

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ЦИФРОВОГО МЕТОДА ИЗМЕРЕНИЯ СПЕКТРА ИНФОРМАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

© 2016 г. В.А. АБРАМОВ, О.Б. ПОПОВ, К.В. ЧЕРНИКОВ, В.Г. ОРЛОВ

Московский технический университет связи и информатики

Известно, что ни один из существующих методов спектрального анализа звукового сигнала не может даже приблизиться к разрешающей способности и точности обеспечиваемой периферическим слуховым анализатором человека. Особенно это заметно на коротких временных интервалах, порядка 8 мс., а именно на таких длительностях хотелось бы иметь оценку мгновенного спектра, учитывая длительность минимальных звуковых объектов (звуков) около 40 мс и необходимость их анализа на участках нарастания (атаки), поддержки (квазистационарности) и спада (заднего фронта). Экспериментально и аналитически были определены точности и разрешающие способности анализа, которые соответствуют возможностям слухового анализатора: анализ надо производить на нерегулярной шкале частот, линейной до частоты 500 Гц и логарифмической выше; точность вычисления частоты - 1,5 Гц от значения частоты - в области ниже 500 Гц и 1,5% от абсолютного значения частоты - в области выше 500 Гц; точность вычисления амплитуды - 0,4 дБ; точность вычисления фазы - 8° (по результатам ССИ); разрешающую способность - не хуже 60 Гц; длительность сигнала не более 8 мс (по результатам ССИ).

Основным способом спектрального анализа, для большинства исследователей, остается ДПФ, или его быстрая вычислительная реализация БПФ. При этом для получения оценки, приближенной к реальному мгновенному спектру приходится использовать оконные функции, сглаживающие разрывы на границах исследуемого отрезка и перекрытия до 50% обеспечивающие отсутствие потери информации. При этом большинство авторов не учитывают, что энергия сигнала, за счет боковых лепестков, растекается по всему спектру сигнала, а осциляция оценки амплитуды, в зависимости от начальной фазы колебания достигает 2,8 дБ, даже для окон не имеющих боковых лепестков [1,2]. Кроме того при анализе меняющегося во времени колебания, с изменением частоты и амплитуды, неминуемо обогащение оценки, так как при ДПФ анализе, непрерывная входная функция заменяется суммой стационарных на времени анализа колебаний, соответствующие коэффициентам Фурье.

Повышение точности анализа пытаются обеспечить за счет искусственного удлинения последовательности, например добавлением нулей, но при этом практически обеспечивается интерполяция в частотной области, а анализируется не входной сигнал, а амплитудно импульсно модулированный сигнал с соответствующим обогащением спектра. В работе [1], повышение точности анализа достигается за счет многократного транспонирования входного сигнала и его БПФ анализа, с выбором коэффициентов максимальных по амплитуде. Недостатком способа является высокая вычислительная сложность и невозможность повысить разрешающую способность анализа, определяемую соотношением частоты дискретизации и длительности выборки. Во многих случаях для устранения избыточности используется дискретное косинусное преобразование (ДКП), которое имеет вдвое большую разрешающую способность по сравнению с ДПФ.

ДКП массива данных $L(m)$, $m = 0, 1, \dots, N-1$ определяется (1):

$$L_X(0) = \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \sum_{m=0}^{N-1} X(m)$$

$$L_X(k) = \sqrt{\frac{2}{N}} \cdot \sum_{m=0}^{N-1} X(m) \cos \frac{(2m+1)k\pi}{2N}, \quad k = 1, 2, \dots, N-1 \quad (1)$$

Кроме того ДКП не требует введения перекрытий при анализе, так как в отличие от ДПФ, при котором анализируется бесконечное повторение отрезка функции, вместе со злополучными разрывами, при ДПФ анализируется бесконечное повторение зеркально отображенных отрезков сигнала, что резко снижает уровень боковых лепестков и позволяет обойтись без перекрытий.

К сожалению для анализа свойств звуковых сигналов ДКП не подходит, так как не обеспечивает адекватной оценки фазы и амплитуды при определенных фазовых положениях сигнала. Устранить этот недостаток удастся используя одновременный анализ исходной и ортогональной ей функций. Наибольшую трудность представляет формирование ортогонального сигнала для широкополосного, по определению, звукового сигнала.

Для формирования ортогонального сигнала использован алгоритм на основе дискретного преобразования Фурье, (формула 2):

$$S(k) = DFT[s(n)] = \sum_{n=0}^{N-1} s(n) \cdot W_N^{n \cdot k};$$

$$s(n) = IDFT[S(k)] = \frac{1}{N} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} S(k) \cdot W_N^{-n \cdot k} \quad (2)$$

$$W_N^{n \cdot k} = \exp\left(-j \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N} \cdot n \cdot k\right);$$

$$n = 0..N-1, \quad k = 0..N-1.$$

где $DFT[s(n)]$ - оператор ДПФ, а $IDFT[S(k)]$ - оператор ОДПФ. Для поворота фазы СВ фазы всех коэффициентов $S(k)$ на 90° , т.е. изменен знак мнимой части $IDFT[S(k)]$.

