

УДК 620.179

В.Ю. Чертищев¹, А.С. Генералов¹**ПОВЫШЕНИЕ ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТИ УЛЬТРАЗВУКОВОГО КОНТРОЛЯ ИЗДЕЛИЙ С ПЛОСКОПАРАЛЛЕЛЬНЫМИ ГРАНИЦАМИ ЦИФРОВОЙ ФОКУСИРОВКОЙ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК МЕТОДОМ C-SAFT**

DOI: 10.18577/2307-6046-2016-0-10-10-10

Рассмотрены физические принципы и разработан упрощенный алгоритм расчета акустического тракта для методики цифровой фокусировки антенными решетками C-SAFT с призмами произвольных размеров, учитывающий произвольное количество отражений и трансформаций типов волн, необходимый для увеличения производительности исследования объектов контроля с плоскопараллельными границами. Существующие методики цифровой фокусировки для данных объектов контроля либо решают численными методами обратную задачу дифракции с определенным набором допущений и не могут обеспечить достаточную производительность контроля, либо используют упрощенные алгоритмы, не учитывающие многие важные факторы (наличие наклонной призмы у антенной решетки, ослабление амплитуды сигнала на пути от источника к приемнику, трансформацию типов волн и т. д.), что негативно сказывается на точности синтезированного изображения и, соответственно, на достоверности контроля. Для устранения указанных недостатков разработан алгоритм реконструкции синтезированного изображения методом C-SAFT с использованием упрощенного математического аппарата, учитывающий произвольный выбор схем зондирования, компенсирующий ослабление амплитуды сигнала с учетом полного обобщенного акустического тракта. Предложенный алгоритм значительно повышает производительность контроля без потери достоверности идентификации дефектов произвольной формы и направленности в изделиях с плоскопараллельными границами.

Ключевые слова: ультразвуковой неразрушающий контроль, комбинированный метод синтезированной фокусировки апертуры (C-SAFT), цифровая фокусировка, акустический тракт.

The physical principles are considered and a simplified acoustic tract calculation algorithm for the C-SAFT antenna arrays digital focusing method with arbitrary size prism is developed heedful of any number of reflections and transformations of types of waves, improving efficiency of ultrasonic testing of products with flat-parallel boundaries. Existing techniques of digital focusing for given control items are either solve numerically the inverse task of diffraction with a certain set of assumptions and may not provide sufficient throughput capability, or use simplified algorithms which are not attentive to many important criteria (the presence of the inclined prism for antenna array, the attenuation of the signal amplitude on the way from the source to the receiver, the transformation of types of waves, etc.) that negatively affects the accuracy of the synthesized image and respectively reliability of control. To eliminate these shortcomings an algorithm for the reconstruction of the synthesized image by C-SAFT is developed using a simplified mathematical apparatus respecting the arbitrary selection of the sounding scheme and compensating the attenuation of the signal amplitude heedful of the complete generalized acoustic tract. The proposed algorithm greatly increases the throughput capability of testing the products with flat-parallel boundaries without loss of defects identification reliability of random shape and direction.

Keywords: ultrasonic nondestructive testing, combined synthetic aperture focusing technique, digital focusing, acoustic tract.

¹Федеральное государственное унитарное предприятие «Всероссийский научно-исследовательский институт авиационных материалов» Государственный научный центр Российской Федерации [Federal state unitary enterprise «All-Russian scientific research institute of aviation materials» State research center of the Russian Federation]; e-mail: admin@viam.ru

Введение

Применение неразрушающих методов контроля и диагностики [1–4] при разработке новых материалов, производстве и эксплуатации деталей и конструкций авиационной техники является обязательным условием обеспечения контроля качества продукции и, следовательно, безопасности воздушных судов. Данная работа выполнена в рамках реализации комплексного научного направления 2.3. «Методы неразрушающих исследований и контроля» («Стратегические направления развития материалов и технологий их переработки на период до 2030 года») [1].

Прочностные свойства изделий авиационной техники реализуются только при отсутствии дефектов, которые могут возникнуть в материале при изготовлении детали или образоваться в процессе эксплуатации, что делает необходимым применение неразрушающих методов контроля и диагностики. Это относится как к контролю металлических материалов, полуфабрикатов и изделий на наличие трещин, неметаллических и газонасыщенных включений, структурных неоднородностей, так и к контролю монолитных изделий из углепластиков и стеклопластиков на наличие расслоений, отсутствие связующего и т. д.

Основной объем выпускаемых изделий из металлов и полимерных композиционных материалов (ПКМ) в отечественной авиационной отрасли контролируется вручную. Ручной контроль характеризуется высокой трудоемкостью, малой информативностью результатов и низкой надежностью, в силу влияния «человеческого фактора». На ведущих иностранных авиастроительных фирмах (Boeing, Airbus, Bombardier) ручной контроль при производстве деталей и полуфабрикатов из металлов и композитов давно исключен.

В последние годы увеличиваются объемы производства и применения современных материалов на отечественных заводах авиационной отрасли: АО «Аэрокомпозит» развернуло новые производственные мощности в Ульяновске и Казани, существующему дооснащению подверглось производство на АО «ОНПП «Технология» и ПАО «ТАНТК им. Г.М. Бериева», новые композитные детали выпускаются и применяются в составе изделий на ПАО «ПЗ «Машиностроитель», филиале ПАО «Компания «Сухой» – «КнААЗ им. Гагарина», ПАО «ВАСО», ПАО «Роствертол», ПАО «ААК «Прогресс», ПАО «КВЗ», АО «КумАПП». Это повлекло за собой существенную потребность во внедрении автоматизированных комплексов для неразрушающего контроля.

К современным автоматизированным комплексам предъявляются высокие требования по достоверности контроля. Это обусловлено тем, что оценка достоверности, основанная на расчете вероятности обнаружения дефектов, при неразрушающем контроле деталей и конструкций изделий современной авиационной техники в процессе их изготовления и эксплуатации является неотъемлемой частью расчета ресурса и интервалов между техническими осмотрами.

Ведущие иностранные авиастроительные фирмы (Boeing, Airbus) смогли добиться высокой достоверности контроля путем широчайшего внедрения автоматизации и создания авиационных материалов с изначально заложенными хорошими акустическими свойствами. Отечественное авиастроение идет тем же путем, но значительно отстает от иностранных конкурентов, особенно в части широкого внедрения автоматизации при контроле. Для обеспечения конкурентоспособности отечественных изделий гражданской авиации на международном рынке, необходимо обеспечивать удовлетворение общепринятых международных требований по достоверности контроля в условиях производства с незначительной долей автоматизации и механизации.

Одним из наиболее перспективных путей решения задач ультразвукового контроля, связанных с повышением требований к достоверности, является применение методик и приборов, визуализирующих внутреннюю структуру обследуемого изделия

[5–14]. Двухмерное или трехмерное изображение внутреннего объема изделия является гораздо более наглядным и информативным в сравнении с классическими *B*- и *C*-сканами. Излучателями и приемниками ультразвуковых (УЗ) сигналов в таких приборах в большинстве случаев являются многоэлементные антенные решетки (АР) и матрицы (АМ). Эти приборы делятся на две группы: приборы, которые антенной решеткой физически формируют в объекте контроля (ОК) сканирующий УЗ пучок [11], и приборы с цифровой фокусировкой, которые поэлементно зондируют ОК антенной решеткой, а затем рассчитывают и рисуют синтезированное изображение сечения [5, 6, 12–14].

Приборы второй группы по ряду причин считаются более перспективными. Во-первых, исследование ОК занимает значительно меньше времени по сравнению с приборами первой группы, осуществляющими сканирование с помощью физической фокусировки в каждой точке трехмерной зоны контроля ОК, поскольку зондирование осуществляется лишь $N_{a,p}$ раз – при многоканальном тракте (где $N_{a,p}$ – количество элементов антенной решетки) и $N_{a,p}^2$ раз при одноканальном тракте [5]. Следует отметить, что приборы первой группы могут иметь большую скорость сканирования, но только в случае применения метода электронного сканирования антенной решеткой, при котором осуществляется лишь одна физическая фокусировка на каждой образующей, перпендикулярной к поверхности ввода. Во-вторых, цифровая фокусировка позволяет выбирать алгоритмы реконструкции изображений исходя из данных об ОК и в зависимости от требуемой точности контроля. В-третьих, главным преимуществом методов, основанных на цифровой фокусировке, является значительно более высокая вероятность выявления дефектов сложной формы, произвольной направленности и малого размера, что в свою очередь позволяет обеспечить высокие требования по достоверности контроля.

Методика, основанная на цифровой фокусировке, в работе [15] названа двойным сканированием, в статье [6] – тройным сканированием (с учетом движения АМ), в зарубежной литературе метод назван Full Matrix Capture [16] и Sampling Phased Array [17]. Алгоритм обработки полученных данных в статье [16] называется методом комбинированного SAFT (Synthetic Aperture Focusing Technique) или C-SAFT, в работе [14] – Total Focusing Method (TFM), в статье [5] – методом цифровой фокусировки антенной решетки (ЦФА). В данной статье будет применяться термин C-SAFT как наиболее распространенный в научной литературе.

