

УДК 004.315.7

## УВЕЛИЧЕНИЕ ШИРОКОПОЛОСНОСТИ АКУСТОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

**Е. В. Кравец,**

аспирантка

**П. Н. Петров,**

доктор техн. наук, профессор

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

Рассматриваются акустоэлектронные устройства обработки сигналов линейных антенных решеток с масштабированием по скорости, по скорости и частоте, использующиеся в радио- и гидролокации, ультразвуковой дефектоскопии, звуковидении, медицинской диагностике. Специфический круг задач, решаемый этими устройствами, влияет на их топологию и параметры, в частности на диапазон рабочих частот, полосу пропускания, разрешение по углу и дальности. Предлагается устройство обработки сигналов ближней и дальней зон.

**Ключевые слова** — аналоговые процессоры, поверхностные акустические волны, пространственная обработка, антенные решетки, диаграммы направленности.

### Введение

Акустоэлектронные устройства с масштабными переизлучающими решетками (МПР), совместно с антенными решетками (АР), позволяют определять в реальном времени направление прихода когерентных акустических или электромагнитных волн. В любом устройстве данного типа осуществляется моделирование (в уменьшенном масштабе) внешних волновых полей в среде обработки (акустическом процессоре — АП) [1].

В настоящей статье рассматриваются частотные характеристики устройств МПР с масштабированием по скорости и частоте для обработки линейных АР. Эти устройства являются узкополосными и занимают промежуточное положение между устройствами, формирующими ДН с временной и фазовой компенсацией. Чем больше частота сигналов линейной АР отличается от частоты обработки сигналов в АП, тем по своим характеристикам устройства МПР ближе к фазокомпенсационным устройствам. Полученные МПР позволяют обрабатывать широкополосные сигналы линейных АР.

### Основные характеристики устройств с МПР

Универсальной характеристикой, определяющей основные показатели устройства обработки,

в частности пространственные, является пространственная импульсная характеристика (ПИХ)  $H(\mathbf{r}, \alpha, \beta, \alpha', \beta')$ , где  $\alpha, \beta$  и  $\alpha', \beta'$  — углы места и азимута в пространстве объектов и, соответственно, в пространстве изображений (в среде обработки аналогового процессора). ПИХ является откликом на монохроматический  $\delta$ -источник и определяется с точностью до несущественного множителя как

$$H(k, \alpha_0, \beta_0, \alpha'_0, \beta'_0) = C \int_{\mathbf{r}} P(k, \mathbf{r}) V(k, \alpha_0, \beta_0, \mathbf{r}) W(k, \alpha'_0, \beta'_0, \mathbf{r}) d\mathbf{r}, \quad (1)$$

где  $P(k, \mathbf{r})$  — функция раскрытия;  $V(k, \alpha, \beta, \mathbf{r})$  — функция, определяющая распределение комплексных амплитуд принимаемых сигналов;  $W(k, \alpha', \beta', \mathbf{r})$  — опорная функция акустоэлектронного устройства;  $\mathbf{r}$  — радиус-вектор точки на раскрытии АР. На рис. 1 показана система координат в пространстве объектов и АП.

Как известно, при реализации алгоритма согласованной пространственной обработки сигналов опорная функция должна выбираться равной комплексно-сопряженной функции распределения комплексных амплитуд по приемной антенне в полосе частот принимаемых сигналов, т. е.  $W(k, \alpha, \beta, \mathbf{r}) = V^*(k, \alpha, \beta, \mathbf{r})$ .

В приближении дальней зоны ПИХ описывается как [2]

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

Выражение (2), нормированное к значению  $h(k, \alpha = \alpha_0, \beta = \beta_0)$ , служит характеристикой направленности антенны.

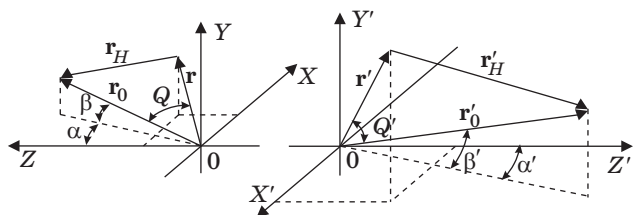
Если приемная антенна расположена по оси  $X$  и представляет собой линейную АР размером  $D$  с функцией раскрытия  $P(x)$ , а источник монохроматического излучения или направление формирования диаграммы направленности (ДН) (устройство обладает свойством обратимости) находится в плоскости  $XOZ$  под углом  $\alpha = \alpha_0$  к оси  $Z$ , то в этом случае опорная функция устройства МПР равна  $W(k, r) = \exp\{jk[x \sin \alpha]\}$ . При равномерном и синфазном апертурном распределении ПИХ или ДН  $R(\alpha)$  может быть записана как

$$\begin{aligned}
 h(k, \alpha, \alpha_0) &= \text{sinc}[(D/\lambda)(\sin \alpha_0 - \sin \alpha)] = \\
 &= R(\kappa, \alpha, \alpha_0) \quad (3)
 \end{aligned}$$

и является зависимой от частот сигналов, что ограничивает полосу пропускания устройства.

