УДК 004.42; 681.2

Д-р техн. наук, доцент Бранцевич П.Ю.
(Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Минск)

D. Sc., Associate professor Brancevich P.J.
(The Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, Minsk)

Особенности цифровой обработки сигналов в компьютерных системах вибрационного контроля, мониторинга, автоматики защиты

Features of digital signal processing in computer systems for vibration control, monitoring and automatic protection

Обеспечение безаварийной работы предприятий критической инфраструктуры требует создания системы контроля технического состояния промышленного оборудования. Для сложных механизмов и агрегатов предприятий энергетики одним из важнейших контролируемых параметров является вибрация. Рассмотрены методы обработки вибрационных сигналов, применяемые в компьютерных измерительно-вычислительных комплексах вибрационного контроля, мониторинга, автоматики защиты и при принятии решений в системах технической диагностики.

Ensuring the trouble-free operation of critical infrastructure facilities requires the creation of a system for monitoring the technical condition of industrial equipment. For complex mechanisms and units of power plants, vibration is one of the most important monitored parameters. Methods for processing vibration signals used in computerized measurement and computing systems for vibration control, monitoring and automatic protection systems, as well as for decision-making in technical diagnostic systems are discussed.

Введение

Для предприятий критической инфраструктуры, энергетики, газотранспортной системы важнейшим требованием является предотвращение аварийных ситуаций. Поэтому в процессе эксплуатации производственного оборудования необходимы оценка и прогнозирование изменения его технического состояния, своевременное обнаружение зарождающихся и возникающих дефектов. Для сложных механизмов и агрегатов с вращательным движением вибрационные контроль, мониторинг, диагностика, автоматика защиты являются основополагающими в решении этих задач [1]. Проведенный анализ задач, решаемых такими системами, а также предназначенных для этого технических средств показывает, что, начиная с 1990-х годов, число разработок в этой области значительно увеличилось. При этом, в большинстве это специализированные приборы, системы и комплексы [2-4].

Вычислительная мощность современных малогабаритных компьютеров, возможность подключения к ним по стандартизованным интерфейсам аналого-цифровых преобразователей и специализированных устройств

позволяют создавать на их основе измерительно-вычислительные комплексы (ИВК), способные решать перечисленные задачи и обладающие при этом гибкостью, модифицируемостью, возможностью функциональной расширяемости и адаптации под новые задачи и условия применения. При этом следует учитывать ряд существенных требований: непрерывная работа с обработкой исходных вибрационных сигналов в режиме реального времени; обеспечение требуемых метрологических характеристик в производственных условиях с учетом изменений окружающей среды и режимов работы оборудования; высокая цена принимаемых решений. Компьютерные системы собирают большой объем информации о состоянии контролируемых объектов и, по сути, являются системами больших данных [5–7]. При этом необходимо обеспечивать минимизацию зависимости новых разработок от операционных систем и систем программирования иностранного производства, решать задачи импортозамещения. Это особенно важно для энергетики – отрасли обеспечивающей независимость страны [8].

Однако расширение функциональных задач требует совершенствования существующих и разработки новых методов обработки цифровых сигналов и больших массивов данных, быстрых алгоритмов их реализации на компьютерах, ориентированных на применение в ИВК вибрационного контроля и мониторинга турбоагрегатов. При этом необходимо обеспечение их соответствия по метрологии требованиям стандартов и правил технической эксплуатации (ПТЭ) в реальных условиях эксплуатации с изменяющимися характеристиками окружающей среды, состоянием контролируемых объектов, монтажа и электропитания [9].

В данной работе рассмотрены некоторые способы определения параметров и характеристик исходных вибрационных сигналов и их сравнительного анализа, применяемые в компьютерных ИВК.

Практическое применение методов цифровой обработки вибрационных сигналов

При работе механизмов с вращательным движением вследствие периодического вращения вала (ротора) на подшипниковые опоры и на другие узлы механизма действуют силы, изменяющие свое основное направление воздействия, что приводит к вибрации (механическим колебаниям) опор корпусов.