Вышеназванные методики цифровой фокусировки по основному алгоритму можно подразделить на две основные группы. Методики первой группы с определенными упрощениями и допущениями решают обратную задачу рассеяния: измеряя принятое поле $p(r_r, t)$ от известных источников поля $q(r_r, t)$, находят функцию $\epsilon(r)$, описывающую отражающие свойства неоднородности в заданной области S , иногда с учетом неровного дна ОК, заданного функцией $h(x)$ [6]. Данный подход, несмотря на наличие недостатков, связанных с неизбежными модельными упрощениями, направленными на получение более простых линейных задач, является единственно возможным для ОК со сложной геометрической формой. Однако для ОК с плоскопараллельными границами, наиболее распространенными в промышленности, сложность подобных алгоритмов является излишней и становится фактором, существенно ограничивающим производительность контроля.

Геометрические особенности плоскопараллельных границ объекта контроля позволяют применять более простые алгоритмы, основанные на прямом расчете обобщенного акустического тракта с учетом допущений геометрической теории дифракции. Именно такие упрощенные алгоритмы применяются в методах второй группы. Однако

упрощенные алгоритмы имеют ряд существенных недостатков. Во-первых, не представлен унифицированный алгоритм расчета геометрических параметров пути УЗ волны от источника к приемнику с учетом произвольного количества призм с АМ и/или АР, их формы и положения, а также учитывающий возможную трансформацию типов волн. Во-вторых, не введен учет влияния акустического тракта УЗ волны: ослабление амплитуды сигнала вследствие поглощения и рассеяния, а также при отражении от границ ОК, в том числе трансформации типов волн и т. д. Вышеперечисленные недостатки приводят к тому, что чем больше количество отражений УЗ волн от границ ОК, тем меньшее влияние они оказывают на восстановленное изображение дефекта, что недопустимо при реконструкции дефектов сложной формы и/или неудачной ориентации.

Для преодоления указанных недостатков предложен упрощенный алгоритм расчета цифровой фокусировки антенных решеток C-SAFT, учитывающий произвольный вариант пути УЗ волны от источника к приемнику, в том числе с учетом произвольного количества отражений и трансформаций типов волн, а также учитывающий и компенсирующий ослабление амплитуды зондирующего сигнала по ряду основных элементов акустического тракта, что значительно повышает достоверность идентификации дефектов произвольной формы и направленности в объектах контроля с плоскопараллельными границами при одновременном значительном упрощении и, соответственно, увеличении скорости расчетов.

Геометрический расчет C-SAFT

Далее описан алгоритм расчета геометрии C-SAFT для плоскопараллельного образца произвольной толщины при проведении контроля несколькими антенными матрицами на наклонных призмах. При необходимости расчеты могут быть упрощены для применения антенных решеток, антенных матриц без наклонной призмы и для зондирования ОК большой толщины как полупространств.

Суть метода C-SAFT представлена на рис. 1 в виде схемы метода для полупространства. На поверхности полупространства вдоль оси X расположена линейная АР, состоящая из n элементов. Элементы АР являются малоапертурными, т. е. обладают широкой диаграммой направленности [18].

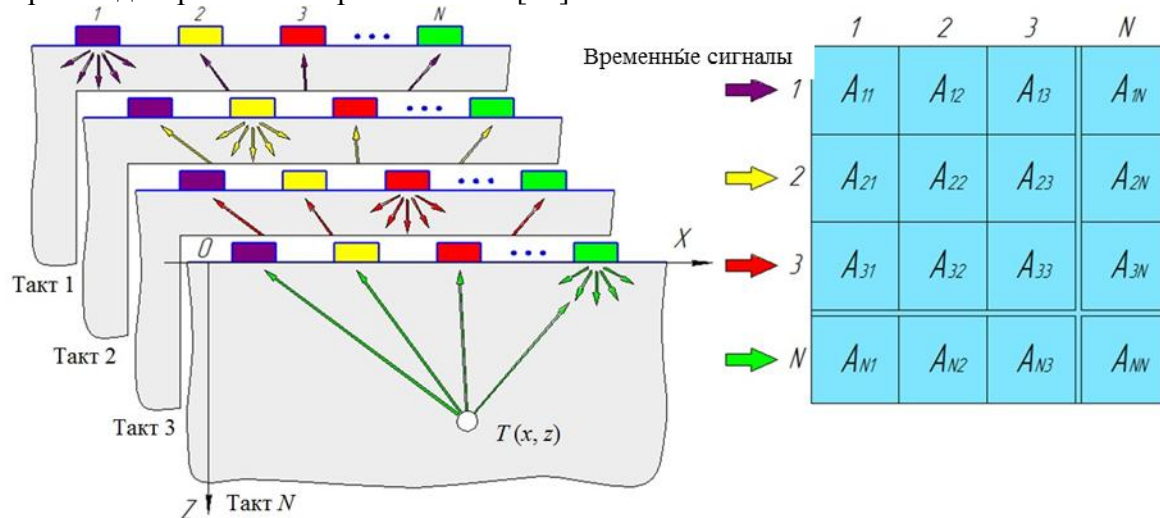


Рис. 1. Схема C-SAFT для полупространства

Метод C-SAFT можно разделить на два основных этапа. На первом этапе производится зондирование ОК всеми парами элементов АР. При этом каждый элемент по очереди выступает в роли источника сигнала, а все остальные элементы являются при-

емниками и записывают свои A -сканы – зависимости амплитуды принятого сигнала от времени его прихода. На втором этапе для каждой точки в области визуализации с заданными координатами суммируются амплитуды принятого сигнала от каждой пары источник/приемник. Это позволяет рассчитать и впоследствии визуализировать распределение в пространстве отражательной способности точек, входящих в область визуализации.

Объект контроля – плоскопараллельный монолитный металлический лист со сварным швом с валиком усиления. Данный объект контроля выбран для постановки задачи как наиболее конструктивно сложный для контроля монолитных конструкций с плоскопараллельными границами. В соответствии с технологией контроля конкретного объекта назначена зона контроля, в пределах которой необходимо визуализировать внутреннюю структуру ОК. Для проведения исследования должно применяться произвольное количество ФАР-датчиков, каждый из которых имеет произвольную конфигурацию призмы или не имеет призмы вовсе, а также каждый ФАР-датчик может иметь произвольную антенную решетку или матрицу. Для каждой точки зоны контроля с определенными координатами, значения которых перебираются по очереди с заданным шагом, производится расчет цифровой фокусировки для каждой пары источник/приемник, где источником и приемником являются каждый пьезоэлектрический преобразователь (ПЭП) на каждом датчике, т. е. каждый элемент акустической решетки (ЭАР). Каждый датчик, установленный на поверхности ОК, должен иметь произвольную заданную технологической необходимостью ориентацию в плоскости поверхности (рис. 2).

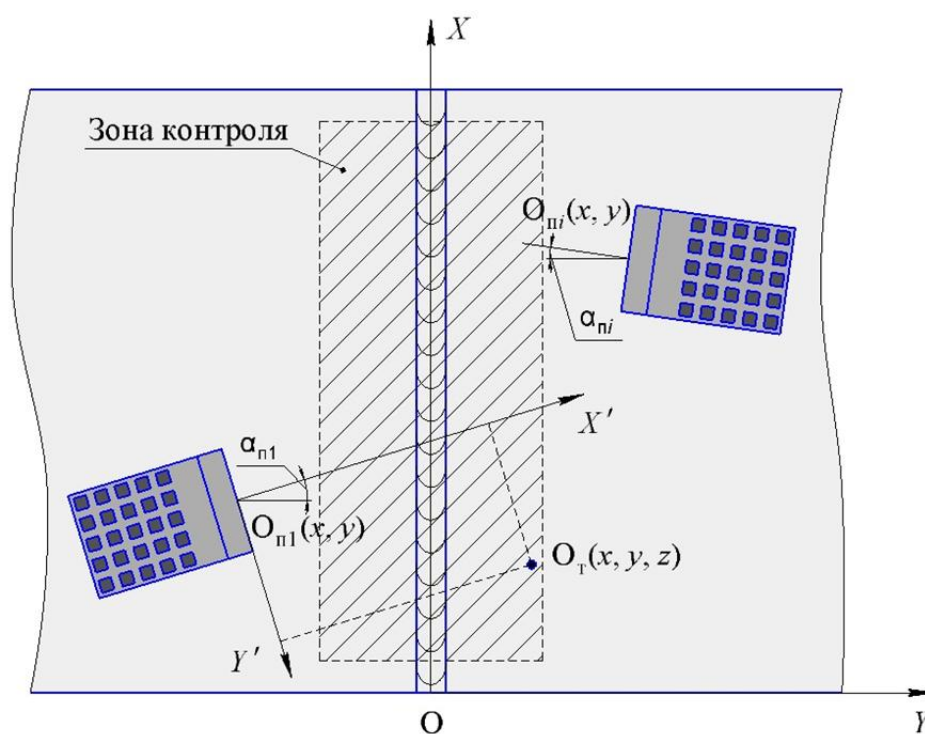


Рис. 2. Общая схема УЗ контроля методом C-SAFT:

$O_T(x, y, z)$ – координаты расчетной точки; $O_{ni}(x, y)$ и α_{ni} – координаты i -й призмы и угол ее наклона к оси X ; $O_{ni}X'Y'$ – система координат, привязанная к призме

Согласно предлагаемой методике на первом этапе в соответствии с общей методикой C-SAFT каждый ЭАР каждого датчика по очереди выступает в роли источника сигнала, а все остальные элементы являются приемниками и записывают свои A -сканы.

