

Распознавание образов класса, заданного параметрически

Бархатов В.А.

В статье решается задача обнаружения множества функций типа $F(x, \alpha)$ в сигналах с шумами, помехами и искажениями - распознавание класса образов. В процессе обработки сигналов производится определение амплитуды и параметра найденного образа α_{opt} . Предлагается способ оценки неопределенности (погрешности) характеристик образа. В работе приводятся численные эксперименты распознавания классов функций, которые демонстрируют эффективность данного подхода.

Проблема распознавания образов особенно актуальна в области дефектоскопии поскольку в перспективе такие технологии могут дать более подробную информации о несплошностях (тип, характерные размеры, расположение). Общеизвестно, что приборы неразрушающего контроля производят обнаружение несплошностей в изделиях косвенными методами (магнитный, ультразвуковой, радиационный и т.д.). Анализируются реакции изделия на воздействия различной природы - намагничивание, прозвучивание, просвечивание – и выделяются аномальные явления в реакциях – магнитное поле рассеяния дефекта, эхосигналы, области с низким поглощением радиационного излучения. Аномалии в большинстве случаев ограничены в пространстве или во времени (ультразвуковой метод). Известно также, что сигнал несет в себе информацию о форме и размере дефекта.

В данной работе рассмотрим общую методику обнаружения множества функций, зависящих от одного параметра. Причем в качестве параметра можно будет использовать размер дефекта, если конечно метод контроля обеспечивает такую связь. Поставим задачу не только обнаружить сигнал, но и определить его амплитуду и параметр.

Пусть функции, которые необходимо распознавать, заданы в виде множества образов $F(x, \alpha)$, где $x = [-x_0, +x_0]$ - пространственная координата или время, $\alpha = [\alpha_{min}, \alpha_{max}]$ - некоторый параметр, указывающий вариации сигналов. Считаем, что все сигналы ограничены по длительности, а также ограничены их изменения от параметра α .

Будем распознавать класс образов в сигнале $S(x)$, который получен с помощью дефектоскопа. Амплитуда образа, присутствующего в исследуемом сигнале $S(x)$ вычисляется посредством интеграла свертки

$$A_F(\alpha) = \frac{1}{W_F(\alpha)} \int_{-x_0}^{+x_0} S(x) \cdot F(x, \alpha) dx. \quad (1)$$

Здесь введено обозначение $W_F(\alpha)$ - энергия образа

$$W_F(\alpha) = \int_{-x_0}^{+x_0} F(x, \alpha)^2 dx. \quad (2)$$

Амплитуда $A_F(\alpha)$ представляет собой масштабный фактор присутствия экземпляра класса $F(x, \alpha)$ в исследуемом сигнале $S(x)$. Необходимо найти такой образ $F(x, \alpha_{opt})$, который имеет максимальную амплитуду

$$A_F(\alpha_{opt}) \rightarrow \max. \quad (3)$$

Данный экземпляр класса характеризуется параметром α_{opt} . В принципе, для определения α_{opt} могут использоваться поисковые алгоритмы, в которых выражение (3) является целевой функцией. Также, нахождение максимума можно сформулировать как вариационную задачу

$$\frac{\delta A_F(\alpha)}{d\alpha} = \frac{d}{d\alpha} \left[\frac{1}{W_F(\alpha)} \int_{-x_0}^{+x_0} S(x)F(x, \alpha)dx \right] = 0 \quad (4)$$

Решение данного уравнения дает значение параметра α_{opt} .

Теперь необходимо принять решение – обнаружен сигнал или нет? Используем подход, предложенный в работе [1]. Обнаружение (распознавание образа) производится на основе сопоставления амплитуды ожидаемого сигнала $A_F(\alpha_{opt})$ и амплитуды исследуемого сигнала

A_S . Здесь $W_S = \int_{-x_0}^{+x_0} S^2(x)dx$ - энергия исследуемого сигнала, $A_S = \sqrt{W_S/W_F(\alpha_{opt})}$ - его амплитуда. За единицу энергии принята энергия образа $F(x, \alpha_{opt})$.

Рассмотрим отношение амплитуд $D = A_F(\alpha_{opt})/A_S$, которое будем называть достоверностью распознавания или просто достоверностью. Действительно, если в исследуемый сигнал содержит только ожидаемый образ, то достоверность равна 1. Если исследуемый сигнал ортогонален ожидаемому (не содержит его), достоверность равна нулю. В случае, когда имеется ожидаемый образ с искажениями, шумами и помехами, достоверность меньше единицы. Далее установим некоторый порог обнаружения, например 0,8. Если достоверность выше этого порога, считаем, что образ найден. В противном случае образ не обнаружен.

В работе [1] излагается концепция понятия образа. Образ трактуется как сигнал с охватывающим его множеством. Присутствие ожидаемого образа в исследуемом сигнале определяется посредством корреляции (2), а распознавание осуществляется путем проверки, попадает ли исследуемый сигнал во множество образа. Установка порога достоверности фактически определяет границы множества образа с искажениями.

Теперь сформулируем правило обнаружения (распознавания) в виде логического выражения

$$(\alpha_{opt} \cap [\alpha_{min}, \alpha_{max}]) \text{ and } \left(\frac{A_F(\alpha_{opt})}{A_S} \geq D_0 \right) = \begin{cases} \text{True} : D, A_F(\alpha_{opt}), \alpha_{opt} \\ \text{False} : 0 \end{cases} \quad (5)$$

С одной стороны параметр α_{opt} должен попадать в диапазон $[\alpha_{min}, \alpha_{max}]$, т.к. класс образов ограничен. С другой стороны достоверность присутствия образа должна превышать порог обнаружения D_0 . Тогда принимается решение, что образ найден «True». В результате выдается следующая информация - достоверность, амплитуда образа и значение параметра α_{opt} , который указывает, какой конкретно образ из класса обнаружен.