Наиболее часто для преобразования вибрации в точке контроля в электрический сигнал применяется пьезоэлектрический акселерометр, который в комплекте с согласующим усилителем образует виброизмерительный канал, на выходе которого получают напряжение или ток, пропорциональные виброускорению [1]. Однако стандартами и ПТЭ допустимые уровни вибрации подшипниковых опор заданы в единицах виброскорости, а валов – в единицах виброперемещения, переход к которым осуществляется путем одинарного (двойного) интегрирования сигнала виброускорения [10, 11]. Для определения частоты вращения вала и амплитудно-фазовых параметров вибрации дополнительно используется сигнал от датчика фазовой метки, которая устанавливается на валу (рис. 1).

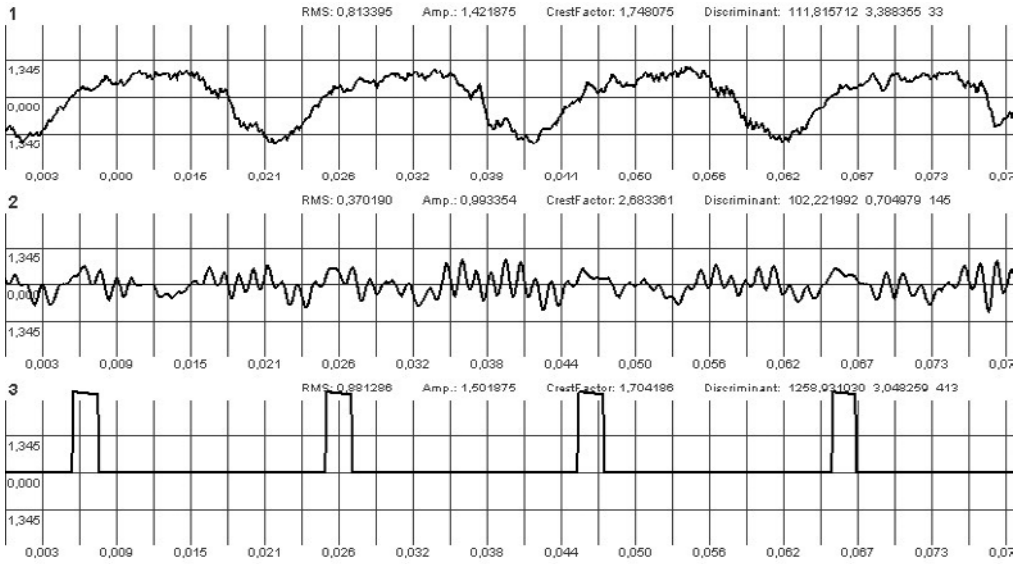

Рис. 1. Вибрационные сигналы и сигнал от датчика фазовой метки, полученные при контроле вибрации подшипниковой опоры турбоагрегата.
Ось абсцисс – время, с; ось ординат: верхние графики – виброускорение, м/с^2, нижний график – напряжение, В.

Количество дискретных отсчетов *N* для обработки вибросигнала выбирается кратным степени двойки, чтобы обеспечить более производительную реализацию алгоритмов цифровой обработки сигналов (ЦОС), а частота дискретизации выбирается такой, чтобы на *N* отсчетах укладывалось 5-10 периодов гармонической составляющей, равной частоте вращения вала контролируемого объекта.

После того как вибросигнал и сигнал от датчика фазовой метки оцифрованы и введены в вычислительную машину для определения амплитудных параметров и фазовых сдвигов частотных составляющих, кратных частоте вращения, решаются следующие алгоритмические задачи [8]:

1) определение номеров дискретных отсчетов, которые соответствуют моментам срабатывания датчика фазовой метки, при прохождении под ним метки, закрепленной на цилиндрической поверхности вала;
2) определение периода вращения вала;
3) выбор диапазона номеров дискретных отсчетов вибросигнала, на котором будут вычисляться амплитудные и фазовые параметры вибрации;
4) определение амплитудных и фазовых параметров оборотных составляющих вибрации методом дискретного преобразования Фурье (ДПФ).