На втором этапе производится последовательный перебор точек по координатам с заданным шагом (чаще всего – от 0,1 до 1 мм) в пределах установленной зоны контроля, для каждой из которых производится расчет суммы действительных амплитуд. Для этого в первую очередь рассчитываются траектории движения УЗ волн от источника к точке расчета и от точки к приемнику. С геометрической точки зрения оба расчета идентичны, несмотря на разное направление движения волн. Поэтому расчет траектории будет приведен только для первого варианта.

По условию допускается произвольная трансформация продольных и поперечных волн. Как известно, ПЭП на призме генерирует продольную волну в материале призмы, однако поскольку угол наклона призмы чаще всего превышает первый критический угол, то при движении волны по нормали к ПЭП (рис. 3) в ОК входит только поперечная волна. Однако при наличии отклонения расчетной волны от нормали возможно наличие и продольной и поперечной волн на входе в ОК или, напротив, возможно достижение второго критического угла, при котором в ОК не войдет даже поперечная волна. Для общего расчета предполагаем наличие обоих видов волн. Прочие случаи будут идентифицироваться рядом проверок в процессе расчета.

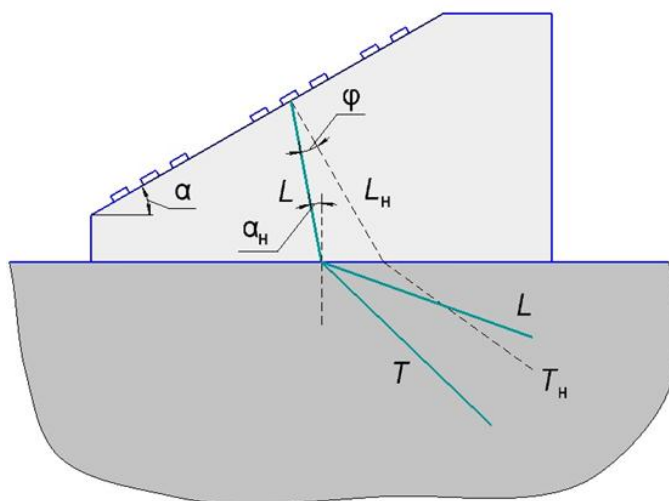


Рис. 3. Схема преобразования УЗ волн при переходе из призмы в объект контроля (и обратно): L – продольная волна; T – поперечная волна; α – угол наклона призмы; α_n , φ – углы отклонения траектории УЗ волны от нормали к поверхности ввода и от нормали к поверхности элемента антенной решетки соответственно

Опыт применения упрощенных алгоритмов расчета C-SAFT показывает, что для ОК с толщинами больше нескольких длин волн, является достаточным учет наличия только объемных продольных и поперечных волн, так как получаемый результат имеет незначительные расхождения с результатами применения более сложных алгоритмов расчета при условии относительно небольшого количества отражений от границ объекта [5, 6]. Поскольку объектом контроля предполагается плоскопараллельный металлический лист со свободными поверхностями, то на расстоянии по горизонтали от излучающего источника в несколько толщин в листе могут быть сформированы нормальные волны с фазовыми и групповыми скоростями, отличающимися от скоростей продольных и поперечных волн в слое. При этом, если первоначально излучается достаточно широкий пространственный волновой спектр, то вследствие интерференции волн, отразившихся от обеих границ слоя, большая часть этих спектральных пространственных гармоник будет погашена, а излучаемые так, что проекции волновых чисел на поверхность контроля будут близки к волновым числам каких-то мод волн Лэмба,

будут возбуждать эти волны с амплитудой, зависящей от толщины слоя, рабочей частоты и др. При этом раздельное рассмотрение последовательности отражений продольных и поперечных волн с практической точки зрения могло бы оказаться бесполезным в случае, если в результате таких множественных отражений были бы сформированы нормальные волны. Поскольку они сами отражались бы от неоднородностей как такие же по типу волны, то и представить их в режиме приема в виде суммы некоторого количества отраженных от границ слоя обычных объемных продольных и поперечных волн уже не получилось бы. Однако для возбуждения нормальных волн необходимо, чтобы падающая волна имела достаточно протяженный фронт и пространственную протяженность импульса $c_t > H_{\text{пл}} \cos \beta$, где $H_{\text{пл}}$ – толщина пластины; β – угол ввода УЗ волны. В противном случае интерференции волн в поперечном сечении пластины не возникнет [19]. Поскольку изделия авиационной промышленности, для которых может быть востребован данный алгоритм, редко имеют толщины менее 5 мм, а также поскольку методика C-SAFT предполагает использование коротких зондирующих импульсов, то протяженность импульса c_t много меньше величины $H_{\text{пл}} \cos \beta$, соответственно возникновение нормальных волн невозможно. Кроме того, максимальное число отражений N редко принимается больше 3, соответственно расстояние от точки ввода УЗ волны до расчетной точки в проекции на поверхность ввода редко превышает несколько толщин объекта контроля. С учетом данных факторов формирование нормальных волн в объекте контроля маловероятно, а в случае их наличия – существенное влияние нормальных волн на результирующее синтезированное изображение будет несущественным. С учетом вышесказанного предложенный упрощенный алгоритм учитывает наличие в объекте контроля только объемных волн: продольных (растяжения–сжатия, безвихревых) и поперечных (сдвига, эквиволлюминальных) волн.

Отметим также, что упрощенные алгоритмы расчета C-SAFT не учитывают эффект незеркального отражения и родственный ему по природе эффект переизлучения продольных волн, распространяющихся в твердом теле под небольшими углами к поверхности (головных волн), в виде так называемых боковых сдвиговых волн. Отсутствие учета вышеназванных эффектов несколько снижает достоверность контроля в приповерхностном слое, однако в целом не оказывает существенного влияния на достоверность метода.

В соответствии со схемой, представленной на рис. 2, для расчета траектории УЗ сигнала от источника к расчетной точке, зная координаты точки $O_T(x, y, z)$, а также координаты i -й призмы $O_{pi}(x, y)$ и угол ее наклона к оси X – α_{pi} , проще всего перевести координаты расчетной точки в систему координат $O_{pi}X'Y'$, привязанную к призме. Для дальнейшего расчета расстояния между расчетной точкой и источником (конкретным ЭАР в матрице) рассчитаем координаты ЭАР в системе координат призмы.

Исходные данные о датчике, представленном на рис. 4, необходимые для расчета акустического тракта, следующие.

1. Геометрические размеры призмы:

- α – угол наклона призмы;
- H_1 и H_2 – высота призмы в передней и задней части;
- U – часть призмы, которая может не использоваться для формирования УЗ поля в материале – например, акустическая ловушка или защитный металлический экран на лицевой поверхности призмы;
- W_1 – длина ненаклонной части призмы;
- W_2 – длина призмы;
- W_3 – ширина призмы.

2. Положение элементов антенной матрицы:

- n – количество строк элементов АМ;
 - m – количество столбцов элементов АМ;
 - O_n – расстояние от края призмы до оси первой строки АМ;
 - O_m – расстояние от края призмы до оси первого столбца АМ;
 - P_n – расстояние между строками АМ;
 - P_m – расстояние между столбцами АМ.
3. c_n – скорость звука (продольной волны) в материале призмы.
 4. $2a_1 \times 2a_2$ – размер каждого отдельного пьезоэлемента.
 5. f – частота УЗ колебаний пьезоэлементов.

Рассчитаем координаты точки выхода из призмы произвольно направленного луча УЗ волны от элемента АМ, находящегося в строке номер i_{AM} ($i_{AM}=1 \dots n$) и столбце j_{AM} ($j_{AM}=1 \dots m$) (рис. 5).