Для обеспечения информационной пропускной способности канала или количественного измерения информационной емкости сигнала используется величина  $E = \lg N_n$ , где  $N_n$  — число независимых информационных (временных, пространственных, поляризационных) степеней свободы сигнала. Для линейной АР величина  $N_n$  без учета поляризационных степеней свободы сигнала равна  $N_n = (2\Delta f \tau \cdot 4D^2)(\lambda z)^{-1}$  [3], где  $2\Delta f$  — полоса сигнала;  $\tau$  — временная продолжительность сигнала;  $z$  — проекция расстояния до источника  $(x_0, z_0, \lambda)$  сигнала на ось  $Z$  в соответствии с рис. 1.

Как видно, величина  $N_n$  зависит от волнового размера апертуры  $D$  антенны, т. е. от числа элементов эквидистантной линейной АР и от полосы пропускания. Однако при реализации акустоэлектронных устройств возникает ряд проблем



■ Рис. 1. Системы координат в пространстве объекта и изображения

практического характера, препятствующих достижению их расчетных и предельных параметров. Поэтому рассмотрим технологические и топологические возможности изготовления АП, позволяющие, с одной стороны, наиболее полно реализовать их выявленные потенциальные возможности, а с другой стороны, предложить конструкторские решения, способствующие увеличению их полосы пропускания.

Полоса пропускания устройств пространственной обработки сигналов АР находится в зависимости от нескольких факторов: частотных свойств излучателей, их взаимодействия, частотных свойств внутренних элементов антенны (фидерных линий, электронных устройств и т. д.). В случае акустоэлектронных устройств МПР необходимо учитывать также частотные свойства излучателей переизлучающих и считывающих решеток. Кроме того, существует зависимость результирующего поля, формируемого элементами переизлучающей решетки, от частоты. И если первые факторы учитываются известными способами, то влияние последнего фактора на частотные характеристики устройств МПР требует специального рассмотрения.

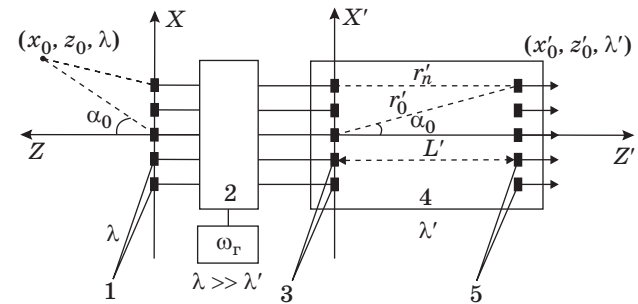
### Частотные свойства акустоэлектронных устройств обработки сигналов линейных АР

Рассмотрим характеристики устройств МПР, использующих масштабирование по частоте и скорости, предназначенных для обработки сигналов линейных АР (рис. 2).

В этом случае возможны три варианта частот обработки:

$$\omega'_I = \omega_r + \omega; \quad \omega'_{II} = \omega_r - \omega; \quad \omega'_{III} = \omega - \omega_r. \quad (4)$$

Введем коэффициент углового масштаба  $\mu = \sin \alpha'_0 / \sin \alpha_0$ . С учетом взаимно однозначного соответствия между элементами приемной АР и переизлучающей решетки преобразователей полу-



■ Рис. 2. Устройство МПР: 1 — элементы линейной АР; 2 — многоканальный преобразователь частоты; 3 — элементы переизлучающей решетки; 4 — подложка АП; 5 — элементы считывающей решетки

чаем для случая дальней зоны, что ПИХ, определяемая выражением (3), может быть найдена с использованием (4) как [4]

$$h(\omega, \alpha_0, \alpha') = \int_{(x)} P(x) \times \exp \left\{ j \left[ \omega \left( \frac{\sin \alpha_0}{v} \frac{(-)}{+} \frac{D' \sin \alpha'}{Dv'} \right) \frac{-}{(+)} \omega_r \frac{D' \sin \alpha'}{D} \frac{v'}{v} \right] x \right\} dx. \quad (5)$$

Здесь верхние знаки относятся к варианту I соотношения частот, нижние, но без скобок, — к варианту II, а в скобках — к варианту III.

