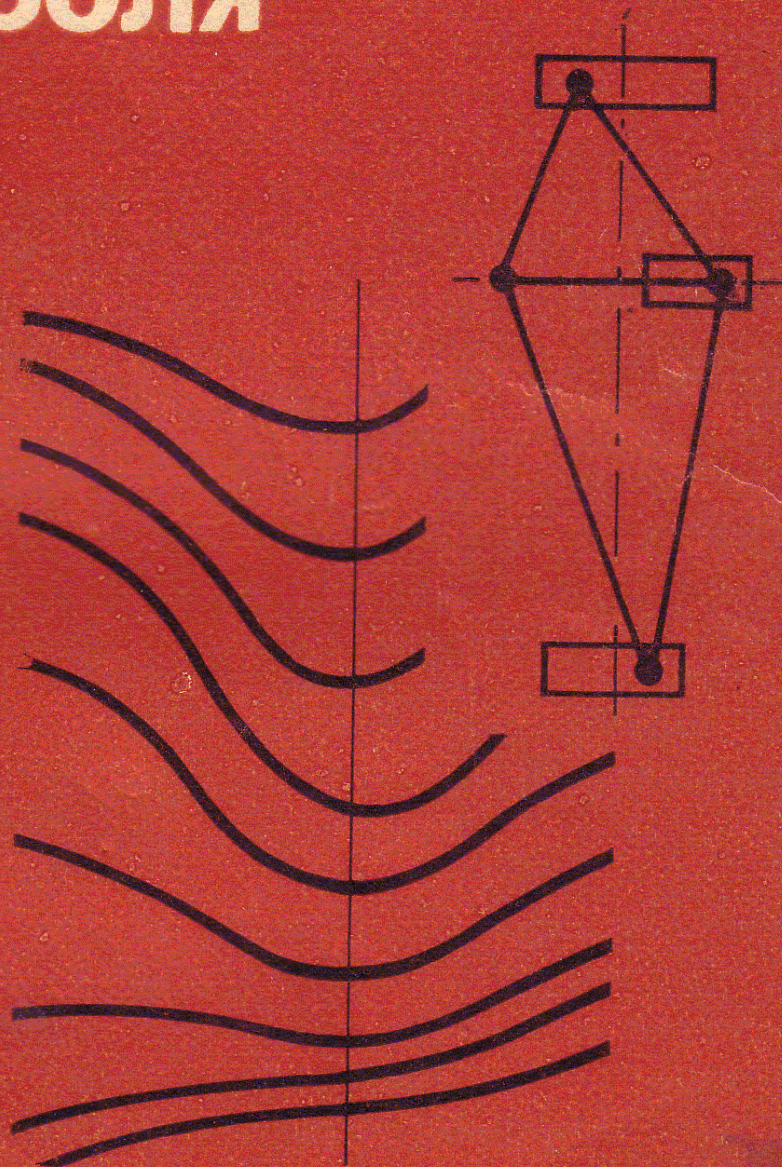


И. Н. ЕРМОЛОВ

# Теория и практика ультразвукового контроля





И. Н. ЕРМОЛОВ

**Теория и практика  
ультразвукового  
контроля**

*Библиотека  
197*  
*Технический университет  
Томск*  
*Ученых*  
*Ермолов*  
*13 04 82*



МОСКВА · МАШИНОСТРОЕНИЕ · 1981



ББК 30.607  
Е 74  
УДК 620.179.16

Рецензент Ю. М. Шкарлет

**Ермолов И. Н.**

**Е 74** Теория и практика ультразвукового контроля.—  
М.: Машиностроение, 1981.— 240 с., ил.  
65 к.

В книге изложены теория ультразвуковых методов контроля качества изделий на базе фундаментальных наук и применение полученных результатов для решения практических проблем контроля. Рассмотрены акустические и электроакустические явления, имеющие отношение к вопросам контроля качества изделий, основные методы контроля: отражения и прохождения ультразвука. Для каждого метода приведены основные уравнения, характеризующие полезный сигнал и помехи при различных вариантах контроля.

Книга предназначена для инженерно-технических работников, занимающихся разработкой методов и средств акустического контроля, их практическим применением и проверкой.

**Е** 30403-121 121-81 2702000000  
038(01)-81

ББК 30.607  
603

© Издательство «Машиностроение», 1981 г.

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Неразрушающие методы контроля имеют очень важное значение для повышения качества и надежности изделий и материалов в машиностроении, металлургии, на транспорте. Одним из ведущих методов неразрушающего контроля являются ультразвуковая дефектоскопия или, в более общем аспекте, акустические методы контроля.

В последнее время теория акустических методов контроля достигла значительных успехов в объяснении и использовании известных эффектов, предсказании и оценке перспективности новых явлений. Задачей настоящей книги является систематическое изложение основных теоретических вопросов ультразвуковой дефектоскопии (с учетом результатов исследований последних лет) применительно к решению практических задач ультразвукового контроля. Она рассчитана на инженерно-технических и научных работников, не имеющих специальной подготовки в области теоретической акустики, но достаточно хорошо знакомых с практическими вопросами ультразвуковой дефектоскопии. Книга поможет им систематизировать свои знания и использовать успехи теории в практической работе. Поэтому не ставится цель строгого математического вывода формул и уравнений. Вместо этого изложены основные посыпки задачи, и далее рассматривается результат решения с физической



точки зрения. В частности, везде, где это возможно, распространение волн в твердом теле заменено распространением их в жидкости с последующим переносом результатов на случай твердого тела.

В книге не рассмотрены низкочастотные акустические методы контроля, поскольку они имеют очень много специфических особенностей по отношению к высокочастотным ультразвуковым. Опущен резонансный метод, поскольку он практически вытеснен эхо-методом. Не изложен метод акустической эмиссии, так как ему посвящена недавно вышедшая монография [20]. Из различных применений ультразвуковых методов неразрушающего контроля в книге особенно подробно изложены вопросы дефектоскопии. В данной книге практически полностью отсутствуют справочные материалы. Вместо этого в соответствующих разделах текста даются ссылки на страницы справочника [65].

Большую помощь при подготовке 6-й и 8-й глав книги автору оказали кандидаты техн. наук С. Н. Шубаев и М. Д. Медвинский.

## Глава 1

### АКУСТИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ КОНТРОЛЯ

Акустическими методами называют методы контроля, основанные на применении упругих колебаний и волн в контролируемом объекте. Среди других методов неразрушающего контроля акустические методы занимают очень важное место и весьма интенсивно развиваются в настоящее время. Об этом свидетельствует тот факт, что почти половина докладов на последних всесоюзных и международных конференциях по неразрушающему контролю была посвящена акустическим методам. Одна из основных причин широкого распространения акустических методов заключается в том, что свойства материалов, определяющие возбуждение и распространение механических колебаний, тесно связаны с прочностными характеристиками.

Согласно ГОСТ 23829—79 акустические методы делят на две большие группы: использующие излучение и прием акустических колебаний и волн (активные методы) и основанные только на приеме колебаний и волн (пассивные методы). В каждой из этих групп можно выделить методы, основанные на возникновении в объекте контроля бегущих и стоячих волн или колебаний (рис. 1).

Активные акустические методы, в которых применяют бегущие волны, делят на две подгруппы, использующие прохождение и отражение волн. Методы прохождение предполагают наличие двух преобразователей — излучающего и приемного, расположенных по разные стороны объекта контроля или контролируемого участка. Применяют как непрерывное, так и импульсное излучение. К этой подгруппе относят следующие методы дефектоскопии.



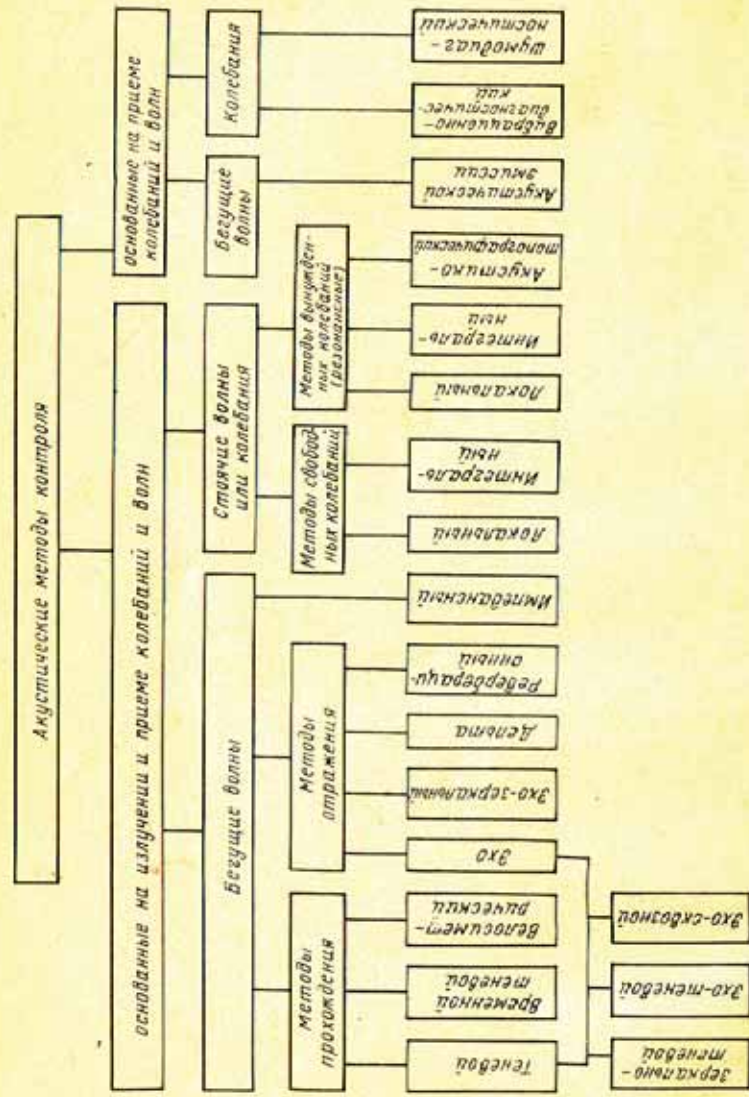


Рис. 1. Классификация акустических методов контроля

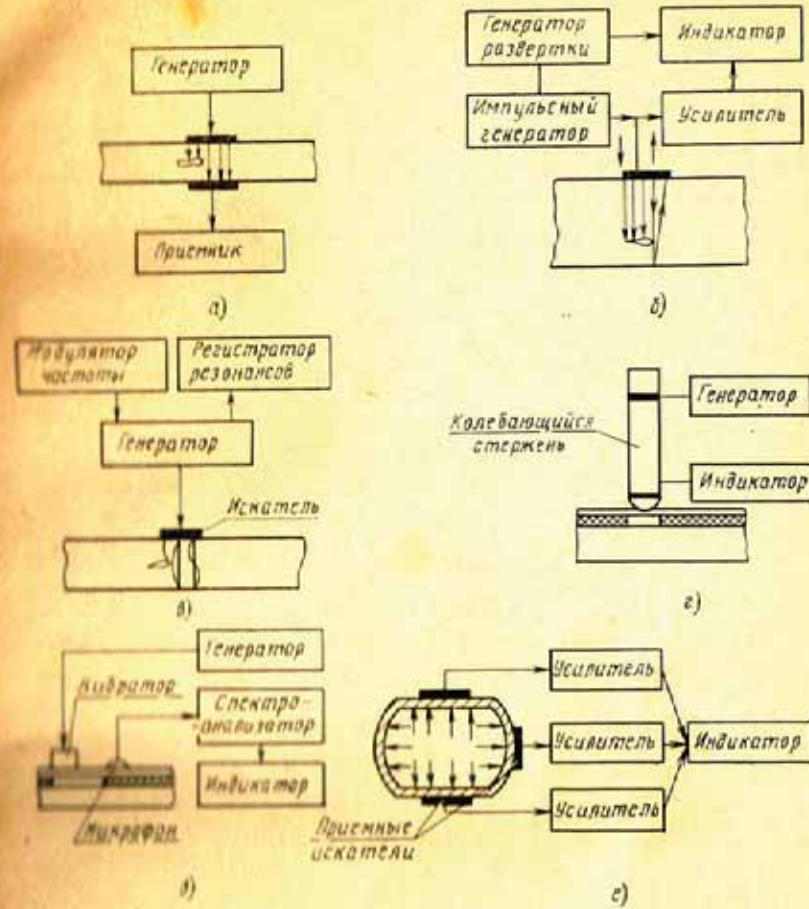


Рис. 2. Схемы основных акустических методов контроля

**Теневой метод** основан на уменьшении амплитуды прошедшей волны под влиянием дефекта (рис. 2,а).

**Временной теневой метод** основан на запаздывании импульса, вызванном огибанием дефекта.

**Велосиметрический метод** основан на изменении скорости упругих волн при наличии дефекта. Например, если в тонком изделии распространяется изгибающая волна, то появление расслоения вызывает уменьшение ее скорости, которое обычно измеряется по сдвигу фазы прошедшей волны.



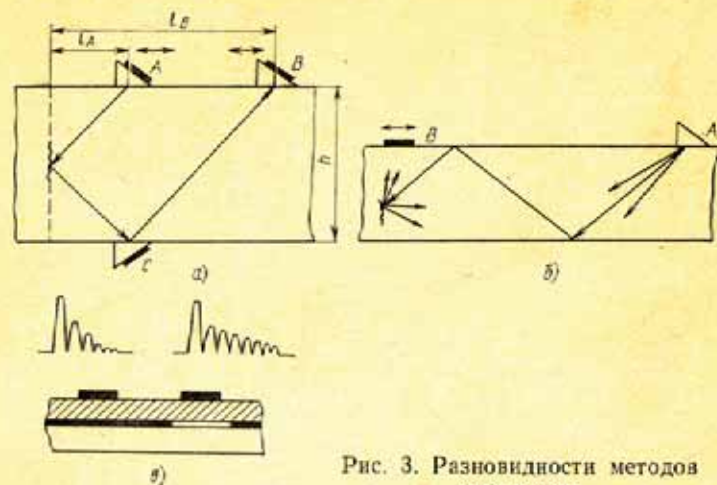


Рис. 3. Разновидности методов отражения

В методах отражения можно использовать как один, так и два преобразователя; применяется, как правило, импульсное излучение. К этой подгруппе относят следующие методы дефектоскопии.

**Эхо-метод** (рис. 2,б) регистрирует эхо-сигналы от дефектов.

**Эхо-зеркальный метод** использует зеркальное отражение импульсов от дефектов, ориентированных вертикально к поверхности, с которой ведется контроль (рис. 3,а).

Для этого наклонные искатели располагают на разных сторонах изделия *A* и *C* (*K*-метод) или на одной стороне изделия *A* и *B*, используя отражение от нижней поверхности. Это повышает надежность выявления непроваров и трещин в сварных швах. В процессе контроля с помощью механических или электрических устройств выполняется условие  $l_A + l_B = \text{const}$ .

При дельта-методе (рис. 3,б) рассеянные на дефекте волны от преобразователя *A* принимаются преобразователем *B* непосредственно над дефектом. Метод позволяет получить визуальное изображение дефектов сварных швов в плане, однако для его реализации необходима зачистка валика усиления шва или применение иммерсионного контакта преобразователя *B* с изделием.

**Реввербационный метод** (рис. 3,в) предназначен для контроля слоистых конструкций типа металл-пластик. Он основан на анализе длительности реверберации ультразвуковых импульсов в одном из слоев. Например, когда преобразователь расположен на слое металла, ультразвуковые волны частично отражаются от границы с пластмассой, а частично проходят в нее, что вызывает гашение реверберации. При некачественном соединении отражение от грани-

цы будет больше и длительность ревербераций увеличится.

Существует ряд методов, в которых используют принципы как прохождения, так и отражения звука. **Зеркально-теневой метод** основан на измерении донного сигнала, т. е. сигнала, отраженного от противоположной поверхности изделия. По технике выполнения он относится к методам отражения, так как фиксирует эхо-сигнал. По физической сущности он близок к теневому методу, так как измеряется ослабление дефектом сигнала, дважды прошедшего изделие. Аналогично классифицируется эхо-теневой метод, при котором анализируют как прошедшие, так и отраженные сигналы.

В эхо-сквозном методе [13, докл. 01/58, 01/59] фиксируют сквозной сигнал *I* (рис. 4), однократно прошедший через лист, и сигнал *II*, испытавший двукратное отражение в листе (для удобства изображения отраженные волны наклонены вправо).

В случае наличия большого непрозрачного или почти непрозрачного дефекта эти сигналы уменьшаются, как в теневом и зеркально-теневом методах. При появлении полупрозрачного или небольшого по размерам дефекта появляются эхо-сигналы *III* и *IV*, соответствующие отражениям от дефекта верхней и нижней поверхностей листа. По сравнению с теневым методом эхо-сквозной метод обладает повышенной чувствительностью. Преимущества этого метода по сравнению с обычным эхо-методом состоят в уменьшении мертвой зоны и независимости времени прихода импульсов *I* и *II* (а следовательно, также импульсов от дефектов) от перемещения листа и иммерсионной ванне по вертикали между искателями. Недостатки заключаются в трудности точной оценки местоположения дефекта и его размеров.

Методы прохождения и отражения отличаются также по типу регистрируемой величины: амплитуды сигнала (дельта и теневой методы), амплитуды и фазы волны (акустическая голография в теневом и эхо вариантах, некоторые варианты велосиметрического метода), амплитуды и времени прохождения импульса (остальные методы).

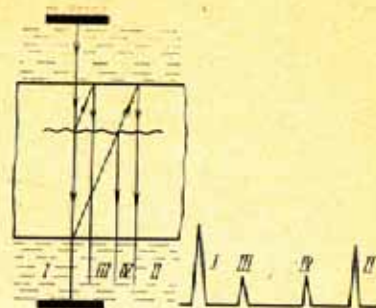


Рис. 4. Эхо-сквозной метод дефектоскопии



От рассмотренных методов существенно отличается **импедансный метод**. Он основан на анализе изменения механического импеданса участка поверхности контролируемого объекта, с которым взаимодействует преобразователь. Об изменении импеданса судят по характеристикам колебаний преобразователя: частоте, амплитуде, фазе. В отечественных низкочастотных импедансных дефектоскопах преобразователь имеет форму стержня (см. рис. 2,з). В некоторых иностранных приборах («Бондтестер») преобразователь выполняют в форме пьезопластины с протектором и демпфером. Частота колебаний здесь значительно выше.

При использовании стоячих волн возбуждаются свободные или вынужденные колебания либо объекта контроля в целом (интегральные методы), либо его части (локальные методы). Свободные колебания в объекте чаще всего возбуждаются путем механического удара, а вынужденные — путем воздействия гармонической силы, частота которой изменяется. Состояние объекта анализируют по собственной частоте свободных колебаний либо резонансам вынужденных колебаний. Реже используют амплитуду соответствующих колебаний.

На использовании стоячих волн основаны следующие методы.

**Локальный метод свободных колебаний** (ранее его называли методом свободных колебаний). Согласно этому методу (рис. 2,д) в части контролируемого изделия, например в слонистой панели, возбуждают колебания с помощью ударов молоточка вибратора и анализируют спектр возбуждаемых частот. В дефектных изделиях спектр, как правило, смещается в высокочастотную сторону. К этой же группе относится способ, получивший сокращенное название «Предеф» [87, 91 докл. С-22]. Сущность его состоит в возбуждении через слой жидкости вынужденных колебаний в стенке изделия с частотой, близкой к резонансной. После окончания возбуждения стенка продолжает колебаться в свободном режиме. По частоте этих свободных колебаний с очень высокой точностью измеряют ее толщину.

В **интегральном методе свободных колебаний** ударом возбуждаются вибрации во всем изделии или значительной его части. Этот метод используют, например, при проверке бандажей железнодорожных колес или стеклянной посуды по чистоте звона.

**Локальный резонансный метод** несколько лет назад широко применялся в толщинометрии [29, 77, 78]. В стенке изделия с помощью преобразователя возбуждают ультразвуковые волны (рис. 2,в). Частоту колебаний модулируют и фиксируют частоты, на которых возникают резонансы, когда по толщине стенки изделия укладывается целое число полуволн ультразвука. По резонансным частотам определяют толщину стенки; дефекты фиксируют по резкому изменению толщины или пропаданию резонансов (когда дефект наклонный). В настоящее время этот метод мало используется.

**Интегральный резонансный метод** применяют для определения модулей упругости материала по резонансным частотам продольных, изгибных или крутильных колебаний образцов простой геометрической формы. Последнее время этот метод используют для контроля небольших изделий: абразивных кругов, турбинных лопаток [15]. Появление дефектов или изменение свойств материалов определяют по отклонениям резонансных частот.

К методам вынужденных колебаний относят **акустико-топографический метод**, в котором регистрируют распределение амплитуд упругих колебаний на поверхности контролируемого объекта с помощью наносимого на поверхность порошка. Дефектный участок отличается увеличением амплитуды колебаний в результате резонансных явлений, вследствие чего оседание порошка на нем меньше.

Наиболее характерным пассивным методом, использующим бегущие волны, является метод **акустической эмиссии** (рис. 2,е). При акустической эмиссии упругие волны излучаются самим материалом в результате внутренней динамической локальной перестройки его структуры. Такие явления, как возникновение и развитие трещин, аллотропические превращения, движение скопленных дислокаций — наиболее характерные источники акустической эмиссии. Контактующие с изделием пьезопреобразователи принимают упругие волны и позволяют установить местоположение источника.

Пассивными акустическими методами, основанными на возбуждении стоячих волн или колебаний объекта контроля, являются **вибрационно-диагностический** и **шумодиагностический**. В первом анализируют параметры вибраций какой-либо отдельной детали или узла (фото-



ра, подшипников, лопатки турбины) с помощью приемников контактного типа, во втором изучают спектр шумов работающего механизма, обычно с помощью микрофонных приемников.

По частотному признаку все рассмотренные акустические методы можно разделить на низкочастотные и высокочастотные. К первым относятся колебания в звуковом и низкочастотном (до нескольких десятков кГц) ультразвуковом диапазонах частот. Ко вторым — колебания в высокочастотном ультразвуковом диапазоне частот (обычно от нескольких сот кГц до 20 МГц). Последние методы обычно называют ультразвуковыми.

## Глава 2

### АКУСТИЧЕСКИЕ ВОЛНЫ

#### 2.1. Акустические величины

Акустические колебания — это механические колебания частиц упругой среды, а акустические волны — распространение в этой среде механического возмущения (деформации). Акустические волны в жидкостях или газах характеризуются одной из следующих величин [52]: изменением давления  $p$  или плотности, смещением частиц из положения равновесия  $u$ , скоростью колебательного движения  $v$ , потенциалом смещения или колебательной скорости  $\varphi$ . Следует отличать изменение давления или плотности, связанное с распространением акустических волн, от их статического (среднего) значения. Все перечисленные величины взаимосвязаны, например:  $v = \text{grad} \varphi$ ,  $v = du/dt$ ,  $p = \rho d\varphi/dt$ , где  $\rho$  — плотность среды,  $t$  — время.

В твердых телах акустическое поле имеет гораздо более сложный вид, чем в жидкостях и газах [52], потому что твердые тела характеризуются не только упругостью объема, но и упругостью формы (сдвиговой упругостью). На рис. 5 показаны напряжения, т. е. силы, отнесенные к единице поверхности, которые могут возникать в элементарном объеме твердого тела. Кроме нормальных (растягивающих или сжимающих) напряжений  $T_{xx}$ ,  $T_{yy}$  и  $T_{zz}$  существуют тангенциальные (сдви-

говые) напряжения  $T_{xy}$ ,  $T_{yz}$  и др. Напряженное состояние твердого тела, таким образом, характеризуется тензором третьего ранга — таблицей из девяти чисел-компонентов:

$$T_{ik} = \begin{pmatrix} T_{xx} & T_{xy} & T_{xz} \\ T_{yx} & T_{yy} & T_{yz} \\ T_{zx} & T_{zy} & T_{zz} \end{pmatrix}. \quad (2.1)$$

Первый индекс компонент напряжения означает направление силы, а второй — ориентацию площадки, на которую эта сила действует.

Поскольку тело находится в равновесии, нормальные компоненты, действующие по осям

в прямом и обратном направлениях, равны. По этой же причине  $T_{xy} = T_{yx}$ ;  $T_{yz} = T_{zy}$ ;  $T_{xz} = T_{zx}$ . Тензор, у которого выполняется это соотношение, называют симметричным. В жидкостях и газах, где не существует упругости формы, тангенциальные компоненты тензора напряжения отсутствуют, а нормальные компоненты равны между собой и давлению, причем давление имеет знак минус, потому что напряжение считают положительным, когда оно растягивающее, а давление считают положительным, когда оно сжимающее.

Аналогично компонентам тензора напряжения записывают компоненты тензора деформации:

$$\epsilon_{ik} = \begin{pmatrix} \epsilon_{xx} & \epsilon_{xy} & \epsilon_{xz} \\ \epsilon_{yx} & \epsilon_{yy} & \epsilon_{yz} \\ \epsilon_{zx} & \epsilon_{zy} & \epsilon_{zz} \end{pmatrix}. \quad (2.2)$$

Этот тензор также симметричный. Диагональные компоненты определяются соотношениями

$$\epsilon_{xx} = \frac{\partial u_x}{\partial x}; \quad \epsilon_{yy} = \frac{\partial u_y}{\partial y}; \quad \epsilon_{zz} = \frac{\partial u_z}{\partial z},$$

где  $u_x$ ,  $u_y$  и  $u_z$  — компоненты вектора смещения, представляют собой удлинения ребер куба  $dx$ ,  $dy$  и  $dz$  (рис. 6.а). Компоненты

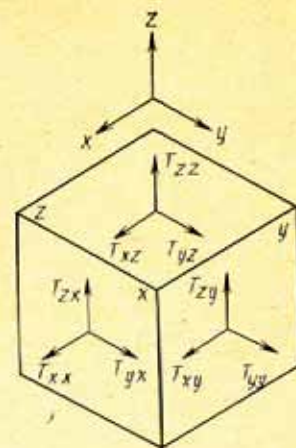


Рис. 5. Компоненты тензора напряжения



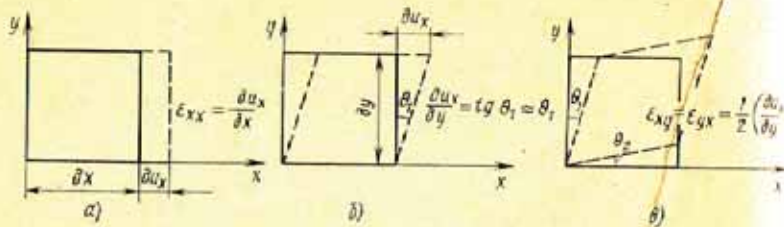


Рис. 6. Компоненты тензора деформации

$$\epsilon_{xy} = \left( \frac{\partial u_x}{\partial y} + \frac{\partial u_y}{\partial x} \right) / 2; \quad \epsilon_{xz} = \left( \frac{\partial u_x}{\partial z} + \frac{\partial u_z}{\partial x} \right) / 2;$$

$$\epsilon_{yz} = \left( \frac{\partial u_y}{\partial z} + \frac{\partial u_z}{\partial y} \right) / 2$$

представляют собой сдвиг сразу двух граней куба (рис. 6, в). Такая форма записи (вместо более простой, например  $\epsilon_{xy} = \partial u_x / \partial y$ , рис. 6, б) нужна для симметризации компонентов сдвиговой деформации.

Согласно закону Гука между напряжениями и деформациями существует в первом приближении пропорциональная зависимость. Для изотропного тела, свойства которого не зависят от направления, связь между компонентами тензоров  $T_{ik}$  и  $\epsilon_{ik}$  ( $i \neq k$ ) дается уравнениями:

$$T_{ii} = \lambda \epsilon + 2\mu \epsilon_{ii}; \quad T_{ik} = 2\mu \epsilon_{ik}. \quad (2.3)$$

Это так называемая обобщенная форма закона Гука. Величина  $\epsilon = \epsilon_{xx} + \epsilon_{yy} + \epsilon_{zz}$  означает изменение единицы объема;  $\lambda$  и  $\mu$  — упругие постоянные, называемые константами Ламе. Вместо них можно использовать две другие константы упругости, например модуль нормальной упругости  $E$  и модуль сдвига  $G$  или  $E$  и коэффициент Пуассона  $\nu$ .

## 2.2. Типы акустических волн

Волновое уравнение для твердого тела выводят путем применения второго закона Ньютона к элементарному объему  $dx dy dz$  [52]. Затем, подставляя вместо напряжений деформации из уравнений (2.3), получим уравнения распространения волн в упругой среде:

$$\rho \frac{\partial^2 u_x}{\partial t^2} = (\lambda + \mu) \frac{\partial \epsilon}{\partial x} + \mu \Delta u_x; \quad \rho \frac{\partial^2 u_y}{\partial t^2} = (\lambda + \mu) \times$$

$$\times \frac{\partial \epsilon}{\partial y} + \mu \Delta u_y; \quad \rho \frac{\partial^2 u_z}{\partial t^2} = (\lambda + \mu) \frac{\partial \epsilon}{\partial z} + \mu \Delta u_z, \quad (2.4)$$

где  $\Delta = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2}$  оператор Лапласа. Как известно, характерным признаком волнового уравнения является то, что в него входят с разными знаками вторые производные по времени и координатам от некоторой переменной величины. Если положить  $\mu = 0$  и считать смещения  $u_x = u_y = u_z = u$  одинаковыми по всем направлениям, уравнения (2.4) переходят в волновое уравнение для жидкости или газа:

$$\frac{\partial^2 u}{\partial t^2} = c^2 \Delta u, \quad (2.5)$$

где  $c = \sqrt{\lambda / \rho}$  — скорость распространения звука.

С помощью уравнений (2.4) можно показать, что в неограниченном твердом теле существует два типа волн: волны расширения или продольные и волны сдвига или поперечные, которые распространяются с разной скоростью.

Дифференцируя первое, второе и третье уравнения (2.4) по  $x$ ,  $y$  и  $z$  соответственно и складывая отдельно левые и правые части, получим

$$\frac{\partial^2 \epsilon}{\partial t^2} = \frac{\lambda + 2\mu}{\rho} \Delta \epsilon.$$

Эта форма волнового уравнения подобна (2.5). Она показывает, что объемное расширение  $\epsilon$  распространяется со скоростью  $c_l = \sqrt{(\lambda + 2\mu) / \rho}$ . Если  $\nu = 0$ , из уравнения (2.4) получаем:

$$\frac{\partial^2 u_x}{\partial t^2} = \frac{\mu}{\rho} \Delta u_x; \quad (2.6)$$

и аналогично для других компонент  $u$ .

Это волновое уравнение для деформации сдвига. Из них следует, что сдвиг распространяется со скоростью  $c_t = \sqrt{\mu / \rho}$ . Названия «продольная» по отношению к волне расширения и «поперечная» по отношению к волне сдвига связаны с ориентацией плоскости колебания частиц тела по отношению к направлению распространения упругой волны. Отношение скоростей продольных и поперечных волн зависит только от коэффициента Пуассона среды  $\nu$ ; в металлах, где  $\nu \approx 0,3$ ,  $c_l / c_t \approx 0,55$ .

Продольные и поперечные волны (их обобщенное название — объемные волны) наиболее широко использу-



ют для контроля материалов. Эти волны лучше всего выявляют дефекты при нормальном падении на их поверхность. Однако дефекты, расположенные вдоль направления продольных волн, не давая обратного отражения, тем не менее приводят к сильному рассеянию продольной волны. Это явление связано с возникновением на поверхности такого дефекта вытекающей волны, рассматриваемой ниже.

В ограниченных твердых телах кроме объемных существуют другие типы волн [7, 9]. Вдоль свободной поверхности твердого тела могут распространяться поверхностные волны.

Предположим, что существует волна, бегущая вдоль границы твердого тела и состоящая из линейной комбинации продольной и поперечной волн. Подстановка этого предполагаемого решения в волновое уравнение показывает, что такая волна должна затухать на расстоянии порядка длины волны от поверхности. Подстановка решения в граничные условия (нормальные и тангенциальные напряжения на поверхности равны нулю) позволяет определить скорость распространения волны и соотношение компонент смещения частиц в нормальном и тангенциальном направлениях по отношению к границе. Скорость распространения (точнее ее отношение к скорости поперечных волн) получаем из решения характеристического уравнения шестой степени. Физический смысл имеют лишь положительные его корни. Оказывается [19], что для всех  $v=0 \dots 0,5$  имеется один действительный положительный корень, приближенное выражение для которого имеет вид

$$\frac{c_s}{c_t} = \frac{0,87 + 1,12v}{1 + v}.$$

Для металлов ( $v \approx 0,3$ ) скорость распространения волны  $c_s \approx 0,93c_t$ . Это решение соответствует поверхностной волне, или волне Релея. Она способна распространяться на большое расстояние вдоль поверхности твердого тела. Ее проникновение в глубь тела невелико: на расстоянии, равном длине волны, интенсивность составляет  $\sim 5\%$  интенсивности на поверхности тела. При распространении поверхностной волны частицы тела движутся, вращаясь по эллипсам, большая ось которых перпендикулярна границе. Вытянутость эллипса с глубиной увеличивается. Волны, подобные релеевским, могут распространяться не только вдоль плоских, но и вдоль искривленных поверхностей, хотя на вогнутых участках поверхности они испытывают значительное дополнительное затухание вследствие излучения энергии в глубь изделия. Поверхностные волны успешно применяются для выявления дефектов вблизи поверхности изделия.

Они избирательно реагируют на дефекты в зависимости от глубины их залегания. Дефекты, расположенные на поверхности, дают максимальное отражение, а на глубине, большей длины волны, практически не выявляются.

Характеристическое уравнение для волн, распространяющихся вдоль поверхности, имеет и другие решения [10, 85]. При коэффициенте Пуассона материала  $\nu > 0,26$  имеется один комплексный корень с положительными действительной и мнимой частями. Действительная часть характеризует фазовую скорость волны вдоль поверхности. Она близка к скорости продольной волны, но несколько отличается от нее; например, для железа фазовая скорость равна  $4150$  м/с, т. е. больше скорости продольной волны ( $5900$  м/с). Мнимая часть корня указывает на затухание волны вдоль поверхности. Для железа амплитуда волны ослабляется в  $e$  раз на расстоянии  $1,7$  длины волны. Ослабление связано с тем, что в каждой точке поверхности возникают продольные и поперечные волны под углом к поверхности.

Единообразного названия рассматриваемая волна пока не получила. В научной литературе волну, состоящую из поверхностной и объемной компонент, в которой поверхностная компонента непрерывно трансформируется в объемную и уходит от поверхности, называют вытекающей, а также поверхностно-продольной и ползучей.

Сама рассматриваемая волна, как уже отмечалось, затухает довольно быстро вдоль поверхности тела. Однако порожденные ею объемные волны распространяются на значительные расстояния и могут использоваться для контроля. Так, продольная волна, распространяясь очень близко к поверхности, позволяет выявлять дефекты под поверхностью тела, не отражаясь в то же время от неровностей поверхности. На рис. 7 показано изменение амплитуды эхо-сигнала от плоскодонных отверстий, расположенных на разной глубине (см. п. 8.9). Чувствительность к дефектам вблизи поверхности близка к нулю. Максимальная амплитуда при расстоянии  $L=20$  мм достигается для дефектов — плоскодонных отверстий, расположенных на глубине  $6$  мм (см. п. 3.1).

Совокупность поверхностно-продольной и порождаемой ею продольной волны в дефектоскопической литературе называют головной [37].

Если твердое тело имеет две свободные поверхности (пластина), то в нем могут существовать специфические типы упругих волн. Их называют волнами в пластинах или волнами Лэмба и относят к нормальным волнам, т. е. волнам, бегущим вдоль границ среды и стоячим в перпендикулярном направлении. Решение волнового



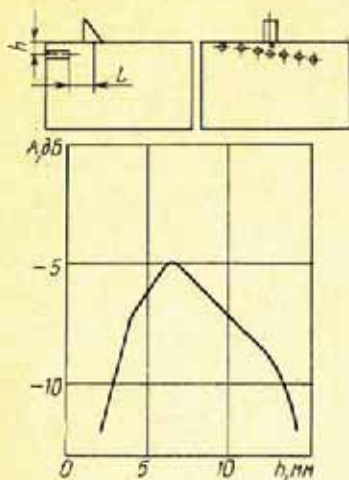


Рис. 7. Амплитуда отражения головной волны в зависимости от глубины залегания плоскодонных отверстий

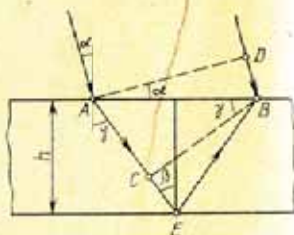


Рис. 8. Образование нормальных волн в жидком слое

уравнения с граничными условиями для двух поверхностей приводит к системе из двух характеристических уравнений для волнового числа  $k_p$ , которая имеет два или больше положительных действительных корней в зависимости от произведения толщины пластины на частоту. Каждому из этих корней соответствует определенный тип волны в пластине.

Для уяснения физической сущности волн в пластинках рассмотрим образование нормальных волн в жидком слое. Пусть на слой толщиной  $h$  (рис. 8) падает под углом  $\alpha$  плоская продольная волна. Линия  $AD$  — фронт падающей волны. В результате преломления на границе в слое возникает волна с фронтом  $CB$ , распространяющаяся под углом  $\gamma$  и претерпевающая многократные отражения в слое. При определенном угле падения  $\alpha$  волна, отраженная от нижней поверхности, совпадает по фазе с прямой волной, идущей от верхней поверхности. Это и есть условие возникновения нормальных волн. Угол  $\gamma$ , при котором происходит такое явление, определяется соотношением

$$h \cos \gamma = n\lambda_2/2, \quad (2.7)$$

где  $\lambda_2$  — длина волны в слое. Эта формула является обобщением на случай наклонного падения условий резонанса колебаний в слое при нормальном падении  $h = n\lambda_2/2$ .

Найдем выражение для фазовой скорости нормальной волны  $c_p$  вдоль оси. Из закона синусов, считая, что угол преломления для нормальной волны равен  $90^\circ$ , найдем  $\sin \alpha/c_1 = \sin \gamma/c_2 = 1/c_p$ . Откуда, используя условие (2.7), получим

$$c_p = \frac{c_2}{\sin \gamma} = c_2 : \sqrt{1 - \left(\frac{n\lambda_2}{2h}\right)^2}.$$

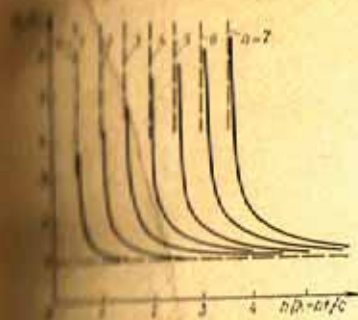


Рис. 9. Дисперсионные кривые для нормальных волн в жидком слое

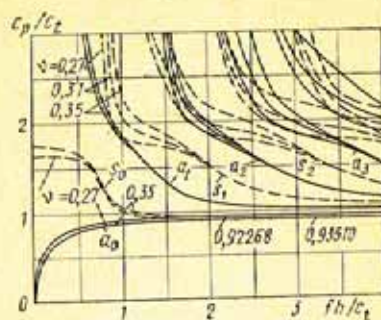


Рис. 10. Дисперсионные кривые для волн Лэмба в твердом теле: сплошные линии — антисимметричные волны (а), штриховые линии — симметричные волны (s)

Таким образом фазовая скорость нормальных волн зависит от частоты ультразвуковых колебаний и толщины слоя. Дисперсия (изменение) скорости является важной особенностью нормальных волн (рис. 9). В точках, где  $h/\lambda_2 = 1/2; 1; 3/2$  и т. д., фазовые скорости стремятся к бесконечности. Это означает, что вся поверхность колеблется одновременно. В случае  $h/\lambda_2 \rightarrow \infty$  для всех значений  $n$  скорость нормальных волн стремится к  $c_2$  — скорости обычной волны. Волны с нечетными  $n$  называют симметричными, так как движение частиц в них симметрично относительно оси пластины. Волны с четными  $n$  называют антисимметричными.

Переходя к твердому слою, следует отметить, что суть явления (образование стоячих волн по толщине пластины в результате многократного отражения нормальных волн) здесь сохранится, условия образования нормальных волн очень усложняются из-за наличия в пластине продольных и поперечных волн. При отражении эти волны частично трансформируются друг в друга; фаза волны при отражении меняется на число, кратное  $\pi$ . На рис. 10 показана система дисперсионных кривых для пластины из твердых материалов с разными значениями коэффициента Пуассона  $\nu$ .

Нулевыми индексами отмечены типы (моды) волн, которые при увеличении толщины пластины переходят в поверхностную волну. Эти волны существуют при любых частотах и толщинах пластины. Нулевая симметричная мода  $s_0$  соответствует волне расширения.



сжатия, а нулевая антисимметричная мода  $a_0$  соответствует волне изгиба. Волны первого и более высоких порядков возникают при определенных критических значениях  $h/\lambda_s$  для каждой моды. Эти значения соответствуют резонансам колебаний пластины по толщине на продольных и поперечных волнах. Например, мода  $a_1$  возникает, начиная с полуволнового резонанса поперечной волны:  $h/\lambda_s = 1/2$ , симметричная мода  $s_1$  — с полуволнового резонанса продольной волны  $hf = c_l/2$  и т. д. С увеличением толщины пластины фазовые скорости этих мод стремятся к скорости поперечных волн.

Фазовая скорость  $c_p$  определяет скорость распространения фазы волны вдоль пластины. Она позволяет вычислить длину волны и необходима при расчетах условий возбуждения волн (угла падения). Скорость распространения импульса характеризуется групповой скоростью  $c_g = c_p - \lambda \frac{dc_p}{d\lambda}$ , которая нигде не обращается в бесконечность. Она совпадает с фазовой скоростью, когда фазовая скорость слабо зависит от частоты и уменьшается, когда наклон дисперсионных кривых увеличивается (возрастает производная  $dc_p/d\lambda$ ). В частности, при критических значениях  $h/\lambda_s$ , когда фазовая скорость стремится к бесконечности, групповая скорость равна нулю.

В рассмотренных модах нормальных волн частицы среды колеблются в плоскости распространения волны. В пластине возможно распространение других волн, в которых колебания происходят в направлении, перпендикулярном этой плоскости. Эти волны называют  $S_H$ -волнами. Они являются частным случаем волн Лява (обычно это название относят к  $S_H$ -волнам в пластине, граничащей с другими твердыми или жидкими средами). В дальнейшем будем называть такие волны нормальными поперечными волнами. При отражении от границ пластины такие волны не трансформируются, и система дисперсионных кривых аналогична системе, показанной на рис. 9.

Нормальные волны распространяются в пластине как в волноводе на большие расстояния, их успешно применяют для контроля тонких листов, оболочек, труб. Изменение сечения волновода, появление в нем неоднородностей (дефектов) вызывает отражение нормальных волн. Изменения условий распространения волн в волноводе будут вызываться не только поперечными, но и продольными дефектами, например расслоениями, расположенными вдоль направления распространения волны. Напомним, что объемными волнами плохо выявля-

ются дефекты, расположенные вдоль направления распространения волн.

Из рассмотренной выше схемы образования нормальных волн (рис. 8) следует, что для их возбуждения необходимо, чтобы длина волны  $AD$  или  $CB$  был достаточно большим, а длительность импульса (в случае импульсного характера излучения) достаточно большой по сравнению со временем распространения импульса в пластине. В противном случае интерференция лучей в точке  $B$  не происходит, т. е. стоячая волна в поперечном сечении пластины не возникает. Вследствие этого волны Лэмба для контроля пластин толщиной более 3—5 мм не применяют.

Проследим, как происходит преобразование волн Релея в нулевую моду волн Лэмба с уменьшением толщины пластины [9]. Предположим, что в металлической пластине толщиной  $h$  волна Релея возбуждается на верхней поверхности. Оказывается, что, пройдя путь  $L = 0,463\lambda_s e^{2,36h/\lambda_s}$ , где  $\lambda_s$  — длина поверхностной волны, волна перейдет на нижнюю поверхность пластины. Передача совершается постепенно. Затем через интервал  $L$  она вновь возвратится на верхнюю поверхность, и т. д. Такая волна называется псевдорелевской. Длина интервала  $L$  уменьшается с уменьшением  $h$ , и для тонкой пластины можно считать, что две волны Релея одновременно распространяются на верхней и нижней поверхностях.

Природа этого явления заключается в том, что на верхней и нижней поверхностях достаточно толстой пластины возникают волны  $a_0$  и  $s_0$ , близкие по скорости к волне Релея. На верхней поверхности фазы волн совпадают, и они взаимоусиливаются, а на нижней поверхности фазы противоположны, и волны взаимопогашаются. Но скорости мод  $a_0$  и  $s_0$  немного отличаются, и на пути  $L$  волна  $a_0$  отстает от  $s_0$  на длину волны. Это приводит к тому, что волны взаимопогашаются уже на верхней поверхности и усиливаются на нижней.

Рассмотренное явление следует учитывать при контроле деталей, в которых тонкая пластина соприкасается с массивным участком, например тонкая труба приварена к массивной втулке (рис. 11). Для контроля сварочного участка и, в

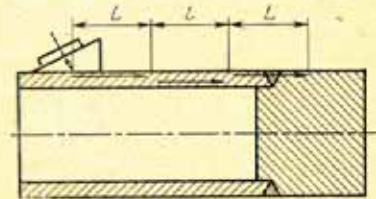


Рис. 11. Контроль сварного шва трубы и втулки псевдорелевской волной



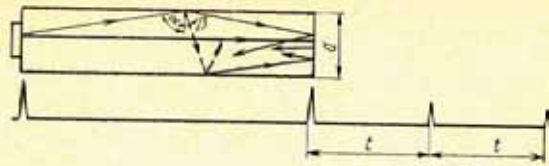


Рис. 12. Схема образования импульсов-спутников.  
— сплошные линии — продольная волна, штриховые — поперечные

частности, сварного шва волну Релея в стенке трубы следует возбудить с таким расчетом, чтобы перед массивным участком она вышла на контролируемую поверхность. В этом случае мешающего отражения от границы тонкого и толстого участков не возникает.

Не рассматривая подробно волны в стержнях, отметим, что в них могут существовать симметричные и антисимметричные нормальные волны, во многом сходные с волнами в пластинах. Кроме того, в стержнях могут распространяться крутильные волны. Сущность их состоит в повороте некоторого сечения стержня вокруг его оси. Стержень, подобно пластине, служит волноводом, и упругие волны могут выявлять в нем как поперечно, так и продольно ориентированные дефекты. Волны в стержнях успешно применяются для контроля прутков и проволок. Сводка различных типов волн и значения их скоростей даны в работе [65, с. 164].

Проследим, как совершается переход от объемных нормальным волнам при уменьшении поперечного сечения пластины или стержня. Если импульс продольной волны излучается и принимается со стороны торца толстого стержня (рис. 12), то первый отраженный сигнал соответствует продольной волне. После этого сигнала приходят импульсы-спутники. Они возникают в результате трансформации расходящихся лучей продольной волны, падающих под большим углом на боковую грань стержня, в поперечную волну. Эта волна пересекает стержень поперек и опять трансформируется в продольную волну. Такие трансформации волна может испытать несколько раз. В результате после сигнала, соответствующего продольной волне, наблюдаются импульсы, отстоящие на интервал времени  $t = \frac{d}{c_l \cos \beta} - \frac{d \operatorname{tg} \beta}{c_t}$  друг от друга. Для стали  $\beta \approx 31^\circ$  (см. п. 3.2).

С уменьшением диаметра  $d$  стержня эти импульсы сближаются и растут по амплитуде. Максимальным является уже не сигнал, соответствующий продольной

волны, а сигнал одного из спутников. При дальнейшем увеличении стержня сигнал продольной волны будет наблюдаться как очень маленький, все сигналы сольются в один импульс, максимум амплитуды которого соответствует нулевой симметричной волне для стержня. Аналогичные явления происходят, когда излучатель-приемник установлен на боковую грань пластины.

Рассмотрим некоторые характеристики волнового процесса на основе решения наиболее простого волнового уравнения (2.5), записанного для потенциала  $\varphi$ :

$$\frac{\partial^2 \varphi}{\partial x^2} = c^2 \Delta \varphi.$$

Для простоты будем считать, что функция  $\varphi$  зависит только от координаты  $x$ :  $\Delta \varphi = \frac{\partial^2 \varphi}{\partial x^2}$ ;  $\frac{\partial^2 \varphi}{\partial t^2} = c^2 \frac{\partial^2 \varphi}{\partial x^2}$ .

Из теории дифференциальных уравнений в частных производных известно, что решение такого уравнения имеет вид  $\varphi = \varphi_1(x-ct) + \varphi_2(x+ct)$ , где  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  — произвольные функции. Первое слагаемое — это волна, распространяющаяся вдоль оси  $x$  в положительном направлении, а второе — волна, распространяющаяся в обратном направлении со скоростью  $c$ . Мы, как правило, будем иметь дело с прямой волной и опускать слагаемое  $\varphi_2$ , поэтому перед  $t$  должен стоять знак минус, если перед  $x$  стоит плюс.

Если распространяющаяся волна является гармонической, то функция  $\varphi = \varphi_1 = \Phi \cos \frac{\omega}{c}(x-ct)$ , где  $\Phi$  — амплитуда,  $\omega(x-ct)/c$  — фаза,  $\omega = 2\pi f$  — круговая частота, а  $f$  — частота колебаний. Другие формы записи гармонической волны  $\varphi = \Phi \cos(kx-ct) = R[\Phi e^{i(kx-ct)}]$ , где  $k = \omega/c = 2\pi/\lambda$  — волновое число,  $\lambda$  — длина волны,  $R$  — действительная часть. Знак  $R$  (действительная часть) обычно не пишется, а лишь подразумевается, и гармоническая плоская волна для случая произвольного направления записывается в виде

$$\varphi = \Phi e^{i(kr-ct)} \quad (2.8)$$

В этой формуле  $kr = k_x x + k_y y + k_z z$  — скалярное произведение радиус-вектора точки в пространстве  $r$  на  $k = \omega/c$ , где  $\mathbf{n}$  — единичный вектор, характеризующий направление волны, а  $k_x$ ,  $k_y$  и  $k_z$  — компоненты векто-



Звуковая энергия складывается из кинетической энергии движения частиц среды и внутренней энергии. Плотность кинетической энергии равна  $\rho|v|^2/2$ . В бегущей волне плотность внутренней энергии равна плотности кинетической энергии, поэтому полная плотность энергии  $E = \rho|v|^2$ . Плотность потока энергии

$$W = cE = \rho c|v|^2 = |pv| = \frac{|p|^2}{\rho c}. \quad (2.9)$$

Среднее значение энергии за период называют интенсивностью (силой) звука. Для плоской бегущей гармонической волны интенсивность

$$I = \frac{1}{2} \frac{|p|^2}{\rho c} = \frac{1}{2} \rho c|v|^2. \quad (2.10)$$

Приведем сводку формул для соотношений основных величин, характеризующих плоскую гармоническую волну в газе или жидкости, выраженных через потенциал скорости:

$$v = jk\varphi; p = j\omega\rho\varphi; u = -\frac{\varphi}{c}; I = \frac{\rho\omega^2}{2c}|\varphi|^2. \quad (2.11)$$

В ультразвуковой дефектоскопии чаще всего приходится сравнивать между собой амплитуды, а реже — интенсивности акустических сигналов. Амплитуды и интенсивности сигналов изменяются в очень широких пределах, поэтому для их сравнения используют логарифмические единицы — децибелы. Число децибел  $N$ , на которое сигнал интенсивностью  $I$  с амплитудой  $A$  отличается от некоторого исходного уровня с интенсивностью  $I_0$  и амплитудой  $A_0$ , равно  $N = 10 \lg \frac{I}{I_0} = 20 \lg \frac{A}{A_0}$ . Здесь  $A$  может означать амплитуду акустического давления или другой величины, характеризующей колебания.

Если  $A > A_0$ , то  $N$  имеет положительное значение, а при  $A < A_0$  — отрицательное. В работе [65] приведена номограмма перевода основных носительных величин (амплитуд сигналов) в децибелы и обратно.

### 2.3. Акустические свойства сред

Свойства сред с точки зрения распространения акустических волн [65] определяются в первую очередь скоростями распространения продольных и поперечных волн. С их помощью могут быть вычислены скорости распространения всех других типов волн, а также константы упругости среды. Важным акустическим свойством среды является импеданс. Импеданс определяют как отношение давления к колебательной скорости вол-

ны. Для бегущей волны отношение  $p/v$  равно произведению плотности на скорость звука. Эту величину среды называют характеристическим импедансом среды.

Уже одно важное для распространения акустических волн свойство сред — затухание акустических волн. В волновых уравнениях (2.5), (2.6) не учитывается ослабления волн, связанное с их затуханием. В реальных средах благодаря внутреннему трению, неидеальным упругим свойствам и другим эффектам затухание звука имеет существенное значение. Затухание учитывается добавлением мнимой части в волновое число  $k = 2\pi/\lambda + j\delta$ . Тогда для плоской волны, распространяющейся вдоль оси  $x$ ,

$$\varphi = \text{Re} e^{j(kx - \omega t) - \delta x}. \quad (2.12)$$

Величину  $\delta$  ( $\text{м}^{-1}$ ) называют коэффициентом затухания. Иногда коэффициент затухания выражают числом отрицательных децибел на участке пути в 1 м. Тогда  $\delta \text{ дБ/м} = 20 \delta \text{ дБ/м} = 8,686 \delta \text{ дБ/м}$ .

Коэффициент затухания складывается из коэффициентов поглощения  $\delta_{\text{п}}$  и рассеяния  $\delta_{\text{р}}$ :  $\delta = \delta_{\text{п}} + \delta_{\text{р}}$ . При поглощении звуковая энергия переходит в тепловую, а при рассеянии энергия остается звуковой, но уходит из направления распространяющейся волны в результате рассеяния от неоднородностей среды. В газах и жидкостях, не взвешенных взвешенными частицами, рассеяние пренебрежимо мало, и затухание определяется поглощением. Коэффициент поглощения пропорционален квадрату частоты. В связи с этим в качестве характеристики поглощения звука в жидкостях и газах вводят величину  $\alpha$ .

Коэффициент поглощения в твердых телах [4, 75] пропорционален или  $f$  (стекло, биологические ткани, металлы), или  $f^2$  (резина, пластмассы), причем коэффициент поглощения для продольных волн больше, чем для поперечных.

Металлы имеют поликристаллическое строение, и в них обычно затухание определяется прежде всего рассеянием. В кристаллах скорость звука имеет разное значение в зависимости от направления его распространения относительно осей симметрии кристалла. Это явление называют упругой анизотропией. В куске металла кристаллы ориентированы самым различным образом, поэтому при переходе ультразвука из одного кристал-



ла в другой скорость звука может измениться в большей или меньшей степени. В результате возникают частичное отражение, преломление ультразвука и трансформация типов волн, что и определяет механизм рассеяния. Чем больше упругая анизотропия кристаллов, тем больше рассеяние. Так, ультразвук сильно затухает в меди, аустенитной коррозионно-стойкой стали; малее в упругая анизотропия вольфрама, алюминия. Альфа-железо и углеродистая сталь относятся к промежуточным материалам в отношении величины упругой анизотропии и рассеяния. Материалы, состоящие из разнородных частиц (бетон, гранит, чугун), характеризуются большим затуханием [83].

Очень большое влияние на величину коэффициента рассеяния в металлах оказывает соотношение средней величины зерен  $\bar{D}$  и длины волны ультразвука  $\lambda$ . При  $\bar{D} \ll \lambda$  происходит рассеяние волны зернами металла как мелкими частицами, при котором коэффициент  $\delta_r$  пропорционален  $f^4$  (релеевское рассеяние). Общее затухание определяется в этом случае формулой

$$\delta = Af + Bf^4 \bar{D}^3, \quad (2.13)$$

где  $A$  и  $B$  — постоянные. Член  $Af$  обусловлен поглощением. Он имеет преобладающее значение при малых  $f$ . В области  $4 \leq \lambda/\bar{D} \leq 10$  коэффициент  $\delta_r$  пропорционален произведению  $\bar{D}f^2$ .

В углеродистой стали зерна состоят из очень большого числа мелких пластинок железа и цементита. Размеры их значительно меньше среднего размера зерен на  $\bar{D}$ . С этим, по-видимому, связан тот факт, что в широком диапазоне частот в мелкозернистых углеродистых сталях (вплоть до  $f=2...4$  МГц) затухание определяется поглощением, т. е. пропорционально частоте.

### Глава 3

#### ОТРАЖЕНИЕ И ПРЕЛОМЛЕНИЕ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛН НА ГРАНИЦАХ СРЕД

##### 3.1. Граница двух полубесконечных сред

Падающая на границу двух сред акустическая волна частично проходит через границу, а частично отра-

жается от нее. При этом может происходить трансформация типов волн. В общем случае на границе двух твердых тел (рис. 13) возникают две (продольная и поперечная) отраженные и две преломленные волны. Направления отраженных и преломленных волн определяются из закона синусов:

$$\sin \beta_e / c_e = \sin \beta_t / c_t = \sin \gamma_e / c_e = \sin \gamma_t / c_t, \quad (3.1)$$

где  $c_e, c_t, c'_e, c'_t$  — скорости распространения продольных и поперечных волн в верхней и нижней средах. Этот закон следует из равенства фазовых скоростей вдоль границы для всех волн. Амплитуды прошедшей  $A_{пр}$  и отраженной  $A_{отр}$  волн характеризуются соответствующими коэффициентами прозрачности  $D = A_{пр}/A_0$  и отражения  $R = A_{отр}/A_0$  для каждого типа возникающих волн ( $A_0$  — амплитуда падающей волны).

При решении задач о поведении волн на границе сред эффективно использовать понятие нормального импеданса границы [7]. Рассмотрим вначале случай жидких или газообразных сред. Нормальный импеданс волны здесь определяют как отношение акустического давления к нормальной составляющей колебательной скорости:

$$Z = \frac{p}{v_n} = \frac{\rho c}{\cos \theta}, \quad (3.2)$$

где  $\theta$  — угол между осью  $x$  и направлением волны.

Для расчета коэффициентов прозрачности и отражения имеются два граничных условия: равенство давлений и нормальных составляющих колебательной скорости сверху и снизу от границы. Из них следует, что при  $x=0$  суммарные импедансы волн сверху и снизу от границы равны:

$$\frac{\Sigma P}{\Sigma v_n} \Big|_{сверху} = \frac{\Sigma P}{\Sigma v_n} \Big|_{снизу} = Z_{г}, \quad (3.3)$$

Из (3.3) с учетом соотношения (3.1) и обозначая коэффициент отражения в отраженной волне  $\rho_0 R$ , найдем  $\frac{1+R}{1/2 - R/2} =$

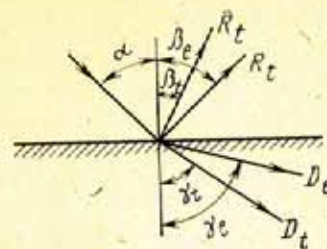


Рис. 13. Отражение и преломление волн на границе двух твердых тел



$=Z_n$ . Решая относительно  $R$ , получим

$$R = \frac{Z_n - Z}{Z_n + Z}. \quad (3.4)$$

Снизу от границы в рассматриваемом случае  $Z_n = Z' = \rho' c' / \cos \gamma$ , поэтому

$$R = \frac{\rho' c' / \cos \gamma - \rho c / \cos \alpha}{\rho' c' / \cos \gamma + \rho c / \cos \alpha}. \quad (3.5)$$

В дальнейшем рассмотрим случаи, когда импеданс границы  $Z_n$  характеризуется более сложными выражениями, однако формула (3.4) останется справедливой. Используя закон равенства импедансов сверху и снизу от границы (его можно получить из равенства давлений при  $x=0$ ), получим  $1+R=D$ . Отсюда  $D = \frac{2Z'}{Z'+Z}$ .

Рассмотрим соотношение энергии падающей и преломленной волн. Интенсивность звука  $I = |\rho|^2 / 2\rho c$ . Для определения доли прошедшей и отраженной энергии можно выделить компоненту потока энергии, нормальную к границе. Эти компоненты для падающей и преломленной волн соответственно равны:  $I_n = I \cos \alpha$ ,  $I'_n = I' \cos \gamma$ . Отсюда коэффициент прозрачности по энергии

$$\tilde{D} = \frac{4ZZ'}{(Z'+Z)^2}. \quad (3.6)$$

Сопоставление со значением  $D$  по амплитуде давления показывает, что  $\tilde{D}$  равен произведению величин  $D$  при прохождении через границу в прямом и обратном направлениях. Это положение важно для дефектоскопии, поскольку при введении акустических волн в объект контроля через какую-либо промежуточную среду волна обычно проходит через границу в двух направлениях, оно сохраняется для границ любых сред. Коэффициент отражения по интенсивности  $\tilde{R} = R^2$ . С учетом этого легко проверить соблюдение закона сохранения энергии  $\tilde{R} + \tilde{D} = 1$ .

Рассмотрим случай, когда скорость звука в нижней среде больше, чем в верхней (см. рис. 13). С увеличением угла  $\alpha$  волна в нижней среде быстро приближается к границе и при  $\alpha' = \arcsin c/c'$  сольется с ней. Значение  $\alpha = \alpha'$  называют критическим. Если  $\alpha > \alpha'$ , то

$\sin \gamma = \frac{c'}{c} \sin \alpha > 1$ . Это вполне допустимо с точки зрения

теории комплексных чисел:  $\cos \gamma = \sqrt{1 - \left(\frac{c'}{c} \sin \alpha\right)^2} = -jC$ . В выражение для преломленной волны в этом случае войдет множитель  $e^{-k'cy}$ . Он показывает, что эта волна затухает с увеличением расстояния  $y$  от поверхности, причем тем быстрее, чем угол  $\alpha$  больше критического значения. Волна такого вида относится к типу неоднородных волн. Импеданс  $Z'$  будет мнимым:

$$Z' = \frac{\rho' c'}{\cos \gamma} = \frac{\rho' c'}{j \sqrt{\left(\frac{c'}{c} \sin \alpha\right)^2 - 1}} = -jZ'_1. \quad (3.7)$$

Коэффициент отражения  $R = \frac{-jZ'_1 - Z}{-jZ'_1 + Z}$  является комплексной величиной, причем  $|R| = 1$ , т. е. отраженная волна имеет амплитуду, равную амплитуде падающей волны, но изменяет при отражении свою фазу.

Изменение этой фазы на величину, не кратную  $\pi$ , при углах больше критического приводит к явлению не зеркального отражения. Экспериментально установлено [7], что если на границу раздела сред падает отраженная плоская волна под углом, несколько большим критического, то отраженный пучок лучей как бы смещается вдоль поверхности тела относительно падающего (рис. 14). Смещение  $\Delta$  такое, как если бы отражение происходило зеркально от некоторой мнимой границы, расположенной на некоторой глубине  $h$  под действительной поверхностью  $\Delta = 2htg\alpha$ . Разность фаз волны, отразившейся от мнимой границы, т. е. прошедшей путь  $DEB$ , и прямой волны, прошедшей путь  $DB$ , согласно (2.12) равна  $2kh \cos \alpha$ .

Оказывается, что значение совпадает с изменением фазы коэффициента отражения. Смещение пучка  $\Delta$  тем больше, чем ближе угол падения  $\alpha$  к критическому значению. Поэтому данное явление можно рассматривать как перенос энергии

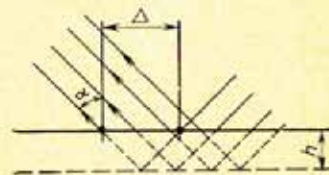


Рис. 14. Смещение пучка волн при незеркальном отражении



вдоль поверхности неоднородной волной. Чем ближе угол  $\alpha$  к критическому значению, тем больше амплитуда неоднородной волны на заданной глубине, тем большее расстояние она пробегает вдоль поверхности.

Если первой и второй средой являются твердые тела, то из закона синусов (3.1) вытекает возможность существования целого ряда критических углов. Первый критический угол существует, когда падающая волна продольная и  $c'_1 < c_1$ . Он соответствует условию слияния преломленной продольной волны с поверхностью, т. е.  $\alpha' = \arcsin \frac{c_1}{c'_1}$ . Вдоль границы в этом случае распро-

страняется неоднородная волна. Как отмечалось в п. 2.2, эту волну, называемую головной, используют для целей дефектоскопии. Если преобразователь соприкасается лишь с небольшим участком поверхности объекта контроля (изделия), а остальная часть его поверхности свободна, то головная волна должна обращаться в нуль на этой поверхности для выполнения граничных условий — напряжения на поверхности равны нулю. Под поверхностью объекта головная волна имеет максимальное значение напряжения. Это значение располагается на луче, составляющем угол  $\sim 12^\circ$  с поверхностью (для стали) [37]. Итак, с помощью головной волны можно обнаружить подповерхностные дефекты, при этом головная волна нечувствительна к неровностям поверхности объекта контроля.

Второй критический угол  $\alpha''$  существует, когда падает продольная волна и  $c_1 < c'_1$ . Он соответствует условию слияния с поверхностью преломленной поперечной волны, т. е.  $\alpha'' = \arcsin \frac{c'_1}{c_1}$ . Соответствующую неоднородную волну трудно отличить от поверхностной релеевской волны.

Третий критический угол  $\alpha'''$  существует при падении поперечной волны. Поскольку  $c_1 < c'_1$  при  $\alpha''' = \arcsin(c_1/c'_1)$  продольная отраженная волна сольется с поверхностью и станет неоднородной.

Граничных условий всегда достаточно для определения амплитуд всех отраженных и преломленных волн. Например, на границе двух плотно соединенных твердых тел имеются четыре условия (равенство нормальных и тангенциальных смещений и напряжений по обе стороны от границы), позволяющих рассчитать четыре вол-

ны, показанные на рис. 13. На практике часто встречается случай двух твердых тел, разделенных очень тонким слоем жидкости. Слой настолько тонкий, что изменением фазы волны при его прохождении можно пренебречь, однако наличие его приводит к появлению четырех других граничных условий: нормальные напряжения и смещения равны, а тангенциальные напряжения по обе стороны от границы обращаются в нуль.

