

УДК 519.25+534.2

# О СОГЛАСОВАНИИ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ СО СРЕДОЙ ПЕРЕДАЧИ В ЗАДАЧАХ АКУСТИЧЕСКОГО ТЕЧЕЙСКАНИЯ

А. Я. КАЛЮЖНЫЙ\*

Национальный технический университет Украины "КПИ"

пр. Победы, 37, 03056, Киев, Украина

\*oleksa\_k@voliacable.com

Получено 14.10.2011

Акустические методы обнаружения и локализации течи играют важную роль в современных системах оперативной диагностики трубопроводов различного назначения. Одним из резервов повышения эффективности этих методов может быть согласование обработки сигналов с физическими особенностями среды передачи. На основе известных решений задачи колебаний упругой цилиндрической оболочки предложена модель поля сигнала утечки в виде декомпозиции нормальных волн (мод). С ее использованием синтезирована структура оптимальной обработки сигналов утечки и рассмотрены частные случаи. Основной трудностью на пути практической реализации согласованной обработки является отсутствие или неточность априорных данных о параметрах среды передачи. Предложены некоторые пути решения указанной проблемы, в частности, адаптивный алгоритм обработки, инвариантный к параметрам интенсивности модовых компонент сигнала. Рассмотрены пути адаптации обработки к волновым параметрам сигнала и высказана гипотеза о возможности их априорного прогнозирования для трубопроводов заданного типа.

**КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА:** акустическое течейскание, согласованная обработка, оптимальный алгоритм, адаптация, волновые моды

Акустичні методи виявлення й локалізації течі відіграють важливу роль у сучасних системах оперативної діагностики трубопроводів різного призначення. Одним з резервів підвищення ефективності цих методів може бути узгодження обробки сигналів з фізичними особливостями середовища передачі. На основі відомих розв'язків для задач коливань пружної циліндричної оболонки запропонована модель поля сигналу течі у вигляді декомпозиції нормальних хвиль (мод). З її використанням синтезована структура оптимальної обробки сигналів течі й розглянуті окремі випадки. Основні труднощі на шляху практичної реалізації узгодженої обробки полягають у відсутності або неточності априорних даних про параметри середовища передачі. Запропоновано деякі шляхи вирішення зазначеної проблеми, зокрема, адаптивний алгоритм обробки, інваріантний до параметрів інтенсивності модових компонентів сигналу. Розглянуто шляхи адаптації обробки до хвильових параметрів сигналу й висловлено гіпотеза про можливість їхнього априорного прогнозування щодо трубопроводів заданого типу.

**КЛЮЧОВІ СЛОВА:** акустичне течешукання, узгоджена обробка, оптимальний алгоритм, адаптація, хвильові моди

The acoustic techniques for leak detection and localization play an important role in the diagnostics systems of different pipelines. The matching of signal processing with physical features of a propagation medium can form the foundation for increasing the efficiency of diagnostic techniques. The model of a leak signal field in the form of a decomposition of normal waves is proposed on the basis of known solutions for the problem on elastic oscillations of the cylindrical shell. Using the offered model, the structure of an optimal processing of a leak signal is synthesized and its special cases are considered. The main difficulty for practical implementation of matched signal processing is the absence or inaccuracy of the a priori data about the parameters of propagation medium. Some solutions of the specified problem are proposed, in particular, the adaptive signal processing algorithm which is invariant to the intensity of signal modal components. The ways for adaptation of signal processing to the wave numbers of propagation medium are considered and hypothesis about the possibility of their a priori forecasting is stated.

**KEY WORDS:** acoustic leak detection, matched processing, optimal algorithm, adaptation, wave modes

## ВВЕДЕНИЕ

Акустические методы обнаружения и локализации течи [1–3] играют важную роль в современных системах оперативной диагностики трубопроводов различного назначения (при транспортировке нефти и газа, в коммунальных сетях и др.). Дело в том, что даже относительно небольшая утечка продукта в трубопроводах с избыточным давлением может приводить к возникновению в месте аварии значительных по интенсивности колебаний, которые, свою очередь, распространяются

внутри трубопровода, по его оболочке и в окружающей среде (грунте, воде и т.п.), порождая акустические сигналы утечки. Последние могут быть зафиксированы на весьма значительных расстояниях от места аварии (от сотен метров до десятков километров) соответствующими приемниками, оснащенными гидрофонами, геофонами, акселерометрами и другими датчиками акустических колебаний.

Технология поиска утечек обычно включает ряд последовательных этапов, на каждом из которых применяются различные методы поиска те-

чи и типы акустических приемников. Тем не менее, центральная роль в обнаружении и локализации утечек принадлежит акустическим течеискателям корреляционного типа. В этих устройствах используется то, что при локальных утечках продукта сигналы на выходах разнесенных датчиков акустических колебаний оказываются, как правило, сильно коррелированы. Тогда их обработка может быть сведена к вычислению взаимной корреляционной функции (ВКФ) между парами приемников. Если максимум ВКФ превышает некоторый пороговый уровень, то принимается решение о наличии утечки. В свою очередь, положение максимума ВКФ на шкале временных задержек течеискателя позволяет при известной скорости распространения сигналов утечки определить и место аварии [1, 2]. Данные о скоростях распространения обычно берут из таблиц или же получают в результате предварительных измерений на неповрежденных участках трубопроводов.

Акустические системы диагностики корреляционного типа можно разделить на два основных класса: стационарные и переносные. Стационарные системы предназначены для протяженных магистральных трубопроводов из труб большого диаметра [1, 2]. Они обычно оборудуются датчиками акустического давления (например, гидрофонами), встраиваемыми через специальные ответвления в трубопровод так, чтобы обеспечивался непосредственный физический контакт с перекачиваемым продуктом. Шаг установки датчиков может достигать нескольких километров при точности локализации утечки не хуже (100...150) м.

Переносные корреляционные течеискатели предназначены для оперативной диагностики и уточнения места повреждения трубопроводов мобильными ремонтными бригадами. Они также часто используются для локализации места аварии в коммунальных сетях тепло-, водо- и газоснабжения [3]. При этом обычно применяют датчики колебательной скорости (акселерометры), которые устанавливаются в доступных местах на поверхности трубопровода с помощью магнитных крепежных элементов. Дальность обнаружения утечки переносными системами значительно меньше, чем в стационарных системах, и составляет десятки или сотни метров. Однако точность локализации оказывается существенно выше – от нескольких метров до десятых долей метра.

Построение и эксплуатация как стационарных, так и переносных систем корреляционного течеискания сталкивается с рядом проблем, многие из которых порождены чрезвычайно сложным физическим механизмом генерирования и распро-

странения акустических сигналов утечки. Действительно, среда распространения этих сигналов представляет собой многокомпонентную механическую систему, включающую оболочку трубопровода, перекачиваемый продукт, элементы крепления, окружающую трубопровод среду. Дополнительные трудности создают и часто применяемые усложнения геометрии трубопроводов (изгибы, “колена”, вставки и др.), сочленение неоднородных участков трубопроводов, наличие различных технологических устройств (запорных вентилей, отводов и др.). Вследствие этого сигналы утечки имеют сложную многокомпонентную структуру, формируемую распространяющимися в трубопроводе нормальными волнами (модами колебаний) [3–6]. При этом распространение нормальных волн, как правило, сопровождается дисперсией фазовой и групповой скоростей, достигающей десятков процентов [4].

Сложность физического механизма формирования сигналов утечки может, в частности, приводить к нестабильности результатов работы корреляционных течеискателей, которые иногда достаточно резким образом изменяются от случая к случаю. Например, пик ВКФ иногда бывает весьма “размытым”, что затрудняет как обнаружение утечки, так и ее локализацию. Несоответствия также могут возникать при выборе расчетной скорости распространения акустических колебаний – скорость, наблюдаемая в реальных условиях, может довольно заметным образом отличаться как от рекомендуемых табличных значений, так и от результатов предварительных измерений на контрольных участках трубопроводов. Кроме того, результаты диагностики весьма чувствительны к смещениям датчиков и существенно зависят от выбора рабочей полосы частот [3].

Указанные проблемы анализировались в ряде работ [3, 7, 8], где рассматривались и некоторые меры для их преодоления. Среди них – предложения по конструкции датчиков, методам измерений, алгоритмам обработки, оптимизации параметров и др. Однако известные подходы чаще всего основываются на простой одномерной модели распространения сигналов утечки, игнорирующей многокомпонентность и дисперсию скорости распространения. В тех же случаях, когда делаются попытки учесть эти факторы, используются, по существу, феноменологические подходы, не подкрепленные соответствующим математическим обоснованием. При этом учет физических особенностей среды передачи сигнала обычно сводится к такому выбору полосы приема, при котором обеспечивалось бы превалирование лишь одной из

распространяющихся мод. Однако выбор рабочего диапазона частот в соответствии с указанным требованием, во-первых, не всегда возможен практически, а, во-вторых, значительно ограничивает возможности систем корреляционного течеискания как по дальности обнаружения утечки, так и по точности ее локализации.

