

УДК 534.2:534.222:534.7

ПРОТОТИП ТОМОГРАФИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ, ИСПОЛЬЗУЮЩЕЙ АКУСТИЧЕСКИЕ НЕЛИНЕЙНЫЕ ЭФФЕКТЫ ТРЕТЬЕГО ПОРЯДКА

© 2013 г. В. А. Буров, А. А. Шмелёв, Д. И. Зотов

Московский государственный университет им. М.В. Ломоносова, физический факультет

119991, ГСП-1, Москва, Ленинские горы

Тел.: (495) 939-3081; Факс: (495) 932-8820

E-mail: burov@phys.msu.ru

Поступила в редакцию 22.08.2012 г.

Разработан и изготовлен прототип томографической системы, предназначенный для восстановления распределения акустических нелинейных параметров на основе эффекта нелинейного неколлинеарного взаимодействия трех первичных волн. Применение кодированных первичных сигналов с последующей корреляционной обработкой регистрируемого комбинационного сигнала позволяет восстановить полное изображение объекта в результате всего одного эксперимента с использованием малого числа преобразователей — трех излучателей и одного приемника. Предложена зеркальная система, состоящая из двух соосных конических акустических зеркал и позволяющая преобразовать фронт волны от цилиндрического преобразователя в однородный квазиплоский пучок с большой шириной, близкой к реальным требованиям медицинской диагностики. Приводятся результаты физических экспериментов.

Ключевые слова: нелинейная томография третьего порядка, акустические нелинейные параметры второго и третьего порядков, конические акустические зеркала, прототип томографической системы.

DOI: 10.7868/S0320791913010061

ПРИНЦИПЫ ТОМОГРАФИРОВАНИЯ ПРИ НЕЛИНЕЙНОМ ВЗАИМОДЕЙСТВИИ

Методы ультразвуковой интроскопии (акустические системы УЗИ, эхокардиоскопы, разрабатываемые в настоящее время акустические томографы) наряду с системами интроскопии, основанными на других физических принципах (рентгеновские томографы, магниторезонансные томографы, различного типа сканеры) являются мощными диагностическими инструментами современной медицины. Акустические системы в своем большинстве используют линейные эффекты взаимодействия ультразвуковой волны с биологической тканью, к которым относятся временная задержка импульса за счет конечной скорости распространения ультразвуковой волны, рефракция и рассеяние ультразвуковых волн на неоднородностях в ткани исследуемого органа или ослабление ультразвуковых волн в процессе распространения. Между тем, акустические нелинейные параметры биологической ткани, проявляющиеся в таких эффектах нелинейного взаимодействия со средой как появление высших гармоник первичного излучения и возникновение комбинационных частот различных порядков, несут информацию о нелинейных упругих свойствах ткани, т.е. о нелинейной зависимости плотности ткани от приложенного к ней давления. Эти свойства дополняют информацию о ткани новыми сведениями, не содержащимися в ее линейных акустических характеристиках. На важ-

ность диагностической информации, заключающейся в значениях акустических нелинейных параметров ткани, обращено внимание в ряде статей [1, 2].

Акустические нелинейные параметры обычно вводятся через уравнение состояния. Это уравнение в терминах полного давления $P(\mathbf{r}, t)$, выраженного через плотность среды $\rho(\mathbf{r}, t)$ и ее возмущения $\rho'(\mathbf{r}, t) \equiv \rho(\mathbf{r}, t) - \rho_0$ при постоянных невозмущенных значениях $P_0, \rho_0 \equiv \text{const}$, имеет вид

$$P(\rho, \mathbf{r}) = P_0 + c^2(\mathbf{r})\rho' + \frac{\varepsilon_2(\mathbf{r}) - 1}{\rho_0} c^2(\mathbf{r})(\rho')^2 + \frac{\varepsilon_3(\mathbf{r})}{\rho_0} c^2(\mathbf{r})(\rho')^3 + \dots \quad (1)$$

В (1) присутствует квадрат скорости звука $c^2(\mathbf{r}) = \left(\frac{\partial P}{\partial \rho} \right)_{\rho=\rho_0}$, а акустические нелинейные параметры среды второго порядка $\varepsilon_2(\mathbf{r})$ и третьего порядка $\varepsilon_3(\mathbf{r})$ определяются как $\varepsilon_2(\mathbf{r}) = 1 + B/(2A)$, $\varepsilon_3(\mathbf{r}) = C/(6A)$, где $A = \frac{\rho_0}{P_0} c^2(\mathbf{r})$, $B = \frac{\rho_0^2}{P_0} \left(\frac{\partial^2 P}{\partial \rho^2} \right)_{\rho=\rho_0}$, $C = \frac{\rho_0^3}{P_0} \left(\frac{\partial^3 P}{\partial \rho^3} \right)_{\rho=\rho_0}$. Волновое уравнение для акустического давления $p \equiv P(\mathbf{r}, t) - P_0$ записывается в виде

$\nabla^2 p - \frac{1}{c^2(\mathbf{r})} \frac{\partial^2 p}{\partial t^2} = F_0 + Q$, где F_0 — источники первичных волн; Q — вторичные нелинейные источники, порождающие рассеянные поля и отвечающие за нелинейные эффекты второго и третьего порядков. При нелинейном томографировании второго порядка используется нелинейное взаимодействие двух первичных волн p_1, p_2 , и восстанавливается пространственное распределение $\varepsilon_2(\mathbf{r})$. При нелинейном томографировании третьего порядка, использующем нелинейное взаимодействие трех первичных волн p_1, p_2, p_3 , наиболее информативной частью нелинейных вторичных источников третьего порядка являются физические источники чисто третьего порядка $\frac{\{2(\varepsilon_2(\mathbf{r}) - 1)^2 - \varepsilon_3(\mathbf{r})\} \partial^2 (p^3)}{\rho_0 c^6(\mathbf{r}) \partial t^2}$ [3, 4]. Характерная ком-

бинация $\varepsilon_3'(\mathbf{r}) \equiv 2(\varepsilon_2(\mathbf{r}) - 1)^2 - \varepsilon_3(\mathbf{r})$, включающая в себя не только нелинейный параметр третьего порядка, но и второго, будет называться комбинированным акустическим нелинейным параметром третьего порядка.

В настоящее время методы оценки значений акустических нелинейных параметров основаны на непосредственном измерении интенсивности рождения высших гармоник и комбинационных частот при распространении ультразвуковых волн допустимой, с медицинской точки зрения, интенсивности в биоткани; при этом исследуемый объект располагается между излучателем зондирующей волны и приемником. Последовательное зондирование органа позволяет визуализировать таким методом проекцию распределения нелинейных параметров исследуемого органа. Могут использоваться как проходящие волны, так и отраженные [5, 6]. Схемы, в большей степени характеризующиеся как “томографические”, могут быть получены при последовательном зондировании органа под различными углами параллельным ультразвуковым пучком малой поперечной толщины и регистрации на противоположной стороне амплитуд высших гармоник или комбинационных частот, а также амплитуды первичных волн в зависимости от угла озвучивания и координаты приемника, имеющего малые размеры и находящегося на противоположной стороне. Обработка типа решения томографической системы уравнений, основанных на преобразовании Радона, позволяет восстановить распределение акустического нелинейного параметра второго порядка (этот параметр приводит к рождению второй гармоники или сигналов на суммарных и разностных комбинационных частотах). При этом также возможна оценка коэффициента поглощения звука в исследуемом органе. Недостатком схем лучевого типа является принципиальная ограниченность их разрешаю-

щей способности диаметром лучевой трубки, соединяющей точки излучения и приема. Этот диаметр лежит в пределах 5–15 мм и определяется длиной волны первичного излучения.

Попытка обобщить методы, использующие параллельное взаимодействие волн и работоспособные при оценке значений нелинейных параметров ткани второго порядка, на томографические схемы, дающие оценки значений нелинейного параметра третьего порядка (этот параметр порождает третью гармонику или сигналы на комбинационных частотах при нелинейном взаимодействии трех волн), привела к ошибочным схемам и оценкам, не учитывающим физическую специфику формирования нелинейных эффектов третьего порядка. Причины этой неудачи поясняются ниже, а детальное обоснование выполнено в работе [7].

Между тем, даже в случае оценки нелинейных параметров ткани с точностью до нелинейных эффектов только второго порядка, возможно более многовариантное построение томографической схемы [8] с использованием эффекта коллинеарного или встречного нелинейного взаимодействия зондирующих акустических волн, результатом которого является генерация волн на суммарных и разностных комбинационных частотах. С другой стороны, детальный анализ нелинейного взаимодействия второго порядка уже не в лучевом, а в волновом приближении при использовании двух монохроматических первичных (зондирующих) волн, взаимодействующих друг с другом под произвольным углом, и приеме рассеянных волн на комбинационных частотах в третьем направлении дан в [9]. Полученный результат приводит к ряду возможных схем, в которых измерения осуществляются при множестве углов взаимодействия и приема. Построение искомого изображения распределения нелинейного параметра второго порядка основано на использовании эффекта рассеяния звука на звуке при различных значениях частот и углов. Идея состоит в следующем. При пересечении зондирующих волн под некоторым углом, отличным от нулевого (неколлинеарное взаимодействие), рождение рассеянных волн на комбинационных частотах второго порядка в области взаимодействия в *однородной* по линейным и нелинейным характеристикам среде невозможно, так как это противоречит законам сохранения энергии и импульса в акустическом волновом варианте их формулировки. Рождение таких волн на суммарной и разностной комбинационных частотах *возможно только* при взаимодействии в *неоднородной* по нелинейным характеристикам среде. Таким образом, появление и прием волн на комбинационных частотах свидетельствует о присутствии неоднородностей среды. Как следствие, томографические приборы,

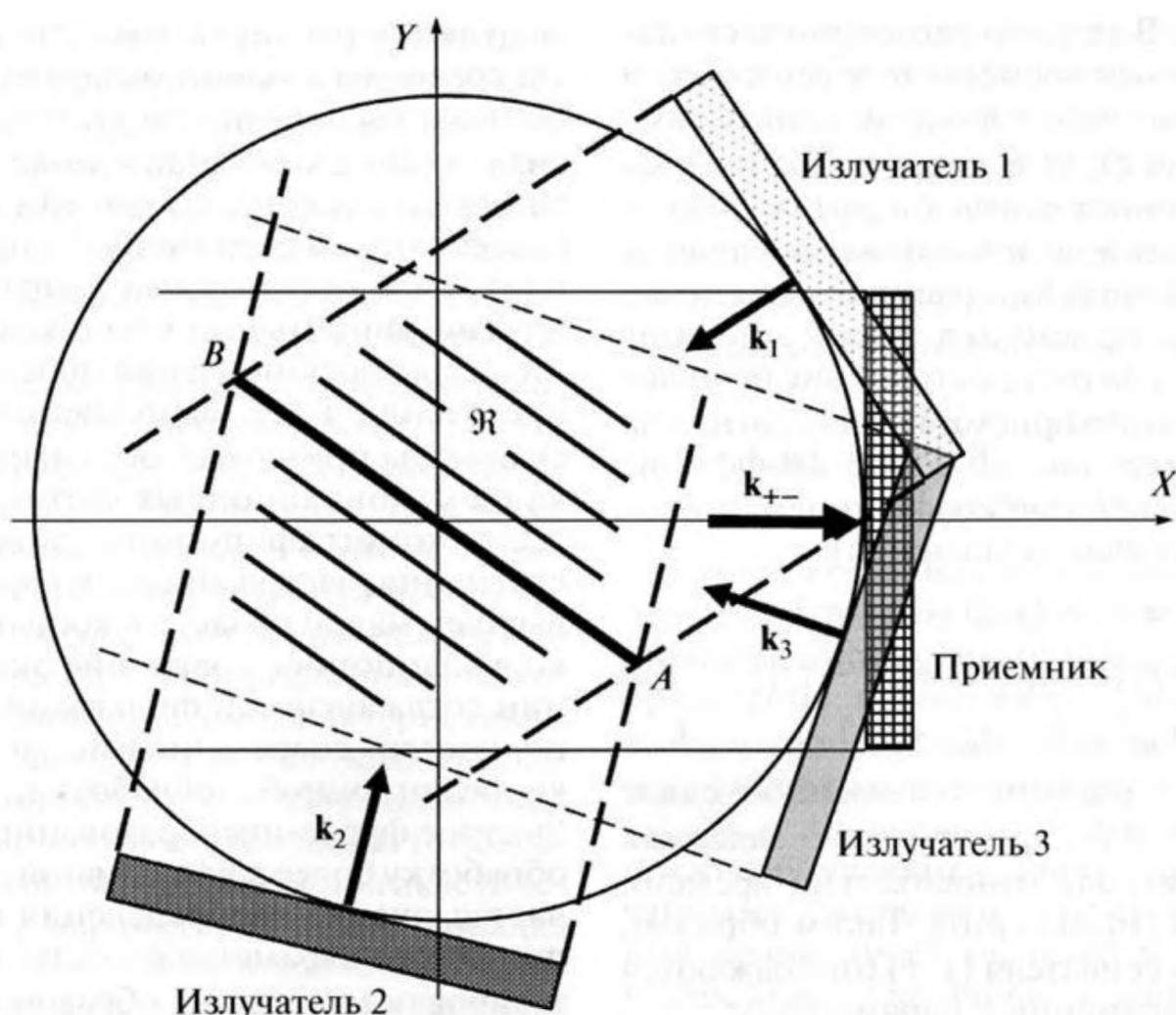


Рис. 1. Томографическая схема эксперимента с эквивалентными мнимыми квазиплоскими преобразователями; излучатель 3 монохроматического сигнала используется только для томографирования на основе нелинейных эффектов третьего порядка.

построенные на основе нелинейного взаимодействия второго порядка монохроматических первичных волн и использующие взаимодействие под разными углами, дают информацию о пространственном распределении в исследуемой области значений нелинейного параметра исследуемого объекта, например биоткани. Однако такие схемы требуют большого количества достаточно сложных акустических измерений.