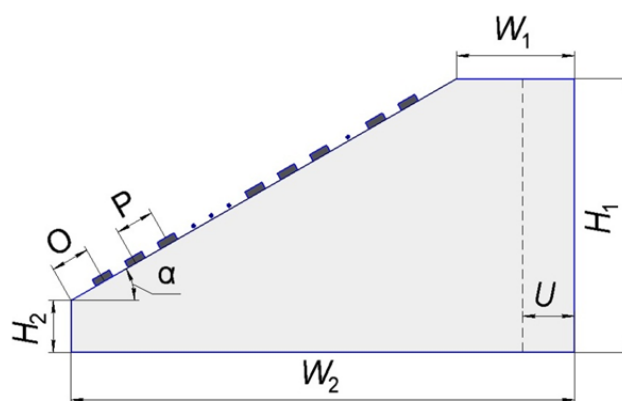


Рис. 4. Размеры ФАР-датчика

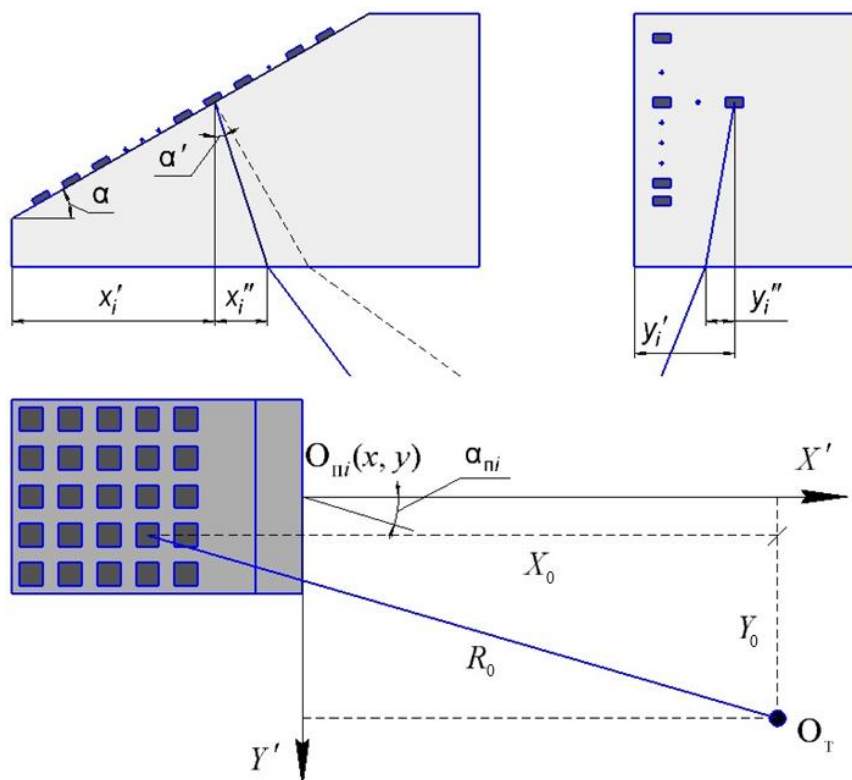


Рис. 5. Выход луча УЗ волны из призмы

Координаты произвольного элемента АМ в проекции на плоскость основания призмы:

$$x'_{ij} = (O_n + P_n (i_{AM} - 1)) \cos \alpha; \tag{1}$$

$$y'_{ij} = O_m + P_m (j_{AM} - 1). \tag{2}$$

Высота расположения произвольного элемента АМ над плоскостью основания призмы:

$$z'_{ij} = (O_n + P_n (i_{AM} - 1)) \sin \alpha + H_2. \tag{3}$$

Считаем, что изначальные координаты точки расчета $O_r(x, y)$ в системе координат OXY уже переведены в систему координат $O_{pi}X'Y'$ относительно призмы под номером i и имеют значение (x', y') . Имея значения координат точки расчета (x', y') и значения координат элемента АМ из формул (1) и (2), несложно произвести расчет координат X_o и Y_o точки расчета относительно элемента АМ и соответственно расстояния R_o , которое проходит УЗ волна от источника сигнала к расчетной точке в проекции на плоскость OXY .

Рассмотрим траекторию распространения УЗ волны от источника до расчетной точки (рис. 6):

$$R_o = R_{\pi} + R_{OK}. \tag{4}$$

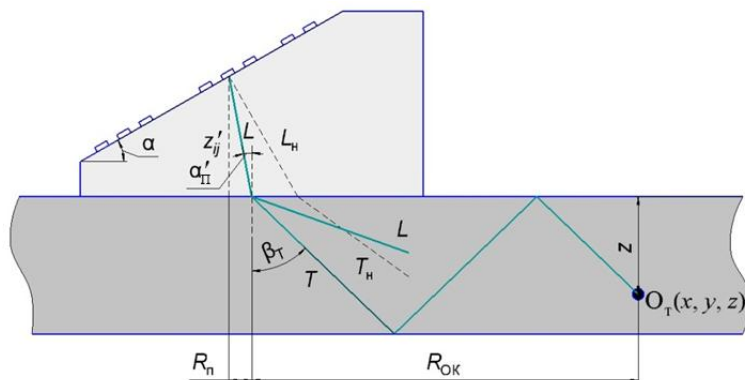


Рис. 6. Траектория распространения УЗ волны

Траектория УЗ волны в призме наиболее проста и представляет собой прямую линию. Поскольку высота расположения источника сигнала над поверхностью образца z'_{ij} известна, для расчета траектории необходимо узнать только угол отклонения траектории от вертикали α' , который равен углу входа УЗ волны на границе раздела сред между материалами призмы и ОК.

Траектория УЗ волны в ОК зависит от значения угла α' относительно первого $\alpha_{кр1}$ и второго $\alpha_{кр2}$ критических углов, которые в свою очередь зависят от скоростей звука в призме и ОК [19].

Рассмотрим три основных варианта:

1. $\alpha' \geq \alpha_{кр2}$ – полное внутреннее отражение, т. е. УЗ волна не выходит из призмы (рассматриваемый вариант траектории УЗ волны бракуется);
2. $\alpha_{кр1} \leq \alpha' < \alpha_{кр2}$ – в ОК из призмы входит только поперечная УЗ волна;
3. $\alpha' < \alpha_{кр1}$ – в ОК из призмы входят и продольная, и поперечная волны.

Рассчитаем траекторию движения УЗ волны от точки входа в ОК и до расчетной точки. Считаем заданным максимальное допустимое количество внутренних отражений от границ плоскопараллельного образца N . При расчете вариантов геометрии для

каждой пары «источник–точка» производится расчет траектории УЗ волны для каждого значения количества внутренних отражений J , где $J=[0, 1, 2...]$ – от 0 до N .

Для каждого значения J траекторию УЗ волны можно разделить на $J+1$ участков (рис. 7). Каждый из участков является прямолинейной траекторией продольной или поперечной волны. Примем количество участков продольных волн за n , а поперечных волн – соответственно за m . При этом верно равенство:

$$n + m = J + 1. \tag{5}$$

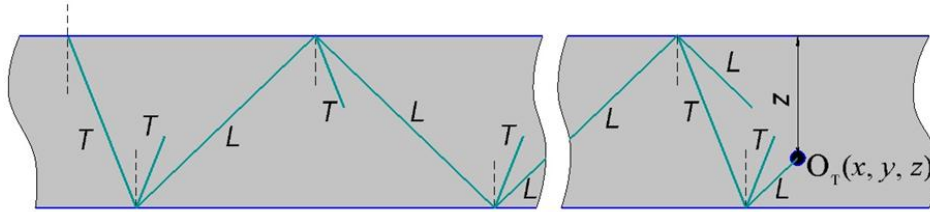


Рис. 7. Пример траектории УЗ волны при наличии продольных и поперечных волн

В каждой точке отражения волна разделяется на две (продольную и поперечную) с сохранением углов направления относительно плоскостей ОК. Очевидно, что для расчета расстояния R_{OK} в геометрическом плане не имеет значения порядок следования участков продольных и поперечных волн при заданных количествах n и m этих участков, кроме последнего участка – от точки последнего отражения до расчетной точки.

При этом общее количество вариантов траектории, при заданном J , из условия бинарного распределения (на каждом участке может быть один из двух типов волн) составляет 2^{J+1} шт.

Выведем уравнения для расчета R_{OK} при условии, что толщина плоскопараллельного ОК равна d , глубина залегания расчетной точки равна ее координате z :

$$R_{OK} = ((n-1)d+z)tg\beta_L + (J+1-n)d \cdot tg\beta_T, \tag{6}$$

при J – четном и с последним участком продольной волны;

$$R_{OK} = ((nd-z)tg\beta_L + (J+1-n)d \cdot tg\beta_T, \tag{7}$$

при J – нечетном и с последним участком продольной волны;

$$R_{OK} = n \cdot d \cdot tg\beta_L + ((J-n)d+z)tg\beta_T, \tag{8}$$

при J – четном и с последним участком поперечной волны;

$$R_{OK} = n \cdot d \cdot tg\beta_L + ((J+1-n)d-z)tg\beta_T, \tag{9}$$

при J – нечетном и с последним участком поперечной волны,

где β_L и β_T – углы входа в ОК продольной и поперечной УЗ волн соответственно.

В соответствии с законами преломления [13]:

$$\sin\beta_L = \sin\alpha' \frac{c_L}{c_{II}}; \tag{10}$$

$$\sin\beta_T = \sin\alpha' \frac{c_T}{c_{II}}, \tag{11}$$

где c_L и c_T – скорости продольной и поперечной акустических волн в материале объекта контроля; c_{II} – скорость продольной акустической волны в материале призмы.

Вычислим расстояние R_{II} :

$$R_{II} = z'_{ij} \cdot tg\alpha'. \tag{12}$$

В уравнениях (6)–(9) выразим значения тангенсов углов через синусы и подставим соответствующие значения синусов углов из уравнений (10) и (11).