В то же время, прикладная акустика знает немало примеров успешного применения иных подходов, основанных на теоретически обоснованных моделях среды передачи сигнала. Достаточно сослаться хотя бы на успехи подводной акустики, где развитие акустических моделей океанических волноводов [9] стало решающим фактором в создании современных технических систем подводного наблюдения и связи [10]. Аналогичный подход к задачам диагностики трубопроводов видится нам весьма перспективным или, по крайней мере, заслуживающим серьезного внимания. Действительно, в таких теоретических разделах физических наук как механика упругого тела и гидромеханика накоплен большой арсенал математических моделей и методов, относящихся к задачам распространения колебаний в водо- и газонаполненных оболочках. В частности, детально исследованы дисперсионные свойства распространяющихся мод цилиндрических оболочек конечной и бесконечной протяженности, проанализированы условия возбуждения и передачи мод различного порядка симметрии [6] и пр. Разумеется, в рамках одной статьи невозможно отразить все аспекты решения данной чрезвычайно сложной проблемы, которое требует выполнения большого комплекса научных и инженерно-технических исследований. Поэтому в данной работе основной акцент сделан на постановочной части проблемы, анализе возникающих на пути ее решения трудностей и поиске возможных путей их преодоления.

## 1. ИСХОДНЫЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ

В настоящее время вряд ли можно указать на общепринятую и физически обоснованную математическую модель акустического поля сигнала утечки в реальных трубопроводах. Слишком много факторов (прежде всего, технических и эксплуатационных) влияет на структуру сигнала, причем далеко не все из них могут быть “вписаны” в существующий математический аппарат. Тем не менее, следует выделить наиболее значимые черты данных полей. Их видится, как минимум, три:

- 1) многокомпонентность поля сигнала, обусловленная суперпозицией множества нормаль-

ных волн (мод);

- 2) дисперсия скорости распространения нормальных волн;
- 3) практическая невозможность прогнозирования некоторых параметров нормальных волн, в частности, амплитуд.

Все эти особенности могут быть с успехом отражены в некоторых упрощенных моделях, полностью поддающихся математическому анализу. В частности, удобным приближением для описания акустических свойств трубопровода является бесконечная цилиндрическая оболочка из однородного упругого материала (стали, чугуна, пластика и т. п.), заполненная жидкой или газообразной средой. Точки приема сигналов утечки (т. е. датчики) могут располагаться как на поверхности, так и внутри оболочки. Разумеется, типы датчиков и их характеристики важны для технического построения системы. Однако в рамках данного рассмотрения отметим лишь то обстоятельство, что какой бы вид датчиков не использовался, их выходной сигнал связан линейным преобразованием (амплитудно-частотной коррекцией) с компонентами вектора смещений либо поверхности цилиндра, либо частиц заполняющей среды.

Сигнал утечки, распространяющийся вдоль оси цилиндра, образуется суперпозицией нормальных волн (мод колебаний), которые являются частными решениями соответствующей задачи теории упругости с граничными условиями на внутренней и внешней сторонах цилиндра. Для отдельной компоненты вектора смещений нормальной волны, распространяющейся в рассматриваемом волноводе, можно в общем случае записать [4–6]:

$$u(t, r, \theta, z) = U(r) \cos n\theta \sin n\theta \exp[j(\zeta z - \omega t)], \quad (1)$$

где  $t$  – время;  $\omega$  – круговая частота;  $r, \theta, z$  – соответственно радиальное, угловое и осевое положение точки наблюдения в цилиндрической системе координат;  $U(r)$  – амплитудная функция радиуса, вид которой зависит от типа компоненты (радиальной, тангенциальной, осевой);  $n = 0, 1, 2, \dots$  – порядок осевой симметрии нормальной волны;  $\zeta = \zeta(\omega)$  – постоянная распространения (аксиальное волновое число). В свою очередь, параметр  $\zeta$  находится в результате решения дисперсионного уравнения

$$\Delta(\omega, \zeta, \Lambda) = 0, \quad (2)$$

вид и порядок которого определяется принятыми граничными условиями и вектором параметров

$\Lambda$ , зависящим от физических и геометрических параметров оболочки [4]. Действительные корни уравнения (2) соответствуют распространяющимся вдоль оси цилиндра нормальным волнам, мнимые – стоячим волнам, которые не переносят звуковую энергию. При некотором отходе от идеализированной модели волновода возможно также появление комплексных корней уравнения (2). Тогда действительная часть волновых чисел будет определять перенос звуковой энергии, а мнимая – поглощение или утечку энергии волн при распространении сигнала вдоль оси волновода. Причиной потерь энергии может быть переизлучение звука во внешнюю акустическую среду, не идеальность материала оболочки и заполняющего ее вещества и т. д. [5].

В качестве модели источника сигнала утечки примем точечный источник, расположенный во внутренней области цилиндра. Пусть он излучает широкополосный шум, квазистационарный на интервале наблюдения. Кроме того, ограничимся случаем скалярных наблюдений, т. е. датчики полагаем однокомпонентными. Тогда, учитывая указанные предположения, структуру нормальных волн (1) и принимая во внимание лишь расходящиеся от источника волны, для поля сигнала утечки можно предложить следующую математическую модель:

$$s(t, z) = \sum_{n=0}^N \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{M_n} (\omega) A_{nm}(\omega) \times \quad (3)$$

$$\times \exp[-j(\omega t - \zeta_{nm}(\omega)|z - z_0|)] dS_0(\omega),$$

где  $z, z_0$  – осевые координаты соответственно точки наблюдения и источника;  $n$  – порядок осевой симметрии нормальной волны;  $m$  – номер моды среди нормальных волн с заданным порядком симметрии;  $M_n(\omega)$  – количество распространяющихся мод с порядком симметрии  $n$  на частоте  $\omega$ ,  $A_{nm}(\omega)$  – комплексная амплитуда  $nm$ -ой моды;  $\zeta_{nm}(\omega)$  – соответствующее этой моде волновое число;  $dS_0(\omega)$  – приращение спектральной амплитуды сигнала источника<sup>1</sup>. В модели (3) опущены зависимости поля сигнала от радиальной координаты точки приема и ее углового положения. Предполагается, что эти координаты у всех точек приема совпадают, так что они могут быть отнесены в результирующие амплитуды мод. Если не оговорено обратное, волновые числа  $\zeta_{nm}(\omega)$  полагаются комплексными, что позволяет учесть фактор

<sup>1</sup>Мы используем приращение комплексной спектральной амплитуды, а не спектральную плотность амплитуды в силу предположения о квазистационарности источника [11].

поглощения энергии сигнала при передаче через среду.

Поле сигналов (3) случайно, по крайней мере, в силу случайности сигнала источника, а также возможных флуктуаций комплексных амплитуд нормальных волн  $\{A_{nm}(\omega)\}$ , обусловленных статистической неоднородностью среды передачи. Запишем статистические характеристики данного поля, которые потребуются для дальнейшего анализа. Предположим, что математическое ожидание мгновенных значений сигнала источника – нулевое. Тогда в силу линейности модели (3) математическое ожидание случайного сигнала на выходе приемников также будет нулевым. Запишем ВКФ сигналов (3) для точек приема с координатами  $z_1$  и  $z_2$ :

$$K_s(\tau; z_1, z_2) = \langle s(t, z_1)s(t + \tau, z_2) \rangle.$$

Здесь  $\langle \rangle$  – символ безусловного статистического усреднения по ансамблю реализаций сигналов. Подставим в данное определение выражение (3). Кроме того, учтем формальное соотношение для приращений комплексной спектральной амплитуды стационарных шумовых сигналов [11]:

$$\langle dS_0(\omega)dS_0(\omega') \rangle = 2\pi g_S(\omega)\delta(\omega - \omega')d\omega d\omega',$$

где  $g_S(\omega)$  – спектральная плотность мощности сигнала на источнике;  $\delta(x)$  – символическая дельта-функция Дирака. В результате для ВКФ сигналов между разнесенными точками приема запишем

$$K_s(\tau; z_1, z_2) = \frac{1}{2\pi} \sum_{n_1=0}^N \sum_{n_2=0}^N \int_{-\infty}^{\infty} g_S(\omega) \times$$

$$\times \sum_{m_1=0}^{M_{n_1}(\omega)} \sum_{m_2=0}^{M_{n_2}(\omega)} \langle A_{n_1 m_1}(\omega) A_{n_2 m_2}^*(\omega) \rangle \times \quad (4)$$

$$\times \exp[j(\omega\tau - \zeta_{n_1 m_1}(\omega)|z_1 - z_0| +$$

$$+ \zeta_{n_2 m_2}(\omega)|z_2 - z_0|)] d\omega.$$

Из выражения (4) получим как частный случай широко применяемую на практике одномодовую модель распространения сигнала. Прежде всего, заметим, что фактические пределы интегрирования по частоте в выражении (4) определяются рабочей полосой приема  $\omega \in ((\omega_1, \omega_2) \cup (-\omega_2, -\omega_1))$ , где  $\omega_1, \omega_2$  – соответственно нижняя и верхняя границы полосы. Здесь учтены известные свойства симметрии спектров действительных сигналов [12]. Пусть рабочая полоса выбрана так, что в ней превалирует лишь нулевая осесимметричная

