

МАШИНОСТРОЕНИЕ, МЕХАНИКА

УДК 621.391.8

В. И. ПЕТЬКО, С. В. ХИТРИКОВ

СПОСОБ ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СИГНАЛОВ НЕЛИНЕЙНОГО ДИНАМИЧЕСКОГО ОБЪЕКТА

Объединенный институт машиностроения НАН Беларуси

(Поступила в редакцию 24.05.2013)

Стендовые и дорожные испытания – важнейшие этапы создания автомобилей, тракторов, сельскохозяйственных и других колесных машин. При этом регистрируется большое количество информации от различных датчиков в виде электрических сигналов на промежуточные носители. Затем происходит обработка данных сигналов с целью экспериментального определения разных характеристик агрегатов или узлов новой техники. Класс этих объектов определяется как нелинейные стохастические динамические объекты (например, сиденье водителя, элементы подвесок автомобиля, двигателя и кабины).

При анализе нестационарных сигналов, когда нас интересует и частотная информация, и время существования спектральных составляющих, возникает необходимость их анализа в частотно-временной области. Для этого возможно использовать такие преобразования сигналов, как вейвлет-преобразование (ВП) [1], оконное дискретное преобразование Фурье (ПФ), дискретное преобразование Вигнера и др. Они обеспечивают частотно-временное представление сигналов, когда требуется временная локализация их спектральных компонент [2].

По закону, называемому «принципом неопределенности Гейзенберга», невозможно одновременно измерить частоту и время с произвольно высокой точностью. Поэтому мы можем лишь говорить об интервале времени и о наблюдающейся в нем частотной полосе, что представляет собой проблему разрешения анализа. Ее решение невозможно как в рамках дискретного ВП, так и в рамках скользящего оконного дискретного ПФ.

В частотно-временном преобразовании сигналов на основе скользящего оконного быстрого ПФ (БПФ) [2] вычисляют N -точечное ПФ (N – размерность ПФ) исследуемого процесса $x(n)$ на временных участках $n = 0 \div (N - 1)$; $1 \div N$; $2 \div (N + 1)$, ..., $R \div (R + N - 1)$ и получают $N/2$ временных последовательностей, составленных из коэффициентов ПФ $a_k^{(N)}(r)$, $[k = 0 \div (N/2 - 1)]$ и $N/2$ временных последовательностей, составленных из коэффициентов ПФ $b_k^{(N)}(r)$, $[k = 0 \div (N/2 - 1)]$, где r – временной сдвиг процесса $x(n)$ в интервалах дискретизации.

Недостаток способа заключается в следующем. Для хорошего разрешения по частоте обычно берут число точек не менее $N = 1024$. В этом случае получают $N/2$ узкополосных полосовых фильтров с одинаковой шириной полосы пропускания с косинусной импульсной характеристикой и $N/2$ таких же фильтров с синусной импульсной характеристикой. Узкая полоса пропускания фильтров не позволяет регистрировать короткие импульсы в исследуемом процессе, т. е. недостаточный шаг по времени, в связи с этим происходит потеря идентификационных признаков объекта.

В дискретном ВП реализуется набор идентичных октавных цифровых фильтров. Идентичность фильтров достигается тем, что в них в качестве импульсной характеристики (ИХ) используется один и тот же вейвлет. Перенос же полосы пропускания фильтра в сторону более низких частот осуществляется за счет многократного прореживания в два раза временных отсчетов

исследуемого процесса. Недостатком данного способа является то, что в результате прореживания на выходе низкочастотных октавных фильтров получается незначительное количество временных отсчетов. В связи с этим проведение дискретного ВП требует длинных входных реализаций, что не всегда возможно получить. Хотя время появления частот в данном случае «не утеряно», но в отличие от дискретного ПФ во временной области дискретное ВП будет иметь разрешение, зависящее от уровня преобразования, на котором появляется частота. Если основная информация сигнала лежит в области высоких частот, то во временной области она будет характеризоваться большим количеством отсчетов. На низких частотах, напротив, количество отсчетов будет недостаточным, что приведет к плохому разрешению по времени и хорошему разрешению по частоте.

Задача данного исследования – увеличение точности частотно-временного представления и улучшение временной локализации при частотно-временном преобразовании сигналов.

Для обеспечения хорошей локализации по частоте необходимо использовать полосовые фильтры с узкой полосой пропускания. Однако в этом случае фильтр будет иметь длинную импульсную характеристику и не будет реагировать на быстрые изменения исследуемого процесса, т. е. он имеет плохую локализацию по времени. Для хорошей локализации по времени необходимо использовать фильтры с довольно широкой полосой пропускания. В этом случае фильтр будет иметь короткую импульсную характеристику и не будет реагировать на медленные изменения исследуемого процесса.

