

УДК 621.396.67

Сравнение оптимального и квазиоптимального алгоритмов выделения сигнала в ультразвуковой толщинометрии при наличии структурного шума

Али Зайд Салех Салем, В. Г. Карташев*,
Е. В. Шалимова

Проведено сравнение оптимального и квазиоптимального алгоритмов пространственно-временной обработки сигналов в ультразвуковой толщинометрии при наличии белого и структурного шумов. Показано, что оптимальный алгоритм позволяет получить небольшой выигрыш в отношении сигнал/шум по сравнению с квазиоптимальным алгоритмом. Однако при реализации оптимального алгоритма возникают значительные погрешности, которые могут превысить выигрыш от применения оптимального алгоритма. Сделан вывод о том, что на практике более целесообразно применять квазиоптимальный алгоритм обработки сигналов.

Ключевые слова: ультразвук, толщинометрия, белый и структурный шум, пространственно-временная обработка сигналов, оптимальный и квазиоптимальный алгоритмы.

Постановка задачи

При ультразвуковой (УЗ) дефектоскопии объектов из материалов с неоднородной структурой серьезной проблемой является выделение полезного сигнала на фоне шумов и помех. Основными помехами при зондировании неоднородных материалов считаются собственный шум аппаратуры и структурный шум (СШ), возникающий в результате отражения зондирующего сигнала от многочисленных неоднородностей объекта. Собственный шум аппаратуры (белый шум) можно существенно ослабить, применяя сложномодулиро-

ванные зондирующие сигналы с большой базой с последующей согласованной фильтрацией. В отличие от белого шума, СШ имеет практически такой же энергетический спектр, как и полезный сигнал, поэтому никакие частотные фильтры не могут существенно его ослабить. Для выделения сигнала из структурного шума используется пространственно-временная обработка.

Общая теория пространственно-временной обработки сигналов (ПВОС) детально разработана и описана в литературе [1, 2]. Основные положения ПВОС применительно к задачам УЗ-дефектоскопии изложены в [3].

Типовая структурная схема ПВОС в УЗ дефектоскопии приведена на рис. 1. В исследуемый объект излучается зондирующий сигнал, который отражается от дефекта, задней границы и неоднородностей объекта.

* KartashevVG@mpei.ru

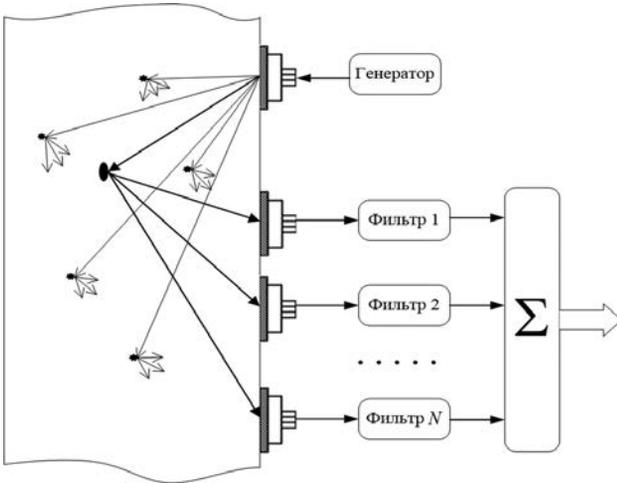


Рис. 1. Структурная схема пространственно-временной обработки сигналов

Суммарный отраженный сигнал воспринимается приемными преобразователями, усиливается и поступает на фильтры с частотными характеристиками $K_1(\omega)$, $K_2(\omega)$, ..., $K_N(\omega)$. Сигналы с выходов фильтров суммируются таким образом, чтобы скомпенсировать различие задержки полезных сигналов в разных каналах.

При разработке оптимального алгоритма обработки сигналов наибольшую трудность представляет определение частотных характеристик канальных фильтров $K_1(\omega)$, ..., $K_N(\omega)$. В общем случае при нестационарном характере помехи для этого приходится решать непростую систему интегральных уравнений. Задача существенно упрощается, если в месте предполагаемого расположения полезного сигнала шум (помеху) можно считать локально-стационарным. В этом случае, как показано в [4], для определения частотных характеристик канальных фильтров $K_i(\omega)$ нужно найти корреляционную матрицу помех (шума) или матрицу энергетических спектров:

$$W(\omega) = \begin{pmatrix} W_{11}(\omega) & W_{12}(\omega) & \dots & W_{1N}(\omega) \\ W_{21}(\omega) & W_{22}(\omega) & \dots & W_{2N}(\omega) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ W_{N1}(\omega) & W_{N2}(\omega) & \dots & W_{NN}(\omega) \end{pmatrix}. \quad (1)$$

В этой матрице диагональные элементы $W_{11}(\omega)$, ..., $W_{NN}(\omega)$ — это энергетические спектры шума в разных каналах, а недиагональные элементы $W_{ij}(\omega)$ — взаимные энергетические спектры шума в i -м и j -м каналах.