мода, а остальные моды пренебрежимо малы, т. е.  $N=0, M_0=0$ . Тогда выражение (4) для ВКФ сигналов на выходе разнесенных датчиков принимает вид

$$K_s(\tau; z_1, z_2) \cong \frac{1}{\pi} \operatorname{Re} \left\{ \int_{\omega_1}^{\omega_2} g_S(\omega) \langle |A_{00}(\omega)|^2 \rangle \times \right. \\ \left. \times \exp [j\omega\tau - j\zeta_{00}(\omega)(|z_1 - z_0| - |z_2 - z_0|)] d\omega \right\}. \quad (5)$$

Теперь предположим, что в пределах рабочей полосы частотной зависимостью амплитуд мод можно пренебречь, т. е.  $A_{00}(\omega) \cong A_0(\omega_0)$ , где  $\omega_0 = (\omega_1 + \omega_2)/2$  – центральная частота полосы приема. Также воспользуемся линейным представлением частотной зависимости волновых чисел нормальных волн в пределах полосы приема:

$$\zeta_{nm}(\omega) \approx \zeta_{nm}(\omega_0) + \frac{\omega - \omega_0}{\nu_{nm}(\omega_0)}, \quad (6)$$

где

$$\nu_{nm}(\omega_0) = \left( \frac{\partial \zeta_{nm}(\omega)}{\partial \omega} \right)_{\omega=\omega_0}^{-1} -$$

групповая скорость  $nm$ -ой моды [9]. Тогда из выражения (5) с учетом приближенного соотношения (6) получим:

$$K_s(\tau; z_1, z_2) \approx \operatorname{Re} \left\{ \dot{a}(\omega_0) \dot{R}_S(\tau - (\tau_1 - \tau_2)) \right\}, \quad (7)$$

где

$$\dot{R}_S(\tau) = \frac{1}{\pi} \int_{\omega_1}^{\omega_2} g_S(\omega) \exp(j\omega\tau) d\omega - \quad (8)$$

комплексное (аналитическое) представление [12] автокорреляционной функции сигнала утечки на источнике;  $\tau_l = |z_l - z_0|/\nu_{00}$  – задержка прихода сигнала к  $l$ -ому приемнику ( $l=1, 2$ );

$$\dot{a}(\omega_0) = \langle |A_{00}(\omega_0)|^2 \rangle \exp[-j\omega_0(\tau_1 - \tau_2) - j\zeta_{00}(\omega_0)(|z_1 - z_0| - |z_2 - z_0|)] - \quad (9)$$

амплитудно-фазовый множитель.

В соответствии с выражением (7), в рассматриваемом частном случае ВКФ сигналов по выходу разнесенных датчиков с точностью до амплитуды и фазы соответствует автокорреляционной функции сигнала вблизи источника, смещенной по шкале задержек на время, равное разности времен прихода сигнала между точками приема. При

известном значении групповой скорости распространения сигнала в рабочей полосе временное положение пика ВКФ (7) определяет место утечки. В частности, если принять расположение точек приема по отношению к источнику таким, что  $z_1 < z_0 < z_2$ , то координату утечки можно вычислить по формуле

$$z_0 = \frac{(z_2 + z_1) - \nu_{00}(\tau_2 - \tau_1)}{2}.$$

Теперь предположим, что распространение сигнала – по-прежнему одномодовое, но приближенное представление (6) для волновых чисел во всей рабочей полосе уже неприменимо. Тогда разобьем общую полосу приема на  $P_f$  примыкающих к друг другу вспомогательных полос (поддиапазонов)  $\omega \in (\omega_1^{(p)}, \omega_2^{(p)})$ , где  $\omega_1^{(p)}, \omega_2^{(p)}$  – соответственно нижняя и верхняя границы  $p$ -ой полосы ( $p=1, \dots, P_f$ ). Ширину поддиапазонов выберем таким образом, чтобы в их пределах можно было использовать разложение (6) и не учитывать частотную зависимость амплитуд мод. Тогда из выражения (5) по аналогии с формулой (7) приближенно получим:

$$K_s(\tau; z_1, z_2) \approx \operatorname{Re} \left\{ \sum_{p=1}^{P_f} \dot{a}(\omega_0^{(p)}) \dot{R}_S^{(p)}(\tau - (\tau_1^{(p)} - \tau_2^{(p)})) \right\}, \quad (10)$$

где  $\dot{a}(\omega_0^{(p)})$  – амплитудно-фазовый множитель (9) для центральной частоты  $p$ -го поддиапазона;  $\tau_1^{(p)}, \tau_2^{(p)}$  – задержки сигналов в точках приема для  $p$ -го поддиапазона;  $\dot{R}_S^{(p)}(\tau)$  – комплексная автокорреляционная функция сигнала источника, вычисленная аналогично (8), но в пределах полосы  $\omega \in (\omega_1^{(p)}, \omega_2^{(p)})$ .

Из выражения (10) видно, что даже в случае простейшей одномодовой модели среды дисперсия распространения приводит к наложению множества парциальных ВКФ, соответствующих полосам бездисперсного распространения. Это приводит к “размыванию” основного пика ВКФ и, соответственно, погрешностям локализации места утечки. Впрочем, если дисперсионные зависимости скорости распространения сигнала априори известны, то указанную погрешность, в принципе, несложно устранить. Для этого достаточно проводить объединение парциальных ВКФ вспомогательных полос лишь после коррекции масштабов шкалы задержек в соответствии с различием групповых скоростей между ними. Однако в общем

случае многомодового распространения<sup>2</sup> сигналов каждая из нормальных волн будет создавать свою “гребенку” пиков парциальных ВКФ и общая картина значительно усложнится. Простой коррекцией масштабов в этом случае уже не обойтись. Поэтому перейдем к рассмотрению методов обработки для более общей модели среды.

## 2. СТРУКТУРА ОПТИМАЛЬНОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ УТЕЧКИ

В соответствии с общими положениями теории оптимального приема сигналов [13], задача обнаружения и локализации утечки может быть сформулирована следующим образом. Исходными данными для обработки является некоторый массив наблюдений  $\mathbf{U}$  (выходы датчиков сигналов), представляющих собой аддитивную смесь сигнала утечки  $\mathbf{S}$  и помех  $\mathbf{N}$ :

$$\mathbf{U} = \theta \mathbf{S}(z_0) + \mathbf{N}. \quad (11)$$

Здесь  $\theta$  – формальный параметр ситуации, равный нулю при отсутствии сигнала и равный единице при его наличии;  $z_0$  – координата источника сигнала утечки, подлежащая измерению. Все массивы, входящие в соотношение (11), считаются элементами некоторого конечномерного векторного пространства. Других предположений о физической природе и структуре этих массивов пока не делаем.

Синтез оптимальной обработки состоит в выборе некоторого функционала от наблюдений  $F(\mathbf{U}/z)$ , содержащего в качестве параметра настройки координату предполагаемого места утечки  $z$ . Этот функционал должен вычисляться для множества гипотез относительно значений  $z$ , что обеспечивает формирование так называемой “развертки” выхода приемника. Если в некоторой точке данной “развертки” значение  $F(\mathbf{U}/z)$  превышает заданный порог обнаружения, то принимается решение о наличии сигнала утечки, а соответствующее значение параметра настройки рассматривается как оценка места утечки.

Известно, что в достаточно широком диапазоне условий оптимальными свойствами по критериям несмещенности и минимума статистической ошибки измерений обладает функционал отношения правдоподобия (ФОП) [13]:

$$\Lambda(\mathbf{U}/z) = \frac{p_1(\mathbf{U}/z)}{p_0(\mathbf{U})}, \quad (12)$$

<sup>2</sup>В зарубежной литературе обычно применяется термин “multipath propagation”, что можно перевести как многопутное (многоходовое) распространение.

где  $p_1(\mathbf{U}/z)$ ,  $p_0(\mathbf{U})$  – многомерные плотности распределения вероятности наблюдений (11) в ситуациях  $\theta=1$  и  $\theta=0$  соответственно.

Структура функционала (12) определяется статистическими характеристиками наблюдений. Будем считать распределение сигналов утечки и помех нормальным (гауссовским). Кроме того, пусть сигнал и помехи некоррелированы между собой. Распределение нормальных величин определяется их математическими ожиданиями и корреляционными функциями [12]. Математические ожидания сигналов утечки и помех полагаются нулевыми. Поэтому распределение наблюдений в рассматриваемой задаче полностью определяется их корреляционными характеристиками.