Большое количество ракурсов облучения и направлений измерения волн на комбинационных частотах может быть кардинальным образом сокращено путем использования широкополосных кодированных первичных волн с известной зависимостью их временного поведения и последующей обработки принимаемых сигналов на комбинационных частотах с помощью корреляционного метода типа согласованной фильтрации [10, 11]. Согласованная фильтрация должна быть настроена на выделение комбинационного сигнала только заранее известной сложной формы. Такая форма определяется кодами зондирующих волн и текущей точкой восстанавливаемого изображения. При этом большая часть сложности пространственной обработки переносится на временную обработку, осуществление которой современными методами цифровой обработки сигналов значительно проще. Действительно, предположим, что в *однородной* по всем характе-

ристикам среде находится малая область — локальный нелинейный рассеиватель с центром в точке $\mathbf{r} = (x, y)$ и размерами, меньшими длины акустической волны всех первичных волн. При рассмотрении процесса нелинейного томографирования в двумерной задаче на этот малый рассеиватель падают волны от плоских излучателей 1 и 2, излучающих первичные сигналы сложной, но заранее известной формы $p_1(t)$ и $p_2(t)$ с волновыми векторами \mathbf{k}_1 и \mathbf{k}_2 соответственно (рис. 1). Они достигают рассеивателя с некоторой временной задержкой τ_1 и τ_2 , т.е. первичные сигналы в области их нелинейного взаимодействия имеют вид $p_1(t - \tau_1)$ и $p_2(t - \tau_2)$. Нелинейные акустические свойства этой области (т.е. способность породить нелинейный вторичный источник акустического давления, частота которого является суммой или разностью частот двух зондирующих волн, а амплитуда определяется произведением амплитуд давлений в этих волнах) отличны от аналогичных свойств всей остальной среды. Поэтому совместное воздействие первичных волн на малый нелинейный рассеиватель приводит к возникновению нелинейного вторичного источника, пропорционального величине $\varepsilon_2 p_1(t - \tau_1) p_2(t - \tau_2)$, где $\varepsilon_2 = \varepsilon_2(x, y)$ — значение акустического нелинейного параметра второго порядка внутри малого нелинейного рассеивателя. Такой источник порождает нелинейно рассеянный сигнал второго порядка с

известной формой. Вид этого рассеянного сигнала известен, поскольку временные задержки τ_1 и τ_2 могут быть рассчитаны, используя координаты малого рассеивателя (x, y) и координаты излучателей, а вид первичных сигналов $p_1(t)$ и $p_2(t)$, с учетом их искажений в приемно-излучающем тракте, известен. Нелинейно рассеянный сигнал достигает плоского приемника после дополнительной задержки τ_3 на распространение от малого рассеивателя до этого приемника, т.е. сигнал на приемнике $p_\delta(t)$ имеет вид (фазовые коэффициенты и частотно зависимые коэффициенты пропорциональности сейчас опускаются):

$$\begin{aligned} p_\delta(t) &\sim \varepsilon_2 p_1(t - \tau_1 - \tau_3) p_2(t - \tau_2 - \tau_3) = \\ &= \varepsilon_2 p_1(t - \tau_1 - \tau_3) p_2(t - \tau_1 - \tau_3 + \{\tau_1 - \tau_2\}) = \\ &= \varepsilon_2 p_1(t - \tau_{\text{del}}) p_2(t - \tau_{\text{del}} + \Delta\tau). \end{aligned} \quad (2)$$

Здесь $\Delta\tau = \tau_1 - \tau_2$ — взаимный временной сдвиг между сигналами p_1 и p_2 ; $\tau_{\text{del}} = \tau_1 + \tau_3$ — задержка времени приема сигнала относительно времени излучения первого сигнала $p_1(t)$. Таким образом, две координаты рассеивателя (x, y) отображаются в два характерных временных параметра $\Delta\tau$ и τ_{del} . Значение $\Delta\tau$ определяет взаимный временной сдвиг падающих на рассеиватель сигналов p_1 и p_2 и, следовательно, кодировку порождаемого нелинейно рассеянного сигнала p_δ на используемых комбинационных частотах. Значение τ_{del} также зависит от положения рассеивателя (x, y) , но другим образом. Важно, что для всех положений малого рассеивателя, принадлежащих центральной биссектрисе AB угла пересечения первичных волновых пучков (рис. 1), взаимная задержка $\Delta\tau$ первичных волн *одинакова*, т.е. код и, следовательно, вид нелинейно рассеянного сигнала одинаков и отличается лишь значением τ_{del} , зависящим от положения рассеивателя на биссектрисе [10]. В то же время, каждая боковая биссектриса (она параллельна центральной биссектрисе) характеризуется своим индивидуальным значением $\Delta\tau$ и, следовательно, своим кодом. В итоге, биссектриса, на которой лежит малый рассеиватель, однозначно определяется значением $\Delta\tau$, а положение малого рассеивателя на этой биссектрисе — значением τ_{del} . Тем самым получается *взаимнооднозначное* соответствие координат (x, y) и времен ($\Delta\tau, \tau_{\text{del}}$), определяющих кодировку рассеянного сигнала и момент его приема. Приемник настраивается на регистрацию рассеянного сигнала в определенной полосе комбинационных частот.

Полученное взаимнооднозначное соответствие координат и времен лежит в основе предложенного в [10, 11] метода восстановления двумерного распределения значений нелинейного параметра $\varepsilon_2(\mathbf{r}) \equiv \varepsilon_2(x, y)$ для исследуемого объекта уже с произвольно большими размерами. В этом случае при известном характере широкополосной

модуляции первичного излучения (ширина полосы сравнима с одной октавой) известен и может быть заранее вычислен сигнал сравнения $p_\delta(t)$ — сигнал (2) на комбинационных частотах заданного вида, рассеянный нелинейным квазиточечным рассеивателем с единичной нормировкой его амплитуды и декартовыми координатами $\mathbf{r} = (x, y)$ и регистрируемый приемником в момент времени t . Для восстановления пространственного распределения $\varepsilon_2(\mathbf{r})$ выполняется корреляционное сравнение принимаемого сигнала второго порядка на комбинационных частотах, рассеянного от всего томографируемого объекта, с сигналом сравнения, задержанным во времени для рассеивающей малой области с координатами (x, y) . Это корреляционное сравнение эквивалентно операции согласованной фильтрации, однако оно выполняется современными методами взаимной корреляционной обработки, использующими быстрое фурье-преобразование и делающими эту обработку более эффективной. В результате получается оценка распределения акустического нелинейного параметра второго порядка $\varepsilon_2(\mathbf{r})$. Синтезированное таким образом томографическое изображение не воспроизводит полностью весь пространственный спектр распределения акустического нелинейного параметра второго порядка (в частности, отсутствует информация об области низких пространственных частот) и поэтому не воспроизводит полные количественные значения распределения $\varepsilon_2(\mathbf{r})$. Тем не менее, такое изображение дает определенную диагностическую информацию о присутствии патологических областей.

Полную информацию дает совокупность таких томографических изображений, получаемых при различной ориентации приемного и излучающих преобразователей. Восстановление нулевой компоненты пространственного спектра распределения $\varepsilon_2(\mathbf{r})$, отвечающей за восстановление среднего (по области нелинейного взаимодействия) значения ε_2 , возможно только при обеспечении коллинеарного взаимодействия первичных волн. В противном случае возможно получить распределение лишь контрастирующей части в виде отклонений значений $\varepsilon_2(\mathbf{r})$ от среднего значения ε_2 . Однако если наиболее острые углы пересечения излучаемых полей достаточно малы (около $10^\circ - 15^\circ$), то потери от отсутствия коллинеарного взаимодействия незначительны, но общее количество ракурсов облучения должно составлять два-три десятка [10, 11].

Техническая сложность, связанная с обозначенным количеством ракурсов, может быть устранена путем перехода к томографическому восстановлению пространственного распределения акустического нелинейного параметра третьего порядка $\varepsilon_3(\mathbf{r}) \equiv \varepsilon_3(x, y)$ или, на первом этапе, комбинированного нелинейного параметра тре-

тьего порядка $\varepsilon'_3(\mathbf{r}) \equiv 2(\varepsilon_2(\mathbf{r}) - 1)^2 - \varepsilon_3(\mathbf{r})$. Этот нелинейный параметр приводит к рождению нелинейно рассеянного сигнала третьего порядка на комбинационных частотах $\Omega_{\pm\pm} = \omega_1 \pm \omega_2 \pm \omega_3$, которые представляют собой различные суммарно-разностные комбинации частот ω_1 , ω_2 и ω_3 , характеризующих уже три первичные взаимодействующие волны. Сочетание $\omega_1 + \omega_2 + \omega_3$ целесообразно использовать только при коллинеарном взаимодействии всех трех первичных волн [3], что выходит за рамки рассматриваемых ниже схем с малым количеством преобразователей. В схемах с неколлинеарным взаимодействием возможно любое другое сочетание знаков; при этом законы сохранения не препятствуют появлению нелинейно рассеянного сигнала на комбинационных частотах даже в однородной по всем характеристикам среде. Тем самым даже при использовании эффекта только неколлинеарного взаимодействия трех волн возможно построение *полного* томографического изображения распределения акустического нелинейного параметра третьего порядка [3, 4]. Несмотря на то, что амплитуда такого нелинейно рассеянного комбинационного сигнала третьего порядка обычно на 3–4 порядка слабее нелинейно рассеянного комбинационного сигнала второго порядка, высокая помехоустойчивость процесса корреляционной обработки позволяет уверенно детектировать этот сигнал третьего порядка, определяя его амплитуду и, в итоге, значения комбинированного нелинейного параметра $\varepsilon'_3(\mathbf{r})$.

Корреляционная обработка (эквивалентная согласованной фильтрации) общего сигнала $p(\mathbf{y}, t)$, рассеянного сложным нелинейным объектом и регистрируемого приемником с центром в точке \mathbf{y} , аналогична описанной выше обработке в нелинейной томографии второго порядка [10, 11]. Сигналом сравнения, т.е. эталонным откликом $p_{\pm\pm\delta}(\mathbf{y}|\mathbf{r}; t)$ для точки \mathbf{r} томографируемой области, является предвычисленный комбинационный сигнал в рассматриваемой полосе частот, порождаемый пробным нелинейным рассеивателем $(\varepsilon'_3)_\delta(\mathbf{r}') \sim \delta(\mathbf{r}' - \mathbf{r})$ (нормировочный множитель опущен) и регистрируемый на том же приемнике. Физический смысл этого сигнала пояснялся в связи с соотношением (2), в котором теперь следует учесть присутствие третьей взаимодействующей первичной волны. В сигнале сравнения присутствуют, по его построению, только комбинационные частоты $\Omega_{\pm\pm}$, попадающие в рабочую полосу приемника и соответствующие только одному виду комбинации первичных частот (например, в описываемых ниже экспериментах использовались суммарно-разностные частоты Ω_{+-}). Это подчеркивается нижним индексом “ $\pm\pm$ ” у $p_{\pm\pm\delta}(\mathbf{y}|\mathbf{r}; t)$, хотя этот сигнал, в общем случае, немонахроматический, как и обрабатываемый сигнал $p(\mathbf{y}, t)$.

На этапе обработки вместо действительного сигнала $p(\mathbf{y}, t)$, регистрируемого на приемнике, используется его комплексная аналитическая версия $p_{(C)}(\mathbf{y}, t) \equiv p(\mathbf{y}, t) + ip_H(\mathbf{y}, t)$, получающаяся добавлением к $p(\mathbf{y}, t)$ гильбертово сопряженной (по времени) мнимой части $p_H(\mathbf{y}, t)$. Аналогично для эталонного отклика $p_{\pm\pm\delta(C)}(\mathbf{y}, t) \equiv p_{\pm\pm\delta}(\mathbf{y}, t) + i(p_{\pm\pm\delta})_H(\mathbf{y}, t)$. Тогда оценкой $\hat{\varepsilon}'_3(\mathbf{r})$ рассеивателя $\varepsilon'_3(\mathbf{r})$ служит:

$$\hat{\varepsilon}'_3(\mathbf{r}) = \frac{\int p_{\pm\pm\delta(C)}^*(\mathbf{y}|\mathbf{r}; t)p_{(C)}(\mathbf{y}, t)dt}{\int p_{\pm\pm\delta(C)}^*(\mathbf{y}|\mathbf{r}; t)p_{\pm\pm\delta(C)}(\mathbf{y}|\mathbf{r}; t)dt}. \quad (3)$$

Со спектральной точки зрения, роль третьей первичной волны сводится к сдвигу всего пространственного спектра восстанавливаемого распределения нелинейного параметра $\varepsilon_3(\mathbf{r})$ в область низких пространственных частот, отвечающих за среднее значение нелинейного параметра [3]. Поэтому две взаимодействующие волны по-прежнему являются широкополосными кодированными сигналами, а третья взаимодействующая волна имеет характер монохроматического излучения. Первичные кодированные сигналы должны иметь сложную, но заранее известную форму, с шириной частотной полосы (0.3–1) октавы. Например, в описываемых ниже экспериментах используются модулированные сигналы в виде бинарной псевдослучайной фазовой последовательности $\{0; \pi\}$, различной для каждого из широкополосных излучателей.

Преимуществом неколлинеарной томографической схемы оценки акустического нелинейного параметра третьего порядка является то, что за счет неколлинеарности взаимодействия конкурирующее мешающее влияние нелинейного двукратного рассеяния второго порядка на комбинационных частотах ограничено малым объемом взаимодействия волн, равным объему элемента разрешения. В этом же объеме рождается полезная волна на тех же комбинационных частотах, обусловленная собственно нелинейными процессами третьего порядка, и тогда мешающее влияние упомянутых конкурирующих сигналов резко снижено. В схемах же коллинеарного или встречного взаимодействия мешающие сигналы подавляют полезный комбинационный сигнал чисто третьего порядка [7]. Однако во временном спектре неколлинеарной схемы присутствует большое число паразитных сигналов, порожденных нелинейным взаимодействием низших по порядку уровней (вторые гармоники первичных сигналов и сигналы второго порядка на комбинационных частотах). Поэтому используемый характер кодирования первичных сигналов и последующая частотная фильтрация излучаемых и принимаемых сигналов предназначены для ослабления сигналов с частотами, не соответствующими основному используемому явлению. Так,

центральные частоты и ширины частотных полос излучаемых сигналов выбираются, исходя из требования, чтобы в рабочую полосу принимаемых комбинационных частот с шириной полосы не менее половины октавы не попадали частоты никаких сигналов второго и третьего порядков, кроме рабочих частот выбранного фиксированного вида $\Omega_{\pm\pm} = \omega_1 \pm \omega_2 \pm \omega_3$. В противном случае требуется увеличение времени съема данных и расширение динамического диапазона всей линии приема сигнала и его анализа. Эти меры и высокая помехоустойчивость корреляционной обработки (3) с большим значением параметра накопления, достигающим величины около 10^6 , обеспечивают выделение необходимой информации.

Отключение третьего (монохроматического) излучателя переводит систему в томографическое устройство, восстанавливающее распределение нелинейного параметра второго порядка $\varepsilon_2(\mathbf{r})$. При этом необходимо изменить частоту пропускания фильтров принимаемого сигнала. Синтезирование сигнала сравнения, необходимого при корреляционной обработке второго порядка, уже осуществляется в качестве промежуточного результата в системе обработки сигналов третьего порядка. Таким образом, по существу, одна и та же система может быть использована для целей построения томограмм распределения акустического нелинейного параметра как второго, так и третьего порядков.

