

УДК 534.8 + 620.179

© 1993 г. Е.Г. Базулин

**ПОЛУЧЕНИЕ ИЗОБРАЖЕНИЯ РАССЕЙВАТЕЛЕЙ С ПРОДОЛЬНОМ  
СВЕРХРАЗРЕШЕНИЕМ ПО МНОГОЧАСТОТНЫМ ЦИФРОВЫМ  
АКУСТИЧЕСКИМ ГОЛОГРАММАМ ПРИ ПОСТРОЕНИИ  
AR-МОДЕЛИ СПЕКТРОВ ЭХОСИГНАЛОВ**

Статья посвящена проблеме получения изображения рассеивателей с продольным (лучевым) сверхразрешением по многочастотным цифровым акустическим голограммам. Информация о неоднородностях регистрируется в виде эхосигналов в пределах заданной пространственно-временной апертуры. Продольное разрешение будет определяться полосой пропускания аппаратной части акустической системы визуализации. Используя для экстраполяции спектров эхосигналов авторегрессивную (AR) модель, можно увеличить диапазон используемых частот, в котором рассчитываются голограммы, и тем самым повысить продольное разрешение изображения рассеивателей. Приведены результаты численного моделирования процесса визуализации, подтверждающие работоспособность предложенного подхода.

Акустические системы визуализации рассеивателей в оптически непрозрачных средах находят широкое применение в гидроакустике, сейсмологии, неразрушающем контроле и медицинской диагностике. Так, важнейшая задача неразрушающего контроля состоит в определении степени опасности дефекта, обнаруженного в конструкции. Принять правильное решение может помочь высококачественное изображение рассеивателя, позволяющее определить его форму и точные размеры. Использование методов многочастотной цифровой акустической голографии позволяет визуализировать неоднородности с высоким продольным и поперечным разрешением и высокой помехоустойчивостью [1–3]. Существенную роль на качество изображения оказывает преобразователь (или преобразователи), используемый для регистрации рассеянных эхосигналов. Так, поперечное разрешение  $R_x \approx \lambda_c / (2 \sin \varphi_{\max})$  в основном определяется половиной угла раскрытия преобразователя  $\varphi_{\max}$ , где  $\lambda_c$  – длина волны на резонансной частоте  $f_c$  в среде со скоростью звука  $c$ , а продольное  $R_z \approx \Delta F / (2c)$  – его резонансными свойствами, т.е. шириной полосы пропускания  $\Delta F = f_{\max} - f_{\min}$  [1–3].

Один из способов повышения продольного (лучевого) разрешения изображения заключается в экстраполяции спектра измеренных эхосигналов за пределы физической полосы пропускания преобразователя. К таким способам можно отнести методы, основанные на использовании функций с двойной ортогональностью [4], например сферических волновых функций (расчет которых для больших порядков, к сожалению, весьма сложен [5]).

Перспективным представляется метод, основанный на нелинейном алгоритме Гершберга – Папулиса [6–8]. В работе [9] продемонстрирована работоспособность данного метода при экстраполяции спектров эхосигналов. К его недостатку можно отнести возможное уменьшение поперечной разрешающей способности изображения в том случае, если на временной апертуре присутствуют эхосигналы с заметно разными амплитудами. Следует отметить, что экстраполяция функций за пределы заданного интервала представляет собой неоднозначную процедуру [8]. Поэтому для получения более