При выводе выражения (5) предполагалось, что точечный источник излучает волну с единичной амплитудой и нулевой начальной фазой. Это выражение можно рассматривать как коэффициент передачи устройства пространственной обработки (т. е. рассматриваются характеристики самого устройства, антенны и среды распространения). Выходной сигнал устройства МПР на считывающем преобразователе, соответствующем угловой координате  $\alpha = \alpha_0$ , можно найти с помощью (5) следующим образом [2]:

$$s_{\text{вых}}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{(x)} \int_{(\omega)} S(\omega) P(x) \exp \left\{ j \left[ \omega \left( \frac{\sin \alpha_0}{v} \frac{(-)}{+} \frac{D' \sin \alpha'}{Dv'} \right) \frac{-}{(+)} \omega_r \frac{D' \sin \alpha'}{D} \frac{v'}{v} \right] x + \omega t \right\} dx d\omega = \int_{(x)} P(x) \exp \left\{ \frac{-}{(+)} j \omega_r \frac{D' \sin \alpha'}{D} \frac{v'}{v} x \right\} \times s \left[ \left( \frac{\sin \alpha_0}{v} \frac{(-)}{+} \frac{D' \sin \alpha'}{D} \frac{v'}{v} \right) x + t \right] dx, \quad (6)$$

где  $s(t)$  и  $s(\omega)$  — соответственно входной сигнал и его спектр. Считая входной сигнал узкополосным, со средней частотой  $\omega_0$ , что обусловлено гетеродинированием сигналов в устройствах МПР с масштабированием по частоте и скорости, запишем выражение, учитывающее связь между координатами в пространстве и в устройстве обработки, в виде

$$\sin \alpha' = \frac{(-)}{+} \frac{\omega_0}{\omega_r} \frac{Dv'}{D'v} \sin \alpha. \quad (7)$$

Из формулы (7) непосредственно следует, что изменение частоты сигнала  $\omega$ , приходящего на элементы АР с направления  $\alpha$ , приводит к смещению максимума функции  $h(\omega, \alpha, \alpha')$ , т. е. изменению положения максимального выходного сигнала по элементам считывающей решетки. Оче-

ним степень этой зависимости для различных вариантов и значений соотношения частот  $\omega$  и  $\omega_r$ . Дифференцируя (7) по  $\omega$  и переходя к приращенным, получим

$$\frac{\Delta \sin \alpha'}{\sin \alpha'} = \frac{\Delta \sin \alpha}{\sin \alpha} = \frac{(-)}{+} \frac{\omega_r}{\left( \frac{+}{(-)} \omega_r \frac{(+)}{-} \omega \right)} \frac{\Delta \omega}{\omega}. \quad (8)$$

Эти соотношения поясняются графиками (рис. 3), из которых видно, что устройства МПР при варианте III (4) соотношения частот в радиолокации и при  $\omega/\omega_r > 2$  обладают меньшей частотной зависимостью, чем при варианте II, или чем фазокомпенсирующие устройства, у которых  $\Delta \sin \alpha / \sin \alpha \approx \Delta \omega / \omega$ .

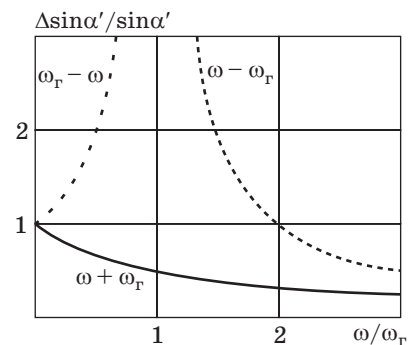
Аналогичным образом в гидролокации устройства МПР при варианте I соотношения частот обладают меньшей частотной зависимостью, чем при варианте II или при чисто фазовой компенсации.

В инженерных расчетах для оценки полосы пропускания можно воспользоваться критерием Штреля, в соответствии с которым допустимым считается смещение на  $\pm 0,2$  ширины отклика функции  $h(\omega, \alpha, \alpha')$  на центральной частоте  $\omega_0$  или уменьшение величины отклика на  $\approx 10\%$ . С учетом выражения (8) можно записать

$$2 \frac{\Delta \omega}{\omega_0} = \frac{0,4 \lambda_0}{D \sin \alpha} \frac{(+)}{(-)} \omega_r \frac{(+)}{-} \omega_0. \quad (9)$$

Относительная полоса пропускания устройства МПР, описываемая выражением (9), справедлива для равноамплитудного распределения  $P(X)$ .

Разработанный АП на поверхностных акустических волнах (ПАВ) устройства МПР (рис. 4) имеет рабочую частоту 18,5 МГц, полосу 3,8 МГц, число элементов переизлучающей решетки 15. Он размещен в корпусе микросборки с габаритами 40 × 20 × 2 мм. Данный процессор может служить в качестве базового элемента для устройств, описываемых далее.



