

СКОЛЬЗЯЩЕЕ ПАРАМЕТРИЧЕСКОЕ ДПФ В ЗАДАЧАХ ОБНАРУЖЕНИЯ ТОНАЛЬНЫХ КОМПОНЕНТ

*Пономарева О.В., к.т.н., доцент Ижевского государственного технического университета
e-mail: ponva@mail.ru*

*Пономарев А.В., к.э.н., руководитель аппарата Центральной избирательной комиссии Удмуртской Республики
Пономарева Н.В., руководитель отдела тестирования ПО НПО «Компьютер»*

Ключевые слова: параметрическое дискретное преобразование Фурье, обнаружение, тональная частота, алгоритм Герцеля, гребенчатый фильтр.

Введение

При цифровой обработке сигналов в различных областях научных исследований часто приходится сталкиваться с задачами обнаружения и измерения параметров отдельных тональных компонент (задачи анализа случайных процессов со скрытыми периодичностями). Например, в пассивной гидролокации при обнаружении и классификации кораблей, главным образом, используется структура тональных компонент (тональные компоненты в спектрах возникают за счет работы механизмов судна). При виброакустической диагностике машин широко используется факт того, что акустические сигналы машин и механизмов характеризуются наличием гармонических рядов разнообразной природы. Например, в вибрационном или шумовом сигнале редуктора можно выделить ряды из гармоник оборотной, зубцовой и модуляционных частот [1].

Методы обнаружения отдельных гармонических компонент (тональных компонент)

Метод ДПФ, реализуемый в форме алгоритмов БПФ, является стандартным и эффективным методом определения спектра сигнала. Прямое и обратное преобразование ДПФ в матричной форме задается следующими соотношениями:

$$S_N = \frac{1}{N} F_N X_N \quad (1)$$

$$X_N = F_N^* S_N,$$

где $*$ – знак комплексного сопряжения, $X_N = [x(0), x(1), \dots, x(N-1)]^T$ – представление дискретного сигнала $x(n)$, $n = \overline{0, N-1}$, в виде вектора N – мерного линейного пространства; T – знак транспонирования; $S_N = [s(0), s(1), \dots, s(N-1)]^T$ – вектор коэффициентов разложения X_N по системе дискретных экспоненциаль-

ных функций (ДЭФ), задаваемой матрицей F_N :

$$F_N = \begin{matrix} & \begin{matrix} 0 & 1 & \dots & (N-1) & n \end{matrix} \\ \begin{matrix} 0 \\ 1 \\ \dots \\ (N-1) \\ k \end{matrix} & \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & W_N^1 & \dots & W_N^{(N-1)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & W_N^{(N-1)} & \dots & W_N^{(N-1)(N-1)} \end{bmatrix} \end{matrix}, \quad (2)$$

$$W_N = \exp(-j \frac{2\pi}{N}).$$

Однако в приложениях спектрального анализа при решении задач обнаружения и (или) измерения параметров отдельных гармонических компонент (тональных компонент) применение ДПФ, даже реализуемого алгоритмами БПФ, становится крайне неэффективным.

Эффективным методом вычисления «прореженных» отсчетов спектра является алгоритм Герцеля, который позволяет задавать любую резонансную частоту фильтра в диапазоне от 0 до $N/2-1$ и представляет собой БИХ-фильтр второго порядка с двумя действительными коэффициентами обратной связи и одним комплексным коэффициентом в цепи прямой связи [2, 3]:

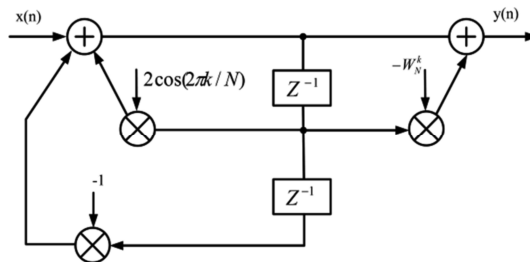


Рис.1. Структура БИХ - фильтра, реализующая алгоритм Герцеля

Этот фильтр позволяет вычислять значение k -го бина на N -точечного ДПФ:

$$S_N(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)W_N^{kn} \quad (3)$$

Как справедливо отмечено в [3], сигнал $y(n)$ на выходе фильтра Герцеля (рис. 1) равен значению k -того бина N -точечного ДПФ – $S_N(k)$ (3) при достижении n значения N . В [3] отмечается, что параметр k , определяющий центральную частоту k -того бина N -точечного ДПФ, может принимать любые значения в интервале $\overline{0, N-1}$ (в том числе и дробные). Дело в том, что в публикациях, посвященных описанию структуры алгоритма Герцеля, зачастую утверждается, что параметр k , определяющий резонансную частоту фильтра Герцеля, может принимать только целые значения.