Поэтому для достижения поставленной цели (улучшения частотно-временного преобразования сигналов) необходимо использовать одновременно как узкополосные, так и широкополосные фильтры.

Поставленная задача достигается тем, что преобразуют непрерывный случайный временной сигнал $x(t)$ в дискретную временную последовательность $x(n)$ и посредством N -точечного БПФ с шагом по частоте Δf осуществляют ее частотное преобразование, а путем R скольжений БПФ по дискретной временной последовательности $x(n)$ получают отфильтрованные временные последовательности. При этом одновременно посредством БПФ с шагами по частоте $2\Delta f, 4\Delta f, 8\Delta f, \dots, (N/4)\Delta f$ осуществляют частотные преобразования и последующие R скольжений БПФ по дискретной временной последовательности $x(n)$. При этом величина R должна превышать значения длины m импульсной характеристики объекта.

На рис. 1 представлена структурная схема устройства для реализации частотно-временного преобразования сигнала. Оно содержит блок 1 аналого-цифрового преобразования (АЦП), блок 2 определения степени нелинейности нелинейного динамического объекта (НДО), делитель 3, преобразователь 4, содержащий блок $4-N$ скользящего N -точечного БПФ, блок $4-N/2$ скользящего $N/2$ -точечного быстрого БПФ..., блок $4-4$ скользящего 4-точечного БПФ. В качестве блока 2 определения степени НДО может быть использовано известное устройство [3].

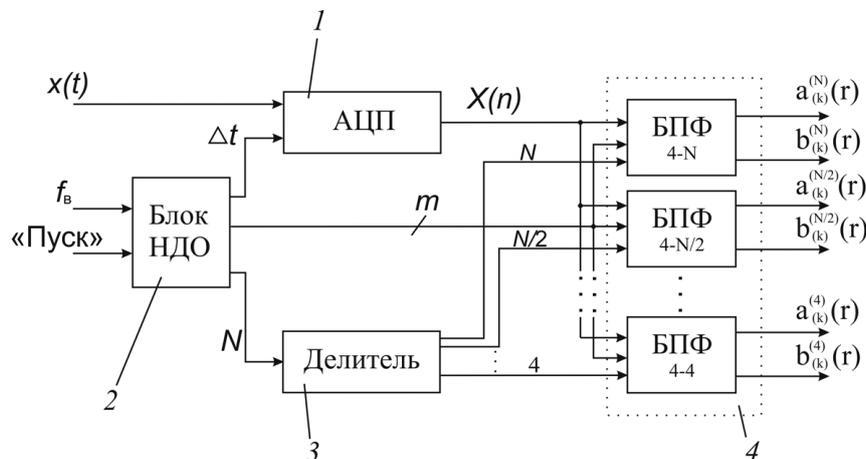


Рис. 1. Структурная схема устройства реализации способа частотно-временного преобразования сигнала

Работа устройства происходит следующим образом. В блок 2 заносится высшая частота f_b , до которой будет производиться частотно-временное преобразование. В блоке 2 вычисляют значение интервала дискретизации Δt реализации случайного входного воздействия (интервал запуска блока 1 АЦП):

$$\Delta t = \frac{1}{4f_b}. \quad (1)$$

По процедурам, заложенным в блоке 2, определяют длину m импульсной характеристики (ИХ) исследуемого объекта, размерность N БПФ и округляют полученное значение N до большего числа из ряда чисел 2^S ($S = 2, 3, \dots$):

$$N = \frac{2m}{\Delta t}, \quad (2)$$

где N – размерность БПФ; m – длина ИХ исследуемого объекта.

По длине m ИХ объекта в блоках 4- N , 4- $N/2, \dots$, 4-4 скользящих БПФ преобразователя 4 находят количество R скольжений. При этом величина R должна превышать значение длины m ИХ объекта. Это требование исходит из того, что динамические свойства объекта полностью проявляются только на временном участке, равном или большем длины ИХ объекта.

По значению размерности N в делителе 3 (рис. 1) получают набор чисел $N, N/2, \dots, 4$, которые поступают на входы блоков 4- $N, 4-N/2, \dots, 4-4$ соответственно скользящих БПФ преобразователя 4. Эти числа задают размерности скользящих БПФ, реализуемые в указанных блоках.

