{r}_1 d\mathbf{r}_2, \quad (12)$$

где $[0, T]$ – временной интервал наблюдения сигнала; $[\mathbf{r} \in Z]$ – область апертуры АР; $B^{-1}(t_1, t_2, \mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2)$ – обратная корреляционная функция помехи.

При синтезе акустоэлектронных устройств обработки сигналов АР целесообразно сосредоточить свои усилия на разработке пространственных

фильтров, руководствуясь следующими соображениями. Если измеряемый параметр \mathbf{v} неэнергетический, то в качестве решающей функции может быть использован корреляционный интеграл $I(\mathbf{v})$. При наличии гауссового шума угловые координаты $\mathbf{v} \rightarrow \mathbf{r}_0$ источника сигнала являются неэнергетическими параметрами, и корреляционный интеграл для устройств МПР может быть записан как

$$I(\mathbf{r}_0, \mathbf{r}'_0) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} Z(t, \mathbf{r}_0, \mathbf{r}) s(t, \mathbf{r}'_0, \mathbf{r}) dt d\mathbf{r}, \quad (13)$$

где \mathbf{r}'_0 – текущее (оцениваемое) значение параметра \mathbf{r}_0 .

Сигнальная составляющая $I_s(\mathbf{r}_0, \mathbf{r}'_0)$ может быть представлена в спектральной области в виде

$$I_s(\mathbf{r}_0, \mathbf{r}'_0) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega, \mathbf{r}_0, \mathbf{r}) S^*(\omega, \mathbf{r}'_0, \mathbf{r}) d\omega d\mathbf{r}, \quad (14)$$

где $S(\omega, \mathbf{r}_0, \mathbf{r}) = \widehat{F}[s(t, \mathbf{r}_0, \mathbf{r})]$ – преобразование Фурье (спектр) сигнала $s(t, \mathbf{r}_0, \mathbf{r})$, \widehat{F} – оператор преобразования Фурье.

Алгоритм пространственно-временной обработки, описываемый выражением (14), определяет операции, которые должны быть произведены над сигналом в устройстве обработки. Он предусматривает корреляционную обработку сигналов каждого элемента приемной антенной решетки с различными опорными сигналами в каждом канале. Во многих случаях, однако, удастся использовать более простую процедуру обработки, требующую меньших аппаратных затрат. Рассмотрим возможность представления сигнальной составляющей выходного эффекта системы оптимальной обработки в форме

$$I_s(\mathbf{r}_0, \mathbf{r}'_0) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_0^*(\omega, \mathbf{r}'_0) \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega, \mathbf{r}_0, \mathbf{r}) \times W(\omega, \mathbf{r}'_0, \mathbf{r}) d\mathbf{r} d\omega, \quad (15)$$

где $S_0^*(\omega, \mathbf{r}'_0)$ – спектр сигнала, ожидаемого в точке пространства с радиусом-вектором \mathbf{r}'_0 ; $W(\omega, \mathbf{r}'_0, \mathbf{r})$ – некоторая функция, обеспечивающая при $\mathbf{r}'_0 = \mathbf{r}_0$ независимость подынтегрального выражения от координат точек раскрытия и не зависящая от вида излучаемого сигнала.

Будем считать, что излучаемый сигнал, достигая некоторой точки раскрытия приемной антенны, подвергается линейному преобразованию, т. е. влияние среды распространения на сигнал может быть описано действием линейного пространственно-временного фильтра с коэффициентом передачи $V(\omega, \mathbf{r}_0, \mathbf{r})$:

$$S(\omega, \mathbf{r}_0, \mathbf{r}) = S_0(\omega, \mathbf{r}_0) V(\omega, \mathbf{r}_0, \mathbf{r}), \quad (16)$$

где коэффициент передачи $V(\dots)$ удовлетворяет условию

$$V(\omega, \mathbf{r}_0, \mathbf{r}) = |V(\omega, \mathbf{r}_0, \mathbf{r})| \exp[j\varphi_V(\omega, \mathbf{r}_0, \mathbf{r})] = V^*(-\omega, \mathbf{r}_0, \mathbf{r}).$$

Как показано в работе [1], при выполнении равенства

$$W(\omega, \mathbf{r}_0, \mathbf{r}) = \frac{\exp[-j\varphi_V(\omega, \mathbf{r}_0, \mathbf{r})]}{|V(\omega, \mathbf{r}_0, \mathbf{r})|} \quad (17)$$

обеспечивается тождественность выражений (14) и (15).