Методы скользящих спектральных измерений

Во многих приложениях спектрального анализа приходится иметь дело с сигналами, спектр которых меняется во времени. При этом часто возникает необходимость измерять последовательные значения спектра на определенной частоте. Способ, позволяющий проводить такие измерения, называется скользящим спектральным измерением и заключается в определении спектра сигнала на k -частоте во временном окне в N отсчетов. Окно перед повторным спектральным измерением смещается на один отсчет. Одним из методов осуществления скользящих измерений на k -той частоте является использование одной секции обобщенного комплексного фильтра на основе частотной выборки (ФОЧВ) [3, 4], которая в свою очередь является частным случаем структуры Лагранжа [2].

В основе ФОЧВ лежит возможность реализации КИХ-фильтра с N ответвлениями в виде последовательного соединения гребенчатого фильтра и банка из N комплексных резонаторов, одна секция которого приведена на рисунке 2 [2, 3].

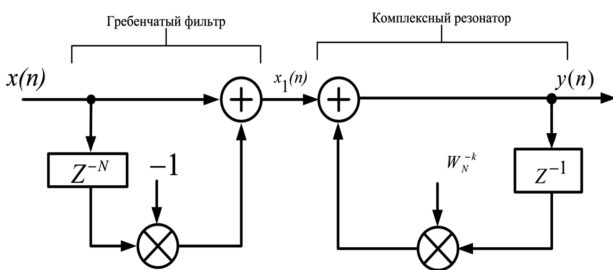


Рис 2. Одна секция комплексного ФОЧВ

Структура, изображенная на рис.2, позволяет эффективно осуществлять скользящие спектральные измерения на фиксированном множестве частот:

$$\{2\pi k/N\}, \quad (4)$$

где $k = \overline{0, N-1}$, N – число отсчетов сигнала задержки входной последовательности $x(n)$ в гребенчатом фильтре.

Скользящие спектральные измерения на k -той частоте могут осуществляться и методом ДПФ (вычисление k -го бина ДПФ) в скользящем окне длительностью в N

отсчетов (r – число отсчетов, на которое сдвигается окно в N отсчетов вправо по сигналу $x(n)$):

$$S_N^{(r)}(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n+r)W_N^{kn}; \quad (5)$$

где: $k = \overline{0, N-1}$, $r = 0, 1, 2, \dots$

Необходимо отметить, что проведение скользящих измерений на k -той частоте фильтром на основе частотной выборки (рис. 2) более эффективно, чем методом ДПФ (5). Это связано, прежде всего, с тем, что структура ФОЧВ, в отличие от ДПФ, дает возможность использовать метод рекуррентного расчета значений спектра на выходе комплексного резонатора.

Действительно, из анализа структуры секции ФОЧВ (рис. 2) непосредственно следует, что в этом случае для выполнения скользящего спектрального измерения на k -той частоте необходимо выполнить всего два комплексных умножения на входной отсчет (при выполнении ДПФ необходимо выполнить N комплексных умножений).

Общим недостатком рассмотренных методов является фиксированность множества частот, на которых можно осуществлять скользящие спектральные измерения (4). В первом случае это связано с фундаментальным свойством амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) гребенчатого фильтра, которая имеет N нулей – $\frac{2\pi}{N}k$, $k = \overline{0, N-1}$ равномерно распределенных на еди-

ничной окружности в Z -плоскости с шагом $\frac{2\pi}{N}$. На рис. 3 приведено распределение нулей АЧХ (передаточной функции) гребенчатого фильтра при $N = 16$ (при $k = 0$ нуль зачернен).