После того, как найдены элементы матрицы (1), проводится её обращение для каждого значения частоты ω , т.е. определяется обратная матрица энергетических спектров $W^{-1}(\omega)$. После этого легко найти частотные характеристики канальных фильтров $K_i(\omega)$:

$$K_i(\omega) = \sum_{j=1}^N W_{ij}^{-1}(\omega) S_j^*(\omega) e^{-j\omega t_0}. \quad (2)$$

Здесь $W_{ij}^{-1}(\omega)$ — элементы обратной матрицы энергетических спектров помех; $S_j^*(\omega)$ — спектральная плотность полезного сигнала в j -м канале; $*$ — комплексная сопряженность; множитель $e^{-j\omega t_0}$ — задержка, необходимая для физической реализуемости фильтра.

Таким образом, для построения оптимального алгоритма ПВОС необходимо сначала найти матрицу энергетических спектров, что во многих случаях может вызывать серьезные затруднения, в результате чего реализация оптимального алгоритма ПВОС становится проблематичной.

Наряду с оптимальным алгоритмом ПВОС возможен квазиоптимальный алгоритм, где не требуется знание матрицы энергетических спектров помех. При квазиоптимальной обработке сигналы в каждом канале проходят согласованную фильтрацию и суммируются с учетом необходимых задержек. При этом фильтры — это обычные согласованные фильтры с одинаковыми характеристиками.

В связи с трудоемкостью реализации оптимального алгоритма ПВОС возникает вопрос о том, насколько велик выигрыш, даваемый оптимальным алгоритмом по сравнению с квазиоптимальным, и в каких случаях допустимо использовать квазиоптимальный алгоритм вместо оптимального. Разумеется, универсальный ответ на этот вопрос дать невозможно. Поэтому ограничимся частным случаем анализа алгоритмов обработки сигналов при УЗ-толщинометрии.

Описание алгоритмов пространственно-временной обработки сигналов

В качестве объекта исследования выберем сравнительно простую задачу УЗ-толщинометрии согласно рис. 2. Чтобы сигналы во всех каналах и их временные задержки были одинаковыми, используем метод синтезированной апертуры [5]. Предположим, что зондирование объекта проводится с помощью датчика, состоящего из одного излучающего и одного приемного элементов; датчик перемещается по поверхности изделия с определенным шагом. Частотно-зависимое затухание ультразвуковых волн в среде учитывать не будем, коэффициент отражения от неоднородностей не зависит от частоты.

Анализ проведем как для поперечных, так и для продольных акустических волн. При зондировании продольными волнами будем полагать, что используются малоапертурные преобразователи с диаграммой направленности $F(\theta) = \cos\theta$, при зондировании поперечными волнами — преобразователи с сухим точечным контактом [6], диаграмма направленности которых оказывается всенаправленной в плоскости, перпендикулярной направлению колебания частиц.

В качестве зондирующего сигнала возьмем ЛЧМ-импульс. Обработка такого сигнала должна включать согласованную фильтрацию как в оптимальном, так и в квазиоптимальном алгоритмах.

