

Применение чисел пересечения нулевого уровня для обнаружения в зашумленном сигнале периодичности с известной частотой

А. В. ЛЕВЕНЕЦ, ЧЬЕ ЕН УН

Тихоокеанский государственный университет, Хабаровск, Россия, e-mail: levalvi@bk.ru

Предложен способ обнаружения в зашумленном сигнале периодичности с известной частотой, основанный на спектральной оценке чисел пересечения сигналом нулевого уровня и отличающийся низкими вычислительными затратами. Приведены результаты исследований, показывающие принципиальную возможность применения предлагаемого способа для практических задач.

Ключевые слова: обнаружение сигнала, число пересечения нулевого уровня, спектральная оценка, квазиспектр.

The method of detection in noised signal of periodicity with known frequency based on the spectral estimation numbers of zero level crossings and differing by low computational expenses is suggested. The study results showing the possibility of the suggested method application for practical tasks are presented.

Key words: signal detection, zero level crossings number, spectral estimation, quasispectrum.

Для ряда практических задач требуется простой и малозатратный в вычислительном отношении способ обнаружения сигнала с заранее известной частотой. Это может быть датчик для обнаружения резонансных колебаний в некоторой системе, подсистема обнаружения несущей частоты в радиоканале и т. п. Очевидно, что такие приложения отличаются друг от друга уровнем ответственности, поэтому разработчик иногда может предпочесть не обладающий высокими обнаруживающими возможностями, но более простой в реализации способ. Именно такой способ, основанный на анализе чисел пересечения сигналом нулевого уровня, и предлагается в данной статье.

Как было показано в [1], для спектрального анализа сигналов можно успешно использовать числа пересечения сигналом нулевого уровня, подсчитываемые после применения к нему некоторого набора фильтров. Такие числа принято называть нулями высоких порядков (НВП). В качестве фильтра в [1] предложено применять простые повторно-разностные (ПР) и повторно-суммирующие (ПС) фильтры. Реализация первого порядка таких фильтров сводится к последовательному вычитанию (сложению) соседних отсчетов исходной последовательности данных, причем применение такой операции к уже отфильтрованной последовательности является реализацией фильтра второго порядка и т. д. Следует отметить, что ПР-фильтр является высокочастотным, а ПС-фильтр — низкочастотным. Отличительная особенность описанных фильтров — простота реализации и, как следствие, низкие вычислительные затраты, что позволяет использовать их в устройствах микроконтроллерной техники. При реализации ПР- или ПС-фильтра необходимо помнить, что объем выборки на выходе такого фильтра k -го порядка на k отсчетов меньше объема исходной выборки.

Так как нули высоких порядков связаны со спектральной функцией анализируемого сигнала, в [2] было предложено использовать этот факт для грубого спектрального анализа

сигнала. С этой целью к исходному сигналу последовательно применялись ПР- и ПС-фильтры в различных сочетаниях (максимальный порядок фильтров ограничивался) и велся подсчет НВП для каждого сочетания таких фильтров. Полученную совокупность нулей можно рассматривать как некоторое подобие спектральной функции, которое в [2] предложено называть «квазиспектр». Квазиспектр можно использовать не только для оценки спектра исследуемого сигнала, но и для других практических задач, в частности, как показано в [3 — 5], для обнаружения сигналов.

Согласно [2, 5] квазиспектр имеет существенное ограничение, состоящее в его низкой чувствительности на краях частотного диапазона, что объясняется свойствами применяемых фильтров, которые в значительном числе вариантов сочетаний дают полосовой фильтр с центральной относительной частотой, лежащей в середине относительного частотного диапазона. Таким образом, для предлагаемого способа следует соответствующим образом выбирать частоту дискретизации. При этом рассчитывается квазиспектр исходной выборки, причем для любого сочетания фильтров НВП вычисляется по N_b отсчетам. Таким образом, квазиспектр будет состоять из N_b составляющих, а заданной относительной частоте f_0 будет соответствовать квазиспектральная составляющая (КСС) Ω_i , индекс которой определяется как $i = 2f_0 N_b$. Поскольку КСС, по сути, это частота появления соответствующего значения НВП, по ней можно судить о наличии периодичности с заданной частотой в исходной выборке. Для этого КСС сравнивается с некоторым заданным априори порогом, в случае превышения которого считается, что в анализируемом сигнале присутствует указанная периодичность.