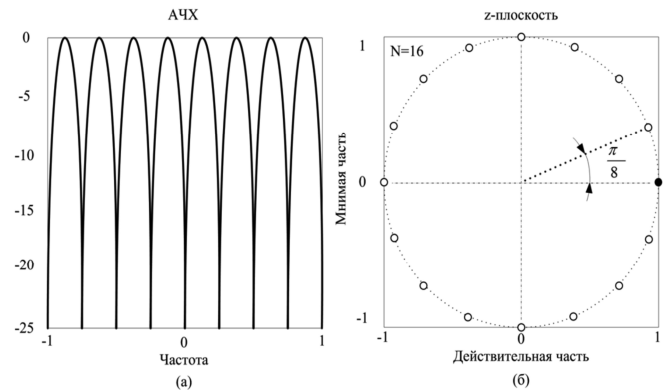


Рис.3. Характеристики гребенчатого фильтра: а) АЧХ; б) распределение нулей

А в связи с тем, что полюс комплексного резонатора должен совпадать с одним из нулей АЧХ гребенчатого фильтра, набор частот, на которых могут быть проведены скользящие спектральные измерения, оказывается фиксированным. Кроме того, структура фильтра с частотной выборкой имеет дополнительно ещё один недостаток. Выполнение вычислительных операций с конечной точностью при реализации комплексного резонатора приводит к тому, что не удается полностью скомпенсировать нули передаточной функции гребенчатого фильтра полюсами. В результате фильтр ФОЧВ будет иметь и нули и полюса, а длина его импульсной функции становится неограниченной [2].

В работах [4, 5, 6] для борьбы с этим недостатком предложена модификация метода частотной выборки. Идея предлагаемой модификации заключается в следующем. В структуре, приведенной на рис. 2, между гребенчатым фильтром и комплексным резонатором дополнительно применяется процедура трансформации спектра сигнала. Трансформация осуществляется стандартным методом – умножением сигнала на экспоненциальную функцию $e^{j\frac{2\pi}{N}kn}$.

Действительно, при этом проблема неточного представления весовых коэффициентов снимается, но появляется другая проблема – связанная с необходимостью увеличения памяти данных для обеспечения хранения промежуточных переменных.

В [3] предложен алгоритм однобинового скользящего ДПФ (СДПФ), который позволяет рекуррентно вычислять значение k -ого бина N -точечного ДПФ из скользящего окна в N отсчетов. Предлагаемый алгоритм более эффективен (с точки зрения вычислений), чем алгоритм Герцеля. В результате появляется возможность проводить спектральные измерения с той же частотой, с какой приходят входные отсчеты.

Уравнение СДПФ имеет вид [3]:

$$X^k(n) = e^{j\frac{2\pi}{N}kn} [X^k(n-1) + x(n) - x(n-N)]. \quad (6)$$

Реализация соотношения (6) приводит к КИХ-фильтру, структура которого приведена на рис. 4.

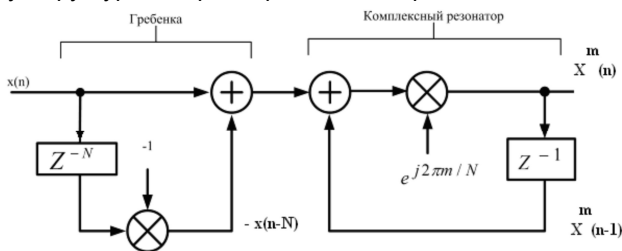


Рис. 4. Структура фильтра однобинового скользящего ДПФ

Сравнивая структуры фильтров, приведенных на рис. 2 и рис. 4, нетрудно видеть их эквивалентность (их некоторые отличия объясняются различиями в методике вывода, проведенного либо на основе метода частотной выборки (рис. 2), либо метода ДПФ (рис. 4)). При этом обе структуры фильтров обладают одним общим недостатком: они позволяют находить отсчеты спектра только на частотах (или подмножестве частот), определяемых соотношением (4). Таким образом, алгоритм СДПФ, разработанный в [3], имеет тот же недостаток что и рассмотренные выше алгоритмы.