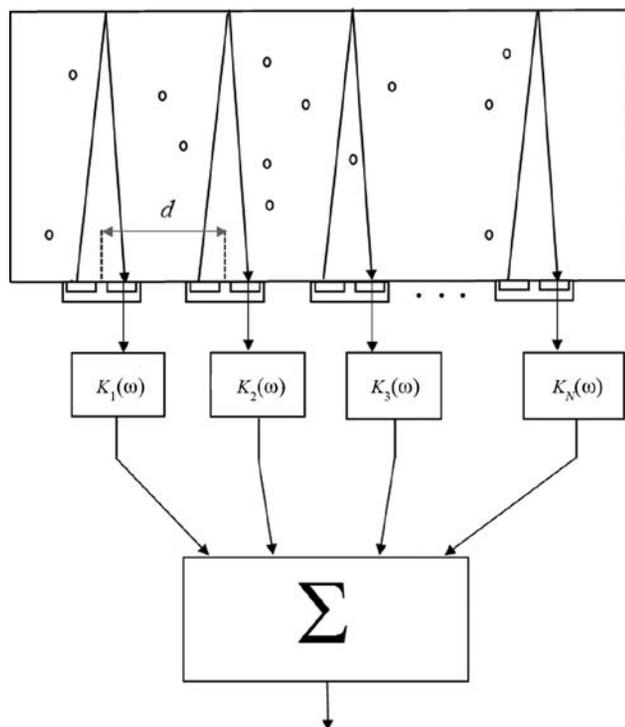


Рис. 2. Структурная схема обработки сигналов при УЗ-толщинометрии

Алгоритмы будем сравнивать по величине отношения сигнал/шум на выходе процесса обработки сигналов.

Рассмотрим сначала оптимальный алгоритм. Его структурная схема представлена на рис. 2. Зондирование объекта проводится с помощью датчика, который перемещается по поверхности изделия с шагом d и из каждого положения осуществляется зондирование. Сигнал, отраженный от задней границы изделия, воспринимается приемным преобразователем и поступает на частотный фильтр. Каждому положению датчика соответствует своя частотная характеристика. Сигналы с выходов фильтров сохраняются в памяти компьютера и после этого суммируются.

Предполагаем, что помехой является суперпозиция структурного шума и белого шума. Обозначим $W_0(\omega)$ — энергетический спектр СШ в каждом канале; N_0 — энергетический спектр белого шума.

Для определения частотных характеристик фильтров сначала строится матрица энергетических спектров суммарного шума (1), где все диагональные элементы одинаковы и равны $W_0(\omega) + N_0$, а недиагональные элементы определяются выражением:

$$W_{ij}(\omega) = W_0(\omega)\Theta(u), \quad (3)$$

где $\Theta(u)$ — характеристическая функция, которая, как показано в [7], для продольных волн описывается выражением:

$$\Theta(u) = \frac{3\left(\frac{\sin u}{u} - \cos u\right)}{u^2}, \quad (4)$$

а для поперечных волн и выбранного направления поляризации, согласно [8], выглядит как:

$$\Theta(u) = \frac{3}{2} \left[\frac{\sin u}{u} + \frac{\cos u - \frac{\sin u}{u}}{u^2} \right]. \quad (5)$$

Здесь $u = 2\omega d_{ij}/v_\phi$, где d_{ij} — расстояние между i -м и j -м положениями датчика; v_ϕ — скорость ультразвука в среде.

После построения матрицы энергетических спектров проводится ее обращение для каждого значения частоты сигнала и с помощью (2) определяются частотные характеристики канальных фильтров $K_i(\omega)$.

Множитель $\dot{S}_j(\omega)e^{-j\omega t_0}$ в выражении (2) означает согласованную фильтрацию сигнала. Поскольку спектры сигналов $\dot{S}_j(\omega)$ во всех каналах одинаковы, то его можно вынести за знак суммы:

$$\dot{K}_i(\omega) = \dot{S}(\omega)e^{-j\omega t_0} \sum_{j=1}^N W_{ij}^{-1}(\omega). \quad (6)$$

Выражение (6) означает, что согласованную фильтрацию и остальную обработку сигнала можно выполнять раздельно. Например, можно сначала сигнал в каждом канале подвергнуть согласованной фильтрации, а потом пропустить через частотные фильтры и просуммировать, только частотные характеристики фильтров в этом случае будут описываться более простыми выражениями:

$$\dot{K}_i(\omega) = \dot{S}(\omega) \sum_{j=1}^N W_{ij}^{-1}(\omega). \quad (7)$$

Такой вариант алгоритма очень удобен для моделирования. Поскольку и полезный сигнал, отраженный от задней границы изделия, и структурный шум формируются зондирующим сигналом, можно в начале моделирования полагать, что они уже прошли согласованную фильтрацию.

Это означает, что и полезный сигнал, и составляющие структурного шума должны иметь форму, соответствующую форме зондирующего сигнала после согласованной фильтрации, т.е. соответствующую форме автокорреляционной функции (АКФ) зондирующего сигнала. Это позволяет сократить процесс обработки сигнала при моделировании.

Белый шум формируется другим способом, и поэтому его вклад будет учитываться отдельно.