Формулы для коэффициентов отражения и прозрачности для случая двух твердых тел или жидкости и твердого тела могут быть получены путем обобщения соответственных, выведенных ранее для границы двух жидкостей. Формулы (3.4) и (3.6) можно записать:

$$R = (\Sigma Z - 2Z_{\text{пад}}) / \Sigma Z, \quad (3.8)$$

$$D = 4Z_{\text{пад}}Z_{\text{пр}} / |\Sigma Z|^2, \quad (3.9)$$

где  $\Sigma Z$  — сумма импедансов всех отраженных и преломленных волн;  $Z_{\text{пад}}$  — импеданс падающей волны;  $Z_{\text{пр}}$  — импеданс прошедшей волны. В этом обобщенном виде формулы пригодны для случая, когда одна или обе среды — твердое тело, причем формулу (3.8) применяют для расчета отраженной волны, одинаковой по типу с падающей, а формулу (3.9) — для расчета всех коэффициентов прозрачности и коэффициента отражения для волны, не одинаковой по типу с падающей. Импедансы для продольной и поперечной волн в твердом теле имеют вид

$$Z_l = \frac{\rho c_l}{\cos \theta_l} \cos^2 2\theta_l; \quad Z_t = \frac{\rho c_t}{\cos \theta_t} \sin^2 2\theta_t,$$

где  $\theta_l$  и  $\theta_t$  — углы между направлением распространения соответствующих волн и нормалью к поверхности. При углах, больших критического значения, соответствующие импедансы становятся мнимыми подобно (3.7).

В качестве примера приведем формулу коэффициента прозрачности по энергии для поперечной волны при падении продольной волны на границу двух твердых тел, разделенным тонким слоем жидкости:

$$D_H = \frac{4Z_l Z_t}{(Z_l + Z_t + Z'_l + Z'_t)^2}. \quad (3.10)$$

Штрихом отмечены импедансы для нижней среды.

На рис. 15 показаны углы и коэффициенты отражения и прозрачности по энергии, рассчитанные для сред, весьма часто встречающихся в дефектоскопии: плексиглас—масло—сталь. На границу падает продольная волна, скорость которой  $c_1 < c'_1$ , поэтому имеются



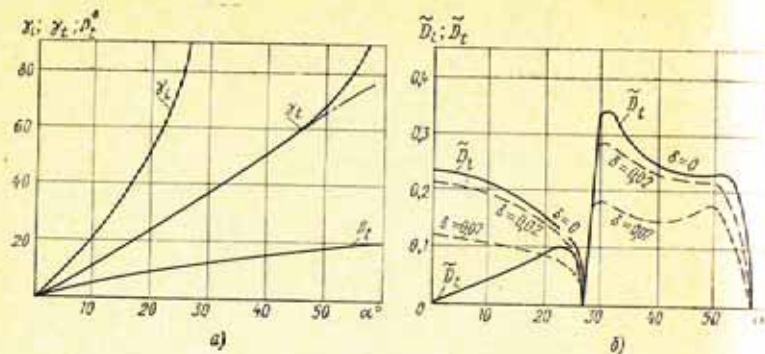


Рис. 15. Углы отражения, преломления (а) и коэффициенты прозрачности (б) при падении продольной волны из плексигласа ( $\rho = 1180 \text{ кг/м}^3$ ,  $c = 2640 \text{ м/с}$ ) на границу со сталью ( $\rho = 7800 \text{ кг/м}^3$ ,  $c_t = 5900 \text{ м/с}$ ,  $c_l = 3230 \text{ м/с}$ ): б — толщина контактного слоя масла, отнесенная к длине волны ультразвука; штрихпунктирная кривая соответствует экспериментальному значению угла преломления для преобразователя с произведением диаметра на частоту 30 мм·МГц (см. п. 7.4)

два критических угла, при которых все коэффициенты прозрачности и коэффициент отражения  $R_{ll}$  обращаются в нуль, а коэффициент отражения  $R_{ll} = 1$ . Математически это связано с обращением в бесконечность импеданса волны, сливающейся с поверхностью, а физически означает смещение энергии вдоль поверхности неоднородной волной.

Явления на границе раздела пластмасса—металл или жидкость—металл очень часто используют в дефектоскопии для возбуждения волн определенного типа в заданном направлении. Из рис. 15 видно, что в области малых углов падения ( $0-10^\circ$ ) в стали существует практически только продольная волна, а поперечная волна очень слаба. Эту область используют для возбуждения продольных волн с углом наклона к поверхности до  $20^\circ$ , например в разделяющих искателях.

Далее, вплоть до первого критического угла, идет область существования одновременно двух типов волн. Наличие интенсивных продольной и поперечной волн в объекте контроля затрудняет расшифровку результатов контроля, поэтому эти области углов падения используют в дефектоскопии редко. Однако последнее время в связи с применением продольных волн для контроля аустенитных сталей создают искатели с углами плексигласовых призм до  $25^\circ$ , несмотря на помехи, связанные с поперечными волнами.

При первом критическом угле наиболее интенсивно возбуждается головная волна. Она, по-видимому, возникает как в результате прямого преломления падающей продольной волны, так и в результате возникновения поверхностно-продольной вытекающей волны, трансформирующейся в продольную и поперечную волны.

В интервале между первым и вторым критическими углами существует только поперечная волна. Эту область весьма часто используют в ультразвуковой дефектоскопии для возбуждения наклонных

волн — комбинации поперечных волн. За вторым критическим углом при определенном угле падения возбуждается поверхностная волна.

На практике весьма трудно получить плоскую волну, для которой строго выполняются приведенные выше формулы и формулы для коэффициентов отражения и преломления. Вместо этого используют сферические волны, расходящиеся в пределах некоторого телесного угла. Поэтому значения коэффициентов отражения и преломления усредняют в некотором интервале углов падения, вследствие чего экспериментально измеренные значения несколько отличаются от теоретических.

### 3.2. Свободная поверхность твердого тела

В ультразвуковой дефектоскопии весьма часто приходится встречаться с отражением от свободной поверхности волны, распространяющейся внутри твердого тела. Амплитуду возникающих продольных и поперечных волн определяют из условий равенства нулю на границе нормальных и тангенциальных напряжений. Углы и коэффициенты отражения для стали показаны в работе [66, стр. 172]. Максимумы коэффициентов отражения по амплитуде смещения на этих графиках для трансформированных волн больше единицы. Однако с учетом того, что при трансформации происходит изменение плоскости колебаний и скорости распространения волн, максимум сохранения импульса и энергии при этом не нарушаются.

При падении поперечной волны существует третий критический угол  $\alpha'''$ , равный  $33^\circ 30'$  для стали. При углах больше критического коэффициент отражения продольной волны обращается в нуль, а поперечной — равен по модулю единице. Однако при этом изменяется направление волны, в результате чего возникает явление незеркального отражения. Смещение энергии вдоль поверхности необходимо учитывать при расчете амплитуды рассеяния от дефектов вблизи отражающей поверхности.

При углах  $68^\circ$  для продольных и  $31^\circ$  для поперечных волн в стали (эти углы связаны между собой законом Снеллиуса) коэффициенты отражения нетрансформированной волны в стали имеют минимум. Это означает, что возникающая часть энергии при данных углах падении переходит в трансформированную волну. Соот-



вует второй слой, то  $Z'$  определяют по формуле, аналогичной (3.11), и т. д.

Если толщина слоя равна целому числу полуво-  
 $h = n\lambda_c/2$ , то  $k_c h = n\pi$  и  $Z_{вх} = Z' = \rho'c$ . Таким образом, полуволновой граничный слой как бы не влияет на отражение и прохождение монохроматической волны. При наклонном падении волны это же положение имеет место, когда  $k_c h \cos\theta = n\pi$ , что соответствует условию (2.7) образования нормальных волн в слое. Если толщина слоя равна нечетному числу четвертей волн, то

$$k_c h = (2n+1)\pi/2, \quad Z_{вх} = z_c^2/z', \quad \text{и} \quad R_{1/4} = \frac{z_c^2 - z'}{z_c^2 + z'}. \quad \text{В}$$

числив величину модулей  $R$  для полуволнового  $R_{1/2}$  и четвертьволнового  $R_{1/4}$  слоев, легко показать, что  $|R_{1/4}| - |R_{1/2}| > 0$ , когда характеристические импедансы сред одновременно больше или меньше характеристического импеданса слоя. В этом (симметричном) случае минимумы коэффициентов отражения, равны коэффициенту отражения в отсутствие слоя, достигаются при  $h = n\lambda_c/2$ , а максимумы — при  $h = (2n+1)\lambda_c/4$ . В несимметричном случае, когда характеристический импеданс слоя лежит в интервале между характеристическими импедансами сред, наоборот, при  $h = (2n+1)\lambda_c/4$  достигаются минимумы отражения. Следовательно, несимметричный четвертьволновой слой улучшает прохождение волн через границу. Полное «просветление» границы ( $D=1$ ;  $k=0$ ) достигается при условиях  $z_c = \sqrt{z z'}$ ;  $h = (2n+1)\lambda_c/4$ .

Таким образом, коэффициенты отражения и прохождения вызывают осцилляции при изменении соотношения  $h/\lambda_c$ . Существенные максимумы и минимумы объясняется интерференцией волн в слое. Например, для несимметричного случая сравним фазы волн: проходящей непосредственно через слой и испытавшей отражения на границах слоя. Предположим, что  $\rho c > \rho_c c_c > \rho' c'$ ,  $h = \lambda_c/4$ . Запаздывание фазы волны, непосредственно прошедшей слой, равно  $2\pi h/\lambda_c = \pi/2$ . Запаздывание фазы волны, испытавшей двойное отражение на границах, равно  $2\pi 3h/\lambda_c = 3\pi/2$  плюс сдвиг фазы при отражениях. От более «жесткой» границы волна отражается без изменения фазы (по акустическому давлению), а при отражении от более «мягкой» нижней границы фаза волны изменяется на обратную (здесь  $R < 0$ ). Таким образом, общее изменение фазы этой волны равно  $3\pi/2 + \pi$ . Вычитая из этого фазу непосредственно прошедшей волны, получим  $5\pi/2 - \pi/2 = 2\pi$ . Таким образом, фазы волн совпадают, и при интерференции амплитуда суммарной волны увеличивается. Если толщина слоя  $h = n\lambda_c/2$ , то интерферирующие волны находятся в противофазе, и амплитуда суммарной волны уменьшается.

Рассмотренный нами элементарный случай соответствует падению на границу монохроматической волны при отсутствии затухания звука в средах. Изучение более близкого к реальному случаю падения на границу разрыва звукового импульса и учет затухания звука в средах показывают, что осцилляции коэффициентов отражения и прозрачности уменьшаются по мере роста  $h/\lambda_c$ . Это объясняется уменьшением амплитуды колебаний интерферирующих волн по мере увеличения  $h$ . Следовательно, чтобы добиться оптимального просветления границы в реальном случае, следует брать наиболее тонкий просветляющий слой  $h = \lambda_c/4$ .

Рассмотрим очень тонкий слой с характеристическим импедансом  $z_c = \rho_c c_c$ , по обе стороны от которого расположена одинаковая среда с  $z = \rho c \gg z_c$ . В этом случае  $\lg kh \approx kh$  и

$$R = \frac{1}{1 + \left(\frac{z_c \lambda_c}{\pi h z}\right)^2}. \quad (3.14)$$

Рассчитаем коэффициенты отражения и прозрачности по полученным формулам для некоторых наиболее важных случаев. Для зазора воздух — сталь из (3.5) находим  $R = 99,9963\%$ , т. е. энергия практически полностью отражается. Если в стальном изделии имеется зазор толщиной 0,0001 мм, то по формуле (3.14) при частоте  $\nu = 10^4$   $R = 99,84\%$ , т. е. также практически полное отражение.

Если при толщине зазора  $10^{-6}$  мм  $R = 86\%$ , и наблюдается заметное затухание звука. Проведенные расчеты позволяют сделать вывод, что ультразвуковые волны практически полностью отражаются от микронных ( $10^{-4}$ — $10^{-5}$  мм) зазоров в металле, например сварных швах. Такое же сильное отражение будет наблюдаться от границы преобразователя с объектом контроля, если не заполнить этот зазор жидкостной пленкой. Дефекты, заполненные окислами или другими веществами, будут тем хуже отражать ультразвук, чем больше акустические свойства заполняющего дефект вещества и объекта контроля. Такие плохо отражающие ультразвук дефекты в виде воздушных пленок иногда встречаются в некоторых отливках, сварных и сварных соединениях.

## Глава 4 ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗЛУЧАТЕЛИ И ПРИЕМНИКИ УЛЬТРАЗВУКА

### 4.1. Пьезоэлектрические материалы и их свойства

В современных ультразвуковых дефектоскопах для излучения и приема ультразвука чаще всего используют



пьезоэлектрический эффект. Прямой пьезоэффект состоит в появлении электрических зарядов на поверхностях пьезоэлемента в результате его деформации. Обратный пьезоэффект заключается в деформации пьезоэлемента под действием внешнего электрического поля.

В ультразвуковой дефектоскопии пьезоэлементы обычно имеют форму пластин. Наиболее широко используемый тип деформации — растяжение-сжатие пластины по толщине. Обратный пьезоэффект, вызывающий такую деформацию, применяют для излучения продольных волн, а прямой пьезоэффект, связанный с деформацией по толщине, — для приема этих волн. Для возбуждения и приема поперечных волн используют деформацию сдвига по толщине. В этом случае для передачи деформации от пластины к изделию недостаточно смазка поверхности маслом, как в случае излучения и приема продольных волн, так как через жидкость поперечные волны передаются плохо. Пластина должна быть приклеена к поверхности изделия. Для этого обычно используют легкоплавкие клеящие вещества типа воска или циакрина. В низкочастотных ультразвуковых дефектоскопах используют контурную деформацию пластин, связанную с растяжением-сжатием и сдвигом пьезопластины в направлениях, перпендикулярных толщине. При расширении-сжатии пластины по ширине и длине происходит изменение толщины, что приводит к возбуждению продольных волн. Поперечные волны не возбуждаются при подобных деформациях пластины, если она не приклеена к изделию.

Пьезоэлемент, будучи кристаллом или поляризованной керамикой, не является изотропным веществом. Свойства его зависят от направления относительно кристаллических осей или оси поляризации, поэтому соответствующие константы являются тензорными величинами. В дальнейшем мы, однако, будем рассматривать колебания по толщине соответствующим образом ориентированных пластин при таком же расположении электрического поля (в направлении координаты  $x$ ). Свойства пластин будем характеризовать значениями констант для этого направления. При этом мы не будем специально подчеркивать тензорный характер констант и векторный характер величин, характеризующих поле, учитывая, однако, запреты, налагаемые при тензорном и векторном исчислении.

Будем характеризовать упругое поле двумя введенными ранее величинами: напряжением  $T_{xx}=T$  и деформацией  $\epsilon_{xx}=du_x/dx=du/dx$ . Связь между ними в непьезоэлектрических материалах определяется модулем упругости. В пьезоэлектриках кроме упругих сил действуют электрические, поэтому понятие модуля упругости применимо при условии постоянства этих сил. Введем модуль упругости  $c_D$  при постоянном электрическом смещении  $D$ :

$$T = c_D \frac{du}{dx} \quad (4.1)$$

В непьезоэлектрических материалах  $c_D = \lambda + 2\mu$ . Соответственно скорость распространения звука в пластине выражается формулой

$$c_s = \sqrt{c_D/\rho_1} \quad (4.2)$$

Электрическое поле будем характеризовать двумя величинами: напряженностью  $E_{xx}=E$  и смещением или электростатической индукцией  $D_{xx}=D$ . Как известно, эта величина характеризует электрическое поле внутри вещества с учетом образовавшихся в нем электрических зарядов. Между векторами  $\mathbf{E}$  и  $\mathbf{D}$  в непьезоэлектрических материалах существует простая связь:

$$D = \epsilon_0 E \quad (4.3)$$

где  $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$  Ф/м — диэлектрическая постоянная вакуума, а  $\epsilon$  — диэлектрическая постоянная вещества. Для пьезоматериалов формула (4.3) справедлива только при условии постоянной деформации материала. Диэлектрическая постоянная  $\epsilon$  определяет свойства пьезопластины как плоского конденсатора.

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon S}{A_1} \quad (4.4)$$

где  $S$  и  $A_1$  — площадь и толщина пластины.

Пьезоэлектрические свойства характеризуют четыре константы, связывающими  $T$  и  $du/dx$  с  $E$  и  $D$  [75]. Мы, однако, будем использовать только одну из них — диэлектрическую постоянную  $\epsilon$ . В недеформированном пьезоматериале внутренние напряжения  $T_1$  связаны с напряженностью электрического поля  $E$  формулой  $T_1 = eE$ . Для деформированных напряжений, действующих на пьезоматериал,  $T = -T_1$ , поэтому для обратного пьезоэффекта

$$T = -eE \quad (4.5)$$



Формула для прямого пьезоэффекта, выражающая обратную связь между электрическими и механическими полями, не может быть записана как  $E = -T/e$ . Это выражение неверно, поскольку  $e$  — тензорная величина, а значение обратного тензора определяется сложным выражением. Вместо этого для прямого пьезоэффекта запишем формулу

$$D = e \frac{\partial u}{\partial x}, \quad (4.6)$$

которая справедлива в отсутствие внешнего электрического поля  $E$ .

Результат совместного действия электрического и упругого полей, согласно (4.1), (4.2), (4.5) и (4.6), записывают в виде уравнений в частных производных:

$$T = c_D \frac{\partial u}{\partial x} - \frac{e}{\epsilon_0 \epsilon} D, \quad (4.7)$$

$$E = -\frac{1}{\epsilon_0 \epsilon} D - \frac{e}{\epsilon_0 \epsilon} \frac{\partial u}{\partial x}. \quad (4.8)$$

В действительности  $e$  является тензорной величиной, и вместо  $e/\epsilon$  вводят пьезоэлектрическую постоянную  $h$ . Однако компоненты тензора  $e$  не очень сильно отличаются друг от друга, поэтому для простоты изложения будем рассматривать  $e$  как скалярную величину.

Для дальнейшего анализа важное значение имеет понятие коэффициента электромеханической связи  $\beta$ . Он определяется как отношение взаимной упругой и электрической энергии пьезоэлектрического преобразователя к среднему геометрическому значению суммарной плотности упругой и электрической энергии. Внутренняя энергия пьезопреобразователя  $W = \frac{1}{2} T \frac{\partial u}{\partial x} + \frac{1}{2} \times DE$ . Подставляя  $T$  и  $E$  из (4.7) и (4.8), получим

$$W = \frac{1}{2} c_D \left( \frac{\partial u}{\partial x} \right)^2 - \frac{e}{\epsilon_0 \epsilon} D \frac{\partial u}{\partial x} + \frac{1}{2} \frac{1}{\epsilon_0 \epsilon} D^2.$$

Первый член этого выражения соответствует механической энергии пьезопреобразователя, второй — удвоенной взаимной упруго-электрической энергии, а третий — электрической энергии. Согласно определению

$$\beta = \frac{\frac{1}{2} \frac{e}{\epsilon_0 \epsilon} D \frac{\partial u}{\partial x}}{\frac{1}{2} \sqrt{\frac{c_D}{\epsilon_0 \epsilon} D \frac{\partial u}{\partial x}}},$$

$$\beta^2 = \frac{e^2}{c_D \epsilon_0 \epsilon} = \frac{e^2}{\rho_1 c_1^2 \epsilon_0 \epsilon}. \quad (4.9)$$

Как будет показано ниже, именно квадрат коэффициента электромеханической связи определяет чувствительность пьезопреобразователя при излучении и приеме звука. Основные свойства некоторых пьезоматериалов указаны в работе [65].

### 4.2. Основные соотношения, определяющие работу пьезоэлектрических преобразователей

В преобразователях ультразвуковых дефектоскопов (рис. 18) пластина 1 является важнейшим чувствительным элементом. Плоскости ее покрыты электродами 3. Пьезопластина приклеена к демпферу 2. Между пластиной и средой 6, в которую излучается ультразвук, располагается несколько тонких слоев: электрод, протектор 4, защищающий пластину от повреждений, и прослойка масла 5 (в случае контактного варианта контроля). Иногда протектор делают многослойным с целью оптимизации тех или иных свойств искателя. Таким образом, пьезопластина работает в условиях довольно сложной акустической нагрузки. Для общности представим пьезопластину с характеристическим акустическим импедансом  $z_1 = \rho_1 c_1$  нагруженной на две стороны входными импедансами  $Z_0$  и  $Z_2$  (рис. 19). Пьезопластина толщиной  $h_1$  считается бесконечно протяженной в направлении, перпендикулярном  $x$ , так что в дальнейшем краев пластины пренебрегаем. Пьезопреобразователь подключен к электрической цепи с генератором  $E$ , в результате действия которого на электродах пьезоэлементом возбуждается переменное напряжение (разность потенциалов)  $\Delta\phi$ .

Задача дальнейшего исследования заключается в том, чтобы построить эквивалентную электрическую схему пьезоизлучателя, в которой он был бы представлен в виде некоторой пассивной нагрузки  $z_n$  (это нужно для создания теории резонансного метода контроля), и найти выражение для волны, излучаемой в изделие. Это нужно для расчета режима излучения в эхо- и темном методах. Задачу по расчету колебаний пьезопреобразователя, имеющего электрические и акустические нагрузки, принято называть задачей об электроакустическом тракте дефектоскопа.



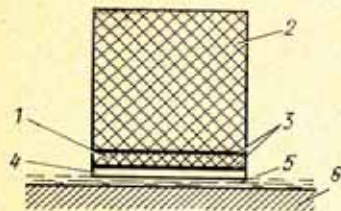


Рис. 18. Схема пьезопреобразователя

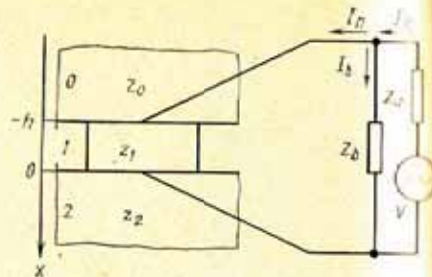


Рис. 19. Расчетная схема электроакустического тракта

Для решения ее нужно прежде всего выразить  $D$  в формуле (4.7) через параметры электрической цепи. Проинтегрируем (4.8) по толщине пластины  $h_1$ . В результате получим

$$D = \frac{\epsilon_0 \epsilon}{h_1} \Delta \varphi + \frac{e}{h_1} \Delta u, \quad (4.10)$$

где  $\Delta u$  — разность смещений граней пластины, т. е. суммарное изменение ее толщины. Из уравнений Кирхгофа для электрической цепи (см. рис. 19) можно найти

$$\Delta \varphi = \frac{z_b (V - z_a I_n)}{z_a + z_b}.$$

Ток  $I_n$ , текущий через пьезопластину, — ток смещения, т. е. ток, связанный с поляризацией диэлектрика.  $I_n = S \partial D / \partial t$ . Считая, что генератор работает в режиме гармонических колебаний  $V = V_0 e^{-j\omega t}$ , найдем  $I_n = -j\omega S D$ . Используя выражение (4.10), получим

$$I_n = \frac{B}{-j\omega C} \left[ V + \left( 1 + \frac{z_a}{z_b} \right) \frac{e}{\epsilon_0 \epsilon} \Delta u \right]; \quad (4.11)$$

$$\Delta \varphi = B \left( V - \frac{z_a}{z_b} \frac{e}{\epsilon_0 \epsilon} \Delta u \right); \quad (4.12)$$

$$B = \frac{1/z_a}{1/z_a + 1/z_b - j\omega C} = \frac{1}{1 + z_a/z_b - j\omega C z_a}.$$

Подставив (4.10) и (4.12) в (4.7), получим

$$T = c_D \frac{\partial u}{\partial x} - \frac{e}{h_1} \Delta \varphi - \frac{e^2}{h_1 \epsilon_0 \epsilon} \Delta u. \quad (4.13)$$

Уравнение (4.13) является важным промежуточным результатом. Первый член правой его части показывает связь напряжения с деформацией, соответствующую обычным условиям распространения упругих волн. Второй член дает механическое напряжение, вызываемое

генератором электрических колебаний. Третий член показывает влияние изменения толщины пластины  $\Delta u$  на процесс колебаний. Если  $e$  мало (например, у кварца), то этим членом можно пренебречь. Но для пьезоэлектрических материалов он играет заметную роль. Для нахождения  $\Delta u$  и колебаний нижней (излучающей в дальнее) грани пластины  $u|_{x=0}$  необходимо решить систему уравнений, определяющих условия на границах пьезопластины:

$$T \Big|_{x=h_1} = -Z_0 \frac{\partial u}{\partial t} \Big|_{x=h_1}; \quad T \Big|_{x=0} = -Z_2 \frac{\partial u}{\partial t} \Big|_{x=0}. \quad (4.14)$$

Выражения (4.14) связывают упругие напряжения и колебательные скорости через входные импедансы верхней  $Z_0$  и нижней  $Z_2$  сред. Отличие их от выражения (4.7) состоит в том, что вместо давлений введены напряжения с обратным знаком. Величины  $T$  определяются по уравнению (4.13). В пластине распространяются две волны в прямом и обратном направлениях с разными амплитудами. Условия (4.14) позволяют найти эти амплитуды. Подробные вычисления приведены, например, в работе [38]. Здесь дадим окончательный результат.

Колебания пластины по толщине

$$\Delta u = \frac{\epsilon B V}{j\omega h_1 \epsilon_1} \frac{F}{1 + jg \left( 1 + \frac{z_a}{z_b} \right) F B}. \quad (4.15)$$

$$\Delta u \text{ где } F = \frac{\xi_1 + \xi_2}{\zeta}; \quad \xi_1 = 1 - \cos k_1 h_1 - j \frac{Z_0}{z_1} \sin k_1 h_1;$$

$$\xi_2 = 1 - \cos k_1 h_1 + j \frac{Z_2}{z_1} \sin k_1 h_1; \quad \xi_3 = \frac{Z_2 - Z_0}{z_1} \cos k_1 h_1 -$$

$$- j \left( 1 - \frac{Z_1 Z_0}{z_1^2} \right) \sin k_1 h_1; \quad g = \frac{e^2}{\epsilon_0 \epsilon h_1 \omega z_1} = \frac{\beta^2 f_0}{\pi f},$$

частота, при которой толщина пластины равна половине длины волны;  $k_1$  и  $z_1 = \rho_1 c_1$  — волновое число и характеристический импеданс пьезопластины;  $\beta$  — коэффициент электромеханической связи.

Подставив (4.15) в (4.11) и (4.12), найдем формулу для эквивалентной проводимости пьезопластины:

$$\frac{1}{y_0} = \frac{I_n}{\Delta \varphi} = -j\omega C - \frac{g\omega C F}{1 + jgF}. \quad (4.16)$$



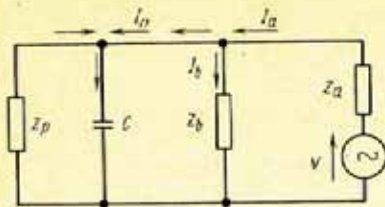


Рис. 20. Эквивалентная электрическая схема пьезоизлучателя

Для расчета излучения ультразвука при контроле методами отражения и прохождения нужно определить напряжение  $T$  бегущей волны в ближайшей к пьезопластине протяженной среде. Протяженной будем называть среду, время пробега ультразвука в которой больше длительности ультразвукового импульса, вследствие чего в ней не возникает интерференции прямой и обратной волн. Протяженной средой является изделие (при контроле нормальным контактным искателем), призма наклонного искателя или иммерсионная жидкость.

При расчете определяют напряжение на нижней грани пьезопластины, а затем учитывают прохождение ультразвука через тонкие слои, примыкающие к этой границе. Эту задачу решают подобно задаче о прохождении звука через тонкий слой (см. п. 3.3). Множитель, учитывающий прохождение ультразвука через слой от второго до  $n$ -го (номер 1 присвоен пьезопластине), имеет вид

$$G = \prod_{i=2}^n \left( \cos k_i h_i - \frac{Z_{i+1}}{z_i} \sin k_i h_i \right),$$

где  $h_i$ ,  $k_i$ ,  $z_i = \rho_i c_i$  — толщина, волновое число и характеристический импеданс слоя  $i$ ;  $Z_{i+1}$  — входной импеданс следующего слоя.

В результате искомая величина напряжения волны в протяженной среде

$$T = \frac{eB}{h_1} V \frac{z}{z_1} F_1 G. \quad (4.17)$$

Здесь  $F_1 = \frac{\xi_1 / \xi_3}{1 + ig(1 + z_a / z_b) FB}$ ,  $z$  — характеристический импеданс протяженной среды. Если преобразователь граничит с протяженными средами (без промежуточных слоев), то в формулах (4.15), (4.16) и (4.17) входные импедансы равны  $Z_0 = z_0 = -\rho_0 c_0$ , а  $Z_2 = z = \rho c$ .

Это соответствует эквивалентной схеме, показанной на рис. 20, где пьезопластина представлена в виде параллельно включенных емкостной  $C$  и пьезоэлектрической  $I_b$  нагрузок. Последняя в общем случае имеет активную и реактивную составляющие.

Для оценки промежуточных слоев акустические импедансы рассчитывают по формулам, подобным (3.11).

Рассмотрим структуру формулы (4.17). Напряжение прошедшей волны пропорционально множителю  $\frac{eB}{h_1} V$ , определяющему влияние пьезоэффекта в уравнении (4.15). Множитель  $\frac{z}{z_1} \frac{\xi_1}{\xi_3}$  определяет излучение ультразвука в сторону протяженной среды с учетом многократного отражения в пьезопластине. В знаменателе формулы (4.17) имеется член, пропорциональный  $e^2 F$ , который с третьим членом уравнения (4.13), т. е. явлением изменения толщины пьезопластины  $\Delta h$  и объясняется вторичным действием пьезоэффекта: излучающая пьезопластина оказывает обратное отрицательное воздействие на генератор.

В случае о приеме ультразвуковых волн пьезопреобразователем расчетная схема совпадает с рис. 19, только генератор  $V$  отсутствует, и сопротивления  $z_a$  и  $z_b$  теперь включены параллельно. Из протяженной среды с характеристическим импедансом  $z = \rho c$  падает волна с акустическим напряжением  $T'$  на систему тонких слоев, пройдя ее, достигает пьезопластины. Задачу удобно решать с помощью теоремы взаимности, подставляя на системе аналогий акустическое давление — электрическое напряжение, колебательная скорость — электрический ток. В результате получаем следующее выражение для падения напряжения  $V'$  на входном сопротивлении  $z_a$ , аналогичном  $z_a$ :

$$V' = T' \frac{2e'S'}{k'h_1} z_a' B' F_1' G'. \quad (4.18)$$

Здесь  $S'$  — площадь пьезопластины. Здесь все параметры, подобные соответствующим в задаче об излучении, обозначены индексом штрихом, поскольку для приемного преобразователя они могут отличаться от излучающего.

Коэффициенты  $L = T/V'$ ,  $M = V'/T'$  называют коэффициентами преобразования при излучении и приеме. В некоторых случаях вместо усилителя напряжения используют усилитель тока, отличающийся крайне низким входным сопротивлением  $z_a'$ . Тогда вместо  $M$  вводят коэффициент  $M_1 = I'/T' = M/z_a'$ . Очень часто излучение и прием ультразвука производятся одним преобразователем или идентичными преобразователями, тогда общая



чувствительность определяется коэффициентом двойного преобразования

$$K = LM = \frac{2e^2 S z z_a}{h_1^2 z_1^2} (BF_1 G)^2 = \frac{2}{\pi} \beta^2 \omega_0 C \frac{z}{z_1} z_a (BF_1 G)^2. \quad (4.1)$$

Аналогично  $M_1$  вводят  $K_1$ :

$$K_1 = LM_1. \quad (4.2)$$

Задача вычисления амплитуды сигнала при контроле методом отражения или прохождения рассматривается в следующей последовательности. Амплитуда излученного акустического сигнала  $|T| = |LV|$ . Акустическая волна испытывает ослабление в результате прохождения в промежуточных средах, объекте контроля и в результате дифракции на дефекте. Все эти факторы определяются функцией  $N$ . В результате амплитуда пришедшей к приемнику волны  $|T'| = |NT|$ . Амплитуда сигнала  $|V'|$  на входе приемника дефектоскопа определяется формулой

$$|V'| = |MT'| = |KNV|. \quad (4.2)$$

Расчет коэффициента двойного преобразования  $K$  составляет задачу об электроакустическом тракте дефектоскопа, а расчет функции ослабления сигнала  $N$  — задачу об акустическом тракте. В усилителе дефектоскопа сигнал усиливается до значения  $|V_c|$ , равного  $K_0 |V'|$ , где  $K_0$  — коэффициент усиления приемного тракта. Величина  $|V_c|$  должна быть достаточной для регистрации сигнала на экране электронно-лучевой трубки дефектоскопа или другом индикаторном устройстве.

## Глава 5

### РАЦИОНАЛЬНЫЙ ВЫБОР ПАРАМЕТРОВ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

#### 5.1. Основные требования к преобразователям

Сформулируем основные задачи, которые ставятся при расчете и проектировании преобразователей эхо- и теневых дефектоскопов.

1. Достижение максимальной чувствительности, т. е. максимального значения модуля коэффициента преоб-

ращения  $K$  на некоторой оптимальной рабочей частоте  $f_{opt}$ .

2. Достижение максимальной ширины полосы пропускания частот, определяемой амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ), т. е. зависимостью модуля коэффициента преобразования от частоты. Основными параметрами АЧХ являются рабочая частота и полоса пропускания  $\Delta f/f_{opt} = |f_1 - f_2|/f_{opt}$ . Обычно в теории колебаний в качестве краевых значений частот  $f_1$  и  $f_2$  принимают частоты, на которых амплитуда сигнала уменьшается в  $\sqrt{2}$  раза от максимального значения. Однако, мы рассматриваем произведение чувствительностей при излучении и приеме, рациональнее же краевые значения принять частоты  $f_1$  и  $f_2$ , на которых  $K$  уменьшается до 0,5 от максимума.

Широкополосность преобразователя обеспечивает возможность излучения и приема акустических импульсов без искажения их формы. Это весьма важно для достижения минимальной мертвой зоны, которая определяется минимальным расстоянием от поверхности объекта контроля, на котором могут выявляться дефекты. В данном случае имеется в виду мертвая зона при контроле эхо-методом в импульсном режиме совмещенного преобразователем, т. е. выполняющим функции излучателя и приемника. Отраженные от дефекта импульсы всегда меньше излучаемого (зондирующего) импульса, поэтому, пока амплитуда зондирующего импульса затухает в процессе колебаний, не уменьшится в 100 раз, отраженный импульс не может быть надежно зарегистрирован. В случае иммерсионного варианта контроля выявлению дефекта мешает мощный эхо-импульс, отраженный от поверхности иммерсионной жидкости — объект. Будем называть его начальным эхо-импульсом.

3. Достижение максимальной стабильности акустического контроля преобразователя с объектом контроля. Это условие особенно существенно при контроле высокоскоростными или щелевыми способами, преобразователем погруженного типа (см. рис. 18). Оно состоит в том, что коэффициент усиления минимальные изменения при варьировании толщины контактной жидкости. Стабильность акустического контакта для преобразователей, имеющих акустическую задержку (призму или иммерсионную линзу), зависит лишь от прохождения акустической



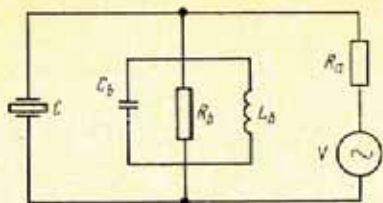


Рис. 21. Схема параллельного включения пьезопреобразователя и колебательного контура

ристикой, т. е. зависимостью амплитуды шумов от времени после окончания зондирующего импульса [65]. Главным источником шумов преобразователя являются многократные отражения ультразвука в протекторе демпфере и др.

5. Согласование полного электрического сопротивления (электрического импеданса) преобразователя генератором и усилителем дефектоскопа. Полное электрическое сопротивление, как видно из формулы (4.16) зависит от электрической и акустической нагрузок преобразователя и является комплексным.

6. Оптимизация акустического поля преобразователя (см. гл. 7).

7. Повышение износостойкости преобразователя, зависящей от сопротивления истиранию протектора, приемы и других трущихся о поверхность изделия элементов преобразователя контактного типа.

## 5.2. Достижение максимальной чувствительности

При включении преобразователя и колебательного контура по схеме, показанной на рис. 21, следует положить  $z_a = R$ ,  $1/z_b = 1/R_b - 1/j\omega L - j\omega C_b$ . Емкость  $C_b$  является паразитной, она связана с емкостью кабеля, соединяющего искатель с дефектоскопом. Для упрощения задачи будем считать ее равной нулю. Рассчитаем значение двойного коэффициента преобразования при условии совпадения резонансных частот контура и пьезопластины<sup>1</sup>.  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC} = \pi c/h_1$ . Как будет показано ниже,

<sup>1</sup> Мы называем резонансной частотой пьезопластины частоту, при которой по толщине пластины укладывается половина длины волны. Правильнее эту частоту называть частотой антирезонанса.

волны из одной среды в другую без участия пьезоэффекта. Стабильность контакта оценивается статистическим и динамическим коэффициентом, способ определения которых даны в работах [65, 84].

4. Снижение шума преобразователя. Шум определяются реверберационно-шумовой характеристикой

при этом условия соответствуют достижению максимальной чувствительности при оптимальном режиме работы. Выделим электрическую добротность контура  $Q_a = \omega_0 R_a C_b$ , где  $R_0 = R_a R_b / (R_a + R_b)$ . Тогда при  $\omega = \omega_0$  получим  $H^{-1} = [1 + jQ_a(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)] R_a / R_0 = R_a / R_0$ ,  $1 + z_a/z_b = (1 + jQ_a \omega/\omega_0) R_a / R_0 = (1 + jQ_a) R_a / R_0$ .

Рассмотрим пьезоэлемент, нагруженный на демпфер ( $z_2 = z_0$ ) и протяженную среду, например иммерсионную жидкость ( $Z_2 = z$ ), без промежуточных слоев. В этом случае при  $\omega = \omega_0$  получим

$$H^{-1} = \frac{2}{(z + z_0)/z_1 + 4jg(1 + jQ_a)}$$

Из (4.19) находим

$$|K| = \frac{\frac{8}{\pi} \beta^2 \frac{z}{z_1} Q_a \frac{R_0}{R_a}}{\left(\frac{z + z_0}{z_1} + \frac{4}{\pi} \beta^2 Q_a\right)^2 + (4\beta^2/\pi)^2} \quad (5.1)$$

Величиной  $(4\beta^2/\pi)^2$  можно пренебречь, так как она обычно мала по сравнению с другими слагаемыми знаменателя. Как известно, добротность колебательной системы определяется как умноженное на  $2\pi$  отношение всей запасенной в системе энергии к потерям энергии за период колебаний на резонансной частоте. Согласно работе [4] величина  $Q_a = \frac{\pi z_1}{2(z + z_0)}$ . Используя формулу (5.1) можно записать:

$$|K| = \frac{\frac{32}{\pi^2} \beta^2 \frac{z}{z_1} \frac{R_0}{R_a} Q_a^2}{\left(1 + \frac{8}{\pi^2} \beta^2 Q_a\right)^2} \quad (5.2)$$

Максимальной чувствительности можно достигнуть

$$Q_a = \frac{\pi^2}{8\beta^2} \quad (5.3)$$

Это равно

$$|K|_{\max} = \frac{R_0 z}{2R_a (z + z_0)} \quad (5.4)$$

Получим, что на этой частоте эквивалентное сопротивление ненагруженной пьезопластины обращается в бесконечность.



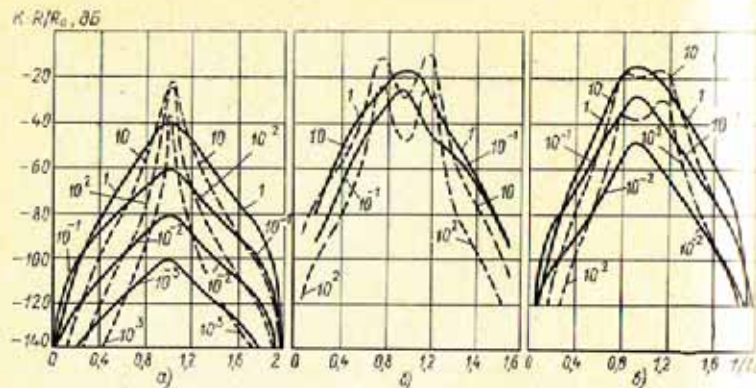


Рис. 22. Зависимость коэффициента двойного преобразования от частоты и электрической добротности при излучении в воду:  
 а — кварцевый преобразователь, протектор отсутствует, демпфер с  $z_0 = 6 \cdot 10^3$  кг/м<sup>2</sup>с; б — преобразователь из ЦТС, протектор и демпфер отсутствуют; в — преобразователь из ЦТС, четвертьволновый просветляющий протектор, демпфер с  $z_0 = 6 \cdot 10^3$  кг/м<sup>2</sup>с

Из этой формулы хорошо видно, как уменьшается чувствительность с увеличением акустического импеданса демпфера.

Чувствительность можно повысить путем применения согласующего четвертьволнового протектора, для которого  $k_2 h_2 = \pi/2$ , а  $z_2^2 = z_1 z_0$ , где  $z$  — характеристический импеданс протяженной среды, расположенной за слоем протектора. В этом случае из (4.19) получим, что максимальная чувствительность достигается при  $Q_0 = \frac{\pi(z+z_0)}{\beta^2 z}$  и равна  $|K_{\text{прот}}|_{\text{max}} = \frac{2R_0 z}{R_a(z+z_0)}$ .

Сравнивая это выражение с (5.4), найдем, что выигрыш в чувствительности равен четырем.

### 5.3. Расширение полосы пропускания частот

Для анализа полосы пропускания излучателя-приемника ультразвука необходимо пользоваться общим выражением (4.19) для  $K$ . На рис. 22 показаны результаты расчетов, выполненных с помощью ЭВМ, для преобразователей, работающих на иммерсионную жидкость. Для кварцевого преобразователя (рис. 22, а) максимумы кривых совпадают с резонансной частотой. Увеличение электрической добротности делает преобразователь более узкополосным. Особенно это заметно, когда  $Q_0 > 1$ . Оптимальные условия работы с точки зрения расширения полосы пропускания (до 30% от  $f_0$ ) при

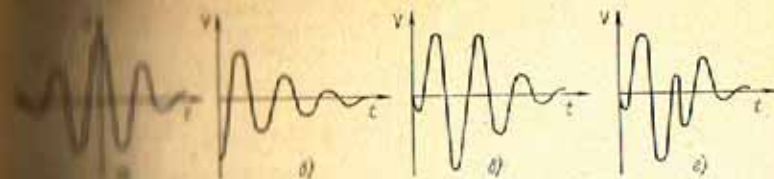


Рис. 23. Форма импульсов генератора дефектоскопа (а, б) и приращенных импульсов (в, г)

расширению чувствительности на уровне  $0,1|K|_{\text{max}}$  достигается при  $Q_0 = 2 \dots 4$ . Увеличивая акустическое демпфирование, т. е. увеличивая  $z_0$ , удается расширить полосу пропускания за счет снижения чувствительности преобразователя. Применяя четвертьволновый просветляющий протектор и подбирая оптимальное демпфирование, удается расширить полосу пропускания кварцевого преобразователя до 40%, одновременно повышая чувствительность, так как такой протектор улучшает условия отвода энергии, причем передает ее в требуемое направление, т. е. в иммерсионную жидкость.

Кривые изменения чувствительности в зависимости от частоты для пьезокерамических материалов (рис. 22, б, в) подобны кривым для кварца, только когда  $Q_0 > 10$  кривые имеют минимум в точке  $f/f_0 = 1$  и в точках  $f/f_0$ , примерно равных 0,8 и 1,2 появляются два максимума.

Важно отметить, что пьезопластина и электрический контур образуют собой две связанные колебательные системы. Согласно [2] в связанных колебательных контурах [2] при сильной связи в резонансной частоте  $\omega_0$  (одинаковой для каждого контура) возникает минимум амплитуды, а максимумы достигаются как в отрывах от  $\omega_0$  на частотах

$$\Omega_1 = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 + \sqrt{\kappa^2 - 1/Q_2^2}}}; \quad \Omega_2 = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 - \sqrt{\kappa^2 - 1/Q_2^2}}}$$

где  $\kappa$  — коэффициент связи, а  $Q_2$  — добротность второго контура. В рассматриваемом случае  $\kappa = \beta$ , а  $Q_2 = Q_a$ . Сильной считается связь, если

$\beta > 1/Q_a$ . В случае преобразователя из кварца при условиях, соответствующих рис. 22, а,  $Q_a = 3,2$ , а  $\beta = 0,094$ ,  $\beta < 1/Q_a$  и явления расщепления максимума не наблюдается. Когда преобразователь изготовлен из пьезоконтата-титаната свинца (ЦТС), находим для условий рис. 22, в  $Q_a = 24$  и  $\beta = 0,45$ . Таким образом, условие  $\beta > 1/Q_a$  выполняется. Однако, если  $Q_0 < 1$ , то одна из колебательных систем (пьезокерамический контур) является аperiodической, и взаимодействие между ней оказывает влияние на резонансную частоту. При  $Q_0 > 1$



появляется эффект взаимодействия колебательных систем. Наиболее широкая полоса пропускания (в 3,1 раза превосходящая полосу пропускания одиночного контура с добротностью  $Q_2$ ) достигается [2] при

$$Q_1 = Q_2 = 2,41/\kappa = 2,41/\beta \approx 5,1. \quad (5.5)$$

Введение демпфера с  $z_0 = 6 \cdot 10^8 \frac{\text{кг}}{\text{м}^2 \cdot \text{с}}$  делает  $Q_a = 4,8$ , т. е. способствует расширению полосы пропускания. Просветляющий четвертьволновой протектор оказывает особенно благоприятное влияние, так как он снижает акустическую добротность за счет излучения ультразвука в сторону изделия и способствует одновременно лучшему удовлетворению условий максимальной чувствительности и широкополосности.

Чаще всего в импульсных дефектоскопах используют генератор, возбуждающий ударный импульс, имеющий форму затухающей синусоиды (рис. 23,а). В некоторых современных дефектоскопах используют не ударные генераторы, а генераторы, излучающие колоколообразные радиочастотные импульсы (рис. 23,б). У этих импульсов очень ценное свойство: они имеют наиболее узкий спектральный состав при заданной длительности. Сопоставление спектров частот этих импульсов с полосой пропускания искателей (см. рис. 22) показывает, что полоса пропускания является достаточно широкой для частот вблизи максимума спектра, т. е. на уровне 0,5 от максимума. Однако очень высокие и низкие частоты пропускаются преобразователем плохо. В результате форма импульсов искажается при излучении и приеме, например, вместо импульса, показанного на рис. 23,а, образуется импульс, показанный на рис. 23,в. Эта форма наблюдается, если полоса частот искателя имеет один максимум, например, когда электрический контур апериодический. Импульсы типа рис. 23,г соответствуют полосе частот искателя с двумя максимумами.

Как уже отмечалось, широкополосность преобразователя очень важна для достижения минимальной мертвой зоны. Для прямого анализа влияния параметров искателя на мертвую зону удобнее всего применить операторный метод Лапласа [72]. Целесообразность применения этого метода обусловлена тем, что генератор часто возбуждает не периодический осциллирующий сигнал, а скачок напряжения или тока. При этом формирование осциллирующего импульса происходит одно-

временно в электрической и акустической колебательных системах.

Исследовали кварцевый преобразователь, работающий иммерсионным способом [27, 67]. Рассматривали варианты ударного возбуждения с резонансным колебательным контуром, апериодическим контуром, когда  $L_0 = 0$  и случай, когда через полпериода на пьезоэлемент подается компенсирующее напряжение в противофазе с основным сигналом, устраняющее «хвост» импульса без потери в амплитуде сигнала. Было установлено, что оптимальные условия работы достигаются при  $Q_0 = Q_a$  (для нерезонансного возбуждения последнее условие заменяется на  $\omega_0 RC = Q_a$ ). Это условие хорошо совпадает с отмеченным выше значением  $Q_a$ , обеспечивающим максимальную ширину полосы пропускания кварцевого искателя ( $Q_a = 4$ ). Наименьшая мертвая зона обеспечивается в третьем варианте возбуждения. Например, при  $z_0/z_1 = 0,4$  для первого варианта  $\tau = 8,1$ , для второго случая — 6,2, а для третьего — 4,3. Здесь  $\tau$  — число периодов колебаний, за которое амплитуда уменьшилась в 100 раз. При этом чувствительность, определяемая максимальной амплитудой колебаний в импульсе, при переходе от первого ко второму варианту уменьшается в 4,3 раза, а во втором и третьем вариантах чувствительности равны.

Значительного сокращения мертвой зоны удается добиться введением просветляющего протектора. Например, при тех же условиях, что и выше, оптимальные результаты достигаются при использовании четвертьволнового протектора с  $z_2 = 0,15z_1$ . При наличии такого протектора для трех вариантов возбуждения пьезопреобразователя  $\tau = 4,8; 4,4; 4,1$ . Чувствительность при этом уменьшается в 1,8 и 4,3 раза от максимального значения. Таким образом, согласующий протектор является весьма эффективным средством сокращения мертвой зоны при сохранении высокой чувствительности искателя. Использование его устраняет необходимость в сложной схеме подавления хвоста импульса.

Для исследования мертвой зоны преобразователя с чувствительным элементом из пьезокерамики наиболее эффективным оказался метод математического моделирования на аналоговой вычислительной машине [6, 60]. На основе анализа математических выражений, подобных (4.13), для процессов в электрических и акустических системах, а также в цепи генератора была построена электрическая модель, состоящая из блоков суммирования, интегрирования, умножения и запаздывания сигналов, которая учитывает интерференцию сигналов, с учетом времени их прохождения в пьезоэлемент и коэффициентов отражения от ее границ. В результате анализа были получены формы импульсов, максимально приближенные к реально наблюдаемым (рис. 23,в и г). Оптимальные условия работы соответствуют совпадению частот электрического контура и пьезопластины. При  $Q_0 = Q_a$  достаточно высокая чувствительность (только 0,2 от максимального значения) сочетается с минимальной длительностью импульса.



Анализ работы преобразователя с аperiodическим контуром показывает, что при акустической добротности  $Q_a=4$  и  $\omega_0 RC \ll 1$  достигается наименьшая длительность импульса, которая не превосходит длительность импульса при резонансном возбуждении. Чувствительность при этом несколько ниже, чем при резонансном возбуждении. Таким образом, при обычных значениях  $z_1$  и  $z_2$  резонансный режим возбуждения выгоднее. При очень маленьком акустическом демпфировании пьезопреобразователя ( $Q_a \gg 1$ ) и аperiodическом контуре — наименьшая длительность импульса

Преобразователи с большим акустическим демпфированием в последние годы разработаны как в СССР, так и за рубежом. Они получили название аperiodических. Подобрать для демпфера материал с большим затуханием и характеристическим импедансом, равным импедансу пьезоматериала, довольно сложная задача, хотя, судя по результатам, ее удалось решить некоторым зарубежным фирмам [например, Бренсон Инструментс (США)]. В СССР для этой цели применяют преобразователи из пьезокерамического цилиндра большой толщины, передняя грань которого является излучателем, а остальной объем — демпфером [49].

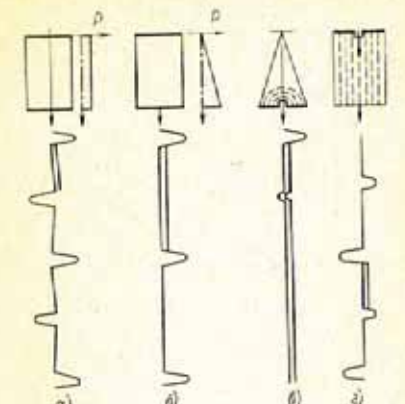
Преобразование электрических колебаний в механические и обратно в результате пьезоэффекта происходит не во всей массе пьезоматериала, а только там, где имеется градиент поляризации пластины. Поэтому равномерно поляризованная пьезопластина излучает упругие волны только поверхностями, на которые нанесены электроды, так как за пределами пьезоматериала поляризация скачком уменьшается до нуля.

Поскольку характеристические импедансы излучающей и демпфирующей частей преобразователя одинаковы и энергия целиком уходит от излучателя за период колебаний, достигается минимум добротности и максимальная широкополосность. В результате толстая пьезоэлектрическая пластина (рис. 24,а), возбуждаемая коротким электрическим импульсом, будет излучать ультразвуковые сигналы, практически идентичные электрическим. Согласно оценкам ширина полосы частот такого преобразователя 0,05—300 МГц.

Например, если возбуждающий электрический сигнал имеет вид полупериода синусоидальных колебаний, то в изделии будет выделена серия именно таких сигналов. Расстояние между отдельными сигналами равно времени пробега ультразвукового импульса в пьезопластине  $h_1/c$ . В интервале между первым и вторым сигналами можно зарегистрировать импульсы от дефектов или от противоположной поверхности контролируемого изделия, поэтому пьезо-

преобразователь с аperiodическим контуром и толстым пьезоэлементом.

а) равномерно поляризованный; б) равномерно располяризованный; в) частично располяризованный; г) частично располяризованный с электродом. Внизу показаны сигналы, полученные в теле преобразователя. Стрелками показаны линии поляризации. Стрелками показана область, используемая для измерения.



элемент выбирается такой, чтобы время пробега в ней импульса было меньше, чем в изделии.

Полученный интервал может быть расширен в 2 раза, если верхнюю часть пьезопластины располяризовать, например, путем кратковременного нагрева выше температуры Кюри. В этом случае поляризация постепенно уменьшается по мере удаления от передней грани и до нуля вблизи задней грани пьезоэлемента (рис. 24,б). Таким образом, эта часть пьезоэлемента будет использоваться как акустический демпфер, а нижняя поверхность — излучателем. В этом случае медленное изменение поляризации имеется по всему объему пьезопластины, в результате чего после излучения сигнала будет наблюдаться большее по амплитуде уменьшение напряже-

ния. Для двойного преобразования искателей, показанных на рис. 24,в, можно вычислить по способу, изложенному в [49], что отличие состоит в том, что используется лишь одно второе граничное условие (4.14) для вычисления амплитуды волны, распространяющейся в обе стороны от границы  $x=0$ . В результате

$$A_1 = \frac{e^2 \lambda_2}{h_1(z_1 + z_2)^2} = \beta^2 C \frac{c_1}{h_1} \frac{z_1 z_2}{(z_1 + z_2)^2}, \quad (5.6)$$

где  $\beta$  и  $C$  обозначены величины, относящиеся к пьезоматериалу, а  $h_1$  — характеристический импеданс среды, в которую излучаются ультразвуки.

Сравнение формулы (5.6) с (4.19) или (5.1) показывает, что коэффициент двойного преобразования для аperiodического преобразователя на порядок меньше, чем у обычного резонансного преобразователя. Это объясняется большой толщиной пьезоэлемента  $h_1$ , квадрат которой стоит в знаменателе формул. Физически это связано с низ-



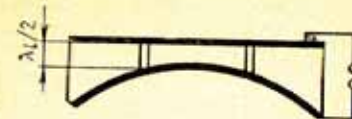
ким значением напряженности электрического поля в пьезоэлементе, равной отношению разности потенциалов на электродах к толщине пьезоэлемента  $k_1$ . Недостатками рассмотренных преобразователей являются сложность технологии их изготовления (процесс размагничивания трудноуправляем) и наличие отмеченных выше мешающих сигналов.

Дальнейшим развитием работ по совершенствованию апериодических преобразователей явилось создание поверхностно-возбуждаемых толстых преобразователей [47, 49]. Одна из конструкций такого преобразователя имеет вид конуса (рис. 24, в) из неполяризованного пьезокерамического материала, на основании которого расположены два электрода, разделенные зазором  $l = 0,1 \dots 1$  мм и глубиной  $(0,5 \dots 1,5)l$ . Пьезокерамика подвергается поляризации путем подачи высокого напряжения на электроды. Для излучения ультразвука на электроды подают переменное электрическое поле от генератора, в результате чего вся нижняя поверхность испытывает одинаковую по направлению деформацию, хотя амплитуда деформации различна в зависимости от расстояния от зазора. Это объясняется различной степенью поляризации и различным значением коэффициента преобразования в зависимости от длины силовых линий электрического поля. Наиболее интенсивно ультразвуковые волны излучаются краевыми точками зазора, где расстояние между электродами минимальное. В целом коэффициент двойного преобразования такого искателя приближается к значениям, характерным для обычных очень сильно демпфированных преобразователей.

Коническая верхняя часть пьезокерамики служит демпфером. Ультразвуковые волны испытывают в этой части многократное отражения, в результате которых путь ультразвука увеличивается, происходит трансформация и рассеяние ультразвуковых волн. В целом обратный сигнал от такого демпфера практически отсутствует.

Довольно сложной операцией при изготовлении описанного преобразователя является поляризация пьезокерамики. Однако возможно использование предварительно поляризованной по толщине пьезокерамики при сохранении расположения электродов на поверхности. В этом случае разные участки поверхности пьезоэлемента при возбуждении от электрического генератора деформируются различно как по знаку, так и по величине. Однако коэффициент двойного преобразования в области зазора остается большим, как у искателя ранее рассмотренного типа.

Рис. 24. Физически вогнутая форма искателя широкополосности



Возможны ряд модификаций поверхностно возбуждаемых толстых преобразователей. Очень эффективной оказалась конструкция, показанная на рис. 24, г, но с зазором кольцевой формы. Она обеспечивает направленность ультразвуковых волн. В модификации, показанной на рис. 24, г, ультразвук излучается в изделие через пьезоэластины. Таким образом, тело пьезоэластины служит демпфером, и толстым протектором. Многократные импульсы, возникающие между гранями пьезоэлемента, ограничивают зону излучения. При работе таким преобразователем первым наблюдают обратный сигнал, возбужденный гранью пластины, не касавшейся электрода. Дело в том, что когда эта грань касается основной поверхности изделия, последняя служит электродом. Обратный сигнал повторяется так же, как и основной сигнал от грани, касавшейся электрода, поэтому используемая для контроля область развертки сигнала.

Уменьшение расширения полосы пропускания и уменьшение амплитуды сигнала по сравнению с обычными преобразователями могут быть достигнуты за счет взаимодействия колебаний пластины поперечного направления. Как уже отмечалось, помимо колебаний продольного направления по толщине происходят ее колебания в перпендикулярном направлении. При этих колебаниях в результате сочетаний деформации сжатия и растяжения-сжатия возбуждаются три моды, а именно: моды сжатия. Подобрав размеры пластины так, чтобы резонансные частоты всех трех мод совпадали и, возбуждая ее электрическим полем, в спектре которого отсутствуют частоты, соответствующие резонансным частотам мод, удастся получить сигналы с определенной искажением формы импульса при высоком значении коэффициента преобразования [64]. Здесь широкополосности достигают за счет взаимодействия трех мод колебаний как взаимосвязанных элементов систем (подобно тому, как в ранее рассмотренных системах взаимодействия электрической и механической колебаний систем), а также в результате выбора спектра возбуждающего сигнала. Преобразователи с контурным возбуждением пьезоэлемента предназначены для излучения ультразвука низкой частоты (до 100 кГц). Такие частоты используют в приборах для контроля упругих анизотропных материалов, например стеклопла-

стиков. Широкополосностью и чувствительностью отличаются искатели с пьезоэлементом переменной толщины. Такие пьезоэлементы излучают и принимают сигнал определенной частоты не всей поверхностью, а определенными зонами, толщина которых обычно кратна целому числу длин волн на данной частоте. Наиболее эффективным оказался преобразователь, одна сторона которого выпуклая, а другая — вогнутая (рис. 25). В отличие от обычных пьезоэлементов он обеспечивает



монотонную частотную характеристику и осесимметричную направленность излучения.

Приближенная теория такого искателя [73] основывается на предположении, что данная частота  $f_i$  излучается и принимается кольцом  $i$ , средняя толщина которого  $h_i$  удовлетворяет условию

$$h_i = \frac{c_1}{2f_i} \cdot \text{При этом относительное изменение толщины } \frac{dh_i}{h_i}$$

каждого кольца  $i$  считается постоянным. Предполагается, что каждое кольцо работает изолированно. Расчет выполняют для преобразователя, включенного в схему рис. 19. При этом нельзя пренебрегать емкостью  $C_b$ , как это делалось в п. 5.2, так как по отношению к рассматриваемому кольцу  $i$  роль емкости  $C_b$  играет вся остальная часть пьезопластины и емкость других элементов электрической схемы.

В результате получено следующее выражение для коэффициента усиления двойного преобразования кольца:

$$K_i = \frac{2\beta^2 z_0 R_a}{z_1 R_0 h_i} \left( 2\pi \epsilon_0 \epsilon R_{c\phi} \frac{dh_i}{h_i} + C_b \right), \quad (5.7)$$

где  $R_{c\phi}$  — радиус вогнутой части пьезопластины. В этой формуле толщина кольца  $h_i$  зависит от частоты. Сопоставление формул (5.7) с (5.1) показывает, что чувствительность рассматриваемого искателя приближается к чувствительности обычного резонансного искателя. Такой преобразователь способен излучать и принимать колебания в спектре частот с перекрытием в 3—5 раз.

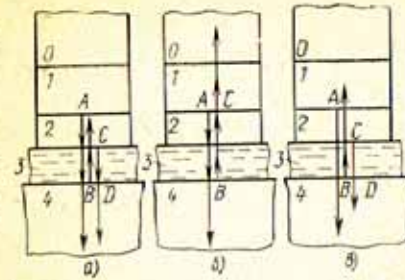
Перспективным направлением работ по совершенствованию характеристик пьезопреобразователей является создание многослойных преобразователей, содержащих несколько пьезопластин [42, 54]. Пьезопластины при этом можно располагать так, чтобы направления поляризации их либо совпадали, либо были противоположными. Теоретические исследования показывают, что, меняя режимы возбуждения секций преобразователя, каждая из которых состоит из пары встречно поляризованных пластин, можно менять чувствительность и ширину полосы пропускания преобразователей в широких пределах.

#### 5.4. Стабилизация акустического контакта

Для прямого преобразователя, предназначенного для контроля контактным способом, очень важным с точки зрения практики фактором является стабильность работы в условиях изменяющейся толщины слоя контактной жидкости, т. е. третья из сформулированных выше задач исследования и проектирования преобразователей. Изменение толщины контактного слоя не только изменяет

способы стабилизации чувствительности при изменении толщины контактной жидкости.

Рис. 27. Способы стабилизации чувствительности при изменении толщины контактной жидкости: а) — преобразователь с четвертьволновым стабилизирующим слоем; б) — преобразователь с стабилизирующим протектором; в) — преобразователь с стабилизирующим слоем и протектором.



коэффициент передачи ультразвука от преобразователя к объекту контроля, но и самые условия колебания пьезопластины. Эксперименты показывают, что увеличение толщины контактного слоя  $h_2$  от 0 до  $\lambda/4$ , приводит к увеличению чувствительности на 25—30 дБ, причем особенно быстро изменяется чувствительность при толщине контактного слоя, меньших  $\lambda/8$ . При дальнейшем увеличении толщины контактного слоя чувствительность начинает осциллировать. Данные для образцов с неровной поверхностью, в которых за толщину слоя принимается максимальную высоту неровностей, удовлетворительно совпадают с кривыми для гладкой поверхности с изменением толщины слоя.

Одним из способов стабилизации чувствительности для кварцевых преобразователей, состоящий в использовании четвертьволнового стабилизирующего слоя, обеспечивающего возможно полное происхождение энергии от контактной жидкости в демпфер [56]. Идея заключается в том, что при изменении толщины стабилизирующего слоя и испытывающих отражение на его границах, в результате интерференции нужно погасить волну  $BCD$  (рис. 27, а), которая отражается от изделия, возвращается к пьезопластине, отражается от нее, суммируется с волной  $AB$ , не выходя излученной пьезоэлементом. Эту задачу решает упомянутый протектор, который выполняют четвертьволновым. Он имеет характеристическим импедансом, равным  $z_2 = \sqrt{z_0 z_3}$ , где  $z_0$  — акустический импеданс контактной жидкости. Благодаря этому обеспечивается прозрачность границы жидкость—демпфер. Толщина пьезопластины не влияет на прозрачность границы. Волна  $BC$  (рис. 26, б) из контактной жидкости прозрачна для демпфера и гасится в нем, не интерферируя с волной  $AB$ .

На рис. 27, а показано изменение коэффициента преобразования кварцевого преобразователя с протектором, выполненным из стабилизирующего сформулированным выше требованиями. Экспериментальные точки лежат в основном в пределах погрешности в 3 дБ. Стабилизирующий протектор зна-



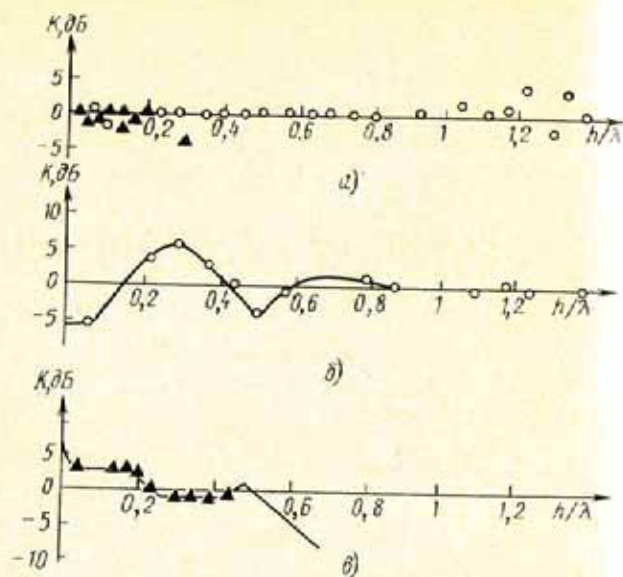


Рис. 27. Изменение коэффициента преобразования в зависимости от отношения толщины контактного слоя к длине волны:

а — кварцевый преобразователь с согласующим протектором; б — преобразователь из ЦТС с согласующим протектором; в — то же, с протектором из резины; О — гладкая поверхность; Δ — неровная поверхность.

