

$a_\varphi = \mu_\varphi^2 - \omega_{k3}^2$. Систематическая составляющая погрешности измерения ускорения силы тяжести из – за совместного влияния составляющей горизонтального ускорения, обусловленной рысканием и наличием хода корабля и наклоном ГСП определяется по формуле

$$W_{\alpha_2} = \int_{-\infty}^{+\infty} \text{Re}W(j\omega)S_{w_{z2}}(\omega)d\omega. \quad (3)$$

СП горизонтального ускорения, обусловленного рысканием и наличием хода корабля имеет вид

$$S_{w_{z2}}(\omega) = \frac{2A_\varphi\mu_\varphi v^2}{\pi} \frac{b_\varphi^2 \omega^2}{\omega^4 + 2a_\varphi \omega^2 + b_\varphi^4}, \quad (4)$$

где v – скорость хода корабля. При числовых значениях параметров каналов предлагаемого устройства СК $k_0 = 1,3 \cdot 10^{-5}$, $\xi = 0,707$, $T_3 = 150$, $T_2 = 17$ и параметрах $T_4 = 7,033528662$, $l = 2,160922022$, $T_5 = 1,083643444$, $T_6 = 0,922812762$, $T_7 = 4,941269339$, $l_2 = 1,066521529$, $T_8 = 1,012982185$, $T_9 = 0,987184193$, которые определены на основании критериев самонастройки (5)–(8), значение ФЧХ передаточной функции ГСП становится не только точно равным -270° на частотах ω_{k1}, ω_{k2} , но и с высокой точностью стремится к -270° на частоте качки ω_{k3} в отличии от ГСП, рассмотренной в работе [2].

$$\left\{ \begin{aligned} \Delta Q_1 &= -90^\circ + \arctg(T_3\omega_{k3}) - \arctg\left(\frac{2\xi T_2\omega_{k3}}{1 - (T_2\omega_{k3})^2}\right) - \\ l &= \frac{1 + \sin|\Delta Q_1|}{1 - \sin|\Delta Q_1|}, T_4 = \frac{1}{\omega_{k3}}\sqrt{l}. \end{aligned} \right. \quad (5)$$

$$\left\{ \begin{aligned} \Delta Q_2 &= -90^\circ + \arctg(T_3\omega_{k1}) - \arctg\left(\frac{2\xi T_2\omega_{k1}}{1 - (T_2\omega_{k1})^2}\right) - \\ &- \arctg(T_4\omega_{k1}) + \arctg\left(\frac{T_4}{l}\omega_{k1}\right) \\ l_1 &= \frac{1 + \sin|\Delta Q_2|}{1 - \sin|\Delta Q_2|}, T_5 = \frac{1}{\omega_{k1}}\sqrt{l_1}, T_6 = \frac{T_5}{l_1}. \end{aligned} \right. \quad (6)$$

УДК 681.3

КОМПЬЮТЕРНАЯ СПЕКТРАЛЬНАЯ ОБРАБОТКА МУЗЫКАЛЬНО-АКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО ДИСКРЕТНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФУРЬЕ

Пономарева Н.В.

*Ижевский государственный технический университет имени М.Т. Калашникова
Ижевск, Российская Федерация*

Методы и алгоритмы компьютерной (цифровой) обработки различного рода сигналов – (ЦОС) (*Digital Signal Processing – DSP*) играют важнейшую роль в информационных (компьютерных) технологиях (ИТ) (*Information Technology – IT*), в том числе и в компьютерных музыкальных технологиях.