Запишем уравнение (4) с учетом R_n из уравнения (12) и всех вариантов R_{OK} из уравнений (6)–(9) (в частных случаях, когда имеется только поперечная волна, второе слагаемое для продольных волн в уравнениях (15) и (16) не учитывается):

$$R_o = z'_{ij} \cdot \operatorname{tg} \alpha' + ((n-1)d+z) \cdot \frac{\sin \alpha' \frac{c_L}{c_n}}{\sqrt{1 - \left(\sin \alpha' \frac{c_L}{c_n}\right)^2}} + (J+1-n)d \cdot \frac{\sin \alpha' \frac{c_T}{c_n}}{\sqrt{1 - \left(\sin \alpha' \frac{c_T}{c_n}\right)^2}}, \quad (13)$$

при J – четном и с последним участком продольной волны;

$$R_o = z'_{ij} \cdot \operatorname{tg} \alpha' + (n \cdot d - z) \cdot \frac{\sin \alpha' \frac{c_L}{c_n}}{\sqrt{1 - \left(\sin \alpha' \frac{c_L}{c_n}\right)^2}} + (J+1-n)d \cdot \frac{\sin \alpha' \frac{c_T}{c_n}}{\sqrt{1 - \left(\sin \alpha' \frac{c_T}{c_n}\right)^2}}, \quad (14)$$

при J – нечетном и с последним участком продольной волны;

$$R_o = z'_{ij} \cdot \operatorname{tg} \alpha' + n \cdot d \cdot \frac{\sin \alpha' \frac{c_L}{c_n}}{\sqrt{1 - \left(\sin \alpha' \frac{c_L}{c_n}\right)^2}} + ((J-n)d+z) \cdot \frac{\sin \alpha' \frac{c_T}{c_n}}{\sqrt{1 - \left(\sin \alpha' \frac{c_T}{c_n}\right)^2}}, \quad (15)$$

при J – четном и с последним участком поперечной волны;

$$R_o = z'_{ij} \cdot \operatorname{tg} \alpha' + n \cdot d \cdot \frac{\sin \alpha' \frac{c_L}{c_n}}{\sqrt{1 - \left(\sin \alpha' \frac{c_L}{c_n}\right)^2}} + ((J+1-n)d - z) \cdot \frac{\sin \alpha' \frac{c_T}{c_n}}{\sqrt{1 - \left(\sin \alpha' \frac{c_T}{c_n}\right)^2}}, \quad (16)$$

при J – нечетном и с последним участком поперечной волны.

В уравнениях (13)–(16) единственной неизвестной величиной является угол α' , который рассчитывается из данных уравнений численными методами. Одновременно значение угла α' сравнивается со значениями первого и второго критических углов. При превышении второго критического угла вариант расчета по каждому из уравнений (13)–(16) отбрасывается. При значении угла α' от первого до второго критического углов варианты расчета по уравнениям (13) и (14) отбрасываются автоматически, а по уравнениям (15) и (16) отбрасываются в случае, если $n \neq 0$. Стоит отметить, что если угол α' превышает первый критический угол, то уравнения (13)–(16) не имеют действительных корней, поскольку $\sin \alpha' \left(\frac{c_L}{c_n}\right) > 1$. Поэтому, поскольку функции $R_o(\alpha')$ в уравнениях (13)–(16) являются монотонно возрастающими, при численном расчете желательно применять методы поиска приближенного значения, при которых значение угла α' перебирается с переменным шагом от 0 до первого критического угла и для каждого текущего значения угла производится расчет значения $R_o(\alpha')$, которое сравнивается с заданным значением R_o .

При наличии действительного значения угла α' расчетный вариант траектории проходит проверку на возможность выхода УЗ луча из призмы преобразователя. Для этого точка выхода УЗ луча должна оказаться в пределах основания призмы преобразователя. Все необходимые для проверки геометрические размеры известны.

После проверки возможности выхода луча из призмы, если производится расчет варианта траектории с первым участком поперечной волны, угол β_T сравнивается с

третьим критическим углом. В случае превышения – рассматривается только один вариант траектории ($n=0, m=J+1$).

На данном этапе также рассчитывается угол θ между акустической осью элемента АР и рассчитанным лучом УЗ волны. Данный угол необходим для дальнейшего учета падения амплитуды сигнала в соответствии с диаграммой направленности пьезопластины. Все необходимые для расчета геометрические размеры также известны.

Алгоритм цифровой фокусировки

В соответствии с методикой C-SAFT производится накопление принятых эхо-сигналов в каждой расчетной точке для каждого варианта траектории УЗ волны. В соответствии с существующими методиками накопление эхо-сигналов производится (с незначительными вариациями) по следующей формуле [6]:

$$S_{\Sigma\Sigma}(x, z) = \sum_{s=1}^P \sum_{r=1}^P \sum_{i=0}^N \sum_{j=0}^N U_{s,r}(t_{i,j,s,r}) \cdot D_{is}(\theta) \cdot D_{jr}(\theta), \quad (17)$$

где $U_{s,r}(t_{i,j,s,r})$ – эхо-сигнал, пришедший из расчетной точки, от источника под номером s к приемнику под номером r , выделенный из A -скана приемника в соответствии с расчетным временем прихода сигнала; i – количество элементов АМ; N – максимальное заданное количество отражений; $D_{is}(\theta)$, $D_{jr}(\theta)$ – значения функций направленности источника и приемника в направлении на расчетную точку по расчетной траектории.

В соответствии с общей методикой C-SAFT предварительно производится запись A -сканов для каждой пары источник/приемник. При этом массив ЭАР, участвующих в измерениях и выступающих в роли источников и приемников, составляется из всех ЭАР всех призм. И хотя в геометрическом плане расчет производится индивидуально для каждого ЭАР, в расчетном (программном) смысле массив ЭАР является единым и каждый ЭАР получает номер от 1 до P , где i – суммарное количество всех ЭАР всех призм.

В пределах заданной зоны контроля производится последовательный перебор точек по координатам (x, y, z) с заданным шагом. Для каждой расчетной точки производится последовательный перебор всех пар источник/приемник. Для каждой пары источник/приемник производится расчет относительных координат расчетной точки по отношению к источнику и приемнику в соответствии с методикой приведенной ранее.

Далее для источника и приемника по отдельности производится расчет возможных траекторий УЗ луча от ЭАР к расчетной точке. Для этого производится перебор значений количества отражений УЗ луча J в объекте контроля от 0 до N , где N – максимальное заданное количество отражений УЗ луча на пути от источника к точке или от точки до приемника.

Для каждого значения количества отражений J производится перебор всех вариантов траектории, при заданном J , из условия бинарного распределения (на каждом участке может быть один из двух типов волн). Количество вариантов траектории составляет $T=2^{J+1}$. Далее при расчете каждого из вариантов считается известным тип волны на каждом из участков траектории. Соответственно при дальнейшем расчете времени прихода сигнала от источника к приемнику считается известным количество участков продольных n и поперечных m волн, а также тип волны на участке, заканчивающемся (начинающемся) в расчетной точке. Считаются известными также типы падающей и отраженной волны в каждой точке внутреннего отражения, что необходимо для дальнейшего учета изменения амплитуды сигнала при отражении.

Для каждого варианта траектории вычисляется значение угла ввода УЗ луча α' в соответствии с уравнениями (13)–(16) в двух вариантах (луч проходящий/исходящий из

расчетной точки является либо продольной, либо поперечной волной) и в соответствии с методикой, приведенной ранее, производится сравнение угла α' с критическими углами (при численном расчете производится проверка наличия действительных значений угла α'), а также геометрическая проверка возможности выхода УЗ луча из призмы источника и входа в призму приемника. Как результат варианты геометрии, не прошедшие проверки, отбрасываются. Параллельно подсчитывается количество существующих (действительных) траекторий K_{xyz} в данной расчетной точке. Значение K_{xyz} необходимо для дальнейшего усреднения суммарных амплитуд в каждой расчетной точке. Для этого сумма амплитуд в расчетной точке делится на значение функции $K'_{xyz}(K_{xyz})$ при данном значении K_{xyz} . Это позволяет избежать ситуаций, когда сумма амплитуд в точке без несплошностей, но с большим количеством существующих траекторий, превысит сумму амплитуд в точке с несплошностью, но с малым количеством существующих траекторий.

Далее для каждого существующего варианта геометрического расчета вычисляется значение амплитуды для суммирования. Это происходит в два этапа. Сначала по времени прихода сигнала с соответствующего А-скана, записанного приемником, снимается значение амплитуды. Затем значение амплитуды корректируется с учетом элементов акустического тракта (поглощение и рассеяние, диаграмма направленности и т. д.). Коррекция необходима для выравнивания информативности каждого сигнала, поскольку без коррекции, чем длиннее путь и чем больше отражений, тем больше уменьшается амплитуда сигнала и тем меньше ее вклад, а следовательно, и информативность, в сумму амплитуд и соответственно в результирующее синтезированное изображение. Без коррекции даже амплитуда сигнала с одним отражением уже на несколько децибел меньше, чем без отражений [6]. Без коррекции и усреднения по коэффициенту K проявляется также так называемый эффект «подсвечивания», когда на синтезированном изображении томограммы из всей границы несплошности выделяется только участок, для которого существует наибольшее число расчетных траекторий и в первую очередь существуют кратчайшие траектории без отражений и/или с минимальным числом отражений.

Разумеется, численное увеличение амплитуд принятых сигналов на больших расстояниях и при большом количестве отражений перестает иметь смысл, а результат становится неинформативным из-за неудовлетворительного отношения «сигнал/шум». Как упоминалось ранее, максимально возможное количество отражений N редко принимается больше 3, чаще всего 0 или 1. Тем не менее основной решаемой задачей является создание унифицированного алгоритма, который должен быть применим при любом заданном значении N .

Время прихода сигнала от источника к приемнику рассчитывают по формуле:

$$T = t_{\text{пр}} + t_{\text{окн}} + t_{\text{окп}} + t_{\text{пр}}, \quad (18)$$

где $t_{\text{пр}}$, $t_{\text{пр}}$ – время движения сигнала в призме источника и приемника соответственно; $t_{\text{окн}}$, $t_{\text{окп}}$ – время движения сигнала в объекте контроля от источника к расчетной точке и от расчетной точки к приемнику.