чительно менее эффективен, если применять его в преобразователях из ЦТС (рис. 27,б). Это объясняется наличием вторичного пьезоэффекта, весьма существенного для пьезокерамических материалов. В этом случае хорошие результаты дает протектор из эластичного поглощающего материала, например резины или полиуретана, импеданс которого близок к импедансу контактной жидкости (масла). Ультразвуковые волны легко проникают в такой материал из контактной жидкости (рис. 26,в), а интерференция ослабляется большим поглощением в протекторе волны, отраженной от неподвижного элемента и складывающейся с непосредственно излученной волной. Эластичный материал, кроме того, хорошо облегает неровности поверхности объекта контроля, что также способствует стабилизации контакта. Как видно из рис. 27,в, при увеличении толщины контактного слоя от 0,1 до 0,5 длины волны изменение коэффициента преобразования для преобразователя с резиновым протектором не превосходит 3 дБ. Такой протектор удовлет-

ворительно решает задачу стабилизации полосы частот преобразователя. Удовлетворительные результаты показаны также искатели с протектором из твердого звукопоглощающего материала: лигнофоля (прессованной древесины), эпоксидной смолы с наполнителем из металлического порошка.

### Бесконтактные способы излучения и приема акустических волн

Одним из факторов, существенно ограничивающих применение ультразвукового контроля, является необходимость жидкой среды для передачи ультразвуковых волн от искателя к изделию и обратно. Рассмотрение способов стабилизации акустического контакта не решает полностью проблемы, особенно в случае автоматического контроля, когда искатель движется с определенной скоростью относительно поверхности изделия. В этом случае преимущественно применяют иммерсионный способ акустического контакта с передачей акустических волн через толстый слой жидкости. При этом, конечно, существенно усложняется конструкция ультразвуковых установок, а чувствительность уменьшается в 10 раз за счет двукратного прохождения волны жидкость—твердое тело. В связи с этим ведутся поиски способов передачи или возбуждения акустических колебаний без использования контактной жидко-

сти. Рассмотрев различные способы бесконтактного возбуждения ультразвука, мы будем сравнивать их по чувствительности возбуждаемых частот с рассмотренными ранее пьезоэлектрическими преобразователями. При этом рационально сравнивать иммерсионный способ акустического контакта, поскольку он же, в основном, применяют для контроля быстро вращающихся изделий и преобразователя. Предположим, что в качестве жидкости ( $z_0 = 46,5 \cdot 10^6 \text{ кг/м}^2\text{с}$ ), в качестве иммерсионной среды используется вода ( $z_0 = 1,5 \cdot 10^6 \text{ кг/м}^2\text{с}$ ), преобразователь — кварцевый из ЦТС с демпфером  $z_0 = 6 \cdot 10^6 \text{ кг/м}^2\text{с}$  и четвертьволновым согласующим протектором. Как было показано в пп. 5.2 и 5.3, кварцевый преобразователь обладает хорошим сочетанием чувствительности и пропускной способности при  $Q_0 = 7$ . При этих условиях с помощью формул (4.17)–(4.19), (5.1) оценим чувствительность искателя при заданном смещении при излучении получим



$$|L_u| = |u/V| \approx 1,5 \cdot 10^{-10} \frac{\text{м}}{\text{В}}; \quad D_u = u_{\text{пр}}/u_{\text{пад}} = 2z_n/(z_c + z_n) \\ = 0,064; \quad |L_u| D_u \approx 10^{-11} \text{ м/В}.$$

Коэффициент преобразования по амплитуде напряжения акустической волны на частоте 2,5 МГц  $|L| \approx 3,5 \cdot 10^3$  Па/В;  $D \approx 0,064$ ;  $|L| D \approx 7000$  Па/В. При напряжении генератора  $|V| = 100$  В находим значения амплитуд смещения и акустического напряжения:  $|u| \approx 10^{-9}$  м;  $|T| \approx 7 \cdot 10^5$  Па.

Электрическое напряжение на приемнике  $V'$  при падении волны с амплитудой смещения  $u'$  определяется выражениями

$$|M_u| = |V' / u'| \approx 2,5 \cdot 10^9 \text{ В/м}; \quad D'_u = 2z_c / (z_c + z_n) \approx 2;$$

$$|M_u| D'_u \approx 5 \cdot 10^9 \frac{\text{В}}{\text{м}^2}.$$

Коэффициент преобразования по напряжению акустического поля на частоте 2,5 МГц  $|M| \approx 1 \cdot 10^{-4}$  В/Па;  $D' = 0,064$ ;  $|M| D' \approx 7 \cdot 10^{-5}$  В/Па.

Считая, что дефектоскоп способен регистрировать электрическое напряжение в  $10^{-4}$  В (см. п. 8.3), находим минимальные значения амплитуд смещения и напряжения в стали:  $|u| \approx 2 \cdot 10^{-13}$  м;  $|T| \approx 1,5 \cdot 10^{-11}$  Па.

Для двойного преобразования находим  $K \approx 0,4$ ;  $B = 0,125$ ;  $K D \approx 0,05$ .

### 6.1. Воздушно-акустическая связь

В принципе ультразвуковые колебания могут передаваться через воздушную среду. Поскольку затухание ультразвука в воздухе довольно велико [65] и возрастает пропорционально квадрату частоты, передача через воздух эффективна лишь относительно низкочастотных колебаний, примерно до 0,1—1 МГц. Второй фактор, ограничивающий возможности воздушного контакта, — очень маленький коэффициент прохождения через границу воздух—твердое тело. Например, для границы воздух—сталь коэффициент прохождения по энергии  $B = 3,8 \cdot 10^{-5}$ .

Ослабление сигнала при сквозном прозвучивании плоскопараллельного образца преобразователями и ЦТС через воздушные слои толщиной  $l$  оценивают с помощью формулы (4.21), которая в данном случае имеет вид  $V'/V = K D e^{-2\delta l}$  где  $\delta$  — затухание в воздухе. Затухание в стали и дифракционное расхождение ультразвуковых волн не учитываем. В работе [39] рекомендовано применение четвертьволновых просветляющих про-

слоев из пенопласта. Это позволяет увеличить  $K$  до 10 раз при отсутствии демпфера, оптимальном выборе электрической добротности согласно п. 5.2. На частоте  $\nu = 2,5$  МГц затухание  $\delta \approx 0,03$  м<sup>-1</sup> и при  $2l \approx 0,1$  м величина  $e^{-2\delta l} \approx 1$ . В результате  $V'/V = K D \approx 2 \cdot 10^{-5}$ , т. е. в 2500 раз меньше, чем при иммерсионном способе контроля.

В случае с изложенным воздушный контакт эффективен лишь при прохождении низкочастотных ультразвуковых волн через тонкие слои твердого материала, толщина которых  $h$  меньше четверти длины волны (как показано в п. 3.3, при  $h = \lambda/4$  в симметричном случае имеет место минимум прохождения). В работе [39] экспериментально показано, что при рассмотренных выше условиях можно зарегистрировать прохождение ультразвука через стальную пластину толщиной 30 мм ( $\lambda = 37,5$  мм), а деревянную — толщиной 100 мм.

### 6.2. Термо- и оптико-акустические эффекты

Если быстро нагреть какой-либо участок тела, то соседние участки этого тела нагреваются не сразу, а спустя некоторое время. Поскольку тепловое возмущение распространяется значительно медленнее упругого, темпериатурное расширение, вызванное нагревом участка тела, вызывает появление термо-механических напряжений и акустических волн.

Существует несколько способов быстрого бесконтактного нагрева участка твердого тела. Например, электрокоронный, при котором происходит разряд через воздушный промежуток электрического конденсатора, одним из электродов которого является токопроводящая поверхность изделия. Оценка эффективности этого способа [4А15] показывает, что амплитуда возбуждаемого акустического импульса в десятки тысяч раз меньше, чем при использовании пьезопреобразователя, а частотный диапазон 0,1—1 МГц.

Более перспективен нагрев поверхности лучом лазера. Экспериментальная оценка [93, докл. 4А14] и эксперимент [94] показывают, что при энергии светового потока  $10^4$  Вт коэффициент отражения 0,8 и диаметре светового пятна 10 мм удается возбудить акустические импульсы с амплитудой  $2 \cdot 10^8$  Па. Сравнение с иммерсионным электроакустическим способом при напряжении генератора 100 В показывает, что лазерным способом удается



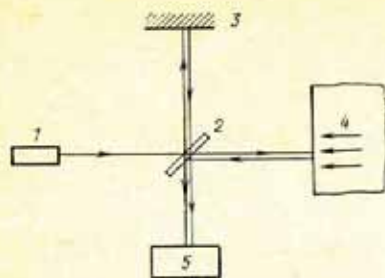


Рис. 28. Интерферометрический способ приема ультразвуковых колебаний:

1 — лазерный источник; 2 — полупрозрачное зеркало; 3 — неподвижное зеркало; 4 — изделие, на поверхность которого изнутри падает ультразвуковая волна; 5 — фотозлектронный умножитель

нарастающим фронтом. Определенная трудность связана с низкой частотой повторения лазерных генераторов (обычно порядка одного импульса в секунду). Вследствие этого производительность ультразвукового контроля при лазерном возбуждении будет на 2—4 порядка меньше, чем в обычных дефектоскопах.

Проводят опыты по нагреву участка поверхности тела пучком электронов [71]. Под действием импульса длительностью  $7 \cdot 10^{-9}$  с из  $10^{13}$  электронов, разогнанных в поле напряжением 300 кВ, возбуждается акустический сигнал, соизмеримый по амплитуде смещения с сигналом от иммерсионного пьезопреобразователя. Форма акустического сигнала довольно точно повторяет форму импульса электронов, которая в отличие от лазерного импульса довольно легко поддается управлению. Недостаток способа состоит в сложности и громоздкости ускорителя электронов.

Для приема ультразвука можно использовать оптические способы [4], однако почти все они обладают низкой чувствительностью и предусматривают предварительную передачу ультразвука в оптически прозрачную среду, т. е. не являются бесконтактными. Бесконтактное оптическое наблюдение за колебаниями поверхности контролируемого твердого тела осуществляется с помощью интерферометра [46]. Луч лазера 1 (рис. 28) расщепляется полупрозрачным зеркалом 2 на два луча, ко-

торые отражаются от неподвижного зеркала 3 и изделия, поверхность которого колеблется под действием ультразвуковой волны. Лучи принимаются фотоумножителем 4. Разность хода лучей в плечах интерферометра должна быть равной нечетному числу четвертей световых волн. Такие волны выбирают довольно большой ( $6,33 \cdot 10^{-7}$  м — длина волны неоновового лазера). Тогда косинусоидальный закон изменения интенсивности интерферирующих лучей при колебаниях поверхности изделия аппроксимируется линейной зависимостью при амплитуде до  $3 \cdot 10^{-8}$  м. Диапазон частот такого приемника очень велик (0,05—

до 100 МГц).

Увеличение чувствительности интерферометра связано с шумом фотоумножителя. Он соответствует смещению поверхности зеркала на  $5 \cdot 10^{-12}$  м. Считаем, что регистрируемое смещение в 2 раза превосходит эту величину, т. е.  $u' = 10^{-11}$  м. Таким образом, чувствительность при приеме в 500 раз меньше, чем при иммерсионном способе контроля. Кроме того, интерферометр — довольно сложное, громоздкое, чувствительное к вибрациям устройство. Поэтому его применяют лишь в исследовательских целях, например, для измерения характеристик пьезонкаателей в абсолютных единицах.

Лазерный способ возбуждения ультразвуковых колебаний является весьма перспективным, учитывая большую амплитуду ультразвуковых волн, возбуждаемых лазером. При разработке установок целесообразно сочетать этот способ возбуждения с неоптическими бесконтактными способами приема, например электромагнитным, отличающимися более высокой чувствительностью.

### 3.3. Эффект электрического

Акустические колебания электропроводящей поверхности могут быть вызваны электрическими взаимодействиями зарядов, если эту поверхность сделать одной из пластин конденсатора (рис. 29). Акустические колебания можно производить за счет обратного

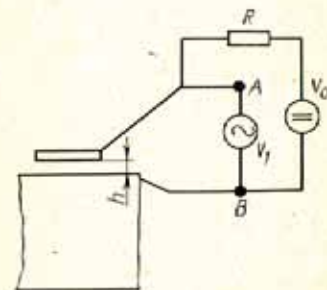


Рис. 29. Возбуждение и прием ультразвуковых колебаний с помощью конденсатора



эффекта — появления переменного электрического поля на обкладках конденсаторного преобразователя при изменении расстояния между обкладками, одна из которых — объект контроля.

Напряжение акустического поля [82] при излучении можно оценить, рассматривая силу как производную от энергии электрического поля по направлению перемещения поверхности:  $T = \frac{1}{S} \frac{d}{dh} \left( \frac{1}{2} V^2 C \right) = \frac{1}{S} \frac{d}{dh} \left( \frac{1}{2} V^2 \times \frac{\epsilon_0 \epsilon S}{h} \right) = - \frac{V^2 \epsilon_0 \epsilon}{h^2}$ ,

где  $C$  и  $S$  — емкость и площадь конденсатора. При разноименных зарядах на обкладках конденсаторные пластины притягиваются, причем максимальное притяжение достигается дважды за период колебаний. Таким образом, возникает эффект удвоения частоты. Математически это следует из квадратичной зависимости  $T$  от  $V$ . Чтобы избежать удвоения частоты, можно подать на конденсатор постоянное напряжение  $V_0$ , превосходящее переменное напряжение  $V_1$ . Тогда  $V^2 = (V_0 + V_1)^2 = V_0^2 + 2V_0 V_1 + V_1^2$ . Пренебрегая последним членом, получим формулу для переменной составляющей акустического напряжения:

$$T = -V_0 V_1 \epsilon_0 \epsilon / h^2. \quad (6)$$

Считаем верхний электрод конденсатора неподвижным,  $\epsilon = 1$  (так как конденсатор должен быть воздушным для обеспечения бесконтактности преобразования).  $V_0/h = 5 \cdot 10^6$  В/м (исходя из допустимого пробойного напряжения),  $V_1 = \frac{1}{2} V_0$ . Отсюда находим  $T \approx 100$  Па

т. е. примерно в 1000 раз меньше значения, достигаемого с помощью иммерсионного пьезопреобразователя.

Для работы в режиме приема также следует подать на конденсатор постоянное напряжение, что будет способствовать повышению чувствительности. Возникающее под действием акустических колебаний поверхностное переменное напряжение будем снимать с клемм  $A$  и  $B$  (генератор  $V_1$  в режиме приема исключен).

Эффективность конденсаторного приемника можно оценить с помощью формулы  $V' = V_0 \Delta C / C$ . Поскольку  $\Delta C / C = -\Delta h / h$ , а  $\Delta h = u'$ , т. е. смещению в ультразвуковой волне, находим  $|V'| = |u'| V_0 / h$ ,  $M_u = V_0 / h$ . Исходя из допустимого пробойного напряжения,  $M_u \approx 5 \cdot 10^6$  В/м.

Чувствительность конденсаторного приемника примерно в 1000 раз меньше, чем иммерсионного пьезоэлектрического преобразователя. Несмотря на низкую чувствительность, конденсаторные приемники находят применение в исследовательских целях благодаря своей широте применения.

На эффекте электростатического поля основано действие электретных преобразователей [82]. Электретами называют диэлектрики, длительно (до нескольких лет) сохраняющие наэлектризованное состояние и создающие электростатическое поле в окружающем пространстве. Их можно получать, нагревая некоторые вещества (например, фторопласт, парафин, ситалл) до температуры плавления, а затем охлаждая в сильном электрическом поле. Электреты имеют стабильный поверхностный заряд  $\sigma$ , достигающий  $10^{-4}$  Кл/м<sup>2</sup>.

Конструктивно электретный преобразователь аналогичен конденсаторному, на металлическом электроде изделия (со стороны изделия) закреплена электретная пленка. Между пленкой и изделием имеется зазор  $h$ , чем обеспечивается бесконтактность. Чувствительность электретных преобразователей примерно такая же, как и емкостных. Она изменяется пропорционально  $q/h$ . Удобство электретных преобразователей по сравнению с конденсаторными заключается в том, что на них не нужно подавать постоянное напряжение.

#### 4.4. Эффекты электромагнитного поля

Эффекты электромагнитного поля состоят из эффектов магнитострикции, магнитного и электродинамического взаимодействий [82]. Магнитострикцией называют изменение формы и объема ферромагнитных материалов под действием внешнего магнитного поля. Различают линейную (изменение линейных размеров тел) и объемную (изменение объема) магнитострикцию. Объемная магнитострикция обычно мала, но в некоторых условиях (при температурах фазовых переходов) она оказывается весьма значительной. Обратный эффект называют магнитострикцией Гюльи. Если к телу приложено постоянное магнитное поле, превосходящее переменное поле, которое вызывает колебание, то эффекты магнитострикции и магнитострикция становятся линейными, в этом случае их называют пьезомагнитными. Пьезомагнитные силы носят линейный, так и поверхностный характер.



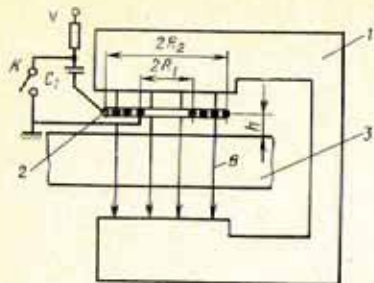


Рис. 30. Простой электромагнитоакустический преобразователь

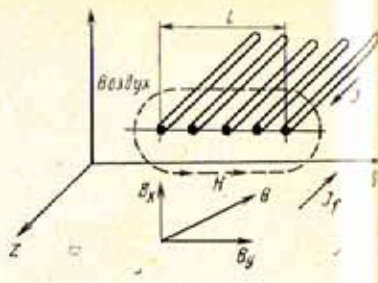


Рис. 31. Расчетная схема ЭМА-излучателя

Магнитоакустические преобразователи из никеля, пермендиора или других металлов широко применяют в низкочастотной (до 40 кГц) ультразвуковой технике. На высоких частотах они имеют очень большие потери от вихревых токов. Здесь применяют магнитоакустические преобразователи из магнитодиэлектриков: ферритов, оксиферов. Эти магнитоакустические преобразователи могут заменить пьезоакустические, хотя распространения они не получили, так как сложны в изготовлении и отличаются узкой полосой пропускания частот.

В данной главе мы рассматриваем бесконтактное возбуждение и прием ультразвуковых колебаний за счет эффектов, происходящих непосредственно в контролируемом изделии. Примером такого преобразователя является схема, показанная на рис. 30, где в намагниченном магните 1 изделия 3 под действием катушки 2 с переменным током возбуждается переменное магнитное поле, которое вызывает эффект магнитоакустический и другие эффекты.

Магнитное взаимодействие состоит во взаимном притяжении и отталкивании ферромагнитного материала и проводника (катушки) с переменным электрическим током. Например, под действием постоянного магнитного поля  $B$  изделие намагнитится. Катушка с переменным током будет притягиваться и отталкиваться от него в зависимости от направления образовавшегося в ней магнитного поля. Притяжение и отталкивание катушки приведет к возбуждению упругих колебаний поверхности изделия. Возникающие при этом силы будут поверхностными, поскольку магнитные полюса образуются на поверхности изделия. Прием упругих колебаний будет

производиться в результате того, что поверхность изделия будет приближаться и удаляться от катушки, вызывая в ней изменение магнитного поля. Это, в свою очередь, приведет к возникновению электрического тока в катушке.

Электроакустическое взаимодействие состоит в возбуждении в токопроводящем материале вихревых токов, которые затем взаимодействуют с постоянным магнитным полем и вызывают колебания «электронного газа», а это, в свою очередь, приводит к возбуждению колебаний атомов, т. е. кристаллической решетки материала. Например, вихревые токи, индуцируемые в изделии катушкой 2 (см. рис. 30) с переменным током, будут направлены перпендикулярно плоскости чертежа, а силы взаимодействия с магнитным полем — параллельно поверхности изделия. В результате в изделии возбуждятся продольные волны. Поскольку вихревые токи распределены в слое конечной толщины, возникающие упругие волны будут носить объемный характер, но вследствие скин-эффекта они будут концентрироваться в узком поверхностном слое.

Обратный эффект будет состоять в возбуждении вихревых токов в металле, колеблющемся в постоянном магнитном поле под действием упругих волн. Эти вихревые токи индуцируют переменный ток в катушке 2, которая в данном случае служит приемником.

Эффекты магнитоакустического и магнитного взаимодействия позволяют возбуждать продольные ультразвуковые волны как в ферромагнитных металлах, так и в магнитодиэлектриках. При определенной взаимной ориентации поля подмагничивания и переменного поля эффект магнитоакустический может обеспечить возбуждение поперечных волн. Электроакустический эффект позволяет возбуждать как продольные, так и поперечные волны в любых токопроводящих материалах. В ферромагнитных материалах, например в железе, будут действовать одновременно все три эффекта, поэтому работу электромагнитоакустических (ЭМА) преобразователей, использующих все эффекты электромагнитного поля, целесообразно рассматривать в целом [82].

Общее представление о работе ЭМА-излучателя дает рис. 31. Параллельно поверхности изделия расположен проводник с током — токовый слой с линейной плотностью тока  $I = I_0 e^{j\omega t}$ . Он наводит ток  $I_f = -I$  в из-



делии и создает однородное магнитное поле с амплитудой  $|H|=I_0$ . К изделию приложено постоянное магнитное поле с индукцией  $\mathbf{B}=\mathbf{x}_0B_x+\mathbf{y}_0B_y$ .

Электродинамические силы равны векторному произведению наведенного тока  $I_j$  на индукцию  $\mathbf{B}$ . В результате действующее вдоль оси  $y$  тангенциальное акустическое напряжение

$$T_{yx}^{\ominus} = I_j B_x e^{-jk_t x}. \quad (6.1)$$

Нормальное акустическое напряжение

$$T_{xx}^{\ominus} = I_j B_y e^{-jk_t x}. \quad (6.2)$$

Учет объемного распределения вихревых токов вместо (6.2) дает формулу

$$T_{yx}^{\ominus} = HB_x \frac{1}{1-j\beta_i^2} e^{-jk_t x}, \quad (6.3)$$

где  $\beta_i$  — безразмерный параметр, равный отношению волновых чисел акустической и электромагнитной волн  $\beta_i^2 = \frac{\omega}{c_i^2 \mu_0 \mu \sigma}$ .

Здесь  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м,  $\mu$  — относительная магнитная проницаемость, а  $\sigma$  — удельная электрическая проводимость материала изделия. При высокой электрической проводимости материала изделия и нормальных значениях частот, применяемых при ультразвуковом контроле ( $f = 1 \dots 10$  МГц)  $\beta^2 \ll 1$ , и формула (6.4) переходит в (6.2). Например, на частоте 2,5 МГц для алюминия  $\beta^2 = 0,04$ , а для никеля  $\beta^2 = 8,5 \cdot 10^{-4}$ . При очень больших частотах или низкой электропроводности  $\beta^2 \gg 1$ , и упругие напряжения стремятся к нулю. Аналогичное явление существует также для продольных волн.

Поперечные волны в данном случае возникают только в результате электродинамического эффекта. При возбуждении продольных волн следует учесть другие эффекты электромагнитного поля [82]. Эффект магнитного взаимодействия определяется формулой

$$T_{xx}^M = -\frac{\mu-1}{\mu} HB_y e^{-jkx}. \quad (6.4)$$

Направление этой силы определяется следующим правилом. Когда поле  $H$  совпадает по направлению с  $B_y$ , т. е. плотность силовых линий магнитного поля увеличивается, действуют силы отталкивания проводника и твердого тела. Наоборот, когда плотность силовых линий магнитного поля уменьшается, проводники и твердое тело притягиваются. В результате направление напряжения  $T_{xx}^M$  оказывается противоположным  $T_{xx}^{\ominus}$ , поэтому в ферромагнитных материалах поперечные волны

лучше возбуждаются с помощью ЭМА-преобразователей, чем продольные.

Эффект магнитострикции определяется формулой

$$T_{xx}^{\ominus} = \alpha H B_y \frac{j\beta_i^2}{1-j\beta_i^2}.$$

Здесь  $\beta_i^2 = \frac{\omega}{c_i^2 \mu_0 \mu \sigma}$ ; для парамагнетиков  $\alpha = \mu - 1$ , для ферромагнетиков  $\alpha = \frac{a}{H_0}$ , где  $a$  — магнитострикционная постоянная,

имеющая величину порядка  $(0,2 \dots 3) \cdot 10^7$  А/м для магнитострикционных материалов, а  $H_0$  — постоянное поле подмагничивания, обычно  $H_0 = \frac{B_y}{\mu_0 \mu}$ . Для никеля при  $B_y = 0,21$  Тл,  $\mu = 40$ ,  $\alpha = 177$ . В магнитострикционных материалах  $\beta_i^2 \gg 1$ , и эффект магнитострикции велик.

При условии  $\beta_i^2 \ll 1$ , обычно выполняемом в металлах, эффект магнитострикции определяется формулой

$$T_{xx}^{\ominus} = -j\alpha \beta_i^2 H B_y e^{-jkx}. \quad (6.5)$$

Суммируя действие всех трех эффектов для ферромагнитных металлов, находим

$$|T_{xx}| = |T_{xx}^{\ominus} + T_{xx}^M + T_{xx}^C| = HB_y \left| 1 - \frac{\mu-1}{\mu} - j\alpha \beta_i^2 \right|. \quad (6.7)$$

Оценим эффективность ЭМА-преобразований для схемы, изображенной на рис. 30. За счет электродинамических сил, поскольку поле подмагничивания  $B=B_x$ , будут возбуждаться только поперечные волны. В формулу (6.4) следует ввести экспериментально определенный множитель  $e^{-\frac{2,4h}{D_{cp}}}$ , учитывающий расстояние  $h$  катушки от поверхности изделия ( $D_{cp} = \frac{2R_2 + 2R_1}{2}$  — средний диаметр катушки). Считая  $\beta_i^2 \ll 1$ , получим

$$|T_{xx}| = HB e^{-\frac{2,4h}{R_2 + R_1}}. \quad (6.8)$$

Напряженность магнитного поля непосредственно под катушкой  $H$  определяется плотностью тока  $I$  и

$$H = \frac{I\omega}{2(R_2 - R_1)}.$$

Для того чтобы перейти от тока к электрическому напряжению, представим близкую к реальной схему возбуждения (см. рис. 30). Конденсатор  $C_1$  заряжается до напряжения  $V$ , а затем при включении ключа  $K$ , проводящего ток только в одном направлении (например, тиристора), разряжается на катушку 2 с индуктивностью  $L$ . В этом случае амплитуда тока



$$I = \frac{V}{\sqrt{L/C_1}} = V \frac{\tau}{\pi L},$$

где  $\tau = \pi \sqrt{LC_1}$  — постоянная времени контура, составляющая период колебаний на частоте  $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC_1}}$ . В результате получим

$$T_{xy} = \frac{V\tau\omega B}{2\pi L(R_2 - R_1)} e^{-2,4 \frac{h}{R_1 + R_2}}.$$

Оценка величины  $L$  [40] для  $R_2 = 20$  мм,  $R_1 = 10$  мм,  $\omega = 2\pi \cdot 10^6$  рад/сек вблизи металла с  $\mu = 1$  дает  $L = 7,5 \cdot 10^{-6}$  Гн. Приняв  $B = 1,5$  Тл,  $f = 2,5$  МГц и  $\tau = 0,2$  мкс, найдем  $T/V = 12$  Па/В.

Значение  $V$  может достигать 2–3 кВ (в отличие от преобразователей из пьезокерамики, где  $V = 100 \dots 300$  В). В результате величина  $T$  примерно в 20 раз меньше, чем для пьезоэлектрического преобразователя при иммерсионном способе контроля.

При оценке эффективности обратного ЭМА-преобразования ограничимся анализом электродвижущей силы, возникающей под действием электродинамического взаимодействия. В этом случае под действием акустической волны возникнут колебания со скоростью  $v_1$  в объеме вблизи поверхности твердого тела, где действует постоянное магнитное поле с индукцией  $B'$ . Над поверхностью возбудится переменное электрическое поле с напряженностью  $E'$ , равной векторному произведению  $v_1$  на  $B'$ . Если  $v_1$  и  $B'$  перпендикулярны, то  $E' = B'v_1$ . Колебательная скорость  $v_1$  является векторной суммой падающей, отраженной и (в случае наклонного падения) трансформированной волны. При нормальном падении на свободную поверхность  $|v_1| = 2v'$ , где  $v'$  — амплитуда колебательной скорости падающей волны.

Если над поверхностью твердого тела помещена катушка, то амплитуда возбуждаемой в катушке электродвижущей силы  $V' = \int_{L_1} E dl$ , где интегрирование производится по всей длине  $L_1$  контура принимающей катушки. Считая катушку круглой, а поле  $E$  постоянным в пределах площади катушки, получим  $V' = 2v'B'2\pi R_1$ . Поскольку  $v' = \frac{T'}{\rho c}$ , где  $T'$  — напряжение в падающей волне, получим  $\frac{V'}{T'} = \frac{2B\pi(R_1 + R_2)\omega}{\rho c}$ . Подставляя при

этом для иллюстрации значения и считая  $\rho_c = 45,6 \times 10^3$  кг/м<sup>3</sup>, получим  $\frac{V'}{T'} = 1,2 \cdot 10^{-7} \frac{B}{\text{Па}}$ . Это приблизительно в 50 раз меньше, чем для иммерсионного пьезоэлектрического преобразователя.

Оценка коэффициента двойного преобразования по формуле  $\frac{V'}{V} = \frac{B^2\omega^2(R_2 + R_1)\tau}{\rho c L(R_2 - R_1)}$  показывает, что  $V'/V \approx$

$1,2 \cdot 10^{-8}$ , т. е. приблизительно в 30 000 раз меньше, чем для иммерсионного пьезопреобразователя. Однако с учетом возможности повышения  $V$  примерно в 30 раз по сравнению с допустимым напряжением на пьезопластике можно считать, что общая чувствительность ЭМА-преобразователя приблизительно в 1000 раз меньше, чем пьезоэлектрического преобразователя при контроле иммерсионным способом. Преимущество ЭМА-преобразования могут быть возбуждаются различные типы волн. Продольные и поперечные волны могут быть возбуждены отдельно, если катушки располагать над такими участками поверхности с различной индукцией, где существует только одна составляющая или тангенциальная его составляющая. Например, если подковообразный магнит расположен над поверхностью изделия, то непосредственно под его полюсами преобладает нормальная составляющая поля возбуждаемых волн. Между полюсами магнита поле возбуждается вдоль поверхности ( $B = B_y$ ), и если катушку расположить над этим участком, то будут возбуждаться поперечные волны.

Различные типы ЭМА-преобразователей приведены в работах [65, 82, 92]. С их помощью можно возбуждать различные типы ультразвуковых волн наклонно к поверхности. Для этого нужно создать сдвиг по фазе между токами, протекающими по различным проводникам (см. рис. 10), так чтобы фронт возбуждаемой волны оказался перпендикулярным к поверхности. Возможно также возбуждение волн Релея или Лэмба, если расстояние между проводниками с одинаковым направлением тока (как на рис. 11) сделать равным длине соответствующей волны. Для возбуждения соседние проводники пропускать ток в противоположных направлениях, то для возбуждения волн Релея или Лэмба проводники следует располагать на расстоянии  $\lambda/2$ .

Важным преимуществом ЭМА-преобразователей удается возбудить различные поперечные волны, что крайне трудно сде-



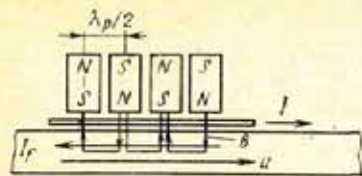


Рис. 32. Возбуждение нормальных поперечных волн ЭМА-преобразователем

руемой пластиной располагают прямоугольную рамку переменным током  $I$ , один из проводников рамки показан на рисунке. Взаимодействие наведенного тока Фукса  $I_f$  с силовыми линиями магнитного поля  $B$  приводит к возникновению упругих сил, направленных перпендикулярно плоскости рисунка. Это и требуется для возбуждения нормальных поперечных волн, поляризованных в плоскости пластины. Расстояние между осями магнитов равно половине длины волны  $\lambda_p$ , причем эта величина определяется по дисперсионным кривым (см. рис. 8) с учетом толщины пластины и частоты, равной частоте переменного тока  $I$ . Нормальные поперечные волны могут быть также возбуждены с помощью периодической системы проводников с током, ориентированных под углом к направлению подмагничивания [13, докл. 01/114].

Одним из важных достоинств ЭМА-метода является возможность его использования при высоких температурах (до  $1300^\circ\text{C}$ ). Конструкция преобразователя, рекомендуемого для этой цели, описана в работе [65]. Исследования зависимости амплитуды импульса продольной волны, возбужденной ЭМА-методом от температуры [8], показали наличие максимумов вблизи точек фазовых превращений  $\alpha$ -железа в  $\gamma$ -железо, а также вблизи точек Кюри ферромагнитных фаз. Это объясняется резким возрастанием объемной магнитострикции в указанных областях.

В настоящее время ЭМА-преобразователи получили наибольшее распространение в качестве средств бесконтактного излучения и приема ультразвуковых волн. Это объясняется их относительно высокой чувствительностью по сравнению с другими способами бесконтактного возбуждения на частотах, обычно применяемых в ультразвуковой дефектоскопии, широкополосностью, возможностью возбуждать волны самого различного типа, слабой

чувствительности от неровностей поверхности даже при наличии окалины или краски на изделии, возможностью для контроля не только холодных, но и горячих изделий. Недостатками следует считать малую чувствительность преобразователей и малую чувствительность по сравнению с пьезопреобразователями.

Если другие типы бесконтактных преобразователей применяются пока для исследовательских целей, то ЭМА-преобразователи уже используют в производственных условиях. Например, разработаны преобразователи для контроля рельсов зеркально-теневым методом. Большая амплитуда донного сигнала, по стабильности которой осуществляется в этом случае контроль, компенсирует недостаток чувствительности ЭМА-преобразователей.

На базе ЭМА-преобразователей созданы установки для контроля толщины стенки труб при повышенной температуре [65]. Здесь также фиксируется донный сигнал большой амплитуды. Способность ЭМА-преобразователя возбуждать поперечные волны, направленные перпендикулярно поверхности, способствует увеличению времени пробега импульса в контролируемом изделии и соответственно точности измерения. Точность также существенно повышается благодаря отсутствию промежуточных слоев между преобразователем и изделием.

Ряд установок с ЭМА-преобразователями для контроля холодного и горячего проката описан в [92, 93]. Их максимальная чувствительность обеспечивает выявление искусственных дефектов диаметром 3 мм на расстоянии 150–200 мм от поверхности.

#### 7. АКУСТИЧЕСКОЕ ПОЛЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Акустическое поле излучения преобразователя определяется давлением (или действующей компонентой тензора напряжения), которое создается преобразователем и действует на элементарный приемник, помещенный в некоторой точке пространства перед преобразователем. Поле приема определяется сигналом приемного преобразователя при действии на него точечного излучателя, помещенного в некоторой точке пространства. Поле излучения-приема определяется сигналом приемного преобразователя, возникающим в результате отра-



жения излучения того же преобразователя от точки рефлектора в некоторой точке пространства и рассеивающего падающие волны равномерно по всем направлениям. Поле приема, обычно, пропорционально полю излучения того же преобразователя, поэтому поле излучения-приема пропорционально квадрату поля излучения.

Длительность излучаемых акустических импульсов первоначально будем считать настолько большой, что при исследованиях акустического тракта колебания можно считать непрерывными гармоническими. Вместе с тем будем считать импульсы настолько короткими, что процессы излучения и приема происходят в разные интервалы времени. Влияние малой длительности импульсов акустическое поле искателя учитывают в виде поправки.

Выведем выражения для акустических полей нормального преобразователя. Нормальный преобразователь можно рассматривать как источник возбужденного напряжения с амплитудой  $T_{xx}^0$ , нормального к поверхности объекта контроля. Часть поверхности объекта, соприкасающаяся с пьезопластиной искателя, свободна от нормальных и касательных напряжений на ней обращаются в нуль. Аналогичным образом при излучении в жидкость приближенно можно считать, что на поверхности пьезопластины (или протектора) амплитуда акустического давления равна  $P_0$ , а в остальных точках той же плоскости она равна нулю. В дальнейшем вывод будем выполнять для случая жидкой среды, отмечая особенности, характерные для твердых материалов.

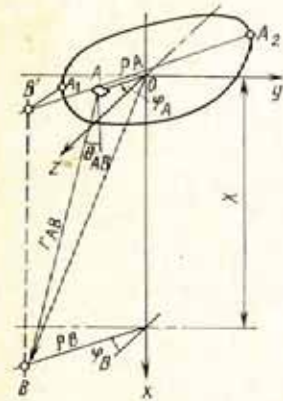


Рис. 33. Схема расчета акустического поля

$$P_B = -jP_0 \frac{1}{\lambda} \iint_{S_A} \chi(\theta_{AB}) \frac{e^{jkr_{AB}}}{r_{AB}} dS_A = -jP_0 J(r_{AB}), \quad (7.1)$$

$$J(r_{AB}) = \frac{1}{\lambda} \iint_{S_A} \chi(\theta_{AB}) \frac{e^{jkr_{AB}}}{r_{AB}} dS_A.$$

Здесь  $r_{AB}$  — расстояние от некоторой точки  $A$  преобразователя до произвольной точки  $B$  пространства перед преобразователем,  $\theta_{AB}$  — угол между  $r_{AB}$  и нормалью к поверхности;  $S_A$  — площадь преобразователя. Множитель  $\chi(\theta_{AB})$  характеризует направленность излучения элементарного источника. Для излучения в жидкость  $\chi \approx 1$ ; для излучения в твердое тело  $\chi \approx 1 - \sin^2 \theta_{AB}$ ; для больших значений  $\theta_{AB}$  величина  $\chi$  уменьшается до нуля. Поршневой излучатель в жестком экране состоит из точечных сферических источников с  $\chi = 1$ . Формула (7.1) справедлива при  $r_{AB} \gg \lambda$ . В ней не учитываются форма и длительность ультразвуковых импульсов.

Поле плоского излучателя можно также представить как сумму плоской волны, ограниченной контуром излучателя, и краевой волны, исходящей из точек его контура. Оба представления вполне равноправны [72]. Если точка  $B$  точки наблюдения на плоскость излучателя находится не в пределах излучающей поверхности, то плоская волна в ней отсутствует. В этом случае наиболее существенный вклад в образование поля вносят точки  $A_1$  и  $A_2$  контура излучателя, находящиеся на минимальном и максимальном расстоянии от  $B$ . Этот способ представления поля оказывается полезным при анализе некоторых задач. Например, при генерации очень коротких импульсов в точке  $B$ , находящейся на оси круглого излучателя, наблюдаются два импульса, которые можно рассматривать как сигнал плоской и краевой волн.

Выведем выражение для поля приема. Запишем излучение точечного источника, расположенного в точке  $B$ , в виде  $p_C = -j \frac{p'_B K'}{\lambda r_{BC}} e^{jkr_{BC}}$ , где  $p'_B$  — амплитуда излучателя, а  $K'$  — величина, пропорциональная его площади. В процессе преобразования механических колебаний в электрические в преобразователе происходит ус-



реднение сигнала, принимаемого различными точками

$$p' = \frac{1}{S_c} \iint_{S_a} \chi'(\theta_{BC}) p_c ds_c = \frac{-j p_B' K'}{S_c} I'(r_{BC}), \quad (7.2)$$

где  $\chi'(\theta_{BC})$  — функция, характеризующая чувствительность точечного приемника в точке  $C$  в зависимости от направления падающей волны. Формула (7.2) и ее выражение для поля приема. Подынтегральные выражения в формулах для  $p_B$  и для  $p_C$  совпадают с точностью до множителей  $\chi$  и  $\chi'$ , которые вблизи оси преобразователя приблизительно равны и близки к единице. Это означает, что поля излучения и приема пропорциональны.

В случае отражения от точечного рефлектора падающей волны амплитуда отражения пропорциональна амплитуде падающей волны, т. е.  $p_B' K' = p_B K$ , где  $K/K'$  — коэффициент пропорциональности. Вследствие этого, когда один и тот же преобразователь работает как излучатель и приемник, получим следующее выражение для давления на приемнике:

$$p' = \frac{K}{S_0} P_0 I^2. \quad (7.3)$$

Далее приводится анализ функции  $I$  для преобразователей различного типа.

### 7.1. Дiskoобразный преобразователь

Для точек на оси дискообразного преобразователя радиуса  $a$   $r_{AB}^2 = x^2 + \rho_A^2$ ;  $r_{AB} dr_{AB} = \rho_A d\rho_A$ ;  $\chi(\theta_{AB}) \approx 1$ . Поэтому

$$I = \frac{1}{\lambda} \int_0^{2\pi} d\varphi_A \int_0^a \frac{e^{jk r_{AB}}}{r_{AB}} \rho_A d\rho_A = -j (e^{jk \sqrt{x^2+a^2}} - e^{jkx});$$

$$|I| = \left| 2 \sin \frac{k}{2} (\sqrt{x^2+a^2} - x) \right| \approx 2 \sin \frac{ka^2}{4x}. \quad (7.4)$$

Приближенная часть формулы относится к случаю  $a < x$ . Полученная функция имеет максимумы при  $x = \frac{a^2}{(2n-1)\lambda}$  и минимумы при  $x = \frac{a^2}{2n\lambda}$  ( $n=1, 2, 3, \dots$ ).

На рис. 34,а показано изменение функции  $I$  вдоль оси  $x$ . Функция испытывает ряд осцилляций с увеличе-

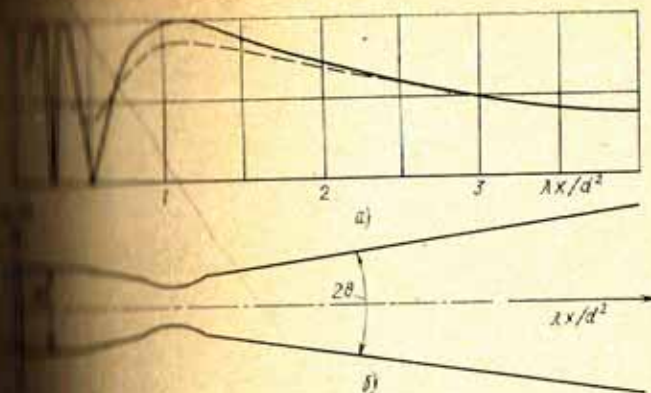


Рис. 34. Элементарное поле на оси круглого преобразователя (а) и его проекция на изображение поля (б)

нием  $x$ . При  $x = x_0 \approx \frac{a^2}{\lambda}$  она достигает последнего максимума и затем монотонно уменьшается по закону

$I \approx \frac{2a^2}{x}$ . Область, где функция  $I$  испытывает осцилляции ( $x < x_0$ ), называют ближней зоной, а область монотонного убывания функции  $I$  ( $x > x_0$ ) — дальней зоной.

В области  $x < 2x_0$  выделяют промежуточную зону в интервале  $x_0 < x < 2x_0$ . На рис. 34,а штриховая линия — график функции  $I$  в случае излучения коротких импульсов. Представляется, что импульсы имеют колоколообразную форму. В течение периода колебаний амплитуда уменьшается. Как видно из рисунка, в случае излучения коротких импульсов максимумы и минимумы заметно сглаживаются.

Сглаживание максимумов и минимумов в ближней зоне преобразователя объясняется большой разницей путей от различных точек преобразователя до исследуемой точки  $B$  и связанной с этим разностью фаз приходящих сигналов. На рис. 35 в качестве примера показано, как образуется второй максимум (при  $x = x_0/3$ ). В этой области заштрихованной области  $I$  на излучателе дефектоскопа имеются элементарные источники, сигнал от которых приходит в точку  $B$  с разностью фаз не более  $\pi$ , вследствие этого сигналы от точек этой области взаимно усиливаются и образуют суммарный сигнал  $A_2 = 2P_0$ . Если бы весь преобразователь ограничивался областью  $I$ , то в этом случае в рассматриваемой области  $B$  наблюдался бы максимум.

Сигналы от точек незаштрихованной области 2 также приходят в точку  $B$  с разностью фаз не более  $\pi$  по отношению друг к другу



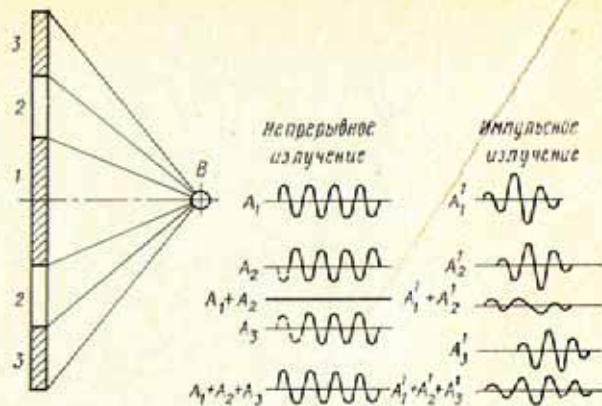


Рис. 35. Образование максимумов и минимумов в ближнем поле преобразователя

(сигнал  $A_2$ ), но по отношению к точкам области 1 сигналы точек области 2 находятся в противофазе. В результате суммирования сигналов от областей 1 и 2 при непрерывном излучении происходит их взаимное гашение, поэтому сигнал  $A_1+A_2$  на рис. 35 равен нулю. Если бы весь преобразователь состоял из областей 1 и 2, в точке В имел бы место минимум.

Сигнал от точек области 3 (заштрихована) приходит с опозданием на  $2d$  по отношению к сигналам от точек области 1, поэтому сигнал от этой области находится по фазе по отношению к сигналам от области 1. Суммарному сигналу от трех зон соответствует максимум поля излучения. Если область 2 исключить (например, поставить перед ней непрозрачный экран), то сигнал в точке В будет равен  $A_1+A_3$ , т. е. амплитуда сигнала будет в 4 раза больше  $P_0$ . В экранировке четных (или нечетных) зон излучателя заключается принцип фазовой фокусировки поля.

В рассмотренном примере не учитывалось действие фактора направленности излучающих точек  $\chi(\theta_{AB})$ . Учет этого фактора приводит к тому, что сигнал от области 3 несколько меньше сигнала от области 2, а последний меньше сигнала от области 1. В результате сигнал области 2 не полностью гасит сигнал области 1, а максимум связанный с действием области 3, несколько меньше, чем в случае прихода сигнала от области 1. Если по площади преобразователя укладывается очень много подобных областей (их называют зонами Френеля), то чем дальше область от рассматриваемой точки В тем слабее ее действие. В результате суммарный сигнал от излучателя, размер которого значительно больше расстояния до исследуемой точки В, равен половине сигнала от первой зоны, т. е.  $P = A_1/2 = P_0$ . На основании этого соображения вблизи искателя  $l=1$ . Подобное построение может быть выполнено для преобразователя любой формы, поэтому вывод о том, что на преобразователе  $l=1$ , является общим.

Импульсный характер излучения подобно фактору  $\chi$  вызывает неполное взаимное гашение сигналов от областей 1 и 2, вследствие

функции значительно выше нуля (см. рис. 35). По мере увеличения высоты второго максимума, являющегося результатом сложения действия областей 1, 2 и 3, значительно меньше, чем высота первого максимума, обусловленного излучением только

области 1, когда вся площадь излучателя соответствует  $l=1$ , записывается в виде  $\sqrt{x^2+a^2}-x=\lambda/2$ . Отсюда при  $x \gg a$  легко получить формулу для  $x_0$ :

$$\frac{a^2}{x} = \frac{S_0}{\lambda} \quad (7.5)$$

Эта зона преобразователя характеризуется не монотонным изменением сигнала вдоль оси излучателя, осцилляции также наблюдаются при удалении точки В в сторону от оси. Например, в точке В на оси имеется минимум, но на некотором расстоянии от оси наблюдается максимум. Среднее значение сигнала по площади круга, равного преобразователю, соответствует  $P_0$  с погрешностью не более 20%. Если по оси излучения вставить трубку, опирающуюся на контур преобразователя, то энергия излучения в пределах ближнего поля почти не будет выходить за пределы этой трубки. Эти энергетические соображения лежат в основе представления о ближнем поле преобразователя, как о параллельном пучке лучей (см. рис. 34,б). Представление о ближнем поле преобразователя в непосредственной близости от преобразователя

в ближней зоне преобразователя интеграл  $I$  может быть выведен достаточно точно [72]. В результате по-

$$\frac{S_0}{S_r} \Phi; \quad \Phi = \left| \frac{2J_1(ak \sin \theta)}{ak \sin \theta} \right|, \quad (7.6)$$

где  $J_1$  — функция Бесселя первого порядка.

Функция  $\Phi(ak \sin \theta)$  характеризует направленность излучения. Диаграммой направленности преобразователя называют изменение амплитуды акустического сигнала в ближней зоне на постоянном расстоянии от преобразователя в зависимости от угла между направлением излучения и акустической осью. За единицу принимают сигнал  $P_0$  на акустической оси. Часть диаграммы направленности, в пределах которой амплитуда уменьшается от единицы до нуля, называют основным лепестком диаграммы. Угол  $2\theta'$ , охватываемый основным лепестком



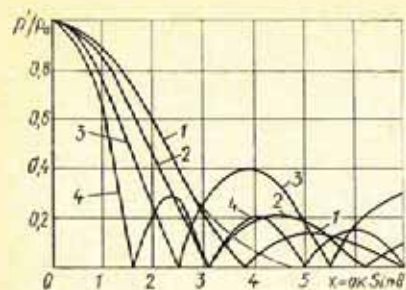


Рис. 36. Диаграмма направленности в декартовых координатах при непрерывном возбуждении для преобразователей: 1 — круглого; 2 — прямоугольного; 3 — тонкого кольца; 4 — ступенчатого при неравномерной поляризации.

стком, определяется условием  $ak \sin \theta' = 3,82$  — это значение соответствует первому нулю функции  $J_1$  (рис. 36, кривая 1). Отсюда следует формула

$$\theta' = \arcsin(0,61\lambda/a). \quad (7.8)$$

Иногда за нижнее значение амплитуды основного лепестка принимают величину 0,1. В этом случае граничное значение

$$\theta'' = \arcsin 0,54 \frac{\lambda}{a}. \quad (7.9)$$

В пределах основного лепестка сосредоточено около 85% энергии поля излучения. На основании энергетических представлений поле преобразователя в дальней зоне не приближенно изображают в виде пучка лучей, расходящихся в пределах угла  $2\theta'$  (см. рис. 34,б). За пределами углового сектора  $2\theta'$  располагается ряд боковых лепестков диаграммы направленности, амплитуда наибольшего из которых примерно в 7 раз меньше амплитуды основного лепестка (см. рис. 36). В случае излучения коротких импульсов минимумы поля между лепестками сглаживаются. На рис. 36 штрихами показано поле круглого преобразователя, излучающего колоколообразные импульсы, в которых амплитуда колебаний в период уменьшается в 6 раз.

Анализ выражения (7.1) или (7.3) показывает, что акустическое поле круглого преобразователя в общем случае — функция двух безразмерных параметров  $x/x_0$  — расстояния от преобразователя до дефекта, деленного на длину ближней зоны и  $\rho_B/a$  — расстояния от оси преобразователя, отнесенного к радиусу последнего. Например, поле в дальней зоне можно записать и в виде

$$E = \left| \frac{E_0}{E_0} \right| = \pi \frac{x_0}{x} \frac{2J_1 \left( 2\pi \frac{x_0}{x} \frac{\rho_B}{a} \right)}{2\pi \frac{x_0}{x} \frac{\rho_B}{a}}. \quad (7.9)$$

При этом мы воспользовались соотношением  $\sin \theta = \rho_B/x$ . Третий параметр, оказывающий существенное влияние на поле преобразователя, — форма и длительность излучаемых импульсов.

На рис. 34,б показана картина поля излучения — в виде функции  $I^2$  круглого преобразователя в функции безразмерных параметров, построенная на основе экспериментальных данных. Наибольшее сужение поля излучения на уровне  $I = 0,5I_{\max}$  — на границе ближней зоны — отмечено с этим на рис. 34,б показано сжатие поля излучения в зоне между  $0,5x_0$  и  $2x_0$ .

### Кольцеобразный преобразователь

Формула (7.1) для поля на оси и в дальней зоне кольцеобразного преобразователя с наружным и внутренним радиусами  $a_n$  и  $a_b$  вычисляются в элементарных функциях [12]. На оси

$$E = \left| \sin \frac{k}{4\pi} (a_n^2 - a_b^2) \right|. \quad (7.10)$$

Амплитуда в ближней зоне определяется формулой

$$E = \frac{\lambda}{4\pi} \frac{a_n^2 - a_b^2}{\lambda}. \quad (7.11)$$

В дальней зоне

$$E = \frac{\lambda}{4\pi} \left| a_n^2 \frac{2J_1(ka_n \sin \theta)}{ka_n \sin \theta} - a_b^2 \frac{2J_1(ka_b \sin \theta)}{ka_b \sin \theta} \right|. \quad (7.12)$$

В частном случае бесконечно тонкого кольца по-

$$E = \frac{\lambda}{4\pi} [J_0(a_n k \sin \theta)]^2, \quad (7.13)$$

где  $J_0$  — функция Бесселя нулевого порядка. Кривая 3 на рис. 36 показывает, что кольцеобразный излучатель имеет более узкую диаграмму направленности, чем диск, но одновременно увеличенные боковые ле-



Создание неравномерного распределения амплитуд  $P$  по радиусу круглой излучающей пластины [45] не дает добиться еще большего сужения диаграммы направленности при ограничении роста боковых лепестков. На рис. 36 соответствует случаю, когда амплитуда излучения возрастает от середины к краю пьезоэлемента по закону  $P \sim (r/a)^6$ .

Преобразователи с кольцеобразным пьезоэлементом широко применяют в дефектоскопии, так как уменьшение пьезоэлектрической площади вызывает снижение чувствительности. Однако кольцеобразные излучатели ультразвука находят в некоторых широкополосных преобразователях (а. п. 5.3). Так, в преобразователях с плоско-параллельной пьезопластинкой излучение — прием ультразвука производится кольцами разного диаметра. Увеличение частоты приводит к уменьшению диаметра излучающего кольца. В результате сохраняется величина  $a_n/\lambda$ , а следовательно — направленность акустического поля. В апертурных чехликах поверхностно-возбуждаемых преобразователей кольцевым зазором ультразвук излучается узким пучком, в пределах которого поле очень резко изменяется. Это способствует повышению направленности пучка преобразователей [50].

### 7. Прямоугольный преобразователь

Сопоставление рассчитанных [89] по формуле (7.1) полей прямоугольных преобразователей с различным отношением сторон (рис. 37) показывает, что поле

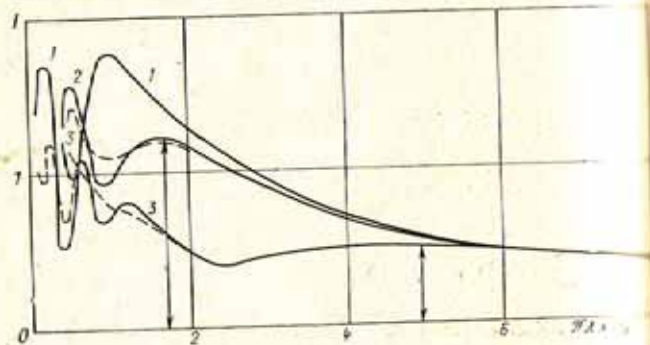


Рис. 37. Поле излучения вдоль оси прямоугольного преобразователя в непрерывном (сплошные линии) и импульсном (штриховые линии) режимах:

1 —  $a_1/a_2=1$ ; 2 —  $a_1/a_2=2$ ; 3 —  $a_1/a_2=5$

преобразователя определяется параметром

$$x = \frac{a_1^2}{2\lambda} \quad (7.14)$$

в точке зрения расхождения лучей в дальней зоне. Этому свидетельствует тот факт, что при  $x \gg x_0$  максимумы сливаются. Положение последнего максимума, определяющего границу ближней и дальней зон, определяется формулой (7.14) только для квадратного преобразователя. Для прямоугольных излучателей с соотношением сторон  $a_1/a_2 > 2$  положение последнего максимума приближенно определяется формулой

$$x = a_1^2/2\lambda, \quad (7.15)$$

где  $a_1$  — длины большей и меньшей сторон. Это объясняется тем, что для вытянутого преобразователя время прихода сигнала от крайних точек пластины в фазе по отношению к центральной точке определяется соотношением

$$\sqrt{x^2 + a_1^2} + a_2^2 - x \approx \lambda/2,$$

где при  $x \gg a_1 \gg a_2$  следует соотношение (7.15).

Сравнение с полем круглого преобразователя показывает, что максимумы и минимумы поля прямоугольного преобразователя сильно сглажены. Это объясняется тем, что на прямоугольном преобразователе кольцевые зоны Френеля, ответственные за формирование сигнала с разным запаздыванием фаз, не укладываются вместе. Дополнительное сглаживание максимумов наблюдается для импульсного излучения. На рис. 37 штрихами показаны поля преобразователя при излучении колоколообразных импульсов с увеличением амплитуды в 1,5 раза за период колебаний. В дальней зоне прямоугольного преобразователя функции (7.1) берут в элементарных функциях [72]:

$$P = \frac{S_0}{\lambda^2} \left| \frac{\sin(a_1 k \sin \theta_1)}{a_1 k \sin \theta_1} \frac{\sin(a_2 k \sin \theta_2)}{a_2 k \sin \theta_2} \right|, \quad (7.16)$$

где  $\theta_1$  и  $\theta_2$  — углы между осью преобразователя и проекцией лучей на плоскости  $xOz$  и  $xOy$ . Диаграмма направленности — кривая 2 на рис. 36. На уровне  $P/P_0 = 0,464$  критические значения углов

$$\theta_{1,2} = \arcsin(0,464\lambda/a_{1,2}). \quad (7.17)$$







значительно меньше, чем в случае плоскопараллельной задержки. Это объясняется тем, что разложение в косинусов углов  $\theta_A$  и  $\theta_B$ , которое приходится применять при переходе от тангенсов к синусам, выполняют в данном случае с точностью до членов первого порядка в малости, а не второго, как при нормальном падении на границу акустической оси преобразователя. Кроме того, в плоскости падения и в перпендикулярной плоскости преломление происходит по-разному и, строго говоря, следует строить разные мнимые источники для этих двух плоскостей.

Приближенно диаграмму направленности преобразователя с призмой можно получить, считая, что ее излучает мнимый преобразователь [65] (см. рис. 31), размеры которого в плоскости падения сократились в  $\cos\gamma/\cos\alpha$  раз по сравнению с действительными. Мнимый преобразователь расположен на акустической оси перпендикулярно к ней так, чтобы расстояние от него до мнимого преобразователя до точки выхода (точки пересечения акустической оси с границей раздела) равнялось  $r_1 = r_A n \times \cos\gamma / \cos\alpha$ , где  $r_A$  — средний путь в призме искателя.

Таким образом, поле наклонного преобразователя в дальней зоне описывают выражением

$$P = \frac{P_0 D S_a \cos\gamma / \cos\alpha}{\lambda (r_B + r_A n \cos\gamma / \cos\alpha)} \Phi e^{-\delta_A r_A - \delta_B r_B}, \quad (7.20)$$

где диаграмму направленности  $\Phi$  в плоскости падения предполагают излученной источником, уменьшенным в  $\cos\gamma/\cos\alpha$  раз по сравнению с действительным, а в перпендикулярной плоскости — источником, соответствующим по размерам действительному, т. е. мнимый излучатель имеет форму эллипса.

Формула (7.20) дает хорошее совпадение с экспериментальными данными лишь для преобразователя с углами наклона, достаточно далеко отстоящими от критических значений. Вблизи критических углов коэффициент прозрачности  $D(\theta)$  изменяется быстро, и для уточнения решения следует воспользоваться результатами работы [25]. В ней показано, что поле в изделии имеет такой вид, как будто диаграмма направленности реального (а не мнимого) источника, описываемая формулой (7.6) или (7.16), образовалась в призматической задержке, а затем каждый луч этой диаграммы претерпел преломление на границе призма—изделие и ослабился

коэффициенту прозрачности. Этот вывод не является очевидным, если путь луча в ближней зоне, и лучи еще не успели разойтись. Различия в диаграммах направленности, полученных по формуле (7.20) и с помощью более точной теории, показано в работе [65] (стр. 188, рис. 33). Хорошее совпадение в широком диапазоне наблюдается лишь для преобразователя с плексигласовой призмой с углом  $\alpha = 40^\circ$ , а для  $\alpha = 30^\circ$  и  $50^\circ$  совпадение имеется лишь в узкой области углов  $\theta = \pm 4^\circ$ . Улучшенный способ построения диаграмм направленности объясняет тот экспериментальный факт [21], что направление излучения не совпадает с углом преломления, вычисленным по закону синусов (3.1). Уточненные критические значения угла преломления для преобразователей с плексигласовой призмой, для которой произведение диаметра отверстия  $2af = 30$  мм МГц, показаны на рис. 15. Увеличение значения  $2af$  приводит к более близкому совпадению с законом синусов.

Улучшенное явление можно объяснить тем, что при прохождении через границу сильнее ослабляются волны диаграммы направленности, которые дальше отходят от оптимального угла  $\theta = \alpha_{opt}$ , соответствующего максимальному значению  $D(\theta)$ . В результате для преобразователей с углом  $\alpha < \alpha_{opt}$  наблюдаемое экспериментальное значение угла  $\gamma_{exp}$ , соответствующего максимуму излучения и называемому углом ввода, превышает значение угла  $\gamma_i$ , вычисленное по закону синусов. Для преобразователей с углом  $\alpha > \alpha_{opt}$ , наоборот,  $\gamma_{exp} < \gamma_i$  (см. рис. 15). Увеличение параметра  $2af$  сужает диапазон направленности преобразователя, что приводит к ослаблению описанного выше эффекта.

### Раздельно-совмещенный (РС) преобразователь

Раздельно-совмещенный преобразователь состоит из объединенных констативного излучающего и приемного преобразователей, которые расположены на призматических акустических осях. Такие преобразователи отличаются минимальным уровнем собственных шумов, очень малой мертвой зоной, повышенной чувствительностью при высокой степени структурных помех. С их помощью можно достигнуть выравнивания чувствительности к дефектам, расположенным на разной глубине. Акустическое по-



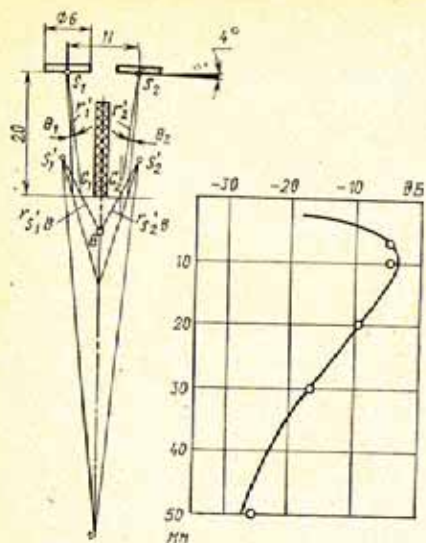


Рис. 39. Построение акустического поля на оси прямого РС-преобразователя

ских осей, что объясняется влиянием затухания и расхождения лучей. Экспериментальные точки удовлетворительно подтверждают расчетную кривую.

## 7.6. Фокусирующие преобразователи

Фокусирующие системы применяют для повышения разрешающей способности, чувствительности (особенно на фоне структурных помех), точности определения координат и размеров дефектов. Существуют четыре основных типа фокусирующих систем.

Активные концентраторы — изогнутые пьезоэлементы, представляющие часть сферы или цилиндра (рис. 40, а). Фокусное расстояние таких концентраторов равно их радиусу кривизны  $R$ ; радиус зрачка  $a$  связан с фокусным расстоянием через угол раскрытия фронта  $\theta_m$  формулой  $a = F \sin \theta_m$ .

Рефракторы — линзы, преобразующие плоскую волну в сходящуюся (рис. 40, б). Линзы могут быть пологими (ускоряющими) или выпуклыми (замедляющими) в зависимости от соотношения скоростей ультразвука в среде  $c_e$  и в материале линзы  $c_d$ , которое называют

ле РС-преобразователи рассчитывают по введению мнимых лучателя и приемника как было описано в п. 7.4.

На рис. 39 показан пример построения кривой изменения чувствительности по глубине для РС-преобразователя, излучатель и приемник которого сделаны одинаковыми. Призмателю выполнены из пьезоглаза, объект контроля — сталь. Углы наклона и размеры пьезопластины подобраны так, чтобы обеспечить выявление дефекта на глубине 2—200 мм сдельные значения определяются крайними лучами диаграммы направления. Максимум излучения полагается несколько выше точки пересечения акустических осей, что объясняется влиянием затухания и расхождения лучей. Экспериментальные точки удовлетворительно подтверждают расчетную кривую.

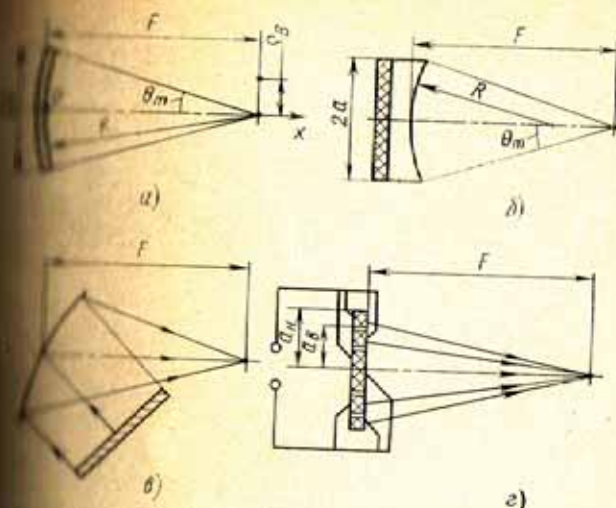


Рис. 40. Фокусирующие преобразователи с искривленным пьезоэлементом (а), линзой (б), зеркалом (в), зональной пьезопластинкой (г)

коэффициентом преломления  $n = c_e / c_d$ . Если среда — иммерсионная жидкость, а линза сделана из органического материала, то  $n < 1$ . Фокусное расстояние такой плоско-вогнутой линзы связано с ее радиусом кривизны соотношением  $F = R / (1 - n)$ .