При длительности $N > 4000$ точек и использовании оконной функции Наттола, (формула 3), с компенсирующей функцией после ОБПФ [1], удастся обеспечить необходимую точность.

$$w(n) = a_0 - a_1 \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot n}{N-1}\right) + a_2 \cdot \cos\left(\frac{4 \cdot \pi \cdot n}{N-1}\right) - a_3 \cdot \cos\left(\frac{6 \cdot \pi \cdot n}{N-1}\right), \quad (3)$$

$$a_0 = 0.355768, \quad a_1 = 0.487396, \quad a_2 = 0.144232, \quad a_3 = 0.012604$$

Получена величина ошибки при формировании ортогонального сигнала 10^{-5} , что позволяет использовать сформированный ортогональный сигнал в задачах анализа и обработки.

Второй неприятностью, при использовании ДКП, является высокий уровень боковых лепестков, определяемый фазовым положением начальной точки анализируемого сигнала, пример такого обогащения приведен на рис. 1. Уменьшить обогащение боковыми лепестками удастся за счет одновременного анализа исходных сигналов и инверсных сигналов, сдвинутых по частоте, с последующим их зеркальным сложением, поясняющий процесс устранения обогащения боковыми лепестками приведен на рис. 2 [3,4].

К сожалению это требует увеличения спектра анализируемого сигнала как минимум вдвое, т.е. повышения частоты дискретизации, что также не является тривиальной задачей. Все существующие способы повышения частоты дискретизации обеспечивают идеальное качество на стационарном гармоническом сигнале, на котором, согласно существующим методикам, проверяются алгоритмы трансмультиплексирования (передискретизации) и вносят ошибку доходящую до 15% на реальном звуковом (вещательном) сигнале.

Расширить спектр, изменить частоту дискретизации, без внесения искажений в

сигнал удаётся с использованием алгоритма приведенного в [1], в котором преобразование производится в частотной области с обработкой, устранением или введением коэффициентов расположенных за пределами спектра вещательного сигнала. Общий принцип преобразования для неудобного соотношения частот 44,1 и 48 кГц, приведен на рис. 3.

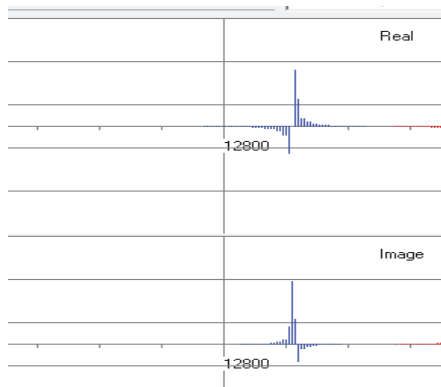


Рис. 1. Результат анализа исходного и ортогонального сигнала.

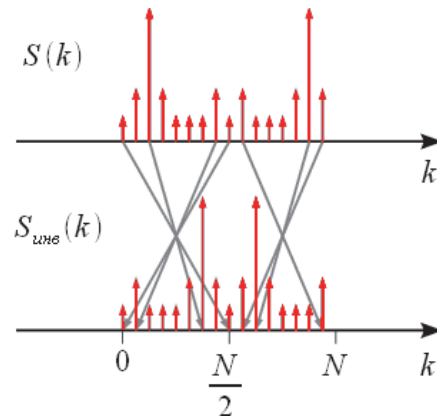


Рис. 2. Зеркальное сложение исходного и инверсного по частоте сигнала.

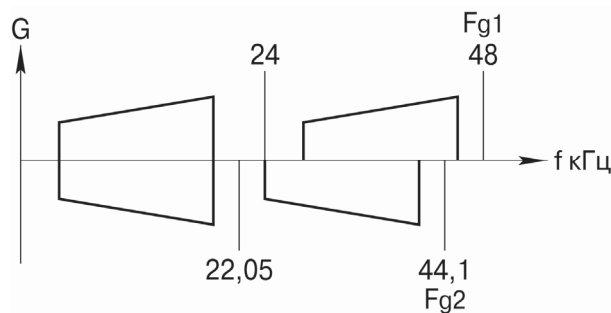


Рис. 3. Преобразование сигнала с F_d 48 кГц в 44,1 кГц.