Очевидно, что для рассматриваемого способа важным параметром является КСС, соответствующая частоте обнаруживаемого сигнала. Были проведены модельные исследования предлагаемого способа для получения такой ха-

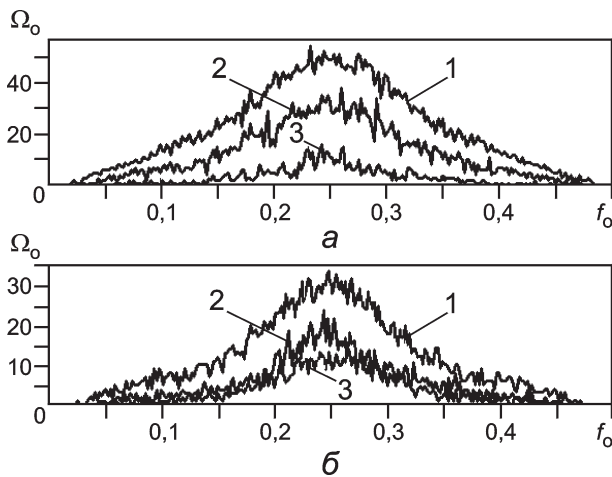


Рис. 1. Квазиспектральные составляющие Ω_0 в функции относительной частоты f_0 обнаруживаемого сигнала для нормального (а) и равномерного (б) видов зашумления при отношениях сигнал—шум 2,0; 1,5; 1,0, соответственно кривые 1—3

рактические. Модель сигнала представляла собой периодический сигнал в виде синусоиды единичной амплитуды, зашумленный равномерным или гауссовым шумом. Исследования проводились для различных размеров выборки, но они не показали существенной зависимости КСС от указанного параметра, поэтому в дальнейшем приведены результаты для размера выборки $N_B = 512$. Здесь следует отметить, что под размером выборки при исследованиях понимался размер последовательности, по которой осуществлялся подсчет НВП, т. е. размер исходной выборки был больше на сумму максимальных порядков ПР- и ПС-фильтров. Исследования выполняли для разных отношений сигнал—шум (ОСШ), которые оценивали как отношение квадрата амплитуды синусоиды к дисперсии шума. Максимальный порядок как ПР-, так и ПС-фильтров произвольно принимали равным девяти, хотя при практической реализации способа можно использовать меньшие порядки фильтров, причем они не обязательно должны совпадать.

При отсутствии шумов КСС практически не меняется во всем относительном частотном диапазоне, несколько уменьшаясь на его краях, что можно объяснить как особенностями применяемых фильтров, так и погрешностями цифрового представления сигнала. Более сложный вид эта зависимость приобретает при анализе зашумленного сигнала. На рис. 1 приведены примеры таких характеристик для нормального и равномерного видов зашумления; результаты, усредненные по пяти опытам, соответствуют различным значениям ОСШ.

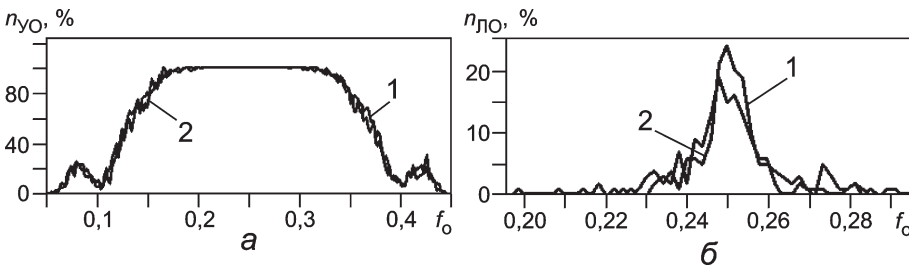


Рис. 2. Зависимости частоты уверенного (а) и ложного (б) обнаружения сигнала в функции его относительной частоты f_0 для равномерного 1 и нормального 2 видов зашумления при отношении сигнал—шум, равном единице