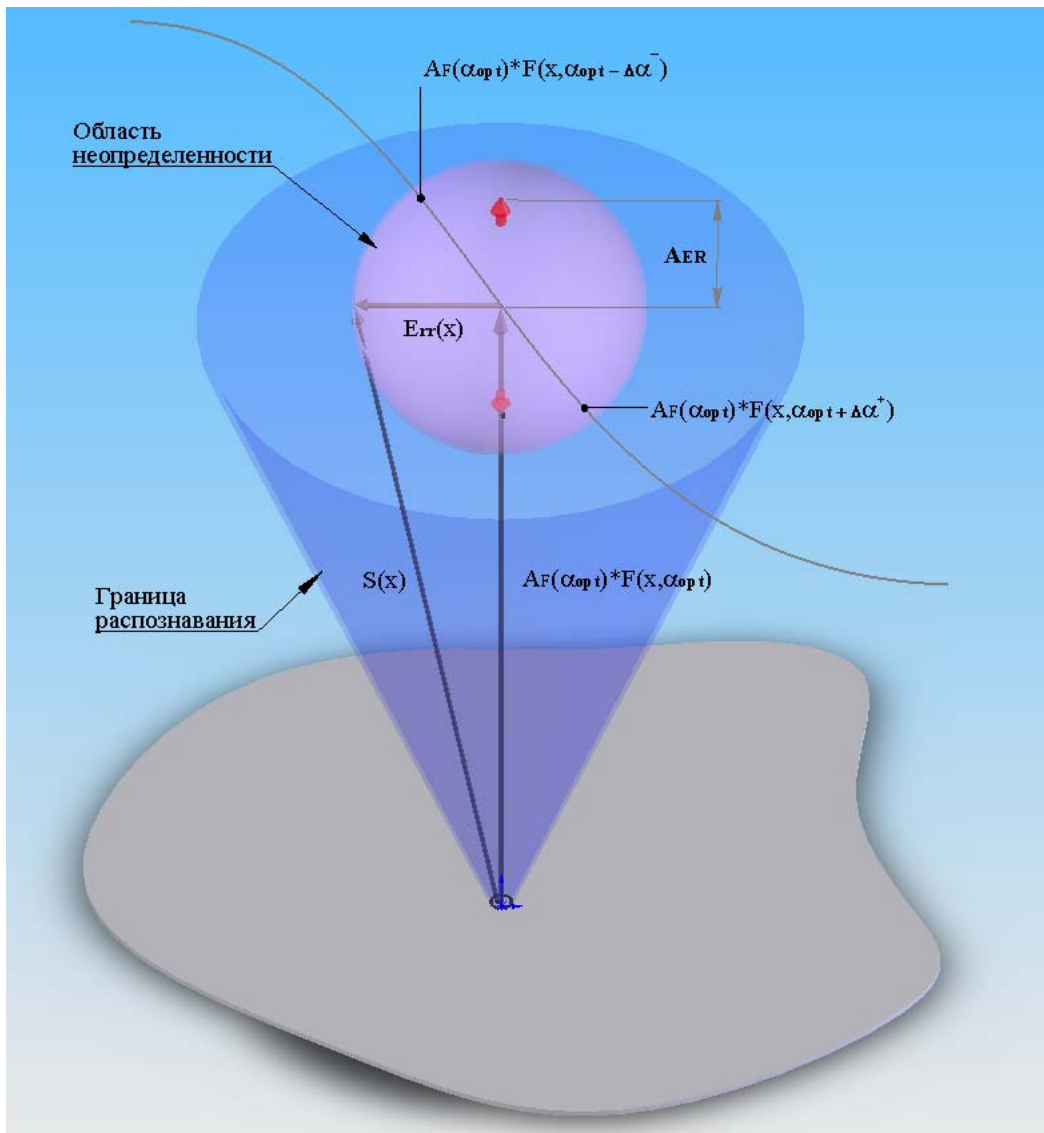


Рис.1. Условное изображение функционального пространства.
Оценка неопределенности амплитуды и параметра образа.

Оценим, насколько точно определяется амплитуда и параметр, если образ представлен в экспериментальных данных с шумами, помехами и искажениями. Нужно найти неопределенности (погрешности) величин $A_F(\alpha_{opt})$ и α_{opt} . Рассмотрим остаток сигнала

$$Err(x) = S(x) - A_F(\alpha_{opt})F(x, \alpha_{opt}). \quad (6)$$

Функция $Err(x)$ характеризует всевозможные шумы и искажения. В общем случае нельзя сделать какой-либо прогноз относительно $Err(x)$, поэтому считаем, что она имеет случайный характер, и будем называть ее функцией ошибок. Соотношение между функциями демонстрирует Рис.1.

В процессе распознавания находится только одна реализация функции ошибок (6). Все остальные реализации $Err(x)$ образуют многомерную сферу с центром в сигнале $A_F(\alpha_{opt})F(x, \alpha_{opt})$ - это область неопределенности результатов распознавания (см. Рис.1).

Функция ошибок ограничена по амплитуде

$$A_{ER} = \frac{1}{W_F(\alpha_{opt})} \int_{-x_0}^{+x_0} Err(x)^2 dx. \quad (7)$$

Учитывая, что $Err(x)$ и образ $F(x, \alpha_{opt})$ ортогональны, запишем простое выражение

$$A_{ER} = \sqrt{A_S^2 - A_F(\alpha_{opt})^2}. \quad (8)$$

Очевидно, неопределенность амплитуды образа равна A_{ER} . Тогда общее выражение для амплитуды имеет вид

$$A_F(\alpha_{opt}) \pm A_{ER}. \quad (9)$$

Рассмотрим реализацию функции ошибок, которая создает погрешность определения параметра

$$Err_\alpha(x) = A_F(\alpha_{opt}) [F(x, \alpha_{opt}) - F(x, \alpha_{opt} + \Delta\alpha)]. \quad (10)$$

Наибольшая ошибка параметра будет наблюдаться при максимальной амплитуде $Err_\alpha(x)$

$$\frac{1}{W_F(\alpha_{opt})} \int_{-x_0}^{+x_0} Err_\alpha(x)^2 dx = A_{ER}. \quad (11)$$

Формулы (10) и (11) позволяют выполнить расчет неопределенностей параметра в сторону увеличения $\Delta\alpha^+$ и уменьшения $\Delta\alpha^-$ относительно α_{opt} . Зависимость амплитуды $Err_\alpha(x)$ от изменения параметра в общем случае не линейна, поэтому для вычисления диапазона неопределенности лучше использовать итерационные методы [2,3]. Выразим значение параметра вместе с неопределенностями

$$\alpha_{opt} \begin{matrix} + \Delta\alpha^+ \\ - \Delta\alpha^- \end{matrix}. \quad (12)$$

Следует отметить, что неопределенности, найденные выше, представляют собой предельные отклонения. Более точную оценку можно сделать на основе статистического анализа функции ошибок $Err(x)$ и в результате найти неопределенность амплитуды и параметра при некотором уровне доверительной вероятности (обычно 0,95).

Фактически получился косвенный метод измерения амплитуды и параметра для известной зависимости $F(x, \alpha)$. В отличие от традиционных методов измерений здесь производится распознавание закономерности $F(x, \alpha)$ в экспериментальных данных. Это, в сущности, процедура идентификации закономерности. После того, как принято решение, что найден образ из данной закономерности, результаты измерений $A_F(\alpha_{opt}) \pm A_{ER}$ и $\alpha_{opt} \begin{matrix} + \Delta\alpha^+ \\ - \Delta\alpha^- \end{matrix}$ считаются действительными.

Для представления сигналов используем ортонормированный базис функций $C_i(x)$, определенных на интервале $x = [-x_0, +x_0]$.

$$\int_{-x_0}^{+x_0} C_i(x) \cdot C_j(x) dx = \begin{cases} 1, & i = j \\ 0, & i \neq j \end{cases} \quad (13)$$

Теоретически описание непрерывных функций требует бесконечное количество базисных функций типа $C_i(x)$. Однако в практических задачах используют ограниченный N -мерный базис. Важно, чтобы комплект базисных функции $C_i(x)$, $i=[0, N]$ обеспечивал разложение и

восстановление сигналов с высокой точностью. Выразим теперь исследуемый сигнал и класс образов в данном базисе

$$S(x) = \sum_{i=0}^N S_i C_i(x), \quad S_i = \int_{-x_0}^{+x_0} S(x) \cdot C_i(x) dx \quad (14)$$

$$F(x, \alpha) = \sum_{i=0}^N F_i(\alpha) C_i(x), \quad F_i(\alpha) = \int_{-x_0}^{+x_0} F(x, \alpha) \cdot C_i(x) dx$$

Видно, что исследуемый сигнал представлен набором компонент S_i , а класс образов описывается компонентами $F_i(\alpha)$. Энергия образа и энергия исследуемого сигнала вычисляются по простым формулам

$$W_F(\alpha) = \sum_{i=0}^N F_i^2(\alpha), \quad W_S = \sum_{i=0}^N S_i^2. \quad (15)$$

Очевидно, амплитуда образа, присутствующего в исследуемом сигнале $S(x)$ вычисляется как сумма

$$A_F(\alpha) = \frac{1}{W_F(\alpha)} \sum_{i=0}^N S_i \cdot F_i(\alpha). \quad (16)$$

На практике всегда сигналы и какие-либо зависимости представлены в виде их разложения по базисным функциям. Типичные примеры - дискретизация сигналов с некоторым шагом Δx , разложение в дискретный спектр Фурье.