Рефлекторы — отражатели, преобразующие плоскую волну в сходящуюся. В дефектоскопии применяют рефлекторы в виде криволинейных зеркал в призме (рис. 40, в), в которых сходящийся фронт формируется одновременно с поворотом луча.

Рефракторы — зональные пластинки (рис. 40, г), состоящие из чередующихся акустически прозрачных и непрозрачных колец, внутренний  $a_n$  и наружный  $a_{n+1}$  радиусы колец определяются соотношениями  $a_n = \sqrt{2mF\lambda}$ ;  $a_{n+1} = \sqrt{(2m+1)F\lambda}$ , где  $m = 0, 1, 2, \dots$ . О фазовом принципе фокусировки упоминалось в п. 7.2. Существенного выигрыша в амплитуде сигнала при фазовой фокусировке можно добиться, если разделить пластину на кольца, соответствующие зонам Френеля (например, глубокими бороздками), и подать на электроды четных и нечетных зон электрические напряжения в противофазе. Такое конструктивное включение колец показано на рис. 40, г.

В дефектоскопии часто применяется в дефектоскопии зонный преобразователь (см. рис. 40, а) с малым



углом раскрытия  $\theta_m \leq 30^\circ$ . Другие фокусирующие системы могут быть сведены к рис. 40, а, если рассмотреть сходящийся волновой фронт вблизи фокусирующей поверхности как поверхность излучателя. Учитывая, что расстояние от фокуса до произвольной точки  $A$  поверхности преобразователя постоянно и равно  $R=F$ , а также условие малости угла раскрытия  $\theta_m$  (из которого следует  $a \ll F$ ), можно [90] из формулы (7.1) получить следующее выражение для поля вдоль оси:

$$|I| = \frac{2}{1-x/F} \left| \sin \left[ \frac{\pi}{2} \frac{x_0}{x} \left( 1 - \frac{x}{F} \right) \right] \right|, \quad (7.2)$$

где  $x_0 = a^2/\lambda$ . Первый множитель этой формулы представляет гиперболу с асимптотой при  $x=F$ , а второй — осциллирующую функцию. При  $x=F$  (геометрический фокус) возникает неопределенность, раскрытие которой дает

$$|I| = S_a/\lambda F = \pi x_0/F. \quad (7.2)$$

Для оптических систем  $x_0 \gg F$ . Вследствие этого осцилляции функции синуса происходят очень часто. Вблизи геометрического фокуса всегда имеется максимум синуса, в результате чего наибольший максимум (максимум максимумов) функции  $I$  практически совпадает с геометрическим фокусом. Важное отличие акустических фокусирующих систем от оптических состоит в том, что величины  $x_0$  и  $F$  обычно соизмеримы. В результате осцилляции функции синуса редки, что вызывает смещение максимума максимумов функции  $I$  (акустического фокуса) от геометрического фокуса в сторону искателя

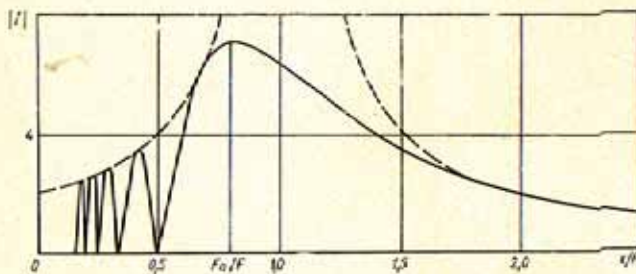


Рис. 41. Акустическое поле вдоль оси фокусирующего преобразователя с отношением  $\frac{F}{x_0} = 0,5$

На рис. 41 показан характерный для акустических случаев. При  $x_0/F=2$  отношение акустического фокуса относительно геометрического  $F_a/F$  составляет 0,8. График (рис. 42) позволяет рассчитать это отношение в зависимости от  $F/x_0$ . Отношение максимальных амплитуд поля фокусирующего и нефокусирующего преобразователей определяет коэффициент усиления  $K_F$  фокусирующей системы. Отношение величины  $I$  из формулы (7.2) к максимальному значению  $I=2$  (7.4) равно  $K_F = \frac{S_a}{2\lambda F}$ .

Однако,  $x=F \gg x_0$ , то из (7.4) получим  $I = \frac{S_a}{\lambda x}$ , в результате чего  $K_F=1$ , т. е. фокусировка не даст выигрыша в усилении, если ее осуществлять в дальнем поле преобразователя. Используя уточненное выражение наибольшего максимума функции  $I$  фокусирующего преобразователя, можно видеть (рис. 42), что фокусировка дает выигрыш в чувствительности вплоть до  $x=x_0$  (при вычислении  $K_F$  для нефокусирующего преобразователя везде принимались  $I=2$ ).

Простое выражение для поля в плоскости, перпендикулярной оси, можно получить для области вблизи геометрического фокуса:

$$|I| = \frac{S_a}{\lambda r} \left| \frac{2J_1(k\rho_B \sin \theta_m)}{k\rho_B \sin \theta_m} \right|,$$

где  $\rho_B$  — расстояние от оси. Функция  $|2J_1(X)/X|$  встречалась нам ранее (см. рис. 36). Радиус фокального пятнышка (звужка Эри) находят из условия  $J_1=0$ , он равен

$$\rho_0 = 0,61F\lambda/a. \quad (7.23)$$

Сравнивая (7.23) с (7.7), можно заключить, что, если  $\rho_0 \ll \lambda$ , то сечение поля фокусирующего и плоского не-

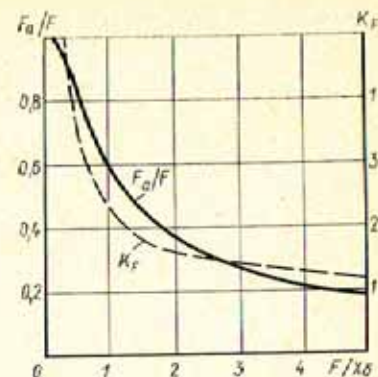


Рис. 42. Расположение акустического фокуса (сплошная линия) и коэффициент усиления (штриховая линия) в зависимости от отношения фокального расстояния к длине ближней зоны



фокусирующего преобразователя имеет одинаковый радиус, т. е. опять подтверждается вывод, что в дальней зоне фокусировка не эффективна.

Из-за кривизны поверхности все фокусирующие преобразователи (кроме зональных пластин) можно использовать в дефектоскопии только при контакте через акустическую задержку. Преломление лучей на границе задержка—изделие изменяет положение и форму фокального пятна. Соответствующие оценки могут быть выполнены методом мнимого преобразователя [31], рассмотренным в п. 7.4. Например, при перпендикулярном направлении оси преобразователя к границе изделия толщиной акустической задержки  $h$  расстояние фокусировки поверхности изделия  $F'$  рассчитывают по формуле

$$F' = (F - h) c_A / c_B,$$

где  $c_A$  и  $c_B$  — скорости звука в задержке и изделии. При наклонном направлении оси преобразователя к изделию фокальные расстояния  $F'$  в плоскости падения оси и перпендикулярной плоскости не совпадают, поэтому фокальное пятно сильно размывается.

Эффекты фокусировки и расфокусировки могут возникать при вводе ультразвука в изделие с искривленной поверхностью. На рис. 43 показан часто встречающийся случай контроля изделия с криволинейной выпуклой поверхностью через акустическую задержку. Если расстояние от преобразователя до изделия  $x_A$  меньше ближней зоны, падающую волну можно считать плоской, а если  $x_A > x_{бA}$  ( $x_{бA}$  берут в материале задержки), то падающую волну можно считать сферической. Фокальное расстояние  $F$  для такой поверхности определено

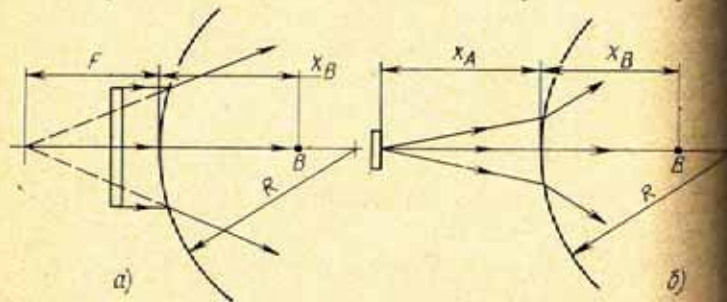


Рис. 43. Расфокусировка ультразвукового поля при контроле изделия с криволинейной поверхностью, находящейся в ближней (а) и дальней (б) зонах преобразователя

как для плоско-вогнутой линзы, т. е. как точку пересечения преломленных лучей при падении плоской волны (рис. 43, а):

$$F = \frac{R}{c_B c_A - 1}, \quad (7.24)$$

где  $c_A$  и  $c_B$  — скорости звука в задержке и изделии; обычно  $c_B > c_A$ .

Приближенные формулы для поля внутри изделия выводятся на основе лучевых представлений [87], например для сферической волны и цилиндрической поверхности изделия

$$I = \frac{S_0 D}{\lambda_B x_B} \sqrt{\frac{F}{\left(1 \pm \frac{x_A c_B}{x_B c_A}\right) \left[\frac{c_A}{c_B} x_A \pm F \left(1 + \frac{x_A c_A}{x_B c_B}\right)\right]}}. \quad (7.25)$$

В этой формуле  $D$  — коэффициент прохождения через границу задержка—изделие;  $\lambda_B$  — длина волны в изделии. В случае вогнутой поверхности изделия в знаменателе формулы (7.25) ставят знак минус.

## Глава 8

### МЕТОДЫ ОТРАЖЕНИЯ. АППАРАТУРА

#### 8.1. Структурная схема импульсного дефектоскопа

Ранее (см. рис. 2, б) был рассмотрен принцип работы эхо-дефектоскопа и функции его основных узлов. Ниже полная структурная схема дефектоскопа (рис. 44) содержит ряд дополнительных систем, обеспечивающих более удобную эксплуатацию аппаратуры и высокую

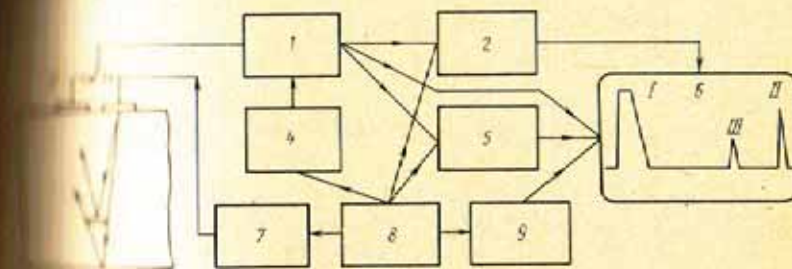


Рис. 44. Структурная схема импульсного дефектоскопа



точность измерений. Генератор зондирующих импульсов 7 вырабатывает импульс электрических колебаний, возбуждающий ультразвуковые колебания в преобразователе 3. Отраженные от дефекта ультразвуковые сигналы принимает тот же (совмещенная схема) или другой (раздельная схема) преобразователь и трансформирует их в электрические импульсы, которые поступают на вход усилителя 1. Коэффициент усиления его регулируется во времени с помощью системы 4 временной регулировки чувствительности (ВРЧ). Усиленный до требуемой величины сигнал поступает на вход электронно-лучевого индикатора 6 и автоматического сигнализатора дефектов (АСД) 2. Синхронизатор 8 обеспечивает требуемую временную последовательность работы всех узлов дефектоскопа, одновременно с запуском генератора импульсов (или с некоторой заданной задержкой) он приводит в действие генератор развертки 9 электронно-лучевого индикатора. Развертка позволяет различать во времени прихода сигналы от объектов отражения, расположенных на разном расстоянии от преобразователя, например сигналы от дефектов отличить от донного сигнала. Синхронизатор также управляет работой блока ВРЧ и АСД.

Современные дефектоскопы снабжены устройствами для измерения амплитуды и времени прихода отраженного сигнала. Схему их включения выполняют по-разному. На рис. 44 показана одна из возможных структурных схем глубиномера. Здесь измерительное устройство обрабатывает сигналы, поступившие от усилителя, с учетом времени поступления сигнала от синхронизатора, выдает цифровую информацию на электронно-лучевой индикатор или на отдельное табло.

Ниже подробно рассмотрена работа основных узлов импульсного дефектоскопа. Сведения о конкретном устройстве этих узлов можно найти, например, в работе [88].

## 8.2. Генератор зондирующих импульсов

Основными элементами генератора зондирующих импульсов являются колебательный контур, включающий передающий пьезоэлемент, и электронная схема, обеспечивающая генерацию коротких импульсов той или иной формы, заполненных высокочастотными колебаниями

повышающее распространение получили так называемые генераторы ударного возбуждения. Схема простейшего генератора такого типа приведена на рис. 45. Резонансный контур включает пьезоэлемент  $\Pi$ , индуктивность  $L_B$  и шунтирующее сопротивление  $R_B$ . Подбором индуктивности  $L_B$  обеспечивается требуемая частота за-

пуска генерируемого импульса, а регулировка  $R_B$  обеспечивает необходимую добротность контура. Накопительная емкость  $C_H$  быстро разряжается через тиристор  $T$  при подаче на его электрод пускового импульса. Амплитуда генерируемого импульса зависит от напряжения  $E$ , а также постоянной времени зарядки конденсатора, определяемой величиной балластного сопротивления  $R_H$  и накопительной емкости  $C_H$ . Увеличение указанных параметров ограничивается частотой повторения зондирующих импульсов, так как с ее ростом емкость  $C_H$  не успевает полностью зарядиться. Величина питающего напряжения определяется типом применяемых тиристоров. В современных приборах обычно применяют схемы с обратным пуском, позволяющие повысить амплитуду зондирующих импульсов.

Основным недостатком генератора ударного возбуждения является несоответствие очень высокой частоты первого полупериода колебаний (собственно удара) требуемой частоте требуемых ультразвуковых колебаний. Это вызывает снижение коэффициента полезного действия и расширение спектра частот. Поэтому в некоторых дефектоскопах используют схемы получения зондирующих импульсов произвольной формы, например колоколообразной, которая характеризуется наиболее узким спектральным составом при заданной длительности.

Амплитуда электрического импульса может достигать 1–2 кВ на 1 мм толщины пьезоэлемента, изготовленного из кварца. В преобразователях с пьезоэлементом из ЦТС величина напряжения ограничивается 400–500 В·мм, поскольку дальнейшее его увеличение может привести к пробое и разрушению пьезопластины. С другой стороны, линейный рост амплитуды сигнала, отра-

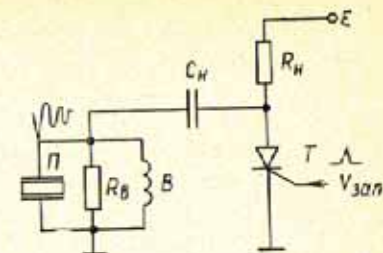


Рис. 45. Схема генератора зондирующих импульсов



женного от какого-либо объекта, наблюдается лишь в определенных амплитудах зондирующего импульса примерно 100 В/мм. В связи с этим перспективно применение генераторов, вырабатывающих длительные импульсы с последующим сжатием принимаемых отраженных сигналов до одного-двух полупериодов. В результате при сохранении небольшой амплитуды колебаний генератора и высокой разрешающей способности аппаратуры амплитуды принимаемых сигналов увеличиваются за счет увеличения мощности излучаемого импульса [66]. Дополнительные возможности при этом открываются благодаря применению фазовой модуляции излучаемого длительного сигнала с оптимальной фильтрацией принимаемых сигналов [43]. Это позволяет отстроиться от шумов элементов электронной схемы прибора.

### 8.3. Приемно-усилительный тракт

Приемно-усилительный тракт дефектоскопа содержит предусилитель, измеритель амплитуд сигналов, усилитель высокой частоты, детектор и видеоусилитель. Предусилитель обеспечивает согласование усилительного тракта с приемным преобразователем. Он содержит ограничитель амплитуды, предохраняющий усилитель от перегрузок, связанных с воздействием зондирующего импульса (когда преобразователь включен по совмещенной схеме). При этом сигналы небольшой амплитуды практически не искажаются.

Схема, показанная на рис. 46, а, основана на том, что сопротивление кремниевого диода резко уменьшается, когда напряжение на нем, действующее в определенном направлении, превосходит примерно 0,5 В. При показанном включении ограничительные элементы (диоды) подавляют как положительный, так и отрицательный полупериоды зондирующего импульса. Недостатком этой

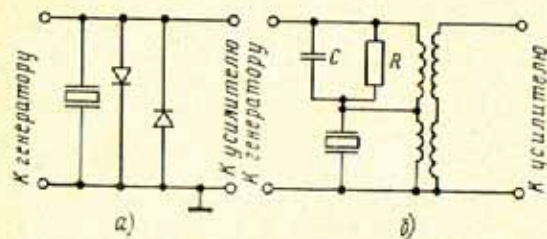


Рис. 46. Схемы подавления амплитуды зондирующего импульса

является то, что шунтирование искажает принимаемые сигналы большой амплитуды. Этот недостаток можно исправить, вводя цепочку из нескольких последовательно включенных диодов.

Входное сопротивление предусилителя должно быть согласовано с выходным сопротивлением преобразователя с учетом подключенного к нему колебательного контура. Для достижения максимальной чувствительности импедансы должны быть примерно равны. Оценки показывают, что при настройке контура в резонанс его активное сопротивление преобразователя составляет 20—60 Ом в зависимости от частоты и электрической нагрузки. В этих условиях сопротивление входа усилителя не должно превышать 50—100 Ом. Иначе шумы предусилителя должны быть меньше, чем в преобразователе. Однако тепловые шумы обычных преобразователей превосходят шумов акустического происхождения. Из этого входное сопротивление пьезопреобразователя можно [48] сделать вывод, что в импульсных дефектоскопах и толщиномерах выгоднее применять усилители тока, а не напряжения. Согласно оценкам для получения одинакового напряжения на выходе усилителя требуется на один-два порядка меньшее усиление по сравнению по напряжению. Однако подтверждение этого пока не получил пока в схемах импульсных толщиномеров с аperiodическим преобразователем, а в других импульсных приборах применяют усилители напряжения.

Амплитуды сигналов чаще всего измеряют с помощью калиброванного делителя напряжения — аттенюатора. При этом сравнивают амплитуды двух или нескольких сигналов в относительных единицах. За единицу (0 дБ) обычно принимают максимальный сигнал, соответствующий амплитуде акустического зондирующего импульса. Иногда, однако, за исходное значение принимают амплитуды других сигналов, например донного сигнала для контролируемого изделия. Атенюатор размещают вблизи входа приемно-усилительного тракта прибора, чтобы искажение амплитуд поступивших сигналов было минимальным. Требуемый диапазон изменения 30—80 дБ. В последнее время разработаны автоматические измерители амплитуды с цифровым вы

ходом. Усилители высокой частоты применяют двух типов: узкополосные и широкополосные. Первые обладают вы-



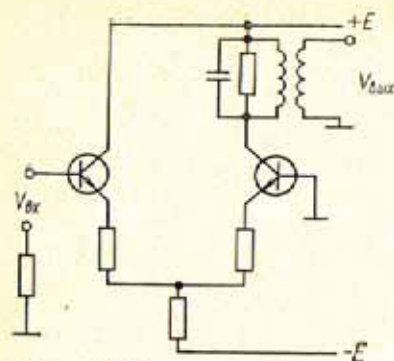


Рис. 47. Схема одной ступени узкополосного дифференциального усилителя

туду порядка 1 В, минимальное значение сигнала на входе усилителя должно быть не менее  $10^{-4}$  В. Коэффициент усиления широкополосных усилителей примерно на порядок меньше. Как правило, применяют дифференциальные ступени усиления (рис. 47), обеспечивающие широкий ( $\sim 30$  дБ) динамический диапазон и высокую стабильность коэффициента усиления. Недостатком широкополосных усилителей является необходимость перестройки частотного диапазона при изменении рабочей частоты прибора. В этом отношении имеют преимущество широкополосные усилители, хотя они более сложны и обладают худшей помехоустойчивостью.

Усиленные высокочастотные сигналы поступают к детектору, на нагрузке которого выделяются огибающие радиоимпульсов. Протектированные сигналы поступают на видеоусилитель с коэффициентом усиления 20–30 дБ. В некоторых дефектоскопах предусмотрена возможность наблюдения на электронно-лучевом индикаторе непротектированных сигналов с радиочастотным заполнением.

Важной характеристикой усилителя является его динамический диапазон, т. е. отношение амплитуд максимального и минимального сигналов, усиливаемых без искажения. Приборы с большим динамическим диапазоном позволяют правильно оценить соотношение амплитуд сигналов на экране электронно-лучевого индикатора даже без применения аттенюатора. Максимальный динамический диапазон имеют логарифмические усилители,

в которых амплитуда сигналов на выходе пропорциональна логарифму отношения амплитуд принимаемых сигналов. Помимо калиброванного аттенюатора импульсные детекторы имеют другие регуляторы чувствительности. К ним относят регулятор амплитуды зондирующего импульса, некалиброванный регулятор чувствительности ВРЧ (см. п. 8.4) и отсечку. Регулятор отсечки изменяет потенциал порогового уровня отпираания аттенюатора. Благодаря этому отсекаются все импульсы, амплитуда которых меньше выбранной величины. При работе отсечки искажает реальное соотношение амплитуд протектированных сигналов и сужает динамический диапазон усилителя прибора. В связи с этим разработана система так называемой компенсированной отсечки, которая обеспечивает восстановление амплитуды отсекаемого сигнала до первоначальной величины. Очевидно, что подобная схема позволяет оценить амплитуды отсекаемых сигналов по экрану электронно-лучевого индикатора даже при включении отсечки.

сокой помехоустойчивостью. Их применение более широко. Полосу пропускания выбирают не менее  $0,2f_0$  (где  $f_0$  — резонансная частота), что обеспечивает минимальные искажения принятых сигналов в приемном тракте. Коэффициент усиления узкополосных усилителей в современных дефектоскопах достигает 80–90 дБ. Поскольку сигнал для дальнейшей обработки должен иметь амплитуду порядка 1 В, минимальное значение сигнала на входе усилителя должно быть не менее  $10^{-4}$  В. Коэффициент усиления широкополосных усилителей примерно на порядок меньше. Как правило, применяют дифференциальные ступени усиления (рис. 47), обеспечивающие широкий ( $\sim 30$  дБ) динамический диапазон и высокую стабильность коэффициента усиления. Недостатком широкополосных усилителей является необходимость перестройки частотного диапазона при изменении рабочей частоты прибора. В этом отношении имеют преимущество широкополосные усилители, хотя они более сложны и обладают худшей помехоустойчивостью.

Усиленные высокочастотные сигналы поступают к детектору, на нагрузке которого выделяются огибающие радиоимпульсов. Протектированные сигналы поступают на видеоусилитель с коэффициентом усиления 20–30 дБ. В некоторых дефектоскопах предусмотрена возможность наблюдения на электронно-лучевом индикаторе непротектированных сигналов с радиочастотным заполнением.

#### Временная регулировка чувствительности

Система ВРЧ (правильнее ее назвать временной автоматической регулировкой усиления) предназначена для генерирования электрического сигнала определенной формы, с помощью которого изменяется во времени чувствительность одной или нескольких ступеней приемно-усилительного тракта. Вызвано это, как уже указывалось, необходимостью компенсировать ослабление ультразвука в контролируемом изделии, обусловленное дифракционным расхождением и затуханием. Исходя из этого, закон изменения усиления должен быть обратным закону изменения амплитуд отраженных сигналов от одинаково по размерам дефектов по мере их удаления от иска-

тельной зависимости от размеров и формы отражателя (см. рис. 10). Этот закон будет определяться различными выражениями. Так, например, в дальней зоне искателя для изменения от точечного дефекта справедлива формула

$$A_2 = A_1 r^2 e^{Br}, \quad (8.1)$$

где  $A_2$  — амплитуда отражения от больших плоских дефектов

$$A_2 = A_1 e^{Br}. \quad (8.2)$$



Здесь  $K_0$  — коэффициент усиления приемного тракта,  $t$  — время распространения импульса;  $A_1$ ,  $A_2$  и  $B$  — коэффициенты, зависящие от частоты, а  $A_1$  и  $A_2$  зависят также от размеров преобразователя. Зависимость  $K_0(t)$  существенно усложняется, если учесть закон изменения амплитуды эхо-сигнала не только в дальней, но также в ближней и переходной зонах излучателя.

Задача получения управляющего сигнала системы ВРЧ, соответствующего одной из указанных закономерностей, чаще всего решается путем раздельного учета фактора  $t$  или  $t^2$ , связанного с дифракционным расхождением ультразвука и фактора  $e^{Bt}$ , связанного с затуханием. В наиболее совершенных приборах сигнал системы ВРЧ, учитывающий первый фактор, подбирается кнопочным переключателем. Он соответствует типу используемого преобразователя по величине коэффициента  $A_1$  или  $A_2$ , а также по длительности начального участка, на котором управляющий сигнал сохраняется постоянным в соответствии с длиной ближней зоны преобразователя. Действие затухания компенсируют другим управляющим сигналом системы ВРЧ или поворотом линии развертки в приборах с логарифмическим усилением. В некоторых приборах форму управляющего сигнала систем ВРЧ подбирают эмпирически по образцам с искусственными отражателями. В этом случае предусматривают раздельную регулировку по величине начального, среднего и конечного участков регулирующего сигнала.

### 8.5. Регистратор

В подавляющем числе эхо-импульсных дефектоскопов принятые отраженные сигналы регистрируют электронно-лучевые индикаторы. Чаще всего на горизонтально отклоняющие пластины подается усиленный до необходимой величины полезный сигнал, а на вертикально отклоняющие — напряжение развертки. Развертка синхронизируется частотой зондирующих посылок (развертка типа А, см. рис. 44). Электронно-лучевой индикатор с разверткой типа А содержит электронно-лучевую трубку, согласующие и видеоусилительные ступени, а также генератор развертки (обычно ждущего типа), запускаемый от синхронизатора дефектоскопа одновременно с генератором зондирующих импульсов. Длитель-

ность развертки  $t_p$  определяется скоростью звука в материале  $c$  и толщиной контролируемых изделий  $X_{\max}$ :  $t_p = 2X_{\max}/c$ .

При большой толщине изделия сигналы от близко расположенных дефектов (особенно вблизи зондирующего импульса) будут плохо различимы на линии развертки. С целью преодоления указанного недостатка в современных дефектоскопах разбивают весь диапазон прозвучиваемых изделий на ряд поддиапазонов, один из которых и выбирают при контроле изделия соответствующих габаритов. Кроме того, многие дефектоскопы снабжены специальными схемами задержки, с помощью которых запуск развертки осуществляется не регулирующим импульсом, а, например, первым отраженным от поверхности сигналом при иммерсионном контроле. Некоторые дефектоскопы снабжены «лупой времени», т. е. произвольно регулируемой по времени системой задержки, обеспечивающей возможность более тщательного изучения любого выбранного участка развертки.

В автоматизированных дефектоскопических установках иногда применяют развертки типа В, которые позволяют получить на экране электронно-лучевой трубки при кратковременном послесвечении изображение сечения изделия с находящимися в нем дефектами, и развертки типа С, которые дают изображение дефекта в плане.

Во многих автоматизированных установках в качестве регистраторов применяют (наряду с электронно-лучевыми индикаторами) также различные электрометрические системы — самописцы того или иного типа. Единственным применением самописцев является возможность получения документа — дефектограммы, фиксирующей результаты контроля.

### 8.6. Система автоматической сигнализации дефектов (АСД)

Эта система предназначена для автоматической фиксации момента обнаружения дефекта. Ее можно рассматривать как частный случай регистратора. Особо важное значение такие системы имеют в автоматизированных промышленных установках, однако и при ручном контроле система АСД значительно облегчает работу оператора и позволяет повысить надежность получения



ных результатов прозвучивания. Система АСД содержит стробирующее устройство и схему индикации выявленных дефектов. Стробирующее устройство предназначено для генерации вспомогательных импульсов, ширина и местоположение которых определяют зону индикации принятых отраженных сигналов. Указанные вспомогательные импульсы подаются к каскаду совпадений, в который вход которого поступает вся последовательность отраженных сигналов с выхода приемно-усилительного тракта. Варьируя ширину и положение стробирующего импульса, можно произвольно выбирать тот или иной участок развертки, в котором наблюдаются отраженные сигналы.

Стробирующее устройство, таким образом, позволяет решать несколько задач. Во-первых, располагая началом стробирующего импульса после зондирующего или начального сигнала, а конец — перед донным сигналом, можно отсечь эти сигналы от последующих схем индикации. Во-вторых, выбирая нужным образом длительность и время начала стробирующего импульса, мы можем установить требуемую зону контроля. В-третьих, установив стробирующий импульс так, чтобы в него попадал только донный сигнал, можно по амплитуде этого сигнала следить за стабильностью акустического контакта, общей исправностью работы аппаратуры, а также автоматически подстраивать чувствительность. Наконец, применение стробирующего устройства позволяет повысить общую помехоустойчивость дефектоскопа, поскольку импульсные помехи любого типа могут воздействовать на индикатор лишь во время действия стробирующего импульса, которое всегда меньше общего периода зондирующих посылок. В качестве индикаторов в системах АСД обычно применяют электрические лампы или светодиоды, а также электромагнитные реле.

### 8.7. Синхронизатор

Синхронизатор представляет собой автоколебательную импульсную систему, выполненную по схеме мультивибратора или (реже) блокинг-генератора. Частота генерируемого синхронизатором напряжения выбирают в зависимости от задач контроля в пределах 50—8000 Гц. В некоторых дефектоскопах она регулируется. Поскольку частота синхронизатора определяет период следо-

в зондирующих посылок, с точки зрения увеличения скорости контроля (а следовательно, и его производительности) ее желательно выбирать возможно большей. Однако она ограничивается затуханием ультразвука и толщиной контролируемых изделий, поскольку необходимо, чтобы ультразвуковой импульс, излученный в изделие, полностью затух до поступления следующей посылки. Ориентировочно можно считать, что достаточный уровень ослабления будет достигнут в результате не менее  $N$ -кратного прохождения ультразвука через изделие по толщине, где  $N=4...12$ . В этом случае максимальная частота следования зондирующих импульсов

$$f_{\max} = \frac{1}{T} = \frac{c}{2Nx_{\max}}$$

Во многих автоматизированных промышленных дефектоскопических установках, содержащих большое число преобразователей, последние включают иногда поочередно, иногда одновременно отдельными группами. В первом случае синхронизатор управляет работой электронного коммутатора, логические элементы на выходе которого обеспечивают выполнение заданной последовательности работы отдельных электронно-акустических каналов системы. Применяют обычно коммутаторы либо импульсного типа, либо регистровые. В случае применения импульсного коммутатора с заданной длительностью периода каждого из тактов, частоту синхронизатора следует выбирать соответственно в  $n$  раз больше, чем частоту следования зондирующих посылок в каждом из тактов.

### 8.8. Устройство для измерения расстояния до объекта отражения

Расстояние до дефекта, дна изделия или другого объекта излучателя ультразвуковых импульсов определяют по времени пробега импульса. При этом скорость распространения ультразвука в изделии учитывают и корректируют путем измерения какого-либо известного расстояния, например толщины изделия.

В большинстве зарубежных дефектоскопов измерения осуществляют непосредственно по экрану электронно-лучевого индикатора, снабженному шкалой. При этом предъявляют высокие требования к линейности и ста-



бильности развертки, и возникают определенные неудобства, когда необходимо измерять две координаты дефекта (по поверхности и глубине изделия) при контроле наклонным преобразователем.

В большинстве отечественных дефектоскопов расстояния измеряют путем совмещения с передним фронтом измеряемого эхо-сигнала вспомогательного импульса, вырабатываемого измерительным устройством — глубиномером. Измерительный элемент (сопротивление или емкость) этого устройства, изменение которого вызывает перемещение метки вдоль линии развертки, имеет оцифрованную шкалу. В случае применения наклонных искателей оцифровка на шкале двойная, соответствующая двум координатам дефектов. В некоторых приборах оцифровка одна, а две координаты измеряют ступенчатым переключением регуляторов скорости ультразвука: одному положению переключателя соответствует измерение расстояния вдоль поверхности, а другому — по глубине изделия.

В импульсных толщиномерах и дефектоскопах последних выпусков применяют системы, дающие цифровой отсчет расстояний в изделии. При этом измеряется интервал времени между зондирующим и ближайшим к нему импульсом на экране или импульсом, вблизи которого устанавливается электронная метка. Такую систему отсчета следует признать наиболее удобной.

### 8.9. Преобразователи для контроля эхо-методом

Современные дефектоскопы комплектуют целым набором излучателей и приемников ультразвуковых волн. Они отличаются по ряду признаков: по способу контакта с изделием различают контактные, щелевые и иммерсионные преобразователи; по направлению ультразвуковых колебаний к поверхности изделия — прямые и наклонные преобразователи; по способу соединения с дефектоскопом — отдельные преобразователи, в которых один элемент выполняет роль излучателя, а другой — приемника ультразвука, и совмещенные преобразователи, в которых один элемент выполняет обе функции. Кроме того, существуют специальные преобразователи: фокусирующие, широкозахватные, для контроля по грубой поверхности и т. д. Ниже дается описание наиболее широко применяемых типов пьезопреобразователей дефектоскопов.

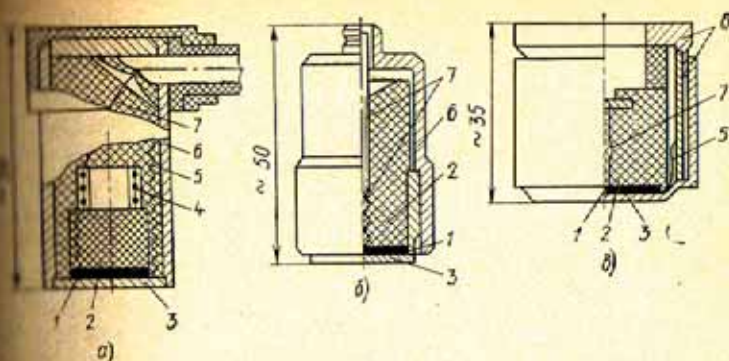


Рис. 48. Прямые преобразователи: а — из комплекта «Снежинка»; б — типа ИЦ-1; в — типа 4Q фирмы «Крауткремер» (ФРГ)

Прямые преобразователи контактного типа предназначены для работы по совмещенной схеме. В отечественных преобразователях (рис. 48, а, б) пьезопластина изготовлена из ЦТС. В преобразователях фирмы «Крауткремер» (рис. 48, в) пьезопластину изготавливают из кварца, хотя последнее время часто применяют пьезокерамику. Применение кварца, обладающего сравнительно низкой чувствительностью, объясняется его высокой стабильностью и равномерностью излучения всех элементов пьезопластины. Толщину пьезопластины  $h$  делают равной половине длины волны.

На поверхности пьезопластины методами вжигания, осаждения или напыления в вакууме наносят серебряные электроды, которые системой проводников 7 соединены с кабелем, а через него с дефектоскопом. Внешнюю оплетку кабеля и наружную сторону пьезопластины обычно соединяют проводником 5 с корпусом б преобразователя.

В преобразователе (рис. 48, а) катушка индуктивности 4 для настройки на резонансную частоту размещена в демпфере. Существуют даже преобразователи, в корпусе которых смонтирован первый каскад усилителя. Такая система позволяет добиться самой высокой чувствительности. В преобразователе на рис. 48, в катушку индуктивности монтируют в разьеме кабеля, подсоединяемого к преобразователю. Преобразователь ИЦ-1 предназначен для работы с дефектоскопом, в котором катушки индуктивности помещены в приборе.



Пьезопластину приклеивают к демпферу 2, который повышает ее механическую прочность и расширяет полосу пропускания. Чтобы ультразвуковые колебания, отраженные от задней поверхности демпфера, не вызывали помех, демпфер изготавливают из звукогасящего материала. Например, в искателе ИЦ-1 демпфер делают из эпоксидной смолы. В часть его, прилегающую к пьезопластине, вводят порошок вольфрама, свинца или соединений в пропорции 1:12 (по массе). Это повышает характеристический импеданс демпфера [65], увеличивает широкополосность преобразователя. При контроле изделий большей толщины, когда разрешающая способность не имеет существенного значения, а повышение чувствительности весьма желательно, применяют демпфер с малым акустическим сопротивлением.

Протектор 3 преобразователя должен обладать высокой износоустойчивостью, обеспечить высокую чувствительность преобразователя и стабильность акустического контакта его с изделием. Изготовленный из металлокерамики протектор преобразователя (рис. 48, а) хорошо удовлетворяет лишь первым двум из указанных условий. Протектор преобразователя ИЦ-1 изготовлен из материала с повышенным затуханием ультразвука — эпоксидной смолы с металлическим (предпочтительно бериллиевым) наполнителем или из лигнофоля — пропитанной древесины. Как было показано в п. 5.4, это повышает стабильность акустического контакта, однако износостойкость такого протектора ниже, чем металлического керамического.

В преобразователе на рис. 48, в протектор сделан из эластичного материала типа полиуретана. Он обладает большим поглощением ультразвука, может деформироваться и до некоторой степени облегать неровности поверхности изделия, что также благоприятствует стабильности акустического контакта. Перспективно применение очень эластичной массы с высоким затуханием ультразвука типа эпоксидного геля. Преобразователь с таким протектором позволяет контролировать изделие с неровностями поверхности до 0,2 мм без смазки контактной жидкостью. Однако такой преобразователь не может скользить по поверхности изделия. Для сканирования его нужно отрывать и вновь плотно прижимать к поверхности, что сильно замедляет процесс контроля. Большое затухание в протекторе снижает чувствитель-

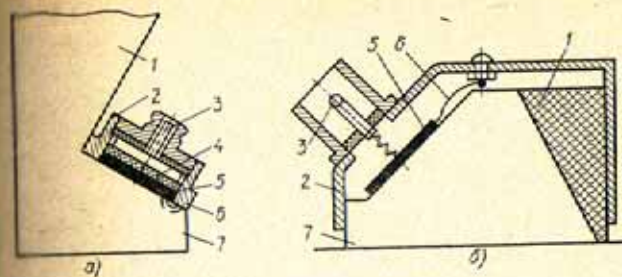


Рис. 49. Наклонные преобразователи:

а — ИЦ; б — титан WB фирмы «Крауткремер» (ФРГ); 1 — ловушка; 2 — демпфер; 3 — протектор; 4, 6 — соединяющие проводники; 4 — демпфер; 5 — пьезопластину; 7 — изделие.

ность преобразователя примерно на 20 дБ. Протектор преобразователя (см. рис. 48, а) делают тонким (0,1—0,2 мм), чтобы ускорить гашение многократных отражений в нем ультразвука. Для протектора из звукогасящего материала толщина может быть увеличена до 0,5—1 мм.

Размеры пьезопластины выбирают с учетом поля излучения — приема. Увеличение ее диаметра сужает диаграмму направленности в дальней зоне, но в то же время увеличивает протяженность ближней зоны, где выявление дефектов затрудняется наличием максимумов и минимумов сигнала. Целесообразно применять маленькие преобразователи для контроля тонких изделий и большие — для контроля изделий значительной толщины. В серийных преобразователях отечественных дефектоскопов отношение диаметра пьезопластины к длине волны в стали  $2a/\lambda = 2,5 \dots 8$ . В других странах обычно применяют пьезопластины большего диаметра ( $2a/\lambda = 4 \dots 20$ ). Максимальный диаметр пьезопластин достигает 100 мм, он ограничен удобством размещения преобразователя на поверхности изделия.

Наклонные преобразователи отличаются от прямого излучением призмы 1 (рис. 49). Пьезоэлемент излучает в призму продольные волны, которые на границе призмы с изделием преломляются и трансформируются в поперечные. Не вошедшая в изделие часть ультразвуковой энергии попадает в ловушку и гасится в ней. Демпфер в наклонных преобразователях либо совсем отсутствует (рис. 49, б), либо его изготавливают из материала с малым акустическим сопротивлением. Например, в



искателе (рис. 49,а) он изготовлен из асбестового картона и выполняет функцию звуконепропускаемой прокладки между пьезоэлементом и пластиной 3 (прижимающей пьезоэлемент к призме), через которую осуществляется электрический контакт. Пьезопластину прижимают к призме через слой масла (рис. 49,а) или приклеивают к ней (рис. 49,б).

Призму преобразователя чаще всего делают из плексигласа. Угол падения луча или преломляющий угол  $\alpha$  обычно выбирают таким, чтобы в изделии возникали только поперечные волны. Это условие выполняется в интервале между первым и вторым критическими углами. При этом необходимо выполнить условие, чтобы значений, равных критическим углам, не достигали также расходящиеся лучи диаграммы направленности преобразователя (согласно п. 7.4 расхождение лучей в изделии можно считать так, как будто оно началось в призме преобразователя, хотя путь в призме обычно меньше длины ближней зоны). Особенно следует опасаться возбуждения поверхностной волны, так как она вызывает появление интенсивных ложных сигналов от неровностей поверхности изделия. В соответствии с этим с учетом формулы (7.8) необходимо выполнить условие  $\alpha + \lambda_A/2a < \alpha_s$ , где  $\lambda_A$  — длина волны в материале призмы;  $2a$  — размер пьезопластины в плоскости падения;  $\alpha_s$  — угол падения, при котором возбуждается поверхностная волна. Для пары плексиглас—сталь при  $\frac{\lambda_A}{2a} < 0,12$  угол  $\alpha$  выбирают в пределах 28,5—55°. При этом, согласно закону синусов (3.1) и рис. 15, в стали будут возбуждаться поперечные волны под углами  $\gamma_T = 35...80^\circ$ . Фактические значения углов преломления будут отличаться от вычисленных по закону синусов (см. п. 7.4 и рис. 15).

Если возникает задача возбуждения волны в изделии под меньшими углами преломления, угол падения выбирают меньше первого критического и используют продольную волну. Чтобы поперечная волна не мешала контролю, следует отступать от критического угла на 4° и более. Например, для пары плексиглас—сталь (см. рис. 15) при  $\alpha = 18^\circ$  угол преломления продольной волны будет 45°, а поток энергии продольной волны окажется в 2 раза больше, чем поперечной. Наклонные преобразователи, возбуждающие продольные волны,

применяют для контроля аустенитных сварных швов (см. п. 11.2).

Выбирая соответствующие углы наклона, с помощью наклонных преобразователей возбуждают поверхностные, поверхностно-продольные волны и различные моды волн в пластинах и стержнях. Угол призмы в этих случаях предварительно рассчитывают по закону синусов, а затем уточняют экспериментально с помощью преобразователей с переменным углом ввода. Это позволяет учесть отклонение скорости звука в призме и изделии от табличных значений.

При конструировании призмы преобразователей, предназначенных для работы по совмещенной схеме, обращают внимание на то, чтобы отраженные от поверхности призма — изделие ультразвуковые волны попадали в ловушку, а не на пьезопластину (рис. 50). При этом лучи пучка приближенно считают параллельными. Исходя из этого, стрела преобразователя, т. е. расстояние  $n$  от точки ввода  $O$  до передней грани призмы  $A$  делают больше  $a/\cos \alpha$ , чтобы луч от верхней части пьезопластины не падал на двугранный угол  $A$  между передней и нижней гранями призмы, откуда он может отражаться назад к пьезопластине. Расстояние от пьезопластины до нижней границы призмы также делают большим, чтобы лучи нижней части пьезопластины после отражения от нижней границы призмы и трансформации на продольные и поперечные волны не падали на верхнюю часть пьезопластины. Для этого нужно выполнить условие

$$r_A = OO' > a[2 \operatorname{ctg}(\alpha + \beta_t) + \operatorname{tg} \alpha], \quad (8.3)$$

где  $\beta_t$  — угол отражения поперечных волн. При углах падения меньше 25° в плексигласе поперечная отраженная волна практически отсутствует, и вместо  $\beta_t$  следует брать угол  $\beta_t = \alpha$ . При больших углах падения, когда

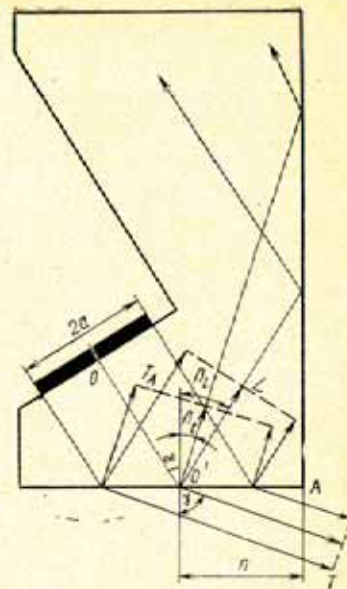


Рис. 50. Призма наклонного преобразователя



$\alpha > 90^\circ - \beta$  или  $\operatorname{tg} \alpha > c_{1A}/c_{1A}$ , где  $c_{1A}$  и  $c_{1A}$  — скорости продольных и поперечных волн в материале призмы, условие (8.3) выполняется автоматически, так как отраженная волна не попадает на пьезопластину. Тогда минимальное значение  $r_A$  определяется только размерами пьезопластины:  $r_A > \operatorname{atg} \alpha$ .

Плексиглас очень удобен для изготовления призм, так как обладает достаточным коэффициентом затухания для гашения ультразвуковых волн в ловушке и в то же время не сильно ослабляет ультразвуковые волны на коротком участке пути от пьезоэлемента до изделия. Для улучшения гашения ультразвуковых волн в ловушке грани ее иногда делают ребристыми или в ловушке сверлят много мелких отверстий. В преобразователе (рис. 49, б) ловушка сделана из другого материала, чем призма, с одинаковым характеристическим импедансом, но повышенным затуханием ультразвука. В преобразователях, предназначенных для работы на высоких частотах, целесообразно призмы изготовлять из материала с меньшим затуханием ультразвука, например полистирола или полиамидоимида.

Плексиглас удобен также благодаря своей хорошей смачиваемости, что обеспечивает достаточно высокое качество акустического контакта даже при работе по грубой поверхности. Однако плексигласу свойственна плохая устойчивость к истиранию. Для повышения износоустойчивости преобразователя и улучшения качества акустического контакта при контроле по грубой поверхности применяют преобразователи со скользящим эластичным протектором в виде непрерывной ленты из маслястой резины или полнуретана.

**Преобразователи с переменным углом наклона.** Для определения оптимальных условий возбуждения поверхностных волн, волн в пластинах и стержнях требуется плавная регулировка угла наклона преобразователя. Для этой цели применяют преобразователи с переменным углом наклона (рис. 51).

В преобразователе (рис. 51, а) два круговых клина из пластика, на верхнем из которых укреплены пьезопластины, вращаются друг относительно друга. В результате суммарный угол изменяется от нуля до удвоенного значения угла одного клина. При вращении изменяется плоскость падения ультразвуковых лучей, что требует корректировки положения преобразователя на поверхности изделия. Кроме того, недостатком такого преобразователя является наличие помех от многократных отражений, ввиду чего его можно применять лишь при раздельной схеме включения.

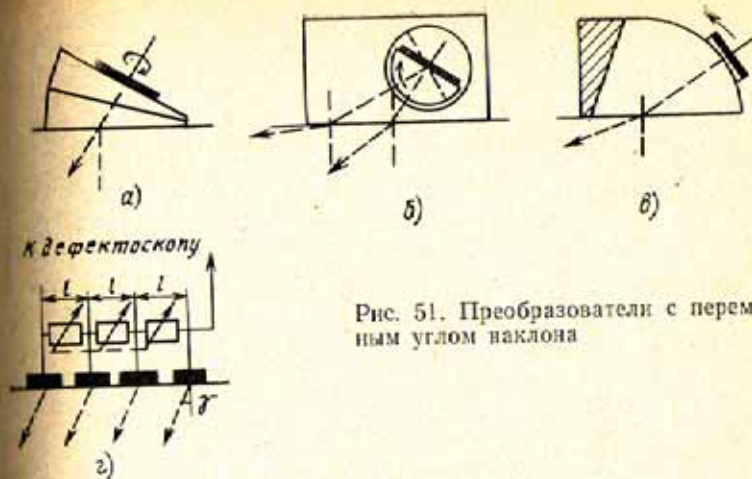


Рис. 51. Преобразователи с переменным углом наклона

В преобразователе (рис. 51, б) пьезопластины укреплены на пластиковом полуцилиндре, который вращается в блоке из того же материала. В этом случае плоскость падения лучей сохраняется, однако изменяется точка ввода акустической оси и путь ультразвука в преломляющей призме.

В преобразователе (рис. 51, в) пьезопластина с пластиковой прокладкой перемещается по цилиндрической поверхности из того же материала. В таком преобразователе точка ввода и путь ультразвука в преломляющей призме остаются постоянными, что важно при выборе оптимального угла наклона. Преобразователь может работать в совмещенном режиме. Недостатком его является большая чувствительность, особенно на высоких частотах. Для устранения этого недостатка призму выполняют в виде локальной жидкостной ванны.

В искателе (рис. 51, з) пьезопластина разделена на отдельные элементы. Электрические импульсы подаются на элементы со сдвигом по времени  $t = l \sin \gamma / c$ , создаваемым линиями задержки. Исследования [58, 74] показали, что расстояние между центрами элементов  $l$  должно быть равно половине длины волны. Это обеспечивает отсутствие побочных максимумов и наименьшее изменение характеристик полей отдельных элементов в результате их взаимного влияния.

**Раздельно-совмещенные преобразователи.** Излучатель 1 и приемник 3 этих преобразователей (рис. 52) разделены акустически и электрически экраном 2. В то же время они объединены конструктивно корпусом 4. Благодаря разделению зондирующий импульс, подаваемый на излучающий элемент, практически не попадает в приемник. В результате мертвая зона снижается до 1—2 мм (вместо 5—10 мм для прямых преобразователей).



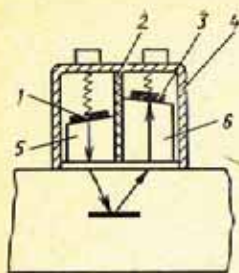


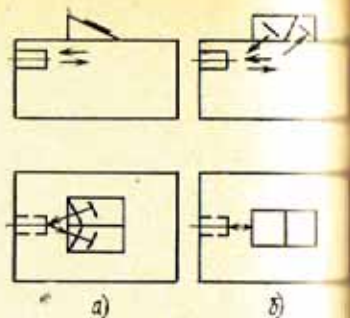
Рис. 52. Раздельно-совмещенный преобразователь.

Рис. 53. Преобразователи для контроля поверхностно-продольными волнами

Варьируя углами призм 5 и 6 (от 0 до  $10^\circ$ ), высотой, расстоянием между ними и размерами пьезоэлементов, обычно можно изменять минимальную и максимальную глубину прозвучивания (см. п. 7.5). Можно даже обеспечить постоянную чувствительность к дефектам при различном расстоянии от поверхности [53]. Раздельно-совмещенному преобразователю свойствен специфический вид помех, связанных с передачей сигнала от излучателя к приемнику с помощью поверхностных волн (см. п. 10.2).

РС-преобразователи можно применять так же, как вариант наклонного преобразователя. В этом случае призмы конструируют таким образом, чтобы обеспечить большой угол наклона общей оси преобразователя и значительно меньший (обычно  $0-10^\circ$ ) угол встречи оси излучателя и приемника. Для контроля стыковых сварных соединений труб предложен [1] наклонный РС-преобразователь, обеспечивающий проверку всей толщины наплавленного металла без отражений от поверхности трубы, что существенно уменьшает уровень помех.

Для возбуждения и приема поверхностно-продольных (головных) волн применяют преобразователи только раздельно-совмещенного типа [37], так как большой уровень помех в призме полностью маскирует полезные сигналы при попытках включения преобразователей в совмещенной схеме. Рекомендуют два типа таких преобразователей (рис. 53). Преобразователь, показанный на рис. 53,б, позволяет проконтролировать участок вдоль поверхности протяженностью до 50 мм из одного по-



а) б) в) г)

верхности, но обладает более высоким уровнем помех. Преобразователь на рис. 53,а имеет низкий уровень помех локализованную область контроля, с его помощью можно обнаружить дефекты типа плоскостного отверстия диаметром 2 мм на расстоянии 5—20 мм вдоль поверхности и глубине 5—6 мм.

**Иммерсионные и щелевые преобразователи.** Преобразователи для контроля изделия, погруженного в иммерсионную ванну, отличаются от прямых контактных преобразователей тем, что имеют повышенный характеристический импеданс демпфера. Протектор изготавливают обычно из эпоксидной смолы толщиной, равной четверти длины волны. Он обеспечивает просветление границы раздела элемент — иммерсионная жидкость и гидроизоляционная резинопластины.

Важным достоинством иммерсионного способа контроля является высокая стабильность акустического контакта. В связи с этим предложены конструкции локально-иммерсионных преобразователей, в которых сохраняется это преимущество при устранении громоздкой иммерсионной ванны. Например, в струйном преобразователе (рис. 54,а) контакт с поверхностью изделия обеспечивается непрерывно истекающей струей жидкости. Если такой преобразователь расположен сверху (над поверхностью изделия), то расход жидкости очень велик, возможны случаи недостаточного наполнения локально-иммерсионной ванны. Гораздо благоприятнее условия контроля, если искатель расположен снизу (под изделием).

Расположение преобразователя над изделием удобно, так пьезоэлемент имеет небольшой диаметр. В этом случае при слабом напоре жидкости на открытой поверхности образуется выпуклый мениск, и благодаря этому поверхностного натяжения жидкость почти не может вытекать, даже если преобразователь (рис. 54,б) расположен над изделием. Прижатие к изделию не меняет расхода жидкости.

Для преобразователей с большим размером пьезоэлемента разработаны ванны с тонкой эластичной мембраной (рис. 54,в), препятствующей вытеканию жидкости и позволяющей хорошо облегающей неровности поверхности. Мембрану изготавливают из маслостойкой резины или полиуретана, характеристический импеданс которых близок к импедансу воды. Благодаря этому эхо-сигнал



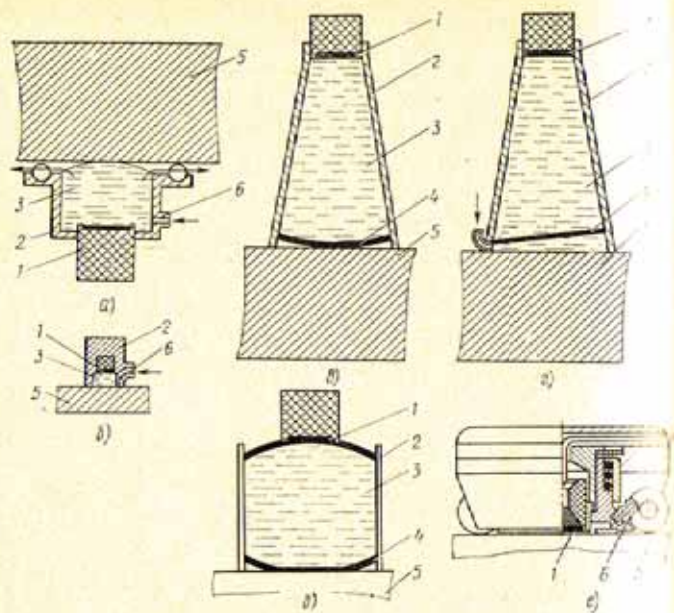


Рис. 54. Локально-иммерсионные и щелевые преобразователи: а — струйный; б — менисковый; в — с эластичной мембраной; г — иммерсионный щелевой; д — с катком из эластичного материала; е — щелевой; 1 — пьезопластина; 2 — корпус; 3 — иммерсионная жидкость; 4 — мембрана; 5 — контролируемое изделие; 6 — патрубок подачи контактной жидкости

от поверхности мембрана—жидкость практически не наблюдается. Преобразователь (рис. 54,д) выполнен в виде катка, что позволяет повысить производительность контроля.

В преобразователе (рис. 54,г) мембрана не соприкасается непосредственно с поверхностью изделия, между ней и поверхностью находится довольно толстый слой воды. Это предохраняет мембрану от износа и улучшает возможности контроля изделий с грубой поверхностью. Характеристические импедансы материала мембраны жидкостей сверху и снизу от нее подбирают максимально близкими, чтобы свести к минимуму отражения на этих границ. Для практически полного устранения сигналов от мембраны ее располагают под углом 80° к акустической оси преобразователя. Небольшие размеры нижней части иммерсионной ванны позволяют обеспечить ее надежное заполнение при сравнительно большом расходе жидкости.

Широкое распространение для ручного и автоматизированного контроля изделий с достаточно ровной поверхностью получили щелевые преобразователи, один из которых показан на рис. 54,е. В нем между преобразователем и поверхностью изделия предусмотрен зазор 0,2—0,5 мм (обычно регулируемый), в который непрерывно подается контактная жидкость. Небольшие размеры зазора обеспечивают хорошее и надежное его заполнение. Для устранения помех от многократного отражения ультразвука в контактной жидкости применяют протекание из материала с большим поглощением ультразвука, используют РС-преобразователи.

**Широкозахватные преобразователи** позволяют контролировать широкую полосу изделия за один проход. Для этой цели кроме прямоугольных сильно вытянутых преобразователей, рассмотренных в п. 7.3, применяют различные преобразователи, состоящие из ряда электрически связанных пьезоэлементов, или пьезопластину с определенным расположением электродов (см. п. 7.3).

**Фокусирующие преобразователи** применяют для повышения чувствительности и улучшения направленности излучения. Основные способы фокусировки показаны на рис. 40.

**Широкополосные преобразователи** используют для получения максимального частотного спектра. Некоторые способы решения этой задачи рассмотрены в п. 5.3; к ним следует добавить использование пьезокерамических материалов с низкой механической добротностью типа кварца лития.

**Преобразователи с равномерной ближней зоной** практически не имеют максимумов и минимумов в ближней зоне благодаря применению фигурных электродов на поверхности пьезопластины, например, в форме розетки (рис. 40).

**Всеременные преобразователи** обеспечивают излучение ультразвука в широком диапазоне углов пучка лучей (это позволяет лучше выявлять различно ориентированные дефекты). Для создания их используют расфокусированный (выпуклый) пьезоэлемент или несколько несфокусированных пьезоэлементов, ориентированных под углами друг к другу и расположенных на акустической задержке (рис. 40).

**Преобразователи для контроля при высоких температурах.** Для температур до 400—600 °С удается подо-



брать пластмассовые теплостойкие материалы для акустических задержек и силиконовые смазки [34], обеспечивающие возможность сохранения обычной схемы контроля. В качестве пьезопреобразователя для температур до 300 °С можно использовать специальные сорта ИИТ, до 500 °С — кварц, а до 1000 °С — ниобат лития. Для контроля при температурах порядка 1000 °С применяются металлические охлаждаемые задержки и расплавы металлов в качестве контактной жидкости. Известны схемы контроля через валок прокатного стана без применения контактной среды, а также через очень интенсивный поток жидкости [81, 92, докл. IC4].

## Глава 9

### ФОРМУЛЫ АКУСТИЧЕСКОГО ТРАКТА ДЛЯ ЭХО-МЕТОДА ДЕФЕКТОСКОПИИ

Акустическим трактом называют путь ультразвука от излучателя до объекта, отражающего или рассеивающего ультразвук, и затем к приемнику колебаний. Формулы акустического тракта (как отмечалось в п. 4) определяют ослабление амплитуды сигнала на этом пути. Если обозначить амплитуду компоненты тензора напряжения, излучаемого преобразователем, через  $T_0$ , а амплитуду принятого сигнала через  $T'$ , то задача состоит в определении отношения  $T'/T_0$ . Для жидкости давление  $T$  заменяют давлением  $P$ , и определению подлежит величина  $P'/P_0$ . Для упрощения математических выкладок ниже рассмотрим акустический тракт для жидкой среды и затем введем поправки, характерные для твердого тела.

Естественные дефекты могут иметь самую разную форму, ориентацию и акустические свойства, которые заранее не известны, поэтому формулы акустического тракта выводят обычно для моделей дефектов в виде полых отражателей простой формы: бесконечно тонкого диска, сферы, цилиндра, бесконечно тонкой плоскости, плоскости и т. д. Точное выполнение некоторых моделей дефектов представляет большие технологические трудности. Например, трудно выполнить тонкий диск, нарушающий сплошность окружающего твердого материала. Поэтому при экспериментах модели дефектов заменяют искусственными отражателями (рис. 55): например

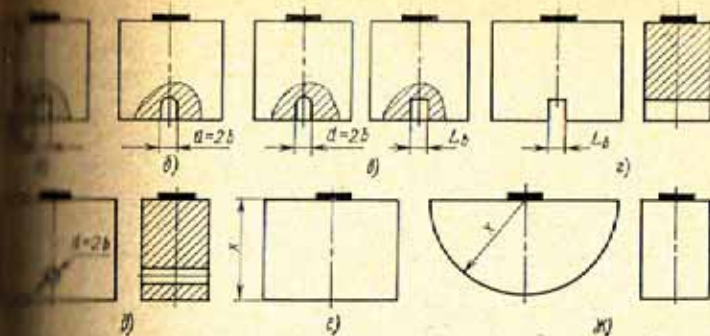


Рис. 55. Образцы для контроля нормальным преобразователем с различными формами отверстий:

а) — отверстие с плоским, сферическим и цилиндрическим дном; б) — отверстие с плоским дном; в) — цилиндрическое отверстие; г) — плоскость; д) — фокусирующая поверхность.

е) — плоскодонным отверстием, сферу — отверстием с сферическим дном и т. д. Амплитуды эхо-сигналов от полых дефектов и искусственных отражателей мало отличаются, когда их размеры больше длины волны ультразвука. В противном случае амплитуды эхо-сигналов не совпадают.

Более точным способом расчета отражений от модели дефекта является разложение в ряды падающей и отраженных волн. Коэффициенты членов ряда отраженных волн определяют из граничных условий для величин заданного порядка малости [72]. Этот путь решения, однако, весьма трудоемок, особенно для отражателей, размеры которых превосходят длину волны ультразвука, так как возникает необходимость учета большого количества членов ряда. Поэтому для дефектов, существенно меньших длины волны, применяют приближенные методы: лучевое (энергетическое) приближение и метод дифракции, согласно которому каждую точку дефекта рассматривают как вторичный излучатель звука, а поле падающей волны вне дефекта считают равным нулю.

Также рассмотрены формулы акустического тракта для эхо-метода. Выражения для эхо-зеркального метода можно найти в работе [84]. Другие варианты метода отражения пока не изучены в должной мере.

При выводе формул акустического тракта не учитывают затухание ультразвука. Чтобы учесть эффект затухания, следует умножить все формулы для контакт-



ных прямых преобразователей на множитель  $e^{-2\delta x}$  (где  $\delta$  — коэффициент затухание;  $x$  — расстояние от преобразователя до отражателя), а для искателей с акустической задержкой — на множитель  $e^{-2(\delta_A A + \delta_B B)}$  ( $r_A$  и  $r_B$  — средние пути ультразвука в задержке и изделии,  $\delta_A$  и  $\delta_B$  — коэффициенты затухание ультразвука в этих средах).

### 9.1. Отражение от диска и отверстия с плоским дном

Отверстие с плоским дном (см. рис. 55, а) — наиболее распространенный тип искусственного отражателя. Его применение предусмотрено ГОСТ 12503—75, 14780—75, 21120—75 и др. Поэтому рассмотрим подробно расчет амплитуды сигнала от этого отражателя.

Вспользуемся формулой (7.3) и будем считать, что в соответствии с методом Кирхгофа) каждую точку  $B$  диска, совпадающего с плоским дном отверстия, вторичным излучателем ультразвука с амплитудой, равной амплитуде падающей волны, умноженной на коэффициент отражения  $R$ , а точки плоскости вне диска — не излучающими ультразвуком. Тогда коэффициент  $K$  в упомянутой формуле равен умноженной на  $R$  площади элемента в окрестностях точки  $B$ . В результате получим

$$P' = \frac{P_0}{S_a} \int_{S_b} R I^2 ds_B. \quad (9.1)$$

Для полого диска  $R \approx -1$ . Если размеры дефекта больше, но превосходят длину волны ультразвука, функцию  $I^2$  на дефекте можно считать постоянной. В этом случае

$$|P'/P_0| = |I|^2 S_b/S_a = |I|^2 A_d \lambda^2/S_a; \quad A_d = S_b/\lambda^2. \quad (9.2)$$

В ближней зоне преобразователя  $|I|^2$  меняется от 1 до 4, поэтому здесь

$$|P'/P_0| = (1 \dots 4) S_b/S_a, \quad (9.3)$$

а в дальней зоне на оси преобразователя  $I = \frac{S_a}{\lambda x}$ , поэтому

$$\left| \frac{P'}{P_0} \right| = \frac{S_a S_b}{\lambda^2 x^2}. \quad (9.4)$$

Таким образом, амплитуда отражения от небольшого плоского дефекта не зависит от его формы и пропор-

циональна его площади. Если, однако, размер дефекта меньше длины волны ультразвука, то приближение Кирхгофа, использованное для расчета, неверно. На рис. 56 показана зависимость от  $b/\lambda$  ( $2b$  — диаметр диска) коэффициента  $A_d$  из формулы (9.2), характеризующего отражательную способность модели дефекта для отражения ультразвука от твердого диска в жидкой среде и полого диска в твердом теле. Кривые в основном лежат ниже штрихпунктирной линии, соответствующей приближению Кирхгофа:  $A_d = \pi b^2/\lambda^2$ . Это показывает, что для дефекта значительно меньше длины волны ультразвука амплитуда отражения от него убывает с уменьшением  $b/\lambda$  гораздо быстрее, чем в случае  $b \geq \lambda$ . Часто говорят, что дефекты меньше длины волны не выявляются ультразвуком; в действительности отражение от дефекта не прекращается, но оно уменьшается быстрее, чем при  $b > \lambda$ , например в области  $b/\lambda \leq 0,2$  по закону  $A_d \sim b^3/\lambda^3$  вместо  $A_d \sim b^2/\lambda^2$ .