Взаимное расположение излучающих и приемного преобразователей по периметру области, внутри которой находится томографируемый объект, может быть достаточно произвольным, однако при этом должны быть выполнены следующие требования. Во-первых, сечение исследуемого объекта должно полностью попадать как в область пересечения всех первичных пучков, так и в область чувствительности приемника (на рис. 1 границы первичных пучков изображены пунктиром). Во-вторых, выбор направления излучения первичных кодированных сигналов и направления приема, в совокупности с шириной полосы принимаемых комбинационных частот, должен обеспечивать приемлемую разрешающую способность итогового изображения двумерного сечения исследуемого объекта в направлениях вдоль линии одинакового кода (значение l_{\parallel}) и поперек этой линии (значение l_{\perp}). Например, в случае томографирования мягких биологических тканей желаемое разрешение составляет (0.5–2) мм. Выражения для l_{\parallel} и l_{\perp} в случае нелинейной томографии третьего порядка, основанной на нелинейном взаимодействии трех первичных волн (двух кодированных широкополосных и одной моно-

хроматической), такие же, как и при нелинейном взаимодействии только двух кодированных волн:

$$l_{\perp} \cong \frac{c_0}{\Delta f_{\text{comb}}} \frac{2}{|\mathbf{e}_1 - \mathbf{e}_2|}, \quad l_{\parallel} \cong \frac{c_0}{\Delta f_{\text{comb}}} \frac{|\mathbf{e}_1 + \mathbf{e}_2|}{|(\mathbf{e}_1 + \mathbf{e}_2)(\mathbf{e}_1 - \mathbf{e}_R)|}. \quad (4)$$

Здесь $\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2$ – единичные векторы в направлении излучения соответственно первого и второго широкополосных кодированных сигналов (\mathbf{e}_1 и \mathbf{e}_2 сонаправлены волновым векторам излучаемых плоских волн \mathbf{k}_1 и \mathbf{k}_2); \mathbf{e}_R – единичный вектор в направлении приема сигнала на комбинационных частотах, сонаправленный волновому вектору $\mathbf{k}_{\pm\pm} = \frac{\Omega_{\pm\pm}}{c_0} \mathbf{e}_R$ нелинейно рассеянной волны (рис. 1); c_0 – средняя скорость звука в исследуемом объекте; Δf_{comb} – ширина полосы линейных частот принимаемого комбинационного сигнала. Из соотношений (4) следует, в частности, что плоские излучатели первого и второго широкополосных кодированных сигналов не должны излучать сонаправленно (угол между векторами \mathbf{e}_1 и \mathbf{e}_2 не должен принимать нулевое или слишком малое значение). Одновременно плоский широкополосный приемник комбинационного сигнала не должен находиться напротив (или в близлежащих положениях) какого-либо из упомянутых излучателей. Кроме того, при нелинейной томографии третьего порядка взаимное расположение преобразователей должно приближенно удовлетворять дополнительному требованию

$$(f_1^0 \pm f_2^0 \pm f_3^0) \mathbf{e}_R \approx f_1^0 \mathbf{e}_1 \pm f_2^0 \mathbf{e}_2 \pm f_3^0 \mathbf{e}_3. \quad (5)$$

Здесь f_1^0, f_2^0, f_3^0 – центральные частоты излучаемых сигналов; \mathbf{e}_3 – единичный вектор в направлении излучения третьего сигнала (\mathbf{e}_3 сонаправлен волновому вектору \mathbf{k}_3 на рис. 1). Знак перед этими частотами в левой и правой частях соотношения (5) совпадает со знаком перед соответствующей частотой в используемом фиксированном виде комбинационных частот, что поясняется ниже. Требование (5), эквивалентное в двумерном случае двум уравнениям для проекций волновых векторов, получается из следующих соображений. Каждая монохроматическая составляющая первичных плоских полей с волновыми векторами $\mathbf{k}_1, \mathbf{k}_2, \mathbf{k}_3$ и прием нелинейно рассеянного сигнала на круговой комбинационной частоте $\Omega_{\pm\pm} = \omega_1 \pm \omega_2 \pm \omega_3$ плоским приемником, рабочая поверхность которого перпендикулярна направлению приема \mathbf{e}_R , позволяет восстановить значение составляющей пространственного спектра $\tilde{\varepsilon}'_3(\mathbf{K}_{\pm\pm})$ комбинированного нелинейного параметра на пространственной частоте $\mathbf{K}_{\pm\pm} = \mathbf{k}_{\pm\pm} - (\mathbf{k}_1 \pm \mathbf{k}_2 \pm \mathbf{k}_3)$ [3, 4]. Знание пространственного спектра на низких пространственных частотах и на нулевой пространственной частоте $\mathbf{K}_{\pm\pm} = 0$ позволяет восстановить крупномасштабные составляющие и постоянную

составляющую распределения $\epsilon'_3(\mathbf{r})$, что необходимо для определения абсолютных значений нелинейного параметра. Именно условие доступности в эксперименте информации о таких пространственных частотах $\mathbf{K}_{\pm\pm} = \mathbf{k}_{\pm\pm} - (\mathbf{k}_1 \pm \mathbf{k}_2 \pm \mathbf{k}_3) \approx 0$ и приводит к выражению (5). Тем самым знак перед частотами в левой и правой частях соотношения (5) совпадает со знаком перед соответствующей частотой в той фиксированной комбинации $\Omega_{+-} = \omega_1 - \omega_2 + \omega_3$, $\Omega_{+-} = \omega_1 + \omega_2 - \omega_3$ или $\Omega_{--} = \omega_1 - \omega_2 - \omega_3$, которая выбирается в качестве рабочей.

Кроме того, в томографируемом объекте, как правило, присутствует поглощение, что приводит к дополнительному ослаблению амплитуды порождаемой комбинационной волны. В связи с этим, для практических задач необходим тщательный выбор геометрии взаимного расположения преобразователей, при которой произведение коэффициентов ослабления трех первичных волн (на пути от излучателей до текущей точки восстановления) и порождаемой комбинационной волны (на пути от той же точки до приемника) не сильно отличалось бы для разных точек по всей области томографирования. В процессе восстановления так или иначе оцененное ослабление необходимо компенсировать. Для этого на этапе восстановления присутствие поглощения (и, в идеале, неоднородностей фазовой скорости звука) должно учитываться при формировании сигнала сравнения.

СХЕМА НЕЛИНЕЙНОЙ ТОМОГРАФИИ ТРЕТЬЕГО ПОРЯДКА

На основе предложенной схемы томографии пространственного распределения комбинированного нелинейного параметра $\epsilon'_3(\mathbf{r}) \equiv 2(\epsilon_2(\mathbf{r}) - 1)^2 - \epsilon_3(\mathbf{r})$ был создан первый физический макет томографической системы с небольшой апертурой трех плоских излучателей и одного приемника (≈ 3 см). С помощью этого макета получены первые результаты по восстановлению объектов, в том числе биологических [4, 12, 13], которые проиллюстрировали возможность применения нелинейных эффектов третьего порядка в целях томографии. Тем не менее, в использованной схеме был выявлен существенный недостаток, связанный с присутствием первичной монохроматической волны в полосе принимаемых комбинационных частот. Предполагалось, что рассеянный линейным образом первичный монохроматический сигнал можно будет удалить узкополосным заграждающим фильтром без значительных потерь на этапе обработки обратной задачи. Однако оказалось, что фазово-частотная характеристика пассивного заграждающего LC-фильтра сильно искажает спектр принимаемых сигналов на частотах, близких к подавляемым, т.е., в рассматриваемом случае, в

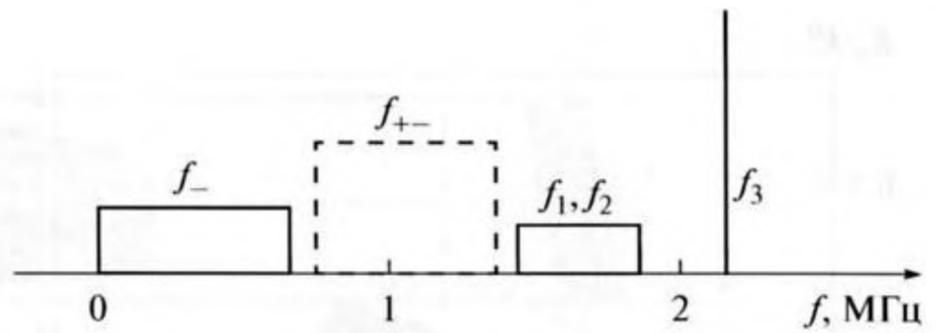


Рис. 2. Частотные полосы первичных волн f_1, f_2, f_3 и нелинейно рассеянных волн на комбинационных частотах $f_- = \{|f_1 - f_2|, |f_3 - f_1|, |f_3 - f_2|\}$ и $f_{+-} = f_1 + f_2 - f_3$ для модифицированной томографической схемы.

области информативных комбинационных частот. Равномерная фазово-частотная характеристика приемного тракта при использовании корреляционной обработки типа согласованной фильтрации очень важна, поскольку ее искажение приводит к разрушению когерентной обработки принимаемого сигнала. Тем самым возникла необходимость найти альтернативную схему, без присутствия первичных волн в полосе регистрируемых комбинационных частот.

В результате детального анализа всевозможных схем томографии с различной геометрией расположения излучателей и приемника, а также с различными характерными частотами первичных волн, была выбрана следующая модифицированная схема (в этих поисках принимал участие аспирант кафедры акустики МГУ Р.В. Крюков). Широкополосные кодированные первичные сигналы имеют одинаковую центральную частоту $f_1^0 = f_2^0 = 1.65$ МГц и ограниченную полосу $f_1, f_2 \in (1.45-1.85)$ МГц; частота третьего монохроматического сигнала составляет $f_3^0 = 2.2$ МГц. Регистрируются волны третьего порядка на суммарно-разностных комбинационных частотах $\Omega_{+-} = \omega_1 + \omega_2 - \omega_3$ в полосе $f_{+-} \in (0.75-1.3)$ МГц с центральной частотой $f_{+-}^0 \approx 1$ МГц. Таким образом, в модифицированной схеме в полосе принимаемых комбинационных частот не присутствуют ни частоты первичных сигналов, ни частоты комбинационных сигналов второго порядка (рис. 2). Углы между акустической осью приемника и акустическими осями трех излучателей составляют соответственно $\beta_1 = 33^\circ$, $\beta_2 = -104^\circ$, $\beta_3 = -19^\circ$ (рис. 1). При таких частотах первичных волн и взаимной ориентации излучателей и приемника регистрация нелинейно рассеянных волн на суммарно-разностных комбинационных частотах позволяет восстановить конечную область пространственного спектра нелинейного параметра $\epsilon'_3(\mathbf{K}_{+-})$, включающую в себя низкие пространственные частоты, в том числе нулевую пространственную частоту (рис. 3). При учете комбинационных волн на всех суммарно-разностных комби-

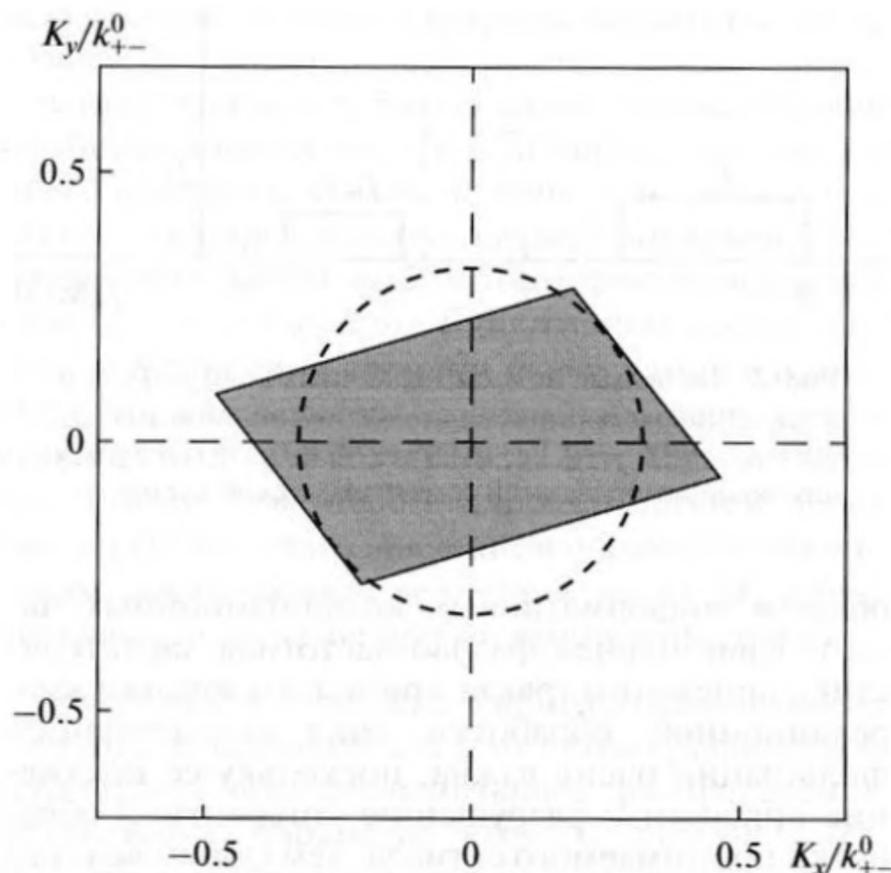


Рис. 3. Область локализации пространственного спектра нелинейного рассеивателя третьего порядка, восстанавливаемой на комбинационных частотах $\Omega_{+-} = \omega_1 + \omega_2 - \omega_3$.

национных частотах, возникающих при заданных полосах частот первичных сигналов, область локализации пространственного спектра имеет форму параллелепипеда (выделен серым цветом на рис. 3). За счет ограничения полосы принимаемых комбинационных частот $f_{+-} \in (0.75-1.3)$ МГц эта область сужается до границ пересечения параллелепипеда с окружностью, изображенной пунктиром.

Акустическая система с коническими зеркалами

Для полноценного исследования реальных биологических объектов с помощью предложенной схемы томографии необходимо иметь достаточно большую область томографирования, определяемую областью взаимодействия первичных волн, т.е. областью их пересечения. Характерные размеры внутренних органов человека, исследование которых предполагается с помощью такого рода систем томографии, составляют (10–30) см, — например, одной из перспективных областей применения является маммография. При этом область взаимодействия должна охватывать весь томографируемый двумерный слой объекта или, по крайней мере, значительную его часть. В последнем случае потребуются дополнительные измерения при ракурсах, обеспечивающих озвучивание разных частей объекта. Таким образом, при создании прототипа медицинского томографа с характеристиками, приближенными к реальным, размеры области томографирования

накладывают требования на соответствующую апертуру излучателей и приемника, входящих в состав томографической системы. Однако изготовление плоских преобразователей такой большой апертуры (не менее 10 см) — задача довольно сложная и дорогостоящая. В связи с этим, ниже предлагается простой и в то же время оригинальный способ получения плоского однородного пучка большой апертуры с помощью цилиндрического преобразователя, имеющего относительно небольшие размеры. Преобразование цилиндрического волнового фронта в однородный квазиплоский волновой фронт происходит благодаря специально рассчитанной акустической зеркальной системе.

Конструктивно данная система состоит из двух конических зеркал, соосно расположенных друг над другом (рис. 4). Нижнее (малое) зеркало представляет собой усеченный конус высотой $h = 25$ мм (что немногим больше высоты цилиндрических преобразователей), с диаметром нижнего основания 170 мм и диаметром верхнего основания 151 мм, так что средний радиус конуса составляет $R_{\text{small}} \approx 80$ мм. Здесь и далее конкретные приводимые значения величин относятся к изготовленному прототипу ультразвукового нелинейного томографа. Для облегчения веса конструкции, а также для обеспечения возможности помещения неплоского объекта, который будет томографироваться послойно, внутри усеченного конуса убрана цилиндрическая часть. Рабочей отражающей поверхностью является внешняя сторона этого конуса. Верхнее (большое) зеркало представляет собой фигуру, ограниченную двумя усеченными конусами. Внутренний конус, являющийся здесь рабочей отражающей поверхностью, имеет высоту $h = 25$ мм, диаметр нижнего основания 231 мм и диаметр верхнего основания 212 мм, т.е. средний радиус этого конуса составляет $R_{\text{big}} \approx 110$ мм. Угол конусности $\theta \approx 21^\circ$ одинаков для малого и большого зеркал. Во избежание необходимости юстировки зеркал, оба зеркала выточены на станке в виде единой детали (дополнительные элементы, связывающие два зеркала, на рис. 4 не показаны, чтобы не загромождать рисунок).