■ Рис. 3. Углочастотная зависимость отклика устройства МПР от соотношения частот  $\omega$  и  $\omega_r$

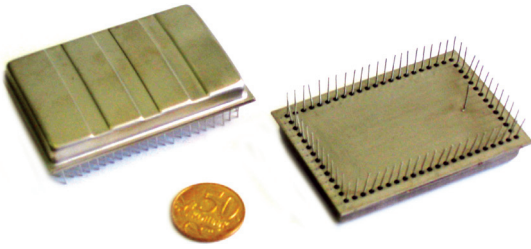


Рис. 4. Внешний вид микросборки

Более общий результат получен при рассмотрении устройства МПР с энергетическим накоплением сигнала. В этом случае после соответствующих преобразований, применяя теорему Бореля, для варианта I соотношения частот (4) выходной сигнал устройства МПР можно записать следующим образом [5]:

$$I(\alpha_0, \alpha') = \int_{(x)} R(x) B \left[ \left( \frac{\sin \alpha_0}{v} - \frac{D'}{D} \frac{\sin \alpha'}{v'} \right) x \right] \times \exp \left[ -j\omega_r \frac{D'}{D} \frac{\sin \alpha'}{v'} x \right] dx, \quad (10)$$

где  $R(x) = P(x) \otimes P^*(-x)$  — автокорреляционная функция раскрыва;  $B(t)$  — автокорреляционная функция исходного сигнала. Считая сигнал узкополосным, вида  $B(t) = B_0(t) \exp(j\omega_0 t)$ , запишем выражение (10) как

$$I(\Psi_0, \Psi) = \int_{(x)} R(x) B_0 \times \left[ \omega_0^{-1} (\Psi_0 - m_\omega \Psi) x \right] \exp [j(\Psi_0 - \Psi) x] dx, \quad (11)$$

где  $\Psi = \frac{\omega}{v} \sin \alpha$ ;  $\Psi_0 = \frac{\omega_0}{v} \sin \alpha_0$ ;  $m_\omega = \frac{\omega_0}{\omega_0 + \omega_r}$ .

Как следует из (10), огибающая автокорреляционной функции действует как параметрическая весовая функция, вызывая расширение главного максимума и уменьшение его абсолютного значения, а выходной отклик определяется обычным преобразованием Фурье.

Приведем в качестве примера характеристики устройства в случае использования прямоугольной функции раскрыва и сигнала с формой спектра  $S(\omega) = \text{rect}(\omega - \omega_0/2\Delta\omega)$ . На рис. 5, а и б представлены расчетные графики разрешающей способности  $\Delta\Psi$ , нормированной к ее значению при гармоническом сигнале  $(\Delta\Psi)_0$ , и изменение сигнала на выходе устройства в зависимости от относительной полосы частот сигнала  $2\Delta\omega/\omega_0$ , коэффициента преобразования по частоте  $m_\omega$  и нормированного значения пространственной частоты источника при гармоническом сигнале (т. е. номера пространственного канала)  $n_c = (2\pi)^{-1}\Psi_0 D$ .

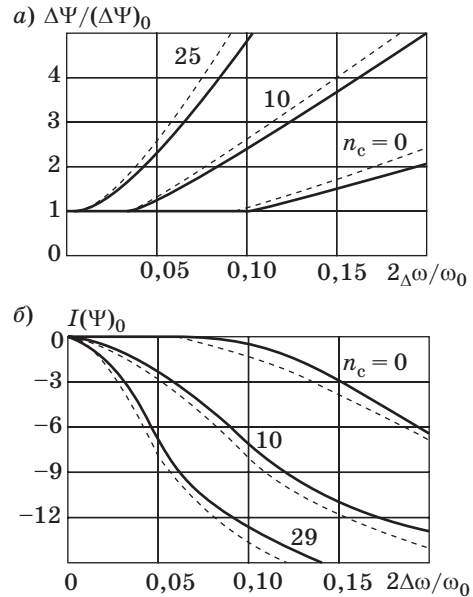


Рис. 5. Зависимость разрешающей способности устройств МПР (а) и энергии сигнала (б) от относительной полосы частот сигнала: —  $m_\omega = 0,1$ ; - - -  $m_\omega = 0,01$

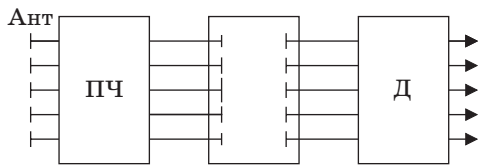
Из этих графиков видно, что расширение полосы сигнала ведет к существенному ухудшению разрешающей способности и уменьшению мощности сигнала на ненулевом угле прихода (т. е. при  $\Psi_0 \neq 0$ ).