Время движения сигнала в призме источника и приемника (совместная формула для обоих вариантов):

$$t_{\text{пр(пр)}} = \frac{z'_{ij(n)}}{c_{\text{пр(пр)}} \cdot \cos \alpha'_{i(n)}}, \quad (19)$$

где $z'_{ij(n)}$ – высота расположения источника (приемника) над плоскостью основания призмы; $c_{\text{пр(пр)}}$ – скорость звука продольной волны в материале призмы источника (приемника); $\alpha'_{i(n)}$ – угол выхода УЗ волны от источника из призмы (входа в призму к приемнику), рассчитанный ранее.

Формулы для расчета времени движения сигнала в объекте контроля от источника до расчетной точки и от расчетной точки до приемника идентичны, поэтому при-

ведем только формулы для расчета времени от источника (в частных случаях, когда имеется только поперечная волна, первое слагаемое для продольных волн в уравнениях (22) и (23) не учитывается):

$$t_{\text{ОКн}} = \frac{((n-1)d+z)}{c_L \cdot \cos\beta_L} + \frac{(J+1-n)d}{c_T \cdot \cos\beta_T}, \quad (20)$$

при J – четном и с последним участком продольной волны;

$$t_{\text{ОКн}} = \frac{(nd-z)}{c_L \cdot \cos\beta_L} + \frac{(J+1-n)d}{c_T \cdot \cos\beta_T}, \quad (21)$$

при J – нечетном и с последним участком продольной волны;

$$t_{\text{ОКн}} = \frac{n \cdot d}{c_L \cdot \cos\beta_L} + \frac{((J-n)d+z)}{c_T \cdot \cos\beta_T}, \quad (22)$$

при J – четном и с последним участком поперечной волны;

$$t_{\text{ОКн}} = \frac{n \cdot d}{c_L \cdot \cos\beta_L} + \frac{((J+1-n)d-z)}{c_T \cdot \cos\beta_T}, \quad (23)$$

при J – нечетном и с последним участком поперечной волны.

Таким образом, расчет суммы амплитуд в каждой точке с учетом всего вышеперечисленного производится следующим образом:

$$S_{\Sigma\Sigma}(x, y, z) = \frac{1}{K'_{xyz}} \sum_{s=1}^P \sum_{r=1}^P \sum_{J_i=0}^N \sum_{J_j=0}^N \sum_{n_n=1}^{J_{r+1}} \sum_{n_n=1}^{J_{j+1}} (U_{s,r}(t_{s,r,i,j,n_n,n_n}) / W_{s,r,i,j,n_n,n_n}), \quad (24)$$

где $U_{s,r}(t_{s,r,i,j,n_n,n_n})$ – эхо-сигнал, пришедший из расчетной точки, от источника под номером s к приемнику под номером r , выделенный из A -скана приемника в соответствии с расчетным временем прихода сигнала; W_{s,r,i,j,n_n,n_n} – функция, компенсирующая уменьшение амплитуды эхо-сигнала с учетом обобщенного акустического тракта от источника к расчетной точке и от нее к приемнику; K'_{xyz} – функция, учитывающая количество существующих (действительных) вариантов траектории, необходимая для усреднения значений суммарных амплитуд в каждой расчетной точке на итоговом синтезированном изображении; n_n, n_n – количество участков продольных волн на пути от источника к расчетной точке и от точки до приемника соответственно.

Коррекция полученной амплитуды эхо-сигнала осуществляется путем ее деления на коэффициент W , представляющий собой произведение ряда поправочных коэффициентов, связанных с каждым из элементов обобщенного акустического тракта, ведущих к уменьшению амплитуды УЗ волны на пути от пьезопластины источника к пьезопластине приемника. Данный коэффициент может быть в линейном приближении описан следующим выражением:

$$W_{s,r,i,j,n_n,n_n} = D_s(\beta_s) \cdot G_s(a_s, \beta_s, \lambda, r_s) \cdot \Phi_s(a_s, \varphi_s) \cdot \Psi_s(\delta_{\text{пс}}, \delta_{\text{ОК}}, r_{\text{пс}}, r_s) \cdot \prod_{k_s=1}^{J_s} R(\beta_s, c_{\text{спд}}, c_{\text{сотр}}) \cdot \prod_{k_r=1}^{J_r} R(\beta_r, c_{\text{рпд}}, c_{\text{ротр}}) \cdot G_r(a_r, \beta_r, \lambda, r_r) \cdot D_r(\beta_r) \cdot \Phi_r(a_r, \varphi_r) \cdot \Psi_r(\delta_{\text{пр}}, \delta_{\text{ОК}}, r_{\text{пр}}, r_r), \quad (25)$$

где $D_s(\beta_s)$, $D_r(\beta_r)$ – коэффициенты прохождения (по амплитуде) через контактные слои «излучатель–изделие» и «изделие–приемник» соответственно; $G_s(a_s, \beta_s, \lambda, r_s)$ – функция, описывающая ослабление зондирующего сигнала на пути от излучателя до расчетной точки без учета прозрачности границ «излучатель–изделие» и затухания УЗ волн; $G_r(a_r, \beta_r, \lambda, r_r)$ – функция, описывающая ослабление ультразвукового сигнала на пути от расчетной точки до приемника без учета прозрачности границ «изделие–приемник» и затухания УЗ волн; $\Phi_s(a_s, \varphi_s)$, $\Phi_r(a_r, \varphi_r)$ – функции, описывающие направленность УЗ поля излучателя и приемника соответственно; $\Psi_s(\delta_{\text{пс}}, \delta_{\text{ОК}}, r_{\text{пс}}, r_s)$, $\Psi_r(\delta_{\text{пр}}, \delta_{\text{ОК}}, r_{\text{пр}}, r_r)$ – функции, описывающие затухание УЗ колебаний на пути от пьезопластины излучателя до расчетной точки и от расчетной точки к пьезопластине приемника соответственно; $R(\beta_s, c_{\text{спд}}, c_{\text{сотр}})$, $R(\beta_r, c_{\text{рпд}}, c_{\text{ротр}})$ – коэффициенты отраже-

ния (по амплитуде) от границы «объект контроля–внешняя среда» в каждой точке отражения на пути от излучателя до расчетной точки и в каждой точке отражения на пути от расчетной точки до приемника соответственно.

Рассмотрим каждый из множителей выражения (25) в отдельности.

Функциональные зависимости $D_s(\beta_s)$ и $D_r(\beta_r)$ коэффициента прозрачности границы «преобразователь–изделие» от угла падения УЗ колебаний хорошо теоретически и экспериментально изучены и для данной задачи имеют следующий вид [19]:

$$D_s(\beta_s) = \frac{2 \cdot z_{OK}}{z_{OK} + z_{ns}} = \frac{2 \cdot \rho_{OK} \cdot c_{OK(l,t)} \cdot \cos \beta_{s(l,t)}}{\rho_{OK} \cdot c_{OK(l,t)} \cdot \cos \beta_{s(l,t)} + \rho_{ns} \cdot c_{ns(l)} \cdot \cos \alpha'_s}; \quad (26)$$

$$D_r(\beta_r) = \frac{2 \cdot z_{nr}}{z_{nr} + z_{OK}} = \frac{2 \cdot \rho_{nr} \cdot c_{nr(l)} \cdot \cos \alpha'_r}{\rho_{nr} \cdot c_{nr(l)} \cdot \cos \alpha'_r + \rho_{OK} \cdot c_{OK(l,t)} \cdot \cos \beta_{r(l,t)}}. \quad (27)$$

На рис. 8 показаны расчетные коэффициенты прозрачности по амплитуде для границы «оргстекло–сталь» при падении продольной волны из оргстекла в сталь под углом α'_s (рис. 8, а) и при падении продольной или поперечной волн из стали в оргстекло под углами β_{rl} и β_{rt} (рис. 8, б) соответственно.

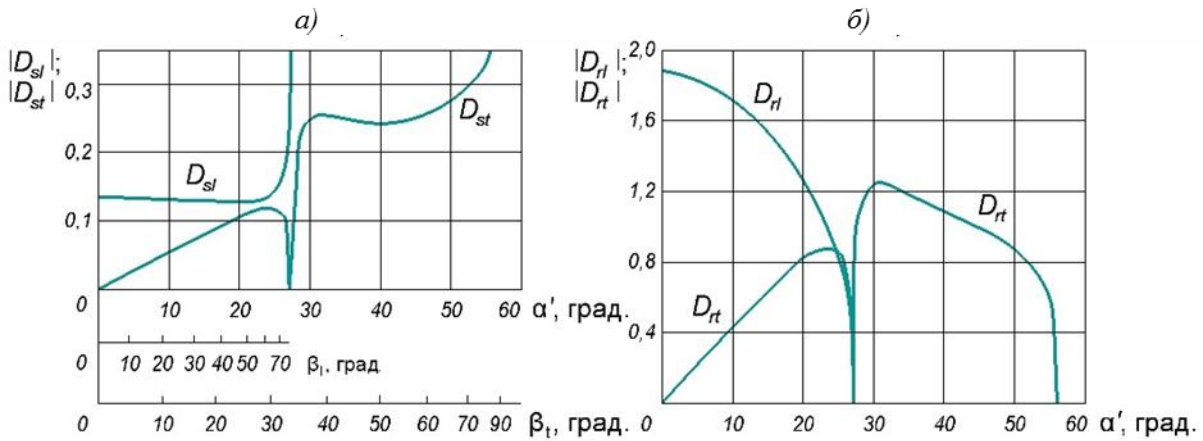


Рис. 8. Коэффициенты прозрачности по амплитуде для границы «оргстекло–сталь» в прямом (а) и обратном (б) направлениях

Произведение $G_s(a_s, \beta_s, \lambda, r_s) \cdot \Phi_s(a_s, \varphi_s)$ по физическому смыслу представляет собой поле излучения пьезопластины – источника сигнала без учета прозрачности границ «излучатель–изделие» и затухания УЗ колебаний. В данном выражении множитель G_s , называемый дифракционным, характеризует ослабление интенсивности сигнала по оси пучка вследствие его расхождения по конусу.