Процедура согласованной пространственно-временной обработки, описываемая выражением (15), сводится к выполнению в произвольной последовательности собственно пространственной обработки, не зависящей от временной структуры обрабатываемых сигналов, и временной, не зависящей от координат источника излучения и точки приема.

Если размеры приемной антенны значительно меньше расстояния до источника излучения, то можно пренебречь зависимостью амплитуд принимаемых сигналов от координат точек раскрытия, т. е. $|V(\omega, \mathbf{r}_0, \mathbf{r})| = \text{const}$. В таком приближении рассматривается значительная часть задач обработки локационных сигналов. Тогда с точностью до постоянного множителя соотношение (17) записывается в виде

$$W(k, \mathbf{r}_0, \mathbf{r}) = V^*(k, \mathbf{r}_0, \mathbf{r}). \quad (18)$$

Следовательно, при реализации алгоритма согласованной пространственной обработки сигнала от точечного по угловым координатам источника, оптимального при наличии пространственно-временного белого шума, опорная функция корреляционного интеграла (в спектральной области) должна выбираться равной комплексно-сопряженной функции распределения комплексных амплитуд по приемной антенне в полосе частот принимаемых сигналов. Данная обработка может быть реализована акустоэлектронными устройствами МПР с масштабированием по частоте или по частоте и скорости [2, 3].

Структура широкополосного в пространственно-временном смысле сигнала в общем случае не факторизуется, хотя в частных случаях удается обеспечить выполнение условия (18). В данном построении согласованного пространственного фильтра обработка заключается не в сдвиге фаз колебаний, а во временном сдвиге колебаний, снимаемых с выхода каждого элемента АР на величину, зависящую от направления на источник и от положения элемента на апертуре антенны. Этот вариант построения оптимального (согласованного) устройства ПВОС может быть реализован на базе акустоэлектронного устройства с масштабированием по скорости [4].

Условие факторизации также выполняется при уменьшении задержек сигнала по антенне за счет

разбиения апертуры АР на подрешетки или, учитывая пространственно-временную эквивалентность, при разбиении эффективной ширины спектра сигнала на поддиапазоны.

В реальных устройствах пространственной обработки соотношение (18) может выполняться не строго, что связано или с возможностями технической реализации акустоэлектронных устройств, или необходимостью улучшения характеристик пространственного разрешения. Отклик устройства на δ -источник определяется пространственным корреляционным интегралом в выражении (15). Однако, принимая во внимание наличие определенных ограничений при оптимизации пространственной обработки, учитываемых введением функции раскрытия $P_{1,2}(k, \mathbf{r}) = P_1(k, \mathbf{r})P_2'(k, \mathbf{r})$ [см. выражения (5), (7)], отклик устройства или пространственная импульсная характеристика определяется как

$$H(k, \mathbf{r}_0, \mathbf{r}'_0) = \int_{\mathbf{r} \in Z} P_{1,2}(k, \mathbf{r}) V(k, \mathbf{r}_0, \mathbf{r}) \times W(k, \mathbf{r}'_0, \mathbf{r}) d\mathbf{r}. \quad (19)$$

Эта пространственная характеристика и является основной при синтезе и анализе топологических и функциональных структур акустоэлектронных устройств МПР.