Погрешность вычисления периода (частоты) вращения вала зависит от количества дискретных отсчетов сигнала, которые используются для определения значений этих параметров.

Высокая стоимость принятия неправильного решения при оценке вибробезопасности турбоагрегата обусловливает необходимость обеспечения достаточной точности определения значений параметров вибрации (среднего квадратического значения (СКЗ) виброскорости в частотной полосе 10-1000 Гц; амплитуд гармонических (оборотных) составляющих вибрации, кратных частоте вращения; начальной фазы первой и второй оборотных составляющих.

Причины возникновения погрешностей при определении этих параметров, связаны как с аппаратными особенностями систем виброконтроля, так и со свойствами применяемых алгоритмов обработки, а именно [9]:

- некратность временного интервала анализа периоду анализируемого гармонического сигнала (погрешность синхронизации);
- низкочастотные дрейфы, которые могут присутствовать в анализируемом сигнале;
- переходные процессы;
- нелинейные искажения в виброизмерительных каналах и устройствах ввода, например, ограничения по уровню;
- ограниченная разрядность аналого-цифрового преобразования;
- особенности трансформации погрешностей исходных данных в выходные результаты применяемыми вычислительными способами.

Так как реальный вибрационный сигнал содержит широкий спектр гармонических составляющих, в том числе и не кратных оборотной, то при определении параметров n-й оборотной составляющей эти гармоники также вносят свой вклад в погрешность вычислений.

Определение амплитуд спектральных составляющих цифрового вибрационного сигнала производится методом дискретного преобразования Фурье. Трудоемкость вычисления амплитуд комплексных составляющих *X(j)*весьма значительна: N^2 операций комплексного сложения и умножения (для определения тригонометрических функций применяют табличный способ). Поэтому для вычисления *X(j)* применяется алгоритм быстрого преобразования Фурье (БПФ) [12, 13]. Еще более уменьшить время БПФ можно путем его реализации на математическом сопроцессоре процессоров Intel-архитектуры [9]. На рис. 2 показаны амплитудные спектры вибрационных сигналов, изображенных на рис. 1, вычисленные методом БПФ.

Удаление низкочастотного дрейфа из цифрового сигнала

При обработке реальных сигналов следует учитывать, что данные, поступающие от первичных преобразователей, подвержены влиянию помех и искажающих факторов различного типа. Одним из них является низкочастотный дрейф, лежащий вне информативной частотной полосы, который может оказать существенное искажающее воздействие на вычисляемые параметры, особенно в случаях, когда выполняется интегрирование исходного сигнала.

Для удаления низкочастотного дрейфа из исходного массива данных можно применить подход, при котором на первом этапе описание дрейфа представляется в виде алгебраического многочлена первой или второй степени, а затем принимается решение о вычитании этой функции из исходного сигнала.

Так как многочлен должен описывать дрейф на всем интервале анализа, то он может быть найден как среднеквадратическое приближение в виде полинома [14]:

$$P_n(x) = c_0 + c_1 \cdot x + c_2 \cdot x^2 + \ldots + c_n \cdot x^n. \qquad (1)$$

Значения коэффициентов многочлена наилучшего приближения могут быть найдены как решение системы уравнений [14]:

$$\begin{cases} c_0 \cdot s_{0.0} + c_1 \cdot s_{1.0} + c_2 \cdot s_{2.0} + \ldots + c_n \cdot s_{n.0} = r_0; \\ c_0 \cdot s_{0.1} + c_1 \cdot s_{1.1} + c_2 \cdot s_{2.1} + \ldots + c_n \cdot s_{n.1} = r_1; \\ \ldots\ldots\ldots\ldots \\ c_0 \cdot s_{0.n} + c_1 \cdot s_{1.n} + c_2 \cdot s_{2.n} + \ldots + c_n \cdot s_{n.n} = r_n; \end{cases} \qquad (2)$$