Квазиоптимальный алгоритм обработки сигналов отличается от оптимального тем, что в нем не учитывается взаимная корреляция реализаций СШ. Принятые сигналы проходят согласованную фильтрацию и суммируются без дополнительной фильтрации.

Нашей задачей является вычисление отношения сигнал/шум после обработки. Поскольку анализируемые алгоритмы ПВОС — линейные, а полезный сигнал, СШ, и белый шум суммируются аддитивно, мы можем рассмотреть их обработку раздельно. Это существенно упростит процесс решения задачи.

Расчет амплитуды сигнала после обработки

Как уже упоминалось, в качестве зондирующего сигнала используется ЛЧМ-импульс. Будем считать, что принимаемый сигнал в каждом канале $f(t)$ совпадает по форме с зондирующим сигналом:

$$f(t) = U_m \cos\left(\omega_0 t + \frac{\mu t^2}{2}\right). \quad (8)$$

Длительность сигнала обозначим T_c , полная девиация частоты равна μT_c ; база сигнала — $B = \frac{\mu^2 T_c}{2\pi}$. Спектральную плотность полезного сигнала $f(t)$ обозначим $\dot{S}_f^*(\omega)$. Его автокорреляционная функция описывается выражением:

$$\psi_f(\tau) = \frac{U_m^2 T_c}{2} \frac{\sin\left[\frac{\pi B \tau}{T_c} \left(1 - \frac{|\tau|}{T_c}\right)\right]}{\frac{\pi B \tau}{T_c}} \cos \omega_0 \tau. \quad (9)$$

Обработка принимаемого сигнала начинается с согласованной фильтрации (СФ). Частотная характеристика согласованного фильтра равна:

$$\dot{K}^*(\omega) = k S_f^*(\omega) e^{-j\omega t_0}. \quad (10)$$

Чтобы частотная характеристика согласованного фильтра была безразмерной, коэффициент k должен иметь размерность $1/Bc$. Значение t_0 , которое означает момент времени, когда сигнал на выходе СФ достигает максимального значения, для упрощения расчетов положим равным нулю.

Сигнал на выходе согласованного фильтра $f_{\text{СФ}}(t)$ пропорционален АКФ сигнала $f(t)$ и выглядит как:

$$f_{\text{СФ}}(t) = k \psi_f(t). \quad (11)$$

Спектральная плотность этого сигнала равна:

$$\dot{S}_{f_{\text{СФ}}}(\omega) = k \dot{S}_f^*(\omega) S_f^*(\omega) = k \left| \dot{S}_f(\omega) \right|^2, \quad (12)$$

где $\left| \dot{S}_f(\omega) \right|^2$ — энергетический спектр сигнала $f(t)$.

Для оценки эффективности алгоритмов нужно определить максимальные значения сигнала на выходе одного приемного элемента после согласованной фильтрации, на выходе системы обработки в соответствии с оптимальным алгоритмом и после квазиоптимальной обработки.

Сигнал на выходе одного канала после СФ описывается выражением (11) и принимает максимальное значение при $t = 0$. Подставив (9) в (11) получим:

$$f_{\text{max}} = k \frac{U_m^2 T_c}{2}. \quad (13)$$

При квазиоптимальной фильтрации сигналы во всех каналах одинаковы. Поэтому максимальное значение сигнала будет в N раз больше, чем в одном канале:

$$\Psi_{\text{max кв}} = Nk \frac{U_m^2 T_c}{2}. \quad (14)$$

При оптимальной обработке сигнал в каждом канале проходит через свой фильтр с частотной характеристикой $K_i(\omega)$. Для определения максимального значения сигнала на выходе сумматора надо сначала найти его спектр:

$$\dot{S}_{\text{вых.опт}}(\omega) = k \left| \dot{S}_f(\omega) \right|^2 \sum_{i=1}^N K_i(\omega). \quad (15)$$

Применив к этому выражению обратное преобразование Фурье, найдем сигнал после оптимальной обработки. Однако для определения максимального значения сигнала не нужно вычислять обратное преобразование Фурье. Поскольку частотные характеристики $K_i(\omega)$ описываются вещественными функциями, сигнал после оптимальной обработки, как и функция $\psi(t)$, принимает максимальное значение при $t = 0$. Поэтому максимальное значение сигнала легко определить, интегрируя выражение для спектра (15):

$$f_{\text{max.опт}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \dot{S}_{\text{вых.опт}}(\omega) d\omega = \frac{k}{\pi} \int_0^{\infty} \left| \dot{S}_f(\omega) \right|^2 \sum_{i=1}^N K_i(\omega) d\omega. \quad (16)$$