Необходимо отметить, что указанное свойство предложенных алгоритмов скользящих спектральных измерений, существенно ограничивает их практическое применение.

Алгоритм скользящего однобинового параметрического ДПФ

Рассмотрим обобщение алгоритма однобинового СДПФ в виде скользящего однобинового параметрического ДПФ (СДПФ-П), который, во-первых, позволяет

рекуррентно вычислять значение k -ого бина N -точечного ДПФ-П из скользящего окна в N отсчетов, во-вторых, в отличие от стандартного СДПФ, позволяет проводить оценку спектра в окне в N отсчетов не на фиксированных частотах, а из набора частот, число которых варьируется θ -параметром:

$$\{2\pi(k + \theta)/N\}, \quad (7)$$

где $k = \overline{0, N-1}$, $0 \leq \theta \leq 1$.

Из соотношения (7) непосредственно следует, что предлагаемый алгоритм обеспечивает полный контроль над резонансной частотой фильтра ДПФ-П (k -ого бина N -точечного ДПФ-П).

Автором в [7] введено понятие параметрических дискретных экспоненциальных функций (ДЭФ-П) (сравни с 2):

$$def_p(p, l, \theta) = W_N^{(p+\theta)l} = \exp\left[-j\frac{2\pi}{N}(p+\theta)l\right], \quad 0 \leq \theta \leq 1; \\ p, l = \overline{0, N-1},$$

или в матричной форме:

$$F_{N,\theta} = \begin{matrix} & \begin{matrix} 0 & 1 & \dots & (N-1) \end{matrix} \\ \begin{matrix} 0 \\ \vdots \\ (N-1) \end{matrix} & \begin{bmatrix} 1 & W_N^\theta & \dots & W_N^{\theta(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & W_N^{(N-1+\theta)} & \dots & W_N^{(N-1+\theta)(N-1)} \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (8)$$

Разложение по базисной системе ДЭФ-П определим как прямое параметрическое дискретное преобразование Фурье (ДПФ-П):

$$S_{N,\theta} = (1/N) F_{N,\theta} X_N, \quad (9)$$

где $0 \leq \theta \leq 1$; и обратное ДПФ-П:

$$X_N = F_{N,\theta}^* S_{N,\theta}, \quad (10)$$

где $*$ – символ комплексного сопряжения.

ДПФ-П позволяет расширить понятие периодичности, из которого N – периодичность (круговая перестановка внутри интервала $[0, N-1]$) следует как частный случай. Параметрическая N -периодическая решетчатая функция задается в следующем выражении:

$$X_\theta(n) = X(n \bmod N) W_N^{\theta \text{ent}[n/N]}, \quad (11)$$

где $\text{ent}[\cdot]$ – операция взятия целой части.

Для ДПФ-П справедливы теоремы линейности, сдвига, корреляции и равенство Парсеваля. Энергетический спектр параметрической N -периодической решетчатой функции $X_\theta(n)$ (11) инвариантен к ее сдвигу. Более подробно свойства параметрического ДПФ рассмотрены в [7].

Алгоритм СДПФ-П позволяет вычислять значения спектра $S_N^{(r)}(k, \theta)$ на $(k + \theta)$ частоте по отсчетам входного сигнала $x(n+r)$, $n = \overline{0, N-1}$, из скользящего окна длиной в N отсчетов, при сдвиге сигнала в окне на r отсчетов влево:

$$S_N^{(r)}(k, \theta) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n+r)W_N^{(k+\theta)n}, \quad (12)$$

где $W_N^{(k+\theta)n} = \exp\left[-j\frac{2\pi}{N}(k+\theta)n\right]$, $n, k = \overline{0, N-1}$;
 $r = 0, 1, 2, \dots$; $0 \leq \theta \leq 1$.