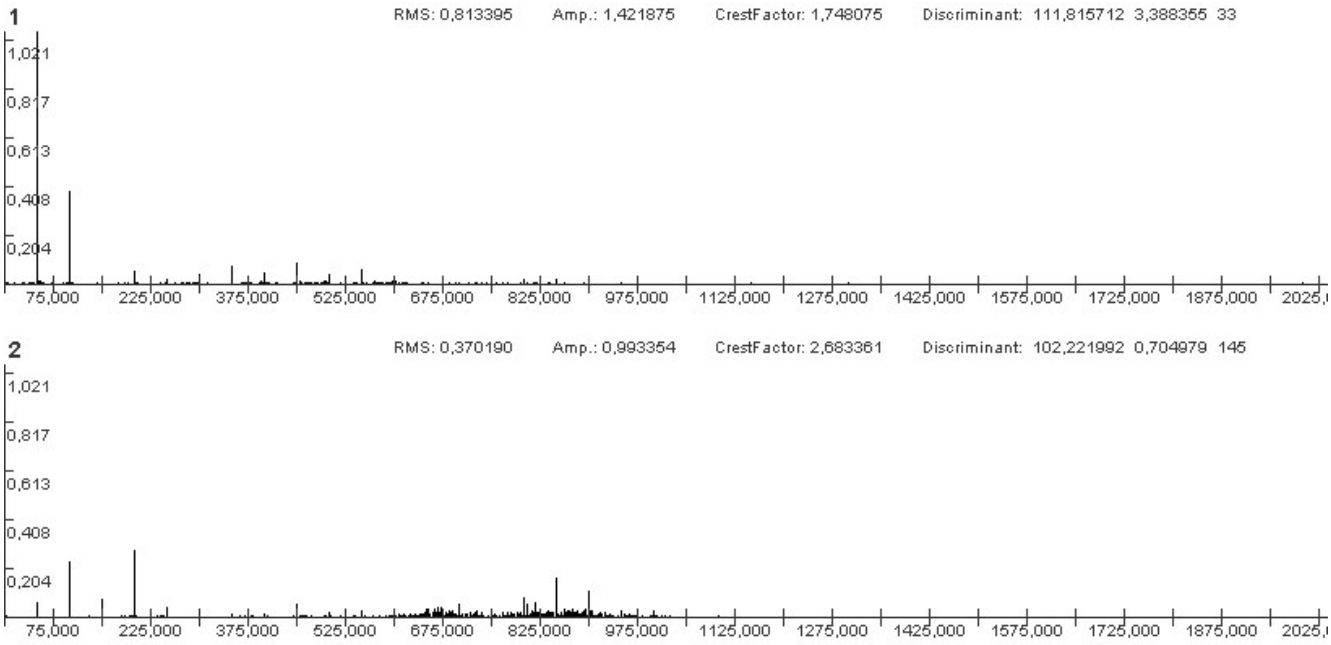

Рис. 2. Амплитудные спектры вибрационных сигналов, полученных при контроле вибрации подшипниковой опоры турбоагрегата.
Ось абсцисс – частота, Гц; ось ординат – виброускорение, м/с^2

Для функции *f(x)*, представленной в дискретном виде со значениями аргумента от 0 до *N – 1*:

$$s_{ij} = \sum_{x=0}^{N-1} x^{i+j}\ ;\ r_i = \sum_{x=0}^{N-1} f(x)\cdot x^i. \qquad (3)$$

Для дискретной последовательности аргумента *x* значения коэффициентов *s* определяются следующими выражениями [15]:

$$s_{0.0} = \sum_{x=0}^{N-1} 1 = N;$$

$$s_{1.0} = s_{0.1} = \sum_{x=0}^{N-1} x = \frac{(N-1)\cdot N}{2}; \qquad (4)$$

$$s_{1.1} = s_{2.0} = s_{0.2} = \sum_{x=0}^{N-1} x^2 = \frac{N\cdot(N-1)\cdot(2N-1)}{6}; \qquad (5)$$

$$s_{1.2} = s_{2.1} = \sum_{x=0}^{N-1} x^3 = \frac{N^2\cdot(N-1)^2}{6}; \qquad (6)$$

$$s_{2.2} = \sum_{x=0}^{N-1} x^4 = \frac{N\cdot(N-1)\cdot(2N-1)\cdot(3(N-1)^2+3\cdot(N-1)-1)}{30} \qquad (7)$$