Функциональные зависимости $G_s(a_s, \beta_s, \lambda, r_s)$ ослабления зондирующего сигнала на пути от излучателя до расчетной точки без учета прозрачности границ «излучатель–изделие» и затухания УЗ волн и $G_r(a_r, \beta_r, \lambda, r_r)$ ослабления УЗ сигнала на пути от расчетной точки до приемника без учета прозрачности границ «изделие–приемник» и затухания УЗ волн хорошо теоретически и экспериментально изучены [20] и для данной задачи имеют следующий вид (по аналогии с уравнениями (13)–(16); в частных случаях, когда имеется только поперечная волна, второе слагаемое для продольных волн в уравнениях (15) и (16) не учитывается):

$$G_s(a_s, \beta_s, \lambda, r_s) = \frac{4a_1 a_2}{\frac{c_n}{f \cdot \cos \alpha'} \cdot z'_{ij} + ((n-1)d+z) \cdot \frac{c_L}{c_n} + (J+1-n)d \cdot \frac{c_T}{c_n}}, \quad (28)$$

при J – четном и с последним участком продольной волны;

$$G_s(a_s, \beta_s, \lambda, r_s) = \frac{4a_1 a_2}{\frac{c_n}{f \cdot \cos \alpha'} \cdot z'_{ij} + (n \cdot d - z) \cdot \frac{c_L}{c_n} + (J+1-n)d \cdot \frac{c_T}{c_n}}, \quad (29)$$

при J – нечетном и с последним участком продольной волны;

$$G_s(a_s, \beta_s, \lambda, r_s) = \frac{4a_1 a_2}{\frac{c_n}{f \cdot \cos \alpha'} \cdot z'_{ij} + n \cdot d \cdot \frac{c_L}{c_n} + ((J-n)d+z) \cdot \frac{c_T}{c_n}}, \quad (30)$$

при J – четном и с последним участком поперечной волны;

$$G_s(a_s, \beta_s, \lambda, r_s) = \frac{4a_1 a_2}{\frac{c_n}{f \cdot \cos \alpha'} \cdot z'_{ij} + n \cdot d \cdot \frac{c_L}{c_n} + ((J+1-n)d-z) \cdot \frac{c_T}{c_n}}, \quad (31)$$

при J – нечетном и с последним участком поперечной волны.

Функции $\Phi_s(a_s, \varphi_s)$ и $\Phi_r(a_r, \varphi_r)$ характеризуют угловое распределение амплитуд полей излучателя и приемника в плоскости падения волны. Углы $\theta_{1(s,r)}$ и $\theta_{2(s,r)}$ между проекцией луча УЗ волны и акустической осью пьезопластины источника и приемника соответственно считаем известными. Функциональные зависимости $\Phi_s(a_s, \varphi_s)$ и $\Phi_r(a_r, \varphi_r)$ для прямоугольных пластин пьезоэлементов можно представить в виде (совместная формула для обоих вариантов):

$$\Phi_{(s,r)}(a_{(s,r)}, \varphi_{(s,r)}) = \left| \frac{\sin(a_{1(s,r)} \frac{2\pi f}{c_{п(s,r)}} \sin \theta_{1(s,r)}) \cdot \sin(a_{2(s,r)} \frac{2\pi f}{c_{п(s,r)}} \sin \theta_{2(s,r)})}{a_{1(s,r)} \frac{2\pi f}{c_{п(s,r)}} \sin \theta_{1(s,r)} \cdot a_{2(s,r)} \frac{2\pi f}{c_{п(s,r)}} \sin \theta_{2(s,r)}} \right|. \quad (32)$$

Функция $\Psi_s(\delta_{пс}, \delta_{ок}, r_{пс}, r_s)$ определяет затухание УЗ колебаний на пути от излучателя до расчетной точки, а функция $\Psi_r(\delta_{пр}, \delta_{ок}, r_{пр}, r_r)$ – от расчетной точки до приемника.

Функциональная зависимость затухания от расстояния, как известно, является экспонентой с отрицательным показателем вида $-\delta_r$. Коэффициенты затухания $\delta_{ок}$, $\delta_{пс}$, $\delta_{пр}$ соответственно материалов объекта контроля, задержки (призмы) источника и задержки приемника считаются известными. Коэффициенты затухания могут быть введены несколькими путями. Предпочтение отдается измерению на конкретном материале (в особенности для объекта контроля). Возможно применение табличных значений коэффициентов для заданных типов материалов. Выражения для $\Psi_s(\delta_{пс}, \delta_{ок}, r_{пс}, r_s)$ (и по аналогии – для $\Psi_r(\delta_{пр}, \delta_{ок}, r_{пр}, r_r)$) могут быть представлены в виде:

$$\Psi_s(\delta_{пс}, \delta_{ок}, r_{пс}, r_s) = \exp(-\delta_{пс} \cdot z'_{ij} - \delta_{ок} (((n-1)d+z) + (J+1-n)d)), \quad (33)$$

при J – четном и с последним участком продольной волны;

$$\Psi_s(\delta_{пс}, \delta_{ок}, r_{пс}, r_s) = \exp(-\delta_{пс} \cdot z'_{ij} - \delta_{ок} ((n \cdot d - z) + (J+1-n)d)), \quad (34)$$

при J – нечетном и с последним участком продольной волны;

$$\Psi_s(\delta_{пс}, \delta_{ок}, r_{пс}, r_s) = \exp(-\delta_{пс} \cdot z'_{ij} - \delta_{ок} (n \cdot d + ((J-n)d+z))), \quad (35)$$

при J – четном и с последним участком поперечной волны;

$$\Psi_s(\delta_{пс}, \delta_{ок}, r_{пс}, r_s) = \exp(-\delta_{пс} \cdot z'_{ij} - \delta_{ок} (n \cdot d + ((J+1-n)d-z))), \quad (36)$$

при J – нечетном и с последним участком поперечной волны.

Функциональные зависимости $R(\beta_s, c_{спд}, c_{сотр})$ и $R(\beta_r, c_{рлд}, c_{ротр})$ коэффициентов отражения (по амплитуде) от границы «объект контроля–внешняя среда» заменяются одной из четырех функций R_{ll} , R_{lr} , R_{rl} и R_{rr} в зависимости от того, волнами какого типа являются падающая и отраженная волны. Интерес представляет отражение при условии трансформации падающей волны одного типа на две волны разных типов (продольную и поперечную). При падении продольной волны во всем диапазоне углов происходит трансформация с разделением на продольную и поперечную волны. При падении поперечной волны трансформация с разделением происходит только в диапазоне углов падения от нуля до третьего критического угла. Разделение энергии падающей волны на две части происходит в пропорциях в соответствии с условиями отражения, при этом из закона сохранения энергии для коэффициентов отражения по потокам энергии \tilde{R} справедливы следующие выражения (при условии, что коэффициенты прозрачности по потокам энергии \tilde{D} для границы «объект контроля–воздух» считаются равными 0):

$$\tilde{R}_{ll} + \tilde{R}_{lr} = 1; \tilde{R}_{rl} + \tilde{R}_{rr} = 1. \tag{37}$$

Функциональные зависимости R_{ll} , R_{lr} , R_{rl} и R_{rr} имеют следующий вид:

$$R_{ll} = \frac{c_T^2 \cdot \sin(2\beta_{l(s,r)}) \cdot \sin(2\beta_{t(s,r)}) - c_L^2 \cdot \cos^2(2\beta_{t(s,r)})}{c_T^2 \cdot \sin(2\beta_{l(s,r)}) \cdot \sin(2\beta_{t(s,r)}) + c_L^2 \cdot \cos^2(2\beta_{t(s,r)})}; \tag{38}$$

$$R_{lr} = \frac{2c_L \cdot c_T \cdot \sin(2\beta_{l(s,r)}) \cdot \cos(2\beta_{t(s,r)})}{c_T^2 \cdot \sin(2\beta_{l(s,r)}) \cdot \sin(2\beta_{t(s,r)}) + c_L^2 \cdot \cos^2(2\beta_{t(s,r)})}; \tag{39}$$

$$R_{rl} = \frac{c_T^2 \cdot \sin(2\beta_{t(s,r)}) \cdot \sin(2\beta_{l(s,r)}) - c_L^2 \cdot \cos^2(2\beta_{t(s,r)})}{c_T^2 \cdot \sin(2\beta_{t(s,r)}) \cdot \sin(2\beta_{l(s,r)}) + c_L^2 \cdot \cos^2(2\beta_{t(s,r)})}; \tag{40}$$

$$R_{rr} = \frac{2c_L \cdot c_T \cdot \sin(2\beta_{t(s,r)}) \cdot \cos(2\beta_{l(s,r)})}{c_T^2 \cdot \sin(2\beta_{t(s,r)}) \cdot \sin(2\beta_{l(s,r)}) + c_L^2 \cdot \cos^2(2\beta_{t(s,r)})}. \tag{41}$$

Примеры функциональных зависимостей R_{ll} , R_{lr} , R_{rl} и R_{rr} для границы «сталь–воздух» ($c_t/c_l=0,546$) и «алюминий–воздух» ($c_t/c_l=0,492$) представлены на рис. 9.