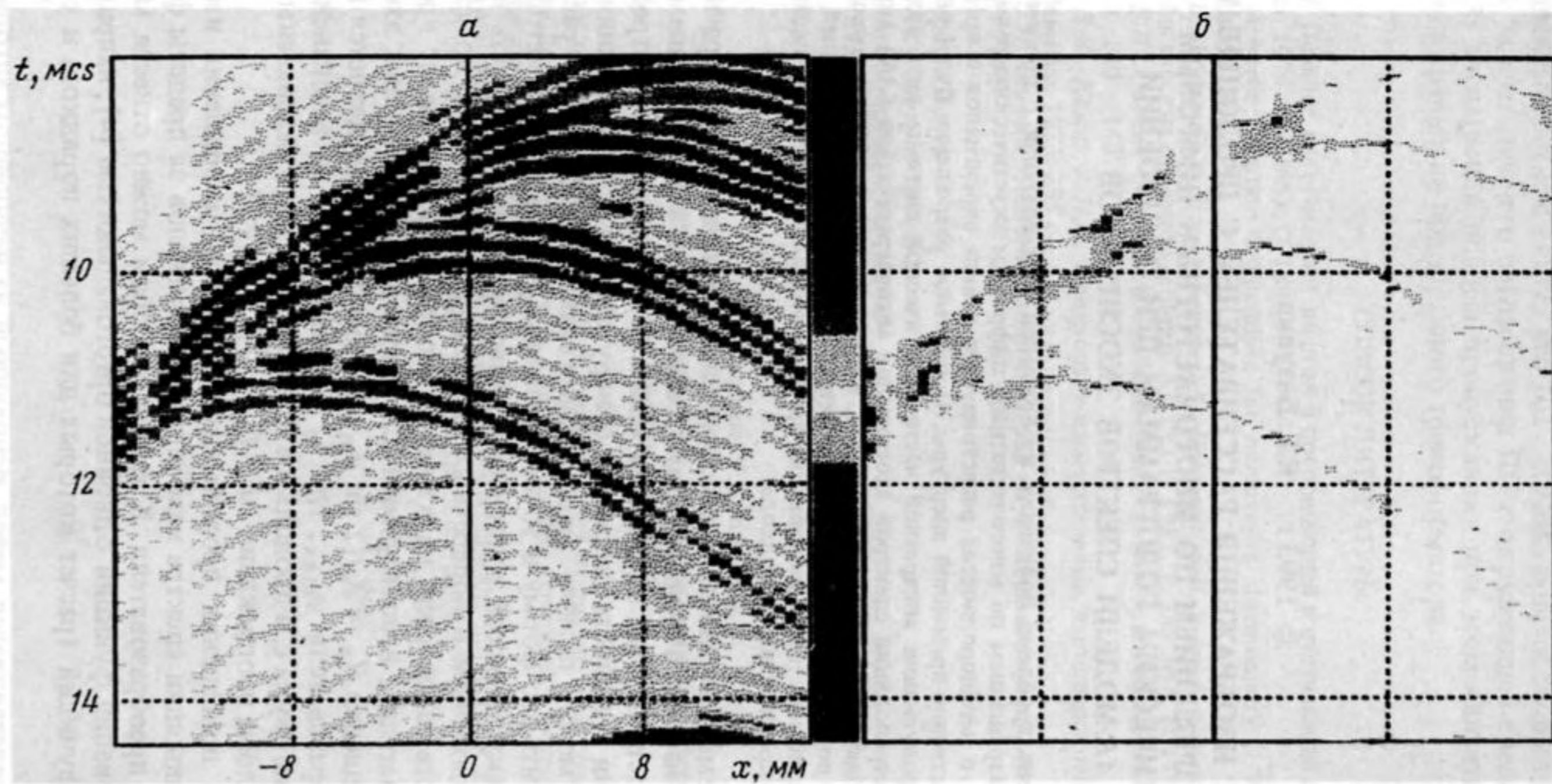


Рис. 1, а, б

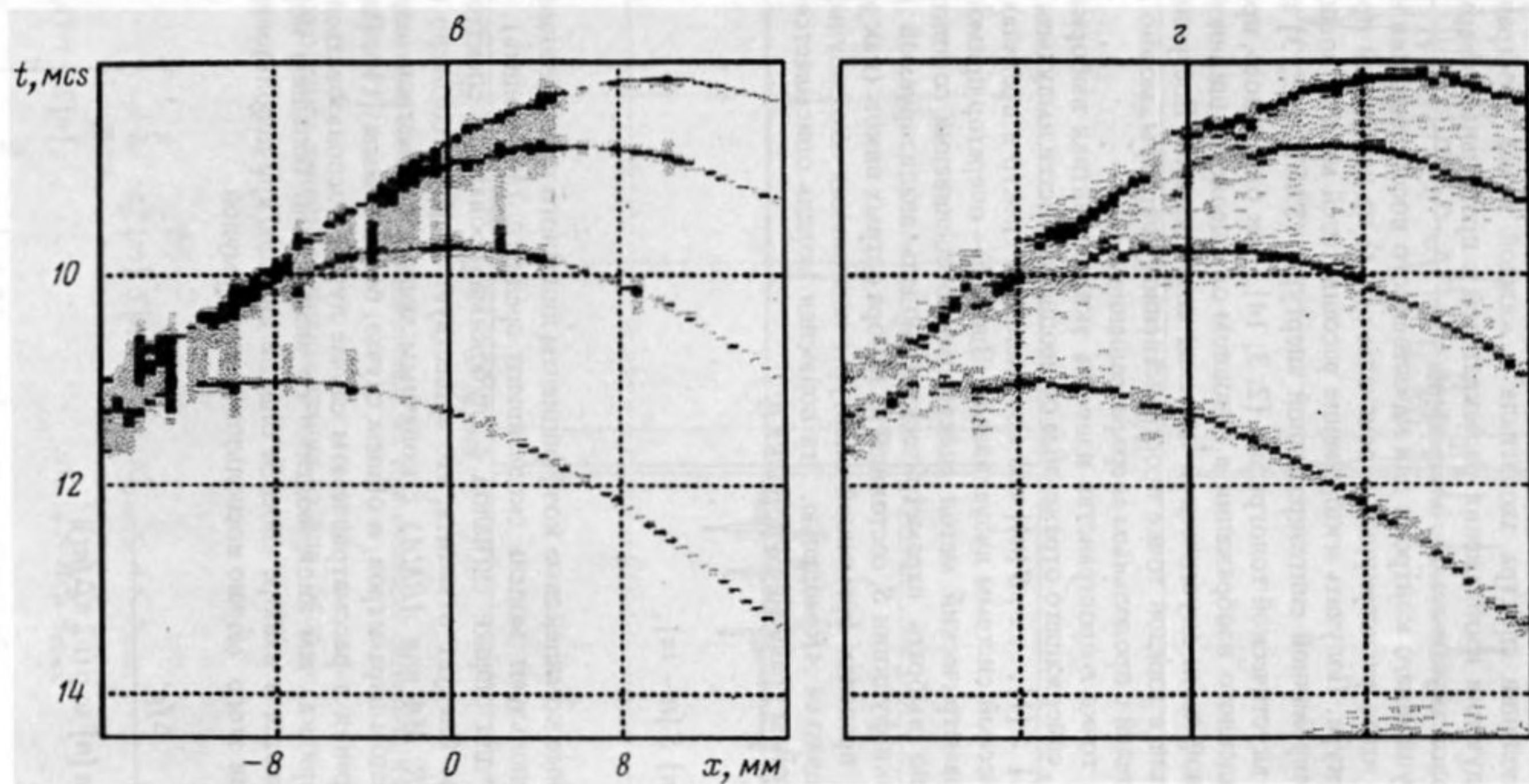


Рис. 1. Вид совокупности сигналов, отраженных от четырех точечных рассеивателей: *а* – после инверсной фильтрации; *б* – согласно *AR*-модели ( $p = 6$ ) с использованием формулы (2) и при оценке  $a_p[k]$  по алгоритму Берга; *в* – согласно *AR*-модели ( $p = 6$ ) с использованием формулы (2) и при оценке  $a_p[k]$  с помощью модифицированного ковариационного метода; *г* – согласно *AR*-модели ( $p = 6$ ) с использованием формулы (3) и при оценке по алгоритму Берга. Кодировка растрового представления сигнала :акова, что черный цвет соответствует минимальному отрицательному, а белый – максимальному положительному значениям

достоверных результатов желательно обработать данные несколькими методами экстраполяции. Один из таких методов может быть основан на так называемой *AR*-модели сигнала, широко используемой в теории спектрального оценивания [10, 11] для повышения разрешающей способности оценки спектральной плотности мощности сигнала (СПМ).

В статье рассмотрена возможность применения авторегрессионной модели (*AR*-модели) для экстраполяции спектра эхосигнала в каждой точке пространственной апертуры с целью получения изображения рассеивателей с продольным сверхразрешением методами цифровой акустической голографии.

В практике неразрушающего контроля для качественного восстановления изображения неоднородностей часто регистрируют эхосигналы  $s(r, t)$  на некоторой пространственно-временной апертуре. Получить изображение рассеивателей можно, воспользовавшись техникой сфокусированной синтезированной апертуры (SAFT) [12, 13] или методами многочастотной акустической голографии [2, 3, 14]. Как отмечалось, продольное разрешение восстановленного