На рис. 4 изображен принцип формирования ультразвукового плоского пучка только от одного цилиндрического преобразователя. Для всех остальных цилиндрических преобразователей, центры которых располагаются на окружности радиуса $R_{\text{cyl_trans}}$, принцип формирования аналогичен. На практике используются цилиндрические преобразователи небольшого радиуса (10–20 мм) с зоной чувствительности, имеющей угол раскрытия около 90° . Создание достаточно равномерной диаграммы чувствительности в этом секторе при малых размерах преобразователя представляет вполне осуществимую техническую за-

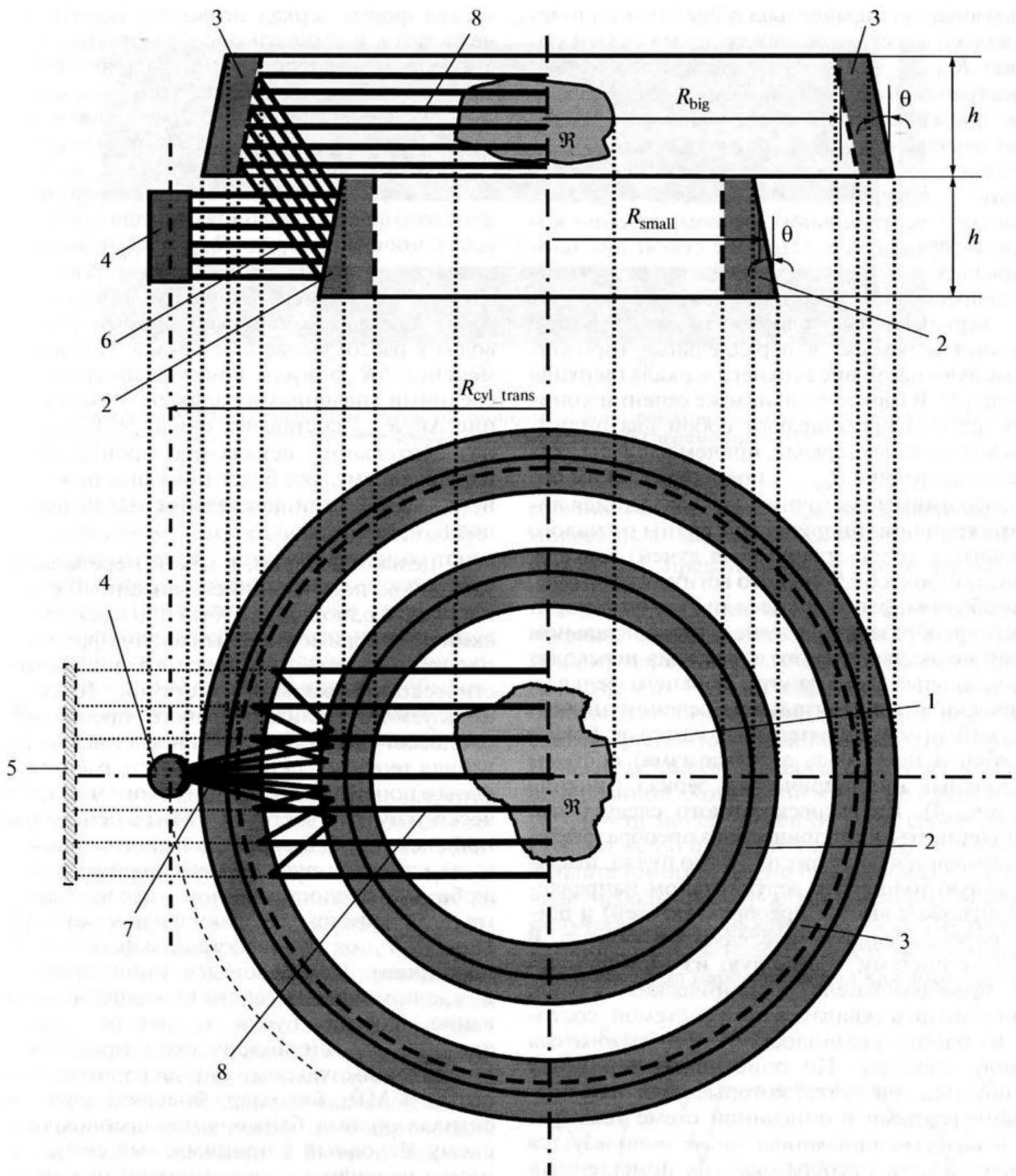


Рис. 4. Зеркальная акустическая система, состоящая из двух соосных конических зеркал и позволяющая использовать цилиндрические излучающие и приемные преобразователи небольших размеров вместо плоских преобразователей большой протяженности. Вид сбоку (вверху) и вид сверху (внизу):

1 – двумерное сечение томографируемого объекта \mathcal{R} ; 2 – малое коническое акустическое зеркало; 3 – большое коническое акустическое зеркало; 4 – цилиндрический преобразователь (жирная дуга изображает чувствительный элемент); 5 – эквивалентный плоский преобразователь; 6 – параллельные лучи от цилиндрического преобразователя при виде сбоку; 7 – расходящиеся лучи от цилиндрического преобразователя при виде сверху; 8 – параллельные лучи в рабочей зоне томографа.

дачу даже при требовании на ширину рабочей частотной полосы около 0.5–1 октавы. Ход лучей прослежен в левой половине верхней и нижней

части рис. 4, до оси симметрии зеркал. Цилиндрический преобразователь помещается на уровне нижнего зеркала так, что вертикальная ось

преобразователя параллельна общей оси конических зеркал; расстояние между этими осями составляет $R_{\text{cyl_trans}} = 130$ мм. Акустическая волна, распространяясь от цилиндрического преобразователя, претерпевает два последовательных отражения: вначале от внешней конической поверхности нижнего зеркала, затем от внутренней конической поверхности верхнего зеркала. Поскольку в вертикальном (осевом) сечении конические зеркала представляют собой два плоскопараллельных зеркала, то лучи от цилиндрического преобразователя, параллельные друг другу в вертикальной плоскости, после двух отражений переходят в параллельные горизонтальные лучи на уровне верхнего зеркала (верхняя часть рис. 4). В горизонтальном же сечении конические зеркала представляют собой два цилиндрических соосных зеркала, причем радиусы этих зеркал и расстояние $R_{\text{cyl_trans}}$ подобраны таким образом, что мнимый источник, появляющийся после отражения цилиндрической волны от малого выпуклого (с точки зрения хода лучей) зеркала, совпадает с фокусом большого вогнутого зеркала. Таким образом, расходящиеся от оси цилиндрического преобразователя лучи в горизонтальном сечении после двукратного отражения переходят в параллельные лучи внутри верхнего зеркала. Фактически в горизонтальном сечении цилиндрический преобразователь находится в фокусе (или вблизи него из-за астигматизма) системы двух соосных цилиндрических зеркал (нижняя часть рис. 4). Из вышесказанного следует, что фронт волны от цилиндрического преобразователя превращается во фронт плоского пучка, имеющего малую толщину в вертикальном направлении (близкую к высоте преобразователей) и ширину, перекрывающую исследуемый объект. В результате систему, состоящую из цилиндрического преобразователя и конических зеркал, можно заменить эквивалентной системой, состоящей из одного квазиплоского преобразователя большой апертуры. По описанному принципу формируются три пучка, которые являются первичными волнами в описанной схеме томографии. В качестве приемника также используется цилиндрический преобразователь, помещенный по такому же принципу на уровень нижнего зеркала. При этом сигнал, рассеянный объектом и регистрируемый цилиндрическим приемником после двукратного отражения от конических зеркал, эквивалентен сигналу на плоском приемнике, расположенном вне области нелинейного взаимодействия волн.

Получить плоский пучок, используя цилиндрический преобразователь, можно и при помощи одного цилиндрического вогнутого зеркала. Однако в этом случае преобразователь находится на пути распространения плоского пучка и тем самым затеняет центральную часть пучка. Кони-

ческая форма зеркал позволяет обойти данный недостаток и вынести преобразователь за пределы области распространения первичного пучка, хотя возникают свои недостатки. Так, соотношения между радиусами двух зеркал, а также расстоянием между осью зеркал и вертикальной осью цилиндрического преобразователя, определяющие в горизонтальном сечении формирование плоского фронта, подбираются для средних радиусов конических зеркал R_{small} и R_{big} , соответствующих средней высоте усеченных конусов. Это означает, что изменение радиусов зеркал с высотой, вызванное конической формой зеркал, приводит к рассогласованию фокуса. Небольшое изменение ΔR радиусов конусов, по сравнению со средними значениями радиусов зеркал (отношение $\Delta R/R_{\text{small}}$ составляет около 5%), приводит к незначительному искажению фронта, однако не нарушающему, как будет показано ниже, выполнения требований, накладываемых на первичные поля.

С целью проверки, в какой мере можно считать пучок, получающийся описанным способом, плоским и однородным, был проведен теоретический и экспериментальный анализ фронта квазиплоского пучка, формируемого описанной акустической зеркальной системой. Диаметр используемого цилиндрического преобразователя составлял 1.5 см. На рис. 5а представлена рассчитанная теоретически зависимость распределения фазы в поперечном сечении такого монохроматического пучка с частотой 1 МГц в центре зеркальной системы. Одновременно данная зависимость была измерена экспериментально на установке, любезно предоставленной исследовательской группой кафедры акустики физического факультета МГУ под руководством д.ф.-м.н. О.А. Сапожникова. Использовался игольчатый приемник, с помощью которого проводилось сканирование фронта пучка в центре зеркальной системы. На цилиндрический преобразователь подавался импульсный сигнал с центральной частотой 1 МГц; благодаря большой длительности сигнала он был близок к квазимонохроматическому. Исходный и принимаемый сигналы подавались на цифровой осциллограф, на котором измерялась разность фаз этих сигналов. Пространственное распределение фазы в плоскости (y, z), перпендикулярной направлению распространения пучка, представлено на рис. 5б. В силу технических ограничений, для сканирования был доступен лишь десятимиллиметровый слой по высоте z . Из рис. 5а, 5б видно, что система из двух соосных зеркал позволяет сформировать плоский пучок шириной около 5 см, при обозначенных выше численных значениях характеристик системы. Однако это не означает, что область томографирования ограничивается по ширине размером 5 см. Сдвиг фазы первичных волн приводит в рас-

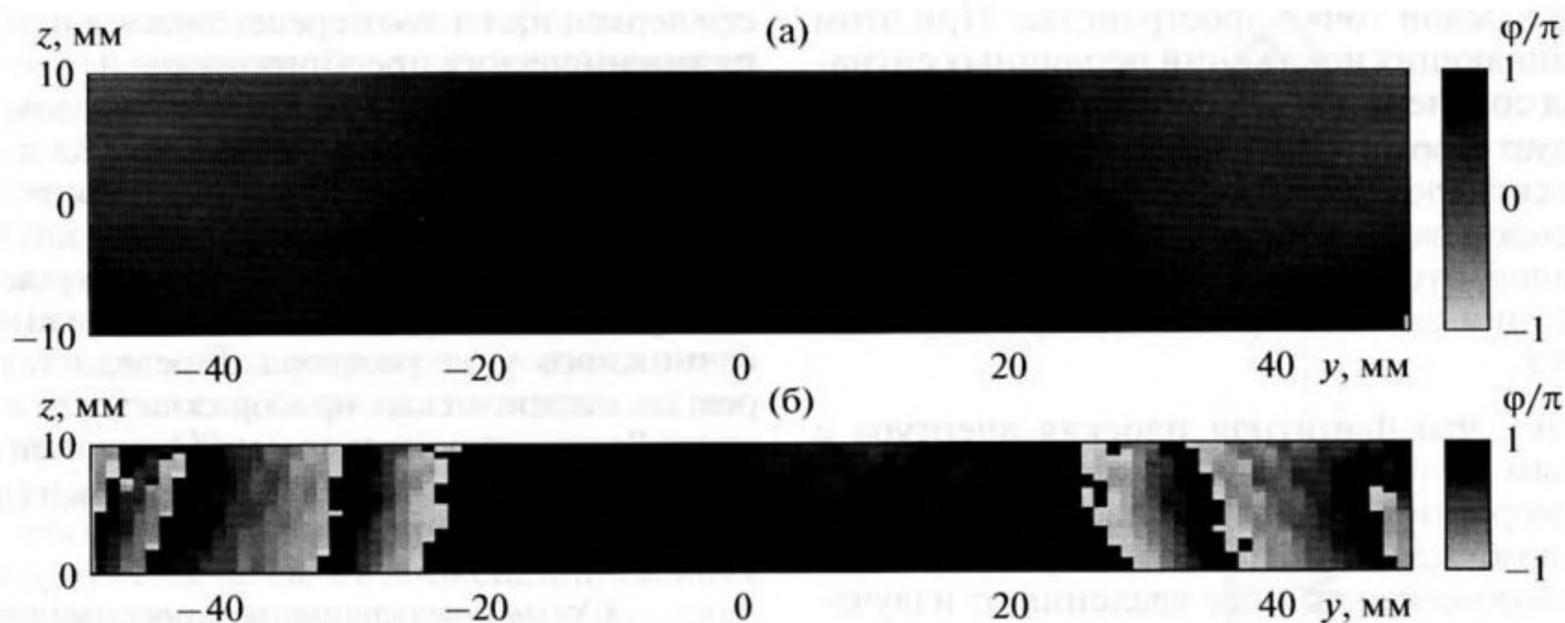


Рис. 5. Распределение фазы в поперечном сечении формируемого монохроматического пучка с частотой 1 МГц в центре зеркальной системы, рассчитанное теоретически (а) и измеренное экспериментально (б).

смаатриваемой схеме нелинейного томографирования, благодаря малому количеству используемых преобразователей, лишь к смещению точек изображения, формируемого по томографическим данным. При сдвиге фазы, не превышающем 2π , смещение будет на расстояние не более длины первичных волн, что мало меняет информативность восстанавливаемой картины объекта. Это обстоятельство более подробно поясняется далее при обсуждении экспериментальных результатов.