Экспериментальная проверка зависимости  $A_d$  от  $b/\lambda$  при малых размерах дискообразного отражателя затруднена сложностью изготовления по-

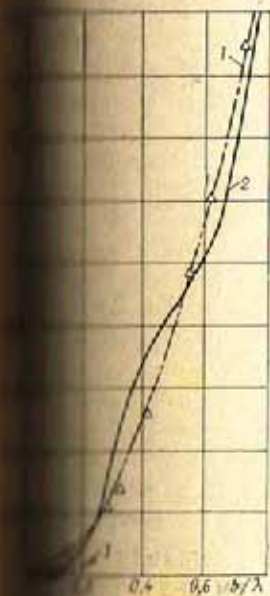


Рис. 56. Коэффициент отражения от диска малого диаметра: 1 — приближение Кирхгофа; 2 — от твердого диска в жидкой среде; 3 — полого диска в твердом теле;  $\Delta$  — плоскодонное отверстие (эксперимент)

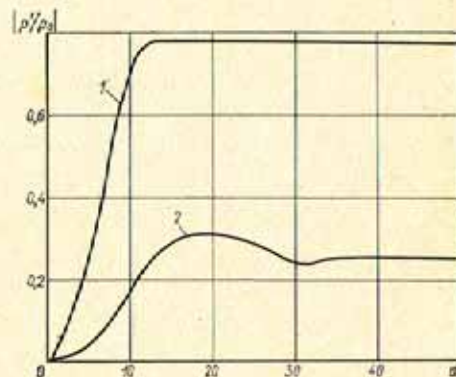


Рис. 57. Амплитуда эхо-сигнала от плоскодонного отверстия (диаметр преобразователя  $2a = 12$  мм,  $\lambda = 2,35$  мм): 1 —  $x = x_0 = 15$  мм; 2 —  $x = 100$  мм



ных прямых преобразователей на множитель  $e^{-2\delta x}$  ( $\delta$  — затухание;  $x$  — расстояние от преобразователя до отражателя), а для искателей с акустической задержкой — на множитель  $e^{-2(\delta_A r_A + \delta_B r_B)}$  ( $r_A$  и  $r_B$  — средние пути ультразвука в задержке и изделии,  $\delta_A$  и  $\delta_B$  — затухание ультразвука в этих средах).

### 9.1. Отражение от диска и отверстия с плоским дном

Отверстие с плоским дном (см. рис. 55, а) — наиболее распространенный тип искусственного отражателя. Его применение предусмотрено ГОСТ 12503—75, 14782—75, 21120—75 и др. Поэтому рассмотрим подробно расчет амплитуды сигнала от этого отражателя.

Воспользуемся формулой (7.3) и будем считать (в соответствии с методом Кирхгофа) каждую точку  $B$  диска, совпадающего с плоским дном отверстия, вторичным излучателем ультразвука с амплитудой, равной амплитуде падающей волны, умноженной на коэффициент отражения  $R$ , а точки плоскости вне диска — не излучающими ультразвук. Тогда коэффициент  $K$  в упомянутой формуле равен умноженной на  $R$  площади элемента  $ds_B$  в окрестностях точки  $B$ . В результате получим

$$P' = \frac{P_0}{S_a} \int_{S_b} R I^2 ds_B. \quad (9.1)$$

Для полого диска  $R \approx -1$ . Если размеры дефекта небольшие, но превосходят длину волны ультразвука, то функцию  $I^2$  на дефекте можно считать постоянной. В этом случае

$$|P'/P_0| = |I|^2 S_b / S_a I_0^2 = |I|^2 A_d \lambda^2 / S_a; \quad A_d = S_b / \lambda^2. \quad (9.2)$$

В ближней зоне преобразователя  $|I|^2$  меняется от 1 до 4, поэтому здесь

$$|P'/P_0| = (1 \dots 4) S_b / S_a, \quad (9.3)$$

а в дальней зоне на оси преобразователя  $I = \frac{S_a}{\lambda x}$ , поэтому

$$\left| \frac{P'}{P_0} \right| = \frac{S_a S_b}{\lambda^2 x^2}. \quad (9.4)$$

Таким образом, амплитуда отражения от небольшого плоского дефекта не зависит от его формы и пропорци-

ональна его площади. Если, однако, размер дефекта меньше длины волны ультразвука, то приближение Кирхгофа, использованное для расчета, неверно. На рис. 56 показана зависимость от  $b/\lambda$  ( $2b$  — диаметр диска) коэффициента  $A_d$  из формулы (9.2), характеризующего отражательную способность модели дефекта для случая отражения ультразвука от твердого диска в жидкости и полого диска в твердом теле. Кривые: основное приближение Кирхгофа:  $A_d \sim \pi b^2 / \lambda^2$ . Это показывает, что когда дефект значительно меньше длины волны ультразвука, амплитуда отражения от него убывает: уменьшением  $b/\lambda$  гораздо быстрее, чем в случае  $b \geq \lambda$ . Часто говорят, что дефекты меньше длины волны не являются ультразвуком; в действительности отражение от дефекта имеется, но оно уменьшается быстрее, чем при  $b > \lambda$ , например в области  $b/\lambda \leq 0,2$  по закону  $A_d \sim b^3 / \lambda^3$  вместо  $A_d \sim b^2 / \lambda^2$ .

Экспериментальная проверка зависимости  $A_d$  от  $b/\lambda$  при малых размерах дискообразного отражателя затруднена сложностью изготовления по-

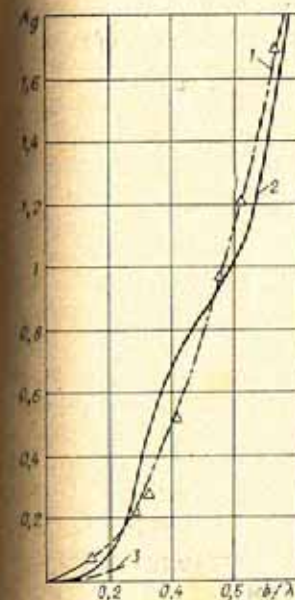


Рис. 56. Коэффициент, характеризующий отражение от диска малого диаметра:

1 — теория Кирхгофа; 2 — отражение от твердого диска в жидкости; 3 — полый диск в твердом теле;  $\Delta$  — плоскодонное отверстие (эксперимент)

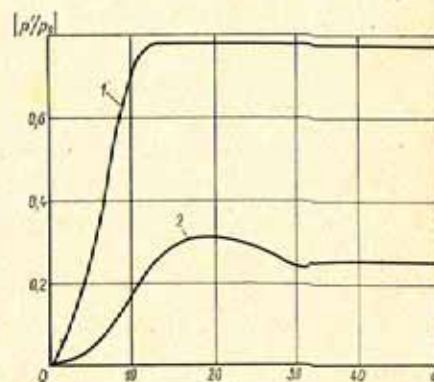


Рис. 57. Амплитуда эхосигнала от плоскодонного отверстия (диаметр преобразователя  $2a = 1$  мм,  $\lambda = 2,35$  мм):

1 —  $x = x_0 = 15$  мм; 2 —  $x = 100$  мм



следнего. Плоскодонное отверстие, которое хорошо имитирует отражение от диска при большой величине дефектов, в области малых дефектов оказывается неидеальным диском по отражательной способности. Как показывают экспериментальные данные (см. рис. 56), сигнал от плоскодонного отверстия изменяется по закону  $A_d = kb^2/\lambda^2$ . Это, видимо, объясняется тем, что боковые стенки отверстия мешают ультразвуку обогнуть отражатель, а именно этот эффект является причиной быстрого уменьшения сигнала от диска при малых его размерах.

Если площадь отражающего диска (или плоскодонного отверстия) увеличить и приблизить к площади преобразователя, то изменением функции  $I$  на поверхности дефекта пренебречь нельзя. В результате уменьшения функции  $I$  от центра к периферии отражателя амплитуда сигнала возрастает с ростом дефекта медленнее, чем по закону  $S_b/\lambda^2$  (рис. 57). Когда размер диска достигает, а затем превосходит размер преобразователя, возможны две закономерности изменения амплитуды эхо-сигнала. Если отражатель находится в ближней или переходной зоне преобразователя, амплитуда эхо-сигнала от него постепенно приближается к амплитуде донного сигнала. Если же отражатель находится в дальней зоне преобразователя, то амплитуда эхо-сигнала от него может превзойти амплитуду донного сигнала, испытать одну или несколько осцилляций и только после этого амплитуда эхо-сигнала от диска совпадает с амплитудой донного сигнала. Такая зависимость объясняется тем, что отражающий диск подобен вторичному излучателю ультразвука и имеет свою ближнюю и дальнюю зоны. Когда отражающий диск больше преобразователя, диск может находиться в его дальней зоне, а преобразователь — в ближней зоне отражающего диска. Это обстоятельство и служит причиной осцилляции эхо-сигнала от диска при увеличении его диаметра. В частности, при  $b = \sqrt{0,5}\lambda$  преобразователь находится на границе ближней зоны отражателя, с чем связано достижение максимальной значения амплитуды.

Анализ выражения (9.1) показывает, что величина  $|P'/P_0|$  может быть представлена как функция двух безразмерных параметров: расстояния от преобразователя до отражателя, отнесенного к длине ближней зоны преобразователя, и отношения диаметра диска к диаметру преобразователя. Третий безразмерный параметр

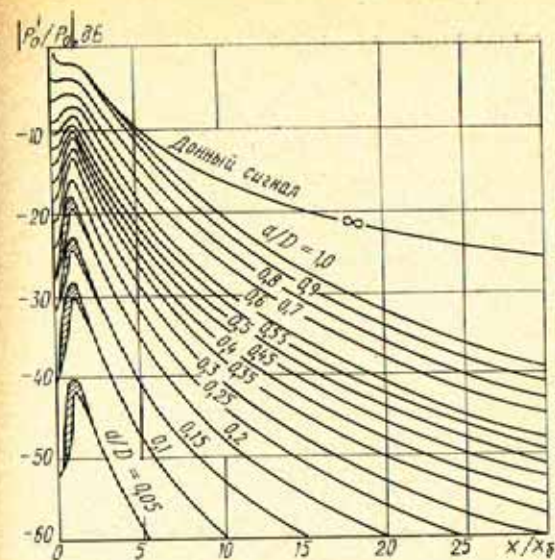


рис. 58. Номограмма амплитуда — расстояние — диаметр (АРД-диаграмма) для эхо-метода

зависящий на величину  $|P'/P_0|$  в ближней и переходной зонах, — длительность импульса, выраженная числом периодов колебаний, уравнением (9.1) не учитывается. На основе этого для расчета амплитуды отражения от диска (плоскодонного отверстия) в широком диапазоне расстояний и диаметров построено семейство безразмерных кривых амплитуда — расстояние — диаметр (АРД-диаграмма). На рис. 58 показана АРД-диаграмма в безразмерных координатах. По оси ординат отложена величина  $|P'/P_0|$ . Ноль децибел соответствует случаю, когда вся излученная преобразователем энергия возвращается к нему. По оси абсцисс отложено расстояние до диска, причем за единицу принята длина ближней зоны преобразователя, а параметром семейства кривых является отношение диаметра диска к диаметру преобразователя. На АРД-диаграмме показана максимальная амплитуда эхо-сигнала от диска (плоскодонного отверстия). Заштрихованные области показывают границы изменения амплитуды эхо-сигнала при изменении формы и длительности импульса (для значений, обычно употребляемых при контроле эхо-методом). При работе с искателями определенного типа (с заданным диамет-



ром и длиной волны) удобно пользоваться размерными АРД-диаграммами.

АРД-диаграммы широко применяют при ультразвуковом контроле для настройки чувствительности перед контролем и для определения эквивалентных размеров дефектов. Эта величина определяется как диаметр или площадь плоскодонного отражателя, расположенного на той же глубине, что и реальный дефект, и дающего одинаковую с дефектом амплитуду эхо-сигнала.

## 9.2. Отражение от бесконечной плоскости

Для вычисления амплитуды сигнала удобно применить метод мнимого источника. Поле отражения можно представить как поле излучения мнимого источника, расположенного зеркально-симметрично действительному (рис. 59). Суммарное действие всех элементарных источников и приемников, на которые разбивают преобразователь, определяют по формуле

$$P_1 = \frac{P_0}{j\lambda S_a} \int_{S_a} ds_c \int_{S_a} ds_a \chi(\theta_{A,C}) R(\theta_{A,C}) \frac{e^{ikr_{A,C}}}{r_{A,C}}. \quad (9.5)$$

Обычно  $a \ll x$ , поэтому  $|R(\theta_{A,C})|$  и  $\chi(\theta_{A,C})$  примерно равны единице. В результате с учетом (7.1) получим

$$\left| \frac{P_1}{P_0} \right| = \frac{1}{S_a} \left| \int_{S_a} Ids_c \right|. \quad (9.6)$$

Это выражение зависит только от параметра  $x/x_0$ , где  $x$  — это расстояние от преобразователя до плоскости. Интегрирование можно выполнить на ЭВМ или приближенными методами. Результаты вычисления показаны кривой «донный сигнал» на рис. 58. Функция медленно убывает в пределах ближней зоны, что свидетельствует о нерасходимости ультразвуковой энергии в этой зоне преобразователя. В дальней зоне в нулевом приближении можно получить формулу

$$\left| \frac{P'}{P_0} \right| = \frac{S_a}{2\lambda x}. \quad (9.7)$$

Замену действительного поля излучения мнимым удобно применять в случаях отражения от плоскости. Например, на рис. 60 показан способ расчета акусти-

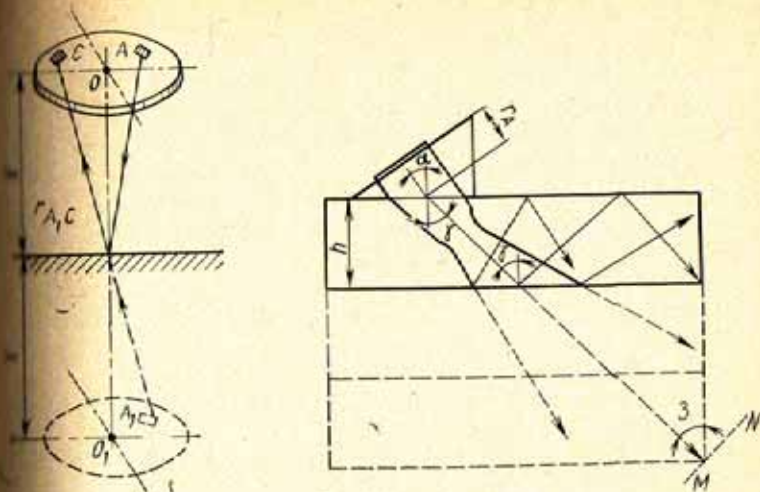


Рис. 59. Схема расчета отражения ультразвука от плоскости

Рис. 60. Схема расчета акустического тракта наклонного преобразователя для отражения от прямого двугранного угла после многократных отражений от поверхностей изделия

ческого тракта при отражении от прямого двугранного угла лучей наклонного преобразователя, испытавших многократные отражения от поверхностей изделия. Согласно п. 3.2 (см. рис. 16), амплитуда отражения от прямого двугранного угла аналогична амплитуде отражения от плоскости  $MN$ , умноженной на произведение коэффициентов отражения от горизонтальной и вертикальной граней  $R(\gamma)$ ,  $R(90^\circ - \gamma)$ . Если перед этим отражением лучи испытывают многократные отражения от поверхностей изделия, то амплитуду следует умножить еще на  $R^n(\gamma)$ , где  $n$  — число отражений. Например, амплитуда отражения от двугранного угла (рис. 60) при двукратном отражении лучей вблизи оси преобразователя от поверхностей в соответствии с формулой (7.20) будет равна

$$\left| \frac{P'}{P_0} \right| = \bar{D} \frac{S_a \cos \gamma / \cos \alpha}{6\lambda \left( \frac{h}{\cos \gamma} + r_A \frac{c_A \cos \gamma}{c_B \cos \alpha} \right)} |R^2(\gamma) R(90^\circ - \gamma)|. \quad (9.8)$$

Для призматических преобразователей, излучающих поперечные волны, угол  $\gamma$  больше третьего критиче-



ского, поэтому  $|R(\gamma)|=1$ . Для некоторых искателей угол  $90^\circ-\gamma$  также больше третьего критического, и тогда амплитуда сигнала от двугранного угла будет равна амплитуде отражения от плоскости  $MN$ . Возможность применения изложенного способа расчета ограничивается явлением незеркального отражения (см. п. 3.1, 3.2).

Отражения от противоположной поверхности (дна) изделия и от двугранного угла помогают определять величину  $P_0$  и коэффициент затухания ультразвука  $\delta$ , настраивать чувствительность прибора, не прибегая к изготовлению искусственных дефектов.

### 9.3. Отражение от полосы или паза с плоским дном

Отражение от полосы (см. рис. 55,2) рассмотрим на основе лучевой акустики. Полосу будем считать бесконечно длинной, т. е. ее протяженность превосходит ширину акустического поля преобразователя. В плоскости вдоль направления полосы отражение будет происходить так же, как от бесконечной плоскости, а в перпендикулярной плоскости — так же, как от небольшого плоского дефекта.

В соответствии с п. 7.3 поле излучения плоского прямоугольного преобразователя в дальней зоне можно представить как результат расхождения лучей в двух взаимно перпендикулярных плоскостях. Перейдем от амплитуд к интенсивностям и введем  $J_0 = \frac{|P_0|^2}{2\rho c}$  и  $J = \frac{|P|^2}{2\rho c}$ . Согласно (7.16) интенсивность поля вблизи оси преобразователя можно записать

$$J = J_0 \left( \frac{S_a}{\lambda x} \right)^2 = J_0 \frac{L_{a1}^2}{\lambda x} \frac{L_{a2}^2}{\lambda x}, \quad (9.9)$$

где  $L_{a1}$  и  $L_{a2}$  — размеры преобразователя в двух плоскостях. В плоскости  $xOy$ , перпендикулярной направлению отражающей полосы (рис. 61), полоса может рассматриваться как вторичный излучатель ультразвука, подобный, например, небольшому прямоугольному отражателю. Поэтому интенсивность отраженной волны в этой плоскости можно записать в виде  $J \frac{L_b^2}{\lambda x}$ , где  $L_b$  — ширина полосы. В плоскости  $xOz$  вдоль направле-

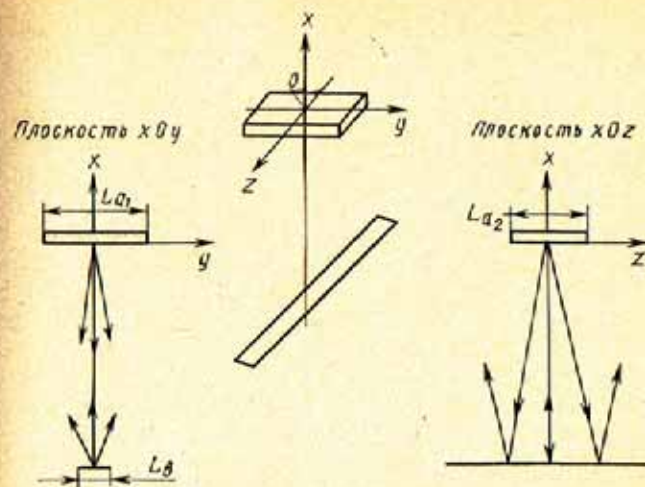


Рис. 61. Схема расчета отражения от длинной полосы

ния отражающей полосы происходит зеркальное отражение лучей, в результате чего в (9.9) вместо  $\frac{L_{a2}^2}{\lambda x}$  войдет  $\frac{L_{a2}^2}{2\lambda x}$ . Интенсивность приходящего к приемнику сигнала

$$J' = J_0 \frac{L_{a1}^2}{\lambda x} \frac{L_b^2}{\lambda x} \frac{L_{a2}^2}{2\lambda x} = J_0 \frac{S_a^2 L_b^2}{2(\lambda x)^3}.$$

Амплитуду принятого сигнала можно представить в виде

$$\left| \frac{P'}{P_0} \right| = \frac{S_a L_b}{\sqrt{2}(\lambda x)^3}. \quad (9.10)$$

Эта формула может быть распространена на преобразователь произвольной формы с площадью пьезопластины  $S_a$ .

### 9.4. Отражение от сферы

Амплитуду эхо-сигнала от сферического отражателя диаметром  $2b$  в лучевом приближении рассчитывают с



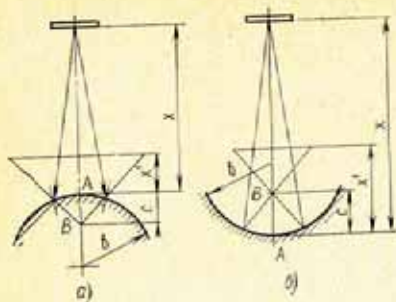


Рис. 62. Схема расчета отражения от сферы

ет обратно пропорционально квадрату расстояния, в результате на расстоянии  $x$  от апекса (точки  $A$ ) интенсивность уменьшится в  $c^2/(x'+c)^2$  раз. Таким образом интенсивность отраженной волны

$$J' = J_0 \left( \frac{S_a}{\lambda x} \right)^2 \frac{c^2}{(x' + c)^2}. \quad (9.11)$$

Расстояние  $c$  определяют согласно известному для фокусирующих систем соотношению

$$1/x - 1/c = 1/F, \quad (9.12)$$

где фокальное расстояние  $F$  для сферического зеркала равно  $d/4 = b/2$ . Подставив  $c$  в выражение для  $J'$ , получим

$$\frac{J'}{J_0} = \left\{ \frac{S_a d}{4\lambda x \left[ x' + \frac{d}{4} \left( 1 + \frac{x'}{x} \right) \right]} \right\}^2. \quad (9.13)$$

Когда излучатель и приемник совмещены,  $x = x'$ . В результате формула для амплитуды эхосигнала имеет вид

$$\left| \frac{P'}{P_0} \right| = \frac{S_a d}{4\lambda x^2 \left( 1 + \frac{d}{2x} \right)}. \quad (9.14)$$

Если расстояние от излучателя до отражателя значительно больше диаметра сферы, что обычно для настоящего дефекта (см. рис. 55, в), то

$$\left| \frac{P'}{P_0} \right| = \frac{S_a d}{4\lambda x^2}. \quad (9.15)$$

помощью построений, известных из геометрической оптики. Интенсивность поля вблизи оси в дальней зоне преобразователя определяют по формуле (9.9). Отраженная от выпуклой сферической поверхности (рис. 62, а) волна расходитяется так, как будто она исходит из источника, расположенным в точке  $B$ . Интенсивность ее убывает

формулу (9.15) аналогично тому, как это было сделано при выводе формулы (9.2), легко распространить на ближнюю и переходные зоны искателя:

$$\left| \frac{P'}{P_0} \right| = \left( \frac{S_a}{\lambda x} \right)^2 \frac{\lambda^2}{S_a} \frac{d}{4\lambda} = \frac{\lambda^2}{S_a} |I|^2 A_c, \quad (9.16)$$

где  $A_c = \frac{d}{4\lambda}$  — безразмерный коэффициент, характеризующий отражательную способность сферы. На рис. 63 показано изменение коэффициента  $A_c$  в функции от диаметра сферы согласно энергетической теории (кривая 1), справедливой при  $d \gg \lambda$ , и результаты точных расчетов (кривая 2), выполненных для полой сферы в твердом теле при  $d < \lambda$ . Как и для дискообразного отражателя в области  $d \ll \lambda$  с уменьшением  $d$  амплитуда убывает гораздо быстрее ( $A_c \approx 4,3 d^3/\lambda^3$ ) [72], чем при  $d > \lambda$ . Наличие осцилляций, существование которых подтверждено при расчетах по точной теории для твердой среды и жидкости, будет обсуждено в п. 9.5.

При отражении от вогнутой сферы (рис. 62, б) в формулах (9.11) и (9.12) перед  $c$  знак меняют на обратный, так как точка  $B$ , рассматриваемая как центр фокусного излучения, располагается ближе к искателю, чем  $A$ . В результате формула (9.14) примет вид

$$\left| \frac{P'}{P_0} \right| = \frac{S_a d}{4\lambda x^2 \left( 1 - \frac{d}{2x} \right)}. \quad (9.17)$$

Если  $x = d/2$ , то величина  $|P'/P_0|$  обращается в бесконечность. Однако из-за дифракционных эффектов ультразвук фокусируется не в точку, а в пределах кружка Эри (рис. 7.6), в результате  $|P'/P_0|$  остается конечной величиной. На рис. 63 также рассматривается случай, когда реализуется фокусировка в центре сферы, в центре которой расположен излучатель и приемник. Тогда

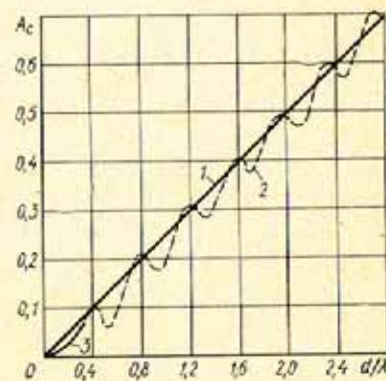


Рис. 63. Коэффициент, характеризующий отражательную способность сферы



вся излученная энергия возвращается обратно к преобразователю (за исключением потерь на затухание), поэтому  $|P'/P_0|=1$ . Такой образец, изготовленный из материала с небольшим затуханием ультразвука, удобен для определения максимальной амплитуды сигнала, однако изготовление его технологически довольно сложно.

Если радиус вогнутой сферы значительно меньше расстояния до нее, то, как и в случае выпуклой сферы, справедлива формула (9.15). Это означает, что из центра вторичного излучения лучи расходятся приблизительно одинаково как в случае выпуклой, так и в случае вогнутой сферы.

Сравним отражения от сферы и диска с помощью формул (9.4) и (9.15). Одинаковые амплитуды сигналов наблюдаются при условии  $d=4S_b/\lambda$ . Если, например, диаметр диска равен 3 мм, а длина волны ультразвука 2,5 мм, то диаметр сферы, дающей такое же отражение ультразвука, равен 11 мм, т. е. в несколько раз больше диаметра диска. Это объясняет, почему реальные дефекты типа пор или округлых шлаковых включений (речь идет об отдельных дефектах, а не об их скоплении), имитацией которых может служить сфера, гораздо хуже выявляются при ультразвуковом контроле, чем трещины и непровары, имитируемые дискообразным отражателем.

### 9.5. Отражение от цилиндра

Амплитуду эхо-сигнала от бесконечно протяженного цилиндра в энергетическом приближении рассчитывают по той же методике, что и отражение от полосы. Отражение в плоскости, совпадающей с осью цилиндра, рассматривается как зеркальное. Поле в перпендикулярной плоскости рассчитывают с учетом увеличения расстояния лучей, как в случае сферы. В результате амплитуда отраженной волны в дальней зоне преобразователя

$$\left| \frac{P'}{P_0} \right| = \frac{S_a}{\lambda} \sqrt{\frac{d}{8x^3 \left(1 + \frac{d}{2x}\right)}}. \quad (9.18)$$

Используя формулу (9.18), можно настраивать чувствительность по амплитуде отражения от отверстия большого диаметра, предусмотренного конструкцией

изделия, например от внутреннего канала ротора или вала. Когда диаметр отражающего цилиндра значительно меньше расстояния  $x$  от него до преобразователя, что обычно в образцах с цилиндрическим отверстием (см. рис. 55, *д*), формула (9.18) имеет вид

$$\left| \frac{P'}{P_0} \right| = \frac{S_a}{\lambda} \sqrt{\frac{d}{8x^3}} = B_{\text{ц}} \frac{S_a}{\sqrt{2\lambda x^3}}, \quad (9.19)$$

где  $B_{\text{ц}} = 0,5 \sqrt{d/\lambda}$  — безразмерный коэффициент, характеризующий отражательную способность цилиндра по энергетической теории.

Более точный расчет, выполненный путем разложения функций в ряды, показывает существенное различие между отражением от цилиндра в жидкости (кривая 2) и в твердом теле. На рис. 64 показаны результаты расчетов и экспериментов [16, 30] по определению коэффициента  $B_{\text{ц}}$  в зависимости от  $d/\lambda$ . Значения амплитуды отражения для продольных волн (кривая 3) достаточно точно, вплоть до значений  $d/\lambda \geq 0,2$ , совпадают с данными энергетической теории (кривая 1), а амплитуда отражения поперечных волн (кривая 4 — для поляризации вдоль оси цилиндра, а 5 — в перпендикулярной плоскости) лишь для  $d/\lambda > 2$ . При меньших значениях  $d/\lambda$  теория предсказывает наличие осциллирующей функции  $B$  для поперечных волн. Однако экспериментальные исследования для поляризации, как в случае 5 (кривая 6), показали, что при импульсном характере излучения (теоретический расчет — для непрерывного излучения) осциллирующие функции  $B$  отсутствуют или весьма невелики.

Этот эффект объясняют [30] тем, что ультразвуковой импульс, обычно применяемый в практике контроля, содержит довольно широкий спектр частот, а следовательно, длин волн. Этот спектр захватывает определен-



Рис. 64. Коэффициент, характеризующий отражательную способность цилиндра



ный диапазон значений  $d/\lambda$  на кривой 5, в котором происходит усреднение и сглаживание осцилляций. Например, если считать, что импульс содержит три периода колебаний, то условие сглаживания осцилляций будет иметь вид  $d/\lambda_i > 0,6$ . Физический смысл явления возникновения и сглаживания осцилляций может быть также пояснен следующим способом. Как отмечено А. К. Гурвичем, на экране дефектоскопа сигнал, отраженный от цилиндра большого диаметра, наблюдается в виде ряда импульсов, отстоящих друг от друга на интервал времени  $\pi d/c_i$ . Повторяющиеся импульсы соответствуют поверхностно-продольной волне, многократно оббежавшей вокруг цилиндра. При уменьшении диаметра цилиндра импульсы сближаются и при  $\pi d/c_i < \tau$  (где  $\tau$  — длительность импульса) сливаются, начинается интерференционное сложение сигналов, и наблюдается осцилляция максимальной амплитуды. Считая, что  $\tau = 2T$ , получим условие отсутствия осцилляций  $d/\lambda_i > 0,85$ , что качественно совпадает с условием, полученным выше.

Амплитуда отражения от протяженной вогнутой цилиндрической поверхности в дальней зоне преобразователя аналогично (9.18) имеет вид

$$\left| \frac{P'}{P_0} \right| = \frac{S_a}{\lambda} \sqrt{\frac{d}{8x^3 \left(1 - \frac{d}{2x}\right)}}. \quad (9.20)$$

При дефектоскопии применяют образцы в форме полуцилиндра (см. рис. 55, ж), в центральной части которого расположен преобразователь. Для такого образца  $x = d/2$  и выражение (9.20) обращается в бесконечность. Как отмечалось в п. 9.4, расчет фокусировки ультразвука с учетом дифракционных эффектов приводит к тому, что  $|P'/P_0|$  сохраняет конечную величину. В этом случае в плоскости, перпендикулярной оси цилиндра, излученная энергия полностью (без учета затухания) возвращается обратно к преобразователю, а в плоскости оси цилиндра энергия расходится, как при отражении от бесконечной плоскости. В результате в дальней зоне легко получить

$$\left| \frac{P'}{P_0} \right| = \sqrt{\frac{S_a}{\lambda x}}. \quad (9.21)$$

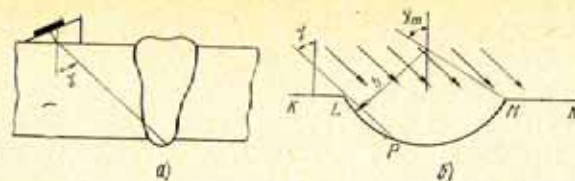


Рис. 65. Отражение ультразвука от провиса сварного шва (а), имитируемого вогнутым цилиндрическим отражателем (б)

Образец в виде полуцилиндра применяют для определения акустического центра преобразователя, который находится на оси цилиндра, когда достигается максимум амплитуды эхо-сигнала. С помощью этого образца оценивают максимальную амплитуду эхо-сигнала, так как его легче изготовить, чем полусферический образец, а ослабление сигнала, определяемое формулой (9.21), невелико. Вследствие этого образец с полуцилиндрическим вогнутым отражателем предусмотрен ГОСТ 14782—75 и рекомендациями международных организаций как обязательный для настройки аппаратуры.

При контроле изделий вогнутые цилиндрические отражатели встречаются как элементы конфигурации поверхности. Например, вогнутой цилиндрической поверхностью удобно имитировать валик усиления или провис сварного шва [61]. В этом случае  $d \ll x$ , и формула (9.20) переходит в формулу (9.19). Валик усиления и провис сварного шва являются источниками ложных сигналов, на фоне которых необходимо выявлять сигналы от дефектов. Поскольку сварные швы обычно контролируют наклонными преобразователями (рис. 65, а), расчет необходимо выполнять для лучей, падающих под углом  $\gamma$  к поверхности изделия с провисом (рис. 65, б). Кроме отражения от провиса, как от вогнутого цилиндра, необходимо учитывать отражения от плоских участков поверхности KL и MN, дифракционное рассеяние на ребрах L и M, а также затенение плоскостью KL части LP цилиндрической поверхности. Наиболее существенный вклад (10—50% по сравнению с отражением от цилиндрической части) дает дифракционное рассеяние на ребре M. Этот вклад особенно велик, когда  $\gamma$  приближается к  $\gamma_m$ .

Некоторые дефекты и элементы конфигурации поверхности изделий можно имитировать не протяжен-



ным, а коротким цилиндром длиной  $L_b$  (см. рис. 55, в). Отражение от такого цилиндра в дальней зоне преобразователя рассчитывают также по способу расхождения лучей в двух плоскостях. В плоскости, перпендикулярной оси цилиндра, отражение происходит как от цилиндра бесконечной длины, а в плоскости, параллельной оси цилиндра, как от плоского дефекта шириной  $L_b$ . В результате формула для амплитуды сигнала при условии  $d \ll x$  имеет вид

$$\left| \frac{P'}{P_0} \right| = \frac{S_a L_b}{2x^2} \sqrt{\frac{d}{\lambda^3}} = A_{ц} \frac{\lambda^2}{S_a} |I|^2;$$

$$A_{ц} = \frac{L_b}{2} \sqrt{\frac{d}{\lambda^3}}. \quad (9.22)$$

### 9.6. Общий подход к оценке максимальной амплитуды отражения от моделей дефектов

Все рассмотренные выше типы искусственных отражателей можно разделить на три группы: короткие или точечные (сфера, диск и короткий цилиндр), протяженные в одном направлении (бесконечный цилиндр и полоса) и протяженные в двух направлениях (бесконечная плоскость). Протяженность отражателя мы называем малой, если изменение функции  $|I|$  на его площади невелико. Для определенности будем считать допустимыми изменение функции  $|I|$  на 20%. Тогда в непосредственной близости от преобразователя коротким будем считать отражатель размером  $d \leq D$ , на границе ближней зоны — размером  $d \leq 0,2 D$ , а в дальней зоне —  $d \leq 0,6 \frac{\lambda x}{D}$  (здесь  $D=2a$ ). Протяженным считают отражатель, пересекающий всю зону эффективного действия акустического поля преобразователя. Если отражатель находится в ближней зоне преобразователя, то условие протяженности — размер дефекта больше диаметра преобразователя. Если отражатель находится в дальней зоне, то размер протяженного дефекта должен превосходить ширину раскрытия основного лепестка. С практической точки зрения достаточно, чтобы протяженность дефекта была больше  $1,5\lambda x/D$ .

Отражение от точечных дефектов выше представляем в виде формулы (9.2). Запишем ее в следующем виде:

$$\left| \frac{P'}{P_0} \right| = A \frac{\lambda^2}{S_a} I_1, \quad (9.23)$$

Здесь коэффициент  $A$  характеризует отражательную способность модели дефекта и может принимать различные значения в зависимости от его формы и соотношения размера отражателя и длины волны ультразвука;  $I_1 = |I_{\max}|^2$  соответствует максимальному значению  $|I|^2$  на заданном расстоянии  $x/x_0$  от преобразователя. Максимум взят потому, что при выявлении дефекта стремятся получить максимальную амплитуду сигнала. Функция  $I_1$  зависит от формы преобразователя и отношения  $x/x_0$ .

Амплитуду отражения от модели протяженного дефекта можно записать в виде

$$\left| \frac{P'}{P_0} \right| = B \frac{2\lambda}{L_a} I_2. \quad (9.24)$$

Здесь  $B$  — коэффициент, характеризующий отражательную способность модели протяженного дефекта. Для волосы шириной  $L_b \gg \lambda$  он равен  $L_b/\lambda$ , а для бесконечно длинного цилиндра показан на рис. 64. Величина  $L_a$  характеризует размер преобразователя в направлении, перпендикулярном направлению протяженного отражателя. Для круглого преобразователя она равна диаметру, а для прямоугольного — соответствующей стороне.

Функция  $I_2$  равна максимальному значению функции поля искателя, усредненному по длине отражателя. В дальней зоне преобразователя эта функция

$I_2 = S_a L_a / (2\lambda x)^2$ , в ближней зоне круглого преобразователя  $I_2 = (1,6 \dots 2,4)\lambda/D$ , а в ближней зоне прямоугольного преобразователя  $I_2 = (1 \dots 1,5)\lambda/L_a$ . Значения в скобках указывают предел изменения числового коэффициента. Они зависят от величины  $x/x_0$  и длительности излучаемого импульса.

Функции  $I_1$  и  $I_2$  могут быть записаны не только для прямых контактных преобразователей, но также для фокусирующих преобразователей и преобразователей с акустической задержкой в соответствии с результатами ил. 7.4 и 7.6. Например, для преобразователя с призма-



тической задержкой в дальней зоне приближенно справедливы формулы

$$I_1 = \bar{D} \left[ \frac{S_a \cos \gamma / \cos \alpha}{(r_B + r_{A1} \cos \gamma / \cos \alpha) \lambda} \right]^2, \quad (9.26)$$

$$I_2 = \bar{D} \frac{S_a L_a c^2 \cos \gamma / \cos \alpha}{[2\lambda (r_B + r_{A1} \cos \gamma / \cos \alpha)]^{\frac{3}{2}}}. \quad (9.27)$$

Следует иметь в виду, что если на границе преломления изделия происходит трансформация продольных волн в поперечные, длина волны  $\lambda$  будет соответствовать поперечным волнам. В ближней зоне достаточно точных способов вычисления амплитуды эхо-сигналов для искривленных преобразователей не разработано.

Сводка формул и способов расчета максимальной амплитуды эхо-сигнала от моделей дефектов различного типа приведена в работе [65].

### 9.7. Влияние кривизны и поверхности изделия на формулы акустического тракта

Поверхность изделия, через которую вводят ультразвук, часто бывает не плоской, а цилиндрической или сферической. Рассмотрим довольно часто встречающийся на практике случай контроля цилиндрического изделия иммерсионным способом с помощью плоского преобразователя. Будем считать, что размер преобразователя  $2a$  значительно меньше диаметра изделия  $2R$ . Поверхность изделия при этом играет роль расфокусирующей линзы. С использованием формул (7.24) и (7.28) запишем амплитуду эхо-сигнала от плоскодонного отверстия площадью  $S_b$ :

$$\left| \frac{P'}{P_0} \right| = \frac{\bar{D} S_a S_b}{\lambda_B^2 x_B^2} \times \frac{R}{\left( \frac{c_B}{c_A} - 1 \right) \left( 1 + \frac{x_A c_A}{x_B c_B} \right) \left[ x_A \frac{c_A}{c_B} + \frac{R}{c_B / c_A - 1} \left( 1 + \frac{x_A c_A}{x_B c_B} \right) \right]} \quad (9.28)$$

Здесь  $x_A$ ,  $x_B$ ,  $c_A$  и  $c_B$  — расстояние и скорости звука соответственно в жидкости и в твердом теле. Легко видеть, что, если пренебречь членом  $x_A c_A / c_B$  как малым

по сравнению с  $R(c_B/c_A - 1)^{-1}$ , то получим обычную формулу, соответствующую контролю изделия с плоской поверхностью иммерсионным способом.

Оценим поправку, связанную с этим членом. При иммерсионном способе контроля во избежание ложных сигналов время прохождения ультразвука в жидкости должно быть больше времени прохождения в изделии, т. е.  $x_A > c_A x_{B \max} / c_B$ , где  $x_{B \max}$  — максимальный путь ультразвука в изделии (см. п. 11.1). Тогда

$$\frac{x_A}{R} \left( 1 - \frac{c_A}{c_B} \right) > \frac{c_A}{c_B} \left( 1 - \frac{c_A}{c_B} \right) \frac{x_{B \max}}{R}.$$

Если  $N = x_{B \max} / R \ll 1$ , тогда

$$\frac{c_A}{c_B} \left( 1 - \frac{c_A}{c_B} \right) \frac{x_{B \max}}{R} = \frac{c_A}{c_B} \left( 1 - \frac{c_A}{c_B} \right) N.$$

При  $N=1$  и  $c_A/c_B \approx 0,25$  поправка  $\sim 0,2$ . Таким образом, если при контроле цилиндрических изделий с диаметром  $2R$ , значительно меньшим размера преобразователя  $2a$ , уменьшить до минимума путь прохождения в жидкости, то с погрешностью не более 20% можно применять обычные формулы акустического тракта.

Когда условие  $R \gg a$  нарушается, формула (9.27) становится неверной, поскольку ее выводили из приближенной геометрической оптики для линзы малой кривизны. Кроме того, становится заметным изменение коэффициента прохождения  $\bar{D}$  в зависимости от угла падения, поскольку эти углы изменяются в довольно широких пределах. Поэтому цилиндрические изделия с малым радиусом кривизны рекомендуется контролировать, применяя фокусировку ультразвука.

При контроле цилиндрических изделий в качестве эхо-сигнала приходится использовать отражение от выпуклой или вогнутой поверхностей. Для расчета эхо-сигналов в этих случаях следует использовать формулы (9.18) и (9.20) соответственно. Если в качестве донного сигнала используется отражение от противоположной поверхности сплошного цилиндрического изделия, то подставив в формулу (9.20) значение  $x=d$ , получим  $\left| \frac{P'}{P_0} \right| = \frac{S_b}{2\lambda d}$ , т. е. формулу для плоской отражающей поверхности. Это явление объясняется тем, что отраженные от вогнутой поверхности лучи сначала фокусируются, но затем расходятся гораздо сильнее, чем при отражении от плоской поверхности.

Случай контроля контактным способом плоским преобразователем изделия с выпуклой цилиндрической поверхностью исследован в работе [17]. Толщина контакт-



ного слоя будет меньше для центральной и больше для краевых точек преобразователя. Таким образом, в этом случае также образуется плоско-вогнутая расфокусирующая линза. Кроме того, большая толщина контактного слоя у краевых точек уменьшит эффективность их работы. В результате уменьшится действующая площадь преобразователя, а следовательно, еще больше увеличится расхождение лучей. Согласно экспериментальным оценкам [69], формулами акустического тракта при контроле контактным способом на частотах 1,8—2,5 МГц можно пользоваться, если радиус кривизны поверхности больше 500 мм.

При контроле наклонным преобразователем в направлении, перпендикулярном оси цилиндрического изделия, экспериментальная проверка [69] подтвердила вывод теории о слабом влиянии кривизны поверхности на возможность применения формул акустического тракта. Амплитуда эхо-сигналов от искусственных дефектов оставалась постоянной с точностью  $\pm 2$  дБ при изменении радиуса кривизны от 70 мм до бесконечности (плоская поверхность). Полученные результаты не зависели от того, притирали или нет призму преобразователя к поверхности изделия. Если призму не притирали, то преобразователь снабжали фиксатором положения на цилиндрической поверхности.

На практике иногда приходится вести контроль по вогнутой цилиндрической поверхности, например при проверке роторов внутри канала. При этом необходимо введение акустической задержки, так как иначе средняя, наиболее эффективно работающая часть преобразователя не будет контактировать с поверхностью изделия. В данном случае поверхность изделия будет играть роль собирающей линзы. Расчет акустического тракта можно также выполнять по формуле (9.27), вводя знак минус перед  $R$  в знаменателе.

### 9.8. Угловые отражатели

При контроле наклонными преобразователями наряду с искусственными отражателями, подобными применяемым при контроле прямыми преобразователями (рис. 66, а, б, в, ж), применяют также отражатели, в которых используется так называемый угловой эффект. Это эффект двойного отражения от граней угла, образуемого поверхностью искусственного дефекта и поверх-

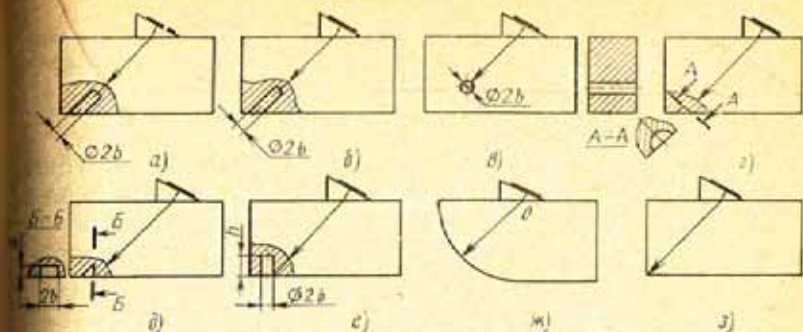


Рис. 66. Образцы с отражателями, применяемыми при контроле наклонным преобразователем:

а — плоскодонное отверстие; б — отверстие со сферическим дном; в — протяженное цилиндрическое отверстие (боковое отверстие); г — сегмент; д — угловой плоский отражатель (зарубка); е — угловой цилиндрический отражатель (угловой цилиндр); ж — вогнутая цилиндрическая поверхность; з — двугранный угол.

ностью объекта контроля (изделия или образца), на которой этот отражатель выполнен (рис. 66, д, е, з). Ранее (см. п. 9.2) был рассмотрен вопрос об отражении от двугранного угла (рис. 66, з). Это отражение часто служит имитацией донного сигнала. ГОСТ 14782—75 предусматривает применение плоского углового отражателя или зарубки (рис. 66, д). Его легко выполнить с помощью зубила с плоской передней гранью, располагаемой перпендикулярно поверхности объекта.

Приближенный расчет амплитуды эхо-сигнала от такого отражателя (рис. 67) выполняют путем учета прохождения лучей  $OJK$  и  $OLMN$ . Для этого удобно ввести мнимый излучатель  $O'$ , расположенный зеркально-симметрично действительному, и зеркальное продолжение зарубки. Тогда вместо названных лучей будет учтено прохождение лучей  $O'IJK$  и  $O'L'MN$ .

В результате множитель  $A=A_3$ , характеризующий отражательную способность зарубки в формуле (9.23), можно записать

$$A_3 = S_3 N; \quad N = 2 \sin \gamma |R(90^\circ - \gamma)|R(\gamma). \quad (9.28)$$

Здесь  $S_3$  — площадь отражающей грани зарубки. Множитель  $\sin \gamma$  учитывает уменьшение видимой из преобразователя площади отражателя в зависимости от ракурса озвучивания. Экспериментальные данные и уточненная теория [62] существенно отличаются от приближенной теории, причем отличие особенно велико, когда



ного слоя будет меньше для центральной и больше для краевых точек преобразователя. Таким образом, в этом случае также образуется плоско-вогнутая расфокусирующая линза. Кроме того, большая толщина контактного слоя у краевых точек уменьшит эффективность их работы. В результате уменьшится действующая площадь преобразователя, а следовательно, еще больше увеличится расхождение лучей. Согласно экспериментальным оценкам [69], формулами акустического тракта при контроле контактным способом на частотах 1,8—2,5 МГц можно пользоваться, если радиус кривизны поверхности больше 500 мм.

При контроле наклонным преобразователем в направлении, перпендикулярном оси цилиндрического изделия, экспериментальная проверка [69] подтвердила вывод теории о слабом влиянии кривизны поверхности на возможность применения формул акустического тракта. Амплитуда эхо-сигналов от искусственных дефектов оставалась постоянной с точностью  $\pm 2$  дБ при изменении радиуса кривизны от 70 мм до бесконечности (плоская поверхность). Полученные результаты не зависели от того, притирали или нет призму преобразователя к поверхности изделия. Если призму не притирали, то преобразователь снабжали фиксатором положения на цилиндрической поверхности.

На практике иногда приходится вести контроль по вогнутой цилиндрической поверхности, например при проверке роторов изнутри канала. При этом необходимо введение акустической задержки, так как иначе средняя, наиболее эффективно работающая часть преобразователя не будет контактировать с поверхностью изделия. В данном случае поверхность изделия будет играть роль собирающей линзы. Расчет акустического тракта можно также выполнять по формуле (9.27), вводя знак минус перед  $R$  в знаменателе.

### 9.8. Угловые отражатели

При контроле наклонными преобразователями наряду с искусственными отражателями, подобными применяемым при контроле прямыми преобразователями (рис. 66, а, б, в, ж), применяют также отражатели, в которых используется так называемый угловой эффект. Это эффект двойного отражения от граней угла, образуемого поверхностью искусственного дефекта и поверх-

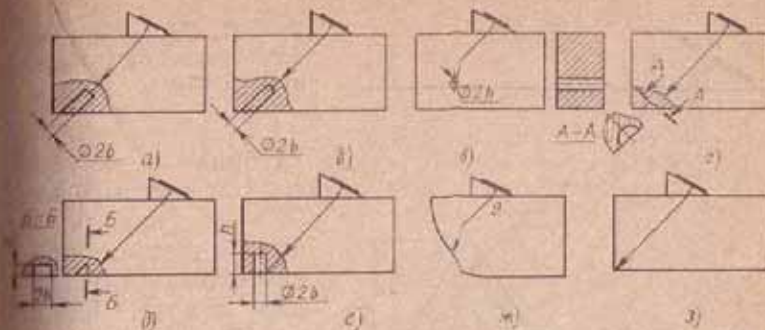


Рис. 66. Образцы с отражателями, применяемыми при контроле наклонным преобразователем:

а — плоскостное отверстие; б — отверстие с сферическим дном; в — притянутое цилиндрическое отверстие (боковое отверстие); г — сегмент; д — угловой плоский отражатель (зарубка); е — угловой цилиндрический отражатель (угловой цилиндр); ж — вогнутая цилиндрическая поверхность; з — двугранный угол.

ностью объекта контроля (изделия или образца), на которой этот отражатель выполнен (рис. 66, д, е, з). Ранее (см. п. 9.2) был рассмотрен вопрос об отражении от двугранного угла (рис. 6, з). Это отражение часто служит имитацией донной сигнала. ГОСТ 14782—75 предусматривает применение плоского углового отражателя или зарубки (рис. 66, д) его легко выполнить с помощью зубила с плоской передней гранью, располагаемой перпендикулярно поверхности объекта.

Приближенный расчет амплитуды эхо-сигнала от такого отражателя (рис. 67) исполняют путем учета прохождения лучей  $OIK$  и  $OMN$ . Для этого удобно ввести мнимый излучатель  $O'$ , расположенный зеркально-симметрично действительному и зеркальное продолжение зарубки. Тогда вместо названных лучей будет учтено прохождение лучей  $O'IK$  и  $O'L'MN$ .

В результате множитель  $A_2 A_3$ , характеризующий отражательную способность зарубки в формуле (9.23), можно записать

$$A_2 = S_2 N; \quad N = 2 \sin \gamma |R(90^\circ - \gamma)| R(\gamma). \quad (9.28)$$

Здесь  $S_2$  — площадь отражающей грани зарубки. Множитель  $\sin \gamma$  учитывает уменьшение видимой из преобразователя площади отражателя в зависимости от ракурса озвучивания. Экспериментальные данные и уточненная теория [62] существенно отличаются от приближенной теории, причем отличие особенно велико, когда



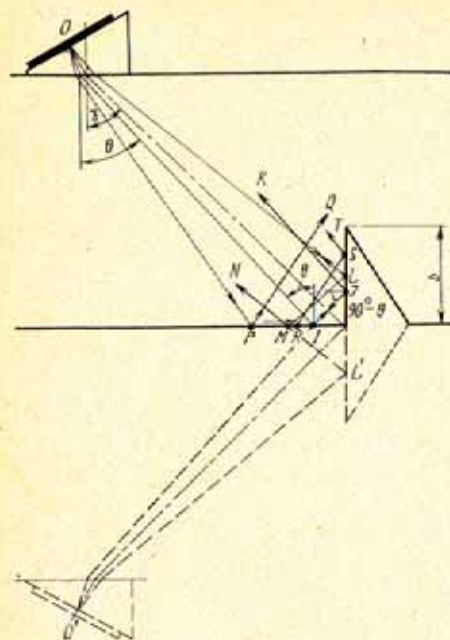


Рис. 67. Схема для расчета сигнала от углового отражателя

глубина зарубки  $b < 4\lambda$ , а углы  $\gamma$  или  $90^\circ - \gamma$  приближаются к третьему критическому углу ( $33^\circ$  для стали). Когда  $\gamma \approx 37...45^\circ$ , действует эффект, не учтенный при выводе формулы (9.28); он связан с явлением незеркального отражения от поверхности объекта при углах падения, близких к третьему критическому. Согласно законам зеркально-

го отражения луч  $OPQ$  должен пройти мимо грани зарубки, не отражаясь от нее. Однако в результате незеркального отражения этот луч пройдет путь  $OPMST$  и даст вклад в отраженный сигнал. Чем меньше глубина зарубки, тем больше относительный вклад поверхностной волны  $PR$ . При  $\gamma = 50...60^\circ$  действуют поверхностно-продольные волны, соскальзывающие с поверхности вертикальной грани зарубки и приводящие к уменьшению амплитуды отраженного сигнала. В области углов  $58...65^\circ$  уменьшение амплитуды сигнала объясняется трансформацией поперечных волн в продольные, что учитывается множителем  $R(90^\circ - \gamma)$  (рис. 68).

Кроме сигналов зеркального отражения и действия поверхностно-продольных волн существуют сигналы, связанные с дифракционным рассеянием ультразвука на поверхности зарубки. Им соответствуют лучи  $OLO$  и  $OIIIO$ . Последний луч должен быть умножен на  $R^2(\gamma)$ , так как он дважды отражается от поверхности объекта [18].

Плоский угловой отражатель может быть выполнен не только в виде зарубки конечной длины, но также в виде «бесконечной» риски. В этом случае амплитуду

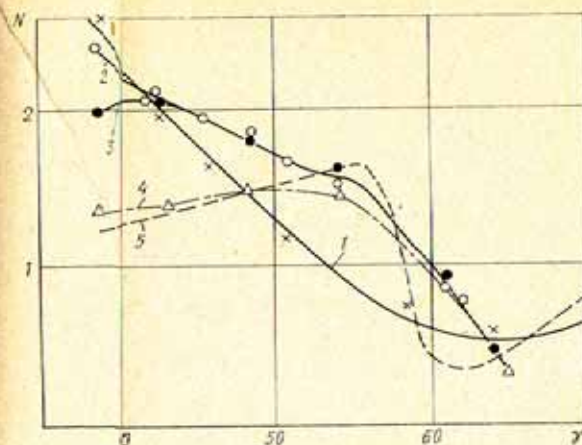


Рис. 68. Коэффициент  $N$ , равный отношению площадей зарубки и плоского отверстия, дающих одинаковый эхо-сигнал, в зависимости от угла преломления преобразователя и глубины зарубки  $b = 2, 3, 4$  и  $6$  мм (кривые 1—4 соответственно), 5 — теория. Длина волны 1,3 мм

эхо-сигнала следует рассчитывать как от протяженной модели дефекта по формуле (9.24). Величину  $B = B_p$ , характеризующую отражательную способность дефекта (при условии, что глубина риски больше длины поперечных волн) определяют с помощью ранее введенного коэффициента  $N$ , показанного на рис. 68:

$$B_p = Nb/\lambda_p \quad (9.29)$$

Отражение от углового цилиндрического отверстия (см. рис. 66) рассчитывают как от цилиндрического отверстия с учетом углового эффекта. Сложная зависимость множителя  $N$  от угла  $\gamma$  и относительной глубины дефекта  $b/\lambda$  делает неудобными угловые отражатели конечной глубины в качестве средства настройки чувствительности аппаратуры. Однако их важное преимущество состоит в том, что они хорошо имитируют реальные дефекты типа непроваров и трещин в корне сварного шва на поверхности изделия.

Необходимо обратить внимание на изменение фазы сигнала, отраженного от углового отражателя по сравнению с фазой сигнала, отраженного от плоского или выпуклого дефекта. Оценивая фазу приближенно с



точностью до  $\pi/2$ , можно отметить, что в результате двукратного отражения от свободных поверхностей фаза дважды изменится на  $\pi$  и будет отличаться на  $\pi$  от фазы сигнала, однократно отраженного от дефекта. Это означает, что амплитуды первых периодов колебаний для двух сравниваемых импульсов будут направлены в разные стороны.

На рис. 66, г показан еще один тип отражателя, выполняемого вблизи поверхности изделия — сегментный отражатель. Согласно ГОСТ 14782—76, амплитуда эхо-сигнала от него пропорциональна площади сегмента  $S_c$ , т. е. в формуле (9.23)  $A = S_c/\lambda^2$ . Однако можно предполагать, что на амплитуду эхо-сигнала от этого отражателя будут также оказывать сильное влияние эффекты распространения поверхностно-продольных волн, исследованные пока в должной мере.

### 9.9. Амплитуда отражения при изменении взаиморасположения преобразователя и отражателя

В разобранных выше вариантах акустического преобразователя определяли максимальные амплитуды эхо-сигналов от различных отражателей. Отражение от сферы и цилиндра, ось которого перпендикулярна оси преобразователя, не зависит от направления падения ультразвука. Поэтому, когда такие отражатели смещают в направлении, перпендикулярном оси, амплитуда сигнала в них изменяется пропорционально квадрату диаграммы направленности преобразователя. Например, если преобразователь перемещают по поверхности образца относительно протяженным цилиндрическим отражателем, расположенным на расстоянии  $h$  от поверхности ( $h/\cos\theta > d > \lambda$ ), то амплитуда эхо-сигнала изменяется согласно формуле

$$\left| \frac{P'}{P_0} \right| = \frac{S_c}{\lambda} \sqrt{\frac{d}{8} \left( \frac{\cos\theta}{h} \right)^2} \Phi^2(\theta), \quad (9.29)$$

где  $\Phi$  — диаграмма направленности преобразователя,  $\theta$  — угол между осью преобразователя и направлением от центра преобразователя на центр цилиндра.

В связи с изложенным цилиндрические отражатели удобно использовать для экспериментального сравнения диаграмм направленности преобразователей и опре-

деления направления максимума отражения. Последняя операция имеет важное значение для измерения координат дефекта относительно преобразователя, поэтому вместе с боковыми цилиндрическими отражателями рекомендуются ГОСТ 14782—76 и международными стандартами.

Для отражателей плоской формы (диск, полоса, бесконечная плоскость) амплитуда отражения зависит от наклона из плоскости оси преобразователя. Рассмотрим в приближении Кирхгофа отражение от плоского дефекта размером  $L_{b1} = 2b_1$ , наклоненного к оси преобразователя под углом  $\theta$  (рис. 69). Общая формула для расчета эхо-сигнала для отражателя, расположенного в дальней зоне преобразователя,

$$\left| \frac{P'}{P_0} \right| = \frac{S_a S_b}{\lambda^2 r^2} \cos(\varphi - \theta) |R(\varphi - \theta)| \times \Phi^2(ak \sin\theta) \Phi' [2b_1 k \sin(\varphi - \theta)]. \quad (9.31)$$

В последнем множителе определяет диаграмму направленности отражателя, который рассматривается как точечный излучатель:

$$\Phi' = \left| \frac{\sin \{ kb_1 [\sin(\varphi - \theta) - \sin\psi] \}}{kb_1 [\sin(\varphi - \theta) - \sin\psi]} \right|. \quad (9.32)$$

Здесь  $\varphi - \theta$  — угол падения, а угол  $\psi$  отсчитывают от нормали к отражателю. Если  $\varphi - \theta = 0$ , то получаем формулу (7.16) для диаграммы направленности прямоугольного преобразователя. Если излучение и прием ведутся одним преобразователем, то  $\psi = -(\varphi - \theta)$ , в результате

$$\Phi' = \left| \frac{\sin [2kb_1 \sin(\varphi - \theta)]}{2kb_1 \sin(\varphi - \theta)} \right|.$$

Это соответствует формуле (9.31). Аналогичный вывод может быть получен для отражателей различной формы с использованием свойственных им диаграмм направленности, согласно гл. 7.

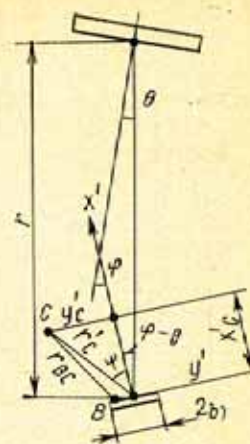


Рис. 69. Схема для расчета отражения от наклонного плоского дефекта



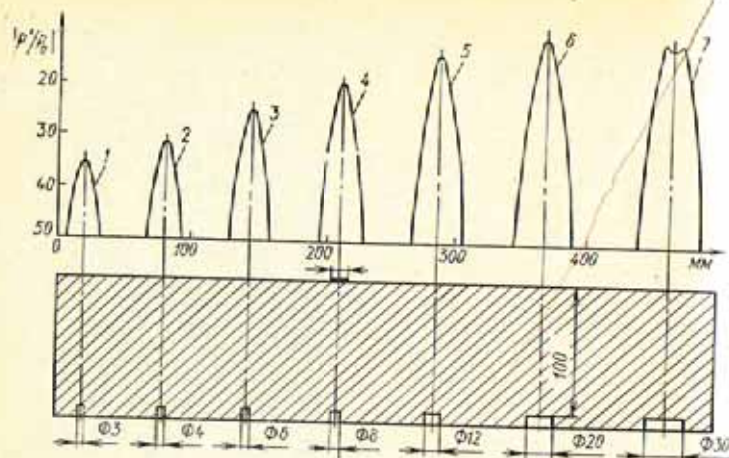


Рис. 70. Изменение амплитуды сигнала при перемещении преобразователя (диаметром 12 мм, частотой 2,5 МГц) над плоскодонным отверстием разного диаметра

Если размер отражателя  $2b$  меньше размера преобразователя  $2a$ , вторичная диаграмма направленности шире первичной, и максимум амплитуды отражения достигается, если отражатель расположен вблизи оси преобразователя, т. е. где  $\Phi^2(ak\sin\theta) \approx 1$ . При увеличении размера отражателя его диаграмма направленности сужается, и для достижения максимума эхо-сигнала отражатель следует расположить ближе к точке, где направление падающего луча перпендикулярно поверхности отражателя. При этом максимальная амплитуда эхо-сигнала от большого отражателя может оказаться значительно меньшей, чем от отражателя малого размера.

Рассмотрим плоский отражатель, параллельный поверхности образца ( $\varphi=0$ ), по которой перемещается преобразователь (рис. 70). Когда размер отражателя значительно меньше размера преобразователя, то диаграмма направленности преобразователя значительно уже, чем диаграмма направленности вторичного излучателя — дефекта. Такой отражатель можно считать точечным,  $\Phi' \approx 1$ . При перемещении преобразователя по поверхности образца амплитуда будет изменяться в соответствии с изменением поля излучения — приема преобразователя и на заданном расстоянии  $x$  (кривые 1

и 2). В дальней зоне согласно уравнению (9.31)

$$\left| \frac{P'}{P_0} \right| = \frac{S_a S_b}{\lambda^2 x^2} \Phi^2(ak\rho/x), \quad (9.33)$$

где  $\rho$  — расстояние между осями преобразователя и отражателя.

При увеличении размеров отражателя сужение диаграммы направленности диска как вторичного излучателя будет оказывать существенное влияние и приведет к сужению общей диаграммы направленности преобразователя — отражателя (кривые 3 и 4). Это хорошо заметно, если измерить ширину кривых на рис. 70 на одинаковом уровне (например, 6 дБ от максимума). Наибольшее сужение наблюдается, когда диаметры преобразователя и отражателя равны (кривая 5). Кривая 6 соответствует случаю, когда амплитуда сигнала от дефекта, расположенного в дальней зоне преобразователя, больше донного сигнала (см. кривую 2 на рис. 57).

Если размер отражателя будет больше ширины пучка ультразвуковых лучей на глубине расположения дефекта, на кривой изменения амплитуды сигнала появится плато (кривая 7), а при положении преобразователя вблизи края плоскодонного отверстия — интерференционный максимум. Подобное явление наблюдается также при перемещении преобразователя над краем отражающей полуплоскости. Когда преобразователь находится точно над краем, амплитуда отраженного сигнала на 6 дБ (т. е. в 2 раза) ниже уровня плато. Это объясняется тем, что ровно половина излученной энергии проходит мимо отражателя.

Полученные результаты имеют важное значение для рекомендаций по измерению условной протяженности дефекта. Один из способов измерения условной протяженности (относительный способ измерения) заключается в определении расстояния между положениями преобразователя, при которых амплитуда эхо-сигнала от дефекта уменьшается в 2 раза. Формула (9.33) и рис. 70 показывают, что когда дефект меньше или равен диаметру преобразователя, этот способ малоэффективен: условная протяженность остается постоянной или даже уменьшается с ростом искусственного или реального дефекта. Измерение условной протяженности на уровне 6 дБ дает удовлетворительные результаты в



ближней зоне преобразователя [87], когда размер дефекта  $d$  больше размера преобразователя  $D$ . Если же дефект расположен за пределами ближней зоны преобразователя, то относительный способ измерения угловой протяженности оказывается достаточно точным при выполнении условия  $d \geq 0,7Dx/x_0$ .

### 9.10. Особенности отражения от реальных дефектов

Реальные дефекты отличаются от рассмотренных выше моделей неправильностью формы и шероховатостью поверхности, они могут быть заполнены окислами и другими веществами, в результате чего отражение будет неполным.

Шероховатость поверхности отражателя ослабляет амплитуду зеркально-отраженного сигнала, когда величина неровностей превосходит  $\lambda/3$ . Нерегулярные неровности на поверхности плоского отражателя, размеры которых соизмеримы с длиной волны, вызывают равномерное рассеяние звука по всем направлениям с максимумом при нормальном падении. Регулярные неровности типа рисок вызывают появление добавочных максимумов, подобных наблюдаемым от дифракционной оптической решетки. Если неровности превосходят длину волны, то эффект зеркального отражения чувствительнее слабо, эхо-сигнал сильно изменяется при изменении угла падения лучей и точки падения центрального луча. Модулируя частоту ультразвуковых колебаний, можно оценить степень неровности отражающей поверхности по соотношению амплитуд зеркально-отраженного и рассеянного сигналов.