изображения в основном определяется шириной полосы пропускания аппаратной части акустической системы визуализации. Построив *AR*-модель спектра эхосигнала в каждой точке пространственной апертуры, можно получить изображение рассеивателей с продольным сверхразрешением.

Пусть в некоторой точке  $r$  пространства известна эквидистантная выборка сигнала  $s = \{s[1], \dots, s[n]\}$ , содержащего отраженные от неоднородностей импульсы. Обозначим через  $S = F(s) = \{S[1], \dots, S[n]\}$  его комплексный спектр в пределах рабочей полосы частот акустической системы визуализации. Здесь  $F$  — оператор прямого преобразования Фурье. Параметрический метод спектрального оценивания состоит из трех этапов. Сначала нужно выбрать параметрическую модель анализируемой выборки  $s$ . Для получения оценки функции  $S$ , состоящей из набора острых пиков (как это имеет место при наличии в пределах временной апертуры нескольких эхоимпульсов), целесообразно воспользоваться *AR*-моделью. Эта полюсная модель описывается следующим линейным разностным уравнением порядка  $p$ :

$$S[n] = - \sum_{m=1}^p a_p[m] S[n-m], \quad (1)$$

где  $a_p[m]$  — неизвестные комплексные коэффициенты линейного предсказания вперед. На практике часто используют модель скользящего среднего (*MA*-модель), которая особенно эффективна для оценки сигналов с глубокими провалами спектра, и смешанную *ARMA*-модель. Следует отметить, что существует теорема, согласно которой любая из моделей (*AR*, *MA* или *ARMA*) с конечным числом параметров выражается через две другие с числом параметров, в общем случае, бесконечным [11]. Поэтому с практической точки зрения в рассматриваемом случае лучше воспользоваться *AR*-моделью небольшого порядка, чем иной моделью со значительно большим порядком.