Таким образом при $r = 0$:

$$S_N^{(0)}(k, \theta) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)W_N^{(k+\theta)n} \quad (13)$$

а при $r = 1$:

$$S_N^{(1)}(k, \theta) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n+1)W_N^{(k+\theta)n}. \quad (14)$$

Введя переменную $m = n + 1$, выражение (14) преобразуем к виду:

$$S_N^{(1)}(k, \theta) = \sum_{m=1}^N x(m)W_N^{(k+\theta)(m-1)}. \quad (15)$$

Изменив пределы суммирования в (15) и проведя для компенсации изменения пределов суммирования вычитание члена с $m=0$ и суммирование члена с $m=N$, получим:

$$S_N^{(1)}(k, \theta) = \sum_{m=0}^{N-1} x(m)W_N^{(k+\theta)m}W_N^{-(k+\theta)} - x(0)W_N^{-(k+\theta)} + x(N)W_N^{(k+\theta)(N-1)}$$

или

$$S_N^{(1)}(k, \theta) = W_N^{-(k+\theta)} \left\{ \begin{array}{l} \sum_{m=0}^{N-1} x(m)W_N^{(k+\theta)m} \\ -x(0) + x(N)W_N^{(k+\theta)N} \end{array} \right\}.$$

Так как $W_N^{(k+\theta)N} = W_N^{\theta N} = \exp(-j2\pi\theta)$, окончательно получим:

$$S_N^{(1)}(k, \theta) = W_N^{-(k+\theta)} \left[S_N^{(0)}(k, \theta) - x(0) + x(N) \exp(-j2\pi\theta) \right]. \quad (16)$$

Изменив в (16) индексирование отсчетов во времени так, чтобы входные отсчеты $x(n)$ и входные отсчеты $S_N^{(r)}(k, \theta)$ имели одни и те же значения индекса времени, уравнение СДПФ-П запишем в следующем виде (сравни с (6)):

$$S_N^{(n)}(k, \theta) = W_N^{-(k+\theta)} \left[S_N^{(n-1)}(k, \theta) + x(n) - x(n-N) \exp(-j2\pi\theta) \right] \quad (17)$$

Из соотношения (17) непосредственно следует, что данное уравнение может быть реализовано в виде модифицированного КИХ-фильтра рис. 5.

Необходимо отметить, что установившееся значение спектра сигнала на k -ой частоте на выходе модифицированного КИХ-фильтра будет получено лишь при появлении отсчета $S_N^{(N-1)}(k, \theta)$. Это связано с тем, что переходная характеристика фильтра СДПФ-П (как и переходная характеристика фильтра СДПФ) имеет длину в N -отсчетов.

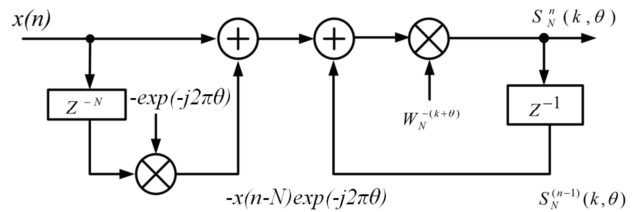


Рис.5. Структура модифицированного КИХ-фильтра, реализующая скользящее СДПФ-П на k -ой частоте, при $0 \leq \theta \leq 1$, z^{-q} – задержка на q отсчетов.

Кроме того, необходимо $S_N^{(N-1)}(k, \theta)$ после выхода на установившийся режим подвергнуть (один раз!) операции комплексного сопряжения. Необходимость данной операции связана с тем, что умножения в модифицированном КИХ-фильтре (рис. 5) (в процессе выхода на установившийся режим) проводятся на $W_N^{-(k+\theta)}$, а не на $W_N^{(k+\theta)}$, как того требует ДПФ-П.

При $\theta = 0$ СДПФ-П переходит в СДПФ, предложенное в [3], рис. 4. При $\theta = 1/2$ структура модифицированного КИХ-фильтра преобразуется к следующему виду:

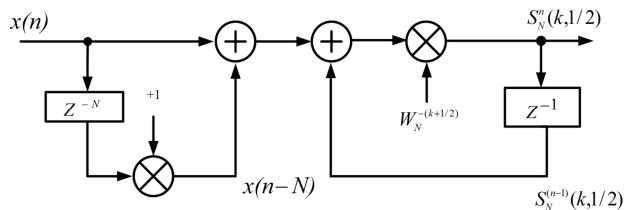


Рис.6. Структура модифицированного КИХ-фильтра, реализующая СДПФ-П на k -ой частоте, при $\theta = 1/2$

Интересно отметить, что этот частный случай СДПФ-П в [3] отмечен просто как малоизвестное свойство СДПФ. Дадим пояснения по сути процессов, описываемых уравнением СДПФ-П (17), с точки зрения теории фильтрации. Отметим при этом, что именно существование обобщения ДПФ в виде параметрического ДПФ и проведенный авторами анализ скользящего ДПФ-П, позволили вскрыть сущность происходящих явлений.