Расчет дисперсии структурного шума

Обозначим энергетический спектр одной реализации СШ через $W_0(\omega)$. Поскольку СШ формируется зондирующим сигналом, его энергетический спектр пропорционален энергетическому спектру зондирующего сигнала:

$$W_0(\omega) = A \left| \dot{S}_f(\omega) \right|^2, \quad (17)$$

где A — коэффициент, имеющий размерность $1/c$. После согласованной фильтрации энергетический спектр СШ умножается на квадрат модуля частотной характеристики СФ:

$$\begin{aligned} W_{\text{СФ}}(\omega) &= W_0(\omega) \left| \dot{K}_{\text{СФ}}(\omega) \right|^2 = \\ &= W_0(\omega) k^2 \left| \dot{S}_f(\omega) \right|^2 = k^2 A \left| \dot{S}_f(\omega) \right|^4. \end{aligned} \quad (18)$$

Дисперсия одной реализации СШ после согласованной фильтрации определяется как интеграл от энергетического спектра:

$$\sigma_{1\text{СФ}}^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} W_{0\text{СФ}}(\omega) d\omega = \frac{k^2 A^2}{\pi} \int_0^{\infty} \left| \dot{S}_f(\omega) \right|^4 d\omega. \quad (19)$$

При оптимальном алгоритме обработки сигналов каждая реализация СШ проходит через свой фильтр с частотной характеристикой $K_i(\omega)$. Энергетический спектр i -й реализации СШ на выходе фильтра будет равен:

$$W_{i\text{СФ}}(\omega) = k^2 A^2 \left| \dot{S}_f(\omega) \right|^4 K_i^2(\omega). \quad (20)$$

После фильтров реализации СШ суммируются и при расчете дисперсии суммарного СШ на выходе следует принять во внимание, что реализации СШ в разных каналах взаимно коррелированы. Учитывая взаимную коррелированность реализаций СШ, после ряда преобразований получим:

$$W_{\text{вых}}(\omega) = W_0(\omega) \left| \dot{K}_{\text{СФ}}(\omega) \right|^2 \sum_{i=1}^N K_i^2(\omega) + \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N W_{ij}(\omega) \left| \dot{K}_{\text{СФ}}(\omega) \right|^2 K_i(\omega) K_j(\omega), (i \neq j), \quad (21)$$

где $W_{ij}(\omega)$ — элементы матрицы энергетических спектров СШ.

Дисперсия СШ на выходе определяется как интеграл от энергетического спектра:

$$\sigma_{\text{СШ вых}}^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} W_{\text{вых}}(\omega) d\omega. \quad (22)$$

При квазиоптимальной обработке сигналов частотные характеристики фильтров $K_i(\omega)$ вместо (21) получим более простое выражение:

$$W_{\text{вых}}(\omega) = N W_0(\omega) \left| \dot{K}_{\text{СФ}}(\omega) \right|^2 + \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N W_{ij}(\omega) \left| \dot{K}_{\text{СФ}}(\omega) \right|^2, (i \neq j). \quad (23)$$

Методика расчета дисперсии белого шума

Обозначим N_0 — энергетический спектр белого шума в одном канале до согласованной фильтрации. После СФ спектр умножится на квадрат модуля частотной характеристики СФ:

$$N_{1\text{СФ}} = N_0 \left| \dot{K}_{\text{СФ}}(\omega) \right|^2. \quad (24)$$

Дисперсия белого шума в одном канале может быть вычислена как интеграл от энергетического спектра (24):

$$\sigma_{1\text{БШ}}^2 = N_0 \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \left| \dot{K}_{\text{СФ}}(\omega) \right|^2 d\omega. \quad (25)$$

Поскольку реализации белого шума в разных каналах не коррелированы, суммарная дисперсия белого шума при квазиоптимальной обработке будет в N раз больше, чем дисперсия в одном канале:

$$\sigma_{\text{БШ}}^2 = \frac{N N_0}{\pi} \int_0^{\infty} \left| \dot{K}_{\text{СФ}}(\omega) \right|^2 d\omega. \quad (26)$$