Второй этап заключается в выборе способа оценки сигнала при использовании *AR*-модели его спектра. Для этого можно воспользоваться формулой

$$s_{\text{СПМ}}(f) = \frac{\Delta f \rho}{|1 + \sum_{n=1}^p a[n] \exp(i 2 \pi \Delta f n t)|^2}, \quad (2)$$

где  $\Delta f$  — интервал между отсчетами спектра  $S$ ,  $\rho$  — дисперсия порождающего процесс шума. Это выражение подобно формуле для оценки спектральной плотности сигнала в теории спектрального оценивания [10, 11]. Другой вариант оценки сигнала  $s(t)$  заключается в расчете его спектра на частотах  $f < f_{\text{max}}$  по формуле (1), а при  $f > f_{\text{min}}$  —

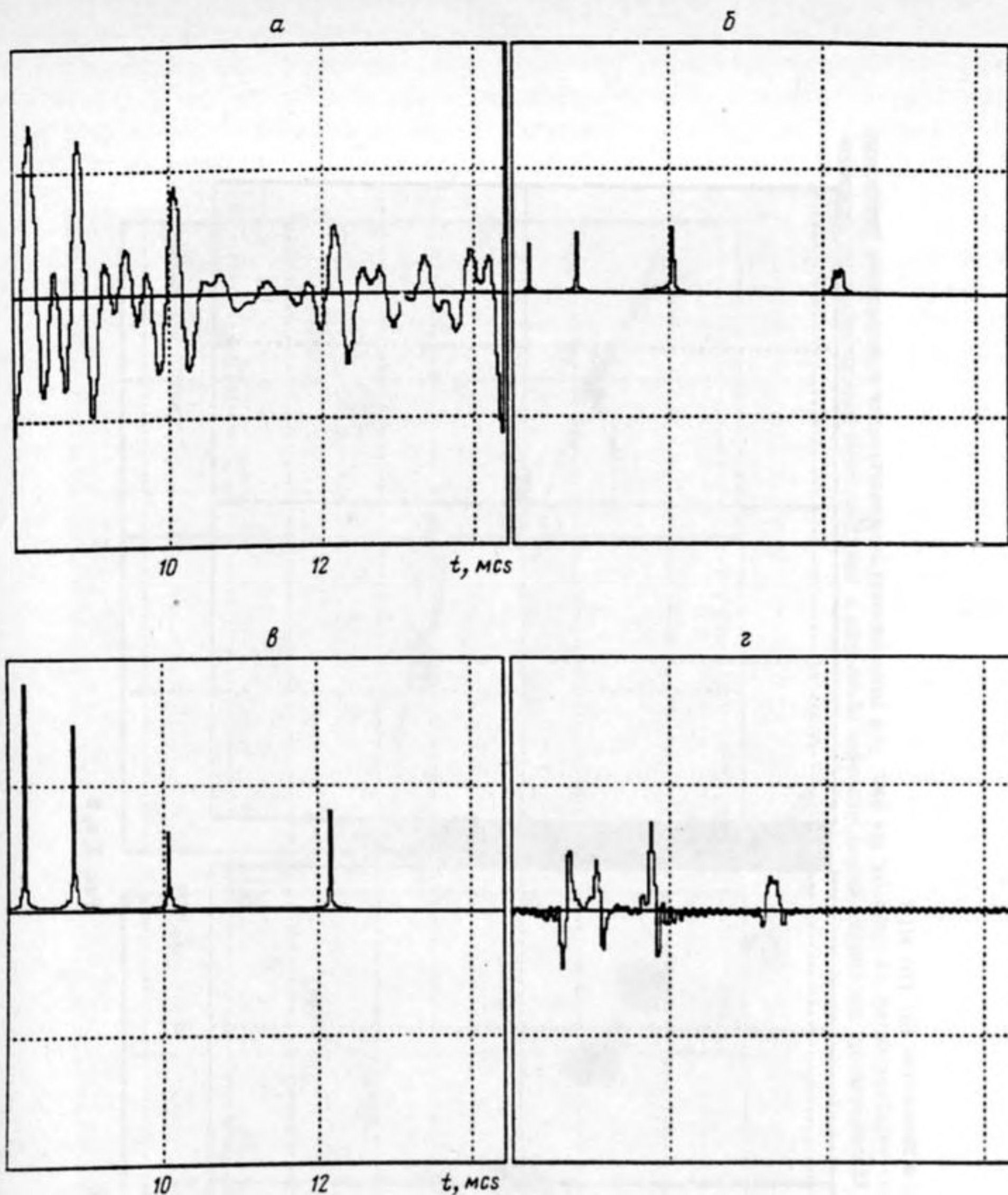


Рис. 2. Огибающая импульсов, выделенных из совокупности сигналов, изображенных на рис. 1 в точке апертуры  $x = 7,6$  мм