Прежде чем перейти к детализации корреляционных свойств наблюдений и, соответственно, структуры функционала (12), следует обсудить предпочтительную форму практической реализации обработки сигналов. Для широкополосных случайных сигналов и помех, квазистационарных на интервале наблюдения, наиболее удобной для обработки формой представления [13] являются спектры Фурье

$$U_l(\omega_k) = \int_0^T u_l(t) \exp(-j\omega_k t) dt, \quad (13)$$

где  $u_l(t)$  – выходной сигнал датчика, расположенного в  $l$ -ой точке приема ( $l=1, \dots, L$ );  $T$  – длительность интервала обработки;  $\omega_k = 2\pi k/T$  – дискретные частоты анализа, которые, согласно дуальной теореме Котельникова, для сигнала ограниченной длительности однозначно определяют его спектр [12]. Номера спектральных отсчетов  $k$  пробегают значения в диапазоне от  $k_1$  до  $k_2$ , соответствующем границам рабочей полосы частот. Таким образом, массив наблюдений в рассматриваемой задаче содержит  $L(k_2 - k_1 + 1)$  спектральных отсчетов (13), соответствующих всем точкам приема и всем частотам анализа. При этом длительность интервала спектральной обработки  $T$  должна выбираться [14] из условия  $\Delta\tau \ll T$ , где  $\Delta\tau$  разброс задержек приема сигнала между наиболее удаленными точками приема.

Отсчеты спектра квазистационарных случайных функций статистически некоррелированы по частотам анализа [12]. Принимая во внимание данное обстоятельство и сделанные выше предположения относительно распределений сигналов и помех, для логарифма отношения правдоподобия

бия (12) можно записать:

$$\begin{aligned} \ln \Lambda(\mathbf{U}/z) = & \\ = - \sum_{k=k_1}^{k=k_2} & \left\{ \ln \det [\mathbf{B}_1(\omega_k/z) \mathbf{B}_0^{-1}(\omega_k)] + \right. \\ & \left. + \mathbf{U}^H(\omega_k) (\mathbf{B}_1^{-1}(\omega_k/z) - \mathbf{B}_0^{-1}(\omega_k)) \mathbf{U}(\omega_k) \right\}, \end{aligned} \quad (14)$$

где  $\mathbf{B}_\theta(\omega_k/z) = \langle \mathbf{U}(\omega_k) (\mathbf{U}(\omega_k))^H / \theta, z \rangle$  – ожидаемая (теоретическая) корреляционная матрица спектральных отсчетов (13) для частоты анализа  $\omega_k$  в ситуации  $\theta$ ;  $\mathbf{U}(\omega_k)$  – матрица-столбец спектральных отсчетов наблюдений для всех точек приема;  $(\cdot)^H$  – символ эрмитового сопряжения матриц. Согласно модели (11), с учетом предположения о некоррелированности сигнала и помех ожидаемую корреляционную матрицу представим в виде суммы

$$\mathbf{B}_\theta(\omega_k/z) = \theta \mathbf{B}_S(\omega_k/z) + \mathbf{B}_0(\omega_k), \quad (15)$$

где  $\mathbf{B}_S(\omega_k/z)$  – корреляционная матрица спектральных отсчетов сигнала, соответствующая локализации источника в точке с координатой  $z$ . Используем модель (4) и будем полагать среду распространения сигнала детерминированной. Тогда символ статистического усреднения амплитуд мод можно опустить, а для матрицы  $\mathbf{B}_S(\omega_k/z)$  записать:

$$\begin{aligned} \mathbf{B}_S(\omega_k/z) = g_S(\omega_k) \mathbf{G}(\omega_k/z) \mathbf{A}(\omega_k) \times \\ \times \mathbf{A}^H(\omega_k) \mathbf{G}^H(\omega_k/z). \end{aligned} \quad (16)$$

Здесь  $\mathbf{A}(\omega_k)$  – вектор (матрица-столбец) размерности  $N_{M_k}$ , который составлен из амплитуд всех распространяющихся мод, упорядоченных некоторым образом по индексам  $n$  и  $m$ ;  $N_{M_k} = N_M(\omega_k)$  – общее количество распространяющихся мод всех порядков симметрии для частоты  $\omega_k$ ;  $\mathbf{G}(\omega_k/z)$  – прямоугольная матрица  $L \times N_{M_k}$  с элементами – экспоненциальными множителями  $\exp[-j\zeta_{nm}(\omega_k)|z_l - z|]$ . Строки матрицы  $\mathbf{G}(\omega_k/z)$  отличаются координатами точек приема  $z_l$  ( $l=1, \dots, L$ ), а столбцы – волновыми числами, причем, упорядочивание по числам  $\zeta_{nm}(\omega_k)$  согласовано с порядком следования элементов вектора амплитуд  $\mathbf{A}(\omega_k)$ .

Структуры оптимальной обработки (14) для сходных моделей сигналов и помех уже рассматривались в специальной литературе [14]. Поэтому сразу запишем конечный результат, который может быть получен после подстановки выражений (15), (16) в соотношение (14) и выполнения

тождественных матричных преобразований:

$$\begin{aligned} \ln \Lambda(\mathbf{U}/z) = & \\ = \sum_{k=k_1}^{k=k_2} & \left\{ \frac{\mathbf{V}^H(\omega_k/z) \mathbf{W}_A(\omega_k) \mathbf{V}(\omega_k/z)}{1 + \text{Tr}[\mathbf{Q}(\omega_k/z) \mathbf{W}_A(\omega_k)]} - \right. \\ & \left. - \ln \det(\mathbf{I} + \mathbf{Q}(\omega_k/z) \mathbf{W}_A(\omega_k)) \right\}. \end{aligned} \quad (17)$$

Здесь

$$\mathbf{V}(\omega_k/z) = \mathbf{G}^H(\omega_k/z) \mathbf{B}_0^{-1}(\omega_k) \mathbf{U}(\omega_k) \quad (18)$$

вектор выходов линейной части обработки;

$$\mathbf{W}_A(\omega_k) = g_S(\omega_k) \mathbf{A}(\omega_k) \mathbf{A}^H(\omega_k) \quad (19)$$

матрица интенсивностей модовых компонент сигнала;

$$\mathbf{Q}(\omega_k/z) = \mathbf{G}^H(\omega_k/z) \mathbf{B}_0^{-1}(\omega_k) \mathbf{G}(\omega_k/z) \quad (20)$$

квадратная матрица порядка  $N_{M_k}$ ;  $\text{Tr}[\cdot]$  – обозначение следа матрицы. Согласно выражению (17), оптимальная обработка включает в себя линейные процедуры (18), вычисление эрмитовой формы с ядром (19), центрирование и весовое накопление по всем частотам анализа. Рассмотрим некоторые частные случаи оптимальной обработки (17) с акцентом на особенности, характерные для задач акустического течеискания.

Прежде всего заметим, что линейную обработку вида (18) обычно трактуют [14] как выходы парциальных каналов согласованной обработки отдельных модовых компонент сигнала. Особенно наглядно это для случая приема сигналов на фоне статистически однородных и некоррелированных помех, для которых

$$\mathbf{B}_0(\omega) = g_0(\omega) \mathbf{I},$$

где  $g_0(\omega)$  – спектральная плотность мощности помех в точках приема;  $\mathbf{I}$  – единичная матрица. В этом случае линейная обработка (18) принимает вид

$$\mathbf{V}^{(q)}(\omega_k/z) = \frac{1}{g_0(\omega_k)} \mathbf{G}^H(\omega_k/z) \mathbf{U}^{(q)}(\omega_k).$$

Произвольный элемент данного вектора, соответствующий некоторому сочетанию номеров мод  $nm$ , в покоординатной форме записывается так:

$$\begin{aligned} V_{nm}(\omega_k/z) = \frac{1}{g_0(\omega_k)} \sum_{l=1}^L U_l(\omega_k) \times \\ \times \exp[j\zeta_{nm}(\omega_k)|z_l - z|]. \end{aligned} \quad (21)$$

В соответствии с выражением (21), линейная часть обработки сводится к суммированию спектральных отсчетов наблюдений с выравниванием фаз под прием заданной моды. Подобные процедуры в технике приема принято называть фазированием антенных решеток [14]. Особенность фазирования в данной задаче состоит в том, что пространственный разнос точек приема и расстояние до источника обычно близки по величине. Кроме того, в отличие, например, от задач подводной акустики, количество точек приема  $L$  при поиске утечек, как правило, невелико – чаще всего используется попарная обработка датчиков.