При оптимальном алгоритме обработки сигналов шум в каждом канале проходит через фильтр с частотной характеристикой $K_i(\omega)$, но реализации белого шума в разных каналах остаются не коррелированными. Поэтому энергетический спектр «белого» шума на выходе равен сумме энергетических спектров в разных каналах:

$$W_{\text{БШ}} = N_0 \left| \dot{K}_{\text{СФ}}(\omega) \right|^2 \sum_{i=1}^N K_i^2(\omega). \quad (27)$$

Дисперсия этого шума на выходе определится как интеграл от энергетического спектра:

$$\sigma_{\text{БШ вых. опт}}^2 = \frac{N_0}{\pi} \int_0^{\infty} \left| \dot{K}_{\text{СФ}}(\omega) \right|^2 \sum_{i=1}^N K_i^2(\omega) d\omega. \quad (28)$$

Результаты исследования

С помощью изложенной выше методики было рассчитано отношения сигнал/шум после оптимальной и квазиоптимальной обработки сигналов для выбранной схемы перемещения приемно-передающих преобразователей. В качестве зондирующего сигнала использовался ЛЧМ-импульс с шириной спектра 100 — 200 кГц и базой $B = 100$. В процессе расчетов уровни полезного сигнала и структурного шума нормировались таким образом, чтобы на выходе одного приемного элемента после СФ максимальная амплитуда сигнала и эффективное напряжение суммарного шума были равны 1 В. Фазовую скорость УЗ-волны полагали равной 4000 м/с. Число положений датчика $N = 8$. Шаг перемещения датчика варьировался в пределах 5 — 50 мм.

Как и следовало ожидать, отношение сигнал/шум после обработки зависит от шага перемещения датчика d и от соотношения энергетических спектров белого и структурного шумов N_0/W_0 . В качестве примера на рис. 3 для продольных волн и на рис. 4 для поперечных волн приведены графики зависимости отношения сигнал/шум от шага перемещения датчика d при $N_0/W_0 = 0,1$. Для сравнения на рис. 3, 4 проведена линия на уровне $\sqrt{N} = \sqrt{8}$, которая соответствует отношению сигнал/шум после обработки при отсутствии взаимной корреляции шума в соседних положениях датчика. При маленьких значениях шага преобладает положитель-

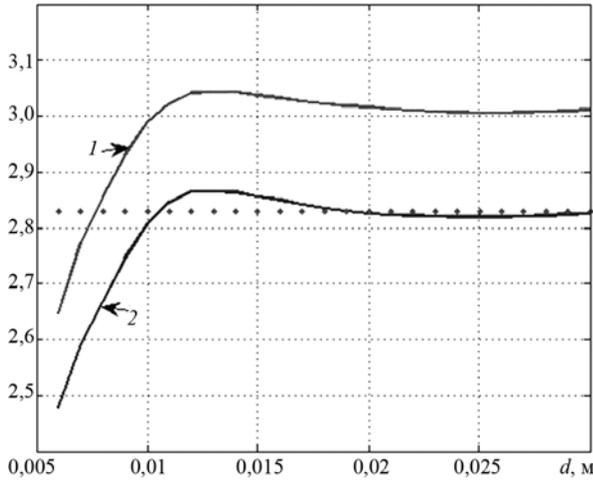


Рис. 3. Зависимость отношения сигнал/шум от шага перемещения датчика при зондировании продольными акустическими волнами и $W_0/N_0 = 10$:

1, 2 — после оптимальной и квазиоптимальной обработок

ная взаимная корреляция реализаций СШ, в результате чего отношение сигнал/шум меньше \sqrt{N} . При $d = 12,5$ мм для продольных волн (см. рис. 3) и $d = 9$ мм для поперечных волн (см. рис. 4) наблюдается максимальное значение отношения сигнал/шум, обусловленное отрицательной взаимной корреляцией реализаций СШ. При дальнейшем увеличении шага d степень взаимной корреляции реализаций СШ снижается и отношение сигнал/шум постепенно уменьшается.

Было проведено исследование зависимости выигрыша от применения оптимальной обработки сигналов по сравнению с квазиоптимальной от соотношения между уровнями структурного и белого шумов. На рис. 5 показаны результаты расчета отношения сигнал/шум в зависимости от соотношения W_0/N_0 для продольных волн при шаге $d = 12,5$ мм, обеспечивающем максимальное отношение сигнал/шум. На рис. 6 приведены аналогичные результаты расчетов для поперечных волн при $d = 9$ мм.