По команде «Запуск» начинает работать блок 1 АЦП. Входной непрерывный сигнал $x(t)$ преобразуется в дискретный сигнал $x(n)$, который подается на первые входы блоков 4- $N, 4-N/2, \dots, 4-4$ скользящих БПФ преобразователя 4 (рис. 1).

С помощью блока 4- N осуществляет N -точечное БПФ реализации исследуемого процесса $x(n)$ на временных участках $n = 0 \div (N-1), 1 \div N, 2 \div (N+1)$ вплоть до участка $R \div (R+N-1)$ и получают $N/2$ временных последовательностей, составленных из коэффициентов БПФ $a_k^{(N)}(r)$, [$k = 0 \div (N/2-1)$] и $N/2$ временных последовательностей, составленных из коэффициентов БПФ $b_k^{(N)}(r)$, [$k = 0 \div (N/2-1)$], где r – временной сдвиг процесса $x(n)$ в интервалах дискретизации.

Скользящее БПФ можно представить как набор полосовых фильтров с косинусными и синусными импульсными характеристиками. Амплитудно-частотные характеристики этих фильтров имеют вид функции $\sin x/x$.

Центральные частоты $f_{ц}$ фильтров располагаются в точках, которые определяются согласно формуле (3). Ширина $\Delta f_{гп}$ главного лепестка у всех фильтров одинаковая и вычисляется согласно формуле (4). Шаг по частоте Δf нескользящего БПФ находится по формуле (5). Если Δt измерять в секундах, то частоты получим в герцах:

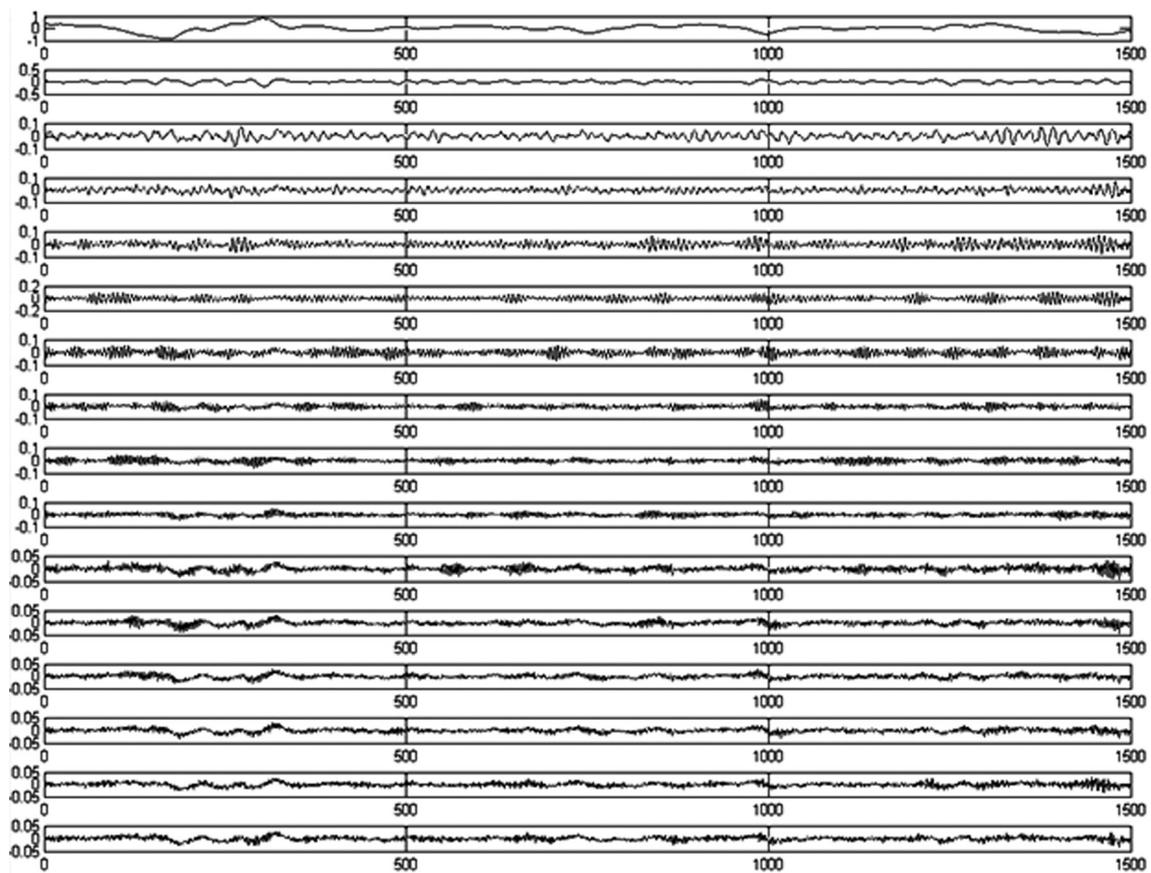
$$f_{ц} = \frac{1}{N\Delta t}, \frac{2}{N\Delta t}, \dots, \frac{1}{2\Delta t}, \quad (3)$$