$$\left\{ \begin{aligned} \Delta Q_3 &= -90^\circ + \arctg(T_3\omega_{k3}) - \arctg\left(\frac{2\xi T_2\omega_{k3}}{1 - (T_2\omega_{k3})^2}\right) - \\ &- \arctg(T_4\omega_{k3}) + \arctg\left(\frac{T_4}{l}\omega_{k3}\right) - \arctg(T_6\omega_{k3}) + \\ &+ \arctg(T_5\omega_{k3}), l_2 = \frac{1 + \sin|\Delta Q_3|}{1 - \sin|\Delta Q_3|}, T_7 = \frac{1}{\omega_{k1}}\sqrt{l_2}. \end{aligned} \right. \quad (7)$$

$$\left\{ \begin{aligned} \Delta Q_4 &= -90^\circ + \arctg(T_3\omega_{k1}) - \arctg\left(\frac{2\xi T_2\omega_{k1}}{1 - (T_2\omega_{k1})^2}\right) - \\ &- \arctg(T_4\omega_{k1}) + \arctg\left(\frac{T_4}{l}\omega_{k1}\right) - \arctg(T_6\omega_{k1}) + \\ &+ \arctg(T_5\omega_{k1}) - \arctg(T_7\omega_{k1}) + \arctg\left(\frac{T_7}{l_2}\omega_{k1}\right) \\ l_3 &= \frac{1 + \sin|\Delta Q_4|}{1 - \sin|\Delta Q_4|}, T_8 = \frac{1}{\omega_{k1}}\sqrt{l_3}, T_9 = \frac{T_8}{l_3}. \end{aligned} \right. \quad ; (8)$$

При $\omega_{k1} = 1c^{-1}$, $\omega_{k3} = 0,209c^{-1}$ (и для значений параметров СП горизонтального ускорения $A_\varphi = 0,000847 rad^2$, $\mu_\varphi = 0,03c^{-1}$, $x = 10m$, $v = 10m/c$) погрешности составили $W_{\alpha_1} = -0,000337$ мГал, $W_{\alpha_2} = -0,058$ мГал. Таким образом, реализация предложенной в работе СК, позволяет обеспечить повышенную точность измерения ускорения силы тяжести.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ. Грант №17-08-00434 А.

1. Ривкин С.С., Береза А.Д. Гироскопическая стабилизация морских гравиметров. – М.: Наука, 1985. – 176 с.
2. Малютин Д.М. Располов В.Я. Исследование динамики гиросtabilизатора морского гравиметра с самонастройкой параметров. – Известия Тульского государственного университета. Технические науки. Вып.7., 2017. – С. 97–105.

числе семантической (смысловой) и эстетической (эмоциональной) переносимых сигналами, осуществляется восприятие музыкальной информации, управление сложными системами (естественного и искусственного происхождения), а также организуется их функционирование.

Системный анализ методов и алгоритмов ЦОС, спектра их приложений в различных областях науки и техники, выявил ведущую роль классических методов спектральной обработки сигналов [1]. Данный класс компьютерных методов основан на дискретном преобразовании Фурье (ДПФ) (*Discrete Fourier Transform – DFT*) и алгоритмах быстрого его вычисления – алгоритмах быстрого преобразования Фурье (БПФ) (*Fast Fourier Transform – FFT*).

Эффективность и результативность приложений этого класса методов объясняется целым рядом причин, главная из которых – адекватность математического аппарата ДПФ структуре различного вида сигналов – музыкально-акустических, виброакустических, речевых, биомедицинских, гидроакустических и многих других, что позволяет получить наглядную физическую интерпретацию и толкование полученных результатов.

Однако практика применения классических методов компьютерной обработки сигналов в частотной, временной и частотно-временной областях, выявила кроме существенных достоинств данных методов и ряд их принципиальных недостатков, проявляющихся в виде нежелательных эффектов наложения, частотокола, утечки, гребешкового эффекта, как во временной, так и в частотной областях [1].

Для решения задач проблематики классических методов спектральной ЦОС в работах [2–4] предложено множество полных, ортогональных, параметрических экспоненциальных базисных систем, на основе которых разработано обобщение ДПФ в виде параметрического ДПФ (ДПФ-П). Данное преобразование существенно расширило функциональные возможности классических методов ЦОС, пополнило их математический инструментарий, сохранив при этом возможность наглядной физической интерпретации и толкование получаемых результатов.