### Способы расширения полосы пропускания устройств МПР с масштабированием по частоте и скорости

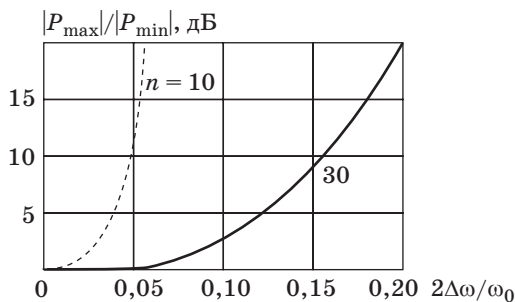
Из выражения (11) следует, что при введении параметрического (углозависимого) распределения, удовлетворяющего уравнению

$$\left[ P(x, \Psi_0, \Psi) \otimes P^*(-x, \Psi_0, \Psi) \right] \times B_0 \left[ \omega_0^{-1} (\Psi_0 - m_\omega \Psi) x \right] = J(x) \otimes J^*(-x), \quad (12)$$

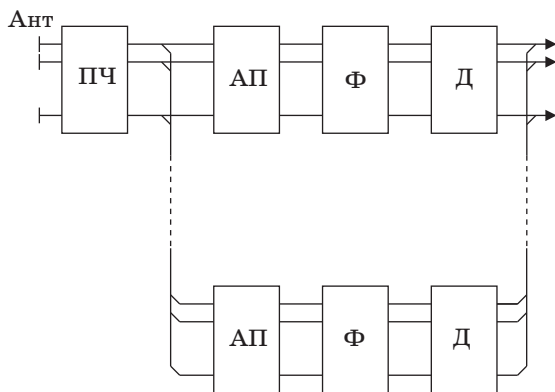
где  $J(x)$  — некоторое эталонное распределение, например,  $J(x) = \text{rect}(x/D)$ , влияние аподизирующей функции компенсируется, и формируемый при этом отклик эквивалентен устройству с функцией раскрыва  $J(x)$  в режиме гармонического сигнала [6]. Практически это осуществляется путем использования приемоизлучающих элементов в АР (при  $m \ll 1$ ) или в устройстве обработки с неидентичными парциальными характеристиками направленности. Направленность элементов должна уменьшаться от центра к краям (рис. 6). Применимость такого метода ограничивается необходимым для его обеспечения динамическим диапазоном усилительного тракта. На рис. 7 представлен расчетный график относи-



■ Рис. 6. Структурная схема устройства обработки сигналов с параметрическим распределением: ПЧ — преобразователь частоты; Д — детектор



■ Рис. 7. Зависимость относительного уровня сигналов параметрического распределения от полосы частот

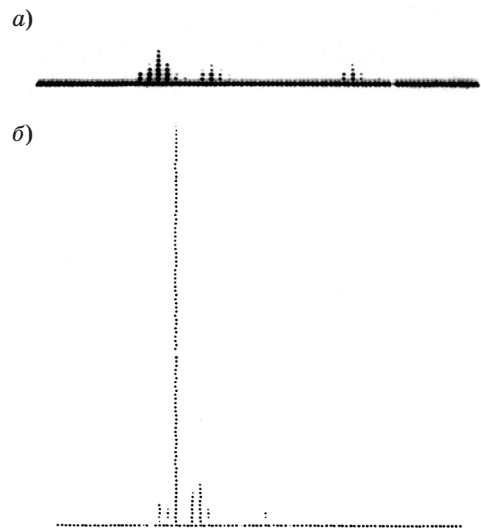


■ Рис. 8. Упрощенная схема устройства МПР

тельного уровня сигналов при реализации параметрического распределения в зависимости от полосы частот  $2\Delta\omega/\omega_0$  и числа элементов АР для сигнала со спектром прямоугольной формы. Можно заключить, что данный метод улучшает разрешающую способность и используется лишь для АР с небольшим (порядка десяти) числом элементов.

Другой метод — частотное разделение — заключается в параллельной обработке сигналов со смежными полосами частот и с энергетическим суммированием выходов. Упрощенная схема устройства МПР представлена на рис. 8, где сигналы с АП поступают на фильтры  $\Phi$  и детекторы  $D$ .

Макет устройства МПР с пятью АП, разработанный по такой схеме, обеспечил формирование



■ Рис. 9. Отклики устройства МПР: а — на 3 источника шумоизлучения, находящиеся в ближней зоне АР; б — на мощный источник излучения, находящийся в дальней зоне АР

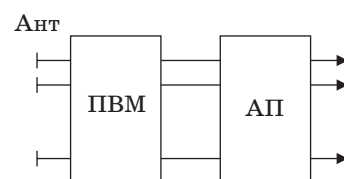
характеристик направленности для 30-элементной гидроакустической АР в секторе  $100^\circ$  с полосой пропускания порядка 50 %.

Отклики устройства МПР представлены на рис. 9, а, б.