$$\Delta f_{гп} = 2\Delta f, \quad (4)$$

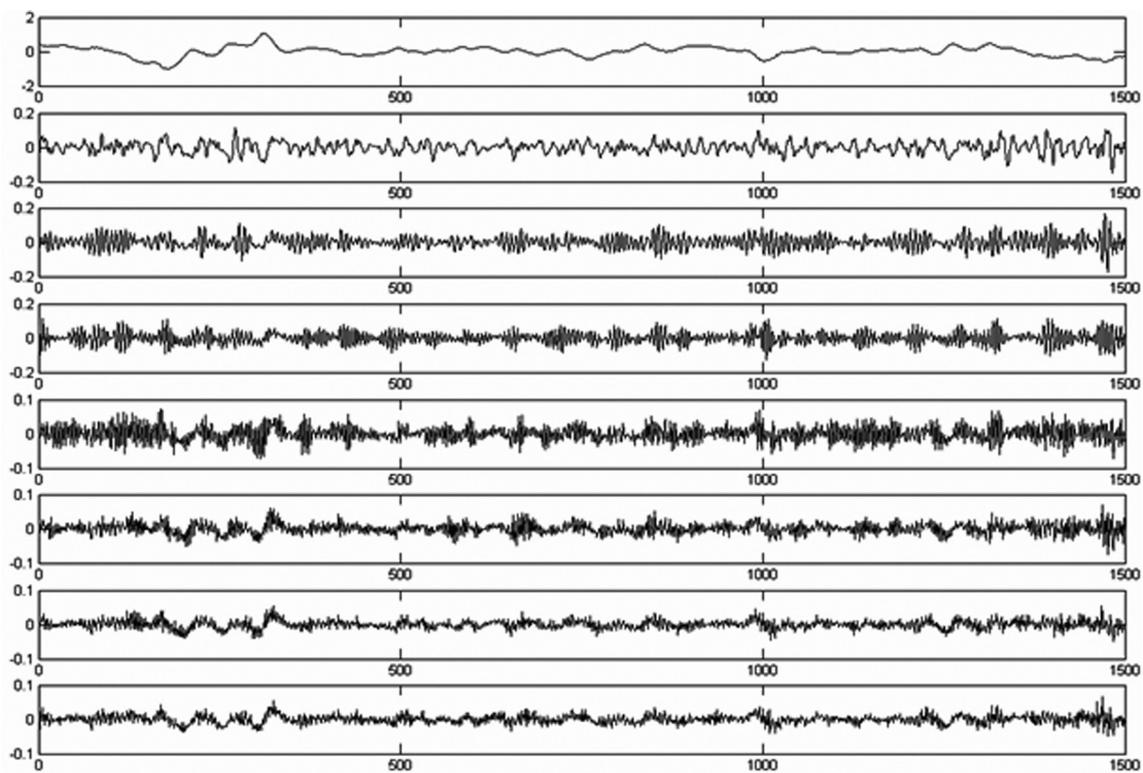
$$\Delta f = \frac{1}{N\Delta t}. \quad (5)$$

Как следует из формул (3) и (5), частоты $f_{ц}$ скользящего БПФ располагаются через интервалы, равные шагу по частоте нескользящего БПФ. Из формулы (3) также видно, что при частотно-временном преобразовании используются фильтры с величинами $f_{ц}$, не превышающие частоту Найквиста ($1/2\Delta t$), поскольку остальные фильтры являются только зеркальными отображениями используемых фильтров. **Зеркально-отображенные фильтры являются чисто математическими**, так как в дискретизированном сигнале значений частот выше частоты Найквиста не существует.