Как показано в работе [1], в приближении дальней зоны пространственная импульсная характеристика описывается как

$$h(k, \alpha, \beta, \alpha_0, \beta_0) = \iint_{(x, y) \in Z} P_{1,2}(k, x, y) \times W(k, x, y, \alpha_0, \beta_0) \exp[-jk(x \sin \alpha \cos \beta + y \sin \beta + z \cos \alpha \cos \beta)] dx dy. \quad (20)$$

Выражение (20), нормированное к значению $h(k, \alpha = \alpha_0, \beta = \beta_0)$, служит характеристикой направленности антенны.

Таким образом, корреляционная функция, в частности пространственная (19), является универсальной характеристикой, определяющей основные показатели устройства обработки. Ширина основного и уровень боковых лепестков ее модуля характеризуют селективные свойства устройства, т. е. разрешение сигналов (по критерию Релея) и уровень подавления помех. При заданном отношении сигнал/помеха от остроты главного максимума корреляционной функции зависит точность оценки параметров.

Особенности формирования акустических изображений кластерных объектов устройствами МПР

До сих пор мы рассматривали вопрос о построении оптимального пространственно-временного фильтра в предположении, что источники сигнала

являются точечными. Однако реальные объекты имеют конечные размеры, соизмеримые с элементом разрешения устройства обработки или значительно его превосходящие. Данная ситуация характерна для звуко-радиовидения, гидролокации, медицинской диагностики и т. д. Для описания таких объектов часто используют статистическую модель в виде совокупности «блестящих точек» вторичных точечных объектов, заполняющих объем пространства, определяемый его размерами.

Если принять допущение об однократном рассеянии, то протяженный объект будет представлен совокупностью большого числа случайных статистически независимых блестящих точек, а формируемое ими отраженное поле в области приема может быть представлено в виде суммы большого числа независимых слагаемых. При этом, если выполняется приближение дальней зоны, т. е. $s_3(\mathbf{r}_{0_{нс}}, t)$ [см. выражение (2)] аппроксимируется плоскими волнами, то справедливо выражение (3) [6]. Процесс формирования отраженного поля можно интерпретировать как пространственную модуляцию облучающего сигнала в виде плоских волн функцией $F(\mathbf{r}_0)$ рассеяния облученной части объекта. При простейшем синусоидальном зондирующем сигнале пространственно-временной сигнал $s_3(\mathbf{r}_{0_{нс}}, t)$, облучающий объект, с учетом принятых ограничений может быть записан как

$$s_3(\mathbf{r}_{0_{нс}}, t) \approx s_3(\mathbf{r}_{0_{нс}}) \operatorname{Re} \left\{ \dot{U}_1 \left(t - \frac{z_{0_{нс}}}{v} \right) \exp(-j\omega_0 t) \right\}, \quad (21)$$

где $|\mathbf{r}_{0_{нс}}| \approx z_{0_{нс}}$;

$$s_3(\mathbf{r}_{0_{нс}}) = s_2(\mathbf{r}_{0_{нс}}) \otimes \otimes \frac{z}{|\mathbf{r}_{0_{нс}}|} \exp \left(-j \frac{\omega_0}{v} |\mathbf{r}_{0_{нс}}| \right); \quad (22)$$

$$\begin{aligned} & \dot{U}_1 \left(t - \frac{z_{0_{нс}}}{v} \right) \exp(-j\omega_0 t) = \\ & = \left\{ \dot{U} \left(t - \frac{z_{0_{нс}}}{v} \right) \exp(-j\omega_0 t) \right\} \otimes \Psi_{\mathbf{r}_{0_{нс}}}(t), \quad (23) \end{aligned}$$

где $\Psi_{\mathbf{r}_{0_{нс}}}(t)$ – функция, учитывающая ряд линейных операций над сигналом при его распространении в слое пространства.