Алгебраическая форма ДПФ-П:

$$S_N(k, \theta) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{(k+\theta)n}, \quad k = \overline{0, N-1}; \quad 0 \leq \theta < 1, \quad (1)$$

где $x(n)$ – дискретизированный во времени сигнал, $n = \overline{0, N-1}$; θ – параметр ДПФ-П, $0 \leq \theta < 1$; $S_N(k, \theta)$ – коэффициенты ДПФ-П, совокупность которых определяет амплитудно-частотный и фазо-частотный спектры ДМАС (коэффициенты ДПФ-П, также как и коэффициенты ДПФ, часто называют бинами¹;

$$W_N = \exp(-j \frac{2\pi}{N}), \quad k = \overline{0, (N-1)}.$$

Проведенный автором настоящей работы системный анализ методов и алгоритмов компьютерной спектральной обработки музыкально-акустических сигналов² (МАС) и вокально-инструментальных фраз³ (ВИФ), показал, что, с одной стороны, МАС и ВИФ могут быть описаны математическими моделями в виде суммы ангармонических сигналов⁴ (вокал, звуки музыкальных инструментов) и шумовых музыкальных сигналов (звуки маракасов, щеток и т.п.), с другой – выявил широкое применение классических методов спектральной обработки на основе ДПФ, которые, как указано выше, обладают не только существенными достоинствами, но и принципиальными недостатками.

Таким образом, налицо важная и актуальная научная задача разработки новых и совершенствования существующих методов, алгоритмов и средств компьютерной спектральной обработки музыкально-акустических, а также разработки быстрых процедур их реализации.

Автором была предложена гипотеза эффективного (то есть с получением обладающих новизной результатов) решения указанной важной и актуальной научной задачи путем разработки новых и совершенствования существующих методов, алгоритмов и средств компьютерной спектральной обработки музыкально-акустических, а также разработки быстрых процедур их реализации на основе параметрического дискретного преобразования Фурье (ДПФ-П), которое является обобщением ДПФ.

Параметры компьютерной спектральной обработки МАС:

- частота дискретизации МАС – 44100 Гц;
- число разрядов АЦП – 16;
- длительность МАС – 1024 отсчета;
- значения параметра θ : $-\theta = k/16, k = \overline{0, 15}$.

¹ Отдельные коэффициенты (отсчеты) ДПФ-П называют также бинами («Bin» – в переводе с английского «хранилище», «ларь»), что подчеркивает тот факт, что энергия сигнала под кривой $\sin(N \cdot x/2) / [N \cdot \sin(x/2)]$ (передаточная характеристика фильтра ДПФ-П) попадает в «хранилище» данного коэффициента ДПФ-П.

² Музыкально- акустические сигналы (МАС) – звуковые сигналы, используемые в музыке.

³ Вокально-инструментально фраза (ВИФ) (от греч. *praxis* - выражение, способ выражения) – обособленная единица музыкально-акустического сигнала (музыкальной речи), занимающая промежуточное положение между мотивом и

предложением; ВИФ, представляет собой средство вокально-инструментальной выразительности, обычно отделяется от соседних построений *цезурой*, выраженной средствами мелодики, гармонии, метроритма, фактуры, но отличается от предложений и периодов сравнительно меньшей завершенностью.

⁴ Ангармонический сигнал – периодический сигнал, представляющий собой сумму основного гармонического сигнала (гармонического сигнала наименьшей частоты) и некоторых его гармоник (гармонических сигналов более высоких частот, частоты которых кратны частоте основного гармонического сигнала).

Для примера на рисунке 1 приведен результат компьютерной спектральной обработки МАС ноты «до», сыгранной на музыкальном инструменте – альт.

Зона неопределенности МАС и его спектров обозначена ступенькой

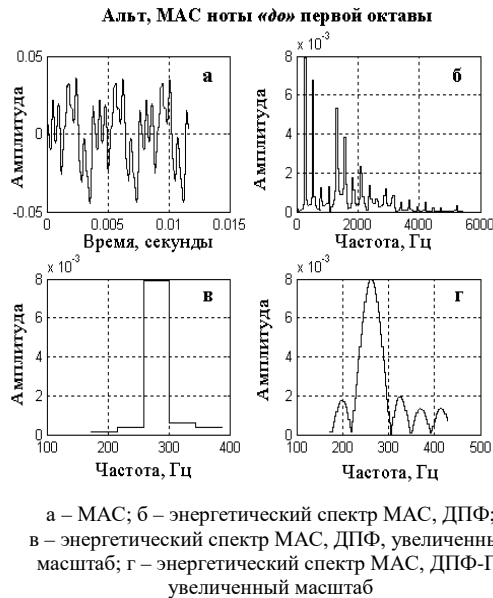


Рисунок 1 – Компьютерная спектральная обработка МАС ноты «до» первой октавы (альт)