Из рис. 1 следует, что при пороге обнаружения, равном пяти, относительный частотный диапазон, в котором КСС превышает этот порог, существенно зависит от ОСШ. Так, в случае равномерного зашумления сигнала с ОСШ = 2 соответствующий частотный диапазон лежит в пределах 0,07—0,43, тогда как для гауссова шума зависимость имеет более гладкий вид, а диапазон обнаружения несколько шире. При снижении уровня ОСШ до единицы при нормальном зашумлении частотный диапазон обнаружения существенно снижается и составляет примерно 0,2—0,3; для равномерного шума он несколько шире: 0,17—0,32. Тем не менее, проведенные опыты показали, что даже при небольших ОСШ предлагаемый способ позволяет обнаруживать периодические сигналы при снижении порога обнаружения.

Возможности предлагаемого способа можно оценить по вероятностям ошибок 1-го и 2-го рода по частотам уверенного (УО) и ложного (ЛО) обнаружений сигнала. В проведенных исследованиях число опытов, по которым определяли искомые частоты, достигало 1000, однако результаты, полученные для разного числа опытов, хорошо согласуются, поэтому далее приведены результаты по 100 опытам.

На рис. 2, а показаны зависимости частоты УО $n_{УО}$ сигнала от его относительной частоты f_0 для порога, равного двум, равномерного и нормального зашумлений с дисперсией, равной единице. Следует отметить, что здесь и далее приведены результаты, полученные после усреднения по пяти сериям экспериментов. Анализ результатов показывает, что диапазон относительных частот, в котором происходит УО сигнала (обнаружение в случае 100 % опытов) при ОСШ, равном единице, оказывается уже для нормального зашумления. Следует отметить, что увеличение ОСШ приводит к резкому расширению полосы УО, например, при ОСШ=2 его можно констатировать практически во всем относительном частотном диапазоне. Понижение порога до единицы также существенно расширяет частотную полосу УО сигнала, однако, как показали исследования, при этом значительно (до 80 %) увеличивается полоса частот ЛО для середины частотного диапазона.

На рис. 2, б приведены зависимости частоты ЛО $n_{ЛО}$ для порога, равного двум, ОСШ=1 и тех же видов зашумления. Снижение ОСШ вызывает существенный рост $n_{ЛО}$, а увеличение — не менее радикальное его уменьшение. Различие между видами зашумления практически отсутствует, максимальные значения $n_{ЛО}$ примерно равны и приходятся на середину относительного частотного диапазона. Интересно отметить, что максимум вероятности ЛО также приходится на середину относительного частотного диапазона и соответствует минимальной вероятности пропуска сигнала. Это связано с особенностями применяемого набора фильтров и позволяет сделать предположение, что предлагаемый способ лучше использовать в устройствах, в которых ошибки 2-го рода нежелательны, а появление ошибок 1-го рода не является фатальным.

Исследования показали, что при увеличении порога до четырех частота ЛО, особенно в случае усреднения, существенно снижается и не превышает единиц процентов, однако при этом сокращается диапа-

зон УО. Увеличение до ОСШ=2,0 приводит к расширению диапазона УО до 0,02—0,47 при одновременном снижении частоты ЛО практически до нуля. При снижении до ОСШ = 0,75 диапазон УО сужается до 0,19—0,32, а при дальнейшем снижении до ОСШ \approx 0,5 уверенное обнаружение отсутствует практически во всем относительном частотном диапазоне. Следует также отметить, что для равномерного шума параметры обнаружения несколько выше, чем для гауссова шума хотя, с точки зрения практической реализации, этот факт существенного значения не имеет.