а коэффициенты *r* рассчитываются по формулам

$$r_0 = \sum_{x=0}^{N-1} f(x);\quad r_1 = \sum_{x=0}^{N-1} f(x)\cdot x;\quad r_2 = \sum_{x=0}^{N-1} f(x)\cdot x^2. \qquad (8)$$

Практика показывает, что для описания низкочастотного дрейфа в вибрационных сигналах достаточно полинома первой или второй степени. Применив метод определителей для решения системы (2), можно получить в общем виде выражения для вычисления коэффициентов полинома второй степени:

$$c_0 = \frac{D_0}{D};\quad c_1 = \frac{D_1}{D};\quad c_2 = \frac{D_2}{D}, \qquad (9)$$

где

$$D_0 = r_0 k_2 k_4 + k_3\ (r_2 k_1 + r_1 k_2) - r_1 k_1 k_4 - r_0 {k_3}^2 - r_2 {k_2}^3 \qquad (10)$$

$$D = k_0 k_2 k_4 + 2 k_1 k_2 k_3 - {k_1}^2 k_4 - k_0 {k_3}^2 - {k_2}^3; \qquad (11)$$

$$D_1 = r_0 k_0 k_4 + k_2\ (r_0 k_1 + r_2 k_1) - r_2 k_0 k_3 - r_1 {k_2}^2 - r_0 k_1 k_4; \qquad (12)$$

$$D_2 = k_2\ (r_1 k_1 + r_2 k_0) + r_0 k_1 k_3 - r_0 {k_2}^2 - r_2 {k_1}^2 - r_1 k_0 k_3 \qquad (13)$$

$$k_0 = s_{0.0};\ \ k_1 = s_{0.1} = s_{1.0};\ \ k_2 = s_{0.2} = s_{1.1} = s_{2.0};\ \ k_3 = s_{1.2} = s_{2.1};\ \ k_4 = s_{2.2}. \qquad (14)$$

Удаление низкочастотного дрейфа из исходного сигнала осуществляется с помощью выражения:

$$f_*(x) = f(x) - (c_0 + c_1 x + c_2 x^2) \qquad (15)$$

где *x* = 0...*(N – 1)*.