Нам нужно найти образ $F_i(\alpha_{opt})$, который лучше всего представлен в исследуемом сигнале. Необходимо установить математическое описание класса, которое позволяет решить эту задачу. Используем аппроксимацию посредством ряда Тейлора. Выберем некоторый главный образ $F_i(\alpha_0)$. Его параметр α_0 установим в пределах диапазона $[\alpha_{min}, \alpha_{max}]$. Относительно главного образа выполним разложение компонент $F_i(\alpha)$ в ряд Тейлора по параметру

$$F_i(\alpha) \approx \sum_{k=0}^P (\alpha - \alpha_0)^k F_i^{(k)}. \quad (17)$$

Величины $F_i^{(k)}$ есть численное значение k -й производной в точке α_0 , а точнее

$$F_i^{(k)} = \frac{1}{k!} \frac{dF_i^{(k)}(\alpha_0)}{d\alpha^k}.$$

Аналогично сделаем разложение энергии образов по параметру в той же точке α_0

$$W_F(\alpha) \approx \sum_{k=0}^P (\alpha - \alpha_0)^k W^{(k)}, \quad W^{(k)} = \frac{1}{k!} \frac{dW^{(k)}(\alpha_0)}{d\alpha^k}. \quad (18)$$

Теперь подставим приближенные выражения для класса функций и энергии в формулу (9). Выражение для амплитуды сигнала принимает вид

$$A_F(\alpha) = \frac{\sum_{k=0}^P (\alpha - \alpha_0)^k K_k}{\sum_{k=0}^P (\alpha - \alpha_0)^k W_k}, \quad (19)$$

Здесь введены коэффициенты

$$K_k = \sum_{i=0}^N S_i F_i^{(k)}. \quad (20)$$

Это набор сверток исследуемого сигнала с функциями разложения $F_i^{(k)}$. Получается, что исследуемый сигнал проектируется в подпространство функций $F_i^{(k)}$ и в нем известна зависимость амплитуды образа от проекций K_k и параметра α (выражение 19). Если все образы класса нормированы по энергии $W_F(\alpha) \equiv 1$, то формула (19) упрощается

$$A_F(\alpha) = \sum_{k=0}^P (\alpha - \alpha_0)^k K_k, \quad (21)$$

Использование аппроксимации посредством ряда Тейлора резко сокращает размерность пространства, в котором определены функции класса, так как каждый образ есть линейная комбинация компонент $F_i^{(k)}$ (см. 17).

В частности, если класс нормирован по энергии и хорошо воспроизводится полиномом 2-й степени

$$F_i(\alpha) \approx F_i^{(0)} + (\alpha - \alpha_0)F_i^{(1)} + (\alpha - \alpha_0)^2 F_i^{(2)},$$

выражение для амплитуды образа имеет вид

$$A_F(\alpha) \approx K_0 + (\alpha - \alpha_0)K_1 + (\alpha - \alpha_0)^2 K_2.$$

Максимум амплитуды найдем с помощью вариации (4)

$$\frac{dA_F(\alpha)}{d\alpha} = K_1 + 2\alpha K_2 = 0.$$

Откуда легко определить параметр

$$\alpha_{opt} = -\frac{K_1}{2K_2}.$$

В общем случае нахождение параметра α_{opt} в выражениях (19) или (21) должно проводиться итерационными методами [2,3].

Остановимся на вопросе расчета коэффициентов ряда Тейлора в выражении (17). Используем полином 4-го порядка. Пусть известны образы класса $H_i^{(j)}$ для 5-ти значений параметра $\alpha_j = j\Delta + \alpha_0$, где $j = 0, \pm 1, \pm 2$, $\alpha_0 = (\alpha_{max} + \alpha_{min})/2$, $\Delta = (\alpha_{max} - \alpha_{min})/4$. Каждый известный образ должен точно совпадать с его приближенным выражением (17). Это широко распространенная задача аппроксимации функции по совокупности ее значений [2]. Составим равенства и получим систему из 5-ти линейных уравнений относительно коэффициентов разложения $F_i^{(j)}$. В матричной форме система уравнений имеет вид

$$\begin{bmatrix} H_i^{(-2)} \\ H_i^{(-1)} \\ H_i^{(0)} \\ H_i^{(+1)} \\ H_i^{(+2)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -2\Delta & 4\Delta^2 & -8\Delta^3 & 16\Delta^4 \\ 1 & -\Delta & \Delta^2 & -\Delta^3 & \Delta^4 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & \Delta & \Delta^2 & \Delta^3 & \Delta^4 \\ 1 & 2\Delta & 4\Delta^2 & 8\Delta^3 & 16\Delta^4 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F_i^{(0)} \\ F_i^{(1)} \\ F_i^{(2)} \\ F_i^{(3)} \\ F_i^{(4)} \end{bmatrix} \quad (22)$$

Данная система легко решается относительно коэффициентов разложения $F_i^{(0)} \div F_i^{(4)}$.

$$\begin{aligned} F_i^{(0)} &= H_i^{(0)} \\ F_i^{(1)} &= [H_i^{(-2)} - 8H_i^{(-1)} + 8H_i^{(1)} - H_i^{(2)}] / 12\Delta \\ F_i^{(2)} &= [-H_i^{(-2)} + 16H_i^{(-1)} - 30H_i^{(0)} + 16H_i^{(1)} - H_i^{(2)}] / 24\Delta^2 \\ F_i^{(3)} &= [-H_i^{(-2)} + 2H_i^{(-1)} - 2H_i^{(1)} + H_i^{(2)}] / 12\Delta^3 \\ F_i^{(4)} &= [H_i^{(-2)} - 4H_i^{(-1)} + 6H_i^{(0)} - 4H_i^{(1)} + H_i^{(2)}] / 24\Delta^4 \end{aligned} \quad (23)$$

Точно также выполняется расчет коэффициентов для энергии $W(\alpha)$, выражение (18).

Процедура, приведенная выше, может использоваться для аппроксимации экспериментальных данных, если необходимо сопоставить ряд значений параметра какому-то набору сигналов.

Автором создано программное обеспечение, которое предназначено для проведения численных экспериментов в задачах распознавания класса образов.

В качестве примера рассмотрим проблему обнаружения проводника с током расположенного на некоторой глубине под поверхностью непроводящего объекта, например в стене здания. Нас интересует расположение проводника, глубина его залегания, а также величина тока. Обнаружение проводника проводится путем измерения магнитного поля на поверхности объекта. Будем анализировать данные сканирования датчиком по поверхности. Главным мешающим фактором здесь является внешнее неоднородное магнитное поле, которое создается металлоконструкциями, намагниченными полем Земли, и магнитными полями работающего оборудования. Кроме того, имеются шумы и электромагнитные наводки.