Действительно, в структуре модифицированного КИХ-фильтра (рис. 5) по сути предложено обобщение структуры гребенчатого фильтра, которое позволяет осуществлять поворот распределения нулей АЧХ гребенчатого фильтра на угол $\frac{2\pi}{N}\theta$! (сравни рис.7 с рис. 3):

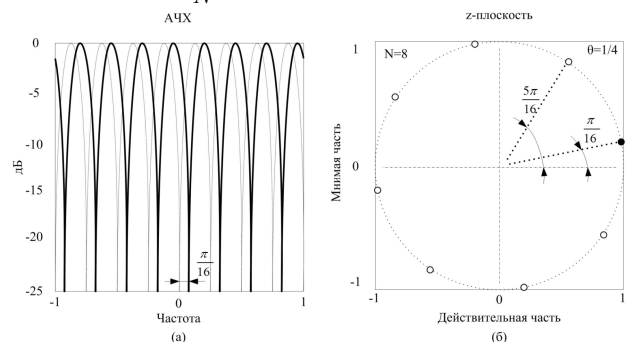


Рис.7. Характеристики модифицированного гребенчатого фильтра: а) – АЧХ; (пунктиром изображена АЧХ стандартного гребенчатого фильтра); б) – распределение нулей

Отметим ещё один очень важный момент. Предложенная модифицированная структура гребенчатого фильтра позволяет также решить и проблему неточного представления коэффициентов ФОЧВ, не теряя при этом одно из важных достоинств данного вида фильтров – возможность рекуррентного вычисления скользящих значений спектра входного сигнала на выходе ФОЧВ.

Дадим краткие пояснения о сути закономерностей, лежащих в основе параметрического СДПФ (в том числе и стандартного СДПФ), с точки зрения дискретного преобразования Фурье. Множитель $W_N^{-(k+\theta)}$ в выражении (17) осуществляет сдвиг на один отсчет базисной функции ДПФ-П (не сигнала!) (рис.8).

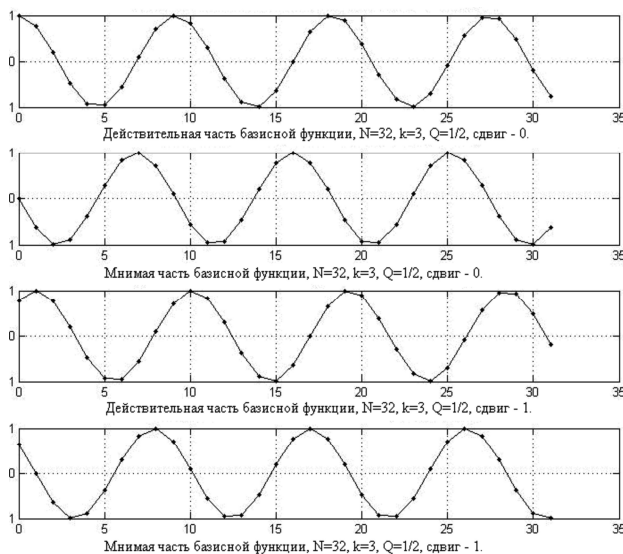


Рис. 8 Сдвиг базисной функции ДПФ-П

При этом оказывается возможным не находить вновь все значения проекции $S_N^{(1)}(k, \theta)$ сдвинутого на один отсчет влево исходного сигнала на базисную функцию:

$$S_N^{(1)}(k, \theta) = x(1)W_N^0 + x(2)W_N^k + \dots + x(N)W_N^{k(N-1)}.$$

Отсчеты $\overline{2, N-2}$ $S_N^{(1)}(k, \theta)$ могут быть получены из предыдущего значения $S_N^{(0)}(k, \theta)$. Для определения $S_N^{(1)}(k, \theta)$ необходимо лишь вычислить два значения проекции сигнала на базисную функцию. Первый член суммы $[-x(0)W_N^{-(k+\theta)}]$ вычесть, а второй член суммы $[x(N)\exp(-j2\pi\theta)W_N^{-(k+\theta)}]$ сложить с $S_N^{(0)}(k, \theta)W^{-(k+\theta)}$.