с помощью оценки линейного предсказания назад. Тогда

$$S_{FFT}(t) = F^{-1}(S_{FFT}(n)), \quad (3)$$

где

$$S_{FFT}(n) = \begin{cases} - \sum_{m=1}^p a_p^*[m] S[n+m], & n_{\min}^e < n < n_{\min} \\ S[n], & n_{\min} < n < n_{\max} \\ - \sum_{m=1}^p a_p[m] S[n-m], & n_{\max} < n < n_{\max}^e \end{cases}$$

знаком "\*" отмечена комплексно-сопряженная величина,  $F^{-1}$  — оператор обратного преобразования Фурье,  $n_{\min}$  и  $n_{\max}$  — номера отсчетов дискретного спектра сигнала,

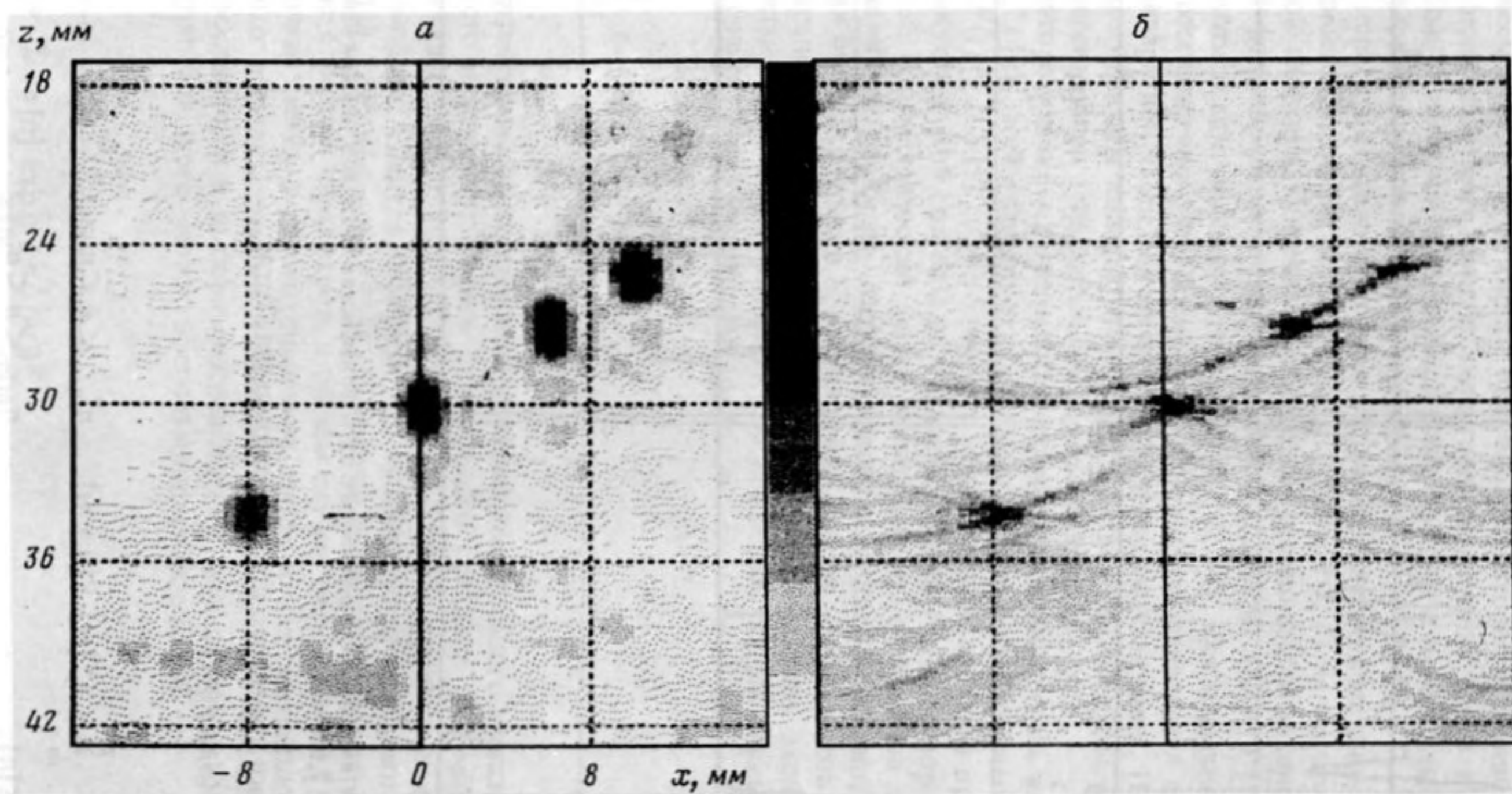


Рис. 3, а, б

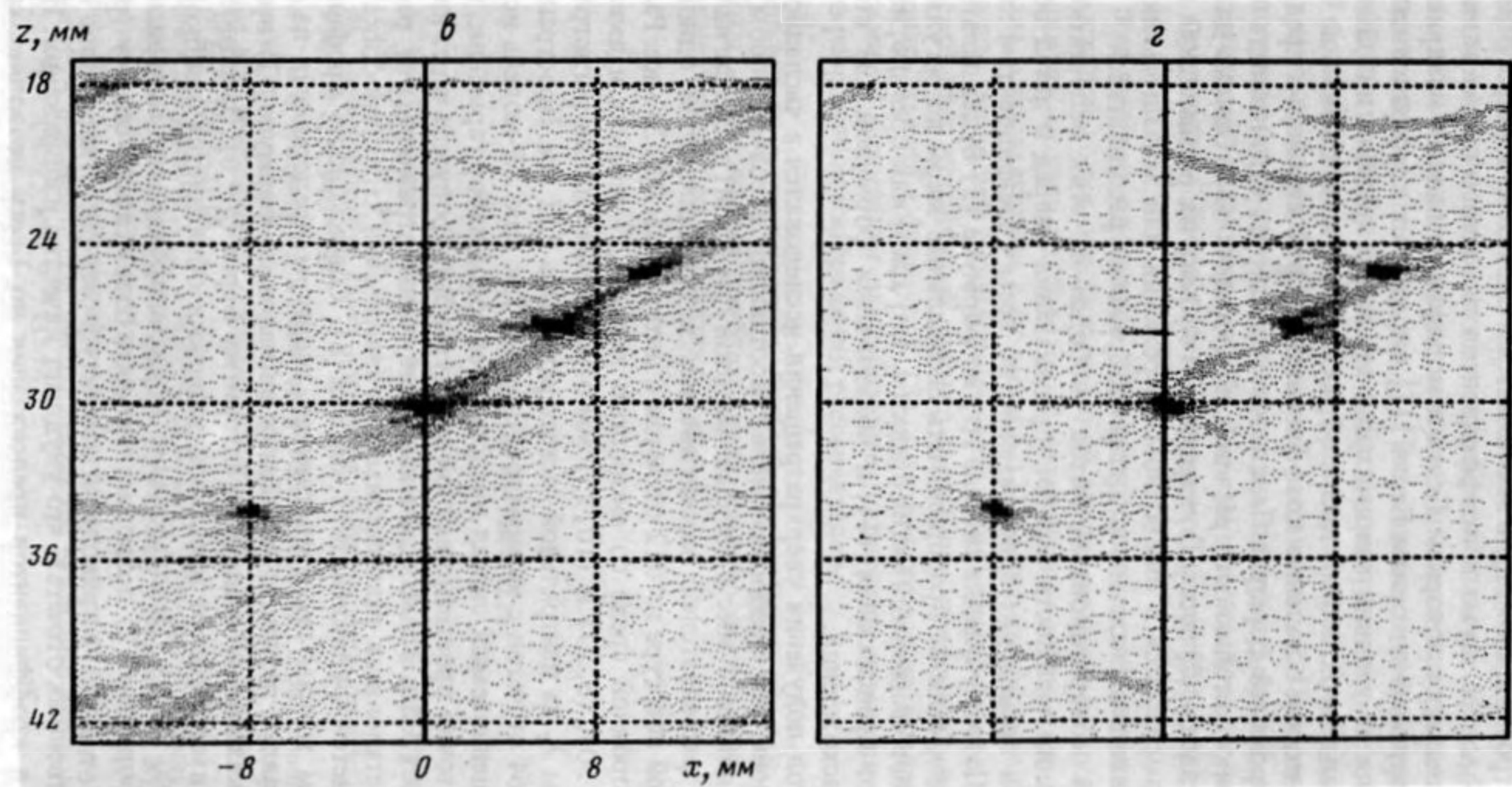


Рис. 3. Изображение четырех точечных рассеивателей, восстановленное методом проекции в спектральном пространстве по экосигналам, представленным на рис. 1 до и после экстраполяции их спектра. На рис. 3, а голограммы рассчитывались в частотном диапазоне (1,5; 3,5) МГц, на остальных рисунках – в диапазоне (0; 10) МГц

соответствующие  $f_{\min}$  и  $f_{\max}$ , а  $n_{\min}^e$  и  $n_{\max}^e$  — определяют область экстраполяции спектров сигналов. Изменяя  $n_{\min}^e$  и  $n_{\max}^e$  в (3) можно задавать нужный интервал экстраполяции. Так как в формуле (3) сохраняются фазовые соотношения между сигналами ( $s_{FFT}$  — комплексная, а  $s_{СПМ}$  — действительная положительная величина), то использование ее при расчетах, по-видимому, более эффективно, чем использование (2).