Поскольку в эксперименте используются кодированные первичные волны, и процесс восстановления основан на корреляционной обработке (3), более важной характеристикой первичного пучка является корреляционный отклик на сигнал в пучке при его корреляционном сопоставлении с эталонным сигналом, т.е. с сигналом сравнения. Оценка такого отклика проводилась следующим образом. На излучатель подавался кодированный сигнал (тот же, который использовался в процессе томографии), в результате чего формировался кодированный пучок внутри зеркальной системы. В центр зеркальной системы вертикально помещался цилиндрический приемник малого диаметра 1.2 мм и высотой 25 мм. Диаметр приемника соответствовал ожидаемому линейному размеру элемента разрешения томографической схемы, а высота позволяла перекрыть весь томографируемый слой. С помощью этого приемника регистрировалось поле давления, усредненное по вертикальной оси, после чего проводилось корреляционное сравнение принятого сигнала с тем идеальным кодированным сигналом, который подавался на излучатель. В результате сканирования поперек направления распространения пучка была измерена зависимость коэффициента взаимной корреляции $\max_{\tau} B(\tau, y)$ (τ – временная задержка) от рас-

стояния y до оси пучка. Данная зависимость, нормированная на максимальное по y значение $\max_{y,\tau} B(\tau, y)$, представлена на рис. 6. Видно, что в поперечном сечении кодировка первичного пучка сохраняется до расстояния ≈ 5 см от оси пучка, т.е. ширину первичного пучка можно полагать равной ≈ 10 см. Резкое “обрезание” фронта пучка обусловлено ограничением рабочей апертуры за счет покрытия той части поверхности зеркал, которая не используется для отражения, поглощающей резиной. Хотя такой пучок не имеет плоского фронта на протяжении всей своей ширины (что наглядно показано на рис. 5б), однако на результате томографии это будет проявляться лишь в виде небольшого пространственного искажения получаемого изображения объекта. Подобное искажение, в случае необходимости, можно скорректировать, зная набег фазы для каждого первично-

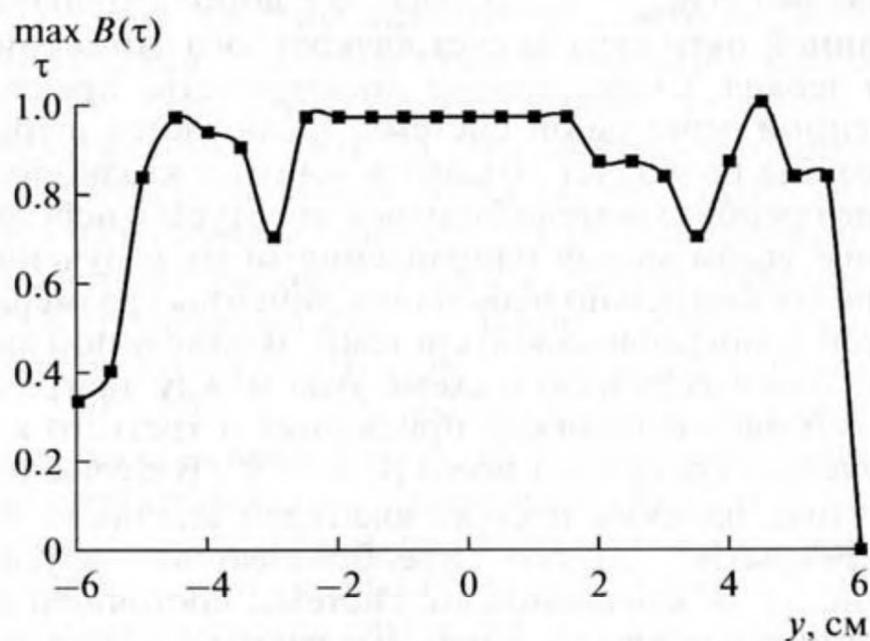


Рис. 6. Нормированная зависимость коэффициента взаимной корреляции сигнала сравнения и принятого первичного сигнала от расстояния до оси квазиплоского первичного пучка.

го пучка в каждой точке пространства. При этом из-за возникающих искажений первичных сигналов сигнал сравнения $p_{\pm \delta(C)}(\mathbf{y}|\mathbf{r}; t)$ в (3), строго говоря, следует формировать на основе реально излученных сигналов, а не изначально задаваемых и легко воспроизводимых идеальных кодированных сигналов, что значительно удлиняет процесс формирования сигнала сравнения при переборе всех точек \mathbf{r} .

Известно, что финитная плоская апертура с однородным распределением амплитуды колебательной скорости вдоль нее приводит к неоднородности возбуждаемого поля в поперечном сечении (изменяющейся по мере удаления от излучателя) на каждой частоте отдельно, т.е. к эффекту Штенцеля [14, 15 (гл. 11)]. При широкополосном излучении данный эффект существенно сглаживается благодаря тому, что на разных частотах неоднородности поля имеют различное пространственное распределение. Полный теоретический расчет для используемых кодированных сигналов не проводился ввиду его громоздкости. Однако представленное на рис. 6 поведение коэффициента взаимной корреляции свидетельствует, что этот эффект практически не заметен, подтверждая тем самым ожидания.

Четыре цилиндрических преобразователя (три излучателя и один приемник) размещаются по периметру зеркальной системы, причем углы между осями диаграммы направленности цилиндрических преобразователей такие же как углы между волновыми векторами излучаемых и принимаемых волн в томографической схеме с плоскими преобразователями. Тогда эти цилиндрические преобразователи в совокупности с зеркалами эквивалентны четырем мнимым квазиплоским преобразователям, помещенным на апертурной окружности радиуса $R_{\text{cyl_trans}} + 2(R_{\text{big}} - R_{\text{small}})$, где добавка $2(R_{\text{big}} - R_{\text{small}})$ связана с дополнительной длиной пути луча за счет двукратного отражения от зеркал. Существенное преимущество предложенной зеркальной системы заключается в том, что она позволяет создавать мнимые квазиплоские преобразователи большой апертуры с небольшим углом между направлениями их излучения при сравнительно небольших линейных размерах всей томографической системы. В описанной выше томографической схеме угол между диаграммами направленности приемника и третьего излучателя составляет всего $\beta_3 = -19^\circ$. В случае реальных плоских преобразователей возникло бы перекрытие одного преобразователя другим (рис. 1). В зеркальной же системе, состоящей из конических зеркал, линейные размеры используемых цилиндрических преобразователей небольшие, что позволяет разместить их компактно даже при малых углах между осями их диаграмм направленности. Рабочие отражающие поверхно-

сти зеркал при этом пересекаются для некоторых цилиндрических преобразователей, расположенных близко друг к другу. Таким образом, система двух конических акустических зеркал делает возможным расположить мнимые квазиплоские преобразователи с широкой апертурой (не менее 10 см) рядом друг с другом при малом угле раствора между осями создаваемых пучков. Нижний предел возможного угла раствора определяется диаметром цилиндрических преобразователей и расстоянием $R_{\text{cyl_trans}}$ от центра томографической системы, на котором находятся эти преобразователи.

Схема и результаты эксперимента

Эксперимент проводился в цилиндрической кювете из полимерного материала диаметром 50 см и высотой 30 см, заполненной иммерсионной жидкостью — водой. Стенки кюветы были покрыты тремя слоями поглощающей резины: одним плоским слоем толщиной 3 мм (таким же слоем покрывалось и дно кюветы) и двумя слоями толщиной 2 мм каждый с выступами в виде конусов высотой 5 мм. В качестве излучателей и приемника использовались цилиндрические преобразователи в совокупности с описанной выше системой двух конических акустических зеркал. Угловая позиция каждого преобразователя определялась согласно предложенной схеме томографии: для приемника 0° ; для излучателей 33° , -104° , -19° (рис. 1). Акустическая волна от каждого цилиндрического излучателя в результате двух последовательных отражений от двух конических зеркал превращалась в квазиплоский пучок. Тем самым формировались три первичных квазиплоских пучка с шириной ≈ 10 см и толщиной по вертикали (в направлении, перпендикулярном плоскости томографирования) ≈ 18 мм каждый, направленные под соответствующими углами в центр томографической системы. На первый и второй излучатели подавались независимые сигналы, кодированные известным образом, с одинаковыми центральными частотами $f_1^0 = f_2^0 = 1.65$ МГц. На третий излучатель подавался монохроматический сигнал с частотой $f_3^0 = 2.2$ МГц. Цилиндрический приемник регистрировал рассеянные исследуемым объектом волны на комбинационных суммарно-разностных частотах. В результате область восстановления, являющаяся восьмиугольной областью пересечения прожекторных зон всех четырех эффективных квазиплоских преобразователей, имела линейные размеры по горизонтали около 10 см и толщину по вертикали около 18 мм. Исследуемый объект находился внутри области восстановления.

Основные элементы всех трех излучателей и одного приемника, преобразующие электриче-

ский сигнал в акустический и наоборот, получались путем разрезания пьезокерамических (ЦТС-19) цилиндров вдоль оси на четыре равные части, т.е. на 90°-ные секторы. При этом для изготовления различных преобразователей использовались пьезокерамические цилиндры с разными внутренними и внешними радиусами, поскольку характерные частоты преобразователей отличаются друг от друга. Два широкополосных цилиндрических излучателя были изготовлены из цилиндров высотой 20 мм, внутренним диаметром 18.55 мм и внешним диаметром 20.55 мм. С внутренней стороны эти пьезокерамические элементы были нагружены на смесь эпоксидной смолы с тяжелым металлическим порошком (вольфрамом), имеющей импеданс, близкий к импедансу пьезокерамики. Подобная нагрузка сильно снижает добротность излучателя, что позволило обеспечить полосу резонанса АЧХ излучателей 400 кГц по уровню 0.7 с максимумом на частоте 1.65 МГц. Однако такого рода нагрузка излучающих элементов резко снижает эффективность излучения, поскольку уширение полосы происходит за счет перекачки большей части акустической энергии в среду нагрузки. За счет этого на излучатель приходилось подавать электрический сигнал большой мощности, что приводило к ряду технических сложностей.

Третий излучатель был изготовлен из пьезокерамического цилиндра высотой 20 мм, внутренним диаметром 13 мм и внешним диаметром 15.46 мм. Третий первичный сигнал должен быть монохроматическим, т.е. широкая частотная полоса не требуется, что значительно упрощало конструктивное исполнение излучателя. С рабочей стороны использовался согласующий четвертьволновой слой из алюминия с импедансом $17 \times 10^6 \text{ кг}/(\text{м}^2 \text{ с})$ для обеспечения лучшей эффективности акустического излучения. При идеальном согласовании импеданс четвертьволнового слоя должен был бы равняться среднегеометрическому значению входного и выходного импедансов двух сред, между которыми заключен согласующий слой. В эксперименте входной импеданс соответствовал импедансу пьезокерамики $24 \times 10^6 \text{ кг}/(\text{м}^2 \text{ с})$, а выходной — импедансу воды $1.5 \times 10^6 \text{ кг}/(\text{м}^2 \text{ с})$. Следовательно, идеальная среда для согласования пьезокерамики с водой должна иметь импеданс $6 \times 10^6 \text{ кг}/(\text{м}^2 \text{ с})$. Однако на практике трудно подобрать подходящий материал с таким импедансом, и тогда прибегают к использованию двойного согласования с помощью двух последовательных четвертьволновых слоев [16, 17]. В рассматриваемом случае для монохроматического излучения идеального согласования не требовалось, и поэтому использовался один согласующий четвертьволновой слой из алюминия.

Приемный преобразователь изготавливался из того же пьезокерамического цилиндра, что и тре-

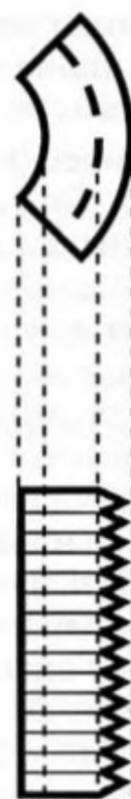


Рис. 7. Согласующий слой приемного излучателя с непостоянной толщиной, обеспечивающий уширение приемной АЧХ.

тий излучатель. В задаче нелинейной томографии характеристики приемника весьма важны, поскольку для восстановления распределения нелинейного параметра $\epsilon'_3(\mathbf{r})$ с высоким качеством необходимо иметь широкую частотную полосу принимаемого рассеянного сигнала. На практике широкая частотная полоса преобразователей из пьезокерамики может обеспечиваться путем вырезания в плоскопараллельной пьезокерамической пластине пазов различной формы, что приводит к неравномерному распределению толщины пластины и, соответственно, к “размыванию” резонансной частоты (определяемой толщиной пластины), т.е. к уширению частотной характеристики преобразователя [18]. Процесс изготовления таких пластин является высокотехнологичным и дорогостоящим. Однако аналогичную процедуру вырезания пазов можно провести с согласующим слоем. За счет вариации толщины слоя четвертьволновое согласование осуществляется на различных частотах, что также приводит к уширению рабочей полосы частот приемной АЧХ преобразователя. Такой согласующий слой был изготовлен из меди, имеющей импеданс $24 \times 10^6 \text{ кг}/(\text{м}^2 \text{ с})$, причем толщина согласующего слоя была непостоянной. Непостоянство толщины слоя создавалось следующим образом: в заготовке медного цилиндра толщиной около 2 мм на токарном станке вытачивались бороздки треугольного сечения глубиной $\approx 0.7 \text{ мм}$, после чего цилиндр разрезался на четыре части и одна из частей использовалась в роли согласующего слоя (рис. 7). Тем самым импеданс согласующего слоя “плавно” переходил от импеданса меди (близкого

к керамике) к импедансу воды. В итоге удалось добиться ширины резонансной кривой 400 кГц по уровню 0.7 с максимумом на частоте 1.05 МГц.

Нелинейные акустические эффекты третьего порядка очень слабые. Так, амплитуда комбинационных сигналов третьего порядка на семь-восемь порядков меньше амплитуды первичных сигналов и на три-четыре порядка меньше амплитуды комбинационного сигнала второго порядка. Поэтому для возможности регистрации информативных комбинационных сигналов третьего порядка необходима качественная фильтрация как принимаемого сигнала в области комбинационных частот, так и излучаемых первичных сигналов. Выходные полосовые фильтры широкополосных первичных сигналов были идентичны и состояли из шести каскадов, построенных на пассивных элементах. Каждый из фильтров состоял из двух частей, разделенных между собой эмиттерным повторителем, который позволял "развязать" части фильтра. Первая часть включала в себя три каскада полосового фильтра М-типа [19] и обеспечивала выделение полосы пропускания (1.45–1.85) МГц с подавлением (30–40) дБ вне указанного диапазона. Вторая часть также состояла из трех каскадов заграждающего фильтра и обеспечивала дополнительное подавление сигнала более (50–60) дБ в области принимаемых суммарно-разностных комбинационных частот (0.75–1.3) МГц. Выходной фильтр монохроматического сигнала состоял из трех звеньев резонансных LC-контуров, настроенных на частоту третьего первичного сигнала 2.2 МГц. Выходные усилители мощности были согласованы с низкоомными активными и реактивными сопротивлениями излучателей и обеспечивали интенсивность первичных полей в области томографирования немногим более 0.1 Вт/см².

Входной фильтр принимаемого сигнала состоял из шести каскадов полосовых фильтров М-типа, каждый из которых имел полосу пропускания (0.75–1.3) МГц и обеспечивал максимальное подавление в определенной области частот (зависящей от номера каскада). АЧХ входного фильтра имела подавление сигнала ниже обозначенного частотного диапазона (в области присутствия разностных комбинационных частот второго порядка – см. рис. 2) более 30 дБ и подавление выше обозначенного диапазона (в области присутствия частот первичных сигналов) более 50 дБ. Несмотря на дальнейшую цифровую фильтрацию и обработку принимаемого сигнала, первичная аналоговая фильтрация принципиально необходима. В противном случае присутствие линейно рассеянных первичных сигналов, а также комбинационных сигналов второго порядка в принимаемом сигнале, подвергнутом дальнейшей оцифровке, переполнили бы разрядность сетки АЦП. Это привело бы к значительному снижению чувстви-

тельности приемного тракта и, в конечном счете, к невозможности регистрирования информативных комбинационных сигналов третьего порядка.