В начальной части графиков, когда $W_0/N_0 = 1$, существенную роль играет белый шум, реализации которого не коррелированы. При этом оптимальная обработка сигналов не обеспечивает практически никакого выигрыша по сравнению с квазиоптимальной. При $W_0/N_0 = 10$ (см. рис. 3, 4) выигрыш от использования оптимальной обработки сигналов составляет 6% при зондировании продольными волнами и 5% при зондировании поперечными акустическими волнами. И только при очень больших значениях W_0/N_0 , когда уровень белого шума пренебрежимо мал, выигрыш от применения оптимальной обработки сигналов составляет десятки процентов (см. рис. 5, 6).

В соответствии с результатами расчетов, приведенными на рис. 5, 6, оптимальная обработка сигналов имеет преимущество перед квазиоптимальной при больших значениях W_0/N_0 . Однако, прежде чем делать

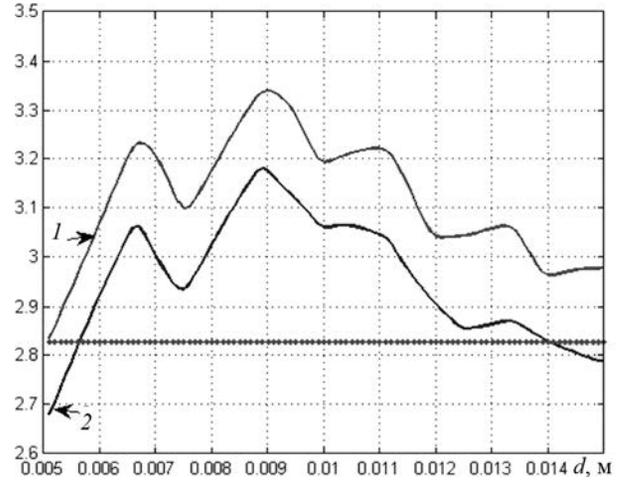


Рис. 4. Зависимость отношения сигнал/шум от шага перемещения датчика при зондировании поперечными акустическими волнами и $W_0/N_0 = 10$:

1, 2 — те же, что на рис. 3

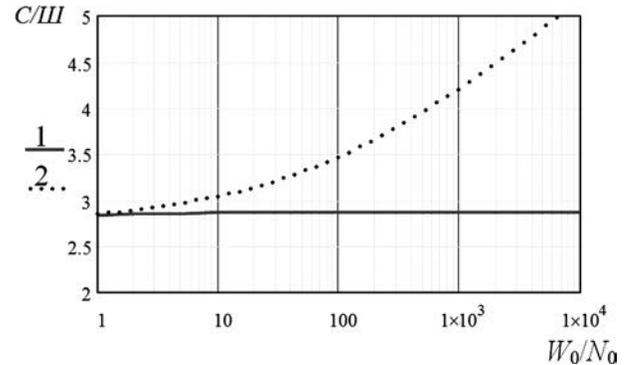


Рис. 5. Зависимость отношения сигнал/шум от соотношения между структурным и белым шумами при зондировании продольными акустическими волнами и шаге перемещения датчика 12,5 мм:

1, 2 — те же, что на рис. 3

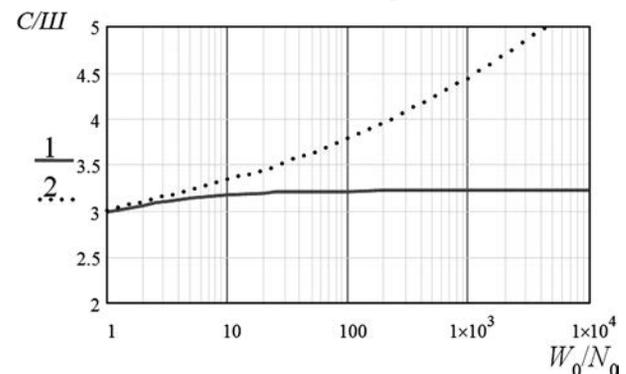


Рис. 6. Зависимость отношения сигнал/шум от соотношения между структурным и белым шумами при зондировании поперечными акустическими волнами и шаге перемещения датчика 9 мм:

1, 2 — те же, что на рис. 3

выбор в пользу того или иного алгоритма обработки сигналов, необходимо учесть следующие обстоятельства.