Последний этап построения  $AR$ -модели заключается в оценке ее порядка  $p$ , дисперсии порождающего  $p$   $AR$ -процесс шума и коэффициентов линейного предсказания  $a$  [ $m$ ]. Обычно для этого используют алгоритм Берга и модифицированный ковариационный метод. Широко используемый алгоритм Берга [11] определяет коэффициенты отражения  $k_p = a_p$  [ $p$ ] исходя из условия минимизации мощности ошибок линейного предсказания вперед и назад. Вычисленный таким образом  $k_p$  по модулю меньше единицы. Это обстоятельство и то, что остальные коэффициенты  $a_p$  [ $m$ ] линейного предсказания определяются по рекурсивной формуле Левинсона, гарантирует устойчивость полюсной модели и, следовательно, устойчивость расчетов по формуле (3). Однако для оценки пиков выборки  $s$ , согласно (2) или (3), характерен эффект их расщепления и смещения. Второй эффект выражается в ошибочном опережении или запаздывании "суженного" эхосигнала и приводит к падению качества изображения рассеивателей.

Модифицированный ковариационный метод свободен от этих недостатков [11], потому что минимизация мощности ошибок предсказания вперед и назад по методу наименьших квадратов происходит одновременно по всем коэффициентам линейного предсказания  $a_p$  [ $m$ ]. Поэтому оценка сигнала  $s(t)$  по формуле (2) будет давать лучший результат. К сожалению, если не предпринимать специальные меры по регуляризации, модифицированный ковариационный метод оценки  $a_p$  [ $m$ ] дает, как правило, неустойчивый фильтр линейного предсказания (1), и пользоваться формулой (3) становится невозможно из-за ее расхождения.

Предложенный метод получения сверхразрешения исследовался в численном эксперименте. Предполагалось, что преобразователь, работающий в совмещенном режиме, излучает радиосигнал длиной 1 мкс с несущей частотой  $f_c = 2,5$  МГц. Эхосигналы  $s(x, t)$  от четырех точечных рассеивателей рассчитывались в предположении однократного рассеяния на временной апертуре из 512 отсчетов с интервалом 0,0125 мкс. Рассеиватели находились в однородной среде со скоростью звука 6,27 мм/мкс и имели координаты  $(-8, 34)$ ,  $(0, 30)$ ,  $(6, 27)$  и  $(10, 25)$  мм относительно линии регистрации эхосигналов. Длина волны  $\lambda_c$  на центральной частоте равнялась 2,51 мм. Пространственная апертура состояла из 64 отсчетов с интервалом 0,5 мм. Так как  $AR$ -модель исходит из предположения, что оцениваемый сигнал представляет собой набор гармоник, то исходный сигнал в каждой точке пространственной апертуры был пропущен через инверсный фильтр с полосой частот 1,5 и 3,5 МГц. Спектры импульсов, отраженных от рассеивателей после фильтрации, становятся равномерными, а импульсная характеристика системы визуализации описывается функцией типа  $\sin(x)/x$  [8]. Совокупность профильтрованных сигналов по всем точкам пространственной апертуры представлена на рис. 1, а.

На рис. 1, б представлен результат обработки сигналов по формуле (2) при оценке коэффициентов предсказания  $AR$ -модели по алгоритму Берга ( $p = 6$ ). Заметное зигзагообразное отклонение импульсов от идеальной задержки объясняется ошибкой смещения оценки сигнала по Бергу. Использование модифицированного ковариационного алгоритма ( $p = 6$ ) и формулы (2) позволяет получить более точную оценку (рис. 1, в). Отметим, что расчет  $s_{СПМ}(x, t)$  приводит к амплитудному рассогласованию сигналов в соседних пространственных отсчетах, что ухудшает качество изображения. Использование формулы (3) и коэффициентов предсказания по Бергу позволяет сохранить фазовые соотношения между импульсами (рис. 1, г), что может быть очень полезным при анализе обработанных данных.

На рис. 2 представлены эхосигналы в точке  $x = 7,6$  мм пространственной апертуры, выделенные соответственно из данных, изображенных на рис. 1. Видно, что оценка сигналов с использованием линейного предсказания позволяет существенно повысить



их разрешение по сравнению с исходным (рис. 2,а). Следует отметить, что использование алгоритма Берга может приводить, как отмечалось, к эффекту расщепления (четвертый импульс на рис. 2,б). Использование для расчетов формулы (3) и тех же коэффициентов линейного предсказания позволило избежать этого нежелательного эффекта в данном конкретном случае (рис. 2,г). Как упоминалось, определение коэффициентов линейного предсказания с помощью модифицированного ковариационного метода дает оценку сигнала без эффекта расщепления (рис. 2,в).