В качестве основы цифровой части приемоизлучающей схемы была использована многофункциональная плата сбора-вывода данных NI rxi-6115, имеющая четыре независимых 12-разрядных АЦП с максимальной частотой оцифровки 10 МГц, и два высокочастотных счетчика с максимальной частотой 10 МГц. Остальные ресурсы платы в рассматриваемой задаче не были задействованы. В эксперименте использовался один канал аналогового входа для оцифровки принимаемого рассеянного комбинационного сигнала, однако наличие еще трех АЦП, незадействованных в настоящее время, позволит в дальнейшем усовершенствовать томографическую схему путем добавления приемных элементов, используя уже имеющиеся дополнительные ресурсы цифровой части. Высокая скорость передачи данных на компьютер обеспечивала непрерывный сбор данных с АЦП при максимальной скорости оцифровки. Тем самым длительность принимаемого сигнала была ограничена только объемом свободного места на жестком диске компьютера. Один из счетчиков использовался для генерации меандра с частотой 2.2 МГц, который после аналоговой фильтрации с помощью описанного выше резонансного фильтра представлял собой синусоидальный сигнал, подаваемый на третий излучатель. Второй счетчик осуществлял синхронизацию приемного тракта с генерацией кодированных сигналов; генерация обеспечивалась при помощи микросхемы семейства программируемой логики Altera MAX.

Кодировка первичных сигналов осуществлялась за счет фазовой манипуляции $\{0; \pi\}$ гармонического сигнала псевдослучайными бинарными последовательностями $m_{1,2}(t) = \{0; 1\}$ [20]: $u_{1,2}(t) = A_{1,2} \sin\{2\pi f_{1,2}^0 t + m_{1,2}(t)\pi\}$, где $u_{1,2}$ и $A_{1,2}$ – соответственно напряжение и амплитуда первого и второго кодированных сигналов, подаваемых на излучатели. Центральная частота $f_1^0 = f_2^0 = 1.65$ МГц для обоих кодированных сигналов была одинакова (вследствие технических ограничений). Текущее значение $m_{1,2}(t)$ определяется соответствующим элементом псевдослучайной бинарной последовательности (для каждого сигнала своей). Длительность каждого такта кодировки соответствовала двум периодам $1/f_{1,2}^0$ центральной частоты $f_{1,2}^0$. Как и в [10, 11], в качестве псевдослучайных последовательностей использовались последовательности максимальной длины (M-последовательности) [20]. Данный выбор кодировки был обусловлен статистическими свойствами M-последовательностей и возможностью воспроизведения такой последовательности большой длины

(более миллиарда элементов) без необходимости хранения всех элементов [21].

Операция генерирования M -последовательностей осуществлялась на упомянутой выше микросхеме Altera MAX в режиме реального времени при проведении эксперимента. Кодировка первичных сигналов должна быть разной, и были выбраны сигналы, наилучшие по их корреляционным свойствам. Так, для формирования первого кодированного сигнала использовалось 25-значное ключевое слово, а для второго сигнала — 30-значное. При этом максимальная длительность сигнала при 25-значном кодовом слове на центральной частоте 1.65 МГц достигает 40 секунд, а при 30-значном кодовом слове — уже более 20 минут.

Для организации такой сложной системы ввода-вывода данных в среде графического программирования Labview 8.0 был создан виртуальный прибор регистрации комбинационных волн третьего порядка при взаимодействии двух кодированных и одной монохроматической первичных волн. Данный виртуальный прибор позволял легко и оперативно менять различные параметры задачи томографии (центральные частоты первичных волн, длительность кодового интервала широкополосных сигналов, длительность реализации, частоту дискретизации принимаемых сигналов), а также проводить отладочные работы для настройки корректной работы томографической системы. Для этого была предусмотрена возможность в режиме реального времени контролировать спектр принимаемого сигнала, корреляцию принимаемого сигнала с первым и вторым идеальными кодированными первичными сигналами (которые подаются на излучатели), автокорреляцию сигнала.

Процесс восстановления распределения комбинационного нелинейного параметра $\varepsilon'_3(\mathbf{r})$ в виде его оценки $\hat{\varepsilon}'_3(\mathbf{r})$ осуществлялся методом корреляционного сравнения (3), эквивалентного согласованной фильтрации. Поскольку метод предполагает использование комплексного представления сигналов, то к принятому в эксперименте действительному сигналу добавлялась гильбертово сопряженная мнимая часть. Дискретизация координатной сетки при восстановлении определялась биссектрисой AB угла между направлениями распространения двух кодированных первичных волн (рис. 1). Эта биссектриса задает направление линии одинакового кода нелинейно рассеянного сигнала на комбинационных частотах. Вся область исследования разбивалась на параллельные биссектрисе AB линии одинакового кода. При дискретизации расстояние между линиями одинакового кода не должно превосходить величину разрешающей способности томографической системы поперек этих линий l_{\perp} . Согласно (4), значение l_{\perp} зависит от ширины рабо-

чей полосы регистрируемых комбинационных частот и взаимного расположения излучателей кодированных сигналов. При обработке экспериментальных данных расстояние между линиями одинакового кода составляло $\lambda_{+-}^0/4$, где λ_{+-}^0 — средняя длина волны используемых суммарно-разностных комбинационных частот. Для каждой такой линии формировался сигнал сравнения, и далее находилась оценка нелинейного параметра $\hat{\varepsilon}'_3(\mathbf{r})$ сразу для всей линии одинакового кода, как описано в [3, 4].

Поскольку большая область томографирования требует большого времени накопления принимаемого сигнала, длительность реализаций в эксперименте составляла от нескольких секунд до десятков секунд, в зависимости от исследуемого объекта. Обработка сигнала такой длительности достаточно долгая. Например, при времени накопления 10 с обработка на ЭВМ, имеющей четырехядерный процессор Intel Core i7-965 с тактовой частотой 3.2 ГГц, занимала около 40 минут. Поэтому для ускорения процесс восстановления выполнялся на вычислительном многоядерном сопроцессоре NVIDIA TESLA C1060. Архитектура из 240 процессорных ядер позволила распараллелить множество однотипных простых операций, образующих в совокупности алгоритм (3), и в значительной степени сократить время счета. С целью оптимального использования ресурсов вычислительного сопроцессора, организация расчета при восстановлении осуществлялась с использованием технологии параллельного программирования CUDA на языке C [22, 23]. В результате время обработки при накоплении 10 с сократилось до 5 минут, что позволило проводить серии экспериментов, необходимые для полноценного экспериментального исследования.

В общем случае, томографируемые объекты отличаются от иммерсионной жидкости по скорости звука $c(\mathbf{r})$ и, кроме того, обладают поглощением. Рассматриваемый принцип нелинейной томографии имеет серьезное преимущество в случае плавного изменения скорости звука $c(\mathbf{r})$, не вызывающего сильного линейного рассеяния волн в разных направлениях, а приводящего только к дополнительному набегу фазы волны. Это преимущество состоит в том, что неизвестность распределения скорости звука $c(\mathbf{r})$ и, как следствие, необходимость восстановления изображения нелинейного параметра в предположении постоянства скорости звука не приводят к разрушению восстановленного изображения, а только к его несильному искажению за счет смещения точек изображения по сравнению с их истинным положением. Разрушение изображения не происходит благодаря тому, что нелинейное томографирование осуществляется малым количеством преобразователей, в отличие от случая

линейного томографирования, где необходимо использовать как минимум 200–300 преобразователей [24]. Поэтому при линейном томографировании восстановление тонкой структуры объекта без учета крупномасштабных неоднородностей распределения $c(\mathbf{r})$ приводит к разрушению изображения, если присутствие упомянутой неоднородности вызывает изменение длины пробега волны Δl , сравнимое с характерной длиной волны λ_0 или более. Это изменение длины $\Delta l \cong c_0 \Delta t$ оценивается через изменение времени распространения сигнала Δt : $|\Delta l| \cong L \left| \frac{1}{c_0} - \frac{1}{c} \right| \cong L \left| \frac{1}{c_0} - \frac{1}{c_0 + \Delta c} \right| \cong \frac{L|\Delta c|}{c_0 c_0}$, где L – линейный размер объекта, $\Delta c = c - c_0$ – характерное изменение скорости в объекте по сравнению с фоновым значением c_0 . При томографировании мягких тканей на частотах $f_0 \cong 1$ МГц период волны составляет $T_0 = \frac{1}{f_0} \cong 1 \times 10^{-6}$ с. Тогда для $L \cong (0.1-0.15)$ м, $|\Delta c| \cong 40$ м/с, $c_0 \cong 1500$ м/с имеем $\frac{|\Delta l|}{T_0} \cong 2-3$, что соответствует изменению длины пробега $|\Delta l| \cong (2-3)\lambda_0$. В нелинейной томографии параметры f_0 и λ_0 относятся к соответствующим характерным значениям для принимаемой комбинационной частоты.

Таким образом, восстановление распределения нелинейного параметра предлагаемым методом нелинейной томографии без учета неоднородностей фазовой скорости приведет к смещению точек изображения на величину порядка $|\Delta l| \cong (2-3)\lambda_0$, а в линейной томографии при таких значениях $|\Delta l|$ изображение будет разрушено. Однако если линейное рассеяние волн в разных направлениях столь сильно, что оно нарушает кодировку первичных сигналов (по сравнению со случаем одинаковой скорости звука в фоновой среде и в исследуемом объекте), то при восстановлении нелинейного параметра необходимо учитывать возникающие рефракционные эффекты и связанные с ними дополнительные временные сдвиги. На настоящем этапе исследования методика оценки неоднородностей скорости звука и поглощения в рамках используемой схемы нелинейной томографии находится еще в стадии разработки. В описываемых ниже опытах восстановление распределения нелинейного параметра объекта с помощью (3) осуществлялось в приближении постоянства скорости звука и отсутствия поглощения.

Предварительно был проведен эксперимент по проверке схемы обработки. Генерировался результирующий сигнал нелинейного взаимодействия трех первичных сигналов, но их взаимодействие происходило на диодной схеме с вольтамперной характеристикой, близкой к кубической. Взаимодействие первичных сигналов на такой

нелинейности порождало электрические сигналы третьего порядка, среди которых присутствовал сигнал на рабочих комбинационных частотах $\Omega_{+-} = \omega_1 + \omega_2 - \omega_3$. Сигналы с диодной цепочки подавались на широкополосный излучатель и затем регистрировались приемником. Такая схема эквивалентна сильной квазиточечной акустической нелинейности, находящейся в месте расположения этого излучателя. Результат, полученный путем обработки (3), соответствовал ожидаемому местоположению эквивалентного излучателя.

В качестве первого тестируемого объекта, удобного для проверки общей работоспособности томографической схемы, использовалась шерстяная нить диаметром ≈ 1.5 мм. Такая нить проявила сильные нелинейные свойства в томографических экспериментах на основе нелинейных эффектов второго порядка [11]. Нелинейность обусловлена присутствием в волосках шерсти пузырьков воздуха (поэтому нить не является строго однородной системой), играющих роль контрастных агентов, нелинейный параметр второго порядка которых может достигать больших значений – от нескольких сотен до тысяч. Пузырьки воздуха обладают сильной нелинейностью не только второго, но и более высоких порядков, в том числе третьего. Поэтому можно ожидать, что комбинированный нелинейный параметр $\hat{\epsilon}'_3(\mathbf{r})$ также имеет большие значения для пузырьков различного размера. Нить располагалась перпендикулярно плоскости томографирования, чтобы вклад нелинейных рассеивателей вдоль нити был синфазным. Время накопления принимаемого сигнала составляло 5 с. На рис. 8а представлен результат восстановления $\hat{\epsilon}'_3(\mathbf{r})$ в виде нормированного яркостного распределения $|\hat{\epsilon}'_3(\mathbf{r})|/\max|\hat{\epsilon}'_3(\mathbf{r})|$. В центре картины отчетливо виден максимум, соответствующий положению нити. Небольшие поперечные размеры нити, сравнимые с оцененным теоретически из (4) минимально возможным размером элемента разрешения, позволили использовать шерстяную нить для оценки реальной разрешающей способности томографической системы. Исследовалось разрешение вдоль линии одинакового кода и поперек нее. На рис. 8б представлено нормированное восстановленное распределение $\hat{\epsilon}'_3(\mathbf{r})$ вдоль той линии одинакового кода (эта линия характеризуется координатой x'), на которой располагался восстановленный рассеиватель, а на рис. 8в – вдоль перпендикулярного направления (координата y'). Для наглядности на обоих рисунках приведен только диапазон горизонтальной шкалы ± 3 см. Видно, что разрешение в данной томографической системе вдоль линии одинакового кода составляет около 5 мм по уровню 0.7, а поперек этой линии – около 2 мм. С учетом собственных раз-

меров нити, эти оценки близки к теоретическим, хотя и несколько превышают их. Превышение связано, по-видимому, с несовершенством технического исполнения томографической системы, которое может быть устранено за счет использования более качественных широкополосных преобразователей и лучшей организации приемного тракта всей системы.

Помимо основного рассматриваемого эффекта — непосредственного нелинейного взаимодействия трех первичных волн внутри исследуемой области, — первичные волны линейно (т.е. без изменения частот первичных волн) рассеиваются на неоднородностях фазовой скорости и поглощения. Линейно рассеянные волны распространяются, в частности, в направлении приемника, при этом коллинеарно взаимодействуя друг с другом и порождая комбинационные волны третьего порядка. Такие комбинационные волны вносят мешающий вклад в сигнал на приемнике, однако в [4] экспериментально было показано, что подобный мешающий вклад гораздо меньше вклада от основного эффекта.

Для наглядного подтверждения приведенной оценки разрешения были проведены эксперименты с рассеивателями в виде двух шерстяных нитей при прежнем времени накопления 5 с. В первом эксперименте нити располагались вдоль линии одинакового кода на расстоянии ≈ 1 см между их центрами. На рис. 9а видны два хорошо различимых восстановленных пика равной амплитуды. Во втором эксперименте нити располагались поперек линии одинакового кода и расстояние между ними составляло ≈ 0.5 см. Из рис. 9б видно, что несмотря на неодинаковые значения амплитуд двух восстановленных пиков, обе нити четко различимы, и расстояние между их центрами оценено правильно. Неодинаковость амплитуд могла быть вызвана различными причинами — как неравноценными рассеивающими способностями нитей, так и несовершенством томографической системы.