Вычислительные сложности, связанные с необходимостью вычисления ДПФ на длительности не соответствующей 2^n , с разработкой алгоритмов Винограда, позволяющих производить расчет на любых длительностях и зачастую более эффективно чем при традиционном БПФ, отпали. Ошибка преобразования практически близка к точности расчета и составляет около -92 дБ.

Дальнейшее уточнение значений амплитуд и фаз коэффициентов осуществляется аналогично алгоритму, предложенному в [1], для повышения точности анализа в базе ДПФ. Производится многократное транспонирование исходного сигнала на частоту соответствующую доли бина (частотного разнеса между соседними коэффициентами преобразования ДКП или ДПФ). Процесс поиска локального максимума приведен на рис. 3.

Алгоритм спектрального анализа с помощью комплексного ДКП (КДКП) включает следующие операции:

- дублирование исходного сигнала для формирования его комплексного представления;
- наложение оконной функции для формирования ортогонального сигнала;
- БПФ ортогональной последовательности;
- поворот фазы коэффициентов на 90° ;
- ОБПФ последовательности;
- наложение компенсирующей оконной функции;
- ДКП исходного и ортогонального сигналов;
- одновременно те же операции производятся для сигналов, инвертированных по частоте;
- компенсация боковых лепестков ДКП путем зеркального сложения результатов анализа исходного и инвертированного по частоте сигнала.

- формирование уточненной оценки в процессе анализа транспонированных спектров сигнала.

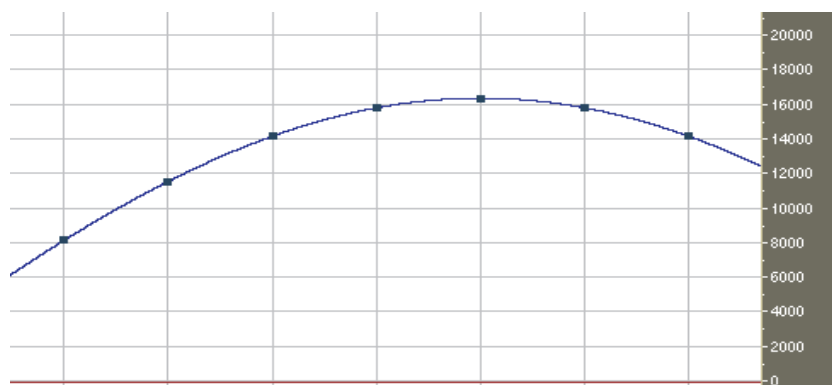


Рис. 3. Амплитудные оценки ДКП для транспонированных спектров.

В результате такой последовательности операций удается: вдвое повысить разрешающую способность анализа, практически устранить осцилляцию оценки амплитуды, обеспечить возможность оценки фазы, нереализуемую в классическом ДКП. Результаты оценки отрезка сигнала с «неудобной» начальной фазой приведены в табл. 1.

Столбец КДКП соответствует результатам анализа исходного и ортогонального сигналов, а КДКП с транспонированием на 32 и 64 позиции, уточненным оценкам.

Таблица 1

	КДКП	КДКП с многократным транспонированием	
		32	64
Число сдвигов	1	32	64
Максимальный уровень боковых лепестков, дБ	-10	43	43
Скорость спада боковых лепестков, дБ/октава	-6	-6	-6
Когерентное усиление	1,00	1,00	1,00
Полоса по уровню 3,0 дБ, бин	0,44	0,44	0,44
Паразитная АМ, дБ	1,00	0.0074	0.0028
Максимальные потери преобразования, дБ	1,00	-30	-36
Точность определения частоты, Бин	0,5	1/32	1/64
Точность определения фазы, град.		4	2

Результаты оценки точности и разрешающей способности алгоритма на тестовых сигналах показали возможность анализа сложных звуковых сигналов с точностью приближенной у точности и разрешающей способностью периферического слухового анализатора приведенной в начале статьи.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Попов О.Б., Рихтер С.Г. Цифровая обработка и измерения сигналов в трактах звукового вещания. – М.: Инсвязьиздат, 2010. – 292 с.: ил.
2. Особенности аудиопроцессорной обработки сигнала в канале цифрового радиовещания // Т-Comm. Телекоммуникации и транспорт. 2011, № 9, с. 103-106, – А.В. Малов, О.Б. Попов, К.В. Черников.
3. Программа анализа параметров сигналов звукового вещания «ESTIM» Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2013616645 от 15 июля 2013., Абрамов В.А., Малов А.В., Попов О.Б., Ождихин Г.А., Черников К.В.
4. Абрамов В.А., Попов О.Б. Способ измерения спектра информационных акустических сигналов телерадиовещания и устройство для его осуществления. Патент № 2573248, опубликован 20.01.2016, БИ № 2.