Рассчитав многочастотные голограммы в диапазоне (1,5; 3,5) МГц по эхосигналам, представленным на рис. 1, можно получить изображение рассеивателей методом проекции в спектральном пространстве [3]. Разрешающую поперечную и продольную способности исходного изображения (рис. 1,а) можно оценить как  $0,8 \lambda_c$ . Изображение на рис. 3,б более худшего качества по сравнению с рис. 3,в из-за ошибок смещения при оценке времени задержки импульсов от рассеивателей. Продольное разрешение изображений, полученных после экстраполяции их спектров, можно оценить как  $0,2 \lambda_c$ . Расширение частотного диапазона до (0, 10) МГц и, следовательно, повышение несущей частоты приводит к возрастанию поперечной разрешающей способности ( $0,5 \lambda_c$  на рис. 3,г).

Для получения продольного сверхразрешения изображения рассеивателей предлагается в каждой точке пространственной апертуры приема "сужать" эхосигналы путем построения *AR*-модели их спектра. В численном эксперименте показано, что для оценки сигнала в соответствии с формулой (2) расчет коэффициентов линейного предсказания лучше проводить модифицированным ковариационным методом. Так как алгоритм Берга дает устойчивый фильтр линейного предсказания, то его целесообразно использовать вместе с формулой (3), которая сохраняет фазовые соотношения между импульсами. В численном эксперименте достигнуто четырехкратное повышение продольного разрешения изображений рассеивателей.

В заключение автор выражает благодарность Ломакину А.В. за инициализацию данной работы и обсуждение проблем спектрального оценивания, а также Бадалян В.Г. за полезные советы при подготовке статьи.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Nagai K. Multifrequency acoustical holography using a narrow pulse // IEEE Trans. Sonic and Ultrasonics. 1984. V. SU-31. № 3. P. 151–156.
2. Certo M. Three-dimensional defect imaging by multifrequency acoustical holography // Mater. Eval. 1983. V. 41. № 7. P. 946–950.
3. Бадалян В.Г., Базулин Е.Г. Цифровое восстановление изображения рассеивателей методом проекции в спектральном пространстве // Акуст. журн. 1988. Т. 34. № 2. С. 222–231.
4. Frienden B.R. Band-unlimited reconstruction of optical object and spectra // J. Opt. Soc. Amer. 1967. V. 57. № 8. P. 1013–1019.
5. Абрамов А.А., Дышко А.Л., Конюхова Н.Б. и др. Вычисление вытянутых сфероидальных функций решением соответствующих дифференциальных уравнений // Журн. вычисл. математики и мат. физики. 1984. Т. 24. № 1. С. 3–18.
6. Gershberg R.W. Super resolution through error energy reduction // Opt. acta. 1974. V. 21. P. 709–720.
7. Papoulis A. A new algorithm in spectral analysis and bandlimited extrapolation. // IEEE Trans. circuits system. 1975. CAS-22. № 9. P. 735–742.
8. Василенко Г.И., Тараторин А.М. Восстановление изображений. М.: Радио и связь. 1986. С. 304.
9. Базулин Е.Г. Повышение продольного разрешения акустических систем визуализации неоднородностей при экстраполяции спектров эхоимпульсов // Акуст. журн. 1993. Т. 39. № 1. С. 19–24.
10. Box G.E., Jenkins G.M. Time series analysis. Forecasting and control. San Francisco: Holden-day, 1970.
11. Марпл-мл С.Л. Цифровой спектральный анализ: Пер. с англ. М.: Мир, 1990. С. 584.
12. Seydel J. Synthetic-aperture focusing techniques in NDT // Nondestructiv testing. 1984. V. 7. P. 1–47.

13. Hall T.E., Doctor S.R., Reid L.D., Littfield R.J., Gilber R.W. Implementation of real-time ultrasonic SAFT system for inspection of nuclear reactor components // *Acoustical Imaging*. 1986. V. 15. P. 253–266.
14. Mayer K., Markelein R., Langenberg K.J., Kreutter T. Threedimensional imaging system based on Fourier transformation synthetic aperture focusing technique // *Ultrasonics*. 1990. V. 28. P. 241–255.

Фирма "ЭхоТест"

Поступила в редакцию  
18.03.92

E.G. Bazulin

**IMAGING OF LONGITUDINAL SUPER-RESOLUTION SCATTERERS  
BY MULTIFREQUENCY DIGITAL  
ACOUSTIC HOLOGRAMS IN PROCESS  
OF CONSTRUCTION OF ECHO-SIGNALS SPECTRA AR-MODEL**

The article is devoted to the problem of longitudinal (beam) super-resolution scatterers imaging by the utilization of multifrequency digital acoustic holograms. The information on inhomogeneities is registered in the form of echo-signals within the limits of a preset spatial-temporal aperture. The longitudinal resolution is determined by the transmission band of the acoustic visualization system hardware. Applying the autoregressive (AR) model for echo-signals spectra extrapolation, it is possible to increase the frequency range in which the holograms are calculated and, therefore, to increase the longitudinal resolution of scatterers images. The results of numerical modeling of visualization process confirming the efficiency of suggested approach are given.