Таким образом, можно констатировать, что предлагаемый способ вполне приемлем для работы с сильно зашумленными сигналами, по крайней мере, до ОСШ \approx 0,7...0,8. Следует учесть, что практическая реализация способа весьма проста и не требует значительных вычислительных затрат, поскольку используются только арифметические операции суммирования и вычитания, однако необходим дополнительный буфер для хранения промежуточных результатов фильтрации. Также отметим, что подсчет НВП необходимо проводить по фиксированному числу отсчетов, что с учетом особенностей используемых фильтров требует увеличения объема исходной выборки на сумму порядков фильтров.

Литература

1. Кедем Б. Спектральный анализ и различение сигналов по пересечениям нуля // ТИИЭР. 1986. Т. 74. № 11. С. 6—24.
2. Левенец А. В., Чернявский Е. А., Чье Ен Ун. Оценки спектра сигнала методом выделения скрытых периодичностей по пересечениям нуля // Измерительная техника. 1996. № 9. С. 13—16; Levenets A. V., Chernyavskii E. A., Ch'e En Un. Estimating signal spectra with a method of determining concealed periodicities in zero crossings // Measurement techniques. 1996. V. 39. N 9. P. 909—913.
3. Левенец А. В. Применение метода выделения скрытых периодичностей по пересечениям нуля для обнаружения сигнала с известной частотой // Информатика и системы управления. 2001. № 1. С. 28—31.
4. Иванов В. Э., Левенец А. В. Простой способ обнаружения гармонических составляющих в шумовом сигнале // Вестник Тихоокеан. гос. ун-та. 2009. № 3(14). С. 55—62.
5. Иванов В. Э., Левенец А. В., Чье Ен Ун. Обработка данных в информационно-измерительных системах: спектральное оценивание, сжатие, классификация. Хабаровск: Изд-во Тихоокеан. гос. ун-та, 2010.

Дата принятия 15.04.2013 г.

621.372.821.3:669.018.5

Терагерцовый приемник на основе электромагнитных материалов

А.К. ЕСМАН, В.К. КУЛЕШОВ, Г. Л. ЗЫКОВ

Институт физики им. Б.И. Степанова НАН Беларуси, Минск, Беларусь, e-mail: lomoi@inel.bas-net.by

Показано, что выполнение детекторной и антенной частей неохлаждаемого терагерцового приемника на основе субмиллиметровых и нанометровых резонансных структур в виде спиральных фрагментов и микрорезонаторов в форме круглых отверстий позволяет достичь потерь на отражение $-24,29$ дБ, коэффициента стоячей волны 1,13 и эффективности преобразования 99,63 %.

Ключевые слова: термочувствительный элемент, микрорезонатор, двухзаходная спиральная антенна, терагерцовое излучение.

It is shown that the performance of the detector and the antenna parts of uncooled terahertz detector based on submillimeter and nanometer resonance structures in the form of the spiral fragments and microresonators in the form of round holes allows to reach the reflection losses $-24,29$ dB, the standing wave ratio 1,13 and conversion efficiency 99,63 %.

Key words: heat-sensitive element, microresonator, double-thread spiral antenna, terahertz radiation.

Широкий спектр потенциальных возможностей практического использования терагерцового (ТГ) излучения обусловлен тем, что индивидуальные частоты молекул любого вещества лежат именно в промежутке между радиочастотным и оптическим диапазонами. Для практической реализации ТГ-технологий необходимы высокочувствительные, простые, надежные и недорогие приемники излучения. В последнее время активно исследуются пути их построения и

создания на основе искусственных сред, относящихся к классу композитных метаматериалов. Такие электромагнитные материалы, содержащие элементы специальной формы с размерами, малыми по сравнению с длиной волны электромагнитного излучения, и обеспечивающие возбуждение электрических токов, характеризуются уникальными электро-, радиофизическими и оптическими свойствами, отсутствующими в природных материалах. Эти свойства обуслов-