Широкая полоса пропускания может быть достигнута в устройстве, представленном на рис. 10, с использованием вместо преобразования частоты преобразования временного масштаба сигналов. При выборе коэффициента преобразования, связанного с конструктивными параметрами АП  $m_\omega = D'v/Dv'$ , углочастотная зависимость при  $\omega' = m_\omega^{-1}\omega$  отсутствует, как следует из выражения

$$\mu = \frac{\sin \alpha'}{\sin \alpha} = m_\lambda \frac{D}{D'} = \frac{v' \omega}{v \omega' D'} \quad (13)$$

Такое устройство целесообразно использовать в гидролокации, медицине, т. е. при  $m_\omega \ll 1$ , так как при этом сравнительно просто реализуется многоканальный преобразователь временного масштаба (ПВМ) и обеспечивается работа в режиме реального времени. ПВМ может быть реализован на базе цифровой техники. Диапазон изменения коэффициента преобразования у них достаточно



■ Рис. 10. Структурная схема устройства обработки сигналов с ПВМ

широк, и возможна обработка сигналов даже с инфранизкими частотами.

Компенсация углочастотной зависимости является не единственным методом обеспечения широкополосности устройств обработки сигналов с преобразованием частоты. Если учесть искажения сигналов в каждом канале устройства обработки, то можно обеспечить их оптимальное суммирование.

Все перечисленные способы повышения полосы пропускания устройств МПР на промежуточной частоте связаны со значительными аппаратурными затратами, и их целесообразней использовать при небольшом числе (10–30) элементов в АР.

### Устройства МПР с масштабированием по скорости

Как следует из выражения (13), углочастотная зависимость отсутствует, если  $t$  не зависит от частоты сигнала. Это условие выполняется для устройств МПР с масштабированием по скорости без преобразования частоты (т. е.  $\omega = \omega'$ ), относящихся к устройствам с временной компенсацией. В этом случае полоса определяется частотными свойствами излучателей переизлучающей и считывающей решеток и может составлять 20–30 % при эквидистантных, до 60–80 % — при неэквидистантных и веерных ПАВ.

Однако реализовать аналоговые процессоры на ПАВ с масштабированием по скорости в гидролокации весьма затруднительно. Во-первых, из-за освоенного диапазона рабочих частот процессора, составляющего 1–10 МГц на подложке из плавленного кварца или керамики горячего прессования и 10–100 МГц на подложке из ниобата лития, что не совпадает с рабочими частотами большинства гидролокационных станций. Во-вторых, из-за неприемлемых размеров процессора, так как в этом случае отношение  $v'/v = 2...3$  и устройства обработки сигналов становятся сравнимы с апертурой АР.

В радиолокации эти устройства применять можно, особенно в длинноволновой локации.

В этом случае  $v'/v = 10^{-5}$ , а диапазон частот совпадает с технологическими возможностями изготовления на этих частотах АП на ПАВ. Подходят эти процессоры и для использования в устройствах дефектоскопии и медицинской диагностики.

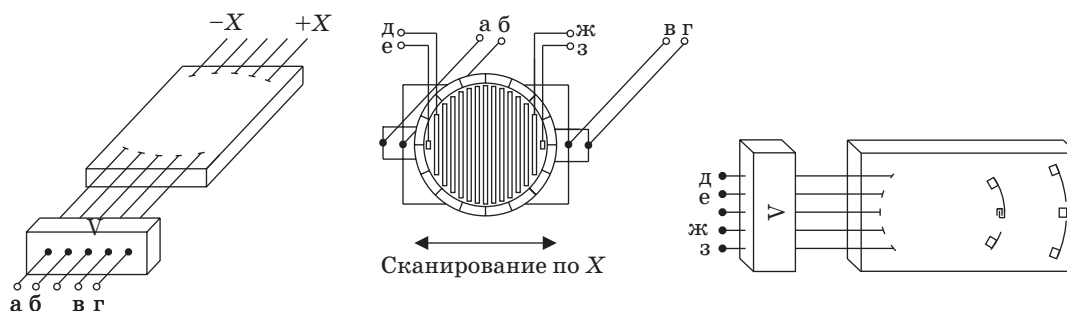
В работах [7, 8] рассмотрена возможность применения АП пространственной обработки сигналов АР с масштабированием по скорости в ряде радиотехнических областей, связанных между собой одной целью, — ультразвуковым контролем и визуализацией структуры объектов внутри зоны обзора.

Современные системы неразрушающего контроля и устройства «видения», применяемые для тестирования внутренней структуры объектов в различных средах, используют излучения самой различной физической природы и различного частотного диапазона. Для обеспечения пространственной обработки широкополосных сигналов из ближней и дальней зон антенны предложено устройство, упрощенная схема которого показана на рис. 11.