Из формул (4), (5) видно, что многоточечное скользящее БПФ реализует узкополосные полосовые фильтры, а малоточечное скользящее БПФ – широкополосные полосовые фильтры. Это берется за основу предлагаемого способа частотно-временного преобразования сигнала.



a



б

Рис. 2. Результаты частотно-временного преобразования вертикальных ускорений $a_k(r)$ на полу кабины автомобиля при использовании скользящих БПФ с размерностями $N = 32$ (а) и $N = 16$ (б)

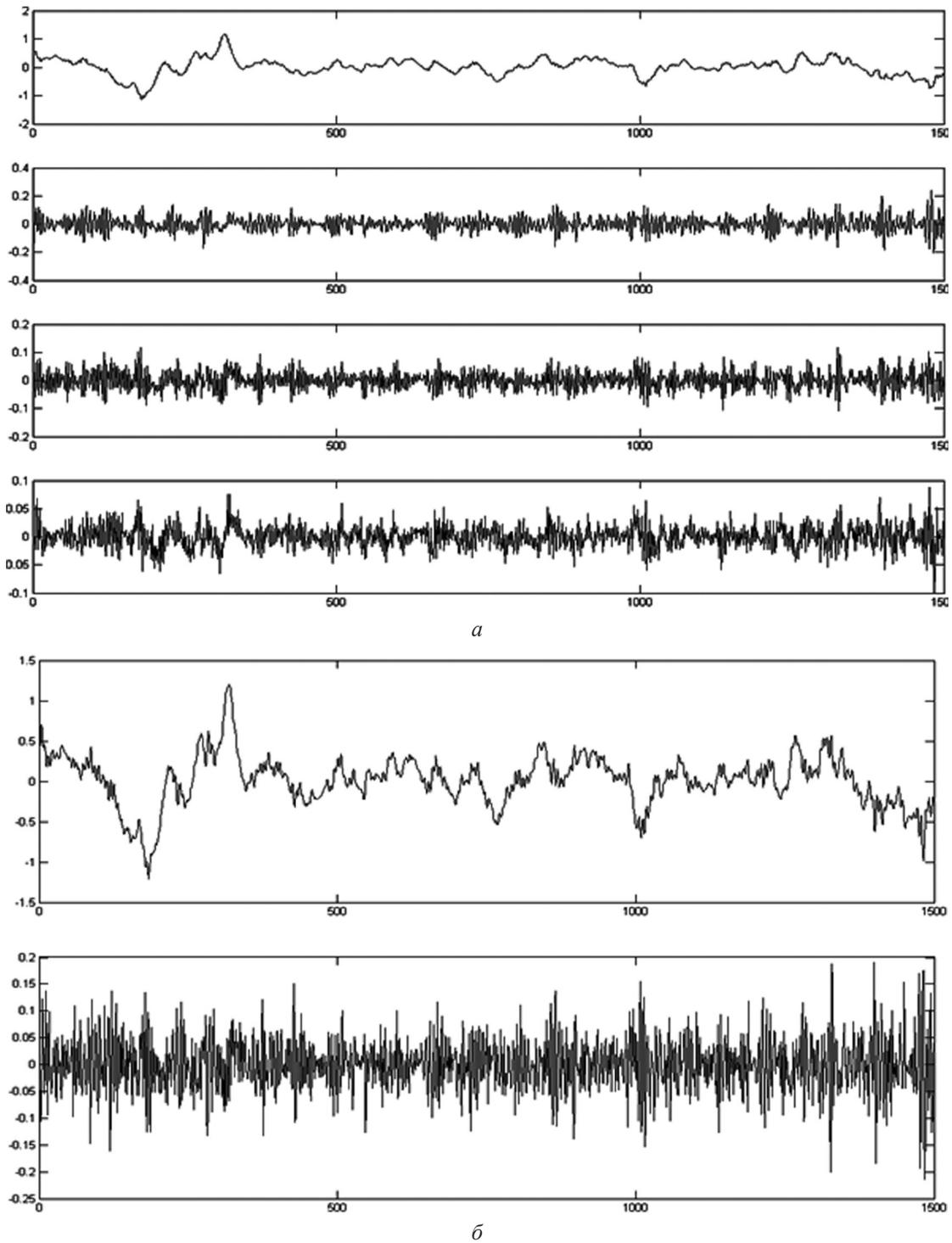


Рис. 3. Результаты частотно-временного преобразования вертикальных ускорений $a_k(r)$ на полу кабины автомобиля при использовании скользящих БПФ с размерностями $N = 8$ (а) и $N = 4$ (б)

После проведения N -точечного скользящего БПФ выполняется $N/2$ -точечное скользящее БПФ вплоть до проведения четырехточечного скользящего БПФ. При этом полосы пропускания реализуемых фильтров будут расширяться обратно пропорционально размерности используемого БПФ, а количество фильтров будет уменьшаться. При четырехточечном БПФ получим: один полосовой фильтр с косинусной импульсной характеристикой $(1,0,-1,0)$, один полосовой фильтр с синусной импульсной характеристикой $(0,1,0,-1)$, а также фильтр нижних частот. Последний характеризует изменение постоянной составляющей исследуемого процесса на участке длиной 4 временных отсчета с импульсной характеристикой $(1,1,1,1)$.

