ОБЗОР МЕТОДОВ ПОВЫШЕНИЯ ОТНОШЕНИЯ СИГНАЛ/ШУМ ПРИ РЕШЕНИИ ЗАДАЧИ ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ НЕИЗВЕСТНОЙ ФОРМЫ

Фаерман В.А., Аврамчук В.С.
Научный руководитель: Аврамчук В.С., к.т.н, доцент
Томский Политехнический Университет, 634050, Россия, г. Томск, пр. Ленина, 30
faermanvlad@mail.ru

Несмотря на то, что к настоящему моменту времени разработано большое количество методов и подходов обнаружения полезного сигнала на фоне интенсивных шумов, все они имеют существенные ограничения в применении и ни один из них не является универсальным.

Очевидно, что обязательными условиями задачи обнаружения сигнала являются наличие некоторых предварительных (априорных) сведений о сигнале, подлежащем приему, и, одновременно, неопределенность некоторых его параметров [1]. В противном случае, при полном отсутствии априорных сведений о сигнале, не будет никакой возможности извлечь из него какую-либо информацию, так как на принимающей стороне он будет не отличим от помехи.

Примером простой задачи обнаружения сигнала является рассматриваемая в радиолокации задача корреляционного приема сигнала $s(t,\lambda)$, имеющего один неизвестный параметр λ. Методика решения данной задачи сводится к получению и анализу корреляционной функции [1]

$$q(\lambda) = \int_0^T \xi(t) s(t,\lambda) dt, \qquad (1)$$

где $\xi(t)$ представляет собой смесь обнаруживаемого сигнала $s(t,\lambda)$ и аддитивного случайного шума $n(t)$; T – время наблюдения. Анализ корреляционной функции, сводится к обнаружению ее максимума, который, в простых случаях, соответствует наиболее вероятному значению искомого параметра λ.

Несмотря на то, что формула (1) может быть легко обобщенна для случая обнаружения сигнала $s(t,\lambda_1,\ldots,\lambda_n)$ зависящего от многих неизвестных параметров $\lambda_1,\lambda_2,\ldots,\lambda_n$

$$q(\lambda_1,\ldots,\lambda_n) = \int_0^T \xi(t) s(t,\lambda_1,\ldots,\lambda_n)\, dt,$$

сложность производимых операций многократно возрастает, что практически приводит не только к увеличению числа вычислительных устройств (корреляторов), но и к усложнению приемника [1]. В частности, для обнаружения сигнала неизвестной формы (то есть сигнала имеющего не определенный спектральный состав) с измерением частоты f_0 и запаздывания τ_0 используется $N = 4F_0T_0FT$ корреляторов [2], где F – базовая ширина полосы частот; T – длительность используемых сложных сигналов; F_0 – ширина полосы частот, на которой ожидается появление отраженного сигнала; T_0 – предельное время задержки поступления отраженного сигнала. При этом, выходной сигнал каждого из корреляторов используется для определения одной точки поверхности $q(\lambda,f)$ [2].

Задача обнаружения сигналов неизвестной формы характерна не только для радиолокации, но и для неразрушающего контроля [3]. Примером может служить корреляционный метод поиска утечек в трубопроводах.

Основной отличительной особенностью корреляционного подхода, является одновременное использование пары датчиков. Пусть датчики в течение интервала T фиксируют поступающие сигналы в равноотстоящие на Δ моменты времени. Тогда в любой дискретный момент времени t_i ($i = 0,1,\ldots N-1$, где N – общее количество отсчетов) сигнал, поступающий от первого датчика, может быть представлен как

$$\xi_1(i) = s_0(i-j_1) + n_1(i), \qquad (4)$$

где $n_1(i)$ - шумовая составляющая сигнала первого датчика; $j_1 = \tau_1/\Delta$ - запаздывание сигнала первого датчика. Аналогично, для второго датчика

$$\xi_2(i) = s_0(i-j_2) + n_2(i). \qquad (5)$$

Корреляционная функция может быть вычислена, как [3]

$$q_{12}(j) = F^{-1}(F[\xi_1(i)]F^*[\xi_2(i)]), \qquad (6)$$

где F – прямое дискретное преобразование Фурье (ДПФ); F^{-1} – обратное ДПФ; F^*– комплексно-сопряженное представление результатов прямого ДПФ. Полагая шумовые составляющие сигналов датчиков n_1 и n_2 не коррелированными, можно представить (6) в виде суммы

$$q_{12}(j) = q_{s_0s_0}(j) + q_{n_1s_0}(j) + q_{n_2s_0}(j) + q_{n_1n_2}(j).$$

Известно [3, 4], что $\max(q_{s_0s_0}(j))$ соответствует $j = j_2 - j_1$, то есть разнице во времени поступления сигнала на датчики. Однако, для того, чтобы он мог быть обнаружен должно выполняться условие

$$q_{s_0s_0}(j_2-j_1) \gg \sqrt{D\left[q_{n_1s_0}(j) + q_{n_2s_0}(j) + q_{n_1n_2}(j)\right]},$$

где $D[\cdot]$ – дисперсия случайной величины.

Наиболее простым и эффективным способом уменьшения среднеквадратического значения случайных составляющих сигнала на выходе коррелятора является цифровая фильтрация сигнала на входе коррелятора. Однако применение данного способа на практике затруднительно, так как спектр полезного сигнала, как правило, не известен [5].