Шлаки и другие вещества, заполняющие дефекты, снижают амплитуду отраженного сигнала приблизительно пропорционально коэффициенту отражения. Некоторые окислы имеют акустические характеристики, близкие к контролируемым металлам, и при небольшой толщине дефектов вызывают очень резкое уменьшение амплитуды эхо-сигнала. Этот эффект наблюдается, например, при контроле некоторых видов сварки — контактной, диффузионной и т. п., в которых дефекты типа «слоения» практически не обнаруживаются ультразвуковым методом.

Для оценки отражения от плоских дефектов сложной конфигурации удобно использовать представление краевых волн (см. гл. 7). Поле отражения вместе с

полем по площади дефекта (9.1) может быть изображено как сумма поля ограниченной плоской волны, представляющей отражение по законам геометрической акустики, и поля краевых волн, излучаемых точками концов дефекта как вторичными источниками с широкой диаграммой направленности [72]. Чем острее края дефекта, тем интенсивнее краевая волна. Если приемник находится вне зоны геометрического отражения, то он регистрирует лишь краевые волны, при этом максимальные значения которых от излучателя и приемника либо минимальны, либо максимальны.

При значительной длительности излучаемых импульсов изображенная таким образом картина поля отражения аналогична рассмотренной в п. 9.9, поскольку оба представления идентичны. Например, для дискового отражателя поле описывается функцией направленности (9.32). При отражении очень коротких импульсов от наклонного дефекта (рис. 69) наблюдаются два сигнала краевых волн от ближней и дальней его точек. Эхо-сигнал от дальней точки будет обратной по отношению к фазе сигнала от ближней точки.

## Глава 10

### ПОМЕХИ ПРИ КОНТРОЛЕ ЭХО-МЕТОДОМ

#### 10.1. Виды помех

Для достижения наилучших результатов при контроле эхо-методом необходимо рассмотреть помехи или фоновые, мешающие контролю. Различают следующие виды помех.

**Внешние электрические или акустические помехи,** возникающие по времени появления. Электрические помехи связаны с работой контактных устройств, сварочной аппаратуры и т. д. Акустические внешние помехи возникают в результате трения или ударов по контролируемой детали. Например, абразивная обработка изделия возбуждает высокие частоты, воспринимаемые ультразвуковым прибором, если обработку ведут в процессе контроля. Удары колес поездного состава мешают контролю рельсов во время движения вагона — дефекто-



От электрических помех можно отстроиться экранировкой прибора и преобразователей, однако полностью подавить их таким образом не удастся. Эффективный способ устранения внешних электрических и акустических помех, если они достаточно редки, заключается в улавливании их отдельным датчиком (антенной или пьезопреобразователем) и запирании на время их действия приемника — дефектоскопа.

Другим способом подавления помех является стробирование времени прихода эхо-сигнала от дефекта, а также регистрация только сигналов, регулярно повторяющихся при каждой посылке зондирующего импульса. Для реализации последнего способа инерционность регистратора дефектов  $N_p$  должна быть больше единицы. Недостаток его заключается в снижении производительности контроля.

**Помехи приемника** дефектоскопа, связанные с шумами элементов усилительного тракта. Эти помехи препятствуют беспредельному увеличению коэффициента усиления приемника и ограничивают значение регистрируемого прибором сигнала  $V_{min}$ . Для их подавления применяют дифференциальные схемы в усилителях, снижают входное сопротивление предусилителя. Повышения чувствительности дефектоскопа стремятся добиться не только за счет повышения коэффициента усиления приемника, но также за счет увеличения амплитуды генератора зондирующих импульсов и коэффициента преобразования преобразователя. Непосредственно после излучения зондирующего импульса (при работе по совмещенной схеме) величина  $V_{min}$  резко возрастает (т. е. чувствительность ухудшается) в результате сильного динамического воздействия на усилитель мощного сигнала генератора дефектоскопа. Способы подавления зондирующего импульса были описаны в п. 8.3.

**Шумы преобразователя** возникают в связи с многократным отражением ультразвука в пьезоэлементе, протекторе, слое контактной жидкости и затягивают действие зондирующего импульса. По мере удаления от зондирующего импульса эти помехи исчезают. Способы борьбы с этими помехами рассмотрены в п. 8.9. При иммерсионном способе контроля или контроле преобразователем с акустической задержкой помехи, непосредственно следующие после зондирующего импульса, не мешают контролю, так как в это время ультразвуковой

импульс распространяется не контролируемом изделии. Однако в этом случае выявление дефектов вблизи поверхности изделия мешает чувствительный сигнал, отраженный от этой поверхности. Наименьшим уровнем помех обладают преобразователи раздельного типа.

**Ложные сигналы** возникают в результате отражения ультразвука от выступов, выточек отверстий и других элементов конфигурации изделия. Эти сигналы мешают выявлению дефектов лишь на отдельных участках линии развертки, т. е. в определенных зонах изделия, не влияя на общий уровень чувствительности. Однако часто именно на этих участках возможно появление импульсов от дефектов.

**Структурные помехи**, связанные с рассеянием ультразвука на структурных неоднородностях, зернах материала. Эти помехи часто называют структурной реверберацией. Сигналы, образовавшиеся в результате рассеяния ультразвука на различных неоднородностях, которые приходят к приемнику в один тот же момент времени, складываются. В зависимости от фаз отдельных сигналов они могут взаимно усилить или ослабить друг друга. На некотором участке развертки помехи, складываясь, дают сигнал, значительно превосходящий средний уровень, а на другом, наоборот, суммарный сигнал мал. Таким образом, вследствие случайного соотношения фаз колебаний структурные помехи имеют вид отдельных, довольно четких импульсов, на фоне которых затруднено выявление дефектов. Отличительной особенностью структурных помех является наличие очень большого количества импульсов всей линии развертки дефектоскопа или на значительном ее участке (их часто называют травой). Эти сигналы быстро изменяют свое положение, появляются и исчезают при небольших перемещениях преобразователя по поверхности изделия. Структурные помехи являются основным постоянно действующим фактором, ограничивающим чувствительность ультразвукового контроля.

#### 10.2. Причины возникновения ложных сигналов, способы их выделения и появления

Наиболее часто встречающийся вид ложных сигналов — это отражение от гайдей, выточек или валика усиления сварного шва (рис. 71, а и б). Причем в случае отражения продольных волн (рис. 71, а) часто возникают



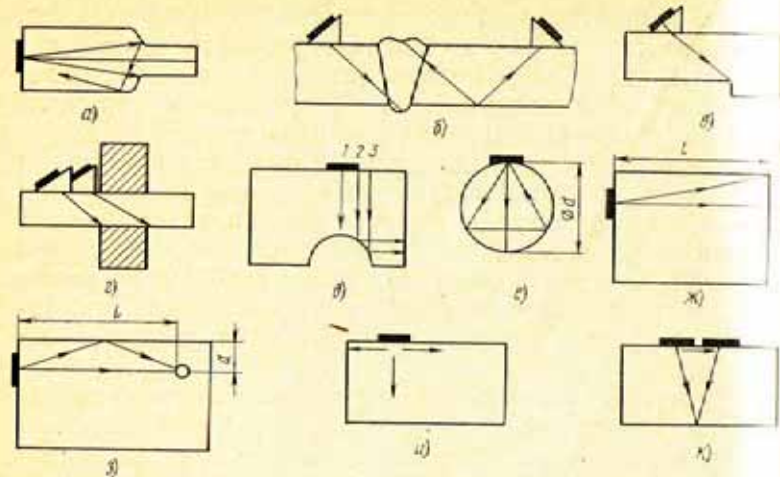


Рис. 71. Возникновение ложных сигналов при контроле изделий

помимо продольных поперечные волны, которые при повторном отражении трансформируются опять в продольные волны и вызывают появление дополнительных ложных сигналов. Поперечные волны при падении на поверхность под углом больше третьего критического не трансформируются в продольные и дополнительных ложных сигналов не вызывают. В связи с этим длинные изделия с малым поперечным сечением (рис. 71, а) лучше контролировать поперечными, а не продольными волнами, приклеивая нормальный преобразователь поперечных волн к торцу изделия воском или церезином.

Небольшие ложные сигналы могут возникнуть в результате незеркального отражения ультразвука. Например, на рис. 71, в эхо-сигнал возникает в результате дифракционного рассеяния на ребре двугранного угла. При этом возникают краевые волны, амплитуда которых зависит от формы поверхности вблизи ребра: чем резче изменение профиля поверхности, тем больше амплитуда краевых волн. Примером краевых волн могут служить волны от ребер провиса  $L$  и  $M$  (см. рис. 65).

Ложные сигналы наблюдаются даже от локально напряженных зон изделия. Например, возникают отражения от участков поверхности вала, на которую напрессована втулка (рис. 71, г), где максимален градиент напряжений, т. е. вблизи краев втулки. Возникновение

этих отражений связано с изменением скорости звука в напряженных зонах изделия.

При контроле продольными волнами изделия с отверстием или выточкой вблизи боковой поверхности (рис. 71, д), помимо прямого отражения от отверстия (положение преобразователя 1), будут также наблюдаться сигналы в положениях преобразователя 2 и 3 в результате двойного отражения от отверстия и боковой поверхности. Максимальный сигнал в положении 2 будет наблюдаться при угле падения на отверстие  $45^\circ$ , а в положении 3 — под углом  $61^\circ$  (для стали), так как в этих случаях отраженный от отверстия луч будет падать на боковую поверхность под прямым углом. Эти отражения могут быть ошибочно приняты за дефекты.

При контроле продольными волнами цилиндрических изделий по боковой поверхности (рис. 71, е) помимо сигнала, соответствующего лучу, прошедшему по диаметру путь  $d$  (в одном направлении), будут наблюдаться сигналы, испытавшие двукратное отражение от стенок цилиндра [87]. Сигнал, соответствующий отражению продольной волны без трансформации, будет наблюдаться на расстоянии  $1,3 d$ , а сигнал, соответствующий трансформации продольной волны в поперечную, а затем опять в продольную — на расстоянии  $1,67 d$  (для стали). Эти сигналы, как видим, приходят после основного донного сигнала.

Также после донного сигнала приходят импульсы — спутники при контроле пластин и стержней со стороны торца (см. п. 2.2, рис. 12). Однако они ошибочно могут быть приняты за донный сигнал, так как их амплитуда может быть больше.

Ложные сигналы могут явиться причиной ошибок в определении амплитуды эхо-сигнала. При контроле длинных изделий небольшого поперечного сечения (рис. 71, ж) сигнал, отраженный от двугранного угла, может суммироваться с донным сигналом и изменить его амплитуду. Это произойдет, если разность путей до двух указанных отражателей будет меньше длительности импульса  $\tau$ :  $\frac{2}{c_l} (\sqrt{l^2 + d^2} - l) \geq \tau$ . При  $c_l \tau = 4 \lambda_l$  и  $l \gg d$  получим условие отсутствия интерференции импульсов

$$d \geq 2\sqrt{l\lambda_l} \quad (10.1)$$

В случае, показанном на рис. 71, з, суммироваться будут сигнал, непосредственно отраженный от дефекта,



и сигнал, однократно отраженный от стенки излучателя, дефекта и вернувшийся назад к преобразователю. Учет вне отсутствия интерференции

$$d > 1,4\sqrt{\lambda_1} \quad (10.2)$$

Этот случай довольно часто встречается при оценке необходимых размеров образцов с искусственными дефектами. Неучет интерференционных явлений приводит к тому, что в образцах большой длины, изготовленных по ГОСТ 21327—75, амплитуда эхо-сигнала немонотонно убывает с расстоянием. В результате зависимость амплитуды от расстояния, снятая на этих образцах, не совпадает с кривыми АРД-диаграммы.

Специфический вид ложных сигналов связан с поверхностной волной, которая возбуждается боковыми лепестками диаграммы направленности преобразователя. Сигналы возникают в результате отражения поверхностной волны от краев изделия (рис. 71, и). При контроле РС-преобразователем ложный сигнал возникает в результате прохождения поверхностной волны от излучателя к приемнику (рис. 71, к).

Действенный способ выделения ложных сигналов основан на изменении их амплитуды при нажатии на щуп или тампоном, смоченным в масле, на точку, которой отражается или через которую проходит сигнал, вызывающий ложный сигнал. Очень хорошо демпфируются таким образом поверхностные волны, несколько хуже — поперечные волны при наклонном падении, еще хуже — продольные волны и практически не реагируют на нажатие поперечные волны, падающие на демплируемую поверхность перпендикулярно. Нажимая щупом на валик усиления сварного шва (рис. 71, б), внутреннюю поверхность цилиндрического отверстия (рис. 71, з) или на любую точку верхней грани образца (рис. 71, и), следует выделить из последовательности импульсов на экране те, которые меняют свою амплитуду. Они будут соответствовать ложным сигналам.

Отличительной особенностью помех от поверхностной волны является изменение времени их прихода при перемещении преобразователя относительно края изделия (рис. 71, и) или излучателя и приемника относительно друг друга (рис. 71, к). Эти помехи уменьшаются при увеличении диаметра преобразователя и частоты.

Если нет доступа к поверхности, отражение от которой порождает ложные сигналы, а также при автоматическом

контроле, когда использование рассмотренных способов выделения ложных сигналов невозможно, выявление дефектов, импульсы от которых располагаются вблизи ложных сигналов, зависит от разрешающей способности дефектоскопа. Например, при контроле сварных швов основным способом отстройки от сигналов, связанных с провисом, является точное определение положения отражателя.

В тех случаях, когда не удается отличить сигнал от дефекта и от ложного отражения по их положению на экране развертки или другими способами, выявление дефекта оказывается возможным только тогда, когда сигнал от дефекта существенно (в 1,5—2 раза) превосходит по амплитуде ложное отражение.

#### 4. Статистические закономерности формирования структурных помех

Фазы сигналов, создающих структурные помехи, распределяются случайным образом, поэтому амплитуда структурных помех на преобразователе в некоторый заданный момент времени равновероятно имеет положительное или отрицательное значение, а среднее значение амплитуды равно нулю. Дефектоскоп регистрирует не знак, а абсолютную величину амплитуды, поэтому средний уровень помех определяется среднеквадратным значением амплитуды, пропорциональным среднему значению интенсивности сигнала помех  $\bar{J}_n$ .

Случайное соотношение фаз сигналов, входящих в состав различных структурных неоднородностей, вызывает случайные отклонения амплитуды от среднеквадратного уровня. Для надежного выявления дефектов амплитуды сигналов от них должны превосходить не только  $\sqrt{\bar{J}_n}$ , но и отклонения от этого уровня. В теории вероятности величина отклонения от среднего уровня характеризуется среднеквадратичным отклонением  $\Delta J_n$ . По определению

$$\Delta J_n^2 = (\bar{J}_n - \bar{J}_n)^2 = \bar{J}_n^2 - \bar{J}_n^2 \quad (10.3)$$

Интенсивность шумов подчиняется распределению Релея [75], для которого выполняется соотношение

$$\sqrt{\Delta J_n^2} = \bar{J}_n \quad (10.4)$$



и сигнал, однократно отраженный от стенки излучателя, и вернувшийся назад к преобразователю. Наличие отсутствия интерференции

$$d \geq 1,4 \sqrt{l\lambda_i} \quad (10.2)$$

Этот случай довольно часто встречается при малых необходимых размерах образцов с искусственными дефектами. Неучет интерференционных явлений приводит к тому, что в образцах большой длины, изготовленных по ГОСТ 21327—75, амплитуда эхо-сигнала немонотонно убывает с расстоянием. В результате зависимость амплитуды от расстояния, снятая на этих образцах, не совпадает с кривыми АРД-диаграммы.

Специфический вид ложных сигналов связан с поверхностной волной, которая возбуждается боковыми лепестками диаграммы направленности преобразователя. Сигналы возникают в результате отражения поверхностной волны от краев изделия (рис. 71, и). При контроле РС-преобразователем ложный сигнал возникает в результате прохождения поверхностной волны от излучателя к приемнику (рис. 71, к).

Действенный способ выделения ложных сигналов основан на изменении их амплитуды при нажатии на щипец или тампоном, смоченным в масле, на точку, с которой отражается или через которую проходит сигнал, вызывающий ложный сигнал. Очень хорошо демаскируются таким образом поверхностные волны, особенно хуже — поперечные волны при наклонном падении, и хуже — продольные волны и практически не реагируют на нажатие поперечные волны, падающие на деформируемую поверхность перпендикулярно. Нажимая щипцем на валик усиления сварного шва (рис. 71, б), внутреннюю поверхность цилиндрического отверстия (рис. 71, з) или на любую точку верхней грани образца (рис. 71, и), следует выделить из последовательности импульсов на экране те, которые меняют свою амплитуду. Они будут соответствовать ложным сигналам.

Отличительной особенностью помех от поверхностных волн является изменение времени их прихода при перемещении преобразователя относительно края изделия (рис. 71, и) или излучателя и приемника относительно друг друга (рис. 71, к). Эти помехи уменьшаются при увеличении диаметра преобразователя и частоты.

Если нет доступа к поверхности, отражение от которой порождает ложные сигналы, а также при автоматическом

контроле, когда использование рассмотренных способов выделения ложных сигналов невозможно, выявление дефектов, импульсы от которых располагаются вблизи ложных сигналов, зависит от разрешающей способности дефектоскопа. Например, при контроле сварных швов основным способом отстройки от сигналов, связанных с провисом, является точное определение сигналов отражателя.

В тех случаях, когда не удается отличить сигнал от дефекта и от ложного отражения по их положению на экране развертки или другими способами, выявление дефекта оказывается возможным только тогда, когда сигнал от дефекта существенно (в 1,5—2 раза) превосходит по амплитуде ложное отражение.

### Статистические закономерности формирования структурных помех

Ложные сигналы, создающих структурные помехи, выделяются случайным образом, поэтому амплитуда структурных помех на преобразователе в некоторый определенный момент времени равновероятно имеет положительное или отрицательное значение, а среднее значение амплитуды равно нулю. Дефектоскоп регистрирует знак, а абсолютную величину амплитуды, поэтому средний уровень помех определяется среднеквадратичным значением амплитуды, пропорциональным среднеинтенсивности сигнала помех  $\bar{J}_n$ .

Случайное соотношение фаз сигналов, приходящих от различных структурных неоднородностей, вызывает случайные отклонения амплитуды от среднеквадратичного уровня. Для надежного выявления дефектов амплитуды сигналов от них должны превосходить не только  $\sqrt{\bar{J}_n}$ , но и отклонения от этого уровня. В теории вероятности величина отклонения от среднего уровня характеризуется среднеквадратичным отклонением. По определению

$$\sigma_n^2 = (\overline{J_n - \bar{J}_n})^2 = \bar{J}_n^2 - \bar{J}_n^2 \quad (10.3)$$

интенсивность шумов подчиняется распределению Релея [75], для которого выполняется соотношение

$$\sqrt{\Delta J_n^2} = \bar{J}_n \quad (10.4)$$



и сигнал, однократно отраженный от стенки излучателя дефекта и вернувшийся назад к преобразователю. Причина отсутствия интерференции

$$d \geq 1,4 \sqrt{V \lambda_i}.$$

Этот случай довольно часто встречается при определенных размерах образцов с искусственными дефектами. Неучет интерференционных явлений приводит к тому, что в образцах большой длины, изготовленных по ГОСТ 21327—75, амплитуда эхо-сигнала немонотонно убывает с расстоянием. В результате зависимость амплитуды от расстояния, снятая на этих образцах, не совпадает с кривыми АРД-диаграммы.

Специфический вид ложных сигналов связан с поверхностной волной, которая возбуждается боковыми лепестками диаграммы направленности преобразователя. Сигналы возникают в результате отражения поверхностной волны от краев изделия (рис. 71, д). При концевом РС-преобразователе ложный сигнал возникает в результате прохождения поверхностной волны от излучателя к приемнику (рис. 71, к).

Действенный способ выделения ложных сигналов основан на изменении их амплитуды при нажатии на образец или тамповом, смоченном в масле, на той поверхности, которой отражается или через которую проходит сигнал, вызывающий ложный сигнал. Очень хорошо демонстрируются таким образом поверхностные волны, несомненно хуже — поперечные волны при наклонном падении, еще хуже — продольные волны и практически не реагируют на нажатие поперечные волны, падающие на демонируемую поверхность перпендикулярно. Нажимая на образец на валик усиления сварного шва (рис. 71, б), на внутреннюю поверхность цилиндрического отверстия (рис. 71, з) или на любую точку верхней грани образца (рис. 71, и), следует выделить из последовательности импульсов на экране те, которые меняют свою амплитуду. Они будут соответствовать ложным сигналам.

Отличительной особенностью помех от поверхностных волн является изменение времени их прихода при перемещении преобразователя относительно края изделия (рис. 71, а) или излучателя и приемника относительно друг друга (рис. 71, к). Эти помехи уменьшаются при увеличении диаметра преобразователя и частоты.

Если нет доступа к поверхности, отражение от которой порождает ложные сигналы, а также при автоматическом

контроле, когда использование рассмотренных способов выделения ложных сигналов невозможно, вероятность дефектов, импульсы от которых располагаются вблизи ложных сигналов, зависит от разрешающей способности дефектоскопа. Например, при контроле сварных швов основным способом отстройки от сигналов, связанных с провисом, является точное определение положения отражателя.

В тех случаях, когда не удается отличить сигнал от дефекта и от ложного отражения по их положению на развертке или другими способами, выявление дефекта оказывается возможным только тогда, когда сигнал от дефекта существенно (в 1,5—2 раза) превосходит по амплитуде ложное отражение.

#### 4. Статистические закономерности формирования структурных помех

Виды сигналов, создающих структурные помехи, определяются случайным образом, поэтому амплитуда структурных помех на преобразователе в некоторый определенный момент времени равновероятно имеет положительное или отрицательное значение, а среднее значение амплитуды равно нулю. Дефектоскоп регистрирует не знак, а абсолютную величину амплитуды, поэтому средний уровень помех определяется среднеквадратичным значением амплитуды, пропорциональным среднему уровню интенсивности сигнала помех  $\bar{J}_n$ .

Случайное соотношение фаз сигналов, приходящих от различных структурных неоднородностей, вызывает случайные отклонения амплитуды от среднеквадратичного уровня. Для надежного выявления дефектов амплитуды сигналов от них должны превосходить не только  $\sqrt{\bar{J}_n}$ , но и отклонения от этого уровня. В теории вероятности величина отклонения от среднего уровня характеризуется среднеквадратичным отклонением. По определению

$$\Delta_n = \overline{(J_n - \bar{J}_n)^2} = \bar{J}_n^2 - \bar{J}_n^2. \quad (10.3)$$

Интенсивность шумов подчиняется распределению [75], для которого выполняется соотношение

$$\sqrt{\Delta_n^2} = \bar{J}_n. \quad (10.4)$$



Таким образом, когда рассеяние сигнала происходит на большом числе  $n$  кристаллов, среднее отклонение среднего уровня помех не зависит от числа  $n$  и равна высоте этого среднего уровня. Для надежной регистрации сигналов от дефектов на фоне помех необходимо, чтобы интенсивность их в 2 раза превышала величину

$$\bar{J}_n + \sqrt{\Delta \bar{J}_n^2} = 2\bar{J}_n, \text{ т. е.}$$

$$J' = J_{\text{деф}} \geq 4\bar{J}_n. \quad (10.4)$$

Вводя амплитуды сигналов  $P$ , пропорциональные  $\sqrt{J}$ , получим

$$P' > 2P_n. \quad (10.5)$$

Формула (10.4) справедлива для случая, когда число рассеивающих центров  $n$  велико. Если  $n=10$ , то погрешность формулы (10.4) будет примерно равна 10%. Можно показать, что в дефектоскопии соотношение  $n \geq 10$  хорошо выполняется, если длина волны ультразвука  $\lambda$  превосходит средний размер зерен металла. При нарушении условия  $\bar{D} < \lambda$  резко возрастает затухание ультразвука в материалах со значительной анизотропией зерен типа стали, меди и т. п. Ввиду этого контроль в таких условиях оказывается невозможным. Условие  $\bar{D} < \lambda$  может нарушаться в материалах, в частности в сталях которых имеют малую упругую анизотропию (алюминий, вольфрам, титан). В таких материалах уровень структурных шумов значительно ниже.

#### 10.4. Средний уровень структурных помех в зависимости от расстояния от преобразователя

Вычислим сигнал, приходящий от элемента пространства, расположенного вокруг некоторой точки  $B$ . Значение полученное выражение проинтегрируем по всей области пространства, занимаемой в данный момент времени ультразвуковым импульсом. Будем учитывать только волны одного типа (продольные или поперечные).

Согласно формуле (7.1) акустическое давление в точке  $B$

$$|F_B| = |P_0| e^{-\delta r_{AB}} |I(r_{AB})|, \quad (10.6)$$

где  $r_{AB}$  — расстояние от точки  $A$  преобразователя до точки

направленности поля в точке  $B$  определяется формулой  $J_B = \frac{|P_B|^2}{2\rho c}$ .

В результате рассеяния ультразвука в объеме  $ds_B dr_B$  вблизи точки  $B$  выделяется энергия  $d\omega = 2\delta_p J_B ds_B dr_B$ . Энергия из объема  $S_a$  распространяется во все стороны как от точечного источника.

$$J_{\text{рас}} = \sqrt{\frac{2\rho c}{4\pi}} \frac{dw}{r_{BC}} \frac{e^{jkr_{BC}}}{r_{BC}} e^{-\delta r_{BC}},$$

где  $r_{BC}$  — расстояние от точки  $B$  до точки  $C$  приемника. Общий уровень помех на приемнике, возникающий в результате рассеяния ультразвука в точке  $B$ ,

$$J_{\text{рас}} = \frac{1}{S_c} \sqrt{\frac{\rho c dw}{2\pi}} e^{-\delta r_{BC}} \iint_{S_c} \frac{e^{jkr_{BC}}}{r_{BC}} ds_C. \quad (10.8)$$

Будем считать, что излучение и прием ультразвука производятся одним преобразователем. Подставим значение  $d\omega$  в (10.8) и выразим от амплитуды к интенсивности сигнала

$$J_{\text{рас}} = \frac{|P_0|^2 \delta_p dr_B ds_B \lambda^2}{4\pi \rho c S_a^2} |I|^2 e^{-4\delta r_B}, \quad (10.9)$$

где  $I$  — согласно (7.1) безразмерная функция, характеризующая затухание преобразователя. Чтобы вычислить суммарную интенсивность помех  $J_n$  от рассеяния ультразвука следует проинтегрировать  $J_{\text{рас}}$  по всему объему в виде слоя толщиной  $\Delta r$  и площадью  $S_{cl}$ , занимаемому ультразвуковым импульсом в данный момент времени:

$$J_n = \frac{|P_0|^2 \delta_p \lambda^2}{4\pi \rho c S_a^2} \int_r^{r+\Delta r} e^{-4\delta r} \iint_{S_{cl}} I^2 ds_B. \quad (10.10)$$

Угловая протяженность рассеивающего слоя определяется условием: хвостовая часть импульса, отраженная от ближней к преобразователю границы слоя, должна совмещаться с головной частью импульса, отраженного от дальней границы. В противном случае эти волны не будут интерферировать. Отсюда  $\Delta r = ct/2$ , где  $t$  — длительность импульса. Если  $\Delta r \ll r$ , подынтегральную функцию на толщине слоя можно считать постоянной. Интегрирование по поверхности слоя выполняется численными методами [35]. В ближней зоне  $I^2$  меняется от нуля до четырех. В результате  $J_n \approx (1 \dots 4) S_a$ , и формула для среднего значения

амплитуды помех имеет вид

$$P_n = (1 \dots 2) P_0 \frac{\lambda}{2} \sqrt{\frac{\delta_p c t}{\pi S_a}}. \quad (10.11)$$



Таким образом, когда рассеяние сигнала происходит на большом числе  $n$  кристаллов, среднее отклонение от среднего уровня помех не зависит от числа  $n$  и равна высоте этого среднего уровня. Для надежной регистрации сигналов от дефектов на фоне помех необходимо, чтобы интенсивность их в 2 раза превышала величину

$$\bar{J}_n + \sqrt{\Delta J_n^2} = 2\bar{J}_n, \text{ т. е.}$$

$$J' = J_{\text{деф}} \geq 4\bar{J}_n.$$

Вводя амплитуды сигналов  $P$ , пропорциональные  $\sqrt{J}$ , получим

$$P' > 2P_n.$$

Формула (10.4) справедлива для случая, когда число рассеивающих центров  $n$  велико. Если  $n=10$ , то погрешность формулы (10.4) будет примерно равна 10%. Можно показать, что в дефектоскопии соотношения  $n \geq 10$  хорошо выполняются, если длина волны ультразвука  $\lambda$  превосходит средний размер зерен металла. При нарушении условия  $\bar{D} < \lambda$  резко возрастает затухание ультразвука в материалах со значительной анизотропией зерен типа стали, меди и т. п. Ввиду этого контроль в таких условиях оказывается невозможным. Условие  $\bar{D} < \lambda$  может нарушаться в материалах, состоящих из сталей, которые имеют малую упругую анизотропию (алюминий, вольфрам, титан). В таких материалах уровень структурных шумов значительно ниже.

#### 10.4. Средний уровень структурных помех в зависимости от расстояния от преобразователя

Вычислим сигнал, приходящий от элемента преобразователя, расположенного вокруг некоторой точки  $B$ . Для полученное выражение проинтегрируем по всей области пространства, занимаемой в данный момент времени ультразвуковым импульсом. Будем учитывать только волны одного типа (продольные или поперечные).

Согласно формуле (7.1) акустическое давление в точке  $B$

$$|F_B| = |P_0| e^{-\delta r_{AB}} |I(r_{AB})|,$$

где  $r_{AB}$  — расстояние от точки  $A$  преобразователя до точки

точка  $B$  определяется формулой  $J_B = \frac{|P_B|^2}{2\rho c}$ .

В результате рассеяния ультразвука в объеме  $ds_B dr_B$  вблизи точки  $B$  выделяется энергия  $d\omega = 2\delta_p J_B ds_B dr_B$ . Энергия из объема  $S_a$  распространяется во все стороны как от точечного источника.

$$J_{BC} = \sqrt{\frac{\rho c d\omega}{4\pi}} \frac{e^{ikr_{BC}}}{r_{BC}} e^{-\delta r_{BC}},$$

где  $r_{BC}$  — расстояние от точки  $B$  до точки  $C$  приемника. Общий сигнал на приемнике, возникающий в результате рассеяния ультразвука в точке  $B$ ,

$$J_{AB} = \frac{1}{S_a} \sqrt{\frac{\rho c d\omega}{2\pi}} e^{-\delta r_{BC}} \iint_{S_c} \frac{e^{ikr_{BC}}}{r_{BC}} ds_C. \quad (10.8)$$

Вместо  $d\omega$  будем считать, что излучение и прием ультразвука производятся преобразователем. Подставим значение  $d\omega$  в (10.8) и выразим от амплитуды к интенсивности сигнала

$$J_{AB} = \frac{|P_0|^2 \delta_p dr_B ds_B \lambda^2}{4\pi \rho c S_a^2} |I|^4 e^{-4\delta r_B}, \quad (10.9)$$

где  $I$  — согласно (7.1) безразмерная функция, характеризующая затухание преобразователя. Чтобы вычислить суммарную интенсивность помех  $J_n$  от рассеяния ультразвука следует проинтегрировать  $J_{AB}$  по всему объему в виде слоя толщиной  $\Delta r$  и площадью  $S_{ca}$ , занимаемому ультразвуковым импульсом в данный момент времени:

$$J_n = \frac{|P_0|^2 \delta_p \lambda^2}{4\pi \rho c S_a^2} \int_r^{r+\Delta r} e^{-4\delta r} \iint_{S_{ca}} I^4 ds_B. \quad (10.10)$$

Учитывая протяженность рассеивающего слоя определенном условии: хвостовая часть импульса, отраженная от ближней к преобразователю границы слоя, не должна совмещаться с головной частью импульса, отраженного от дальней границы. В противном случае эти волны не будут интерферировать. Отсюда  $\Delta r = c\tau/2$ ,

где  $\tau$  — длительность импульса. Если  $\Delta r \ll r$ , подынтегральную функцию на толщине слоя можно считать постоянной. Интегрирование по поверхности слоя выполняется численными методами [35]. В ближней зоне  $I^2$  меняется от нуля до четырех. В результате  $J_n \approx (1 \dots 4) S_a$ , и формула для среднего значения

амплитуды помех имеет вид

$$P_n = (1 \dots 2) P_0 \frac{\lambda}{2} \sqrt{\frac{\delta_p c \tau}{\pi S_a}}. \quad (10.11)$$



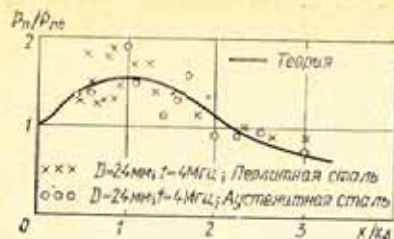


Рис. 72. Средний уровень структурных помех в зависимости от расстояния от преобразователя

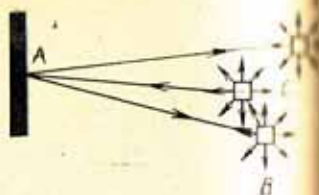


Рис. 73. Повторное рассеяние однократно рассеянных импульсов

В дальней зоне поле имеет вид расходящегося пучка лучей  $I = \frac{S_a}{\lambda r} \Phi$ , где  $\Phi$  — диаграмма направленности. В результате

$$\iint_{S_{ca}} I^2 dS_B = 4\pi \frac{S_a^4}{\lambda^4 r^2} \iint_{2\pi} \Phi^4 d\Omega \approx 4\pi \frac{S_a^4}{\lambda^4 r^2} \frac{1}{2a^2 k^2},$$

где  $d\Omega = \frac{ds_B}{4\pi r^2}$  — элемент телесного угла. Формула для среднего значения амплитуды помех имеет вид

$$P_n = |P_0| \frac{1}{2r} \sqrt{\frac{\delta_p c \tau S_a}{2\pi}} e^{-2\delta r}. \quad (10.12)$$

На рис. 72 показан график зависимости среднего уровня шумов от параметра  $x/x_0$ , причем за единицу принят уровень шумов  $P_{no}$  в непосредственной близости от преобразователя:

$$P_{no} = |P_0| \frac{\lambda}{2} \sqrt{\frac{\delta_p c \tau}{\pi S_a}}.$$

Здесь же дается сопоставление теоретических и экспериментальных данных. Эксперименты проводили на двух образцах из мелкозернистой перлитной и аустенитной стали. По экрану прибора с помощью аттенюатора измеряли максимальный уровень шумов. Поскольку величина  $\delta_p$  (т. е. доля рассеяния в коэффициенте затухания) не была известна, экспериментальные точки совмещали с теоретической кривой в дальней зоне. При этом оказалось, что для стали 45  $\delta_p \approx \delta$ , а для стали 60X3Г8Н8В  $\delta_p = 0,5 \delta$ . Экспериментальные данные под-

тверждают теоретическую кривую в пределах ошибки опытов.

При выводе формул (10.11) и (10.12) были сделаны допущения: излучение происходит в полубесконечное пространство со статистически однородной структурой, т. е. нет зон с сильно отличающейся структурой; рассеяние изотропно по всем направлениям; длительность рассеяния каждым элементарным объемом равна длительности излученного импульса, т. е. рассеяние от каждого рассеивателя (кристаллита) начинается в момент поступления к нему зондирующего импульса и кончается одновременно с его окончанием. Последнее допущение является наиболее существенным. Оно, в частности, означает, что не учитывается повторное рассеяние ультразвуковых волн, уже претерпевших однократное рассеяние на неоднородностях среды. Например, считали, что структурные помехи от точки B (рис. 73) придут в момент времени, определяемый расстоянием AB. В действительности сигнал от точки B, рассеянный не в направлении преобразователя, может рассеяться еще раз в точке C и прийти на преобразователь в тот момент, когда на него приходит сигнал однократного рассеяния от точки D, удовлетворяющей условию  $ABCA = 2AD$ . Это пример влияния двукратного рассеяния, однако, существует и более сложное многократное рассеяние.

Достаточно точных формул для расчета помех с учетом повторного рассеяния до настоящего времени не получено. Экспериментальные исследования [32], направленные на раздельную регистрацию эффектов однократного и многократного рассеяния, также довольно сложны. Они позволили установить, что рассмотренное приближение при выводе формул для среднего уровня помех приемлемо лишь для материалов со средней величиной зерна, значительно меньшей длины волны ультразвука. Когда это требование нарушается и повторное рассеяние превалирует, то почти вся картина распределения помех на линии развертки дефектоскопа формируется в результате многократного рассеяния импульсов в зоне крупнозернистого материала, расположенной близко к преобразователю.







$(3,255 \pm 0,015) \cdot 10^7$  м/с. В образце № 1 вставляют пьезоэлемент цилиндрическим датчиком диаметром 50 мм. Способы проверки и настройки аппаратуры по этим образцам будут рассмотрены ниже.

Кроме стандартных образцов при повседневном контроле используют образцы с искусственными дефектами. Их изготавливают в соответствии с технической документацией на контроль данного вида изделия.

Второй класс задач по проверке параметров аппаратуры и характеристик метода контроля предусматривает количественные измерения с применением дополнительной аппаратуры и приспособлений. Такую проверку проводят в лабораторных условиях.

### 11.1. Чувствительность аппаратуры и метода контроля. Достижение максимальной чувствительности при контроле мелкозернистых материалов

Реальная чувствительность характеризуется минимальными размерами дефектов того или иного типа уверенно выявляемых в изделиях. Она может быть оценена статистической обработкой результатов контроля и металлографического исследования большой серии изделий. Предельная чувствительность определяется минимальными размерами искусственного (оптимального с точки зрения выявляемости) отражателя, который еще уверенно обнаруживается при оптимальной настройке прибора. Мерой предельной чувствительности служит площадь  $S_0$  (мм<sup>2</sup>) отверстия с плоским дном, ориентированным перпендикулярно акустической оси преобразователя. Отверстия выполняют на заданной глубине образца из материала контролируемого изделия. Чистота и кривизна поверхности образца должны соответствовать поверхности контролируемого изделия. Предельную чувствительность можно определять по отражателям другого типа, выполняя пересчет на площадь плоского отверстия по рекомендациям гл. 9.

Предельная чувствительность ограничивается двумя факторами: чувствительностью аппаратуры и уровнем помех. Условия выявления сигнала от дефекта  $P'$  связаны в виде

$$P' \geq P_{\min}, \quad (11.1)$$

$$P' \geq P_{\Pi}, \quad (11.2)$$

где  $P_{\min}$  — минимальный акустический сигнал, регистрируемый аппаратурой (дефектоскоп плюс преобразователь), а  $P_{\Pi}$  — средний уровень помех. Поскольку основным видом трудноустраняемых помех являются структурные помехи, в дальнейшем будем рассматривать только их.

Рассмотрим вначале контроль мелкозернистых материалов, при котором преобладающее значение имеет помеха (11.1).

Разделив обе части неравенства на амплитуду акустического зондирующего импульса  $P_0$ , получаем

$$P'/P_0 \geq P_{\min}/P_0. \quad (11.3)$$

Величину  $P_{\min}/P_0$  называют максимальной акустической чувствительностью эхо-дефектоскопа. Аналогично максимальную электрическую чувствительность определяют отношением минимального электрического сигнала  $V_{\min}$ , регистрируемого дефектоскопом, к амплитуде электрического импульса  $V_0$ , вырабатываемого генератором. В случаях линейной зависимости  $P_0$  от  $V_0$  (см. п. 8.2) акустическая и электрическая чувствительности связаны формулой, следующей из (4.21):

$$\frac{P_{\min}}{P_0} = \frac{1}{K} \frac{V_{\min}}{V_0}, \quad (11.4)$$

где  $K$  — коэффициент двойного преобразования пьезопластины, нагруженной на контролируемое изделие или отражатель. Для преобразователя с акустической задержкой (или погруженного в иммерсионную жидкость) формула (11.4) будет иметь вид

$$\frac{P_{\min}}{P_0} = \frac{1}{K\bar{D}} e^{2\delta_A \tau_A} \frac{V_{\min}}{V_0}. \quad (11.5)$$

Значения  $K$  определяют для пьезопластины, нагруженной на акустическую задержку.  $\bar{D}$  — коэффициент прозрачности энергии для границы между задержкой и объектом контроля,  $\delta_A$  и  $\tau_A$  — затухание и средний путь звуковой волны в задержке.

Из формул (11.4) и (11.5) можно оценить способы повышения акустической чувствительности, т. е. снижения величины  $P_{\min}/P_0$ . Пути достижения наивысшей чувствительности преобразователя рассмотрены в п. 5.2. Отметим только, что максимальные значения  $K$  достигают 0,1—0,5.

Возможности увеличения акустической чувствительности за счет повышения амплитуды сигнала генератора рассмотрены в п. 8.2. Максимальная амплитуда электрического сигнала



трического зондирующего импульса ограничивается допустимой напряженностью  $E_0$  электрического поля в пьезопластине ( $E_0 = 200 \dots 300$  В/мм). Поскольку толщина пьезопластины  $h$  обычно выбирают равной длине поперечной волны, получим

$$V_0 = E_0 h = E_0 \lambda_1 / 2 = E_0 c / (2f), \quad (11.3)$$

где  $c$  — скорость звука в пьезопластине.

Возможности повышения акустической чувствительности за счет снижения величины  $V_{\min}$  ( $V_{\min} = 10^{-4} \dots 10^{-3}$  В) путем увеличения коэффициента усиления дефектоскопа  $K_1$  ограничиваются внутренними шумами усилителя (см. п. 10.1).

Для преобразователей с акустической задержкой чувствительность можно увеличить путем повышения коэффициента прозрачности и уменьшения затухания ультразвука в задержке, т. е. оптимизацией выбора материала и конструкции задержки. Если демпфирование отсутствует (это характерно для наклонных преобразователей с задержкой в виде призмы из пластмассы), то значение  $K\bar{B}$  достигает максимума при  $z_0 = z_3$ . Этот путь повышения чувствительности еще мало исследован в дефектоскопии. Если  $z_0 \gg z_3$  (это характерно для иммерсионных преобразователей, где вводят сильное демпфирование для сокращения длительности зондирующего импульса), то  $K\bar{B}$  достигает максимума при  $z_3 = \sqrt{z z_0}$ . Реализация этого пути повышения чувствительности затруднительна, так как применению иммерсионной жидкости с большим характеристическим сопротивлением мешает дороговизна, токсичность (ртуть), быстрое затухание ультразвука (глицерин).

Уменьшение пути ультразвука в задержке ограничивается требованием устранения помех от ложных отражений в задержке. При плоскопараллельной задержке необходимо выполнить условие, чтобы время прохождения ультразвука в задержке было больше времени прохождения в изделии. В противном случае сигнал двукратного отражения ультразвука в задержке придет раньше, чем сигнал с донного сигнала и будет играть роль ложного сигнала. Отсюда условие минимального пути в задержке

$$r_A > r c_A / c, \quad (11.4)$$

где  $r$  — толщина изделия, а  $c_A$  и  $c$  — скорости звука в задержке и изделии. Для задержки, выполненной

в виде призмы, условия отсутствия ложных сигналов сформулированы в п. 8.9.

Величину  $P_{\min}/P_0$  для системы дефектоскоп — преобразователь можно измерить по амплитуде эхо-сигнала от искусственного отражателя. Для этого рассчитывают  $P_{\min}/P_0$  (дБ) для выбранного отражателя. Некалиброванные регуляторы чувствительности дефектоскопа ставят в положение, соответствующее максимуму чувствительности. Находят положение преобразователя на образце-отражателем, соответствующее наибольшей амплитуде эхо-сигнала. Это значение амплитуды отмечают на экране и фиксируют число делений аттенюатора  $N_1$ , при котором оно достигнуто.

Затем определяют резерв чувствительности  $N$ . Для этого чувствительность увеличивают до появления на экране шумов усилителя. Фиксируют деление аттенюатора  $N_2$ , при котором уровень шумов вдвое ниже отметки амплитуды эхо-сигнала на экране. Если шумы не выявляются, то за  $N_2$  принимают число делений аттенюатора, соответствующее максимальной чувствительности. Резерв чувствительности в децибелах

$$N = N_2 - N_1. \quad (11.8)$$

Величину максимальной акустической чувствительности определяют по формуле

$$P_{\min}/P_0 = P'/P_0 + N. \quad (11.9)$$

Измерения на серийных дефектоскопах с одним и тем же прямым контактным преобразователем типа ДУК-66П на частоте 2,5 МГц показали, что величина  $P_{\min}/P_0 \approx -55$  дБ для дефектоскопа ДУК-66П — (60... 65 дБ для дефектоскопов типа УДМ-3 и УД-10П, 65...90 дБ для дефектоскопов УСМ-2 и УСИП-11 МГц). Шумов усилителя на всех приборах не было. Проверка по формуле (11.4) показывает, что значение  $P_{\min}/P_0$  близко к максимально возможному значению чувствительности, оно достигается при  $K=0,1$ ,  $V_0 = 300$  В,  $V_{\min} = 3 \cdot 10^{-4}$  В.

Обычно контроль выполняют на чувствительности, выраженной  $P_{\min}/P_0$ . Требуемую чувствительность обычно задают величиной искусственных дефектов (чаще всего — плоскостного или бокового цилиндрического дефекта) в образцах. Иногда после настройки по образцу предусматривают дополнительную регулировку



чувствительности attenuатором. Это позволяет уменьшить количество необходимых образцов и облегчить их изготовление; например, вместо трудновыполнимых мелких искусственных дефектов делать более крупные. Требуемая чувствительность может быть задана в децибелах от уровня  $P_0$ , который определяют по стандартному образцу № 3 как амплитуду максимального эхосигнала плюс 2 дБ (учитывающих расхождение ультразвуковых лучей в поперечном направлении),

По рекомендациям МИС уровень  $P_0$  для прямых преобразователей определяют по донному сигналу (положение преобразователя  $C$  на рис. 75), а для наклонного преобразователя — по отражению от вогнутой цилиндрической поверхности — квадрата (положение  $L$ ).

ГОСТ 14782—75 также рекомендует стандартный образец № 1 для «запоминания» чувствительности после настройки. Для этого используют боковые отверстия, амплитуда сигнала от которых быстро убывает с глубиной в связи с большим затуханием ультразвука в плексигласе. Номер наиболее глубоко залегающего отверстия, выявляемого при данной настройке аппаратуры (так же, как и ослабление чувствительности от величины  $P_0$ ), называют условной чувствительностью.

В международной практике для запоминания чувствительности прибора рекомендуют фиксировать число отражений в плексигласовом цилиндре образца № 1 (положение искателя 1 на рис. 75). Кроме того, для проверки чувствительности используют цилиндрическое отверстие диаметром 1,5 мм, выявляемое при положении искателей  $J$  и  $K$ .

Если известна максимальная акустическая чувствительность дефектоскопа, задачу достижения максимальной предельной чувствительности, т. е. выявления плоскостного отверстия с минимальной площадью  $S_n$ , при контроле мелкозернистого материала решают на основе анализа формул акустического тракта. Например, для преобразователя без акустической задержки подставим формулу (9.4) в условие (11.3)

$$\frac{S_a S_b}{\lambda^2 r^2} e^{-2\delta r} \geq \frac{P_{\min}}{P_0} \quad (11.10)$$

Расстояние  $r$  определяется максимальной глубиной залегания дефекта; для нормального преобразователя она равна толщине изделия; длина волны  $\lambda$  и коэффициент затухания  $\delta$  зависят от материала контролируе-

мого изделия и частоты  $f$ . Таким образом, для достижения минимального значения  $S_b$  можно варьировать два параметра —  $S_a$  и  $f$ .

Увеличение площади преобразователя  $S_a$  повышает не только чувствительность в акустическом, но и в электрическом тракте (4.19). Однако здесь возрастание  $S_a$  приводит к увеличению емкости  $C$ , а это вызывает необходимость соответствующей корректировки индуктивности и сопротивления колебательного контура для достижения требуемой рабочей частоты и оптимальной добротности. Оптимизация параметров колебательного контура (см. п. 5.2) позволяет достичь максимального значения коэффициента двойного преобразования (5.4), вне зависимости от  $S_a$ .

Чувствительность в акустическом тракте повышается с увеличением  $S_a$  до тех пор, пока дефект попадает на границу ближней зоны преобразователя. Кроме того, максимальное значение  $S_a$  ограничивается конструктивными соображениями и удобством перемещения преобразователей по поверхности изделия (см. п. 8.9).

Частота ультразвуковых колебаний  $f$  входит в величины  $\lambda$  и  $\delta$  неравенства (11.10). Как отмечалось в п. 2.3 величина  $\delta$  возрастает с ростом частоты. В области  $\lambda > 10 \bar{D}$  (где  $\bar{D}$  — средний размер зерна в материале) возрастание происходит в соответствии с формулой (2.13). Отсюда следует, что возрастание частоты, с одной стороны, способствует повышению чувствительности благодаря уменьшению дифракционного расхождения ультразвуковых лучей, а с другой — уменьшению чувствительности из-за роста затухания. Подставляя (2.13) в (11.10) и решая задачу о максимуме чувствительности, легко найти уравнение для оптимальной частоты  $f_{\text{opt}}$ :

$$4B\bar{D}^3 f_{\text{opt}}^4 + Af_{\text{opt}} - 2/r = 0. \quad (11.11)$$

Анализ выражения (11.11) показывает, что с увеличением толщины изделия (мелкозернистой стали) от 10 до 1000 мм  $f_{\text{opt}}$  уменьшается от 5 до 0,5 МГц. Более строгий расчет  $f_{\text{opt}}$  [28] связан с учетом частотных зависимостей затухания ультразвука в призме наклонного преобразователя, коэффициента прохождения призма — изделие через тонкий слой масла и возможности повышения амплитуды зондирующего импульса обратно пропорционально частоте, согласно формуле (11.6).



### 11.2. Максимальная чувствительность при высоком уровне структурных помех

Существуют два пути повышения чувствительности при высоком уровне структурных помех [35]. Первый заключается в выборе оптимальных параметров контроля, а второй — в применении статистических методов обнаружения сигналов дефектов на фоне структурных помех.

**Выбор оптимальных параметров контроля** основывается на рассмотренных в п. 10.3 закономерностях формирования структурных помех. Несмотря на отмеченные ограничения, используя эти закономерности, можно дать следующие рекомендации по оптимизации условий контроля.

**Локализация контролируемого объема.** Аналитическая связь между структурными помехами  $P_{\Pi}$  (с учетом однократного рассеяния) и сигналами от моделей дефектов некоторых типов  $P'$  представлена в табл. 1

Таблица 1

Отражатель	Отношение амплитуд сигнала для отражателей различного типа к среднеквадратичному уровню структурных помех	
	в ближней зоне $r < r_0$	в дальней зоне $r > 2r_0$
Диск площадью $S_b$	$\frac{P'}{P_{\Pi}} = (1 \dots 2,8) \frac{2S_b}{\lambda} \times \sqrt{\frac{\pi}{\delta_{рс\tau} S_a}}$	$\frac{P'}{P_{\Pi}} = \frac{2S_b}{\lambda^2 r} \sqrt{\frac{2\pi S_a}{\delta_{рс\tau}}}$
Сфера диаметром $d_c$	$\frac{P'}{P_{\Pi}} = (1 \dots 2,8) \frac{d_c}{2} \times \sqrt{\frac{\pi}{\delta_{рс\tau} S_a}}$	$\frac{P'}{P_{\Pi}} = \frac{d_c}{2\lambda r} \sqrt{\frac{2\pi S_a}{\delta_{рс\tau}}}$
Бесконечный цилиндр диаметром $d_{ц}$	$\frac{P'}{P_{\Pi}} = 0,8\pi \sqrt{\frac{d_{ц}}{\lambda \delta_{рс\tau}}}$	$\frac{P'}{P_{\Pi}} = \frac{1}{\lambda} \sqrt{\frac{2\pi S_a d_{ц}}{r \delta_{рс\tau}}}$
Бесконечная плоскость	$\frac{P'}{P_{\Pi}} = \frac{0,8 \dots 1,6}{\lambda} \sqrt{\frac{\pi S_a}{\delta_{рс\tau}}}$	$\frac{P'}{P_{\Pi}} = \frac{1}{\lambda} \sqrt{\frac{2\pi S_a}{\delta_{рс\tau}}}$

(преобразователь принят круглым с площадью  $S_a$ ). Расчеты выполнены на основании формул гл. 9 и 10. Из таблицы видно, что если модель дефекта находится в дальней зоне, то для повышения отношения сигнал — помеха целесообразно увеличить площадь преобразователя  $S_a$ , улучшая тем самым его направленность. Физический смысл данного эффекта в том, что выявляемость дефекта на фоне структурных помех растет с увеличением отношения площади отражающей поверхности модели дефекта к площади облучаемых ультразвуком кристаллитов металла, участвующих в образовании помех.

Когда отражатель попадает в ближнюю зону, увеличение  $S_a$  приводит к уменьшению концентрации ультразвуковой энергии, и отношение сигнал — помеха для точечных отражателей уменьшается. В ближней зоне отношение сигнал — помеха можно увеличить, применяя фокусировку ультразвукового поля. Например, согласно формуле (7.22) и (9.2) для диска, расположенного в оптическом фокусе, при  $r = F$  имеем для амплитуды сигнала

$$\frac{P'}{P_0} = \frac{S_a S_b}{\lambda^2 F^2} e^{-2\delta F}$$

Отношение сигнал — помеха определяется формулой

$$\frac{P'}{P_{\Pi}} = \frac{2S_b}{\lambda^2 F} \sqrt{\frac{2\pi S_a}{\delta_{рс\tau}}}, \quad (11.12)$$

аналогичной формуле табл. 1 для дальней зоны, только  $r$  заменено на  $F$ . Это показывает, что повышение отношения сигнал — помеха для фокусирующего преобразователя растет с увеличением его площади.

Уменьшение длительности импульса  $\tau$  повышает отношение сигнал — помеха. При этом также происходит концентрация энергии. Отсюда следует общее правило: для улучшения выявляемости дефектов на фоне помех необходимо уменьшить пространство, занимаемое ультразвуковым импульсом в месте расположения дефекта, т. е. локализовать контролируемый объект. Возможности такой локализации за счет уменьшения  $\tau$  ограничены, так как при этом наблюдается расширение спектра занимаемых импульсом частот в сторону высокочастотных составляющих. Однако эта часть спек-



## 11.2. Максимальная чувствительность при высоком уровне структурных помех

Существуют два пути повышения чувствительности при высоком уровне структурных помех [35]. Первый заключается в выборе оптимальных параметров контроля, а второй — в применении статистических методов обнаружения сигналов дефектов на фоне структурных помех.

Выбор оптимальных параметров контроля основывается на рассмотренных в п. 10.3 закономерностях формирования структурных помех. Несмотря на отмеченные ограничения, используя эти закономерности, можно дать следующие рекомендации по оптимизации условий контроля.

**Локализация контролируемого объема.** Аналитическая связь между структурными помехами  $P_n$  (с учетом однократного рассеяния) и сигналами от моделей дефектов некоторых типов  $P'$  представлена в табл. 1.

Таблица 1

Отражатель	Отношение амплитуд сигнала для отражателей данного типа к среднеквадратичному уровню структурных помех	
	в ближней зоне $r < r_0$	в дальней зоне $r > r_0$
Диск площадью $S_b$	$\frac{P'}{P_n} = (1 \dots 2,8) \frac{2S_b}{\lambda} \times \sqrt{\frac{\pi}{\delta_{рс\tau} S_a}}$	$\frac{P'}{P_n} = \frac{2S_b}{\lambda^2 r} \sqrt{\frac{2\pi S_a}{\delta_{рс\tau}}}$
Сфера диаметром $d_c$	$\frac{P'}{P_n} = (1 \dots 2,8) \frac{d_c}{2} \times \sqrt{\frac{\pi}{\delta_{рс\tau} S_a}}$	$\frac{P'}{P_n} = \frac{d_c}{2\lambda r} \sqrt{\frac{2\pi S_a}{\delta_{рс\tau}}}$
Бесконечный цилиндр диаметром $d_{ц}$	$\frac{P'}{P_n} = 0,8\pi \sqrt{\frac{d_{ц}}{\lambda \delta_{рс\tau}}}$	$\frac{P'}{P_n} = \frac{1}{\lambda} \sqrt{\frac{2\pi S_a}{\delta_{рс\tau}}}$
Бесконечная плоскость	$\frac{P'}{P_n} = \frac{0,8 \dots 1,6}{\lambda} \sqrt{\frac{\pi S_a}{\delta_{рс\tau}}}$	$\frac{P'}{P_n} = \frac{1}{\lambda} \sqrt{\frac{2\pi S_a}{\delta_{рс\tau}}}$

преобразователь принят круглым с площадью  $S_a$ ). Расчеты выполнены на основании формул гл. 9 и 10. Из таблицы видно, что если модель дефекта находится в дальней зоне, то для повышения отношения сигнал — помеха целесообразно увеличить площадь преобразователя  $S_a$ , улучшая тем самым его направленность. Физический смысл данного эффекта в том, что выявляемость дефекта на фоне структурных помех растет с увеличением отношения площади отражающей поверхности модели дефекта к площади облучаемых ультразвуком кристаллитов металла, участвующих в образовании помех.

Когда отражатель попадает в ближнюю зону, увеличение  $S_a$  приводит к уменьшению концентрации ультразвуковой энергии, и отношение сигнал — помеха для точечных отражателей уменьшается. В ближней зоне отношение сигнал — помеха можно увеличить, применяя фокусировку ультразвукового поля. Например, согласно формуле (7.22) и (9.2) для диска, расположенного в оптическом фокусе, при  $r = F$  имеем для амплитуды сигнала

$$\frac{P'}{P_n} = \frac{S_a S_b}{\lambda^2 F^2} e^{-2\delta F}$$

Отношение сигнал — помеха определяется формулой

$$\frac{P'}{P_n} = \frac{2S_b}{\lambda^2 F} \sqrt{\frac{2\pi S_a}{\delta_{рс\tau}}}, \quad (11.12)$$

аналогичной формуле табл. 1 для дальней зоны, только  $r$  заменено на  $F$ . Это показывает, что повышение отношения сигнал — помеха для фокусирующего преобразователя растет с увеличением его площади.

Уменьшение длительности импульса  $\tau$  повышает отношение сигнал — помеха. При этом также происходит концентрация энергии. Отсюда следует общее правило: для улучшения выявляемости дефектов на фоне помех необходимо уменьшить пространство, занимаемое ультразвуковым импульсом в месте расположения дефекта, т. е. локализовать контролируемый объект. Возможности такой локализации за счет уменьшения  $\tau$  ограничены; так как при этом наблюдается расширение спектра занимаемых импульсом частот в сторону высокочастотных составляющих. Однако эта часть спек-



тра быстро затухает в крупнозернистых материалах. Поэтому в данном случае полезно применять колоколообразные импульсы с высокочастотным заполнением, обладающие наиболее узким спектром при заданной длительности [51].

*Выбор направления прозвучивания* имеет существенное значение, если структура материала обладает преимущественной ориентацией кристаллов. Оптимальным является направление, вдоль которого наблюдаются минимальные изменения упругих свойств материалов и которое соответствует минимальным размерам структурных неоднородностей. Например, при дендритной структуре в аустенитном сварном шве затухание в направлении поперек зерен меньше, чем вдоль, а минимальное затухание — под углом  $45^\circ$  [93, докл. 4E11].

*Выбор типа волн.* Из табл. 1 следует, что тип волны следует выбирать исходя из требований минимального значения коэффициента рассеяния  $\delta_p$ . Это остается справедливым и с точки зрения эффекта вторичного рассеяния. При постоянной частоте коэффициент рассеяния продольных волн в 4—6 раз меньше, чем поперечных. Однако в формулах табл. 1 фигурирует произведение  $\delta_p c$ , а скорость продольных волн в 2 раза больше, чем поперечных. В результате выигрыш при использовании продольных волн вместо поперечных оказывается не столь значительным. Тем не менее преимущества применения продольных волн подтверждаются практикой [93]. В работе [83] обосновано преимущество применения поперечных волн со строгой поляризацией колебаний. Оно состоит в том, что при многократном рассеянии на границах зерен плоскость поляризации изменяется сильнее, чем при однократном отражении от дефекта. Если приемник реагирует на упругие волны с той же поляризацией, что и излученные, можно ожидать увеличения отношения сигнал — помеха.

*Выбор частоты* можно выполнить с учетом зависимости коэффициента  $\delta_p$  от  $f$ . Согласно п. 2.3  $\delta_p$  пропорционален  $f^n$ , причем в зависимости от  $D/\lambda$  значение  $n=2..4$ . Из табл. 1 видно, что в зависимости от значения  $n$ , формы отражателя, зоны преобразователя, в которой расположен отражатель, отношение сигнал — помеха с повышением частоты может как увеличиваться, так и уменьшаться.

Известно практическое правило: чем больше затухание ультразвука, тем ниже должна быть частота. Оно связано с необходимостью выполнения условия  $\lambda \gg \bar{D}$ , так как в противном случае начинает действовать эффект повторного рассеяния, и формулы табл. 1 становятся неверными.

*Использование раздельно-совмещенных преобразователей.* В работе [51] рассчитан уровень структурных помех с учетом неравномерности рассеяния ультразвуковых волн по различным направлениям, что считается одно из ограничений, сделанных в гл. 10. Установлено, что при углах  $20..45^\circ$  по отношению к направлению излучения находится минимум интенсивности структурных помех. Поэтому для контроля крупнозернистых материалов целесообразно применять раздельно-совмещенные (РС) преобразователи с углом  $20—45^\circ$  между осями излучателя и приемника.

Использование РС-преобразователя целесообразно также с точки зрения локализации зоны контроля. Но главное преимущество заключается в снижении уровня помех от повторного рассеяния [32]. Если излучатель и приемник будут иметь узкие диаграммы направленности, а угол пересечения их осей будет  $15—20^\circ$  или больше, то многократное рассеяние ультразвука от зерен материала вблизи излучателя практически не достигнет приемника. В этих условиях источником структурных помех будет являться лишь зона вблизи точки пересечения осей, в результате чего эффект повторного рассеяния резко снизится.

*Усовершенствование аппаратуры* целесообразно в нескольких направлениях. Увеличение акустической чувствительности  $P_{\min}/P_0$  до 100—120 дБ расширяет возможности применения оптимальных параметров контроля, как рекомендовалось выше (например, выбора частоты, использования РС-искателей и т. д.).

Весьма удобно введение компенсированной отсечки (см. п. 8.3). Отсечка не увеличивает отношения сигнал — помеха, однако повышает удобство контроля при высоком уровне помех, поскольку помогает сконцентрировать внимание контролера на полезных сигналах.

Существенным требованием к дефектоскопам, предназначенным для контроля крупнозернистых материалов, является введение временной регулировки чувствительности, обеспечивающей одинаковую амплитуду сиг-



тра быстро затухает в крупнозернистых материалах. Поэтому в данном случае полезно применять колоколообразные импульсы с высокочастотным заполнением, обладающие наиболее узким спектром при заданной длительности [51].

*Выбор направления прозвучивания* имеет существенное значение, если структура материала обладает преимущественной ориентацией кристаллов. Оптимальным является направление, вдоль которого наблюдаются минимальные изменения упругих свойств материалов и которое соответствует минимальным размерам структурных неоднородностей. Например, при дендритной структуре в аустенитном сварном шве затухание в направлении поперек зерен меньше, чем вдоль, а минимальное затухание — под углом  $45^\circ$  [93, докл. 411].

*Выбор типа волн.* Из табл. 1 следует, что тип волн следует выбирать исходя из требований минимального значения коэффициента рассеяния  $\delta_r$ . Это остается справедливым и с точки зрения эффекта вторичного рассеяния. При постоянной частоте коэффициент рассеяния продольных волн в 4—6 раз меньше, чем поперечных. Однако в формулах табл. 1 фигурирует произведение  $\delta_r c$ , а скорость продольных волн в 2 раза больше, чем поперечных. В результате выигрыш при использовании продольных волн вместо поперечных оказывается не столь значительным. Тем не менее преимущества применения продольных волн подтверждаются практикой [93]. В работе [83] обосновано преимущество применения поперечных волн со строгой поляризацией колебаний. Оно состоит в том, что при многократном рассеянии на границах зерен плоская поляризация изменяется сильнее, чем при однократном отражении от дефекта. Если приемник реагирует на поперечные волны с той же поляризацией, что и излучатель, можно ожидать увеличения отношения сигнал — помеха.

*Выбор частоты* можно выполнить с учетом зависимости коэффициента  $\delta_r$  от  $f$ . Согласно п. 8.2 коэффициент  $\delta_r$  пропорционален  $f^n$ , причем в зависимости от значения  $n=2...4$ . Из табл. 1 видно, что в зависимости от значения  $n$ , формы отражателя, зоны преобразования, в которой расположен отражатель, отношение сигнал — помеха с повышением частоты может как увеличиваться, так и уменьшаться.

Известно практическое правило: чем больше затухание ультразвука, тем ниже должна быть частота. Оно связано с необходимостью выполнения условия  $\lambda \gg \bar{D}$ , так как в противном случае начинает действовать эффект повторного рассеяния, и формулы табл. 1 становятся неверными.

*Использование раздельно-совмещенных преобразователей.* В работе [51] рассчитан уровень структурных помех с учетом неравномерности рассеяния ультразвуковых волн по различным направлениям, что снимает большинство из ограничений, сделанных в гл. 10. Установлено, что при углах  $20...45^\circ$  по отношению к направлению излучения находится минимум интенсивности структурных помех. Поэтому для контроля крупнозернистых материалов целесообразно применять раздельно-совмещенные (РС) преобразователи с углом  $20—45^\circ$  между осями излучателя и приемника.