Как известно, магнитное поле проводника определяется выражением

$$H = \frac{I}{2\pi R}$$

Формула записана в полярной системе координат. Здесь H – напряженность магнитного поля, I – ток, R – расстояние от проводника до точки измерения/

Используем датчик тангенциальной составляющей поля. Он измеряет компоненту поля вдоль поверхности объекта. Предположим, что сканирование ведется по плоской поверхности в направлении перпендикулярно проводнику. В этом случае сигнал датчика имеет вид

$$H_T(x, h, I) = \frac{I}{2\pi} \frac{h}{x^2 + h^2},$$

где: h – глубина залегания проводника, x – координата сканирования.

Отметим, что сигналы датчика имеют не нулевую постоянную составляющую

$$H_0(h, I) = \frac{1}{2x_0} \int_{-x_0}^{+x_0} H_T(x, h, I) dx \neq 0.$$

Поэтому множество $H_T(x, h, I)$ коррелирует с сигналами внешнего магнитного поля. Исключим постоянный уровень из сигналов и нормируем их по энергии. В итоге получим аналитическое выражение для расчетов образов класса

$$F(x, h) = \frac{H_T(x, h, 1) - H_0(h, 1)}{W(x, h)}, \quad (24)$$

$$W(x, h) = \int_{-x_0}^{+x_0} [H_T(x, h, 1) - H_0(h, 1)]^2 dx.$$

В данном классе функций $F(x, h)$ параметром является глубина залегания проводника. Отметим, что расчет $F(x, h)$ выполняется для значения тока $I = 1A$. Энергия всех образов равна единице, поэтому амплитуда образа, обнаруженного в исследуемом сигнале, будет равна току проводника.

Класс ограничен по длине сканирования $x = [-x_0, +x_0]$ и все образы, входящие в него, не имеют постоянной составляющей, т.е. $\int_{-x_0}^{+x_0} F(x, h) dx = 0$. Кроме того, образы класса симметричны относительно пространственной координаты $F(x, h) = F(-x, h)$.

Выбранный класс ортогонален к внешнему полю вида $H(x) = H_C + H_A \cdot x$, где H_C, H_A - константы. Удалим данные компоненты поля из исследуемого сигнала

$$S^C(x) = S(x) - \frac{1}{2x_0} \int_{-x_0}^{+x_0} S(x) dx \quad \text{вычитание постоянной составляющей.}$$

$$S^{CA}(x) = S^C(x) - \frac{3}{2x_0^3} \int_{-x_0}^{+x_0} S^C(x) \cdot x \cdot dx \quad \text{вычитание линейно изменяющегося сигнала.}$$

В оставшемся сигнале $S^{CA}(x)$ будем проводить распознавание образов $F(x, h)$. Следует обратить внимание, что здесь сделана подготовка исследуемого сигнала к распознаванию. Проведена фильтрация сигналов не коррелирующих с образами.

Результаты численного эксперимента с распознаванием класса образов магнитного поля проводника показаны на Рис.2-4. Дискретизация по координате x установлена 0,2мм (шаг сканирования). Функции (24) были определены в диапазоне глубин от 3 до 15 мм (Рис.2). Затем проводилась аппроксимация класса полиномом 4-го порядка. Функции разложения в ряд Тейлора представлены на Рис.3. Различие исходных значений функций (24) и их аппроксимации в диапазоне глубин 3-15мм не превышает 4%.

Затем в качестве исследуемого сигнала использовался образ класса (24) без каких-либо искажений и выполнялась процедура распознавания. В этом случае отличие найденных параметров $A_F(h_{opt}), h_{opt}$ от исходных связано с погрешностью аппроксимации образов класса. Во всем диапазоне глубин погрешность амплитуды составляет 0,7%, а погрешность глубины залегания проводника -0,6мм +0,4мм.

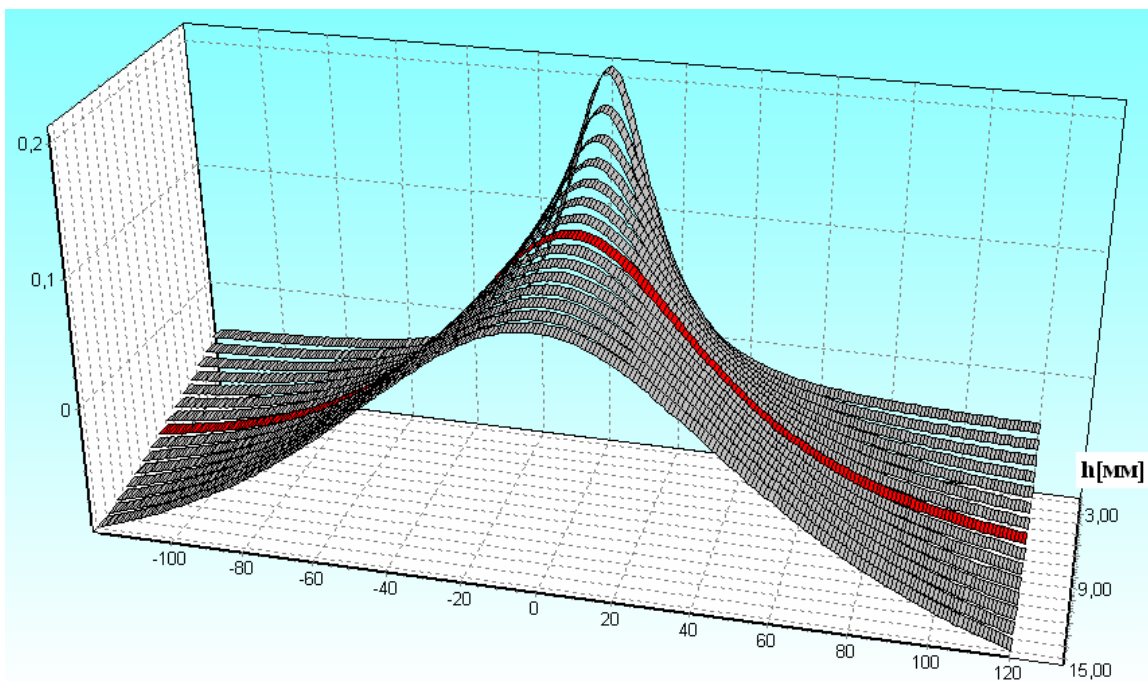


Рис.2. Класс образов – сигналы магнитного поля проводника с током. Энергия нормирована. Красным цветом отмечен центральный образ класса. Дискретность пространства 0,2 мм.