Выражения (22), (23) справедливы, если представить импульсную характеристику слоя пространства от излучающей антенны до объекта в виде

$$h(\mathbf{r}_{0_{нс}}, t) = \frac{z}{|\mathbf{r}_{0_{нс}}|^2} \left\{ \delta \left(t - \frac{|\mathbf{r}_{0_{нс}}|}{v} \right) \otimes \Psi_{\mathbf{r}_{0_{нс}}}(t) \right\}. \quad (24)$$

Далее, сохраняя все принятые ограничения, учитывая равенства (3) и (4), а также то, что $h(\mathbf{r}_0, t) -$

импульсная характеристика слоя пространства между объектом и приемной АР описывается аналогично (24), при $|\mathbf{r}'| \cong |\mathbf{r}_0| \approx z_0$ можно записать

$$s_5(\mathbf{r}, t) = \text{Re} \left\{ \dot{U}_2 \left(t - \frac{2z_0}{v} \right) \exp(-j\omega_0 t) \right\} \times \left\{ \int_{\Pi(\mathbf{r}_{0_{\text{ис}}})} F(\mathbf{r}_0) \frac{z_0}{|\mathbf{r}_H|^2} \exp \left[-j \frac{\omega_0}{v} |\mathbf{r}_0| \right] d\mathbf{r}_0 \right\}, \quad (25)$$

где $\Pi(\mathbf{r}_{0_{\text{ис}}})$ – облученный участок объекта, зависящий от пространственной (22), временной (23) структур сигнала и конфигурации объекта; \mathbf{r}_H и \mathbf{r}'_H – см. рис. 3. Задаваясь уравнением поверхности в явной форме $z_0 = z(x_0, y_0)$ и переходя к декартовым координатам, поверхностный интеграл в выражении (25) преобразуем в двойной интеграл

$$s_5(x, y, 0, t) = \text{Re} \left\{ \dot{U}_2 \left(t - \frac{2z_0}{v} \right) \exp(-j\omega_0 t) \right\} \times \iint_{D(x_0, y_0)} F[x_0, y_0, z(x_0, y_0)] \times \frac{1}{z_0} \exp \left[-j \frac{\omega_0}{v} |\mathbf{r}_0| \right] dx_0 dy_0, \quad (26)$$

где $D(x_0, y_0)$ – облучаемая область, принадлежащая $\Pi(\mathbf{r}_{0_{\text{ис}}})$ и лежащая в плоскости (x_0, y_0) , перпендикулярной оси Z . Пространственно-временной сигнал, рассеянный объектом $s_5(x, y, 0, t)$, несет информацию в виде последовательности во времени двумерных (или одномерных) сечений облучаемой поверхности. Для двумерной задачи при использовании акустоэлектронного устройства МПР в качестве пространственно-временного согласованного фильтра, с учетом формул (5)–(9), (26), изображение объекта или оценка его функции рассеяния может быть записана как

$$\begin{aligned} \tilde{F}(x_0, y_0, \Delta z_0, \Delta \tau) &= \\ &= \int \int \int_{-\infty}^{\infty} P_{1,2}(x, y) s(x - x_0, y - y_0, z, t - \tau) \times \\ &\times s^{*'}(x - x'_0, y - y'_0, z'_0, t - \tau) dx dy dt = \\ &= \int \int_{-\infty}^{\infty} F(x_0, y_0, z_0) F_0^*(x'_0, y'_0, z'_0) \times \\ &\times B(\Delta x_{0z}, \Delta y_{0z}, \Delta z, \Delta \tau) dx'_0 dy'_0 = \\ &= \int \int_{-\infty}^{\infty} F(x'_0, y'_0, z'_0) B(\Delta x_{0z}, \Delta y_{0z}, \Delta z, \Delta \tau) dx'_0 dy'_0, \quad (27) \end{aligned}$$

где координаты со штрихом (\dots') относятся к координатам опорных «блестящих точек» или коор-

динатам элементов считывающей решетки в аналоговом процессоре, пересчитанным в соответствии с коэффициентом масштабирования $\Delta x_{0z} = x_{0z} - x'_{0z}$,