Следующим томографируемым объектом были две полоски вакуумной резины шириной 4 см и толщиной 1 см, расположенные под углом 30° друг к другу. В структуре вакуумной резины содержатся микропузырьки воздуха, обладающие сильными нелинейными свойствами. Время накопления составляло 10 с. На восстановленном изображении (рис. 10) четко прослеживается правильная ориентация обеих полосок — именно под углом около 30° друг к другу; для иллюстрации этого угла вдоль воспроизведенных полосок проведены тонкие линии. Однако часть объекта вблизи вершины угла, который образуют две полоски, на полученном изображении отсутствует полностью. Причиной является сильное поглощение ультразвуковых волн в вакуумной резине. Суммарное поглощение трех первичных волн (на

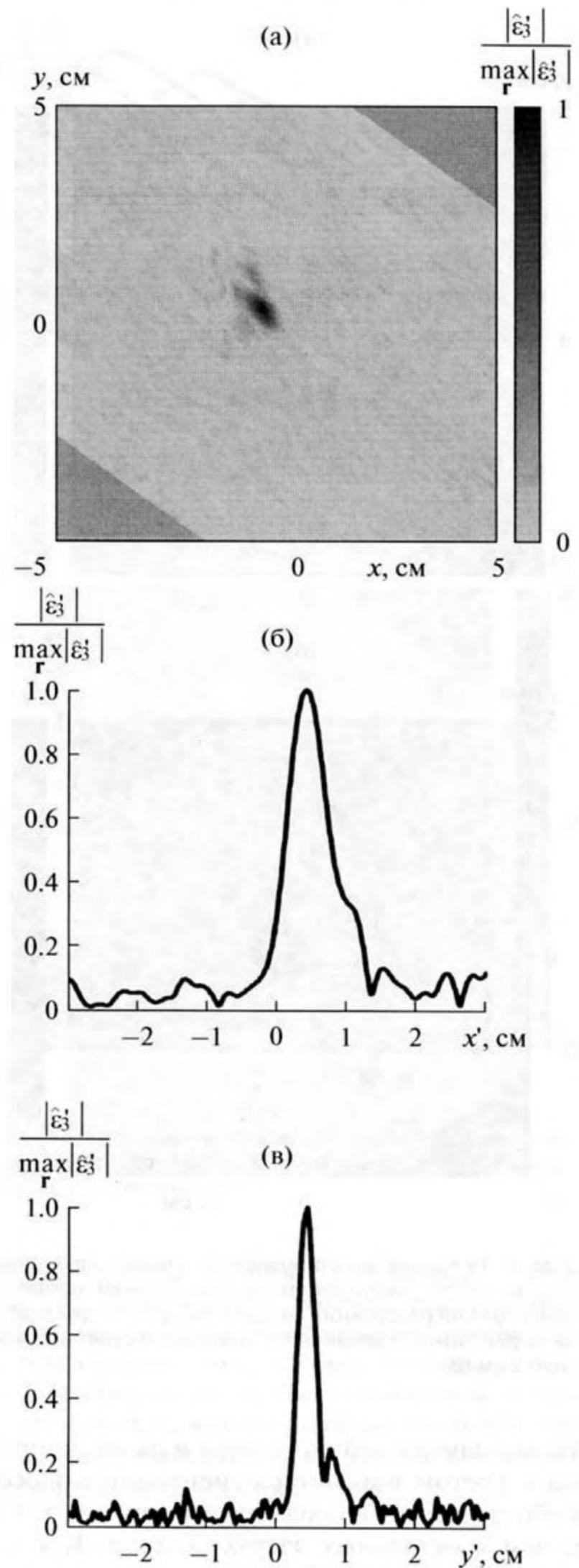


Рис. 8. Результат восстановления сечения шерстяной нити, расположенной перпендикулярно плоскости томографирования: двумерное представление результата восстановления (а); одномерное распределение вдоль (б) и поперек (в) линии одинакового кода. Эквивалентная двумерная томографическая схема третьего порядка соответствует рис. 1.

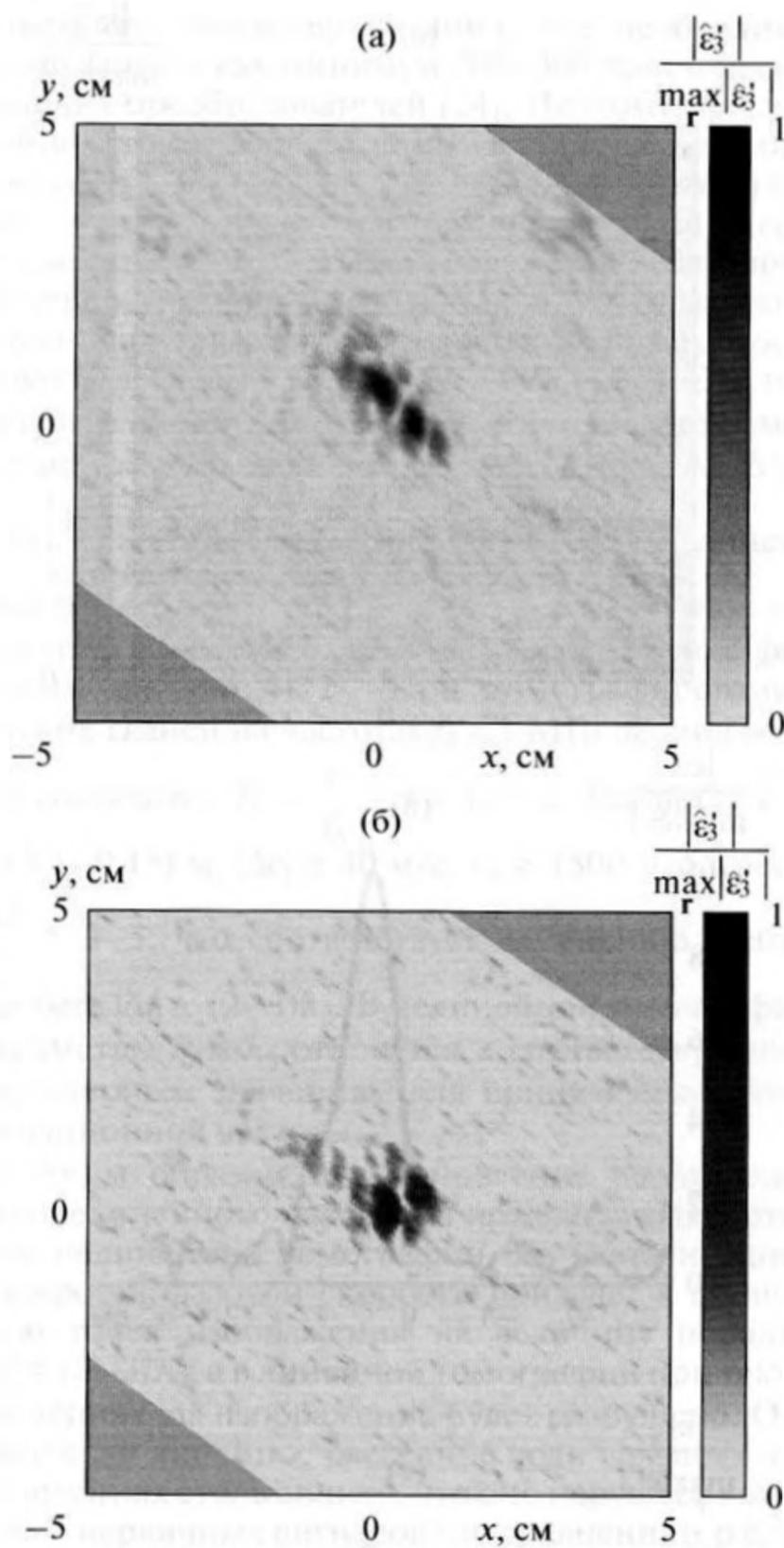


Рис. 9. Результат восстановления сечения двух шерстяных нитей, расположенных вдоль линии одинакового кода на расстоянии около 1 см друг от друга (а) и поперек линии одинакового кода на расстоянии около 0.5 см (б).

пути от излучателей до резины и далее до приемника с учетом взаимной ориентации полосок и преобразователей) в области вершины угла больше, чем в остальных частях объекта. Как следствие, амплитуда комбинационного сигнала, нелинейно рассеянного от этой области, существенно уменьшается и тем самым вершина угла не воспроизводится, поскольку поглощение при восстановлении не компенсировалось.

При томографировании живых биологических объектов нужно обеспечить их неподвижность. Такая проблема актуальна для рассматриваемой

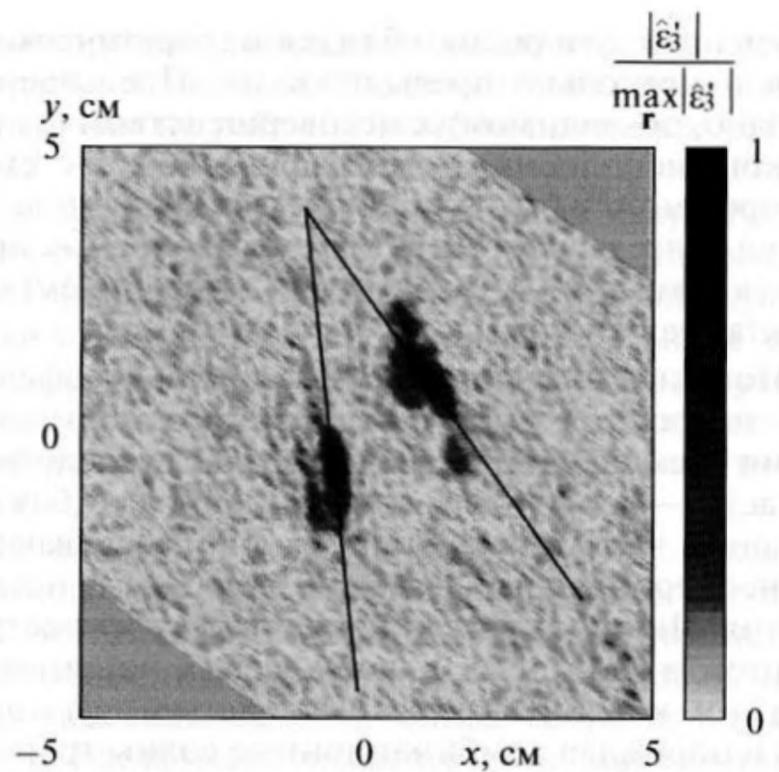


Рис. 10. Результат восстановления двух полосок из вакуумной резины шириной 4 см и толщиной 1 см, ориентированных под углом около 30° друг к другу.

томографической системы, так как характерные времена приема составляют не менее нескольких секунд, а когерентность рассеянного сигнала, которая очень важна для накопления информации о распределении нелинейного параметра, нарушается при смещении контрастного объекта уже на расстояние $\cong 1$ мм, близкое к средней длине волны. В эксперименте томографировались пальцы живого человека, причем кисть руки хорошо подходит по линейным размерам для исследования с помощью описанной системы томографии. Предварительно пальцы тщательно смачивались для снижения вероятности образования пузырьков на их поверхности. Сначала томографировались четыре распрямленных пальца одной руки (все, кроме большого), сложенных вместе. На рис. 11а затененным параллелепипедом показан слой томографирования высотой 20 мм, внутри которого распространяются первичные акустические пучки; при этом плоскость томографирования XU перпендикулярна вертикальной оси Z . Пальцы помещались внутри области взаимодействия первичных волн, перпендикулярно плоскости томографирования, и упирались в дно кюветы для обеспечения, по возможности, их неподвижности. Результат восстановления при времени накопления 10 с (рис. 11б) имеет хорошее соотношение сигнал/помеха — отношение амплитуды изображения к амплитуде окружающего фона составляет ≈ 20 . Отчетливо видны четыре пика, соответствующие поперечным сечениям четырех пальцев и различающиеся по амплитуде менее чем в два раза. При проведении серии экспериментов было отмечено, что амплитуда нелинейно рассеянного комбинационного

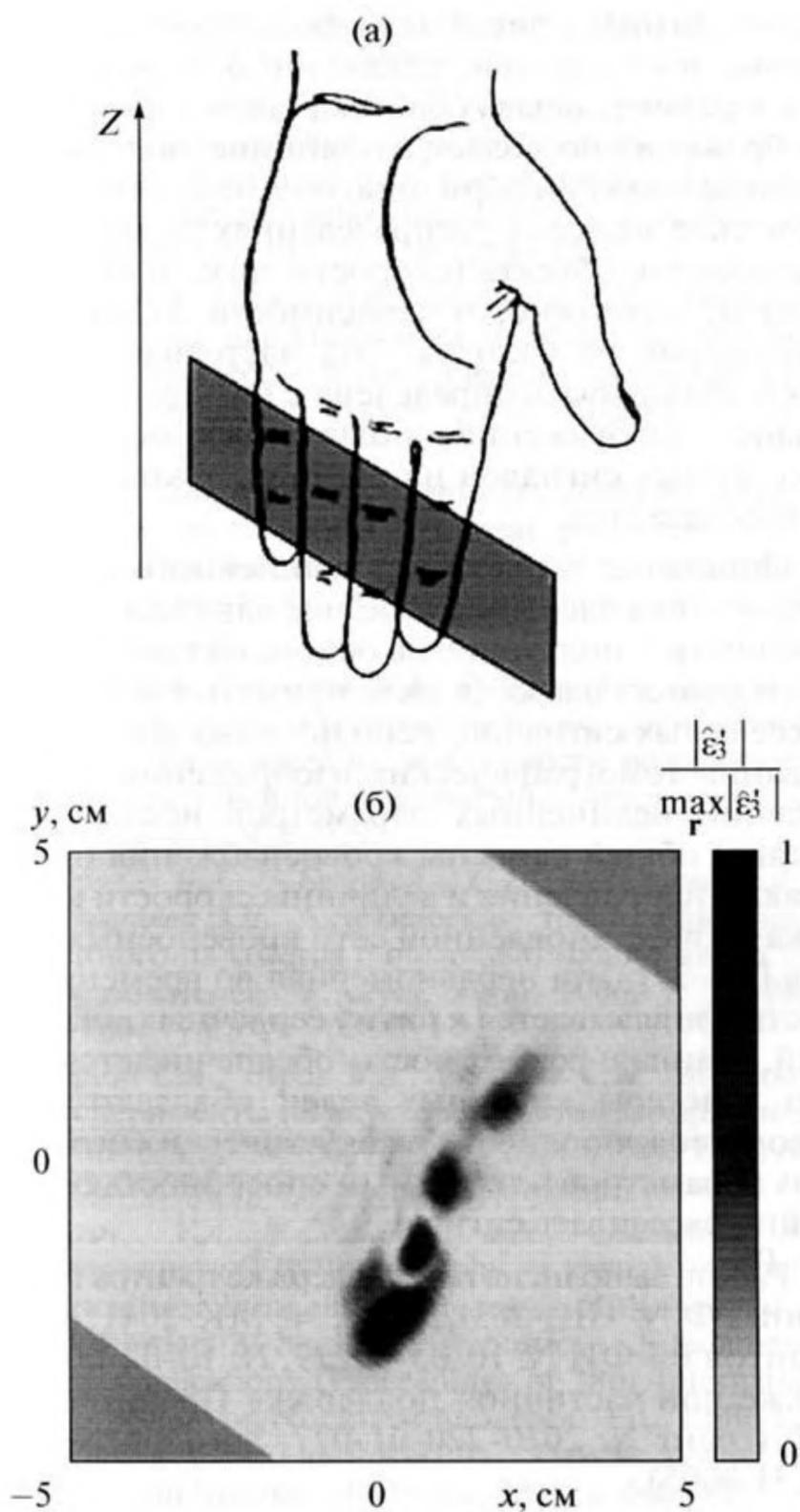


Рис. 11. Поперечное сечение четырех пальцев человека, сложенных вместе: ориентация пальцев в пространстве (а) и результат восстановления (б).