Результаты экспериментальных исследований выделения основного тона (ОТ) МАС различных музыкальных инструментов (пианино, флейта, кларнет, скрипка, альт, электрическая гитара, труба, тромбон, гобой) подтвердили правильность выбора ДПФ-П в качестве основы новых методов, алгоритмов и средств выделения ОТ.

1. Пономарева, О.В. Развитие теории и разработка методов и алгоритмов цифровой обработки информационных сигналов в параметрических базисах Фурье: дис. д-ра техн. наук: 05.13.01 / Пономарева Ольга Владимировна. – Ижевск, 2016. – 357 с.
2. Пономарева, Н.В. Повышение точности и расширение функциональных возможностей цифровых фильтров на основе частотной выборки / О.В. Пономарева, Н.В. Пономарева // Приборы и методы измерений. – 2013. – № 2(7). – С. 114–119.
3. Пономарева, О.В. Метод эффективного измерения скользкого параметрического спектра Фурье / В.А. Пономарев, О.В. Пономарева, А.В. Пономарев // Автометрия. – 2014. – Т. 50. – № 2. – С. 31–38.
4. Пономарева, Н.В. Предобработка дискретных сигналов при спектральном анализе в системе компьютерной математики MATLAB / Н.В. Пономарева // Интеллектуальные системы в производстве. – 2016. – № 4 (31). – С. 32–34.

УДК 681.3

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ДИСКРЕТНЫХ КОСВЕННЫХ ИЗМЕРЕНИЙ СПЕКТРОВ СИГНАЛОВ НА КОНЕЧНЫХ ИНТЕРВАЛАХ

Пономарева О.В.

*Ижевский государственный технический университет имени М.Т. Калашиникова
Ижевск, Российская Федерация*

Рассмотрим важную и актуальную проблему дискретных косвенных измерений (ДКИ) – **проблему разграничения измерительных и вычислительных процедур**, которая существует, в том числе, и при определении спектра дискретных сигналов на конечных интервалах.

На конечном интервале длительностью в N отсчетов дискретный электрический измерительный сигнал (ДЭИС) $x(n)$; $0, (N-1)$, можно представить (при выборе, дискретной базисной системы Фурье) в виде суммы ортогональных электрических сигналов с определенными амплитудами, частотами и фазами.

Совокупность значений параметров этих ортогональных электрических сигналов, принято называть соответствующим **спектром ДЭИС** в выбранной базисной системе [1,2].

В качестве базисных систем могут быть использованы различные дискретные базисные системы: Виленкина – Крестенсона (ВКФ) Уолша, Адамара, Лежандра.

На практике наибольшее применение получила базисная система Фурье, в основе

которой лежат дискретные экспоненциальные функции Фурье (ДФЭФ):

$$\begin{aligned} \text{def}(p, l) &= \exp(-j \frac{2\pi}{N} pl) = W_N^{pl} = \\ &= \cos(\frac{2\pi}{N} pl) - j \sin(\frac{2\pi}{N} pl); p, l = \overline{0, N-1}. \end{aligned} \quad (1)$$

Данная базисная система позволяет измерить амплитудный и фазовый спектры на определенных частотах методом дискретного преобразования Фурье (ДПФ) ДЭИС

$$\begin{aligned} S_N(k) &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{kn}; \\ k &= \overline{0, (N-1)}; W_N = \exp(-j2\pi/N), \end{aligned} \quad (2)$$

$S_N(k)$ – коэффициенты (бины) ДПФ (спектр).

Отметим, что благодаря свойству мультипликативности базисной системы Фурье возможно построение быстрых измерительных преобразований в частотной и частотно-временной областях – алгоритмов быстрого преобразования Фурье (БПФ) [1].