$\Delta y_{0z} = y_{0z} - y'_{0z}$, $\Delta z = z_0 - z'_0$, $\Delta \tau = \tau - \tau'$, $\tau = \frac{2z_0}{v}$, $z'_0 = L$ – фиксированное, заранее заданное значение, а

$$F(x'_{0z}, y'_{0z}, z') = \begin{cases} 1 & \text{при } x'_{0z} = x_i, y'_{0z} = y_i, z' = L' \\ 0 & \text{при } x'_{0z} \neq x_i, y'_{0z} \neq y_i, z' \neq L' \end{cases}$$

Выражение (27) является интегралом суперпозиции, в котором при функции рассеяния объекта (представленного совокупностью независимых точечных источников) присутствует весовая функция $B(\dots)$, являющаяся многомерной функцией корреляции. При всех принятых допущениях эта функция факторизуется и может быть записана как

$$B(\Delta x_{0z}, \Delta y_{0z}, \Delta z, \Delta \tau) = B_n(\Delta x_{0z}, \Delta y_{0z}, \Delta z) B_z(\Delta \tau) B_r(\Delta x_{0z}, \Delta y_{0z}, \Delta z),$$

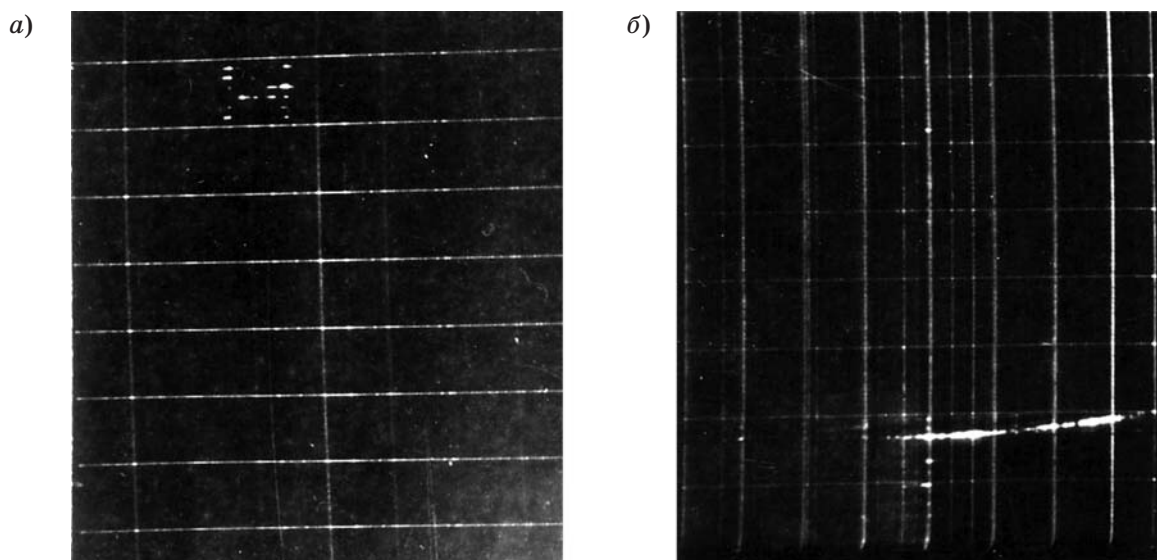
$$B_n(\Delta x_{0z}, \Delta y_{0z}, \Delta z) = \int \int_{-\infty}^{\infty} P_{1,2}(x, y) \frac{1}{z_0 z'_0} \exp \left\{ -j \frac{\omega_0}{v} (\mathbf{r}_H - \mathbf{r}'_H) \right\} dx dy; \quad (28)$$

$$B_z(\Delta \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} U_2 \left(t - \frac{2z_0}{v} \right) U_0^* \left(t - \frac{2z'_0}{v'} \right) dt; \quad (29)$$

$$B_r(\Delta x_{0z}, \Delta y_{0z}, \Delta z) = \int \int_{-\infty}^{\infty} s_3(x_{0z}, y_{0z}, z_0) s_3^*(x'_{0z}, y'_{0z}, z') dx_{0z} dy_{0z}. \quad (30)$$