Наиболее простым способом определения области локализации полезного сигнала является построение функции взаимного амплитудного спектра [6]. Эта функция является модулем Фурье-образа корреляционной функции (6) и, следовательно, может быть получена по формуле

$$S'_{12}(k) = |F[\xi_1(i)]F^*[\xi_2(i)]|,$$

где k – номер спектрального отсчета ($k = 0,1,\dots,N/2+1$). Заметные пики на функции взаимного амплитудного спектра являются признаками присутствия полезного сигнала. Недостатком данного способа является его чувствительность к спектру шумовой составляющей на входе коррелятора.

Другим распространенным способом выделения частотной полосы, содержащей полезный сигнал, является привлечение функции когерентности. В ряде источников [6,7], функция когерентности представлена формулой

$$\gamma(f) = \frac{|S_{xy}(f)|}{\sqrt{S_{xx}(f)S_{yy}(f)}}, \qquad (7)$$

где $S_{xy}(f)$ - взаимная спектральная плотность сигналов $x(t)$ и $y(t)$; $S_{xx}(f)$, $S_{yy}(f)$ - спектральные плотности сигналов. Однако (7) не является полной, так как расчет функции когерентности предполагает многократное повторение измерений сигналов и последующее усреднение по ансамблю реализаций [8]:

$$\gamma(f) = \frac{|E[S_{xy}(f)]|}{\sqrt{E[S_{xx}(f)]E[S_{yy}(f)]}}, \qquad (8)$$

где $E[\cdot]$ – оператор усреднения. Значения $\gamma(f)$, полученной с помощью (8), зависят от стабильности амплитуд и фаз исследуемых сигналов. Причем в том случае, если отношения между сигналами ограничиваются линейной зависимостью $x(t) = k \cdot y(t)$, где k - константа, то $\gamma(f) \to 1$ при всех допустимых значениях аргумента. Напротив, если $x(t)$ и $y(t)$ не связаны, то $\gamma(f) \to 0$ при любых f. Таким образом, функция когерентности является аналогом функции корреляции, показывая взаимосвязь процессов в частотной области [7].

Недостатками метода являются необходимость накопления дополнительных данных и работы с ними, а также возможное появление ложных областей высоких значений функции в ряде задач, обусловленных существованием нескольких мод колебаний [9].

Для устранения влияния последнего недостатка, в [9] предлагается привлекать для обнаружения частотной области локализации сигнала не только функцию когерентности, но и фазочастотную функцию взаимного спектра

$$\varphi_{12}(k) = Im(F[\xi_1(i)]F^*[\xi_2(i)]). \qquad (9)$$

Используя функцию (9), можно выделить ту полосу частот, в которой сигнал распространяется преимущественно по одному тракту.

Еще одним способом извлечения и визуализации информации о спектральной композиции сигнала при корреляционном анализе – является использование частотно-временных корреляционных функций [5]. В отличии от традиционных функций, частотно-временные функции имеют дополнительный аргумент – частоту. Таким образом, частотно-временные корреляционные функции показывают корреляцию на каждом из исследуемых частотных диапазонов, что позволяет по расположению пиков на поверхности частотно-временной корреляционной функции делать предположения о спектральном составе полезного сигнала [5].

Кроме того, пики частотно-временной корреляционной функции, соответствующие полезному сигналу становятся значительно заметнее. Это может быть объяснено тем, что алгоритм получения частотно-временной корреляционной функции, описанный в [5] эквивалентен одновременному использованию множества корреляторов, на входе каждого из которых установлен полосовой фильтр с собственной уставочной частотой. При этом, в общем случае (полезный сигнал локализован в узкой полосе частот, в то время как шум является широкополосным), отношение сигнал/шум на входе каждого из корреляторов больше исходного [10].

В связи с тем, что основным ограничением корреляционного метода обнаружения сигналов неизвестной формы является высокая интенсивность шумов на входе коррелятора, важнейшим этапом решения данной задачи является фильтрация получаемого сигнала. Однако, для выбора фильтра, необходима информация о спектре полезного сигнала, которая может быть получена с применением перечисленных методов.

Список литературы

1. Тихонов В. И. Оптимальный прием сигналов. – М.: Радио и связь, 1983. – 320 с.
2. Тузов Г. И. Статистическая теория приема сложных сигналов. - М. : «Советское радио», 1977. – 400 с.
3. Айфичер Э. С., Джервис Б. У. Цифровая обработка сигналов: практический подход, 2-е издание. : Пер. с англ. – М. : Издательский дом «Вильямс», 2004. – 992 с.
4. Цифровая обработка сигналов / под ред. А. Б. Сергиенко. – СПб. : Питер, 2002. – 608 с.
5. Аврамчук В.С., Чан Вьет Тьяу. Частотно-временной корреляционный анализ цифровых сигналов // Известия Томского политехнического университета. – 2009. –Т. 315. – № 5. – С. 112–115.
6. Смирнов В.А. Корреляционный метод поиска утечек жидкостей из трубопровода под давлением // Вибродиагностика для начинающих и специалистов. 2005. URL: http://www.vibration.ru/tech/tech.shtml, (дата обращения 25.09.2012).
7. Р. Отнес, Л. Эноксон. Прикладной анализ временных рядов: основные методы. : Пер. с англ. – М.: Изд-во «Мир», 1982. – 429 с.
8. Кулаичев А.П. Об информативности когерентного анализа // Журнал высшей нервной деятельности. – 2009. – Т. 59 - № 6, С. 766-775.
9. Овчинников А.Л., Лапшин Б.М., Чекалин А.С., Евсиков А.С. Опыт применения течеискателя ТАК-2005 в городском трубопроводном хозяйстве // Известия Томского политехнического университета, 2008. -т. 312 -№ 2 - с. 196-202.
10. Макс Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях: в 2-х томах. Пер. с франц. – М.: Мир, 1983 г. – Т. 1 - 312 с.