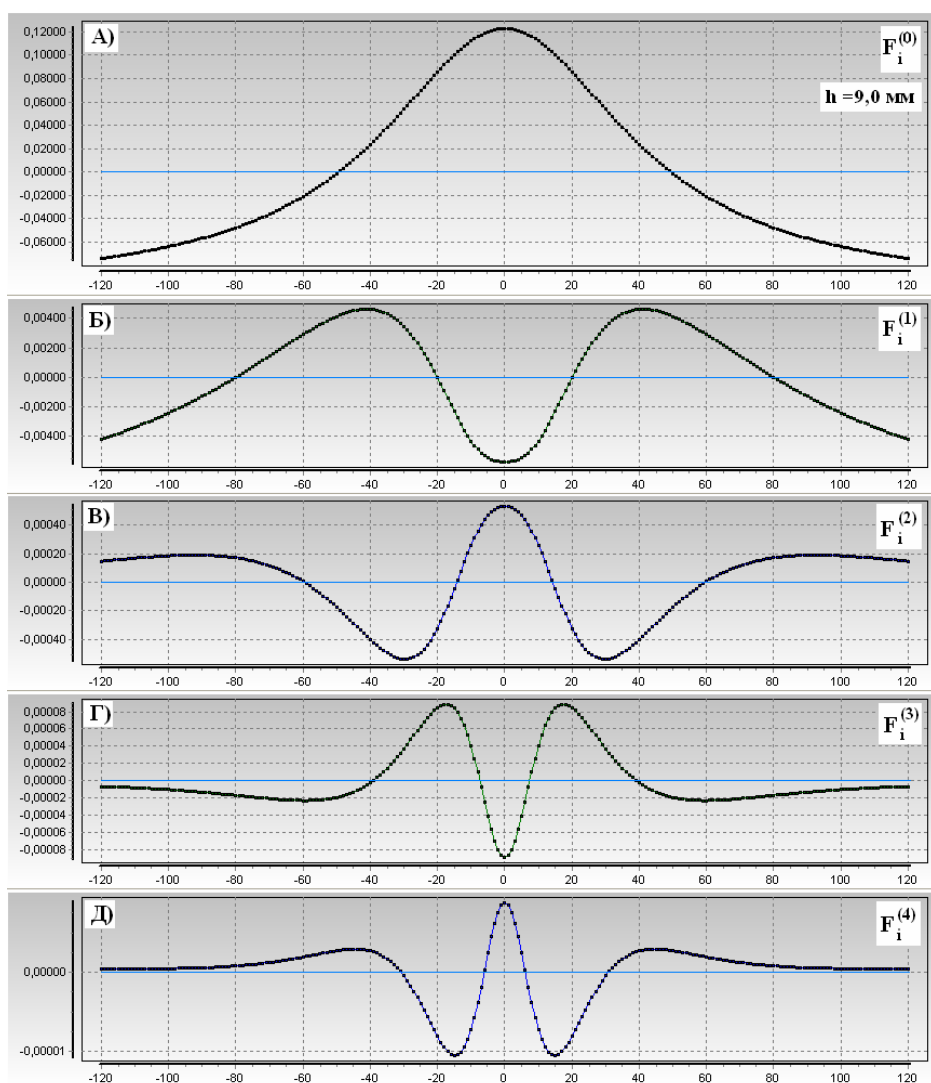


Рис.3. Аппроксимация класса сигналов магнитного поля проводника. А- Центральный образ. Б,В,Г,Д – компоненты разложения в ряд Тейлора.

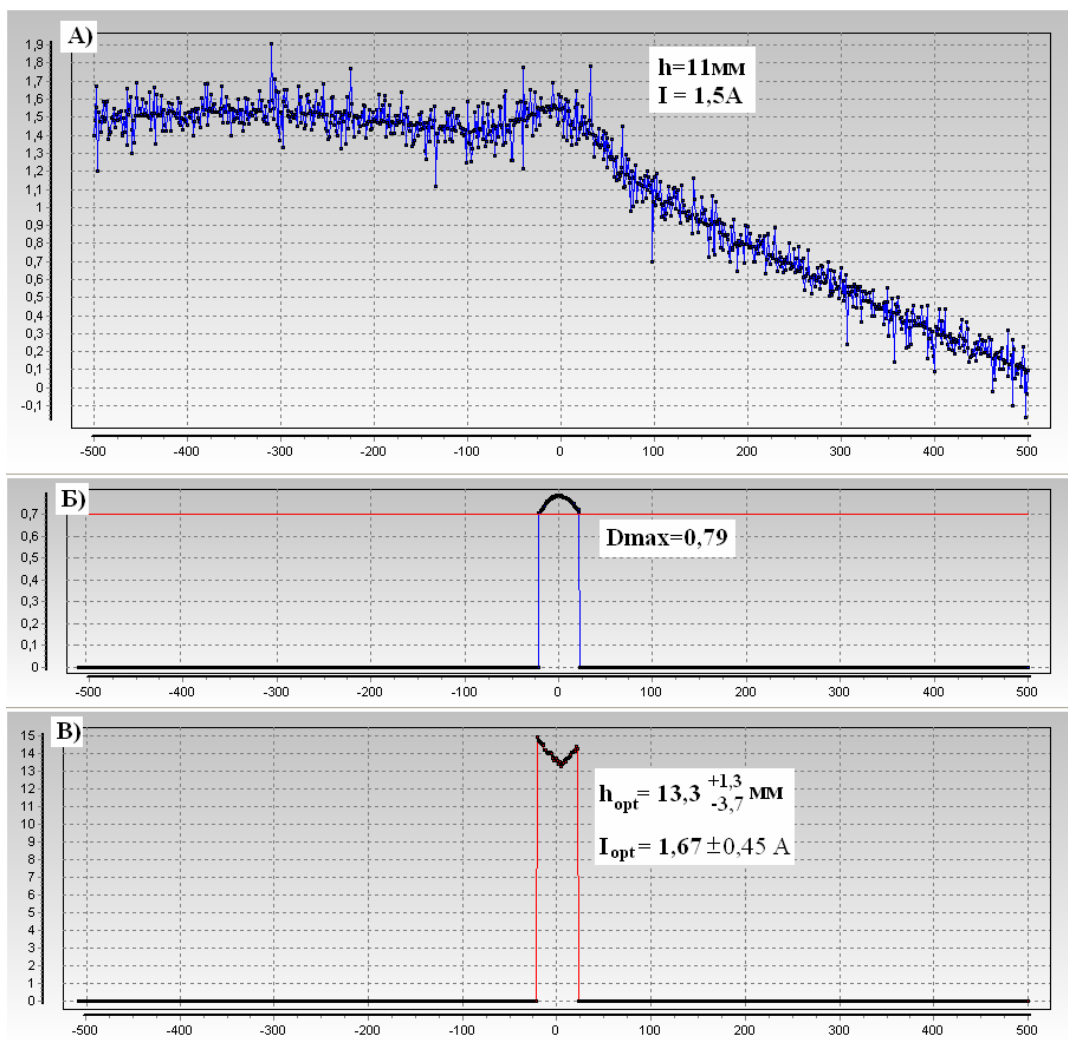


Рис.4. Распознавание образов класса магнитных полей проводников.

- А) Сигнал проводника с током с наложением внешнего поля, шумов и импульсных наводок.
- Б) Достоверность обнаружения, порог 0,7.
- В) Определение параметра (глубины залегания проводника).
Значения параметров при максимуме достоверности.

Один из тестов обнаружения проводника с током показан на Рис.4. Здесь моделировалась ситуация, близкая к реальной. Сигнал от проводника представлен в сумме с внешним неоднородным полем, а также при воздействии шумов и импульсных наводок – Рис.4А. Процесс распознавания был реализован в виде оконной операции, в которой алгоритм анализирует данные в ограниченной выборке из исследуемого массива (в окне) и производится перемещение окна по массиву. В каждой позиции окна выборка из исследуемого сигнала подвергалась очистке от постоянной составляющей и линейно изменяющегося сигнала. Получена максимальная достоверность обнаруженного образа 0,79 (Рис.4Б). Значения параметров образа и неопределенностей показаны на Рис.4.В. Видно, что в таких довольно тяжелых условиях можно получить вполне адекватные измерения тока и глубины.