сигнала увеличивается, когда в слой томографирования попадает сустав. Это говорит, по-видимому, о большем значении комбинированного нелинейного параметра ϵ'_3 хрящевых тканей по сравнению с другими тканями пальца.

В другом эксперименте восстанавливался большой палец человека, но теперь продольное его сечение, а не поперечное. Палец располагался горизонтально и был ориентирован параллельно плоскости томографирования, поперек линии одинакового кода. При этом кисть не попадала в область томографирования и одновременно не перекрывала первичные волны вне этой области (рис. 12а). Восстановленное распределение нелинейного параметра (рис. 12б) неравномерно, что вполне закономерно, поскольку по длине палец не является рав-

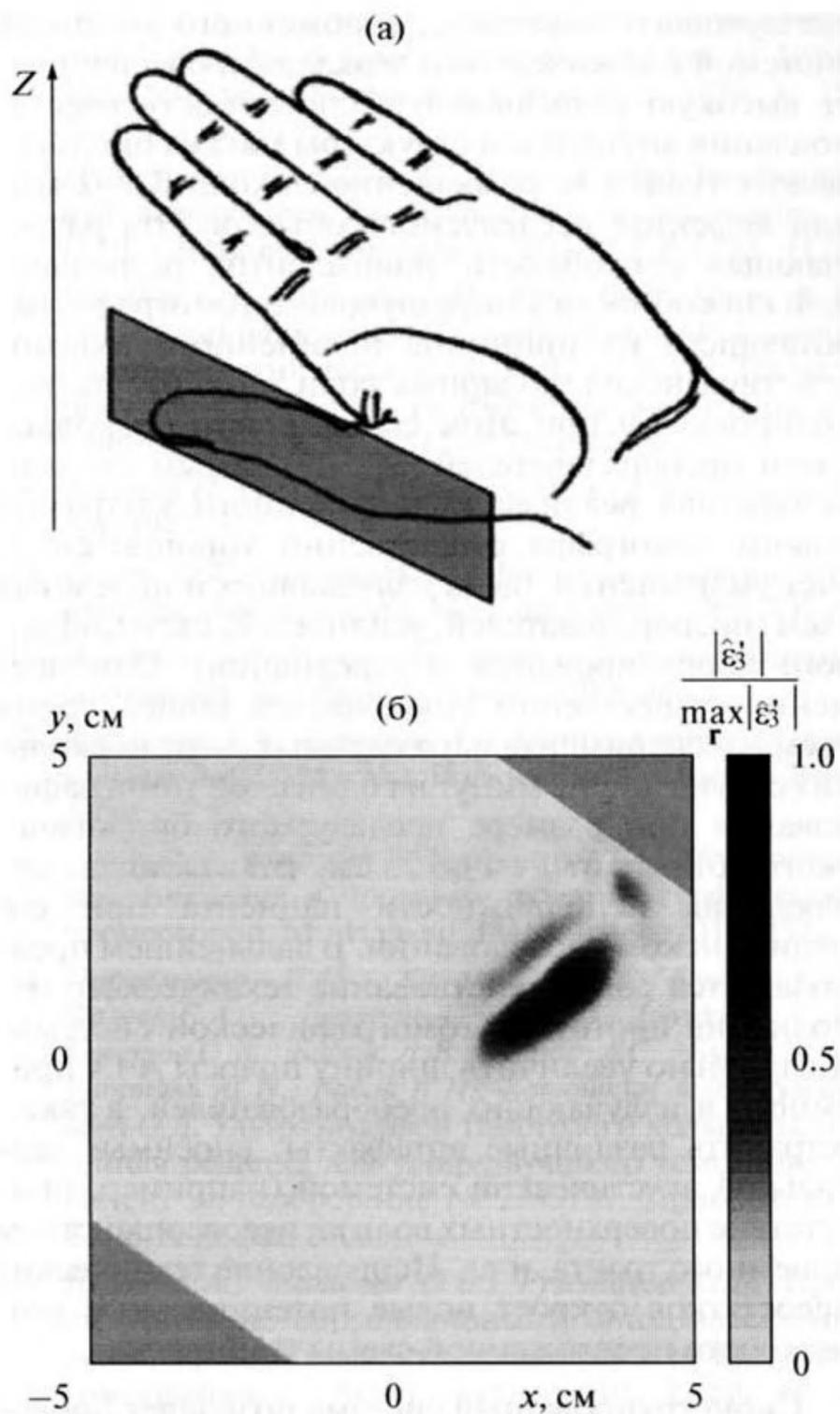


Рис. 12. Продольное сечение большого пальца человека: ориентация пальца в пространстве (а) и результат восстановления (б).

номерно распределенной структурой. Однако длина восстановленного объекта имеет меньшие размеры, чем линейные размеры томографируемого участка пальца (около 5 см). Это можно объяснить преобладанием в восстановленной картине той части пальца, которая находится вблизи сустава, имеющего большее значение комбинированного нелинейного параметра ϵ'_3 .

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенные эксперименты показали, что томография пространственного распределения нелинейных параметров возможна на основе нелинейных акустических эффектов третьего порядка, что само по себе является важным выводом в силу слабости этих эффектов. Предложенное конструктивное выполнение нелинейного ульт-

тразвукового томографа, снабженного антенной системой с коническими зеркалами, обеспечивает высокую разрешающую способность восстановления внутренней структуры мягких биологических тканей (с разрешением около 0.5–2 мм) или дефектов исследуемого объекта. Эта разрешающая способность эквивалентна разрешающей способности ультразвукового томографа, работающего на принципе нелинейного взаимодействия неколлинеарных волн, но в отсутствие кодировки, и при этом содержащего несколько сотен преобразователей [9]. Тем самым схемно-аппаратная реализация нелинейного ультразвукового томографа существенно упрощается за счет уменьшения числа излучающих и приемных схем (преобразователей, усилителей, схем цифрового коррелирования и усреднения). Одновременно существенно сокращается общее время съема экспериментальных данных, — от нескольких секунд до 1–2 минут на один слой томографирования при размере исследуемого биологического объекта от 1 см до 25 см, что важно для соблюдения неподвижности пациента при его медицинском обследовании. В дальнейшем предполагается совершенствование технического исполнения прототипа томографической системы. Желательно увеличить ширину полосы АЧХ приемного и излучающих преобразователей, а также устранить различные артефакты, вносимые зеркальной акустической системой (например, присутствие поверхностных волн) и несовершенством приемного тракта, и т.д. Исправление технических недостатков откроет новые потенциальные возможности предложенной схемы томографии.

Сконструированная система позволяет проводить томографию исследуемых объектов с использованием всего трех цилиндрических излучателей и одного цилиндрического приемника. В принципе, количество направлений, в которых может осуществляться излучение первичных волн и прием рассеянных сигналов на комбинационных частотах для схем нелинейного томографирования второго и третьего порядков, ничем не ограничено. Однако при этом изображения, синтезированные на основании сигналов с каждого из приемников, не будут тождественны друг с другом, так как они формируются различными участками временного спектра взаимодействующих волн и пространственного спектра нелинейного рассеивателя. Кроме того, если задача восстановления распределения акустических нелинейных параметров решается в приближении отсутствия поглощения и однородности исследуемых объектов по скорости распространения звука, то присутствующее в действительности поглощение и неоднородность скорости звука будут приводить к искажению численных значений и местоположения точек восстановленного изображения объекта. При этом за счет обработки дан-

ных от разных приемников формируются парциальные изображения, искаженные разным образом. Сравнительная обработка таких парциальных изображений позволяет, в принципе, получить дополнительную информацию об имеющих диагностическое значение распределениях линейных характеристик объекта (скорости звука и поглощения) и, возможно, о зависимости нелинейных параметров от частоты. Эта частотная зависимость может быть определена с помощью парциальных изображений, полученных обработкой рассеянных сигналов на различных комбинационных частотах.

Описанная выше схема нелинейного томографирования содержит в себе еще одну важную возможность — получение на основе *тех же экспериментальных данных* (в виде принятых нелинейно рассеянных сигналов, используемых для формирования томографических изображений распределений нелинейных параметров исследуемого органа) общей картины кровоснабжения органа, а также направления и величины скорости кровотока по восстановленной сети кровеносных сосудов [25–27]. Эта неравномерная во времени скорость привязывается к ритму сердечных сокращений. Данная возможность обеспечивается тем, что кластеры кровяных телец обладают свойством неоднородности их акустических нелинейных параметров и тем самым способностью нелинейно рассеивать сигнал.

Работа выполнена при поддержке грантов Президента РФ № НШ-2631.2012.2, № МК-2041.2011.5, грантов РФФИ № 10-05-00229, № 10-02-00636, а также при частичной поддержке Правительства РФ (грант № 2010-220-01-077, договор № 11.G 34.31.0005).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Duck F.A. Nonlinear acoustics in diagnostic ultrasound // *Ultrasound in Medicine & Biology*. 2002. V. 28. № 1. P. 1–18.
2. Bjørnø L. Characterization of biological media by means of their non-linearity // *Ultrasonics*. 1986. V. 24. № 5. P. 254–259.
3. Буров В.А., Шмелев А.А., Румянцева О.Д. Томография пространственного распределения рассеивателя в нелинейных процессах третьего порядка // *Известия РАН. Серия физическая*. 2008. Т. 72. № 1. С. 92–99.
4. Буров В.А., Шмелев А.А. Численное и физическое моделирование процесса томографирования на основе акустических нелинейных эффектов третьего порядка // *Акуст. журн.* 2009. Т. 55. № 4–5. С. 466–480.
5. Gong X.F., Yan Y.S., Zhang D., Wang H.L. The study of acoustic nonlinearity parameter tomography in reflection mode // *Nonlinear Acoustics at the Beginnings of the 21st Century (Proc. 16th International Symposium*

- on Nonlinear Acoustics). Moscow: MSU, Faculty of Physics, 2002. V. 1. P. 469–472.
6. Zhang D., Chen X., Gong X. Acoustic nonlinearity parameter tomography for biological tissues via parametric array from a circular piston source. Theoretical analysis and computer simulations // *J. Acoust. Soc. Amer.* 2001. V. 109. № 3. P. 1219–1225.
 7. Буров В.А., Крюков Р.В., Румянцева О.Д., Шмелев А.А. Проблемы использования нелинейных коллинеарных процессов в акустической томографии третьего порядка // *Акуст. журн.* 2012. Т. 58. № 1. С. 57–79.
 8. Sato T., Yamashita K., Ninoyu H., Jhang K., Kosugi Y. Imaging of acoustical nonlinear parameters and its medical and industrial applications // *Acoustical Imaging*. Eds. Wei Y., Gu B. New York: Plenum Press, 1993. V. 20. P. 9–18.
 9. Буров В.А., Гуринович И.Е., Руденко О.В., Тагунов Е.Я. Реконструкция пространственного распределения параметра нелинейности и скорости звука в акустической нелинейной томографии // *Акуст. журн.* 1994. Т. 40. № 6. С. 922–929.
 10. Буров В.А., Евтухов С.Н., Ткачева А.М., Румянцева О.Д. Акустическая томография нелинейного параметра с помощью малого числа преобразователей // *Акуст. журн.* 2006. Т. 52. № 6. С. 760–776.
 11. Береза С.А., Буров В.А., Евтухов С.Н. Модельные эксперименты по акустической томографии нелинейного параметра // *Акуст. журн.* 2008. Т. 54. № 4. С. 522–534.
 12. Burov V.A., Evtukhov S.N., Shmelev A.A., Romyantseva O.D. Tomography of spatial distribution of scatterer in nonlinear processes of the second and third orders // *Nonlinear Acoustics – Fundamentals and Applications (Proceedings of 18th International Symposium on Nonlinear Acoustics)*. Eds. Enflo B.O., Hedberg C.M., and Kari L., Melville, New York: American Institute of Physics, 2008. P. 440–443.
 13. Burov V.A., Shmelev A.A., Romyantseva O.D. Numerical and physical modeling of tomography process based on third-order nonlinear acoustical effects // *Acoustical Imaging*. Eds. André M.P., Jones J.P., Lee H. Dordrecht, Heidelberg, London, New York: Springer Science+Business Media B.V., 2011. V. 30. P. 379–388.
 14. Тренделенбург Ф. Новейшие работы по акустике и электроакустике // *Успехи физических наук*. 1930. Т. 10. № 5–6. С. 593–672.
 15. Ржевкин С.Н. Курс лекций по теории звука. М.: Изд-во. Моск. ун-та, 1960. 336 с.
 16. Desilets C.S., Fraser J.D., Kino G.S. The design of efficient broad-band piezoelectric transducers // *IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics*. 1978. V. 25. № 3. P. 115–125.
 17. Felix N., Ratsimandresy L., Dufait R. High bandwidth, high density arrays for advanced ultrasound imaging // *IEEE Ultrasonics Symposium*. 2001. V. 2. P. 1123–1126.
 18. Hongkai Guo, Cannata J.M., Qifa Zhou, Shung K.K. Design and fabrication of broadband graded ultrasonic transducers with rectangular kerfs // *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*. 2005. V. 52. № 11. P. 2096–2102.
 19. Асеев Б.П. Основы радиотехники // М.: Связьиздат, 1947. 572 с.
 20. Лезин Ю.С. Оптимальные фильтры и накопители импульсных сигналов. М.: Сов. радио, 1969. 447 с.
 21. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и Связь, 1985. 384 с.
 22. Харламов А.А., Боресков А.В. Основы работы с технологией CUDA. М.: Изд-во ДМК Пресс, 2010. 232 с.
 23. Сандерс Д., Кэндрот Э. Технология CUDA в примерах. Введение в программирование графических процессоров. М.: Изд-во ДМК Пресс, 2011. 232 с.
 24. Пархоменко П.П., Каравай М.Ф., Сухов Е.Г., Фалеев Б.А., Дмитриев О.В., Дроздов С.А., Комаров О.В., Бабин Л.В., Попов А.С., Буров В.А., Раттэль М.И., Бобов К.Н., Конюшкин А.Л., Румянцева О.Д. Ультразвуковой томограф и кольцевая антенная решетка для ультразвукового томографа // Патент на изобретение № 2145797. Приоритет от 23.06.1999. М., 2000.
 25. Буров В.А., Матвеев О.В., Румянцева О.Д. Пространственно-корреляционный метод восстановления вектора скорости кровотока в нелинейной томографии // *Акуст. журн.* 2010. Т. 56. № 2. С. 268–276.
 26. Буров В.А., Евтухов С.Н., Румянцева О.Д. Восстановление картины кровотока в процессе томографирования акустического нелинейного параметра. Численное и физическое моделирование // *Акуст. журн.* 2008. Т. 54. № 5. С. 712–724.
 27. Burov V.A., Matveev O.V., Evtukhov S.N., Romyantseva O.D. Reconstruction of blood velocity vector in nonlinear acoustical tomography // *Acoustical Imaging*. Eds. Nowicki A., Litniewski J., Kujawska T., Dordrecht, The Netherlands: Dordrecht, Heidelberg, London, New York: Springer Science+Business Media B.V., 2012. V. 31. P. 211–221.