Теперь в дополнение к принятым свойствам помехи предположим, что в канале распространяется лишь нулевая осесимметричная мода, а соответствующее ей волновое число  $\zeta_{00}(\omega)$  – действительное. При этом структура оптимальной обработки (17) существенно упрощается:

$$\ln \Lambda(\mathbf{U}/z) = C_1 + \sum_{k=k_1}^{k=k_2} \frac{g_S(\omega_k) |A_{00}(\omega_k)|^2 |V_{00}(\omega_k/z)|^2}{1 + \mu(\omega_k) L |A_{00}(\omega_k)|^2}, \quad (22)$$

Здесь  $C_1$  – члены, не зависящие от измеряемого параметра  $z$ ;  $\mu(\omega_k) = g_S(\omega_k)/g_0(\omega_k)$  – отношение сигнал/помеха, приведенное к точке излучения. Особо рассмотрим практически важный случай приема сигнала в двух точках ( $L=2$ ). С учетом структуры согласованной обработки (21) выражение (22) преобразуется к виду

$$\ln \Lambda(\mathbf{U}/z) = C_2 + 2\text{Re} \left\{ \sum_{k=k_1}^{k=k_2} H(\omega_k) U_1(\omega_k/z) U_2^*(\omega_k/z) \times \exp[j\zeta_{00}(\omega_k)(|z_1 - z| - |z_2 - z|)] \right\}, \quad (23)$$

где  $C_2$  – несущественные для рассматриваемой задачи дополнительные члены,

$$H(\omega_k) = \frac{\mu(\omega_k) |A_{00}(\omega_k)|^2}{g_0(\omega_k) (1 + 2\mu(\omega_k) |A_{00}(\omega_k)|^2)} -$$

скалярная весовая функция накопления по частотам.

Как следует из рассмотрения выражения (23), оптимальная обработка даже в случае простейшего одномодового канала распространения не сводится, вообще говоря, к широко используемому в практике акустического течеискания корреляционному методу приема, который предусматри-

вает вычисление ВКФ между датчиками сигналов утечки. Тем не менее, при некоторых дополнительных условиях эквивалентность оптимального алгоритма (23) и корреляционного метода приема все же имеет место. Действительно, пусть в пределах рабочей полосы изменениями спектральной плотности мощности помех можно пренебречь, т. е.  $g_0(\omega) \cong g_0(\omega_0)$ . Также полагаем, что отношение сигнал/помеха достаточно велико для выполнения усиленного неравенства

$$2\mu(\omega_k) |A_{00}(\omega_k)|^2 \gg 1.$$

Нетрудно видеть, что при выполнении этих предположений весовую функцию  $H(\omega_k)$  в формуле (23) можно считать практически постоянной. Далее предположим, что отсутствует дисперсия скорости распространения сигнала утечки в рабочей полосе. Тогда для действительного волнового числа  $\zeta_{00}(\omega)$  справедливо представление  $\zeta_{00}(\omega) = \omega/c_{00}$ , где  $c_{00}$  – фазовая скорость распространения сигнала, постоянная в рабочей полосе приема. С учетом указанных предположений алгоритм (23) с точностью до несущественных констант принимает вид:

$$\ln \Lambda(\mathbf{U}/z) \cong 2\text{Re} \left[ \sum_{k=k_1}^{k=k_2} U_1(\omega_k/z) U_2^*(\omega_k/z) \exp(j\omega_k \tau) \right],$$

где  $\tau = (|z_1 - z| - |z_2 - z|)/c_{00}$ . Последнее выражение можно рассматривать как обратное преобразование Фурье от спектральной корреляции наблюдений для набора значений  $\tau$ . Такое преобразование есть ни что иное, как спектральный способ вычисления ВКФ между точками приема. Таким образом, широко используемый в практике акустического течеискания корреляционный метод приема близок к оптимальному способу обработки лишь для весьма узкого диапазона условий, за пределами которых оптимальный алгоритм обработки определяется общим соотношением (17).

### 3. АДАПТАЦИЯ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ К ПАРАМЕТРАМ СРЕДЫ РАСПРОСТРАНЕНИЯ

В предыдущем разделе были рассмотрены общие принципы обработки акустических сигналов утечки. Однако их практическая реализация наталкивается на ряд трудностей, связанных с так называемой проблемой априорной неопределенности [12–14]. Суть проблемы состоит в отсутствии



или неточном априорном знании сведений, необходимых для построения системы обработки. Среди таких сведений важнейшими являются характеристики источника сигнала, параметры канала распространения, характеристики помех. Наиболее эффективный метод преодоления априорной неопределенности – адаптация алгоритмов обработки сигналов [14], при которой вместо истинных значений параметров используются их оценки, полученные либо непосредственно по текущим наблюдениям, либо в результате предварительного обучения на тренировочных данных. Ограничим наше рассмотрение параметрами, которые касаются среды распространения. Как следует из сказанного, наиболее важными из таких параметров будут матрицы интенсивностей модовых компонент (19) и аксиальные волновые числа нормальных волн  $\{\zeta_{nm}(\omega_k)\}$  в полосе приема. Рассмотрим прежде адаптацию к априори неизвестным параметрам интенсивности мод.

Как следует из рассмотрения алгоритма оптимальной обработки (17), матрицы (19) определяют весовые и нормирующие коэффициенты алгоритма. Предварительный прогноз этих матриц для реальных трубопроводов вряд ли возможен, так как параметры интенсивности мод зависят от слишком большого количества факторов среды и характеристик утечки. Но, как будет показано ниже, и в системе обработки параметры интенсивности не играют столь фундаментальной роли, как волновые числа мод. Поэтому, согласно принятой в математической статистике терминологии [15], матрицы  $\mathbf{W}_A(\omega_k)$  можно отнести к так называемым мешающим параметрам, общий метод устранения влияния которых – такое преобразование алгоритма обработки, при котором необходимость априорного знания их числовых характеристик не возникает. В частности, одним из таких методов является критерий обобщенного максимального правдоподобия [15]. Его суть состоит в том, что в пространстве всех возможных значений мешающих параметров выделяются такие их подмножества, в которых обеспечивается максимизация ФОП на каждой из возможных реализаций массива наблюдений  $\mathbf{U}$ . Необходимое условие максимума функционала оптимальной обработки по параметрам интенсивности мод дается уравнением

$$\frac{\partial \Lambda(\mathbf{U}/z)}{\partial \mathbf{W}_{A_k}} = 0, \quad (24)$$

где  $\mathbf{W}_{A_k} = \mathbf{W}_A(\omega_k)$  – матрица интенсивностей мод на  $k$ -ой частоте. Решение уравнения (24) по параметрам  $\mathbf{W}_A(\omega_k)$  и последующая его подстановка в формулу (17) может, в принципе, привести к вер-

сии алгоритма, в которой априорное знание числовых значений элементов матрицы  $\mathbf{W}_A(\omega_k)$  уже не потребуется.

Заметим, что метод обобщенного правдоподобия можно трактовать и как измерение неизвестных “мешающих” параметров с последующим использованием полученных значений в алгоритме оптимальной обработки. Действительно, легко видеть, что уравнение (24) совпадает с уравнением оценок максимального правдоподобия [13] относительно параметров  $\mathbf{W}_A(\omega_k)$ . Однако данная трактовка не учитывает, что решение уравнения (17) может и не удовлетворять требованиям, предъявляемым к “хорошим” оценкам, а именно, несмещенности и состоятельности. В то же время, метод обобщенного правдоподобия таких ограничений на решение уравнения (24) не налагает, важно лишь, чтобы это решение вообще существовало.

Сходные по математической постановке задачи адаптации к параметрам интенсивности многокомпонентных сигналов уже исследовались ранее. Некоторые из полученных при этом результатов могут быть полезны и для наших целей. В частности, в работе [16] при рассмотрении задач адаптации систем обработки гидроакустических сигналов к характеристикам океанических волноводов получено решение уравнения, аналогичного уравнению (24). В принятых обозначениях оно имеет вид

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{W}}_A(\omega_k) &= \mathbf{Q}^{-1}(\omega_k/z) \mathbf{V}(\omega_k/z) \times \\ &\times \mathbf{V}^H(\omega_k/z) \mathbf{Q}^{-1}(\omega_k/z) - \mathbf{Q}^{-1}(\omega_k/z). \end{aligned} \quad (25)$$

Проведя непосредственные вычисления, нетрудно убедиться, что если параметр настройки  $z$  равен фактической координате источника сигнала  $z_0$ , то математическое ожидание выражения (25) совпадает с истинным значением матрицы  $\mathbf{W}_A(\omega_k)$ . В самом деле,

$$\begin{aligned} \langle \hat{\mathbf{W}}_A(\omega_k)/z = z_0 \rangle &= \mathbf{Q}^{-1}(\omega_k/z_0) \times \\ &\times \langle \mathbf{V}(\omega_k/z_0) \mathbf{V}^H(\omega_k/z_0) \rangle \mathbf{Q}^{-1}(\omega_k/z_0) - \\ &- \mathbf{Q}^{-1}(\omega_k/z_0). \end{aligned} \quad (26)$$

В свою очередь, с учетом модели наблюдений (15), (16) для корреляционной матрицы векторов (18) можно записать

$$\begin{aligned} \langle \mathbf{V}(\omega_k/z_0) \mathbf{V}^H(\omega_k/z_0) \rangle &= \\ &= \mathbf{Q}(\omega_k/z_0) \mathbf{W}_A(\omega_k) \mathbf{Q}(\omega_k/z_0) + \mathbf{Q}(\omega_k/z_0). \end{aligned}$$

После подстановки данного выражения в формулу (26) приходим к требуемому результату:

$$\langle \hat{\mathbf{W}}_A(\omega_k)/z = z_0 \rangle = \mathbf{W}_A(\omega_k).$$

Таким образом, выражение (25) можно рассматривать как несмещенные оценки параметров  $\mathbf{W}_A(\omega_k)$ . Однако необходимое условие существования этого решения состоит в обратимости матричной формы (20). В свою очередь, обратимость матрицы  $\mathbf{Q}(\omega_k/z)$  возможна лишь при выполнении неравенства  $N_M(\omega_k) \leq L$ , т.е. когда количество распространяющихся на данной частоте модовых компонент сигнала не превышает число точек приема [17]. Как отмечалось выше, количество приемных датчиков в задачах течеискания обычно невелико (типичное значение  $L=2$ ). Поэтому весьма вероятны ситуации, когда для значительной части рабочей полосы частот указанное неравенство не может быть выполнено.