Многочисленные тесты класса образов с наложением шума и внешнего поля различной конфигурации показали, что если установить порог достоверности 0,75 и выше, то ложные обнаружения полностью отсутствуют. При этом максимальная погрешность амплитуды составляет 37%, погрешность оценки глубины h_{opt} не более 9%, а неопределенность глубины достигает 31%.

Рассмотрим еще один пример распознавания класса в применении к методу акустической эмиссии (АЭ). Предположим необходимо проверять тонкостенные изделия. Как известно

волны в листах (волны Лэмба) обладают дисперсией скорости звука и, естественно, будут наблюдаться искажения формы импульсов АЭ в зависимости от расстояния до источника. Поставим задачу обнаружения импульсов акустической эмиссии и измерения расстояния от ультразвукового приемника до источника АЭ.

В данной задаче имеют место следующие зависимости. Во-первых, объем металла растущего дефекта, из которого происходит излучение импульса АЭ, существенно меньше толщины листа. Поэтому в диапазоне частот до возникновения мод Лэмба высшего порядка спектр импульсов АЭ можно считать равномерным.

Во-вторых, на относительно низких частотах источник АЭ возбуждает две основных моды Лэмба – симметричную \mathbf{s}_0 и антисимметричную \mathbf{a}_0 [4]. Антисимметричная мода \mathbf{a}_0 имеет низкое значение скорости и большую дисперсию. Импульс АЭ \mathbf{a}_0 распространяется медленно. Он довольно быстро расплывается с длиной пробега волн. Напротив сигнал АЭ симметричной моды \mathbf{s}_0 имеет высокую скорость и слабую дисперсию. Данный сигнал распространяется на большие расстояния, постепенно накапливая искажения. Примем, что ультразвуковой приемник воспринимает сигналы АЭ только симметричной моды \mathbf{s}_0 .

Дисперсионные зависимости фазовой скорости симметричных мод Лэмба хорошо известны [4]. Значение фазовой скорости находят путем решения характеристического уравнения

$$\frac{\operatorname{tg}(D\sqrt{1-\xi})}{\operatorname{tg}(D\sqrt{\chi-\xi})} + \frac{4\xi\sqrt{1-\xi}\sqrt{\chi-\xi}}{(2\xi-1)^2} = 0,$$

где: $\xi = \left(\frac{C_T}{C}\right)^2$, $\chi = \left(\frac{C_T}{C_L}\right)^2$, $D = \frac{\pi}{C_T} f \cdot d$, f - частота колебаний, d – толщина листа, C - фазовая скорость симметричной моды Лэмба, C_L, C_T - скорости продольных и поперечных волн в материале.

Спектральные компоненты волн, излучаемые растущим дефектом, приходят к ультразвуковому приемнику с различным фазовым сдвигом, но с одинаковой амплитудой (равномерный спектр)

$$U_0 \exp\left[j\omega\left(t - \frac{L}{C_{s_0}(\omega)}\right)\right],$$

L – расстояние между источником АЭ и ультразвуковым приемником (параметр задачи), $C_{s_0}(\omega)$ - фазовая скорость волны \mathbf{s}_0 .

Далее, ультразвуковой преобразователь воспринимает сигналы в некоторой полосе частот, т.е. имеет ограниченную частотную характеристику, обозначим ее $\tilde{G}(\omega)$. В итоге получим аналитическое выражение для расчета импульсов АЭ во временной области

$$U(t, L) = \frac{U_0}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{G}(\omega) \cdot \exp\left[j\omega\left(t - \frac{L}{C_{s_0}(\omega)}\right)\right] d\omega. \quad (25)$$

Формула (25) дает модель формирования импульсов АЭ в реальном времени. Излучение импульса происходит в момент времени $t=0$, а принимается он с некоторой задержкой пропорциональной расстоянию L . Согласно (25) импульсы АЭ распределены на большом интервале времени. На самом деле момент излучения сигнала акустической эмиссии неизвестен. Аппаратура регистрирует импульсы АЭ асинхронно (в момент приема). Поэтому сделаем искусственное смещение во времени импульсов АЭ, чтобы они попадали в небольшой интервал $[-t_0, +t_0]$ и нормируем сигналы по энергии. Установим класс образов импульсов АЭ в виде

$$F(t, L) = \frac{U\left(t + \frac{L}{C_{cp}}, L\right)}{W(L)}, \quad (26)$$

где: C_{cp} - скорость волны s_0 на резонансной частоте ультразвукового преобразователя, т.е. средняя скорость, $W(L)$ - энергия импульса АЭ.

Рассмотрим численный эксперимент распознавания импульсов АЭ в стальном листе толщиной 0,5мм. Фазовая скорость волны s_0 на очень низких частотах составляет 5370 м/с. С увеличением частоты до 0,5 МГц скорость снижается до величины 5220 м/с. Дисперсия скорости звука невелика.

Используем демпфированный ультразвуковой преобразователь с резонансной частотой 0,25 МГц, полоса пропускания от 0,1 до 0,4 МГц на уровне -6дБ. Форма амплитудно-частотной характеристики имеет вид Гауссовой кривой.

Результаты расчета класса образов импульсов АЭ показаны на Рис.5. Диапазон расстояний от 0 до 1000 мм. Частота дискретизации 10 МГц. Класс образов аппроксимировался полиномом 4-го порядка. Компоненты разложения $F_i^{(0)} \div F_i^{(4)}$ представлены на Рис.6.

Проверка алгоритма распознавания на исходных образах Рис.5. показала, что погрешность аппроксимации создает ошибки в определении амплитуды не более 3% и ошибки параметра в пределах +13мм -8мм.

Возможности распознавания импульсов АЭ демонстрирует Рис.7. Основной мешающий фактор, ограничивающий чувствительность аппаратуры АЭ, тепловой шум приемника. В тестовом сигнале Рис.7А импульс АЭ находится в широкополосном шуме. Такой сигнал легко генерируется с помощью датчика случайных чисел. Как и в предыдущем примере проводился поиск образов посредством оконной операции. Фильтрация исследуемого сигнала не проводилась. В итоге найден образ с максимальной достоверностью 0,815 (Рис.7Б). Его параметр $L_{opt} = 311 \begin{matrix} +16 \\ -11 \end{matrix}$ мм, а исходный сигнал, заложенный в тест Рис.7А, имеет параметр

$L = 300$ мм. Неопределенность параметра непосредственно связана с величиной шума (см. формулу 10).

Второй тест Рис.7Г,Д,Е содержит образ с параметром $L = 780$ мм и широкополосный шум. Дополнительно в него добавлен низкочастотный сигнал возникающий, например, при вибрации изделия. Распознавание импульсов АЭ дает положительный результат с достоверностью 0,803. Здесь погрешность параметра существенно больше $L_{opt} = 758 \begin{matrix} +43 \\ -67 \end{matrix}$ мм

из-за наличия низкочастотного сигнала.

Тестирование алгоритма распознавания по всему диапазону дальностей источника АЭ при уровне шума, как на Рис.7А, показало, что различие оценки L_{opt} от истинного значения составляет не более 3,5%, а неопределенность в пределах 7%. Достоверность обнаружения импульса АЭ была в пределах 0,80-0,84.