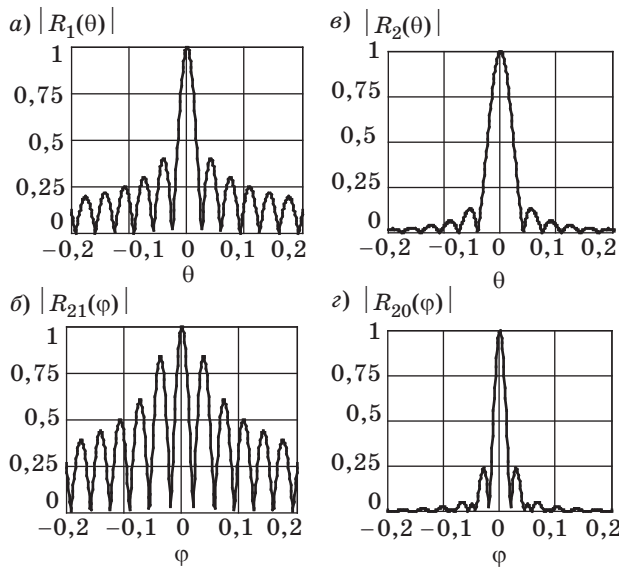
Акустические процессоры обладают свойствами обратимости, т. е. могут как обрабатывать принимаемые сигналы АР, так и формировать ДН на излучение. В этом случае сигнал подается на элементы считывающей решетки, а на переизлучающей решетке и, следовательно, на элементах АР формируется амплитудно-фазовое распределение, позволяющее излучать сигналы под определенным углом  $\alpha$  к оси АР. Таким образом, АП вида, представленного рис. 4, можно реализовать сканирование ДН кольцевой АР по одной угловой координате (например, по оси X) (рис. 12) и обработку на прием сигналов, пришедших из дальней зоны, круговой АР.

При этом методе формирования ультразвуковых изображений устройствами с временной компенсацией, выполненными на базе АП, поперечное разрешение определяется апертурой АР, а продольное разрешение — длительностью зондирующего импульса.

Одной из трудностей этого метода является обеспечение высокой разрешающей способности



■ Рис. 11. Акустоэлектронное устройство с излучающей кольцевой АР и приемной круговой АР



■ Рис. 12. Графики: модулей функций (15) (а), (16) (б), (17) (в); результирующей характеристики (г)

(поперечной) в ближней зоне АР за счет фокусировки в динамике принятых сигналов, или плоскостной решеткой (большое число элементов), или линейной АР. Режим С-сканирования с фиксированной фокусировкой по дальности можно осуществить с использованием устройств МПР, рассмотренных в работе [2].

При режиме В-сканирования необходимо фокусировать сигналы на прием и излучение. Поскольку фокусировать в динамике сигналы на излучение в принципе невозможно, так как теряется контроль над излучаемым импульсом, то предлагается использовать на излучение тонкую кольцевую решетку. Для тонкого кольца толщиной  $2\Delta r = \lambda/8$  направленность в сферической волне совпадает с направленностью в плоской волне. Кольцевая решетка имеет одинаковые картины поля на всех глубинах как в области Френеля, так и в области Фраунгофера.

Поле излучения с точностью до постоянного множителя, формируемое при равномерном амплитудном распределении сигналов по кольцевой антенне радиуса  $R$ , можно записать как [8, 9]

$$p(\theta, \varphi) = kR \frac{\exp(jkr_0)}{r_0} h_r(\theta, \varphi), \quad (14)$$

где

$$h_r(\theta, \varphi) = J_0 \left[ kR \left( \sin^2 \theta_0 + \sin^2 \theta - 2 \sin \theta_0 \sin \theta \cos \varphi \right)^{1/2} \right]. \quad (15)$$

Здесь  $J_0$  — функция Бесселя первого рода, нулевого порядка;  $\theta_0$  — направление компенсации

антенны. Углы  $\alpha$  и  $\beta$  на рис. 1 связаны с углами в сферической системе координат  $\theta$  и  $\varphi$  соотношениями  $\cos \theta = \cos \alpha \cdot \cos \beta$  и

$$\cos \varphi = (\sin \alpha \cdot \cos \beta) \left( \sqrt{1 - \cos^2 \alpha \cdot \cos^2 \beta} \right)^{-1}.$$

Диаграмма направленности тонкой кольцевой АР, например, в плоскости  $XOZ$  совпадает с ДН линейной АР длиной  $2R$ , расположенной по оси  $X$  и имеющей нормированное амплитудное

распределение вида  $P(x) = R \left( \sqrt{R^2 - x^2} \right)^{-1}$ . С уче-

том этого определим ДН кольцевой АР как

$$h_r(\theta) = R_1(\theta) = \left[ \int_{-R}^R (R^2 - x^2)^{-1/2} dx \right]^{-1} \times \int_{-R}^R (R^2 - x^2)^{-1/2} \exp\{-jkx \sin \theta\} dx. \quad (16)$$

На рис. 12, а представлен модуль функции (15).