Возможны два пути решения указанной проблемы – инженерно-физический и математический. Первый из них состоит в совершенствовании систем съема и регистрации сигналов утечки, что могло бы обеспечить как увеличение числа каналов приема, так и предварительное выделение преобладающих мод, способствующее уменьшению интерференции компонент сигнала. В частности, увеличение количества входных каналов без наращивания числа мест доступа к трубопроводу может быть достигнуто заменой однокомпонентных датчиков многокомпонентными. Указанные возможности, безусловно, важны и заслуживают самостоятельного рассмотрения. Однако в данной работе мы ограничимся сугубо математическими подходами, которые сводятся к регуляризации (улучшению) теми или иными методами свойств матрицы  $\mathbf{Q}(\omega_k/z)$ .

Классические методы регуляризации [18] в данном случае не эффективны, поскольку не устраняют главной проблемы – ограничения ранга матрицы  $\mathbf{Q}(\omega_k/z)$  числом каналов приема  $L$ . Мы предлагаем иной метод улучшения оценки (25), позволяющий повысить ранг матрицы  $\mathbf{Q}(\omega_k/z)$  вплоть до полного. Он учитывает физические особенности рассматриваемой задачи, а именно, относительно более медленное изменение параметров интенсивности по сравнению с волновыми параметрами сигнала. Принимая это во внимание, придем к версии искомой оценки, в которой будут фигурировать уже не сами матрицы  $\mathbf{Q}(\omega_k/z)$ , а их усредненные по частоте значения. Ранг же усредненной матрицы, как известно [17], возрастает с увеличением количества накоплений, что позволяет эффективно “уйти” от проблемы сингулярности.

Действительно, как и в разделе 1, разобьем общую полосу приема на  $P_f$  вспомогательных поддиапазонов, примыкающих к друг другу. Перепишем алгоритм оптимальной обработки (17) в эквивалентном виде, разбив суммирование по частотам на сумму по поддиапазонам и сумму внутри каждого из поддиапазонов:

$$\begin{aligned} \ln \Lambda(\mathbf{U}/z) = & \\ = & \sum_{p=1}^{P_f} \sum_{k \in \mathbf{K}_p} \left\{ \frac{\mathbf{V}^H(\omega_k/z) \mathbf{W}_A(\omega_k) \mathbf{V}(\omega_k/z)}{1 + \text{Tr}[\mathbf{Q}(\omega_k/z) \mathbf{W}_A(\omega_k)]} - \right. \\ & \left. - \ln \det(\mathbf{I} + \mathbf{Q}(\omega_k/z) \mathbf{W}_A(\omega_k)) \right\}, \end{aligned} \quad (27)$$

где  $\mathbf{K}_p$  – множество номеров частотных каналов, относящихся к  $p$ -ому поддиапазону. Теперь предположим, что в пределах каждого из поддиапазонов изменением матрицы интенсивностей мод можно пренебречь, т.е. воспользуемся приближенным равенством

$$\mathbf{W}_A(\omega_k) \approx \mathbf{W}_A^{(p)}, \quad k \in \mathbf{K}_p, \quad p = 1, \dots, P_f, \quad (28)$$

где

$$\mathbf{W}_A^{(p)} = \frac{1}{K_p} \sum_{k \in \mathbf{K}_p} \mathbf{W}_A(\omega_k) -$$

среднее по  $p$ -ому поддиапазону значение параметров интенсивности;  $K_p = |\mathbf{K}_p|$  – количество отнесенных к нему частот. Тогда с учетом представления (28) выражение (27) может быть приближенно записано в виде

$$\begin{aligned} \ln \Lambda(\mathbf{U}/z) \approx & \\ \approx & \sum_{p=1}^{P_f} \sum_{k \in \mathbf{K}_p} \left\{ \frac{\mathbf{V}^H(\omega_k/z) \mathbf{W}_A^{(p)} \mathbf{V}(\omega_k/z)}{1 + \text{Tr}[\mathbf{Q}(\omega_k/z) \mathbf{W}_A^{(p)}]} - \right. \\ & \left. - \ln \det(\mathbf{I} + \mathbf{Q}(\omega_k/z) \mathbf{W}_A^{(p)}) \right\} \end{aligned} \quad (29)$$

Далее приравняем к нулю вариацию выражения (29) по параметрам  $\mathbf{W}_A^{(p)}$ . Решая при некоторых упрощениях полученное таким образом уравнение, приходим к следующему выражению для оценки усредненной матрицы интенсивностей модовых компонент сигнала:

$$\hat{\mathbf{W}}_A^{(p)} = \tilde{\mathbf{Q}}_p^{-1}(z) \tilde{\mathbf{R}}_p(z) \tilde{\mathbf{Q}}_p^{-1}(z) - \tilde{\mathbf{Q}}_p^{-1}(z). \quad (30)$$

Здесь  $\tilde{\mathbf{Q}}_p^{-1}(z)$  – матрица, обратная усредненной по  $p$ -ому поддиапазону матрице

$$\tilde{\mathbf{Q}}_p(z) = \frac{1}{K_p} \sum_{k \in \mathbf{K}_p} \mathbf{G}^H(\omega_k/z) \mathbf{B}_0^{-1}(\omega_k) \mathbf{G}(\omega_k/z); \quad (31)$$

$$\tilde{\mathbf{R}}_p(z) = \frac{1}{K_p} \sum_{k \in \mathcal{K}_p} \mathbf{V}(\omega_k/z) \mathbf{V}^H(\omega_k/z) -$$

усредненная матрица эмпирических корреляций выходов каналов согласованной обработки модовых компонент сигнала. Заметим, что оценка (30) оказалась сходной по структуре с выражением (25). Однако теперь существование оценок параметров интенсивности определяется условием обратимости усредненной в поддиапазоне матрицы (31). В свою очередь, необходимое для устранения сингулярности увеличение ранга матрицы (31) может быть достигнуто за счет надлежащего выбора количества усреднений. Подстановка выражения (30) в формулу (29) приводит к алгоритму обработки, инвариантному к параметрам интенсивности модовых компонент сигнала:

$$\begin{aligned} \ln \tilde{\Lambda}(\mathbf{U}/z) = \\ = \sum_{p=1}^{P_f} \left\{ \frac{\text{Tr}[\tilde{\mathbf{Q}}_p^{-1} \tilde{\mathbf{R}}_p(z)(\tilde{\mathbf{Q}}_p^{-1} \tilde{\mathbf{R}}_p(z) - \mathbf{I})]}{1 + \text{Tr}[\tilde{\mathbf{Q}}_p^{-1} \tilde{\mathbf{R}}_p(z) - \mathbf{I}]} - \right. \\ \left. - \ln \det(\tilde{\mathbf{Q}}_p^{-1} \tilde{\mathbf{R}}_p(z)) \right\}. \end{aligned} \quad (32)$$

Разумеется, замена полностью оптимальной обработки (17) ее адаптивной версией (32) сопряжена с некоторыми потерями эффективности обнаружения и локализации утечки. Некоторые сопутствующие количественные оценки даны в следующем разделе.

Перейдем к рассмотрению задач адаптации обработки сигналов по волновым числам  $\{\zeta_{nm}(\omega_k)\}$ . В отличие от параметров интенсивности, которые удалось исключить из структуры обработки, знание волновых чисел принципиально необходимо для построения каналов согласованного приема модовых компонент сигнала. В то же время, возможность прогнозирования  $\{\zeta_{nm}(\omega_k)\}$  для реальных трубопроводов в настоящее время неясна. Хотя в соответствующих разделах механики и разработано достаточно много методов расчета заполненных упругих оболочек, но возможности их применения к условиям реальных трубопроводов не очевидны. Прояснить ситуацию могли бы комплексные теоретические и экспериментальные исследования, которые, однако, выходят далеко за рамки данной статьи. Единственное предположение, которое можно сделать на основании общетеоретических соображений, заключается в том, что волновые числа  $\{\zeta_{nm}(\omega_k)\}$  – значительно более устойчивые характеристики среды передачи,

чем параметры интенсивностей мод. В самом деле, волновые числа для упругих оболочек находятся в результате решения некоторых дисперсионных уравнений, аналогичных уравнению (2). Их структура и коэффициенты определяются, во-первых, совокупностью граничных условий на поверхностях оболочек, а, во-вторых, рядом физических и геометрических параметров, в частности, скоростями сдвиговых и продольных волн материала оболочки, скоростью звука в среде наполнителя, плотностью материала оболочки и среды наполнителя, диаметром и толщиной оболочки и пр. [4]. Все указанные факторы в процессе эксплуатации трубопровода изменяются, по-видимому, достаточно редко и довольно незначительно. К сказанному следует добавить, что и общая номенклатура трубопроводов весьма ограничена. Следовательно, логично предположить, что волновые параметры сигналов для трубопровода заданного типа могут быть определены заранее. В любом случае, важной составной частью такого прогнозирования должны быть процедуры измерения волновых чисел  $\{\zeta_{nm}(\omega_k)\}$ . Подобные измерения необходимы как для проверки расчетных моделей, так и для непосредственного пополнения баз данных по  $\{\zeta_{nm}(\omega_k)\}$ . Рассмотрим некоторые подходы к проведению таких измерений.