Использование РС-преобразователя целесообразно также с точки зрения локализации зоны контроля. Но главное преимущество заключается в снижении уровня помех от повторного рассеяния [32]. Если излучатель и приемник будут иметь узкие диаграммы направленности, а угол пересечения их осей будет  $15—20^\circ$  или больше, то многократное рассеяние ультразвука от зерен материала вблизи излучателя практически не достигнет приемника. В этих условиях источником структурных помех будет являться лишь зона вблизи точки пересечения осей, в результате чего эффект повторного рассеяния резко снизится.

*Усовершенствование аппаратуры* целесообразно в нескольких направлениях. Увеличение акустической чувствительности  $P_{\min}/P_0$  до 100—120 дБ расширяет возможности применения оптимальных параметров контроля, как рекомендовалось выше (например, выбора частоты, использования РС-искателей и т. д.).

Весьма удобно введение компенсированной отсечки (см. п. 8.3). Отсечка не увеличивает отношения сигнал — помеха, однако повышает удобство контроля при высоком уровне помех, поскольку помогает сконцентрировать внимание контролера на полезных сигналах.

Существенным требованием к дефектоскопам, предназначенным для контроля крупнозернистых материалов, является введение временной регулировки чувствительности, обеспечивающей одинаковую амплитуду сиг-



нала от дефектов, залегающих на разной глубине (см. п. 11.3). С учетом изложенных ранее рекомендаций дефектоскоп для контроля крупнозернистых материалов должен иметь широкий диапазон частот для оптимизации их выбора. Генератор его должен излучать короткие колоколообразные импульсы (см. [93] докл. 411). В комплект прибора должны входить РС-преобразователи, преобразователи с большим диаметром шнека и фокусирующие преобразователи.

**Статистические методы выделения сигналов на фоне структурных шумов** представляют собою второй путь решения проблемы контроля крупнозернистых материалов. При неизменных условиях излучения и приема упругих волн помеха полностью коррелирована в одинаковые моменты времени различных периодов послылок зондирующих импульсов, что исключает возможность межпериодной обработки сигналов. Чтобы можно было воспользоваться способами обработки сигналов, предназначенными для анализа случайных временных процессов, необходимо изыскать методы создания временной зависимости эхо-сигналов в разные периоды излучения — приема. Таким образом, необходимым условием для реализации статистических методов обнаружения сигнала дефекта в присутствии структурных шумов является обеспечение таких изменений в акустическом поле преобразователя, при которых помехи оказались бы некоррелированными, а сигналы от дефекта оставались бы сильно коррелированными. Способы практического решения этой задачи различаются, прежде всего выбором изменяемого параметра акустического поля [35, 93].

Одним из первых реализован способ, заключающийся в статическом накоплении и обработке сигналов в процессе перемещения преобразователя по поверхности изделия или в процессе качания луча. При этом сканированием во времени выделяется слой изделия на некоторой глубине, где ожидается появление дефекта. Коррелированность шумов при этом тем меньше, чем больше степень обновления зерен в рассеивающем объеме при движении акустического поля преобразователя. Если дефект протяженный, наблюдается высокая коррелированность сигнала от дефекта. Для точечных дефектов коррелированность сигналов достигается за счет ширины диаграммы направленности преобразователя

или в процессе перемещения преобразователя наблюдать сигналы от выделенного слоя на электронно-лучевой трубке с большим послесвечением, то сигнал от дефекта будет отличаться от помех большей протяженностью.

Перспективный способ изменения параметров акустического поля заключается в вариации ширины диаграммы направленности преобразователя. Диаграмму направленности изменяют за счет диаметра преобразователя. Например, электроды преобразователя разделяют на ряд колец, последовательно подсоединяемых к электрическим цепям дефектоскопа. Если при этом сохранять постоянную мощность импульса, то средний уровень помех остается постоянным, а сигнал от дефекта будет модулирован по амплитуде с частотой изменения площади преобразователя. Пропуская принимаемые сигналы через оптимальный фильтр, можно выделить сигнал от дефекта на фоне структурных шумов, превосходящих его по амплитуде. Расчеты показывают, что этот способ позволяет в несколько раз увеличить отношение сигнал — помеха.

Возможным способом изменения акустического поля является изменение частоты ультразвуковых колебаний. Частоту изменяют на некоторую величину от послыски до послыски зондирующего импульса. Это вызовет сильное изменение структурных шумов и значительно меньшее изменение эхо-сигнала от дефекта. Оценка [51] коэффициентов корреляции структурных шумов при вариации поля преобразователя различными способами показала, что наибольшее число независимых отсчетов шумов можно получить при изменении частоты. Этот способ декорреляции наиболее эффективен. Наименее эффективен способ, основанный на вариации длительности импульса.

Реализацией способа частотной модуляции при контроле материалов с большой упругой анизотропией является двухчастотный способ контроля с амплитудной селекцией [19]. Отличительным признаком обнаружения дефекта является регистрация сигнала от него (при постоянном положении преобразователя) на двух частотах, отличающихся в 1,5 раза. Способ показал значительное повышение помехоустойчивости при контроле критических сварных соединений толщиной до 30—40 мм.



Направлением дальнейшего усовершенствования статистического способа обнаружения сигналов от дефектов на фоне структурных помех должно явиться синхронное детектирование и когерентное накопление сигналов. Эти методы учитывают фазы приходящих на приемник высокочастотных колебаний, в то время как при рассмотренном выше амплитудном детектировании и некогерентном накоплении учитывают только амплитудные составляющие сигнала дефекта и структурных помех. При некогерентном накоплении выигрыш в увеличении отношения сигнал — помеха равен  $1/\sqrt{N}$ , где  $N$  — число суммируемых некоррелированных по шумам эхо-сигналов. При когерентном накоплении выигрыш будет равен  $N$ , т. е. в  $\sqrt{N}$  раз больше, чем при некогерентном.

### 11.3. Максимальная глубина прозвучивания

Максимальная глубина прозвучивания  $l_{\max}$  — наибольшая глубина, на которой выявляется дефект заданного размера. Иногда в технических характеристиках прибора в качестве максимальной глубины прозвучивания указывают максимальный интервал времени  $t_{\max}$  после излучения зондирующего импульса, охватываемый разверткой дефектоскопа. Однако это техническое ограничение легко снимается сравнительно несложной переделкой схемы прибора.

С физической точки зрения достижение максимальной глубины прозвучивания связано с преодолением тех же двух ограничивающих факторов, которые препятствовали повышению чувствительности. В зависимости от того или другого ограничивающего условия добиваются увеличения максимальной глубины прозвучивания с помощью методов, рассмотренных ранее.

Чтобы структурные шумы не появлялись на экране во всем диапазоне развертки, чувствительность дефектоскопа регулируют и устанавливают некоторое ее пороговое значение  $V_{\text{пор}}$ , определяемое высоким уровнем шумов вблизи начала развертки. Это приводит к дополнительному ограничению максимальной глубины прозвучивания. Применяя систему временной регуляции чувствительности, можно снять это ограничение. Если прибор не имеет системы ВРЧ или кривая изменения ВРЧ плохо соответствует требованиям, изложенным в

11.4, то изделия большой толщины приходится контролировать по слоям, увеличивая чувствительность при переходе к контролю более глубокого слоя.

На основании проведенного анализа можно дать следующие рекомендации по достижению максимальной чувствительности и максимальной глубины прозвучивания при использовании обычной аппаратуры. Если не удается выявить дефекты требуемой величины при заданной толщине изделия, и при этом на экране не появляются шумов, связанных со структурными помехами, то для повышения чувствительности следует:

- увеличить до максимума чувствительность прибора уменьшением амплитуды генератора и коэффициента усиления приемника;

- изменить конструкцию преобразователя в направлении увеличения площади пьезоэлемента, применения более высокочувствительных пьезоматериалов, создания просветляющих протекторов, уменьшения акустического сопротивления демпфера, уменьшения пути ультразвука в акустической задержке;

- выбрать оптимальную частоту ультразвуковых колебаний, понижая ее с ростом толщины изделия и задержания в нем ультразвука.

Если выявлению дефектов препятствуют шумы от структурных ревербераций, то для повышения отношения сигнал — шум можно рекомендовать следующие меры:

- сократить длительность зондирующего импульса;

- увеличить площадь преобразователя до пределов, в которых контрольная зона попадает на границу ближней зоны преобразователя; в ближней зоне следует рекомендовать применение фокусирующих преобразователей; очень эффективно применение раздельно-совмещенных преобразователей;

- снизить частоту ультразвуковых колебаний для уменьшения влияния повторного рассеяния ультразвука;

- применить методику послыйного контроля или системы временной регуляции чувствительности.

### 11.4. Минимальная глубина прозвучивания

Минимальная глубина прозвучивания, или мертвая зона, — минимальная глубина залегания дефекта, надежно выявляемого при контроле. В соответствии с



ГОСТ 14782—76 мертвую зону определяют по отражению от искусственного дефекта типа бокового цилиндрического отверстия диаметром 2 мм в образце контролируемого материала. Согласно упрощенной представленной мертвая зона при контроле по совмещенной схеме ограничивается длительностью  $t_{\text{зад}}$  зондирующего импульса (или при контроле с акустической задержкой длительностью начального импульса), временем  $\tau_{\text{в}}$  восстановления чувствительности усилителя после воздействия зондирующего импульса и длительностью  $\tau_{\text{р}}$  реверберационных шумов преобразователя. Для хорошо сконструированных преобразователей минимальная глубина прозвучивания определяется условием  $V > V_{\text{min}}$ , что приводит к приближенному равенству  $r_{\text{min}}^I \approx 0,5 (\tau + \tau_{\text{в}}) c$ . Если шумы преобразователя велики, то  $r_{\text{min}}^{II} \approx 0,5 (\tau + \tau_{\text{р}}) c$ . Последний случай обычно наблюдается для наклонных преобразователей. С учетом наклонного падения лучей для мертвой зоны этих преобразователей справедлива формула  $r_{\text{min}}^I = r_{\text{min}}^I \cos \gamma \approx 0,5 (\tau + \tau_{\text{р}}) c \cos \gamma$ .

Для сокращения мертвой зоны следует повысить частоту ультразвуковых колебаний, так как при этом сокращается длительность ультразвукового импульса. Целесообразно применение ВРЧ, выключающей усилитель на время действия зондирующего импульса. Это сводит к минимуму величину  $\tau_{\text{в}}$ .

Из формулы (11.14) следует также возможность сокращения мертвой зоны наклонных преобразователей путем увеличения угла  $\gamma$ . Так, использование поперечных волн сокращает  $\gamma$  до нуля, но при этом не выявляются дефекты, ориентированные вдоль поверхности. Весьма эффективным способом сокращения ближней зоны является использование раздельно-совмещенных преобразователей. Рациональным выбором толщины призм, углов наклона и расстояния между преобразователями (см. п. 7.5) можно довести величину мертвой зоны до 0,5—1 мм. Однако при контроле тонких изделий такими преобразователями можно легко спутать сигнал от дефекта с донным сигналом или первым и вторым донными сигналами между собой.

С помощью стандартных образцов проверяют, превосходит ли мертвая зона заданной величины. Для этой цели в стандартном образце № 2 (рис. 74, б) предусмотрено отверстие 5 на расстоянии 8 мм от поверх-

ности. Сигнал от этого отверстия должен четко фиксироваться как прямым, так и наклонными преобразователями. В международной практике для этой цели служит образец № 1 МИС. Проверку (не превосходит ли мертвая зона величины 6—10 мм) производят прямым преобразователем (положения F и G на рис. 75) и отражению от цилиндрического отверстия диаметром 50 мм.

Для измерения величины мертвой зоны необходимо изготовить образец с боковыми цилиндрическими отверстиями, выполненными на разной глубине. Более удобный и точный способ измерения мертвой зоны связан с использованием вспомогательного прибора — имитатора дефектов. Этот прибор генерирует вспомогательный импульс, аналогичный эхо-сигналу от дефекта.

Измерение мертвой зоны имитатором дефектов состоит в нахождении за сигналом (приблизительно соответствующим по амплитуде отражению от бокового отверстия диаметром 2 мм) по мере приближения этого сигнала к зондирующему импульсу. Уже на расстоянии, значительно большем, чем ширина зондирующего импульса, вспомогательный сигнал будет испытывать осцилляции. Это связано с наложением вспомогательного импульса на продолжение зондирующего импульса, невидимое на экране дефектоскопа из-за своей малой величины. В этой области сигнал от дефекта легко отличается от зондирующего импульса, но измерение амплитуд сигналов от дефектов с целью оценки их размеров в этой зоне является невозможным, если величина осцилляций превосходит 1 дБ. При дальнейшем приближении вспомогательного сигнала к зондирующему импульсу происходит их наложение, что и определяет минимальную глубину прозвучивания. Принято считать, что вспомогательный импульс не отделяется от зондирующего (не различается), если минимум между ними меньше  $1/2$  амплитуды вспомогательного импульса.

### 11.5. Разрешающая способность эхо-метода

Разрешающая способность эхо-метода определяется минимальным расстоянием между двумя одинаковыми дефектами, при котором эти дефекты фиксируются раздельно. Различают лучевую и фронтальную разрешающую способность. Первая определяется минимальным расстоянием  $\Delta r$  между двумя раздельно выявляемыми дефектами, расположенными в направлении хода лучей вдоль акустической оси преобразователя. Фронтальная разрешающая способность определяется минимальным расстоянием  $\Delta l$  между двумя одинаковыми по величине точечными раздельно выявляемыми дефектами, залегающими на одной глубине.

Достижение максимальной лучевой разрешающей способности ограничивается теми же факторами, что и



достижение минимальной мертвой зоны. Сигнал от дефекта, расположенного ближе к преобразователю, действует подобно зондирующему импульсу и мешает выявлению дефекта, импульс от которого приходит позднее. Влияние переходных процессов в усилителе преобразователя в этом случае гораздо меньше, поскольку амплитуда сигнала, вызывающая эти процессы, в сотни раз меньше зондирующего импульса. Поэтому лучевая разрешающая способность зависит в основном от длительности импульса и составляет  $\Delta r = ct/2$ , если импульс состоит из четырех периодов колебаний.

Конечная величина лучевой разрешающей способности мешает иногда выявлению дефектов вблизи противоположной поверхности изделия на фоне интенсивного донного сигнала. В связи с этим у противоположной поверхности изделия имеется неконтролируемая зона, величина которой, однако, меньше минимальной глубины прозвучивания.

Основным средством повышения лучевой разрешающей способности является уменьшение длительности импульса. С этой целью применяют повышение частоты колебаний и другие способы, рассмотренные в п. 11. При контроле изделий большой толщины иногда бывает трудно разделить на экране два близко расположенных импульса. Это ограничение устраняют применением задержанной развертки типа «лупы времени».

Для проверки, не превосходит ли лучевая разрешающая способность заданной величины (в стандартном образце № 1, предусмотрены отражатели в виде ступенчатого паза и фигурного отверстия, имеющего три радиуса диаметра. Ступенчатый паз используют при контроле прямым преобразователем. На экране должны наблюдаться три отдельных сигнала: донный, от ступеньки глубиной 5 мм и от ступеньки глубиной 2,5 мм, т. е. с разницей  $\Delta r_n$ , равной 5 и 2,5 мм. При оценке разрешающей способности в изделии следует принимать во внимание разную скорость звука в плексиглазе и материале изделия  $c$ :

$$\Delta r = \Delta r_n c/c_n. \quad (11.12)$$

Для стали  $c/c_n \approx 2,2$  и при  $\Delta r_n = 2,5$  мм  $\Delta r = 5,5$  мм. Из формулы для  $\Delta r$  следует, что на частоте 2,5 МГц  $\Delta r = 4,7$  мм, а 1,8 МГц  $\Delta r = 6,5$  мм. Таким образом, величины ступенек эталона № 1 близки к теоретическим

значениям разрешающей способности для частот колебаний, обычно применяемых в нашей стране.

Фигурное отверстие используют для проверки разрешающей способности при контроле наклонным преобразователем. Разница между радиусами отверстий, т. е. величина ступеньки  $\Delta r_n$ , также равна 5 и 2,5 мм. Переходит на разрешающую способность в материале изделия выполняют также по формуле (11.13), причем следует учитывать, что величина  $c_n$  осталась прежней (из призм преобразователя в плексиглазовый образец продольные волны переходят без трансформации), а величина  $c$  равна скорости поперечных волн. За счет этого разрешающая способность для наклонного преобразователя будет выше.

По образцу МИС лучевую разрешающую способность оценивают только прямым преобразователем. Для этого преобразователь перемещают в позицию  $H$  и проверяют раздельную фиксацию сигналов паза глубиной 6 мм и сигналов от двух поверхностей на расстояниях 91 и 100 мм (рис. 75).

Для оценки фронтальной (ее также называют азимутальной) разрешающей способности рассчитаем амплитуду эхо-сигнала  $P'$  от двух одинаковых точечных дефектов, залегающих на глубине  $x$  и расположенных на расстоянии  $2l$  друг от друга (рис. 76, а). Предположим, что преобразователь перемещают по прямой между дефектами, и в некоторый момент времени дефекты находятся на расстояниях  $\rho_1$  и  $\rho_2$  от оси преобразователя. Тогда амплитуда эхо-сигнала от двух дефектов, расположенных в дальней зоне, может быть представлена в виде

$$\frac{P'}{P_1} = \left[ \Phi^2 \left( \frac{ak\rho_1}{x} \right) + \Phi^2 \left( \frac{ak\rho_2}{x} \right) + 2\Phi^2 \left( \frac{ak\rho_1}{x} \right) \Phi^2 \left( \frac{ak\rho_2}{x} \right) \cos \frac{2\pi l (\rho_2 - \rho_1)}{x\lambda} \right]^{-\frac{1}{2}},$$

где  $P_1$  — максимальная амплитуда сигнала от одного дефекта;  $\Phi$  — характеристика направленности искателя.

На рис. 76, б показаны расчетные графики и экспериментальные точки, соответствующие изменению амплитуды эхо-сигнала при перемещении преобразователя над двумя отражателями, расположенными на различных расстояниях друг от друга. Обращает на себя внимание появление дополнительного (центрального) мак-



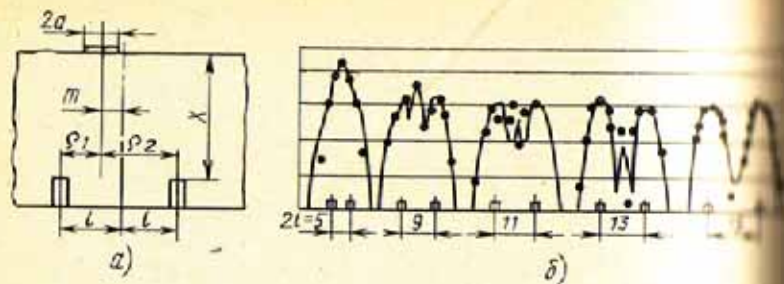


Рис. 76. Схема для расчета (а) и результаты расчета и измерения (б) фронтальной разрешающей способности при диаметре преобразователя 12 мм,  $\lambda = 2,34$  мм, глубине залегания дефектов 50 мм

сумма, соответствующего положению преобразователя посередине между отражателями. В этом случае эхо-сигналы от обоих отражателей приходят к преобразователю в одно время и взаимно усиливаются. При большом удалении дефектов от преобразователей  $x \gg x_0$  дополнительных максимумов может быть несколько. Основные максимумы могут быть не тогда, когда преобразователь расположен точно над дефектом, а несколько в стороне. Наличие дополнительных максимумов существенно усложняет определение момента, когда наступает разрешение. Рационально принять условие, что разрешение наступает при положении преобразователя над одним из отражателей ( $\rho_1 = 0, \rho_2 = 2l$ ), а амплитуда сигнала от другого отражателя составляет не более  $\pm 0,1P_1$ . В этом случае наличие максимумов эхо-сигналов достаточно точно указывает местонахождение дефектов, а между основными максимумами всегда имеются один или несколько минимумов, составляющих не более  $0,7P_1$ . Полагая  $\rho_1 = 0, \rho_2 = 2l$  и учитывая, что косинус изменяется в пределах от минус единицы до плюс единицы, найдем

$$1 - \Phi^2\left(\frac{2akl}{x}\right) \leq \frac{P'}{P_1} \Big|_{\rho_1=0} \leq 1 + \Phi^2\left(\frac{2akl}{x}\right).$$

Отсюда с учетом принятого выше условия  $P'/P_1 = 1 \pm 0,1$  найдем  $\Phi^2(2akl/x) = 0,1$ . Используя графики функции  $\Phi(X)$  для круглого преобразователя (см. рис. 36), найдем неравенство, ограничивающее разрешенное выявление дефектов:

$$\Delta l = 2l \geq 0,83x\lambda/D \approx x\lambda/D. \quad (11.16)$$

В ближней зоне разрешению дефектов мешают максимумы и минимумы поля преобразователя. Для наилучшего разрешения расстояние между дефектами должно быть больше диаметра преобразователя,  $\Delta l = 2l > D$ .

Для улучшения разрешающей способности в дальней зоне следует улучшить направленность преобразователя путем увеличения его диаметра и частоты. Как показано в п. 7.2, повышения направленности можно добиться также, применяя кольцеобразные преобразователи и преобразователи с неравномерным распределением поля вблизи поверхности. В ближней зоне целесообразно применять фокусирующие преобразователи.

При контроле наклонным преобразователем лучевую разрешающую способность определяют по раздельному выявлению двух точечных дефектов, расположенных в направлении акустической оси преобразователя. Погрешности фронтальной разрешающей способности в плоскости падения нуждается в уточнении. Как показывает практика, выполненная с помощью формул (11.13) и (11.14), лучевая разрешающая способность обычно гораздо выше, чем фронтальная. Если два точечных дефекта 1 и 2 (рис. 77) расположены вдоль фронта ультразвуковой волны, излученной преобразователем в положении А, то сигналы от них А<sub>1</sub> могут слиться в один. Однако при положениях преобразователя В и С сигналы упадут в разные точки линии развертки В<sub>1</sub> и С<sub>1</sub>. В результате разрешение будет достигнуто не вследствие действия фронтальной, а в результате высокой лучевой разрешающей способности  $\Delta l = \Delta x / \cos \gamma$ .

Действие лучевой разрешающей способности не скажется, когда дефекты 1 и 3 расположены на одной глубине. Сигналы от таких дефектов попадают в одну точку В<sub>1</sub> (точнее в один интервал вблизи точки В<sub>1</sub>) линии развертки. Раздельное выявление будет определяться

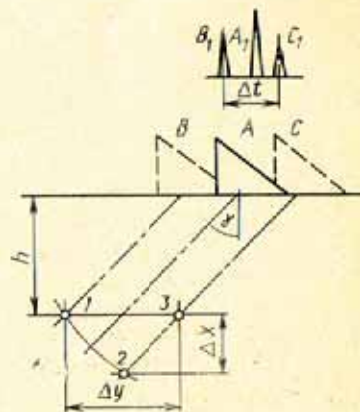


Рис. 77. Разрешающая способность наклонного преобразователя



условием, следующим из неравенства (11.14), с учетом наклонного падения лучей  $\Delta y = \Delta l / \cos \gamma \geq \frac{r\lambda}{D_1 \cos \gamma}$ ,

где  $D_1$  определяют по рекомендации п. 7.4. С учетом того, что  $r = h / \cos \gamma$ , где  $h$  — глубина залегания дефекта, условие разрешения имеет вид  $\Delta y \geq \frac{h\lambda}{D_1 \cos^2 \gamma}$ .

### 11.6. Точность определения координат дефектов

Координаты дефектов измеряют при положении преобразователя на поверхности изделия, когда амплитуда эхо-сигнала достигает максимума. После этого измеряют положение дефекта относительно найденного положения преобразователя. Таким образом, при определении координат дефекта относительно изделия возможны два вида погрешностей: погрешность определения положения преобразователя и погрешность измерения координат дефекта относительно этого положения.

При контроле прямым преобразователем эти два вида погрешностей четко разделяются. Неточность в определении положения преобразователя соответствует ошибке в оценке участка поверхности, под которым залегает дефект, а неточность последующего измерения пути ультразвука в изделии соответствует ошибке в оценке глубины залегания дефекта под поверхностью. Рассмотрим оба вида погрешностей отдельно. Предположим, что когда амплитуда эхо-сигнала достигает максимума, дефект находится на оси прямого преобразователя, т. е. под его центром. Однако искажение акустического поля преобразователя и нестабильность акустического контакта могут привести к ошибкам в определении достижения максимума. Если нестабильность акустического контакта изменяет амплитуду на 20%, то центр преобразователя может располагаться в пределах области, где амплитуда сигнала составляет 0,8 от максимума. Если дефект расположен в дальней зоне круглого преобразователя, то с помощью кривой  $I$  (см. рис. 36) найдем, что на уровне  $0,8P'/P_{\max} \approx (0,9\rho'/\rho_a)^2 \text{aksin}\theta = 0,9$ , откуда возможное смещение преобразователя от максимального положения  $\rho \approx 0,3\lambda/D$ .

Если дефект расположен в ближней зоне преобразователя, то погрешность определения точки, соответствующей максимальной амплитуде эхо-сигнала, равна максимальному расстоянию между равновеликими максимумами поля преобразователя. Здесь наибольшая погрешность будет возникать, если дефект залегает на глубине  $x$ , соответствующей половине длины ближней зоны; в этом случае  $\rho \approx 0,5D$ . Таким образом, для повышения точности определения координат проекции дефекта на поверхность изделия нужно улучшить направленность поля излучения, т. е. здесь пригодны те же рекомендации, которые были сделаны в п. 11.5 в отношении улучшения фронтальной разрешающей способности.

Погрешность измерения глубины залегания дефекта  $x = ct/2$  определяют из выражения

$$\Delta x/x = \Delta c/c + \Delta t/t. \quad (11.15)$$

Ультразвуковые дефектоскопы имеют регулировку, позволяющую учитывать с довольно высокой точностью изменение скорости ультразвука в изделии, поэтому можно принять  $\Delta c/c = 0,5\%$ . Погрешность измерения времени  $t$  складывается из погрешности измерительного устройства дефектоскопа, погрешности, связанной с конечной длительностью ультразвукового импульса, и погрешности, определяемой случайными изменениями толщины слоя контактной жидкости:

$$\Delta t = \Delta t_{\text{изм}} + \Delta t_{\text{имп}} + \Delta t_{\text{ж}}. \quad (11.16)$$

Подставляя (11.16) в (11.15), находим  $\Delta x/x = \Delta c/c + \Delta t_{\text{изм}}/t + \Delta t_{\text{имп}}/t + \Delta t_{\text{ж}}/t$ .

В временных дефектоскопах время  $t$  обычно измеряют с точностью не ниже 0,5%. Изменения толщины слоя контактной жидкости обозначим  $\Delta x_{\text{ж}}$ , т. е.  $\Delta t_{\text{ж}} = 2\Delta x_{\text{ж}}/c_{\text{ж}}$ . Обычно  $\Delta t_{\text{имп}} \approx T/4$ , где  $T$  — период колебаний. Учитывая, что  $Tc = \lambda$ , а скорость звука в жидкости примерно в 4 раза меньше, чем в металле, найдем

$$\frac{\Delta x}{x} = 0,01 + \frac{\lambda}{8x} + \frac{4\Delta x_{\text{ж}}}{x}. \quad (11.17)$$

Из формулы (11.17) видно, что погрешность измерения возрастает с уменьшением толщины. Например, при толщине  $x = 20$  мм и  $\lambda = 2$  мм и  $\Delta x_{\text{ж}} = 0,2$  мм —  $\Delta x/x \approx 6\%$ , а при  $x = 100$  мм —  $\Delta x/x \approx 2\%$ .

Точность измерения глубины залегания дефекта можно повысить путем выбора постоянного по высоте участка переднего фронта импульса, на котором выполняется



измерение. Для этого перед началом измерения амплитуду импульса доводят до определенной величины и стабилизируют уровень, на котором выполняют измерение, например 0,1 от амплитуды импульса. Это снижает  $\Delta t_{\text{имп}}$  до  $7/10$ . Погрешность подстройки скорости звука  $\Delta c/c$  и точность измерения времени  $\Delta t_{\text{изм}}/t$  могут быть доведены до 0,1%. В результате величина  $\Delta x/x$  определяется в основном изменением толщины слоя контактной жидкости. Проверка точности определения координат дефекта прямым преобразователем состоит в определении положения точки выхода, направления акустической оси преобразователя и точности измерения времени. Первую операцию проводят на стандартном образце № 3 по максимуму амплитуды отражения от вогнутой цилиндрической поверхности. Направление акустической оси преобразователя проверяют на стандартном образце № 2. При нормальном по отношению к поверхности образца направлении акустической оси эхо-сигнал от отверстия 4 (см. рис. 74, б) достигает максимума, когда акустический центр располагается над отметкой 0° шкалы образца. Измерение следует повторить при повороте преобразователя на 90° вокруг оси.

Проверку точности измерения времени и настройку на скорость звука выполняют по многократным отражениям в плоскопараллельном образце из контролируемого материала. За рубежом рекомендуют использовать для этого многократные отражения в образце № 1 при положениях искателя А, В и С (см. рис. 75). Поскольку в выпускаемых за рубежом приборах отсчет производят непосредственно по экрану, выполняют регулировку скорости развертки и положения смещения линии развертки относительно начала отсчета. Регулировку заканчивают, когда передние фронты сигналов многократных отражений располагаются на соответствующих отметках шкалы: При этом зондирующий импульс, как правило, располагается левее нулевой отметки, что позволяет учесть время прохождения в слое контактной жидкости, протекторе и т. д. Одновременно проверяют линейность развертки, которая очень важна при измерении расстояний по экрану прибора.

Оценка положения точки начала отсчета времени для прямого преобразователя не принята в отечественной практике, хотя она может помочь существенно снизить погрешность  $\Delta t_{\text{ж}}/t$  в формуле (11.17) и учесть вре-

мя прохождения в протекторе. Это особенно существенно, если протектор преобразователя выполнен из звукогасящего материала как правило, обладающего низкой скоростью звука.

При контроле наклонным преобразователем определяют координаты дефекта  $l$  и  $h$  относительно точки выхода  $O$  преобразователя (рис. 78).

При известном значении угла преломления (угла ввода)  $\gamma$  эти координаты рассчитывают по формулам  $l=r \sin \gamma$ ,  $h=r \cos \gamma$ . При определении расстояния  $r$  от преобразователя до дефекта измеряют время пробега импульса  $t$ , которое складывается из времени пробега ультразвука в призме преобразователя и изделий:  $t/2 = r_A/c_A + r/c$ , откуда  $r = c(t/2 - r_A/c_A)$ . Таким образом, возникает возможность появления дополнительных ошибок [21], связанных с определением времени  $r_A/c_A$  и угла  $\gamma$ . В отношении определения угла  $\gamma$  заметим, что вычисление его по формуле синусов может привести к существенным погрешностям, особенно при углах падения  $\alpha$ , близких к критическим, как было отмечено в п. 7.4. Кроме того, возможны систематические погрешности в определении этого угла. К ним относят погрешность, связанную с изменением угла призмы  $\alpha$  в результате ее истирания, возникновением клиновидной жидкой прослойки между преобразователем и изделием, изменением скорости распространения ультразвука в призме (например, вследствие изменения температуры).

Положение точки выхода определяют по максимуму отражения от поверхности полуцилиндра стандартного образца № 3 (см. рис. 74, в), квадранта образца № 1 МИС (положение искателя  $L$ , рис. 75). Угол  $\gamma$  определяют по шкалам стандартного образца № 2 при максимальной амплитуде эхо-сигнала от отверстия 4 (см. рис. 74, б). При контроле изделий не из стали, а из других материалов, измерения выполняют на стандартном образце № 4. Угол падения  $\alpha$  в призме преобразователей из плексигласа проверяют по отражению от отверстия на глубине 20 мм в стандартном образце № 1.

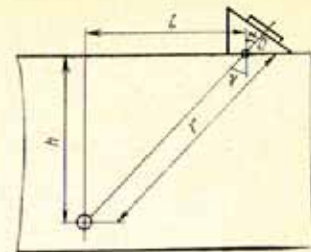


Рис. 78. Определение координат дефекта при контроле наклонным преобразователем



В образце № 1 МИС (см. рис. 75) угол преломления  $\gamma$  определяют по отверстиям диаметрами 50 и 5 мм. Для преобразователей с углами преломления 35—60° измерение выполняют из положения  $M_{45}$ ; для преобразователей с углами 60—70° — из положения  $M_{70}$ ; для преобразователей с углами 70—80° — из положения  $M_{80}$ . Для последнего диапазона углов рекомендуется лишь проверка постоянства угла ввода, так как точное его измерение затруднено. Для преобразователей небольших размеров используют образцы № 2 МИС.

Угол наклона преобразователя можно определить также без применения стандартных образцов по отражению от любого бокового цилиндрического отверстия, расположенного на известной глубине  $h$ . Для этого измеряют величину  $l$  (см. рис. 78), соответствующую максимуму эхо-сигнала, и угол  $\gamma$  рассчитывают по формуле  $\operatorname{tg} \gamma = l/h$ .

Выполненные таким образом измерения по отверстиям, расположенным на разной глубине, показали, что при измерении координат дефектов на большой глубине возникает систематическая погрешность. В табл. 2 приведены экспериментальные значения углов для преобразователей на частоту 2,5 МГц с диаметром пьезопластины 12 мм и различными углами наклона  $\alpha$ .

Таблица 2

Угол падения	Угол преломления $\gamma$ наклонного преобразователя			
	Теоретическое значение	Экспериментальные значения для глубины $h$ , мм		
		50	250	500
30°	37°30'	39°30'	37°30'	36°30'
40°	51°30'	50°	49°	48°
50°	69°30'	64°	58°	—

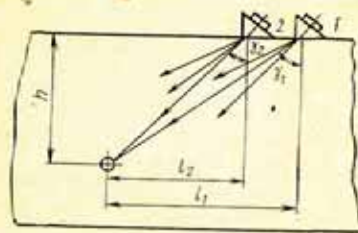


Рис. 79. Влияние глубины залегания дефекта на изменение координат

луч, направленный ближе к вертикали. В этом направлении интенсивность излучения меньше, чем в направлении акустической оси, но путь, проходимый этим лучом от дефекта, короче на величину  $h(1/\cos\gamma_1 - 1/\cos\gamma_2)$  и, следовательно, затухание и дифракционное расхождение для него меньше. При малых глубинах, когда величина  $h$  мала, этим эффектом можно пренебречь, но чем больше глубина, тем сильнее разница в ослаблении сигнала. Вследствие этого при больших  $h$  дефект лучше выявляется в положении преобразователя 1. Это и вызывает мнимое изменение направления акустической оси.

## 11.7. Производительность контроля и ее повышение

Производительность контроля ограничивается требованием стопроцентной проверки всего объема изделия. Она равна произведению скорости сканирования  $v_c$  (т. е. перемещения преобразователя относительно изделия) на шаг сканирования  $l_{ш}$  (т. е. расстояние между соседними линиями перемещения преобразователя вдоль поверхности изделия). Скорость  $v_c$  перемещения преобразователя при ручном контроле ограничена физиологическими возможностями контролера и обычно составляет 0,05—0,2 м/с. При автоматическом контроле скорость ограничивается частотой посылок зондирующих импульсов  $N_z$  и инерционностью регистратора дефектов, определяемой числом импульсов  $N_p$ , от которого срабатывает регистратор. Учитывая, что регистратор дефектов фиксирует сигналы на интервале пути, определяемом для осесимметричного преобразователя шагом сканирования, скорость перемещения преобразователя должна удовлетворять условию  $v_c \leq l_{ш} N_z / N_p$ .

Увеличение скорости сканирования возможно либо путем повышения числа посылок, либо путем уменьшения инерционности регистратора дефектов.

Шаг сканирования определяют на глубине, где ширина акустического поля преобразователя минимальна. Он определяется шириной поля на уровне чувствительности, обеспечивающем выявление дефектов требуемой величины. По величине допустимого дефекта определяют амплитуду сигнала  $P'$ . Контроль обычно ведут на более высокой поисковой чувствительности  $P_m$ . Отношение  $P'/P_m$  определяет уровень допустимого ослабления поля, при котором измеряют ширину шага сканирования  $l_{ш}$ .

Например, если изделие контролируют контактным способом на всю толщину, которая больше длины ближней зоны преобразователя, то шаг сканирования рассчитывают на границе ближней зоны, где поле имеет минимальную ширину. Предположим, что задано значение  $P'/P_m = 0,7$ , тогда, как следует из оценки поля на границе



ближней зоны, шаг сканирования не должен превышать  $0,25D$ . Если контролируемая область изделия располагается в дальней зоне, шаг сканирования не должен превосходить  $\lambda r/D$ , где  $r$  — минимальное расстояние до контролируемой зоны изделия.

Более строгий подход к выбору шага сканирования учитывает также случайное изменение чувствительности контроля в результате нестабильности акустического контакта и др. Под влиянием этого обстоятельства допустимое ослабление чувствительности должно быть принято меньше  $P'/P_m$  либо повышено значение  $P_m$ . Не очевидно, повышение  $P_m$  приведет к ошибочной регистрации допустимых сигналов.

Для увеличения шага сканирования при контроле тонких изделий применяют широкозахватные преобразователи (см. п. 7.3). При контроле толстых изделий иммерсионным способом целесообразно увеличение зоны иммерсионной жидкости, чтобы изделие находилось в дальней зоне преобразователя. При контроле толстых сварных соединений рекомендуется перемещать наклонный преобразователь вдоль, а не поперек сварного шва, тогда шаг сканирования можно увеличивать по мере перехода к контролю более глубоко залегающих слоев наплавленного металла [21].

Многokратного увеличения шага сканирования можно добиться, применяя систему из нескольких преобразователей, но это ведет к усложнению аппаратуры, так как каждый преобразователь снабжают своим генератором (чтобы избежать ослабления зондирующего импульса) и предусилителем (во избежание сложения помех отдельных преобразователей).

## Глава 12

### МЕТОДЫ ПРОХОЖДЕНИЯ

#### 12.1. Теневой метод

Признаком обнаружения дефектов при дефектоскопии теньевым методом служит ослабление амплитуды упругих волн, прошедших через изделие. Выявляемость дефекта при теньевом методе количественно оценивают отношением электрических сигналов  $V_T/V_C$ , характеризующим регистрируемое ослабление дефектом амплитуды сквозного сигнала, прошедшего от излучателя к прием-

нику;  $V_T$  — минимальная амплитуда сигнала при наличии дефекта. Величина  $V_T/V_C=0...1$  тем меньше, чем больше дефект. Выявляемость дефектов при теньевом методе не зависит от номинального значения амплитуды сигнала  $V_C$  и от коэффициентов преобразования  $L$  и  $M$ , поэтому вместо относительной амплитуды электрических сигналов можно пользоваться относительной амплитудой акустических сигналов  $|P_T/P_C|$ .

В качестве импульсного теневого дефектоскопа может быть использован любой импульсный эхо-дефектоскоп, который включен по отдельной схеме, т. е. с разделением функций излучающего и приемного преобразователей. Появление дефекта отмечают по пропаданию или уменьшению сквозного сигнала. Регистрировать дефекты можно автоматически с помощью системы автоматической сигнализации дефектов (АСД). Строб-импульсы автоматического сигнализатора дефектов устанавливают на участке развертки, где появился сквозной сигнал. В отсутствие дефекта сигнальная система АСД должна работать, а при появлении дефекта — выключаться.

Расчет акустического тракта при контроле теньевым методом сводится к анализу ослабления амплитуды сквозного сигнала. Сквозной сигнал  $P_C$  в отсутствие дефекта (рис. 80, а) определяют так же, как в п. 9.2 при прохождении ультразвука между действительным и мнимым преобразователями (см. рис. 59):

$$P_C = \frac{iP_0}{S_c k} \iint_{S_c} \left[ \iint_{S_a} \frac{\chi(\theta_{AC}) e^{ikr_{AC}}}{r_{AC}} ds_A \right] ds_C. \quad (12.1)$$

Здесь индексы  $A$  и  $C$  относятся к точкам излучателя и приемника, а  $a$  и  $c$  — к излучателю и приемнику в це-

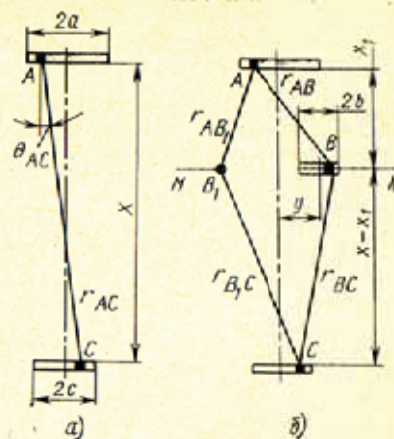


Рис. 80. Схема для расчета ослабления сигнала при контроле теньевым методом



лом. Функция  $\chi(\theta_{AC})$  характеризует диаграмму направленности точечного излучателя  $A$ , она близка к единице.

Сигнал, принимаемый при наличии дефекта, вычисляются следующим образом. Определяют давление в плоскости залегания дефекта  $MN$  (рис. 80, б), возникающее под действием излучателя. Все точки  $B_1$  плоскости  $MN$ , лежащие вне дефекта, рассматривают как вторичные источники излучения, и определяют суммарный сигнал от них на приемнике. Акустическое давление позади дефекта считают равным нулю. Такое предположение о распределении поля в плоскости  $MN$  соответствует приближению Кирхгофа и достаточно точно, когда размеры дефекта значительно больше длины волны.

Для определения сигнала на приемнике  $P_T$  выполняют интегрирование по бесконечной плоскости  $MN$  за вычетом площади дефекта. Интеграл можно разделить на два: интеграл по всей плоскости  $MN$  минус интеграл по площади дефекта. Первый из этих интегралов соответствует сквозному прохождению ультразвука между излучателем и приемником, т. е. равен  $P_C$ , а второй  $P''$  подобен сигналу, отраженному от дефекта с обратным знаком:

$$|P_T| = |P_C - P''| = \left| \frac{1}{S_c} \iint_{S_c} \left[ \iint_{S_a} \frac{jP_0}{kr_{AC}} \times \right. \right. \\ \left. \left. \times \chi(\theta_{AC}) e^{jkr_{AC}} ds_A \right] ds_c - \frac{P_0}{S_c \lambda^2} \times \right. \\ \left. \times \iint_{S_b} \left\{ \left[ \iint_{S_a} \frac{\chi(\theta_{AB})}{r_{AB}} e^{jkr_{AB}} ds_A \right] \left[ \iint_{S_c} \frac{\chi(\theta_{BC})}{r_{BC}} e^{jkr_{BC}} ds_c \right] \right\} ds_b \right| \quad (12.2)$$

Сравнивая формулу (12.2) с (9.1), записанной для случая контроля совмещенным преобразователем, легко видеть, что возмущение поля позади экрана  $P'$  равно возмущению поля перед экраном, т. е. отраженной волне. Это положение носит название принципа Бабине. Однако было бы неправильно понимать это положение так [83], что поля перед экраном и позади экрана совершенно одинаковы. Отраженная волна ни с чем не интерферирует, и сигнал равен  $P'$ , а возмущение позади экрана складывается с падающей волной. В общем случае

$$|P_C - P''| \geq |P_C| - |P''|. \quad (12.3)$$

Равенство здесь может возникнуть лишь в некоторых частных случаях.

Неидентичность полей перед экраном и позади него подтверждается сравнением полей на оси. Перед круглым экраном с увеличением расстояния от него наблюдаются чередующиеся максимумы и минимумы в ближней зоне, а затем сигнал постепенно ослабляется. Позади экрана обнаруживается светлое пятно, т. е. постоянный максимум. Это явление (Пуассона) легко доказать построением, подобным выполненному в п. 7.1, рис. 35. Построим в плоскости  $MN$ , начиная от края экрана, зоны Френеля, все точки которых согласно принципу Гюйгенса являются вторичными излучателями сферических волн. Крайние точки зон излучают волны с разностью фаз  $\pi$ . Сигналы от нечетных и четных зон будут взаимопогашаться, но гашение будет неполным вследствие наличия множителя  $\chi(\theta_{AB})$ . Важно отметить, что ввиду близости  $\chi$  к единице гашение будет практически одинаковым как в случае наличия, так и в случае отсутствия экрана — дефекта. Это и доказывает наличие светлого пятна на оси позади экрана. Вокруг светлого пятна наблюдается область тени, затем опять область максимальной амплитуды сигнала и т. д.

Вычисление сигнала по всей площади приемника, т. е. интегрирование выражения (12.2), представляет значительные трудности, поэтому целесообразно применить тот же прием, который был использован при анализе эхо-метода, в частности отражения от диска. Выделим безразмерные параметры, от которых зависит решение, и построим систему кривых в безразмерных координатах. Для теневого метода, если излучатель и приемник одинаковы, таких параметров четыре:  $x/x_0$  — отношение расстояния между преобразователями к длине ближней зоны;  $b/a$  — отношение радиусов дефекта и преобразователя;  $x_1/x$  — отношение расстояния дефекта от излучателя к расстоянию между преобразователями;  $y/a$  — отношение смещения дефекта от общей оси преобразователей к их радиусу.

Первые два параметра использовали при построении АРД-диаграммы эхо-метода. Для построения АРД-диаграммы теневого метода исключим вначале два других параметра. Параметр  $y/a$  можно исключить, если указать на номограмме минимальные значения  $|P_T/P_C|$ ,



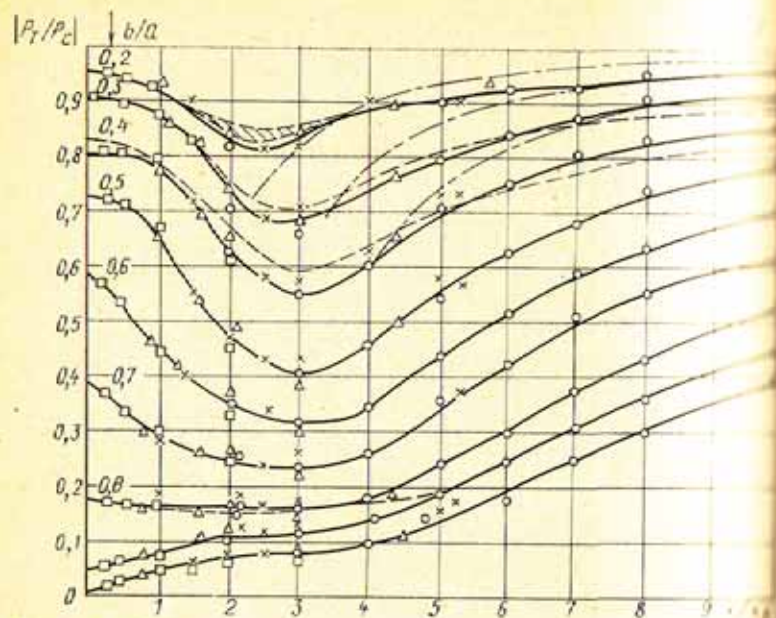


Рис. 81. АРД-диаграмма для контроля теньевым методом.  $f=3$  МГц,  $2a=18$  мм;  $\triangle$  — 3 МГц, 12 мм;  $\times$  — 1,2 МГц, 18 мм;  $\circ$  — 1,2 МГц, 12 мм

т. е. соответствующие наибольшему ослаблению скрещенного сигнала при перемещении дефекта в плоскости  $MX$ . Такая постановка задачи вполне соответствует реальным условиям контроля, когда преобразователи перемещаются относительно объекта контроля. Параметр  $x_1/x$  будем полагать равным 0,5, т. е. будем считать, что дефект расположен посередине между преобразователями.

На рис. 81 показана номограмма амплитуды — расстояние — диаметр (АРД-диаграмма) для теневого метода контроля, снятая путем жидкостного моделирования. Использование жидкостной модели основано на идентичности формул акустического тракта вблизи осей преобразователей в жидкости и твердом теле. Экспериментальные точки снимали на различных диаметрах преобразователя и частотах. При переходе к безразмерным параметрам эти точки удовлетворительно ложатся на одни и те же кривые, что подтверждает правильность выбора параметров. Сплошные линии зависимости  $|P_T/P_C|$  от  $x/x_6$  при различных  $b/a$  проведены по экспериментальным точкам.

Штриховые линии соответствуют переходу неравенства (12.3) в равенство для  $b/a=0,2; 0,3; 0,4; 0,8$ . Они построены по АРД-диаграмме для эхо-метода (см. рис. 58) для расстояния, равного половине  $x$ , поскольку в эхо-методе модель дефекта располагали на расстоянии  $x$ , а в теньевом —  $x/2$ . Штриховые линии довольно хорошо совпадают со сплошными в зоне  $x \leq (4 \dots 5)x_6$ .

Некоторое несовпадение точек (в пределах 2 дБ) объясняется различной формой импульса в экспериментах по теньевому и эхо-методам, особенно заметное, когда дефект находится вблизи границы ближней зоны преобразователя. При  $x \rightarrow 0$  величина  $|P_T/P_C|$  для эхо-метода стремится к значению  $S_b/S_a$ , поэтому для теневого метода на оси ординат получаем

$$|P_T/P_C| = 1 - (b/a)^2, \quad (12.4)$$

что подтверждается экспериментальными данными. В области  $x > (4 \dots 5)x_6$  штриховые расчетные кривые лежат ниже экспериментальных, что соответствует неравенству (12.3). В этой области расчет по формулам для эхо-метода дает

$$\left| \frac{P''}{P_C} \right| = \frac{S_a S_b}{\lambda^2 (x/2)^2} \cdot \frac{S_a}{2\lambda x/2} = \frac{4S_b}{\lambda x},$$

поэтому для теневого метода имеем неравенство

$$\left| \frac{P_T}{P_C} \right| > 1 - \frac{4S_b}{\lambda x}. \quad (12.5)$$

Второе неравенство для оценки хода кривых в области  $x > (4 \dots 5)x_6$  при  $b \ll a$  найдем путем приближенного интегрирования выражения (12.2), в результате чего получаем формулу

$$\left| \frac{P_T}{P_C} \right| \approx 1 - \frac{4S_a S_b}{\lambda^2 x^2}. \quad (12.6)$$

Кривые, рассчитанные по формуле (12.6) для  $b/a=0,2; 0,3$  и  $0,4$ , показаны на рис. 81 штрихпунктирными линиями. Они расположены выше экспериментальных кривых, так что в действительности в области  $x \gg x_6$  имеет место неравенство

$$\left| \frac{P_T}{P_C} \right| < 1 - \frac{4S_a S_b}{\lambda^2 x^2}. \quad (12.7)$$



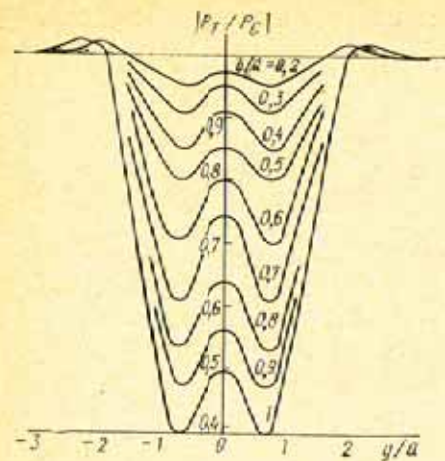
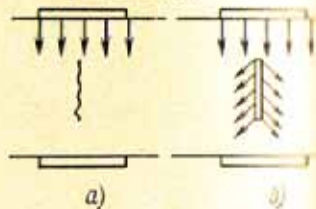


Рис. 82. Изменение амплитуды сигнала при смещении дефекта в сторону от оси преобразователей

Рис. 83. Ослабление сквозного сигнала дефектом (а) или имитирующей его щелью (б), ориентированной вдоль направления осей преобразователей



Несовпадение теоретических кривых с экспериментальными объясняется тем, что последние сняты для наибольшего ослабления сигнала дефектом, а теоретические кривые соответствуют случаю, когда дефект находится на оси преобразователей, где позади дефекта имеется светлое пятно. В области  $x/x_0 > 6$  максимальное ослабление сигнала (т. е. наилучшая выявляемость дефекта) наблюдается только тогда, когда дискообразный дефект смещали в сторону от оси преобразователей. На рис. 82 показано изменение сигнала при перемещении дефекта в средней плоскости между излучателем и приемником при  $x/x_0 = 10$ . В положении  $y/a = 0$  имеют место максимумы, что соответствует светлому пятну на оси позади дефекта, а наибольшее ослабление сквозного сигнала наблюдается при смещении дефекта в ту или другую сторону. Значения  $|P_T/P_C|$  в максимумах удовлетворительно совпадают с рассчитанными по формуле (12.6). Следует заметить, что экран, имитирующий дефект не круглой, а, например, квадратной формы, может дать большее ослабление сквозного сигнала, так как в этом случае светлое пятно на оси выражено нечетко, и максимум ослабления соответствует расположению дефекта ближе к оси, где поле излучения максимально. В работе [65] на с. 221 показаны экспериментальные кривые ослабления сквозного сигнала при перемещении дефекта между излучателем и приемником, т. е. при изменении  $x_1/x$ .

Изложенное выше позволяет получить простые неравенства для оценки чувствительности теневого метода:

$$\text{при } x < 3x_0 \quad 1 - 4S_b/S_a < |P_T/P_C| < 1 - S_b/S_a;$$

$$\text{при } x > 5x_0 \quad 1 - \frac{4S_b}{\lambda x} < \left| \frac{P_T}{P_C} \right| < 1 - \frac{4S_a S_b}{\lambda^2 x^2}. \quad (12.8)$$

Изложенный выше анализ проведен для среды с однородными акустическими свойствами. Между тем теньевой метод применяют также всего в иммерсионном варианте, когда между преобразователем и объектом контроля находятся слои жидкости толщиной  $x_A$  и  $x'_A$ . В этом случае, как показано в п. 7.4, можно с достаточной для практики точностью пользоваться приведенными выше формулами и графиками, если подставить в них вместо  $x$  величину  $x_A + (x'_A + x''_A)c_A/c_B$ , где  $x_B$  — толщина объекта контроля, а  $c_B$  и  $c_A$  — скорости звука в объекте и иммерсионной жидкости.

В рассмотренном случае ослабление сквозного сигнала было пропорциональным площади экрана — дефекта. Между тем экспериментально установлено, что даже тонкие дефекты, расположенные вдоль направления распространения лучей, вызывают сильное уменьшение сквозного сигнала, хотя площадь их поперечного сечения близка к нулю (рис. 83, а). Такой дефект можно имитировать узкой щелью (рис. 83, б). Это явление объясняется тем, что продольная волна, распространяясь вдоль свободной поверхности зазора или дефекта, становится поверхностно-продольной (см. п. 2.2). В каждой точке поверхности она порождает отходящие в сторону продольные и поперечные волны. Это вызывает ослабление сквозного сигнала приблизительно пропорционально  $l^{-2}$ , где  $l$  — длина зазора [13, докл. 0.1/98].

Явление ослабления ультразвуковых волн, распространяющихся вдоль свободной поверхности, необходимо учитывать при настройке чувствительности. Применение искусственных дефектов в виде отверстия с плоским дном может привести к серьезным ошибкам в определении эквивалентной площади реальных дефектов, так как помимо отражения от плоского дна будет происходить ослабление волн вдоль свободной боковой поверхности отверстия. Поэтому целесообразно применять искусственные дефекты в виде экранов на поверхности изделия.

## 12.2. Зеркально-теньевой метод

Существует несколько вариантов зеркально-теневого метода, общим отличительным признаком которых яв-



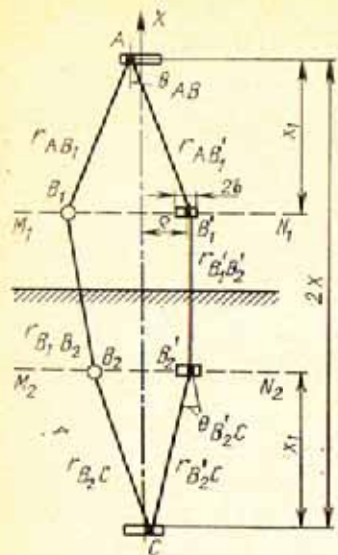


Рис. 84. Схема для расчета ослабления сигнала при контроле зеркально-теньевым методом

соответствии с этим (рис. 84) акустический тракт при контроле зеркально-теньевым методом будет подобен акустическому тракту теневого метода с одинаковыми излучающим и приемным преобразователями и двумя одинаковыми экранирующими дефектами, расположенными зеркально-симметрично относительно донной поверхности изделия в плоскостях  $M_1N_1$  и  $M_2N_2$ .

Интеграл по всей плоскости  $M_1N_1$ , так же как интеграл по плоскости  $M_2N_2$ , соответствует прямому приходу звука от одной плоскости к другой. С учетом этого, а также с учетом симметрии расположения преобразователей и экранов относительно донной поверхности получим

$$P_3 = P_D - \frac{2P_0}{S_c} \iiint_{S_c} \iiint_{S_b} \iiint_{S_a} \frac{\chi(\theta_{AB_1})}{jkr_{AB_1}} \times \\ \times e^{-jkr_{AB_1}} \frac{\chi(\theta_{B_2C})}{jkr_{B_2C}} e^{jkr_{B_2C}} ds_A ds_B ds_C + \frac{P_0}{S_c} \times$$

ляется то, что основным параметром является ослабление амплитуды отражения от произвольной поверхности (рис. 84) изделия [65]. Контроль по этим вариантам можно осуществлять с помощью обычного эхо-дефектоскопа. Отличия состоят в использовании различных типов преобразователей, схем включения и схем обходов регистрации.

Проанализируем ослабление донного сигнала при контроле зеркально-теньевым методом с помощью прямого преобразователя по первому донному сигналу. В п. 9.2 было отмечено, что отражение от бесконечной плоскости можно рассматривать как зеркальное отражение падающих на плоскость акустических волн.

$$\times \left[ \iiint_{S_{b_1}} \iiint_{S_{b_1}} \left[ \iiint_{S_a} \frac{\chi(\theta_{iB_1})}{jkr_{AB_1}} e^{jkr_{AB_1}} ds_A \right]^2 \times \frac{\chi(\theta_{BB_1})}{jkr_{BB_1}} e^{jkr_{BB_1}} ds_{B_1} ds_{B_2} \right] \quad (12.9)$$

Здесь  $P_D$  — донный сигнал.

Дефектоскоп регистрирует амплитуду эхо-сигнала, для вычисления которой нужно найти модуль этого выражения. Если размеры преобразователя и дефекта малы по сравнению с расстояниями  $r_{AB_1}$ ,  $r_{B_1B_2}$ ,  $r_{B_2B_2}$ , то, разлагая подынтегральные выражения в ряд Маклорена, ограничиваясь нулевым приближением и заменяя модуль алгебраической суммы суммой модулей [21], можно получить формулу

$$\left| \frac{P_3}{P_D} \right| = 1 - \frac{4S_b x}{\lambda x_1 (2x - x_1)} + \frac{S_b^2 x}{\lambda^2 x_1^2 (x - x_1)} \quad (12.10)$$

Сопоставление этого выражения с формулой (12.9) показывает, что оно является весьма приближенным. Нетрудно видеть, что нулевой член разложения в ряд Маклорена второго интеграла соответствует по порядку величине первому (после нулевого) члену разложения первого интеграла  $P_D$ , а нулевой член разложения третьего интеграла соответствует второму члену разложения в ряд первого интеграла. Для вычисления более точной формулы следует представить первый интеграл с точностью до членов второго порядка малости, второй интеграл — с точностью до членов первого порядка, а третий интеграл — с точностью до членов нулевого порядка и после интегрирования просуммировать их алгебраически, а не по модулю.

Интегрирование выражения (12.9) для общего случая представляет весьма большие трудности, поэтому целесообразно решать задачу методом моделирования, как это было сделано для теневого метода, т. е. на основании экспериментальных данных. Нетрудно видеть, что акустический тракт для зеркально-теневого метода контроля определяется теми же четырьмя параметрами, но и для теневого. Для сокращения числа параметров в двух можно воспользоваться теми же условиями, что и для теневого метода, но вместо  $x_1/x = 1/2$  целесообразно принять  $x_1/x = 2/3$ , т. е. считать, что дефект расположен на расстоянии  $1/3$  от донной поверхности объекта контроля. Эта величина соответствует равным расстояниям между приемником, дефектом, зеркальным отраже-



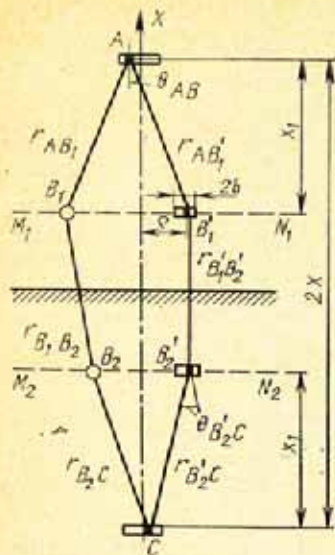


Рис. 84. Схема для расчета ослабления сигнала при контроле зеркально-теньевым методом

соответствии с этим (рис. 84) акустический тракт при контроле зеркально-теньевым методом будет подобен акустическому тракту теневого метода с одинаковыми излучающим и приемным преобразователями и двумя одинаковыми экранирующими дефектами, расположенными зеркально-симметрично относительно донной поверхности изделия в плоскостях  $M_1N_1$  и  $M_2N_2$ .

Интеграл по всей плоскости  $M_1N_1$ , так же как интеграл по плоскости  $M_2N_2$ , соответствует прямому прохождению звука от одной плоскости к другой. С учетом этого, а также с учетом симметрии расположения преобразователей и экранов относительно донной поверхности получим

$$P_2 = P_D - \frac{2P_0}{S_c} \int_{S_c} \int_{S_c} \int_{S_b} \int_{S_d} \frac{\chi(\theta_{AB_1})}{j\lambda r_{AB_1}} \times \\ \times e^{-jkr_{AB_1}} \frac{\chi(\theta_{B_1C})}{j\lambda r_{B_1C}} e^{jkr_{B_1C}} ds_A ds_B ds_C + \frac{P_0}{S_c} \times$$

ляется то, что основным параметром является ослабление амплитуды отражения от противоположной поверхности (зна) изделия [65]. Контроль по всем этим вариантам можно осуществлять с помощью обычного эхо-дефектоскопа. Отличия состоят в использовании различных типов преобразователей, схем включения и способов регистрации.

Проанализируем ослабление донного сигнала при контроле зеркально-теньевым методом с помощью прямого преобразователя по первому донному сигналу. В п. 9.2 было отмечено, что отражение от бесконечной плоскости можно рассматривать как зеркальное отражение падающих на плоскость акустических волн.

$$\times \left[ \int_{S_{b_1}} \int_{S_{b_1}} \int_{S_a} \int_{S_a} \frac{\chi(\theta_{B_1})}{j\lambda r_{AB_1}} e^{jkr_{AB_1}} ds_A \right]^2 \times \frac{\chi(\theta_{BB_2})}{j\lambda r_{BB_2}} e^{jkr_{BB_2}} ds_{B_1} ds_{B_2}. \quad (12.9)$$

Здесь  $P_D$  — донный сигнал.

Дефектоскоп регистрирует амплитуду эхо-сигнала, для вычисления которой нужно найти модуль этого выражения. Если размеры преобразователя и дефекта малы по сравнению с расстояниями  $r_{AB_1}$ ,  $r_{B_1B_2}$ ,  $r_{B_2B_2}$ , то, разлагая подынтегральные выражения в ряд Маклорена, ограничиваясь нулевым приближением и заменяя модуль алгебраической суммы суммой модулей [21], можно получить формулу

$$\left| \frac{P_2}{P_D} \right| = 1 - \frac{4S_b x}{\lambda x_1 (2x - x_1)} + \frac{S_b^2 x}{\lambda^2 x_1^2 (x - x_1)}. \quad (12.10)$$

Сопоставление этого выражения с формулой (12.9) показывает, что оно является весьма приближенным. Нетрудно видеть, что нулевой член разложения в ряд Маклорена второго интеграла соответствует по порядку величины первому (после нулевого) члену разложения первого интеграла  $P_D$ , а нулевой член разложения третьего интеграла соответствует второму члену разложения в ряд первого интеграла. Для вычисления более точной формулы следует представить первый интеграл с точностью до членов второго порядка малости, второй интеграл — с точностью до членов первого порядка, а третий интеграл — с точностью до членов нулевого порядка и после интегрирования просуммировать их алгебраически, а не по модулю.

Интегрирование выражения (12.9) для общего случая представляет весьма большие трудности, поэтому целесообразно решать задачу методом моделирования, как это было сделано для теневого метода, т. е. на основании экспериментальных данных. Нетрудно видеть, что акустический тракт для зеркально-теневого метода контроля определяется теми же четырьмя параметрами, что и для теневого. Для сокращения числа параметров в двух можно воспользоваться теми же условиями, что и для теневого метода, но вместо  $x_1/x = 1/2$  целесообразно принять  $x_1/x = 2/3$ , т. е. считать, что дефект расположен на расстоянии  $1/3$  от донной поверхности объекта контроля. Эта величина соответствует равным расстояниям между приемником, дефектом, зеркальным отображе-



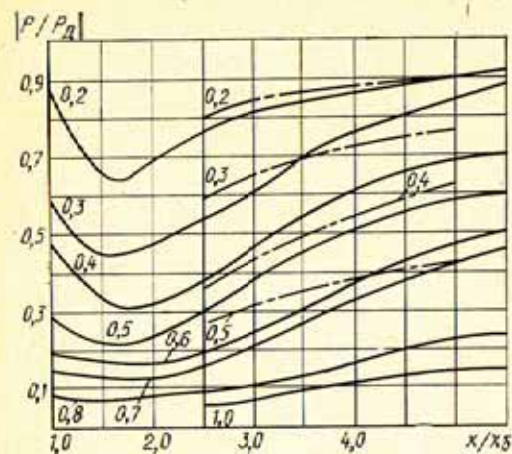


Рис. 85. АРД-диаграмма для контроля зеркально-теневым методом

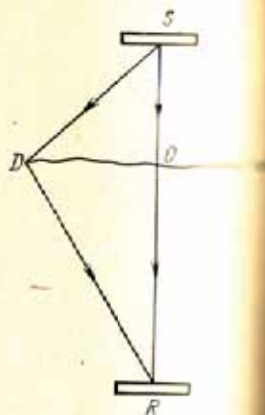


Рис. 86. К расчету чувствительности временного теневого метода

нием дефекта и излучателем. Возникают определенные трудности при расположении дефекта точно посередине объекта контроля, так как в этом случае двукратное отражение от дефекта интерферирует с прямым сигналом.