Оптимальная обработка сигналов отличается от квазиоптимальной тем, что при оптимальной обработке сигналы проходят через фильтры, описываемые (7), которые являются выбеливающими фильтрами. На рис. 7 приведена частотная характеристика такого фильтра при $W_0/N_0 = 1000$. Данный фильтр сильно ослабляет сигнал в полосе занимаемых им частот. Частотная характеристика фильтра имеет сильно изрезанный характер, что неизбежно создаст проблемы при ее практической реализации.

С другой стороны, при разработке оптимального алгоритма ПВОС и при его реализации неизбежно возникают небольшие погрешности, вызванные дискретизацией сигнала во временной и спектральной областях, а также неточностью математической модели структурного шума. При резкой неравномерности частотной характеристики фильтров влияние этих погрешностей сильно возрастает. Кроме того, статистические характеристики СШ в конкретном образце всегда несколько отличаются от теоретической модели, что приводит к появлению дополнительной погрешности при реализации оптимального алгоритма. Поэтому оптимальный алгоритм ПВОС имеет смысл применять только в тех случаях, когда уровень структурного шума на несколько порядков превышает уровень белого шума, когда достоверно известны корреляционные характеристики СШ и есть возможность реализовать все этапы обработки сигналов с высокой степенью точности.

Заключение

Проведенное сравнительное исследование оптимального и квазиоптимального алгоритмов пространственно-временной обработки сигналов в УЗ-толщинометрии позволяет сделать следующие выводы.

Оптимальный алгоритм ПВОС дает заметный выигрыш (десятки процентов) по сравнению с квазиоптимальным, только если уровень структурного шума на несколько порядков превышает уровень белого шума. Однако и в этом случае целесообразность применения оптимального алгоритма вызывает сомнения из-за сложности его реализации и возникающих при этом погрешностей. Следовательно, в большинстве случаев УЗ-толщинометрии предпочтительнее использовать квазиоптимальный алгоритм пространственно-временной обработки сигналов.

Литература

1. Фалькович С.Е., Хомяков Э.Н. Статистическая теория измерительных радиосистем. М.: Радио и связь, 1981.

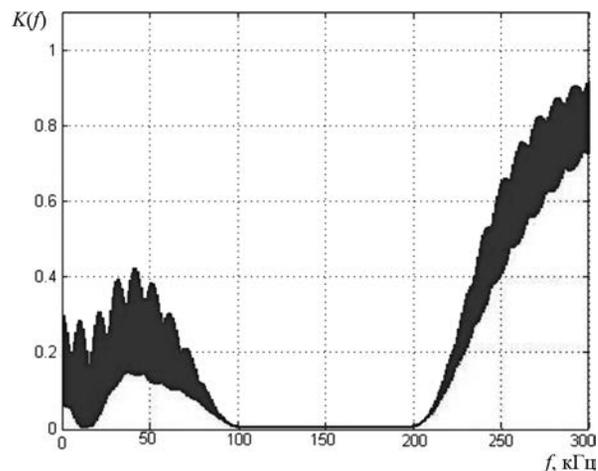


Рис. 7. Частотная характеристика выбеливающего фильтра при зондировании продольными волнами и $W_0/N_0 = 1000$

2. Кремер И.Я. и др. Пространственно-временная обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1984.

3. Карташев В.Г., Качанов В.К. Оптимальное выделение сигналов на фоне структурного шума в ультразвуковой дефектоскопии // Дефектоскопия. 1992. № 7. С. 14 — 24.

4. Карташев В.Г., Качанов В.К., Шалимова Е.В. Основные положения теории пространственно-временной обработки сигналов применительно к задачам ультразвуковой дефектоскопии изделий из сложноструктурных материалов // Дефектоскопия. 2010. № 4. С. 19 — 29.

5. Шалимова Е.В. Применение метода синтезированной апертуры в ультразвуковой дефектоскопии // Вестник МЭИ. 2005. № 6. С. 151 — 155.

6. Пат. 2082163 РФ. Ультразвуковой низкочастотный преобразователь / В.Н. Козлов, А.А. Самокрутов, В.Г. Шевалдыкин // Бюл. изобрет. 1997. № 17.

7. Карташев В.Г., Шершак П.В. Построение оптимального алгоритма обработки сигналов в ультразвуковой дефектоскопии на основе уточненной модели формирования структурного шума // Вестник МЭИ. 2009. № 1. С. 57 — 62.

8. Карташев В.Г. Корреляционные характеристики структурного шума при зондировании поперечными акустическими волнами // Вестник МЭИ. 2009. № 5. С. 78 — 83.

Статья поступила в редакцию 10.01.2016