Прежде всего заметим, что предлагаемая идеология устранения неопределенности относительно волновых параметров сигнала является скорее предварительным обучением (тренингом), чем адаптацией в ее наиболее употребительном понимании. Соответственно, объем оборудования для тренинга не обязательно должен быть ограничен теми же рамками, что и в основном (эксплуатационном) режиме. Другими словами, на этапе обучения допустимо использовать более развитую систему датчиков, средств регистрации и средств обработки. При этом возможно, по-видимому, и применение специальных измерительных источников сигналов. Указанные соображения позволяют представить следующую схему измерений.

На некотором опорном (контрольном) участке анализируемого трубопровода следует развернуть измерительный стенд. Физические, механические, геометрические и другие характеристики опорного участка предполагаются "типовыми" для трубопровода заданного вида. В состав стенда должны входить датчики сигналов, аналогичные тем, которые предполагается применять и в эксплуатационном режиме. Количество датчиков выбирается достаточным для проведения измерений в соответствии с принятым методом оценивания волновых параметров сигнала, а их расположение в преде-

лах опорного участка должно быть точно известно. Источник измерительного сигнала может располагаться как на самом опорном участке, так и за его пределами. В первом случае информация о точном местоположении источника необходима, а во втором – не обязательна. В частности, в качестве измерительного допустимо использовать и сигнал реальной утечки с достаточной интенсивностью.

Что касается собственно измерения волновых параметров сигнала, то оптимальный метод состоит, вообще говоря, в максимизации функционала правдоподобия по числам  $\{\zeta_{nm}(\omega_k)\}$ . Однако, как показывает анализ литературных источников, такой подход до сих пор не приводил к практически приемлемым методам оценивания с точки зрения вычислительных и временных затрат. Поэтому в прикладной акустике в настоящее время наибольшее распространение получили квазиоптимальные и эвристические подходы, в основе которых лежит анализ свойств взаимных корреляционных характеристик сигналов на выходах пространственно разнесенных датчиков. Рассмотрим вначале простейшую одномодовую модель среды передачи.

Предположим, что в пределах рабочей полосы приема дисперсией скорости распространения сигналов можно пренебречь. Тогда, как показано в разделе 1, ВКФ сигналов между парами датчиков будет содержать один максимум. Его положение определяется разностью времен распространения сигналов между датчиками  $\Delta\tau_{21} = \tau_2 - \tau_1$ . Если источник измерительного сигнала находится в пределах участка, ограниченного парой датчиков, то при известном местоположении источника  $z_0$  и точек приема  $z_1, z_2$  групповая скорость распространения преобладающей моды может быть получена по формуле

$$\nu_{00} = \frac{z_2 + z_1 - 2z_0}{\Delta\tau_{21}},$$

где  $z_1 < z_0 < z_2$ . Если же источник сигнала находится вне пределов указанного участка, например,  $z_0 < z_1 < z_2$ , то вычисления следует выполнять по формуле

$$\nu_{00} = \frac{z_2 - z_1}{\Delta\tau_{21}}.$$

Заметим, что в последнем случае информация о местоположении источника не требуется. Теперь предположим, что в рамках той же одномодовой модели имеет место дисперсия скорости распространения сигналов в пределах рабочей полосы. Тогда можно воспользоваться тем же приемом, что и выше, а именно, разбиением общей полосы

частот на вспомогательные поддиапазоны. Ширина поддиапазонов выбирается таким образом, чтобы в их пределах можно было пренебречь изменением скорости распространения сигнала. Далее выполняются вычисления парциальных ВКФ сигналов по каждому поддиапазону. Оценивания положение максимумов парциальных ВКФ, можно найти групповые скорости распространения сигнала в поддиапазонах.

Рассматриваемая измерительная задача существенно усложняется в случае многомодового распространения сигналов. Как было показано в первом разделе, ВКФ при этом формируется совокупностью мод, каждой из которых соответствует свое положение максимума. Следовательно, необходимо использовать специальные методы разделения компонент сигнала. В частности, разделение модовых компонент сигнала возможно лишь при условии, что их количество не превосходит числа используемых каналов приема [14, 16, 19]. Если указанное требование выполнено, то часто возникает другая проблема – необходимость разделения мод с близкими волновыми числами. Наиболее эффективный путь решения этой проблемы – использование так называемых алгоритмов сверхразрешения [19]. Указанные алгоритмы основаны на анализе собственных векторов и собственных чисел матриц пространственной корреляции сигнала. Соответствующие технологии обработки сигналов подробно исследованы в специализированных работах указанного направления и в рамках данной статьи обсуждаться не будут.

#### 4. ЧИСЛЕННЫЕ ИЛЛЮСТРАЦИИ

Рассмотрим результаты некоторых численных расчетов, иллюстрирующие теоретические положения, развитые в предыдущих разделах. Как уже отмечалось, в качестве модели трубопровода принята достаточно хорошо изученная цилиндрическая оболочка бесконечной длины. В частности, для наших целей использовались формулы из работ [4–6]. Для наглядности здесь и далее все числовые значения приводятся в размерном виде. Приняты следующие параметры оболочки: внешний диаметр 325 мм, толщина 12.5 мм, материал – низкоуглеродистая сталь с плотностью 7690 кг/м<sup>3</sup>, коэффициентом Пуассона 0.25, скоростями распространения поперечных колебаний 3192 м/с и продольных – 5528 м/с. Заполнитель оболочки – вода плотностью 1000 кг/м<sup>3</sup> и скоростью распространения звука 1500 м/с.

Расчет волновых чисел выполнялся путем численного решения соответствующего дисперсион-