Высокий уровень боковых лепестков кольцевой решетки уменьшается посредством использования различных весовых функций, например в усилительном тракте, пропорционально квадрату косинуса в плоскости  $YOZ$ . Пренебрегая постоянными величинами, характеристику направленности в этом случае можно записать как

$$R_2(\theta, \varphi) = \left[ kR \frac{r_0}{z} \right]^{-1} J_1 \left( kR \frac{r_0}{z} \right) - J_2 \left( kR \frac{r_0}{z} \right) \cos^2 \varphi. \quad (17)$$

Нетрудно видеть, что в плоскости  $YOZ$  ( $x = 0$ ,  $\cos \varphi = 0$ ) амплитуда поля имеет вид, характерный для систем, полная апертура которых сфокусирована на заданную глубину, т. е. имеет предельное разрешение для полной круглой апертуры (рис. 12, б).

В плоскости  $XOZ$  ( $y = 0$ ) ДН записывается как (17) и характеризуется большим уровнем боковых лепестков (рис. 12, в). Это не будет иметь существенного значения, если использовать на прием круговую АР (см. рис. 11), которая имеет ПИХ вида, изображенного на рис. 12, б, и может располагаться внутри кольцевой передающей АР.

Результирующая ПИХ системы по углу  $\theta$  определяется множителем диаграмм излучающей (17) и приемной АР при  $\varphi = \pi/2$ , что существенно (рис. 12, г) уменьшает боковые лепестки. Кроме того, использование на излучение короткого (широкополосного) импульса приводит к еще большему подавлению боковых лепестков при сохранении основного лепестка характеристики направленности.

## Заключение

Получены и проанализированы основные соотношения, позволяющие оценить частотные свойства и определить полосу пропускания устройств МПР. Показана зависимость величины полосы пропускания от параметров АР и от соотношения частот  $\omega/\omega_0$ . Проиллюстрировано расширение и уменьшение по амплитуде основного лепестка отклика устройства МПР с увеличением  $\Delta\omega/\omega$  и изменение структуры боковых лепестков. Таким образом, устройства с масштабированием по частоте и скорости являются узкополосными устройствами, и их предпочтительней использовать в активных радио- и гидроакустических системах ближней локации.

Предложено несколько способов расширения полосы пропускания устройств МПР за счет введения параметрического угловзависимого распре-

деления сигналов по апертуре переизлучающей решетки, обработки различных частотных поддиапазонов, использования преобразователей временного масштаба. Все эти способы реализуемы, некоторые из них подтверждены экспериментально, но требуют существенных аппаратных затрат. Их целесообразней использовать при небольшом числе (10–30) элементов АР.

Наиболее корректно проблема широкополосности решается в устройствах МПР с масштабированием по скорости, которые относятся по своим характеристикам к устройствам с временной компенсацией. Но использование их ограничено освоением диапазоном частот обработки в аналоговых процессорах на ПАВ (наиболее распространенных), составляющим от 1 до 100 МГц. В силу этого они могут найти применение в длинноволновой локации, дефектоскопии, медицинской диагностике.

## Литература

1. Петров П. Н., Сенин А. В. Пространственно-временная обработка сигналов акустоэлектронными устройствами с масштабными переизлучающими решетками // Информационно-управляющие системы. 2006. № 3. С. 5–11.
2. Рогачев В. И., Петров П. Н., Кравец В. С., Кулаков С. В. Акустоэлектронные устройства обработки гидроакустических сигналов. — СПб.: Судостроение, 1993. — 184 с.
3. Качанов Е. И., Пигулевский Е. Д., Яричин Е. М. Методы и средства гидроакустической голографии. — Л.: Судостроение, 1989. — 256 с.
4. Petrov P. N. The acoustoelectronic devices for processing broad band signals of antenna lattices / Proc. SPIE. 1998. P. 215–218.
5. Кравец В. С., Петров П. Н. Пространственная обработка сигналов АР на промежуточной частоте с использованием приборов на ПАВ // Рассеяние и дифракция радиолокационных сигналов и их информативность / СЗПИ. Л., 1984. С. 128–132.
6. Петров П. Н., Кравец В. С. Применение акустоэлектронных устройств на ПАВ для пространственной обработки некогерентных сигналов // Акустоэлектронные устройства обработки информации: Материалы конф. Черкассы, 1988. С. 343–344.
7. Пат. 2305854 Российская Федерация, МКП G01S15/00, G01N29/06. Устройство пространственной обработки широкополосных сигналов / П. Н. Петров, А. В. Сенин (РФ). № 2006103590/28; Заявл. 07.02.2006; Опубл. 10.09.2007.
8. Захарова Е. В., Моргунова Т. О., Петров П. Н. Акустоэлектронное устройство обработки сигналов кольцевой АР // X науч. сессия ГУАП. Ч. 2: Технические науки: сб. докл. СПб.: ГУАП, 2010. С. 53–58.
9. Смартышев М. Ю., Добровольский Ю. Ю. Гидроакустические антенны: Справочник по расчету направленных свойств гидроакустических антенн. — Л.: Судостроение, 1984. — 304 с.