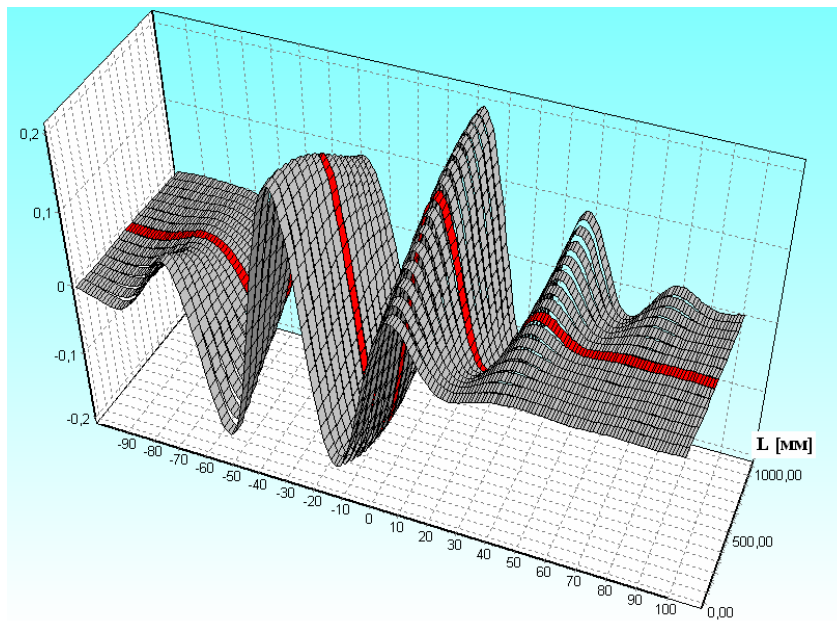


Рис.5. Класс импульсов акустической эмиссии.
 Центральный образ отмечен красным цветом.
 Частота дискретизации 10 МГц.

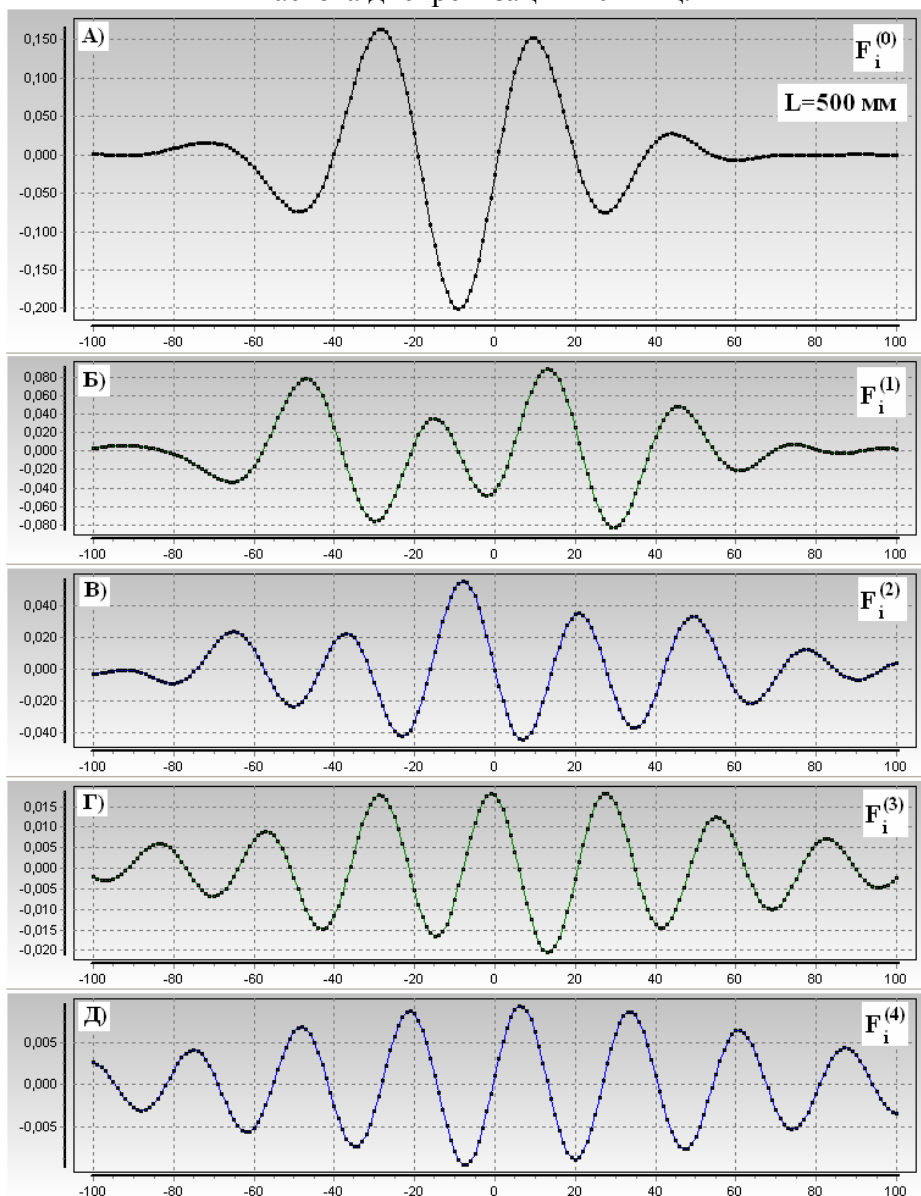


Рис.6. Аппроксимация класса сигналов акустической эмиссии.
 А- Центральный образ. Б,В,Г,Д – компоненты разложения в ряд Тейлора.