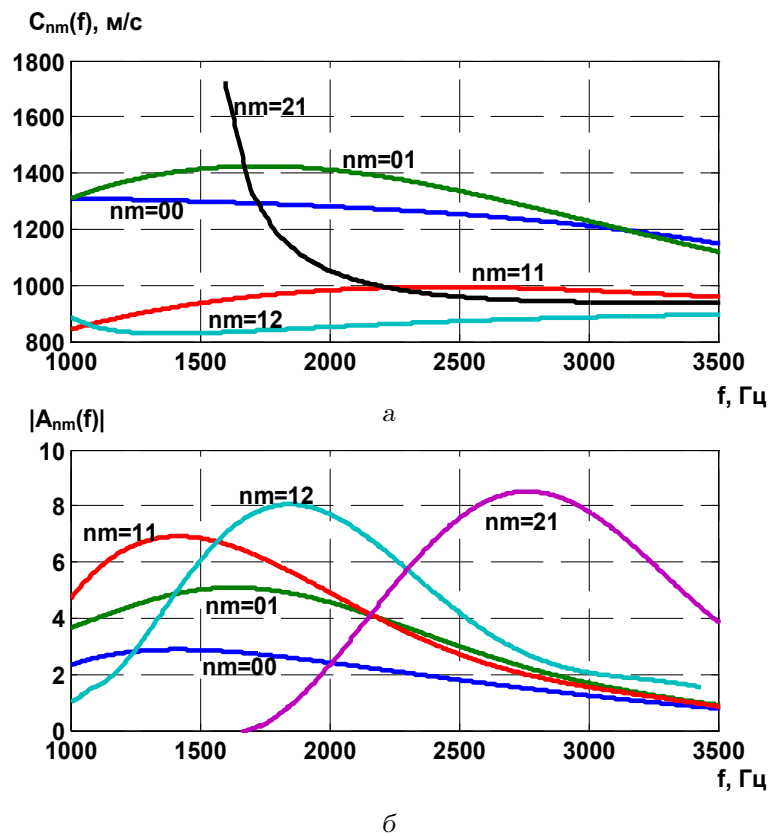


Рис. 1. Параметры распространяющихся мод:  
 а – фазовые скорости; б – амплитуды

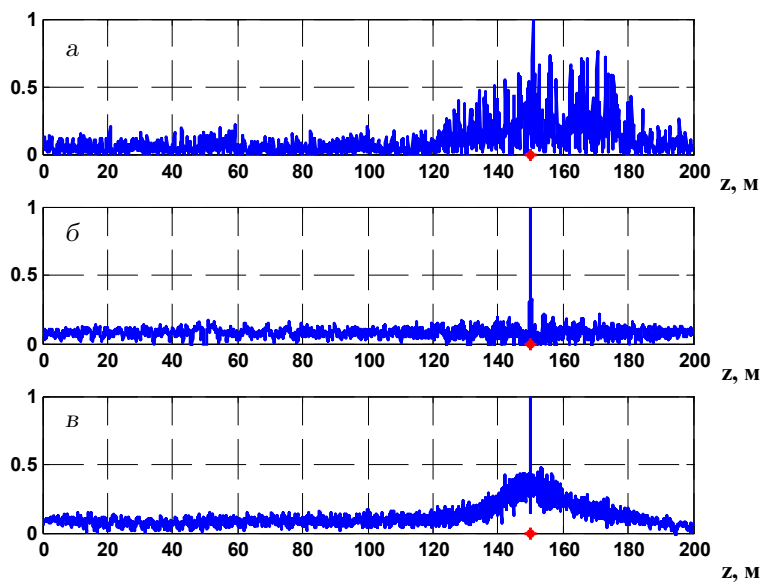


Рис. 2. Выходные результаты обработки:  
 а – традиционный алгоритм; б – оптимальный алгоритм;  
 в – адаптивный алгоритм

ного уравнения [4]. Амплитуды мод были рассчитаны исходя из предположения о точечном характере источника сигнала утечки, расположенного в заданном месте вблизи внутренней поверхности цилиндра. Полоса приема соответствовала широко используемому в практике течеискания диапазону частот (1000...3500) Гц. При этом рассматривались компоненты сигнала, соответствующие порядкам осевой симметрии мод  $n=0, 1, 2$ . Для порядков симметрии  $n=0, 1$  учитывались первые две моды, а для порядка симметрии  $n=2$  – лишь одна (всего пять распространяющихся мод). Результаты расчетов фазовых скоростей и амплитуд модовых компонент сигнала в зависимости от частоты представлены на рис. 1. Из графиков видно, что вариации фазовых скоростей мод в рассматриваемом примере достигают 50 % и более. Соотношение амплитуд мод также существенно зависит от частоты. При этом для мод с более высокими порядками осевой симметрии наблюдается смещение мощности колебаний в сторону более высоких частот.

Далее было проведено моделирование многокомпонентного сигнала в двух точках приема, разнесенных на 200 м. Источник сигнала утечки располагался на расстоянии 150 м от левого края контролируемого участка. В каждой из точек приема имитационный сигнал смешивался с реализациями некоррелированного гауссовского шума при соотношении сигнал/шум 30 дБ. После этого реализации смеси сигнала и шума подвергались обработке одним из рассмотренных выше методов – по алгоритму традиционного корреляционного приема, алгоритму оптимальной обработки (17) и адаптивному алгоритму обработки (32), инвариантному к параметрам интенсивностей мод.

Результаты обработки как функции гипотезы  $z$  о предполагаемом местоположении источника сигнала утечки представлены на рис. 2. Градуировка шкалы абсцисс в случае традиционной обработки обеспечивалась путем моделирования процедуры оценивания скорости распространения сигнала на контрольном участке трубы. Для принятых параметров модели получена оценка групповой в полосе приема скорости распространения 1196 м/с. В случае оптимального приема надлежащая градуировка шкалы абсцисс обеспечена самим алгоритмом обработки, в который заложена полная априорная информация о параметрах среды передачи. Для адаптивной обработки (32) также использованы априорные данные о значениях волновых чисел. Однако информация о параметрах интенсивностей модовых компонент сигнала в этом случае не требуется. Необходимое для регуляризации ма-

трицы (31) частотное усреднение выполнялось по вспомогательным поддиапазнам шириной 200 Гц.

Из графиков видно, что во всех трех случаях обработки максимальный выходной эффект обработки совпадает с истинным положением источника сигнала утечки (отмечено звездочкой на оси абсцисс). Однако при этом существенно отличаются уровни боковых максимумов. В случае корреляционного приема они довольно близки к уровню основного максимума. Для оптимальной и адаптивной обработки превышение основного максимума над боковыми значительно выше, что должно способствовать как более надежному обнаружению сигнала утечки, так и более высокой точности ее локализации.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Согласование обработки сигналов с физическими особенностями среды передачи – один из основных резервов для повышения достоверности обнаружения утечки и точности ее локализации. Необходимое условие такого согласования состоит в наличии математических моделей, которые были бы адекватны процессам генерации, распространения и приема сигналов утечки. В связи с этим представляется целесообразным привлечение методов теории упругости, относящихся к задачам распространения колебаний в водо- и газонаполненных цилиндрических оболочках. Некоторые возможности таких методов проиллюстрированы в данном исследовании. В частности, на их основе предложена модель поля сигнала утечки, представляющая собой декомпозицию нормальных волн (мод). С ее использованием синтезирована структура оптимальной обработки сигналов утечки, согласованной со средой распространения.

Основная трудность на пути практической реализации оптимальной обработки заключается в отсутствии или неточности априорных данных о параметрах среды передачи. В данной работе предложены некоторые пути решения указанной проблемы. В частности, применен адаптивный алгоритм обработки, инвариантный к параметрам интенсивности модовых компонент сигнала, отличительной особенностью которого является регуляризация необходимых для его применения матричных форм на основе частотного усреднения по вспомогательным поддиапазнам. Рассмотрены пути адаптации обработки к волновым параметрам сигнала. На основе общетеоретических соображений высказана гипотеза о возможности их априорного прогнозирования. Приведены численные данные.

1. *Fuchs H. V., Riehle R.* Ten years of experience with leak detection by acoustic signal analysis // *Appl. Acoust.*– 1991.– **33**, № 1.– P. 1–19.
2. *Golby J., Woodward T.* Find that leak // *IEE Rev.*– 1999.– **45**, № 5.– P. 219–221.
3. *Владимирский А. А., Владимирский И. А., Семенюк Д. Н.* Уточнение диагностической модели трубопровода для повышения достоверности течейскания // *Акуст. вісн.*– 2005.– **8**, № 3.– С. 3–16.
4. *Гринченко В. Т., Комисарова Г. Л.* Свойства нормальных неосесимметричных волн в толстостенном цилиндре, заполненном жидкостью // *Прикл. мех.*– 1988.– **4**, № 10.– С. 15–20.
5. *Комисарова Г. Л.* К решению задачи о распространении упругих волн в цилиндре с жидкостью // *Прикл. мех.*– 1990.– **26**, № 8.– С. 25–29.
6. *Гринченко В. Т., Комисарова Г. Л.* Особенности распространения волн в заполненных жидкостью цилиндрах с податливыми стенками // *Акуст. вісн.*– 2001.– **4**, № 3.– С. 22–33.
7. *Lee Y., Yoon D., Kang S.* Leak locating experiment for actual underground water supply pipelines with a novel locating system // *Modern Phys. Lett.*– 2008.– **22**, № 11.– P. 1013–1018.
8. *Avelino A. M. et al.* Real time leak detection system applied to oil pipelines using sonic technology and neural networks // *IECON 2009 – 35-th Ann. Conf. IEEE Industr. Electron.*– Porto, Portugal, 2009.– P. 2109–2114.
9. *Акустика океана /* Под ред. Л. М. Бреховских.– М.: Наука, 1974.– 695 с.
10. *Корякин Ю. А., Смирнов С. А., Яковлев Г. В.* Корабельная гидроакустическая техника. Состояние и актуальные проблемы.– С.-Пб.: Наука, 2004.– 410 с.
11. *Рытов С. М.* Введение в статистическую радиофизику: часть 1.– М.: Наука, 1976.– 496 с.
12. *Левин Б. Р.* Теоретические основы статистической радиотехники: том 1.– М.: Сов. радио, 1974.– 552 с.
13. *Ван Трис Г.* Теория обнаружения, оценок и модуляции.– М.: Сов. радио, 1972.– 744 с.
14. *Ильичев В. И., Калужный А. Я., Красный Л. Г., Лапий В. Ю.* Статистическая теория обнаружения гидроакустических сигналов.– М.: Наука, 1992.– 415 с.
15. *Линник Ю. В.* Статистические задачи с мешающими параметрами.– М.: Наука, 1966.– 252 с.
16. *Krasny L. G., Antonyuk S. P.* Wave-number estimation in an ocean waveguide // *J. Acoust. Soc. Amer.*– 1997.– **102**, № 5.– P. 2697–2704.
17. *Хорн Р., Джонсон Ч.* Матричный анализ.– М.: Мир, 1989.– 655 с.
18. *Тихонов А. Н., Арсенин В. Я.* Методы решения некорректных задач.– М.: Наука, 1979.– 284 с.
19. *Huvarinen A., Karhunen J., Oja E.* Independent component analysis.– New York: Wiley, 2001.– 505 p.