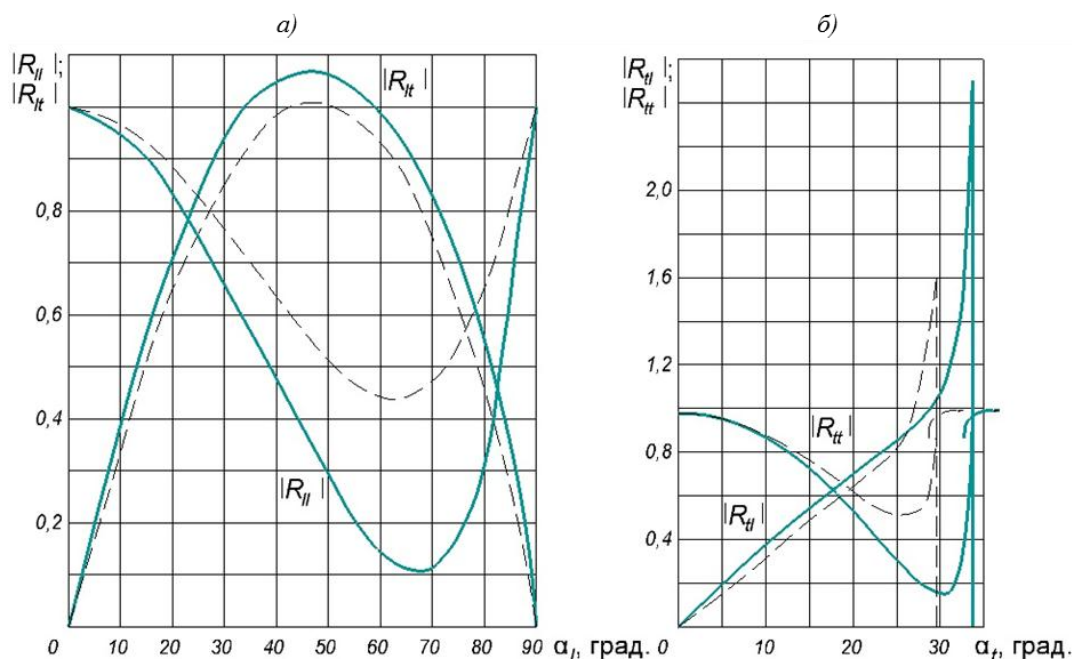


Рис. 9. Коэффициенты отражения по амплитуде от границы «сталь–воздух» (—) и «алюминий–воздух» (---) для продольных (а) и поперечных волн (б)

Функция K'_{xyz} может быть задана различными функциональными зависимостями. Наилучшим образом зарекомендовали себя логарифмические зависимости следующего вида:

$$K'_{xyz} = \ln(K_{xyz}). \quad (42)$$

По завершении расчета $S_{\Sigma\Sigma}(x, y, z)$ для каждой точки зоны контроля производится создание синтезированного изображения путем привязки числового значения $S_{\Sigma\Sigma}(x, y, z)$ в каждой точке к градации цвета. Подробное освещение результатов применения предложенного алгоритма, в том числе в сравнении с другими алгоритмами, заслуживает отдельной публикации.

Выводы

1. Разработан оптимизированный упрощенный алгоритм расчета геометрии цифровой фокусировки антенных решеток C-SAFT с призмами произвольных размеров, учитывающий произвольное количество отражений и трансформаций типов волн, необходимый для увеличения производительности исследования объектов контроля с плоскопараллельными границами.

2. Разработан алгоритм реконструкции синтезированного изображения томограммы методом C-SAFT, учитывающий произвольное количество схем зондирования в зависимости от целей контроля для каждой конкретной точки изображения, компенсирующий ослабление амплитуды сигнала с учетом полного обобщенного акустического тракта, а также компенсирующий эффект «подсвечивания» изображения наиболее геометрически доступных зон контроля, что позволяет обеспечить достоверность результатов контроля упрощенным алгоритмом, сравнимую с достоверностью результатов алгоритмов C-SAFT, основанных на решении полных волновых уравнений для обратной задачи дифракции.

3. Применение предложенного алгоритма позволит значительно повысить производительность контроля дефектов сложной формы и различной ориентации методом C-SAFT в изделиях с плоскопараллельными границами, доля которых составляет до 80% от объема промышленного производства, с сохранением достоверности, что, в свою очередь, делает возможным применение метода C-SAFT при высокопроизводительном автоматизированном ультразвуковом неразрушающем контроле.

ЛИТЕРАТУРА

1. Каблов Е.Н. Инновационные разработки ФГУП «ВИАМ» ГНЦ РФ по реализации «Стратегических направлений развития материалов и технологий их переработки на период до 2030 года» // *Авиационные материалы и технологии*. 2015. №1 (34). С. 3–33. DOI: 10.18577/2071-9140-2015-0-1-3-33.
2. Каблов Е.Н. Стратегические направления развития материалов и технологий их переработки на период до 2030 года // *Авиационные материалы и технологии*. 2012. №S. С. 7–17.
3. Каблов Е.Н. Контроль качества материалов – гарантия безопасности эксплуатации авиационной техники // *Авиационные материалы и технологии*. 2001. №1. С. 3–8.
4. Каблов Е.Н. Современные материалы – основа инновационной модернизации России // *Металлы Евразии*. 2012. №3. С. 10–15.
5. Самокрутов А.А., Шевалдыкин В.Г. Ультразвуковая томография металлоконструкций методом цифровой фокусировки антенной решетки // *Дефектоскопия*. 2011. №1. С. 21–38.
6. Базулин Е.Г. Восстановление изображения дефектов методом C-SAFT по эхосигналам, измеренным антенной матрицей в режиме тройного сканирования // *Дефектоскопия*. 2012. №1. С. 3–19.

7. Далин М.А., Генералов А.С., Бойчук А.С., Ложкова Д.С. Основные тенденции развития акустических методов неразрушающего контроля // *Авиационные материалы и технологии*. 2013. №1. С. 64–68.
8. Бойчук А.С., Степанов А.В., Косарина Е.И., Генералов А.С. Применение технологии ультразвуковых фазированных решеток в неразрушающем контроле деталей и конструкций авиационной техники, изготавливаемых из ПКМ // *Авиационные материалы и технологии*. 2013. №2. С. 41–46.
9. Ложкова Д.С., Далин М.А. Измерение параметров контрольного отражателя, применяемого при настройке оборудования при контроле диафрагмы гасителя пульсаций // *Авиационные материалы и технологии*. 2013. №4. С. 58–61.
10. Бойчук А.С., Генералов А.С., Степанов А.В. Неразрушающий контроль углепластиков на наличие несплошностей с использованием ультразвуковых фазированных решеток // *Авиационные материалы и технологии*. 2015. №3 (36). С. 84–89. DOI: 10.18577/2071-9140-2015-0-3-84-89.
11. Noel Dude, Dr. Michael D.C. Moles. *Advances in Phased Array Ultrasonic Technology Applications: Olympus NDT (Canada)*, 2007. 512 p.
12. Bernus von L., Bulavinov A., Joneit D. et al. Sampling Phased Array. A New Technique for Signal Processing and Ultrasonic Imaging // 9th ECNDT - We.3.1.2 (September 25–29, 2006). Berlin. 2006. P. 1–13.
13. Le Ber L., Roy O., Reverdy F., Mahaut S. Application and Simulation of Advanced Ultrasonic Array Techniques // 10th ECNDT (June 7–11, 2010). Moscow. 2010. P. 1–6.
14. Jobst M., Connolly G.D. Demonstration of the Application of the Total Focusing Method to the Inspection of Steel Welds // 10th ECNDT - Rep. 1.3.4 (June 7–11, 2010). Moscow. 2010. P. 1–11.
15. Базулин Е.Г., Голубев А.С., Коколев С.А. Применение ультразвуковой антенной решетки для регистрации эхосигналов методом двойного сканирования для получения изображений дефектов // *Дефектоскопия*. 2009. №2. С.18–32.
16. Chatillon S., Fidahoussen A., Iakovleva E., Calmon P. Time of flight inverse matching reconstruction of ultrasonic array data exploiting forwards models // *NDT in Canada: National Conference*. 2009. August 25–27.
17. Bulavinov A., Dalichow M., Kröning M., Kutz J.H., Walte F. and Reddy K. Quantitative Ultrasonic Testing of Pressurized Components Using Sampling Phased Array // *Proc. Nationals Seminar on Non-Destructive Evaluation (December 7–9, 2006)*. Hyderabad. 2006 P. 437–448.
18. Данилов В.Н., Самокрутов А.А., Люткевич А.М. Теоретические и экспериментальные исследования малоапертурных прямоугольных преобразователей // *Контроль. Диагностика*. 2003. №7. С. 29–37.
19. Алешин Н.П., Белый В.Е., Вopilкин А.Х. и др. *Методы акустического контроля металлов*. М.: Изд-во МГТУ им. Баумана, 2000. 496 с.
20. Ключев В.В., Соснин Ф.Р., Филинов В.Н. и др. *Неразрушающий контроль и диагностика: справочник*. М.: Машиностроение, 1995. 489 с.