В качестве примера реализации способа проведено частотно-временное преобразование виброускорений на полу кабины автомобиля МАЗ 3544003 + 931010 при следующих условиях: движение по булыжному шоссе со скоростью 40 км/ч, интервал дискретизации по времени $\Delta t = 2 \cdot 10^{-3}$ с, размерность N исходного БПФ равна 32. Исходя из длины импульсной характеристики, равной 500 временных отсчетов, число R скольжений приняли равным 1500.

На рис. 2, 3 приведены результаты частотно-временного преобразования вертикальных ускорений на полу кабины автомобиля при использовании скользящих БПФ с размерностями $N = 32$; 16; 8 и 4. При этом показаны массивы $a_k(r)$, поскольку они в отличие от $b_k(r)$ позволяют отметить изменения постоянной составляющей ускорений на различных временных участках. При этом первый сверху массив представляет собой временной процесс $a_0(r)$, второй сверху массив – $a_1(r)$, третий сверху массив – $a_2(r)$ и так далее до шестнадцатого сверху массива, представляющего собой временной процесс $a_{16}(r)$.

Из рис. 2, 3 видно, что интенсивность колебаний в полосах пропускания фильтров (особенно в области высоких частот) возрастает при переходе от 32-точечного скользящего БПФ к 16-точечному, от 16-точечного скользящего БПФ к 8-точечному и т. д. Это объясняется расширением ширины полосы пропускания фильтров, основанных на скользящем БПФ при их переходе от большей размерности к меньшей. В свою очередь расширение полосы пропускания фильтров позволяет регистрировать короткие импульсы в исследуемом процессе, т. е. улучшается временная локализация. Это хорошо видно на низкочастотных составляющих процесса. На рис. 2, а процессы $a_{(0)}^{(N)}(r)$ и $a_{(1)}^{(N)}(r)$ имеют довольно «гладкий» вид, на рис. 2, б процессы $a_{(0)}^{(N/2)}(r)$ и $a_{(1)}^{(N/2)}(r)$ имеют уже не такой вид, как на рис. 2, а, на рис. 3, а процессы $a_{(0)}^{(N/4)}(r)$ и $a_{(1)}^{(N/4)}(r)$ оказываются «изрезанными», а на рис. 3, б процессы $a_{(0)}^{(4)}(r)$ и $a_{(1)}^{(4)}(r)$ оказываются «изрезанными» в значительной степени, что означает регистрацию коротких импульсов, т. е. имеется хорошая временная локализация.

Положительный эффект данного частотно-временного преобразования достигается за счет реализации в способе процедуры построения цифровых полосовых фильтров с переменной шириной пропускания сигнала, которая позволяет реализовать временную локализацию и учитывать короткие импульсы в преобразуемом процессе. При этом нет необходимости в длинных входных реализациях.

Таким образом, предложенный способ за счет использования дополнительных широкополосных фильтров, основанных на скользящем БПФ, позволяет увеличить точность и расширить область частотно-временного преобразования сигнала [4].

Литература

1. Малла С. Вейвлеты в обработке сигналов. М., 2005.
2. Рабинер Л, Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. М., 1978.
3. Петько В. И., Куконин В. Е., Выставная Е. И. Пат. ВУ 4939: МПК G 05B 17/00. Устройство для определения степени нелинейности нелинейного динамического объекта. Оpubл. 30.12.2008.
4. Петько В. И., Хитриков С. В. Пат. ВУ 16579: МПК G 01R 23/16. Способ частотно-временного преобразования случайного сигнала нелинейного динамического объекта. Оpubл. 16.12.2012.

V. I. PETKO, S. V. HITRIKOV

A METHOD OF TIME-AND-FREQUENCY TRANSFORMATION OF SIGNALS OF NONLINEAR DYNAMIC OBJECT

Summary

Advantages of application of a way of time-and-frequency transformation of a signal with use the digital of strip filters are considered. At them the width of a pass-band of a signal is established by a variable. It allows to realise time localisation and to consider short splashes in analyzed process. Thus there is no necessity for very long input realisations.