Таким образом, пространственные (28), (30) и временная (29) корреляционные функции характеризуют в процессе облучения – приема когерентность волновых полей. Пространственную характеристику (28), записанную в частной области (19), мы уже определили и выбрали в качестве основной характеристики при синтезе акустоэлектронных пространственных фильтров. Корреляционная функция (30) имеет такую же структуру, характеризует процесс облучения объекта и может служить основной характеристикой при оптимизации структуры пространственно-временного сигнала, излучаемого антенной системой, в частности, для повышения резкости изображения.

На основании теоретических результатов, изложенных в данной работе, были созданы и исследованы в натурных испытаниях несколько устройств МПР. В качестве иллюстрации на рис. 4 приведены две фотографии, снятые с экрана индикатора телевизионного типа в координатах угло-дальность гидролокатора секторного обзора. Гидролокатор, созданный на базе устройства МПР



■ Рис. 4. Локационное изображение кластерного (а) и непрерывного протяженного (б) объектов

с масштабированием по частоте и скорости, позволял за один проход зондирующего импульса в течение 0,25 с с разрешением в 20' по углу и 0,2 м по дальности осуществить обзор углового сектора в 40°, в диапазоне дальностей от 10 до 120 м. На рис. 4, а показано отображение точечных объектов (геометрической фигуры «Н»), выложенных на грунте из отражателей на расстоянии 50–60 м от АР. Расстояние между пенопластовыми отражателями составляло 0,6–0,7 м, а их диаметр 0,1 м. На рис. 4, б отображен протяженный объект – кусок кабеля в водонепроницаемой оплетке диаметром 0,05 м, проложенный по дну водоема.

Заключение

Представление тракта активной локационной системой с устройством МПР в виде последовательно включенных линейных фильтров позволило в удобной для последующего анализа и синтеза акустоэлектронных устройств форме изложить вопросы оптимизации пространственно-временной обработки сигналов. Основное внимание уделялось нахождению опорной функции, способствующей максимизации выходного эффекта в соответствии с выбранным критерием качества. Определены основные характеристики – пространственные и временные взаимокорреляционные функции принятого и опорного сигналов, позволяющие осуществить анализ и синтез согласованных акустоэлектронных фильтров на базе устройств МПР. В качестве базовой модели пространственно-временного сигнала принят сигнал, образуемый по-

лем с плосковолновым фронтом, что относится как к полезным, так и к помеховым сигналам.

Натурные испытания подтвердили справедливость отдельных теоретических результатов, изложенных в данной статье, а также работоспособность и конкурентоспособность устройств МПР.

Литература

1. Рогачев В. И., Петров П. Н., Кравец В. С., Кулаков С. В. Акустоэлектронные устройства обработки гидроакустических сигналов. СПб.: Судостроение, 1993. 184 с.
2. Petrov P. N., Kulakov S. V., Molotok V. V. Recent advance in acoustoelectronic and acoustooptic phase antenna array signal processing // The Journal of Polish Acoustic Society. 2001. N. 21. P. 147–160.
3. Petrov P. N., Kulakov S. V., Molotok V. V. Spatial pulse response of the multielement acoustoelectronic processor // Proc. SPIE. 1999. Vol. 3900. P. 263–266.
4. Petrov P. N., Senin A. V. Multielemental acoustoelectronic processors with time offset // VII intern. conf. Wave Electronics and Its Applications In Information and Telecommunication Systems. SPb. Russia. 2004. P. 12–18. <http://www.home.ru/weconf>.
5. Гусев В. Г. Системы пространственно-временной обработки гидроакустической информации. Л.: Судостроение, 1989. 264 с.
6. Кайно Г. Акустические волны: Устройства, визуализация и аналоговая обработка сигналов: Пер. с англ. М.: Мир, 1990. 656 с.