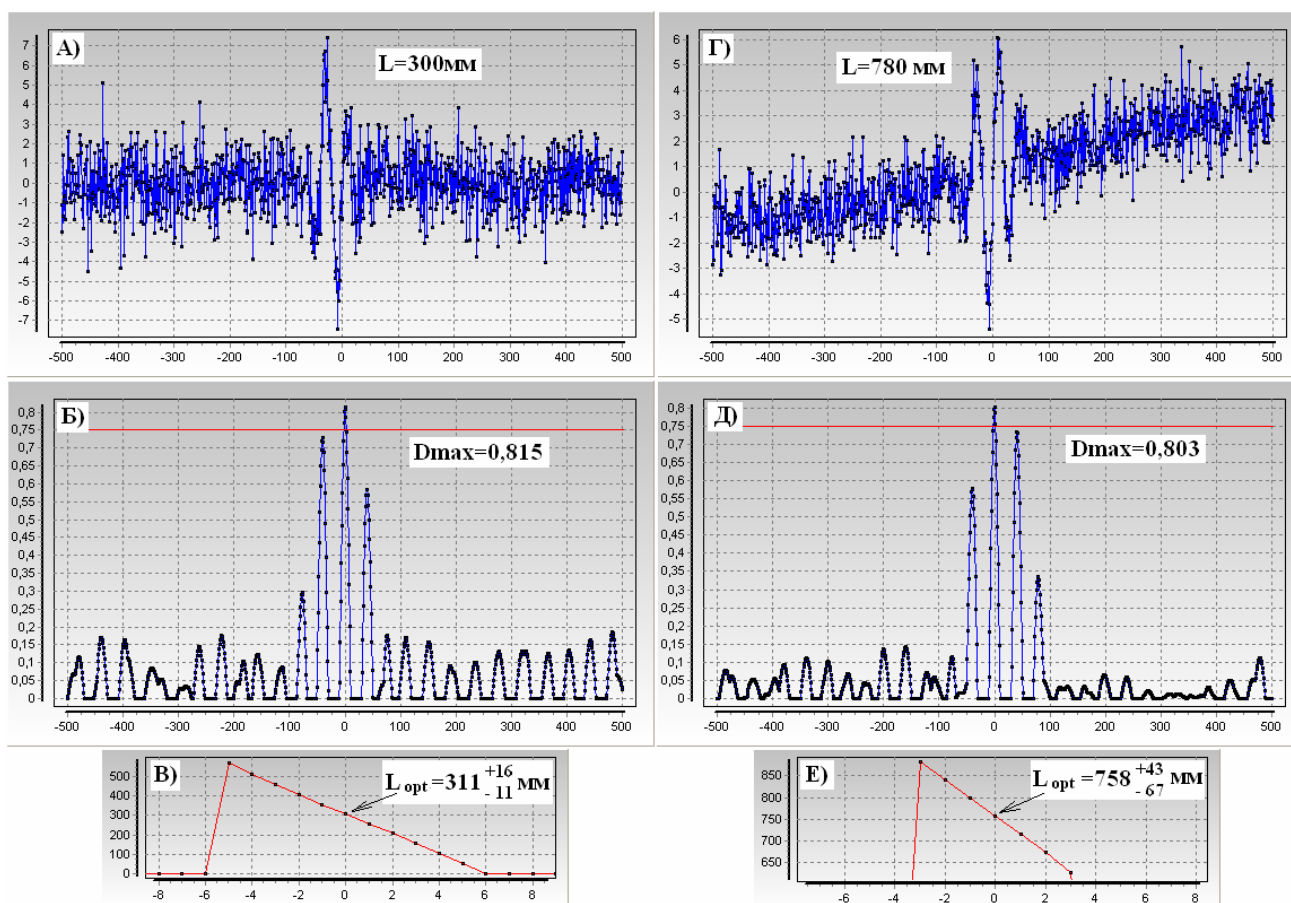


Рис. 7. Распознавание импульсов акустической эмиссии.

А) Импульс АЭ на расстоянии 300 мм с шумами.

Б) Расчет достоверности, порог 0,75.

В) Определение параметра. Расстояние при максимальной достоверности.

Г) Импульс АЭ на расстоянии 780 мм с шумами и низкочастотной наводкой.

Д) Достоверность обнаружения, порог 0,75.

Е) Определение параметра. Расстояние при максимальной достоверности.

Подведем итоги. В данной задаче все сигналы делятся на три части.

1. Множество информативных сигналов. Это класс образов $F(x, \alpha)$. Необходимо извлечь информацию из исследуемого сигнала $S(x)$, обнаружить в нем экземпляр класса $F(x, \alpha_{opt})$, а также найти его амплитуду $A_F(\alpha_{opt})$ и параметр α_{opt} .
2. Множество не информативных сигналов. Нам известно, что они могут присутствовать в исследуемом сигнале $S(x)$ и еще известно, что они не содержат информации. Следовательно, такие сигналы не создают ошибок в измерении $A_F(\alpha_{opt})$ и α_{opt} . Не информативные сигналы должны быть по возможности удалены (отфильтрованы) из исследуемого сигнала, как это было сделано в примере с обнаружением проводника.
3. Все остальные сигналы $Err(x)$. О них ничего неизвестно, поэтому считаем их случайными. Кроме того, считаем, что в эксперименте $S(x)$ получена лишь одна реализация $Err(x)$. Данные сигналы создают ошибки в измерении $A_F(\alpha_{opt})$ и α_{opt} . Анализ всех реализаций $Err(x)$ позволяет найти неопределенность в измерениях амплитуды и параметра образа.

Имеется ряд требований к функциям распознавания. Главное из них, однозначность функций $F(x, \alpha)$ относительно параметра α . Второе требование пока не удается строго сформулировать. Необходимо выбрать такие физические измерения, в которых наблюдается наибольшая изменчивость образа от параметра. Желательно, чтобы образы как можно меньше коррелировали между собой

$$\int_{-x_0}^{+x_0} F(x, \alpha) \cdot F(x, \alpha + \Delta\alpha) dx \rightarrow \min.$$

Тогда параметр станет менее чувствителен к функции ошибок $Err_\alpha(x)$. Он может быть найден с более высокой точностью (см. выражения (10,11)).

С точки зрения теории обнаружения, развитой в радиотехнике [5-7], нужно анализировать весь физически наблюдаемый сигнал. Напротив, способ распознавания, предложенный в данной работе, допускает обнаружение объектов определенного типа, используя часть сигнала от них. Требования низкой корреляции образов и анализа максимальной энергии сигнала противоречивы. Поэтому выбор класса образов есть компромиссное решение.

Далее, физические зависимости необходимо подготовить для распознавания и измерения параметров. В первую очередь рекомендуется нормировать зависимость по энергии. Тогда все образы класса станут равнозначными относительно масштабного фактора $A_F(\alpha)$. В процессе исследования будет обнаружен такой образ $F(x, \alpha_{opt})$, который более других близок по форме к сигналу $S(x)$, т.е. он лучше всего коррелирует с ним. Дополнительно сокращаются вычисления, сравните формулы (19) и (21). Нормирование энергии образа в отдельных случаях позволяет присвоить амплитуде масштаб физической величины. В частности, в задаче обнаружения проводника амплитуда образа равна току проводника в амперах.

Важную роль играет аппроксимация зависимости посредством ряда Тейлора. Аппроксимация степенным рядом по параметру дает универсальный способ описания функций $F(x, \alpha)$. Это помогает в случаях, когда физические закономерности заданы в неявном виде (пример импульсов АЭ) или даже получены экспериментально. С другой стороны компоненты ряда Тейлора $F_i^{(j)}$ образуют подпространство небольшой размерности, в котором производится поиск образа. В итоге задача решается с минимальными вычислениями.

Возможно существуют разложения более оптимальные, чем ряды Тейлора. Но здесь есть одно требование. Если функции $F(x, \alpha)$ представлены в виде набора компонент $F_i^{(j)}$, то должно быть указано правило вычисления амплитуды образа, аналогичное (21).

Предлагаемый способ обработки сигналов претендует на методику косвенных измерений параметров известной зависимости $F(x, \alpha)$.

Список литературы

1. Бархатов В.А. Обнаружение сигналов и их классификация с помощью распознавания образов. Дефектоскопия, №4, 2006, с. 14-27.
2. Л.И.Турчак Основы численных методов. –М: Наука, 1987 –320с.
3. Гэри Н., Джонсон Д. Вычислительные машины и труднорешаемые задачи.-М.: Мир, 1982г.
4. Викторов И.А. Физические основы применения ультразвуковых волн Рэлея и Лэмба в технике. -М: Наука, 1966, 169 с.
5. Храбростин Б.В., Дикуль О.Д., Лучин А.А., Олейник И.И., Храбростин Д.Б. Распознавание целей по результатам радиолокационных измерений в сложной помеховой обстановке. Радиотехника. № 11, 2005, с. 34 – 39.
6. Кошелев В.И., Белокуров В.А. Адаптивное выделение маневрирующих целей. Цифровая обработка сигналов. 2005. №1. с. 41-46.
7. Шахтарин Б. И. Обнаружение сигналов. Изд.: Гелиос АРВ, учебное пособие, 2006, - 488с.