В табл. 1 для $N = 8$, $\theta = 1/2$ иллюстрируются данные пояснения. В таблице указанные выше члены выделены квадратами, а почленные произведения, содержащиеся в $S_N^{(1)}(k, \theta)$ и в $S_N^{(0)}(k, \theta)$, приведены до операции суммирования.

Сравнение алгоритма скользящего однобинового параметрического ДПФ с существующими алгоритмами

Оценим вычислительные затраты при реализации СДПФ-П. Учитывая, что одно комплексное умножение состоит из двух действительных сложений и четырех действительных умножений, а одно комплексное сложение требует двух действительных сложений и, принимая во внимание число операций, необходимых при выполнении ДПФ, алгоритма Герцеля и стандартного СДПФ [2, 3], сравним предлагаемый метод с существующими методами (табл. 2).

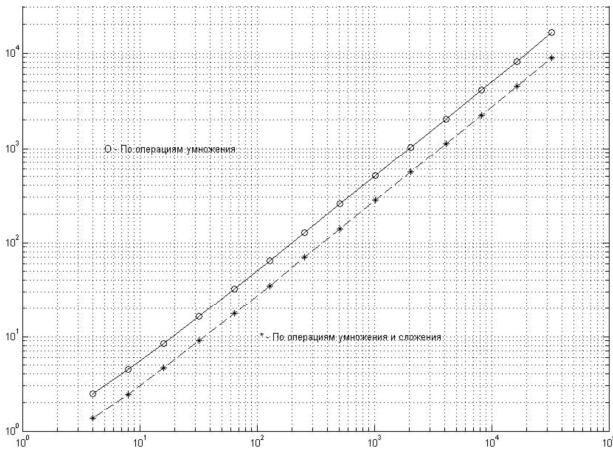
Т а б л и ц а 1

n	N	0	1	2	3	4	5	6	7
$x(n)$		2.0211	0.5018	-1.9983	0.2723	0.3368	0.1378	-1.6106	-1.0075
$x(n+1)$		0.5018	-1.9983	0.2723	0.3368	0.1378	-1.6106	-1.0075	-0.5144
$S_N^{(0)}(k, 1/2)$	Re	2.0211	-0.4636	-1.4130	-0.1042	-0.0000	0.0527	1.1389	-0.9308
	Jm	0	-0.1920	-1.4130	-0.2515	0.3368	-0.1273	-1.1389	0.3856
$S_N^{(1)}(k, 1/2)$	Re	0.5018	1.8462	0.1925	-0.1289	-0.0000	-0.6163	0.7124	-0.4752
	Jm	0	0.7647	0.1925	-0.3112	0.1378	1.4880	-0.7124	0.1968
$S_N^{(0)}(k, 1/2) \times W_N^{-(k+1/2)}$	Re	-1.8673	0.5018	1.8462	0.1925	-0.1289	-0.0000	-0.6163	0.7124
	Jm	0.7735	-0.0000	0.7647	0.1925	-0.3112	0.1378	1.4880	-0.7124

Т а б л и ц а 2

Метод	Число операций необходимых для выхода на установившийся режим $S_N^{(N-1)}(k, \theta)$		Вычисление следующего значения $S_N^{(N)}(k, \theta)$	
	Действительные умножения	Действительные сложения	Действительные умножения	Действительные сложения
ДПФ	$4N$	$4N$	$4N$	$4N$
Алгоритм Герцеля	$N+2$	$2N+1$	$N+2$	$2N+1$
Скользящее ДПФ-П $\theta = 0, 1/2$	$4N$	$4N$	4	4
Скользящее ДПФ-П $\theta \neq 0, 1/2$	$4N$	$4N$	6	5

Важным преимуществом предлагаемого однобинового СДФФ-П перед стандартным однобиновым СДФФ является то, что данный алгоритм, как и алгоритм Герцеля, позволяет задавать любую резонансную частоту фильтра (переменная $(k + \theta)$ может быть любой в диапазоне от 0 до $(N - 1)$), но в отличие от алгоритма Герцеля требует существенно меньших вычислительных затрат (рис. 9).