На рис. 85 показана АРД-диаграмма для зеркально-теневого метода ультразвукового контроля, снятая методом жидкостного моделирования. На этом же рисунке штрихпунктирной линией изображены результаты расчетов по формуле (12.10). Они дают удовлетворительное совпадение с экспериментальными данными при  $2b/a \leq x/\lambda_s \leq 5$  и  $b/a \leq 0,4$ . Сопоставление приведенной АРД-диаграммы с АРД-диаграммой для теневого метода показывает, что последний имеет меньшую чувствительность, т. е. дает меньшее ослабление сквозного сигнала. Можно записать приближенное соотношение  $|P_s/P_a| \approx |P_T/P_C|^2$ , причем  $|P_T/P_C|$  берут по толщине объекта  $x$  в 2 раза большей, чем  $P_s/P_C$ , поскольку при зеркально-теновом методе контроля путь удваивается.

### 12.3. Временной теновой метод

Путь ультразвуковых лучей  $SDR$ , огибающих дефект (рис. 86), больше, чем прямой путь  $SOR$ . По задерживанию прихода сквозного сигнала на приемник уда-

ет определить с помощью низкочастотных волн наличие дефектов в материалах с большим рассеянием ультразвука, например в бетоне, в горных породах и т. п. [68].

Охарактеризуем предельную точность определения времени прохождения импульса величиной  $\kappa = \Delta x/x$ , где  $x = SOR$  — толщина объекта контроля, а  $\Delta x = SDR - SOR$ . Тогда минимальная величина дефекта  $2b'_{min}$ , выявляемого временным теновым методом в наиболее неблагоприятном случае, когда дефект расположен посередине между преобразователями, определяется из равенства

$$[2\sqrt{(x/2)^2 + b'^2_{min}} - x]:x = \kappa.$$

Отсюда легко получить

$$2b'_{min} = x\sqrt{\kappa^2 + 2\kappa}. \quad (12.11)$$

Сравним это с минимальной величиной дефекта, выявляемого обычным теновым методом. Для оценки воспользуемся выражением  $\frac{P_T}{P_C} \geq 1 - \frac{4S_b}{\lambda x}$ , считая его равенством. Значение  $P_T/P_C$  примем равным  $P_{min}/P_C$  — величине, ограничивающей чувствительность теневого метода. Тогда нетрудно получить

$$2b_{min} = \sqrt{\frac{\lambda x}{\pi} \left(1 - \frac{P_{min}}{P_C}\right)}. \quad (12.12)$$

Определим область, где чувствительность временного теневого метода больше, т. е.  $2b_{min} > 2b'_{min}$ . Подставив сюда (12.12) и (12.11), получим

$$\frac{x}{\lambda} < \frac{1 - P_{min}/P_C}{\pi(\kappa^2 + 2\kappa)}. \quad (12.13)$$

В правую часть этого неравенства входят постоянные величины, ограничивающие чувствительности методов. Из (12.13) следует, что при малых толщинах и низких частотах ультразвука чувствительность временного теневого метода становится больше, чем обычного теневого метода. Чувствительность временного теневого метода существенно снижается от непостоянства скорости ультразвука в изделии.

Контроль временным методом осуществляют импульсным дефектоскопом со стробирующей системой, позволяющей точно фиксировать время прихода сквозного сигнала. Предельно малая длительность стробирующего



импульса определяется изменениями толщины объекта контроля и изменением скорости ультразвука в материале.

#### 12.4. Помехи при контроле методами прохождения

При теновом и зеркально-теновом методах контроля, где дефект обнаруживают по уменьшению амплитуды сигнала, помехой следует считать всякое возмущение, приводящее к ослаблению сквозного или донного сигнала. Поэтому высокие требования при дефектоскопии теновым и зеркально-теновым методами предъявляют к стабильности акустического контакта. При дефектоскопии эхо-методом случайное кратковременное ухудшение акустического контакта приводит к некачественному контролю некоторого объема изделия. Борьба с этим явлением можно путем повышения чувствительности в процессе поиска дефектов и повторного контроля каждой части изделия. При дефектоскопии теновым методом случайное ухудшение качества акустического контакта регистрируется как появление дефекта, а описанные выше приемы борьбы с нестабильностью контакта неэффективны.

В связи с изложенным для дефектоскопии теновым методом преобразователи контактного типа почти не применяют; контроль ведут иммерсионным или щелевым способом. Если погружение объекта контроля в иммерсионную ванну связано с техническими трудностями, используют различные приемы стабилизации акустического контакта (см. п. 8.9). Специфическим видом помех при контроле теновым методом является несоосность преобразователей. Для борьбы с этими помехами следует предусмотреть возможность юстировки преобразователей и жесткого их закрепления после юстировки.

При контроле зеркально-теновым методом могут возникнуть помехи, вызываемые изменением отражающих свойств донной поверхности. Борьба с ними чрезвычайно трудна.

Стабилизация амплитуды сквозного или донного сигнала затрудняется при контроле объектов с поверхностью сложной формы. В этом случае не всегда может помочь даже иммерсионный способ ввода ультразвуковых колебаний. Преобразователь необходимо поворачивать таким образом, чтобы направление ультразвуковых

лучей было оптимальным с точки зрения прохождения ультразвука. В противном случае произойдет отклонение лучей в сторону и частичная трансформация продольной волны в поперечную при переходе ультразвуковых волн через границу жидкость — изделие или при отражении от донной поверхности. В результате сигнал на приемнике уменьшается. Для изделий сложной формы можно применять компенсаторы, выравнивающие условия прохождения ультразвука. Например, при контроле резиновых изделий удовлетворительным компенсатором может служить вода, поскольку скорость звука в ней близка к скорости звука в резине. Для изделий из металлов и сплавов (стали, алюминия) применение жидких компенсаторов невозможно, так как нет жидкостей, в которых скорость звука равна 5000—6000 м/с. Компенсаторы из твердых материалов в виде разных форм, в которые помещают изделие, менее эффективны, чем жидкий компенсатор для резины, так как не обеспечивают стабильного плотного контакта с изделием.

Специфический вид помех при теновом методе связан с возникновением стоячих волн и других резонансных явлений в объекте контроля или в промежуточных слоях, резко изменяющих прохождение ультразвука через различные контролируемые участки, немного отличающиеся по толщине. Наиболее эффективным способом устранения помех от резонансных явлений — использование импульсного режима изучения. Длительность импульса  $\tau$  должна быть меньше времени пробега ультразвука в объекте контроля в прямом и обратном направлениях:  $\tau < 2x/c$ , где  $x$  — толщина объекта контроля. При выполнении этого условия импульсы, прошедшие непосредственно через объект и испытавшие в нем многократные отражения, приходят к приемнику в разные интервалы времени и не интерферируют между собой. Чтобы исключить возникновение резонансных явлений в промежуточных слоях, для них также необходимо выполнить подобные условия.

При контроле неоднородных материалов приходится сталкиваться с помехами, связанными с изменением поглощения и рассеяния ультразвука. Встречаются зоны с крупным зерном, что приводит к увеличению затухания ультразвука и ослаблению принимаемого сигнала, которое легко спутать с ослаблением сигнала, связанным с присутствием дефекта. При зеркально-теновом



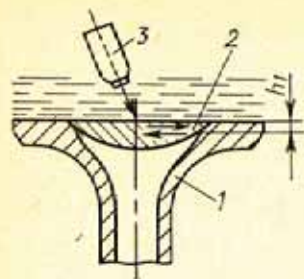


Рис. 87. Контроль сварного шва клапана поверхностными волнами

глубины щели до 0,4 длины поверхностной волны, а затем испытывает осцилляции. В пределе эта величина стремится к значению, соответствующему отражению от прямого двугранного угла.

Методика контроля поверхностными волнами имеет некоторые специфические особенности. Поверхность изделия перед контролем должна иметь низкую шероховатость ( $Ra \geq 2$  мкм). Она должна быть тщательно очищена от грязи, следов масла, которые могут быть причиной отражения поверхностных волн. Контактную смазку следует наносить на поверхность лишь в месте приложения преобразователя. Для выбора угла наклона применяют преобразователи с переменным углом, а в процессе производственного контроля удобнее применять преобразователи с постоянным углом, равным найденному оптимальному углу.

Как пример применения поверхностных волн на рис. 87 показан контроль сварного шва клапана 1 с натриевым охлаждением автомобильного двигателя. Контроль ведут иммерсионным способом. Возбуждаемая преобразователем 3 волна направляется от центра заглушки 2 к сварному шву. Частоту ультразвуковых колебаний подбирают такой, чтобы эффективная толщина слоя, в котором распространяется поверхностная волна, равнялась требуемой глубине провара, т. е.  $\lambda_s \approx h_1$ . Уменьшение глубины провара приводит к возникновению отраженного сигнала.

Для выявления подповерхностных дефектов применяют головные волны [37]. Эта волна не следует изгибам поверхности, подобно поверхностной, а распространяется прямолинейно. Амплитуда ее быстро убывает с расстоянием пропорционально  $L^{-1,7}$  для свободной стальной поверхности и  $L^{-2}$  для границы сталь—вода. Эту волну

рость поверхностных волн возрастает (для границы сталь—вода на 0,06%), а затухание увеличивается [9].

Поверхностные волны весьма чувствительны к поверхностным и подповерхностным дефектам. Контроль чаще всего выполняют эхо-методом, но можно применять и теневой метод. Амплитуда отраженной от щели, перпендикулярной поверхности изделия, волны быстро возрастает с увеличением

можно регистрировать на расстоянии 300—500 мм вдоль поверхности.

Основное отличительное свойство головных волн по сравнению с поверхностными с точки зрения практики ультразвукового контроля это нечувствительность к дефектам на поверхности изделия. На частоте 1,8 МГц головные волны не дают отражения от неровностей поверхности глубиной до 1,5 мм. В то же время они позволяют обнаруживать дефекты на глубине 2—10 мм от поверхности. Преобразователем, показанным на рис. 57,а, в точке пересечения осей излучателя и приемника на расстоянии 25 мм от преобразователя обнаруживается плоскодонный отражатель диаметром 3 мм на глубине 5—6 мм.

Отмеченное свойство определило область применения головных волн. Ими можно выявлять дефекты под валиком усиления сварного шва, под антикоррозийной наплавкой, резьбой. Главное ограничение применения головных волн заключается в общем высоком уровне помех, а также в возникновении ложных сигналов от поперечных волн, порождаемых головными. Поэтому головные волны рекомендуются применять, если толщина изделия превосходит 10 мм. В этом случае ложные сигналы поперечных волн, отраженных от противоположной поверхности, не попадают на наблюдаемый интервал линии развертки [93, докл. 4/16].

Волны в пластинах применяют для контроля листов тонких оболочек, труб. Как отмечалось в п. 2.2, существуют разные типы (моды) этих волн. Для контроля обычно применяют лишь низшие моды —  $a_0$ ,  $s_0$ ,  $a_1$  и  $s_1$ . Фазовая и групповая скорости мод изменяются в зависимости от произведения толщины пластины  $h$  на частоту  $f$ . Одновременно меняется характер движения частиц тела, причем движение частиц, расположенных на разных расстояниях от поверхности, происходят по-разному.

Волны в пластинах из мелкозернистого материала слабо затухают, и уменьшение амплитуды с расстоянием определяется в основном дифракционным расхождением по закону  $r^{-1/2}$  [9]. Затухание возрастает, если пластина граничит с иммерсионной жидкостью. Возрастание становится особенно резким, если используемая мода характеризуется большой амплитудой смещения частиц на поверхности пластины. Однако именно это условие является оптимальным с точки зрения возбужде-



ния и приема данной моды через иммерсионную среду.

В случае излучения коротких импульсов спектральные составляющие, соответствующие различным частотам, распространяются с разной скоростью, что приводит к размытию импульса. Это явление становится особенно заметным на участках дисперсионных кривых (см. рис. 10), где скорость быстро изменяется с частотой. Искривление пластины изменяет скорости волн в пластине. Однако этими изменениями можно пренебречь, если радиус кривизны значительно больше толщины пластины.

Важным для дефектоскопии свойством волн в пластинах является то, что они могут отражаться не только от дефектов, ориентированных перпендикулярно направлению их распространения, как объемные волны, но также от дефектов, ориентированных вдоль направления распространения волн. Благодаря этому волны в пластинах могут выявлять самые разнообразные дефекты: риски, трещины, расслоения, закаты и т. д.

Выявляемость дефектов по толщине пластины зависит от колебаний частиц, присущих данной моде [79]. Существуют узловые плоскости, где напряжения в данной моде равны нулю. Дефекты (особенно закаты и расслоения) в этих плоскостях будут выявляться плохо. Если подобные плоскости совпадают с поверхностью пластины, то будут плохо выявляться наиболее опасные поверхностные дефекты. Средством борьбы с этим явлением служит контроль двумя модами, узловые плоскости которых не совпадают. В переходной области, где волны в пластинах только формируются, действуют специфические закономерности, характеризующие выявляемость дефектов.

Наиболее распространенным типом искусственных дефектов, применяемых при контроле волнами в пластинах, являются риски (ГОСТ 17410—78). Обычно задают глубину риски в процентах от толщины стенки пластины. Для подобных искусственных дефектов построены кривые амплитуд отраженных сигналов, подобные АРД-диаграммам [91, докл. С-15].

Волны в пластинах применяют в основном в иммерсионных установках для контроля листов и труб. Контроль обычно выполняют эхо-методом. Для уменьшения затухания волн и увеличения длины зоны, в пределах

которой обеспечивается выявление дефектов, листы контролируют обычно с помощью локальных иммерсионных ванн. Например, лист располагают вертикально, а нижний край его помещают в ванну, где возбуждают и принимают ультразвуковые волны.

### 13.3. Требования к поверхности изделия

От качества поверхности изделия зависит стабильность акустического контакта, что имеет большое значение для обеспечения надежности поиска дефектов и еще большее — для их измерения. Неровности поверхности, не превышающие 0,1 длины волны в жидкости  $\lambda_{ж}$ , не влияют на качество акустического контакта при контроле как контактным, так и иммерсионным способами. Малая шероховатость поверхности является даже отрицательным фактором при контроле контактным способом, так как слой жидкости будет стираться перемещающимся преобразователем, который приходится приподнимать над поверхностью изделия с помощью механических устройств, т. е. использовать щелевой способ контроля.

Щелевой способ особенно эффективен для стабилизации акустического контакта при автоматическом перемещении преобразователя по относительно ровной поверхности. Вопрос выбора величины зазора между преобразователем и изделием при контроле щелевым способом можно рассмотреть на основании результатов, показанных на рис. 27. При использовании преобразователя с твердым протектором или совсем без протектора, наблюдают большие осцилляции чувствительности. Кроме того, происходит расширение импульсов, т. е. увеличение мертвой зоны и ухудшение лучевой разрешающей способности. Например, возрастание относительно толщины контактного слоя  $h/\lambda_{ж}$  до 2,5 увеличивает мертвую зону от 5—7 до 15—20 мм на частоте 4 МГц. Применение звукопоглощающего протектора сокращает мертвую зону до 10—15 мм, повышает разрешающую способность и стабилизирует акустический контакт.

Регулярные неровности поверхности, например риски, глубиной более 0,1 длины волны, возникающие в результате механической обработки, играют роль, подобную полосам дифракционной решетки в оптике. Они вызывают появление интенсивных боковых лепестков



(помимо лепестков диаграммы направленности преобразователя) и одновременно уменьшают амплитуду в основном направлении прозвучивания. В результате уменьшается чувствительность и возникает возможность неправильного определения координат отражателя. Особенно заметны эти явления [55], если длина волны в жидкости совпадает с периодом шероховатостей, что следует учитывать при выборе частоты.

Грубые нерегулярные неровности поверхности изменяют направление ультразвуковых лучей, создают эффекты фокусировки и расфокусировки, вызывают диффузное рассеяние. Все это очень мешает контролю. Проникновению звука в изделие мешает также ржавчина, отслаивающаяся окалина, некоторые виды красок (окалина, крепко сцепленная с поверхностью, не мешает контролю). В этих случаях необходима зачистка поверхности наждачным кругом, пескоструйной или дробеструйной обработкой. Лучше применять зачистку торпидной, а не цилиндрической поверхностью наждачного круга, это позволяет избежать выемок и канавок на поверхности изделия.

Требования к шероховатости поверхности в некоторой мере зависят от свойств контактной жидкости. При контроле контактным способом контактная жидкость должна обладать смачивающими свойствами и не вызывать коррозии. Этим требованиям удовлетворяют машинные масла, целлюлоза, некоторые растворы на основе крахмала. При контроле по вертикальной или наклонной поверхности следует выбирать нетекучую жидкость типа вазелина, тавота. Для контроля изделий с грубой поверхностью некоторое улучшение акустического контакта дает применение глицерина, обладающего повышенным акустическим импедансом.

При контроле иммерсионным и щелевым способами в качестве контактной жидкости применяют воду ввиду дешевизны и доступности. Для устранения пузырьков воздуха рекомендуют отстаивать воду в течении 1—2 ч. Для предотвращения коррозии в воду добавляют ингибиторы.

#### 13.4. Настройка чувствительности

Чувствительность дефектоскопа в процессе контроля изделий обычно выбирают ниже максимально возмож-

ного значения. В технической документации на контроль указан уровень контрольной чувствительности путем задания некоторого минимального искусственного отражателя, выполняемого в образце, близком по качеству поверхности и акустическим свойствам материала и контролируемому изделию.

Чувствительность обычно настраивают по искусственному дефекту, расположенному на максимальном расстоянии от преобразователя. Для выравнивания чувствительности по глубине применяют систему ВРЧ. Если ее нет, то рекомендуют проводить линии на экране, соответствующие убыванию чувствительности с глубиной. Этот способ, однако, неприемлем для дефектоскопов с большой внутренней (нерегулируемой) или введенной при настройке чувствительности отсечкой, так как их экран имеет очень узкий динамический диапазон по амплитуде сигнала. Например, наблюдается возрастание импульса на экране от нуля до полной высоты экрана при изменении сигнала на входе на 6—10 дБ вместо 20—30 дБ. В этом случае изделия большой толщины приходится контролировать послойно, постоянно увеличивая чувствительность при переходе к контролю более глубоких слоев.

В процессе поиска дефектов чувствительность увеличивают в 1,5—2 раза по сравнению с контрольной. Это повышает надежность контроля и дает возможность увеличить шаг сканирования, т. е. производительность контроля. При обнаружении сигнала от дефекта чувствительность возвращают к контрольному уровню и определяют, подлежит или нет фиксации обнаруженный дефект.

Настроенную чувствительность при контроле эхо-методом можно зафиксировать с помощью стандартного образца № 1 (см. рис. 74, а), отмечая глубину (номер) бокового отверстия в эталоне, выявляемого при заданной настройке чувствительности. Такой способ фиксации чувствительности гораздо надежнее, чем запись положения ручек на экране прибора, которая требует корректировки при изменении питающего напряжения, смене преобразователя и т. д.

При контроле теневым методом, выполняемом, как правило, с помощью автоматических установок иммерсионным способом, в качестве искусственных дефектов применяют экраны из непрозрачного для ультразвука материала (например, пенопласта), которые укрепляют



на поверхности изделия. Широко применяют расчетные способы оценки чувствительности по ослаблению сквозного сигнала.

Необходимым условием надежности автоматического контроля является многократная проверка выявляемости заданного искусственного дефекта при случайных изменениях условий сканирования. Например, при дефектоскопии труб (основным типом искусственного дефекта здесь служат риски на внутренней и наружной поверхности трубы) ГОСТ 17410—78 предусматривает пятикратное пропускание испытательного образца с поворотом его на 30—60° перед каждым пропусканием.

### 13.5. Измерение размеров дефектов

Размеры дефектов определяют ультразвуковыми методами весьма приближенно, так как они обычно соизмеримы с длиной волны ультразвука. В результате возникают дифракционные явления, мешающие распознать величину и очертания дефекта. Результаты с ошибками в 1,5—2 раза в оценке величины небольших реальных дефектов часто считают вполне удовлетворительными, соответствующими возможностям метода.

Существует мнение, что радикальным способом повышения точности определения формы и размера дефектов является их визуальное изображение. Разработан ряд таких способов, основанных на использовании эхо-метода с развертками типа В и С (см. п. 8.5), теневого метода с визуальным представлением всего поля прошедшей волны [59, 63] и акустической голографии [37, 86] в теневом и эхо-вариантах. Однако разрешающая способность всех этих способов ограничивается сравнительно большой длиной волны ультразвука.

В оптике разрешающую способность определяют минимальным расстоянием  $d$  между линиями, при котором их фиксируют раздельно. Если расстояние  $x$  от линий до преобразователя очень мало, то линии будут четко наблюдаться. На расстоянии  $x = \frac{d^2}{4\lambda}$  (зона Френеля) сигналы от линий сольются в центре. Найдено [63] эмпирическое соотношение для минимальных расстояний  $x$  и  $d_{ж}$ , на которых две тонкие металлические проволоочки в жидкости, имитирующие линии в оптике, можно наблюдать раздельно:  $d_{ж} = \sqrt{20x\lambda_{ж}}$ , где  $\lambda_{ж}$  — длина

волны в жидкости. При переходе к твердому телу длина волны изменится на  $\lambda_{т}$ .

Оценим численно величину разрешающей способности для типичных условий. На частоте 10 МГц прозвучивают стальной объект толщиной  $x_B = 30$  мм, погруженный в воду. Во избежание влияния многократных отражений путь в воде примем равным  $\frac{c_{ж}}{c_{т}} x_B = 0,25x_B$ . В результате получим, что если две проволоочки находятся вблизи поверхности твердого тела, обращенной в сторону приемного преобразователя (наиболее благоприятное условие), то  $d = 9,5$  мм. Таким образом, разрешающая способность акустических способов визуализации изображения оказывается весьма ограниченной.

При использовании обычного эхо-метода контроля применяют два основных способа приближенной оценки размеров дефектов ультразвуком. Первый связан с измерением максимальной амплитуды эхо-сигнала от дефекта, а второй — с определением положения крайних точек дефекта. При измерении дефектов первым способом ставят задачу найти искусственный дефект (типа плоскодонного отверстия), залегающий на той же глубине, что и естественный, и дающий эхо-сигнал такой же амплитуды. Для достижения удовлетворительной точности измерений образец с искусственным дефектом должен быть изготовлен из того же материала, что и изделие (иметь такое же акустическое сопротивление и затухание). Параметры шероховатости поверхности изделия и образца должны быть не ниже  $Rz = 20$  мкм.

Найденную таким образом величину площади плоскодонного отверстия называют эквивалентной площадью дефекта  $S_a$ . В поковках и прокате, где естественные дефекты залегают в той же плоскости, что и дно плоскодонного отверстия, между эквивалентной  $S_a$  и реальной  $S_p$  площадью дефектов найдены приближенные эмпирические соотношения. Величину  $S_a/S_p$  называют коэффициентом выявляемости. Этот коэффициент зависит от особенностей контролируемого материала, толщины и технологии изготовления изделия. Например, в прокате жаропрочной стали при толщине до 30 мм  $S_a/S_p = 0,15$ ; при толщине более 30 мм  $S_a/S_p = 0,25$ ; в поковках толщиной 50—100 мм  $S_a/S_p = 0,4$ . Разброс истинных значений коэффициента выявляемости относительно указанных средних значений достигает 50—70%.



Необходимость изготовления набора образцов с искусственными дефектами отпадает при использовании АРД-диаграмм. Это особенно существенно при контроле изделий большой толщины, для которых набор образцов становится очень громоздким. Удобно использовать не безразмерную (см. рис. 58) АРД-диаграмму, а размерные диаграммы, рассчитанные для данного преобразователя. АРД-диаграмму перед началом контроля помещают в планшет с вращающейся горизонтальной сеткой линии [65], что позволяет учесть затухание ультразвука в изделии.

При втором способе измерения размеров дефектов ищут положения преобразователя, связанные с положением крайних точек дефекта, и измеряют их координаты. Эти размеры дефекта называют условными. Условную длину и ширину дефекта определяют по перемещению преобразователя по поверхности. Условную высоту измеряют по перемещению эхо-сигнала по линии развертки в процессе перемещения преобразователя.

Амплитуда эхо-сигнала при перемещении преобразователя вблизи края дефекта меняется по-разному в зависимости от формы и величины дефекта, причем часто это изменение происходит немонотонно, поэтому трудно определить местоположение преобразователя над краем дефекта невозможно. Ввиду этого задачу можно поставить так: перемещая преобразователь по поверхности изделия, наблюдая за амплитудой эхо-сигнала и руководствуясь определенными критериями, определить расстояние между некоторыми крайними положениями преобразователя на поверхности. Это расстояние и называют условным размером дефекта. Далее необходимо найти связь между условными и истинными размерами дефектов.

В зарубежных руководствах рекомендуют считать крайними те положения преобразователя, где амплитуда эхо-сигнала уменьшается в определенное число раз от максимума  $V'$  (например, до 0,7 или 0,5 $V'$ ). Будем называть этот критерий определения крайних положений преобразователя критерием относительного уменьшения амплитуды. Другой критерий определения крайних положений преобразователя основан на уменьшении абсолютного значения амплитуды эхо-сигнала ниже некоторого заданного уровня. В качестве такого уровня принимают амплитуду  $A_k$  сигнала от искусственного

дефекта, по которому настраивают чувствительность, или определенную часть этой амплитуды (0,5 или 0,7 $A_k$ ).

На рис. 88 показаны результаты измерения условных размеров плоских и цилиндрических дефектов при условиях, аналогичных приведенным на рис. 70. Кривая  $L=d$  соответствует идеальному измерению, когда условная протяженность дефекта равна его истинному размеру. Кривые  $L_{1ц}$  и  $L_{2ц}$  получены при измерении условной протяженности цилиндрического

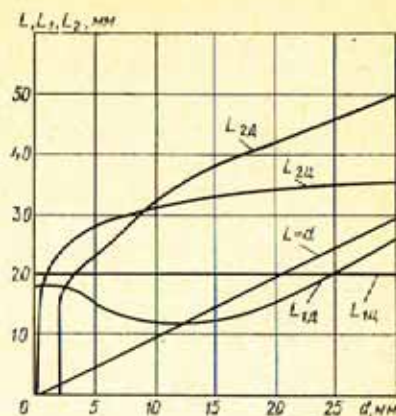


Рис. 88. Сопоставление условных и истинных размеров дефектов

дефекта, первым и вторым способами соответственно. Анализ результатов показывает, что эти кривые не дают никакой новой информации. Увеличение условного размера на кривой  $L_{2ц}$  объясняется лишь возрастанием амплитуды отраженного сигнала. В результате этого фактически измеряют ширину диаграммы направленности излучения — приема преобразователя на все более низком уровне от максимума по мере увеличения диаметра дефекта. Таким образом, кривая характеризует особенности поля преобразователя, а не дефекта.

Кривые  $L_{1д}$  и  $L_{2д}$  соответствуют измерению условной протяженности дискообразного дефекта. Особенности кривой  $L_{1д}$  соответствуют описанию п. 9.11. Информацию, пригодную для оценки в практических условиях, дает лишь линейно возрастающий участок в конце кривой. Кривая  $L_{2д}$  сочетает в себе возрастание условной протяженности в результате увеличения амплитуды эхо-сигнала, как в кривой  $L_{1д}$ , и в результате появления плато на кривых рис. 70. Важно отметить монотонное возрастание условной протяженности по кривой  $L_{2д}$ . Это дает возможность достаточно точно отличать точечные и протяженные дефекты. Дефект считаем точечным, если его условная протяженность, измеренная абсолютным способом, равна или меньше условной протяженно-



сти плоскодонного отражателя, эквивалентного ему по максимальной амплитуде эхо-сигнала. Оценки выполняются по номограммам, построенным для дефектов малого размера с помощью кривых диаграммы направленности преобразователя (см. рис. 36).

Измерение размеров дефектов при контроле наклонным преобразователем имеет некоторые особенности. Плоскость дефектов обычно ориентирована случайным образом по отношению к направлению акустической волны, а не перпендикулярна ей, как при контроле поковок и проката прямым преобразователем. Ввиду этого коэффициент выявляемости для наклонных преобразователей может изменяться в очень широких пределах.

Для повышения точности измерения размеров по амплитуде сигнала в некоторых руководствах рекомендуется, поворачивая преобразователь или применяя преобразователи с разными углами наклона, найти максимальное отражение от дефекта, а затем его эквивалентный размер. Однако эта операция очень трудоемка. Особенно трудно отыскать оптимальный угол ввода. Так как чувствительность меняется при изменении угла падения, необходимо каждый раз после смены угла ее подстраивать. Для дефектов, расположенных вертикально, найти оптимальный угол наклона при контроле по совмещенной схеме (т. е. одним преобразователем) вообще невозможно. Здесь следует применить эхо-зеркальный метод контроля (см. рис. 3,а). Повысить надежность обнаружения и точность измерения эквивалентной площади произвольно ориентированных небольших дефектов можно путем снижения частоты ультразвуковых колебаний (см. п. 9.9).

Условную протяженность дефекта наклонным преобразователем обычно измеряют путем перемещения преобразователя перпендикулярно плоскости падения лучей (при контроле сварных швов — вдоль шва), а условную ширину — путем перемещения преобразователя в плоскости падения лучей (т. е. при контроле сварных швов — перпендикулярно шву). Условную высоту дефекта также измеряют при перемещении преобразователя в плоскости падения, но при этом по перемещению эхо-сигнала на экране дефектоскопа оценивают разность координат крайних точек дефекта по их расстоянию от поверхности.

Применение очень коротких импульсов открывает новые возможности измерения величин дефектов. Одна

из них состоит в измерении периметра сечения дефекта по времени пробега вокруг него головной волны. Как отмечалось в п. 9.5, при отражении от округлого дефекта наблюдаются ряд сигналов, соответствующих волне, оббежавшей вокруг дефекта, интервал между которыми позволяет оценить длину огибающей. Другой способ состоит в регистрации краевых волн (см. п. 9.10). Он во многом сходен с измерением условных размеров дефектов [93, докл. 3В4].

При контроле теневым и особенно зеркально-теневым способами по ослаблению амплитуды сквозного или донного сигнала трудно оценить площадь дефекта, так как неизвестно его расположение по толщине изделия. Такой способ дает удовлетворительные результаты, если толщина изделия не превосходит длину ближней зоны преобразователей (см. рис. 81 и 85). Поэтому при контроле теневым и зеркально-теневым методами размеры дефектов, оценивают в основном по условной протяженности, определяемой как область ослабления сквозного или донного сигнала ниже заданного уровня.

### 13.6. Оценка характера дефекта

Очень важное значение для определения влияния дефекта на прочностные и эксплуатационные свойства изделия имеют форма и характер дефекта. С точки зрения надежности изделия особенно опасными являются плоские дефекты с малым раскрытием (трещины, тонкие непровары). Округлые дефекты (шлаки, поры) часто считают допустимыми, если их размеры не превосходят определенной величины. Дефекты, вытянутые в некотором направлении (цепочки пор; волосовидные поры; непровары с большим раскрытием, заполненные шлаком) занимают промежуточное положение с точки зрения влияния на эксплуатационные свойства.

Способы визуального представления дефектов, как уже отмечалось, не могут обеспечить изображение формы дефектов, размеры которых превосходят длину волны ультразвука всего в несколько раз (именно такое соотношение характерно для ультразвуковой дефектоскопии). Более перспективным в отношении определения формы дефекта является эхо, а не теневой метод.

Волну, отраженную от дефекта, можно разложить в интеграл Фурье по волновому вектору  $k$ . Это означает, что зная спектральный состав волн, отраженным по всем



направлениям от дефекта, можно построить точное изображение дефекта. Для достаточно полного представления (индикатрисы рассеяния) и изучение спектрального отраженного сигнала в диапазоне  $f_{\max}/f_{\min}=3...5$  при изменении углов отражения от дефектов в пределах  $90-120^\circ$ .

Практическая реализация этого направления изучения формы дефекта идет пока по двум путям: изучение зависимости амплитуды сигнала от направления рассеяния (индикатрисы рассеяния) и изучение спектрального состава сигнала. Первое направление прорабатывается более широко, так как не требует создания специальной широкополосной аппаратуры. Существует несколько способов обработки информации, использующих особенности индикатрисы рассеяния для плоских и округлых дефектов [84]. Эти способы применяют в основном при контроле наклонными преобразователями.

1. Измерение огибающей последовательности амплитуд эхо-сигналов при повороте наклонного преобразователя. Максимальный сигнал наблюдают при направлении луча перпендикулярно поверхности дефекта. Уменьшение сигнала в 2—4 раза при повороте преобразователя на угол  $10-15^\circ$  свидетельствует о плоскостном характере дефекта. Если амплитуда уменьшается медленнее, дефект имеет объемный характер.

2. Измерение отношения условных ширины  $\Delta L_2$  и высоты  $\Delta H$  дефекта. Сравнивают отношение условных размеров  $\Delta L_2/\Delta H$  для искусственного дефекта типа цилиндрического отражателя  $\mu_1$  и естественного дефекта  $\mu_2$ . Если естественный дефект имеет округлую форму, то  $\mu_1 \approx \mu_2$ ; в случае плоского дефекта, ориентированного горизонтально,  $\mu_1 < \mu_2$ ; в случае плоского вертикально ориентированного —  $\mu_1 > \mu_2$ .

3. Измерение коэффициента формы применяют при контроле сварных швов. Коэффициент формы определяют как отношение максимальных амплитуд сигналов полученных при прямом отражении ультразвука от дефекта  $A$  и эхо-зеркальным методом (рис. 3, а)  $B$ . Для округлого дефекта (поры, шлаки) коэффициент формы  $A/B$  больше единицы. Плоские дефекты (трещины, несправы) с углом отклонения от вертикали не больше  $20^\circ$  имеют коэффициент формы  $A/B$  меньше единицы. Эффективность использования коэффициента формы для оценки характера дефектов подтверждена исследованием

очень большого количества реальных дефектов сварных соединений толщиной 40 мм и более.

Использование спектрального метода для определения формы дефектов требует применения специальной аппаратуры, способной измерять амплитуды эхо-сигналов при изменении частоты колебаний в 3—5 раз. Одна из возможных схем такой аппаратуры показана на рис. 89. Частота импульсов, генерируемых эхо-дефектоскопом 3, модулируется блоком 1. В результате частота некоторого излучаемого импульса отличается на величину  $\Delta f$  от частоты предыдущей посылки. Величина  $\Delta f$  невелика, благодаря чему измерение частоты является практически непрерывным. Для излучения и приема ультразвуковых импульсов в широком спектре частот применяют широкополосный преобразователь 2 с переменной толщиной пьезопластины, описанной в п. 5.3. Эхо-сигналы от дефектов стробируют по времени прихода и подают на спектральный анализатор 4. Линия развертки этого прибора соответствует изменению частоты.

Каждый эхо-сигнал автоматически занимает соответствующий его спектру частот интервал на линии развертки. Спектральный анализатор имеет электронно-лучевую трубку с послесвечением, благодаря этому весь спектр эхо-сигналов можно наблюдать одновременно.

Особенности спектров эхо-сигналов для отражателей различного типа можно проследить по формулам п. 9.9 [12]. Если за опорное значение принять амплитуду донного сигнала в дальней зоне, то амплитуда эхо-сигнала от округлых дефектов (сферы, цилиндра) будет оставаться постоянной при изменении частоты или слабо уменьшаться. Амплитуда эхо-сигнала от плоских дефектов (диска, полосы), расположенных перпендикулярно акустической оси, возрастает с увеличением частоты. Особенно характерным является спектр отражения от плоских дефектов, ориентированных под углом  $\varphi$  к оси преобразователя (см. рис. 69). Как следует из формулы (9.31), при изменении частоты колебаний будет изменяться аргумент функции  $\Phi'$ , характеризующий направ-

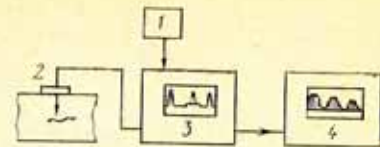


Рис. 89. Структурная схема ультразвукового спектрографа



ленность отражения от дефекта, в результате чего амплитуда эхо-сигнала будет осциллировать (см. рис. 89).

Таким образом, появляется возможность довольно четко определить форму дефекта по спектру эхо-сигнала. Однако возможны ошибки, связанные с тем, что дефекты могут иметь как плоские, так и округлые участки. Для наиболее точного распознавания образа дефекта следует совместить спектральный метод и метод индикатрисс рассеяния, т. е. получать спектры сигналов от дефекта, рассматривая его под различными ракурсами. Этот способ является реализацией разложения эхо-сигнала по волновому вектору  $k$ . Обработка такой обширной информации о дефекте возможна с использованием ЭВМ.

Оценки [93], выполненные на реальных дефектах и их моделях, показывают, что при изменении ракурса озвучивания на  $\pm 15^\circ$  и трехкратной модуляции частоты достоверность определения характера дефектов (с точки зрения отнесения их к классу объемных или плоских) достигает 85—95%. При этом информацию обрабатывает ЭВМ путем сравнения со спектрами сигналов дефектов, по которым проводилось обучение.

### 13.7. Оценка качества изделия

Требования к качеству изделий устанавливаются техническими условиями, в которых указана величина и характер недопустимых дефектов. Однако интерпретация этих требований в виде величин, доступных измерению при ультразвуковом контроле, представляет трудности из-за ограниченных возможностей по оценке величины и характера дефекта. В руководствах по ультразвуковому контролю в соответствии с ГОСТ 20415—75 указаны предельные значения не реальных дефектов, а их характеристик, измеряемых ультразвуком: коэффициента формы, эквивалентных и условных размеров и др. Предельные значения иногда назначают на основании инженерных оценок, но наиболее правильно устанавливать их с применением методов теории оптимальных решений (математической теории игр) [11, 70].

На рис. 90 показана характерная кривая  $f(x)$  распределения количества дефектов по параметру  $x$ , характеризующему их величину. Техническими условиями установлено допустимое значение параметра  $x_0$ . Однако

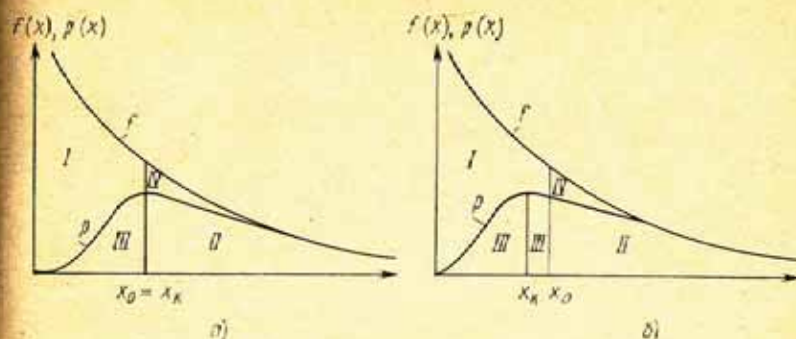


Рис. 90. Вероятность правильной оценки качества изделий

измерение  $x$  с помощью ультразвука выполняют с определенной погрешностью  $\varphi(\Delta x)$ , связанной с систематическими и случайными погрешностями. Поскольку допустимыми считают все дефекты, параметр  $x$  которых меньше заданного значения  $x_0$ , следует пользоваться

интегральной кривой распределения ошибок  $\int_0^{x_0} \varphi(\Delta x) d\Delta x$ .

В целом функцию распределения  $p(x)$  дефектов на основании результатов контроля задают выражением

$$f(x) \int_0^{x_0} \varphi(\Delta x) d\Delta x.$$

Сопоставление этого распределения с точной оценкой качества по параметру  $x$  ( $x$  больше или меньше  $x_0$ ) позволяет выделить на рис. 90, а четыре области: I — правильное отнесение изделия к годным, II — правильное отнесение изделия к негодным (бракованным), III — ошибочное забракование (перебраковка), IV — пропуск дефектного изделия (недобраковка). Центр функции распределения погрешности контроля  $x_k$  может отличаться от  $x_0$  (рис. 90, б), при этом происходит изменение площади выделенных областей. Оптимальное значение  $x_k$  обычно определяют на основании одного из двух критериев: минимизации среднего риска, который равен сумме вероятностей перебраковки и недобраковки с соответствующими стоимостными коэффициентами [29] или достижения заданной минимальной недобраковки. Второй критерий применяют, когда недопустимый дефект может привести к катастрофическим последствиям, т. е.



стоимость недобраковки значительно больше, чем перебраковки.

Для повышения точности оценки качества полезно введение двух граничных значений [70]. Первое, более жесткое, определяет величину  $x_k$ , начиная с которой дефекты фиксируются, второе —  $x_k'$  — максимально допустимую величину  $x$ . Изделия с  $x > x_k$  проверяют более тщательно, для них полезно ввести измерения других величин (например, помимо эквивалентного размера измерять условные размеры и количество дефектов). Для этих величин также устанавливают допустимые значения. Трудности реализации описанной системы заключаются в необходимости разрезки большого количества изделий для получения необходимых статистических данных.

Оценивая возможности ультразвуковой дефектоскопии в целом, можно сказать, что при правильном выборе методики контроля, тщательном проведении проверки и установлении обоснованных критериев забраковки доля изделий, правильно отнесенных к годным или бракованным, обычно составляет не менее 90—95%.

## Глава 14

### КОНТРОЛЬ РАЗМЕРОВ И ШЕРОХОВАТОСТИ ПОВЕРХНОСТИ ИЗДЕЛИЙ

Основное назначение акустических приборов для измерения геометрических размеров — измерение толщины изделий. Для этой цели используют эхо, локальный резонансный методы контроля и (в редких случаях, при двустороннем доступе) теневой метод. Поскольку резонансные толщиномеры в настоящее время применяют редко, ниже основное внимание уделено импульсным приборам, работающим на основе эхо-метода. Рассмотрены лишь принципиальные вопросы измерения толщины с учетом недавно вышедших книг [41, 48].

По назначению толщиномеры делят на приборы группы А для ручного контроля изделий с малой шероховатостью и параллельными поверхностями, приборы группы Б для ручного контроля изделий с грубыми непараллельными поверхностями, приборы группы В для автоматического контроля толщины изделий при поточном

производстве. Основные требования к приборам групп А и В — высокая точность измерения и возможно меньшее значение минимальной измеряемой толщины. Приборы группы Б, кроме того, должны обладать высокой чувствительностью, чтобы фиксировать рассеянное отражение от противоположной поверхности изделия.

К приборам группы А относятся контактные резонансные толщиномеры, контактные импульсные толщиномеры, действие которых основано на измерении времени прихода первого донного сигнала, и контактные импульсные толщиномеры, использующие явление многократного отражения ультразвукового импульса между поверхностями. Последний вариант измерения обладает высокой точностью, поскольку он позволяет суммировать и усреднять информацию о большом числе отражений ультразвука в изделии. Существует ряд способов реализации этого варианта. Чаще всего время прохождения  $n$ -кратного импульса через изделие измеряется автоматически по числу получаемых эхо-сигналов, после чего результат делится на  $n$  и представляется на стрелочном или цифровом индикаторе в виде толщины изделия (мм). При другом способе частота повторения импульсов многократных отражений измеряется путем сравнения с частотой колебательного контура также с переводом в миллиметры. Важным достоинством обоих способов является то, что, используя для измерения интервал между первым и  $n$ -м эхо-сигналами, можно исключить время прохождения ультразвука в слое контактной жидкости.

К этому варианту можно также отнести способ синхрокольца, в котором прошедший через изделие сигнал после усиления запускает генератор для повторной посылки зондирующего импульса. Измеряемая толщина будет обратно пропорциональна частоте запуска генератора. В этом случае не используется многократное отражение импульса в изделии, однако информация о толщине изделия дается также на основе обработки данных о многократном прохождении в нем ультразвука. Толщина слоя контактной жидкости не исключается, она входит в результат измерения.

Несмотря на отмеченные преимущества способа многократных прохождений ультразвукового импульса через изделие, этот способ не получил широкого применения в связи с высокими требованиями к шерохова-



тости и плоскопараллельности поверхностей. Большинство современных импульсных толщиномеров группы А измеряют время однократного прохождения зондирующего импульса до донной поверхности и обратно. Успехи импульсной техники, в первую очередь применение аperiodических преобразователей, позволили в этом случае при работе по совмещенной схеме добиться измерения времени пробега в наносекундном диапазоне. Например, ультразвуковой толщиномер УТ-31МЦ обеспечивает измерение толщины в пределах 0,5—300 мм. Погрешность измерения в первом диапазоне (0,5—1 мм) не более 5% измеряемой величины, а в остальных диапазонах — около 2,5%. Прибор имеет четырехзначную цифровую шкалу. Прибор типа Калипер 202 фирмы «Крауткремер» (ФРГ) обеспечивает измерение толщины в диапазоне 1—100 мм с погрешностью  $\pm(0,01 \div 0,1)$  мм.

Приборы группы Б основываются исключительно на измерении времени прихода первого донного сигнала. Для сокращения мертвой зоны в них обычно применяют раздельно-совмещенные преобразователи. Например, прибор УТ-91П («Кварц-15») измеряет толщину в пределах 1,2—200 мм, погрешность не превосходит  $\pm 0,2$  мм в диапазоне 1,2—10 мм, а в диапазоне больших толщин ( $h$ ) — не более  $\pm(0,01h + 0,1)$  мм. Он имеет цифровой индикатор, взрывобезопасное исполнение. Прибор D-метр [фирма «Крауткремер» (ФРГ)] измеряет толщину в диапазоне 1,2—300 мм с погрешностью 0,1 мм. Индикатор прибора цифровой, трехзначный. Все современные импульсные приборы группы А и Б имеют автономное питание, небольшие размеры и массу не более 2 кг. Обычно импульсные приборы позволяют измерять толщину стенок труб диаметром не менее 20—40 мм (для приборов разного типа), в том числе изогнутые участки труб.

Погрешности измерений с помощью импульсных толщиномеров вызывают следующие основные причины (см. гл. II):

измерение толщины слоя контактного смазочного материала (для контактных приборов), влияющее на интервал времени между зондирующим и донным сигналами; эта погрешность, как уже отмечалось, исключается при измерении интервала времени между двумя или более донными сигналами;

изменение уровня первого донного сигнала, что мо-

жет привести к потере первого периода колебаний; для исключения этой погрешности необходимо, чтобы максимальная амплитуда импульса, по которой выполняется измерение, была постоянной величиной;

изменение крутизны переднего фронта эхо-импульса, возникающее в связи с повышенным затуханием высокочастотных составляющих в спектре импульса, образующих его передний фронт; для частичного устранения этой погрешности измерение ведут на определенном уровне (0,2—0,5 максимального значения амплитуды), выбирают оптимальные параметры генератора для повышения крутизны фронта [96];

погрешность индикаторного устройства (стрелочного или цифрового), определяемая классом его точности;

ошибка настройки толщиномера вызывает систематическую погрешность, которую можно исключить путем многократной проверки правильности настройки;

изменение скорости звука в пределах контролируемого изделия, которое в некоторых материалах (например, некоторых чугунах) может достигать 5%;

изменение температуры, приводящее к изменению толщины изделия и скорости звука в нем, а также в акустической задержке (призме) преобразователя, если таковая имеется.

Первые три из перечисленных факторов вызывают повышенную погрешность измерения малых толщин, а остальные обуславливают общую погрешность измерения.

В качестве приборов группы В для автоматического измерения толщины используют иммерсионные резонансные толщиномеры, иммерсионные импульсные толщиномеры и бесконтактные импульсные приборы. Особенность иммерсионного режима работы заключается в том, что запуск узла, измеряющего время пробега импульса, производится не зондирующим импульсом, а начальным сигналом, отраженным от границы жидкость — изделие. В противном случае будет возникать значительная погрешность измерения, связанная с изменением толщины столба жидкости.

Бесконтактные толщиномеры группы В работают либо с помощью электромагнитно-акустических (ЭМА) преобразователей (см. п. 6.4), либо на основе передачи ультразвуковых волн через воздух (см. п. 6.1). Невысокая чувствительность упомянутых способов не является



помехой, поскольку донный сигнал или сквозной сигнал, прошедший через изделие, имеет большую амплитуду. Примером ультразвукового ЭМА-толщиномера может служить прибор УТ-80Б для контроля труб диаметром 30—150 мм с толщиной стенки 3—15 мм. Он имеет четыре ЭМА-датчика, обеспечивающих контроль толщины стенки трубы по четырем образующим. Контроль полностью автоматизирован, имеется звуковая и световая сигнализация, а также выход на исполнительный механизм отбраковки в случае, если толщина стенок труб не укладывается в заданный допуск. Бесконтактность и отсутствие необходимости вращения трубы позволили достичь производительности 3 м/с. Погрешность прибора 2%, масса 450 кг.

Для измерения других (кроме толщины) размеров изделий ультразвук применяется в настоящее время довольно редко, так как здесь более удобными оказываются другие средства измерения, например оптические. Применение ультразвука для измерения диаметров труб оказалось рациональным в комплексных установках для ультразвукового контроля труб, включающих также дефектоскоп и толщиномер [92, докл. ЗН15].

Измерение длины с помощью ультразвука оказалось рациональным выполнять для непрерывного контроля износа резца в процессе механообработки. Такие измерения нужны при автоматической обточке изделий. Преобразователь приклеивают на плоский торец резца, и расстояние до режущей кромки контролируется по времени прихода ультразвукового импульса. Лучшие результаты дает применение поперечных волн, так как в этом случае затруднена трансформация волн и не возникают импульсы-спутники, изображенные на рис. 12.

Оценка качества поверхности изделий с помощью ультразвука может осуществляться на основе использования различных эффектов:

затухание волн Релея; затухание будет тем больше, чем больше шероховатость и чем острее гребни и впадины неровностей, остающихся после механообработки;

изменение акустического импеданса пьезообразователя, нагруженного на изделие; увеличение высоты неровностей приводит к повышению толщины слоя жидкости между искателем и изделием, а это изменяет входной импеданс поверхности изделия; измерение шероховатости может производиться по смещению ре-

нансной частоты пьезообразователя, которая зависит от импеданса;

отражение от поверхности ультразвуковых волн, падающих из жидкой или газообразной среды; если неровности поверхности носят нерегулярный характер, то наблюдается рассеянное отражение; при регулярном характере неровностей, шаг которых соизмерим с длиной волны, происходит дифракция ультразвуковых волн; в обоих случаях происходит уменьшение амплитуды сигнала, соответствующего геометрическому отражению лучей, что удобно использовать для измерения степени шероховатости поверхности; при импульсном характере излучения отражение от шероховатой поверхности вызывает изменение спектра частот и длительности импульса, это также может быть использовано для оценки шероховатости.

Ультразвуковые приборы для измерения шероховатости поверхности пока не выпускают. Наиболее перспективным путем создания таких приборов представляется использование эффекта уменьшения коэффициента отражения [92, докл. ЗН11]. Для исключения мешающих факторов целесообразно применить относительный способ измерения: по отношению коэффициентов отражения на двух частотах, значительно отличающихся друг от друга, например в 2 раза. В качестве среды, в которой распространяется ультразвук, может быть использован воздух. При изменении частоты ультразвука от 0,1 до 1 МГц длина волны будет варьироваться от 3,3 до 0,33 мм. В этом диапазоне длина волны будет соизмерима с размерами неровностей, и влияние высоты шероховатостей на отражение ультразвука будет наиболее эффективным. С практической точки зрения указанный диапазон шероховатостей представляет наибольший интерес.

## Глава 15

### МЕТОДЫ КОНТРОЛЯ ФИЗИКО-МЕХАНИЧЕСКИХ СВОЙСТВ МАТЕРИАЛОВ

Акустические методы исследования физико-механических свойств материалов основаны на связи таких характеристик материалов, как скорость распростране-



ния упругих волн, коэффициент затухания, акустический импеданс, с их эксплуатационными свойствами: упругими постоянными, прочностью, текстурой, внутренними напряжениями, твердостью, величиной зерна и т. д. Быстрота, безопасность, точность акустических методов контроля привели к их широкому распространению. Ниже рассматриваются основные направления работ в области контроля свойств твердых материалов акустическими методами и даются примеры достижений в этой области в последние годы. Основное внимание уделяется методам контроля материалов и изделий, не требующих изготовления специальных образцов, благодаря чему возможно их применение в производственных и эксплуатационных условиях.

### 15.1. Методы, основанные на измерении скорости

Как отмечалось в гл. 2, изотропные твердые материалы характеризуются двумя упругими постоянными, величина которых однозначно определяется двумя значениями скоростей упругих волн (например, продольных  $c_l$  и поперечных  $c_t$ ). Простейшие формулы связи имеют вид  $c_l = \sqrt{E/\rho}$ ,  $c_t = \sqrt{G/\rho}$ , где  $\rho$  — плотность;  $c_l$  — скорость продольных волн в стержне, диаметр которого значительно меньше длины волны. В случае анизотропных тел число упругих постоянных и связанных с ними скоростей упругих волн увеличивается.

Для измерения скорости упругих волн используют три основных метода: свободных, вынужденных колебаний и импульсный в эхо- или теновом вариантах. Импульсный метод измерения скорости акустических волн в настоящее время применяют чаще других.

Многие способы измерения скорости можно рассматривать как варианты импульсного или резонансного методов. Например, весьма высокую точность обеспечивает импульсно-фазовый метод [36, 75], в котором варьируется частота заполнения импульсов прямоугольной формы так, чтобы сигналы многократных отражений в образце совпадали по фазе. Для этого импульсы делают настолько длинными, чтобы сигналы многократных отражений налагались друг на друга. В момент совпадения фаз отраженных сигналов продетектированный сигнал имеет вид «лесенки».

В качестве варианта импульсного способа измерения можно также рассматривать метод, основанный на измерении углов отражения и преломления ультразвуковых волн на границе двух сред. Особенно удобно измерение критических углов, при которых одна из преломленных или отраженных волн определенного типа распространяется вдоль поверхности. Критический угол определяется в основном соотношением скоростей распространения волн в двух средах. Однако согласно более точной теории [75], на отражение и преломление упругих волн также влияет затухание ультразвука, а величина критических углов определяется одновременно скоростью продольных и поперечных волн. Это открывает возможность комбинированного измерения скорости и затухания волн различных типов по измерению критических углов и коэффициента отражения.

Как отмечалось ранее, измерение скорости акустических волн позволяет непосредственно определить лишь модули упругости или коэффициент Пуассона. Однако существуют корреляционные зависимости между скоростью и другими важными эксплуатационными характеристиками материалов. Установлено, что повышение скорости акустических волн в бетоне происходит при повышении его предела прочности  $\sigma_n$ . Зависимость выражается приближенной формулой  $\sigma_n = Ac_l^4$ , где  $A$  — постоянная. Предпочтительнее, однако, пользоваться корреляционной кривой скорость — прочность, построенной на основании данных по испытанию образцов бетона контролируемого состава. Такая методика предусмотрена ГОСТ 17624—78. Измерение скорости позволяет также проследить кинетику твердения бетона [65].

Скорость звука используется так же, как показатель прочностных свойств других материалов: стеклопластиков, некоторых горных пород, технических тканей, древесных плит [13, докл. 01/48]. Установлена корреляция скорости распространения упругих волн со структурой и содержанием включений в некоторых материалах. Например, скорость зависит от числа и формы графитных включений в чугунах [13, докл. 01/96], пористости спеченных материалов.

Акустические методы эффективно используют для контроля упругой анизотропии и текстуры материалов путем измерения скорости трех волн: продольной и двух поперечных, поляризованных вдоль и поперек направле-



ния прокатки. Это достигается применением электромагнитно-акустического преобразователя. В результате определяют упругие постоянные, главные направления кристаллических осей и текстуру материалов, что, в свою очередь, позволяет оценить такой важный технологический параметр материала, как штампуемость.

Точная теория упругости [75] показывает, что пропорциональная зависимость деформации от приложенного напряжения (закон Гука) является приближенной. Отклонение от этого закона учитывают упругие постоянные высших порядков, так называемые коэффициенты Муриана. Непропорциональная зависимость деформации от напряжения приводит к тому, что от приложенных напряжений изменяется скорость распространения акустических волн. Измерение значений скорости поэтому дает возможность определять упругие постоянные высших порядков и оценивать величину действующих напряжений. Следует иметь в виду, что точность измерения скорости для выполнения таких оценок должна быть очень высокой — около 0,001—0,01%. Требования к высокоточному измерению скорости можно снизить благодаря тому, что для определения напряженного состояния материала достаточно измерить лишь относительное изменение скорости волн [5].

При измерении скорости распространения поверхностных волн проще обеспечить точное расстояние между преобразователями (базу), поэтому при определении поверхностных напряжений можно достигнуть большей точности измерений скорости (до  $1,5 \cdot 10^{-4}$ ), что позволяет улавливать изменение усилий растяжения или сжатия с точностью  $\pm 0,2$  МПа. Удастся также контролировать степень наклепа поверхностного слоя.

Напряжения в резьбовых деталях (болтах, шпильках) определяют путем измерения относительного изменения времени пробега ультразвуковых волн до и после затяжки соединения. В этом случае время пробега увеличивается как в результате действия напряжений, так и вследствие удлинения болта или шпильки, однако первый фактор превалирует. В упругой области увеличение времени пробега пропорционально напряжению. Простые импульсные контактные приборы, использующие этот принцип, обеспечивают точность определения напряжений  $\pm 10$  МПа.

## 15.2. Методы, основанные на измерении затухания

Измерение затухания может выполняться так же, как измерение скорости (резонансным методом, методом свободных колебаний и импульсным методом) [75]. При резонансных измерениях определяется ширина резонансных пиков на определенном уровне от максимального значения амплитуды. При использовании метода свободных колебаний измеряют число периодов свободных колебаний, за которое амплитуда колебаний уменьшится до определенного уровня (например, в 2 раза). Погрешности при этих измерениях возникают в результате потерь энергии, не связанных с затуханием волн в материале (передача энергии в опоры, окружающую среду, возбуждающий элемент и т. п.).

Для измерения затухания упругих волн наибольшее распространение получил импульсный метод, состоящий в определении соотношения амплитуд двух импульсов, прошедших разный путь в материале. Мешающие измерения потери здесь вызываются дифракционным расхождением волн, непараллельностью поверхностей и неполным отражением волн на границах образца или изделия. Например, при наблюдении многократных отражений импульса в образце с плоскопараллельными поверхностями очень трудно учесть потерь на границе образец — пьезопреобразователь, когда контакт с последним осуществляется через тонкий слой жидкости. Случайные измерения толщины слоя могут вызвать резкое изменение коэффициента отражения. Большой точности измерения удастся добиться, используя иммерсионный или бесконтактный (электромагнитно-акустический) способ возбуждения акустических волн.

Ошибки при изучении частотной зависимости коэффициента затухания могут возникнуть в результате изменения основной частоты импульсов вследствие более сильного затухания высокочастотных составляющих. Точность повышается при использовании импульсов большой длительности или путем разложения принимаемых сигналов по частотным составляющим (с помощью анализатора спектра) и последующим использованием линии спектра, соответствующей исследуемой частоте.

Многочисленные погрешности, возникающие при изучении коэффициента затухания, приводят к тому,



что точность измерения оказывается невысокой. Погрешности измерения 5—10% считаются хорошим результатом. Для повышения точности при практических измерениях широкое распространение получил способ сравнительного измерения затухания по амплитудам импульсов, проходящим один и тот же путь в образцах и изделиях одинаковой формы при аналогичных условиях контакта с излучателем.

Приведем некоторые примеры использования коэффициента затухания для целей контроля материалов. В Советском Союзе разработан и широко применяется способ контроля величины зерна по затуханию ультразвуковых волн [81], измеряемому относительным методом. Наиболее простым является способ сравнения амплитуд сигналов от противоположных поверхностей изделия и образцов с известной структурой. С целью уменьшения влияния упомянутых выше мешающих факторов измеряют отношение амплитуд сигналов на двух различных частотах. При этом одна из частот (опорная) выбирается заведомо низкой, так что затухание ультразвука слабо зависит от структурных составляющих. Другие частоты (рабочие) соответствуют области максимального рассеяния. Отношение амплитуд сигналов, соответствующих рабочим и опорной частотам, называемые структурными коэффициентами, определяют на исследуемом изделии для различных рабочих частот и сравнивают со структурными коэффициентами, полученными на эталонных образцах. Контроль может проводиться на продольных и сдвиговых волнах. Используя частоты 0,65—20 МГц, можно оценивать величину зерна в аустенитных сталях в диапазоне 1—9 баллов, точность определения 1 балла шкалы ГОСТ 5639—65.

Способы, применяемые для определения величины зерна, используются также для контроля межкристаллитной коррозии. Один способ состоит в сравнении амплитуд сигналов, прошедших один и тот же путь в изделии или образце до и после поражения коррозией. Другой способ заключается в измерении на двух частотах коэффициентов коррозии, подобных структурным коэффициентам. Погрешность в измерении глубины коррозии акустическими методами составляет 5—10%.

Комплексное измерение затухания и скорости ультразвуковых волн может оказаться полезным для контроля материалов, в которых установлено одновременное по-

вышение затухания и уменьшение скорости ультразвуковых (особенно поперечных) волн в результате воздействия микротрещин. Таким способом можно контролировать стекло, стеклоткани, фарфор, некоторые минералы.

### 15.3. Методы, основанные на измерении импеданса

На границе двух сред импеданс определяет отражающую способность поверхности раздела (см. гл. 3). Если граница раздела содержит тонкие слои, то импеданс является комплексной величиной, мнимая часть которой зависит от изменения фазы отраженной волны.

На измерении импеданса при отражении ультразвукового импульса от поверхности основан метод контроля когезионной прочности (т. е. прочности самого клея) клеевых соединений. Установлена корреляция прочности склеивания с характеристическим импедансом клея. Последний оценивают по величине коэффициента отражения на границе раздела обшивка — клей или (реже) клей — внутренний элемент конструкции. Коэффициент отражения определяют по амплитуде первого полуцикла эхо-сигнала от границы раздела. Для контроля используют эхо-дефектоскоп, работающий недетектированными импульсами с несущими частотами 4 МГц и выше. Метод позволяет проверять соединения металлов, армированных и неармированных пластмасс и других материалов, хорошо проводящих ультразвук, с внутренними элементами из любых материалов. В 95% случаев погрешность не превосходит 0,2—0,4 нормальной когезионной прочности. При жестком регламентировании состава клеевых композиций точность увеличивается.

Когезионная прочность клеевого соединения оценивается также по влиянию акустического импеданса поверхности контролируемого изделия на резонансные характеристики нагруженного на него пьезопреобразователя. В разработанных для этой цели приборах осуществляется модуляция частоты генератора в таких пределах, чтобы наблюдать резонансную кривую пьезопреобразователя. Прочность склеивания на сдвиг оценивают по изменению резонансной частоты нагруженного преобразователя, а на отрыв — по изменению добротности или амплитуды резонансного импульса. Необходима тарировка, при которой сопоставляются показания



прибора с результатами разрушающих испытаний образцов. За начало отсчета принимаются резонансная частота и амплитуда преобразователя, нагруженного на обшивку, не приклеенную к основанию. Метод позволяет контролировать соединения металл — клей — металл, металл — клей — соевой заполнитель [13, докл. 01/9].

Описанный в гл. 1 импедансный метод также применяется для контроля клеевых соединений, но он лучше реагирует не на свойства клея, а на наличие дефектов типа непроклея. Этот метод также используют для измерения важной эксплуатационной характеристики — твердости материала изделия. Датчик имеет вид стержня с алмазным индентором на конце. Его прижимают к контролируемому объекту с постоянной силой. Глубина внедрения индентора с увеличением твердости уменьшается, что изменяет частоту колебаний нагруженного стержня, которая оказывается таким образом связанной с твердостью контролируемой поверхности изделия. Датчик включен в цепь усилителя с положительной обратной связью в качестве элемента, определяющего частоту генерируемых колебаний. Стрелочный индикатор градуирован в единицах твердости по Роквеллу; пределы измерений 20—70 HRC (для стали).

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Алешин Н. П., Могильнер И. Ю. Повышение уровня отношения сигнал—помеха при ультразвуковом контроле сварных труб. — Дефектоскопия, 1977, № 3, с. 58—60.
2. Асеев Б. П. Основы радиотехники. М.: Связьиздат, 1947. 572 с.
3. Балабина Г. В., Истратов И. Ф. Контроль качества сварных соединений из пластмасс в строительстве. М.: Стройиздат, 1975. 193 с.
4. Бергман Л. Ультразвук и его применение в науке и технике. М.: ИЛ, 1956. 726 с.
5. Бобренко В. М., Куценко А. Н., Шереметиков А. С. Акустическая тензометрия. — Дефектоскопия, 1980, № 3, с. 70—87.
6. Бордюгов Г. П., Пастернак В. Б. Математическое моделирование электрического тракта ультразвукового прибора. — Дефектоскопия, 1971, № 6, с. 26—30.
7. Бреховских Л. М. Волны в сплошных средах. М.: Наука, 1973. 343 с.
8. Буденков Г. А., Маскаев А. Ф. Электромагнитное возбуждение ультразвука в углеродистых сталях при высоких температурах. — Дефектоскопия, 1979, № 4, с. 66—69.
9. Викторов И. А. Физические основы применения ультразвуковых волн Релея и Лэмба в технике. М.: Наука, 1966. 168 с.
10. Викторов И. А. О волнах в изотропном твердом полупространстве. — Акустический журнал, 1976, вып. 3, с. 675—678.
11. Волченко В. Н. Оценка и контроль качества сварных соединений с применением статистических методов. М.: Изд-во стандартов, 1974. 160 с.
12. Воишкин А. Х., Ермолов И. Н., Стасеев В. Г. Спектральный ультразвуковой метод определения характера дефектов. М.: Машиностроение, 1979. 60 с.
13. Восьмая Всесоюзная конференция по неразрушающим физическим методам и средствам контроля. Доклады. Кишинев. ВНИИНК, 1977, ч. I. 652 с.
14. Выборнов Б. И. Ультразвуковая дефектоскопия. М.: Металлургия, 1974. 240 с.
15. Глаговский Б. А., Московенко И. В. Низкочастотные акустические методы контроля в машиностроении. Д.: Машиностроение, 1977. 208 с.