Длина действительной последовательности
 $N = 2^r; r = 2, 3, \dots, 15.$

Рис. 9. Экономия вычислений в алгоритме СДФФ-П по отношению к алгоритму Герцеля

Заключение

Предлагаемое скользящее однобиновое параметрическое дискретное преобразование Фурье имеет следующие преимущества:

- Порядок N может быть произвольным положительным числом, а не только целой степенью двух;
- не требуется накопления данных до начала вычислений;
- алгоритм не требует двоично-инверсной перестановки данных;
- после получения установившегося значения количество операций не зависит от N (табл. 2);
- при тех же преимуществах, что и алгоритм Герцеля, предлагаемый алгоритм однобинового СДФФ-П требует существенно меньших вычислений.

Предложено обобщение структуры гребенчатых фильтров, существенно расширяющее спектр их эффективного приложения, в частности, при разработке обобщенных фильтров на основе частотной выборки (ФОЧВ).

Литература

1. Оппенгейм Э. Применение цифровой обработки сигналов. М.: Мир, 1980
2. Рабинер Л., Голд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. М.: Мир, 1978
3. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов: Второе издание. Пер. с англ.-М.: ООО «Бином-Пресс», 2007 г.-656 с.
4. Алпатов Б.А., Витязев В.В., Степашкин А.И. «Синтез цифровых резонаторов для систем узкополосной фильтрации // Радиотехника. -1979. – т.34, № 12. –С. 57-59
5. Витязев В.В., Муравьев С.И. Модификации метода частотной выборки на основе структуры с квадратурной модуляцией // Радиотехника. – 1984. - № 2. – С. 19-23
6. Витязев В.В. Цифровая частотная селекция сигналов. – М.:Радио и связь, 1993 -240 с.
7. Пономарева О.В. Развитие теории спектрального анализа дискретных сигналов на конечных интервалах в базисе параметрических дискретных экспоненциальных функций. М.: Цифровая обработка сигналов.-2010г.-№ 2.-с.7-12

SLIDING PARAMETRIC DFT IN THE DETECTION TASK TONAL COMPONENTS

Ponomareva O. V., Ponomarev A. V., Ponomareva N. V.

The paper considers a generalization of the algorithm odnobi-novogo SDPF as parametric rolling odnobi-novogo DFT (SDPF-P), which in contrast to the standard SDPF can not evaluate the spectrum at fixed frequencies, and a set of frequencies, the number of which varies θ parameter: $\{2\pi(k + \theta)/N\}$, where $k = \overline{0, N/2 - 1}$, $0 \leq \theta < 1$, N – number of signal samples. The proposed algorithm provides complete control over the resonant frequency of k -th filter.

Уважаемые авторы!

Редакция научно-технического журнала «Цифровая обработка сигналов» просит Вас соблюдать следующие требования к материалам, направляемым на публикацию:

1) Требования к текстовым материалам и сопроводительным документам:

- Текст - текстовый редактор Microsoft Word (2003, 2007).
- Объем статьи до 12 стр. (шрифт 12). Для заказных обзорных работ объем может быть увеличен до 20 стр.
- Таблицы и рисунки должны быть пронумерованы. На все рисунки, таблицы и библиографические данные указываются ссылки в тексте статьи.
- Название статьи на русском и английском языках.

Рукопись статьи сопровождается:

- краткой аннотацией на русском и английском языках;
- номером УДК;
- сведениями об авторах (Ф.И.О., организация, должность, ученая степень, телефоны, электронная почта);
- ключевыми словами;
- актом экспертизы (при наличии в вашей организации экспертной комиссии).

2) Требования к иллюстрациям:

- Векторные (схемы, графики) - желательно использование графического редактора Corel DRAW.
- Растровые (фотографии, рисунки) - М 1:1, разрешение не менее 300dpi, формат tiff, jpg.