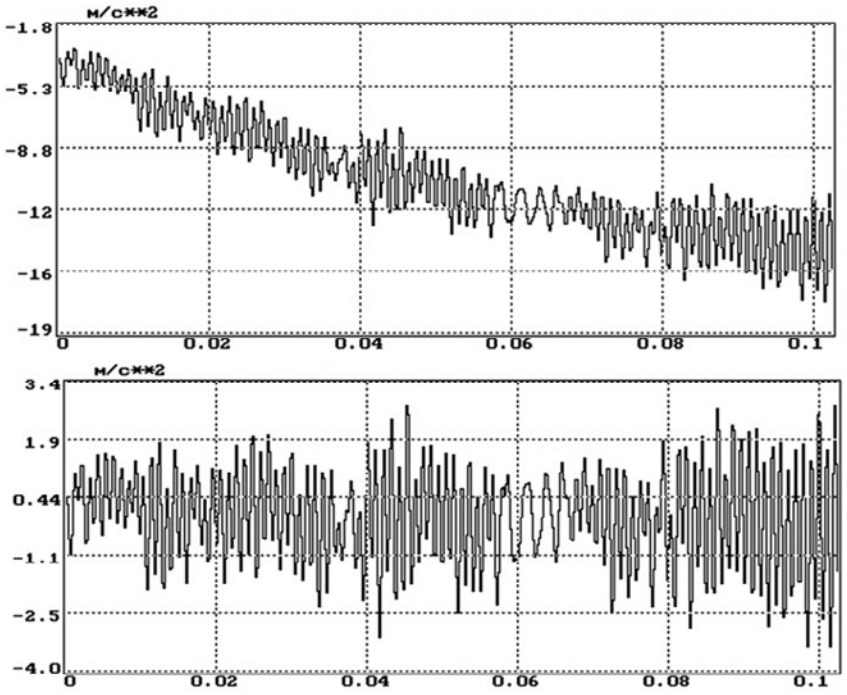

Рис. 3. Временная реализация вибросигнала в единицах виброускорения, полученная при исследовании состояния подшипниковой опоры турбоагрегата при наличии низкочастотного дрейфа и после его удаления
ось абсцисс – время, с; ось ординат – виброускорение, м/с^2

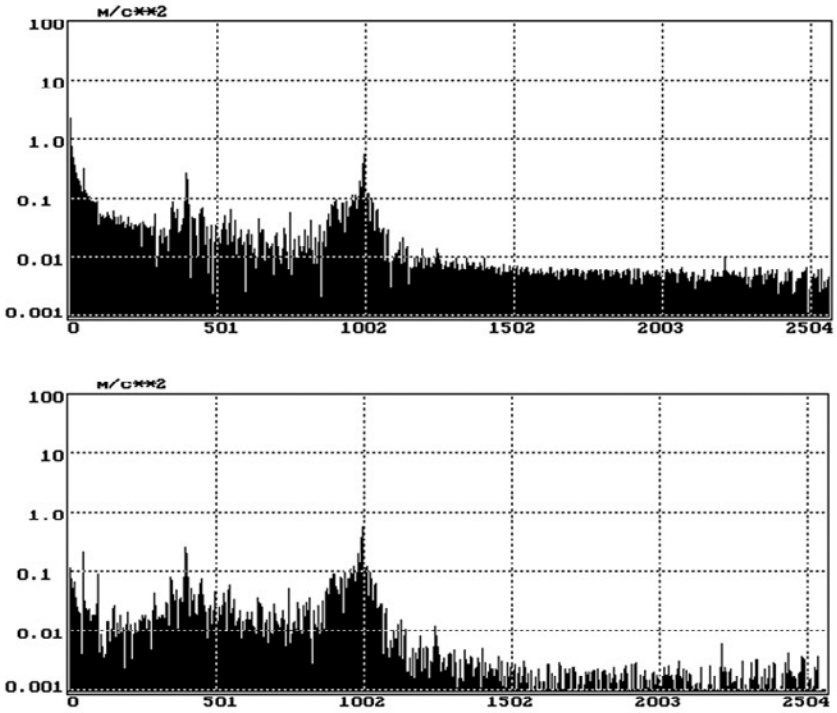

Рис. 4. Амплитудный спектр вибрационного сигнала, полученного при исследовании состояния подшипниковой опоры турбоагрегата при наличии низкочастотного дрейфа и после его удаления, частотное разрешение спектрального анализа 2,5 Гц
ось абсцисс – частота, Гц; ось ординат – виброускорение, м/с^2

В качестве примера на рис. 3 представлен вибрационный сигнал, полученный в реальных условиях от первичного виброизмерительного преобразователя, при наличии низкочастотного дрейфа и после его удаления, а на рис. 4 – амплитудные спектры этих сигналов.

Анализ данных, представленных на рисунках, показывает, что удаление низкочастотного тренда позволяет демаскировать сигнал при его обработке с помощью преобразования Фурье в информативно значимой полосе частот.

При решении реальных практических задач возникает вопрос в каких случаях следует удалять низкочастотный дрейф из исходного сигнала перед его дальнейшей обработкой, а в каких – нет, так как иногда применение алгоритма удаления дрейфа может привести к обратным результатам.

Для уточнения вопроса применимости данного алгоритма с точки зрения удаления замазывания амплитудного спектра рассчитывается значение решающего параметра по отношению к сигналу до и после удаления дрейфа [9]:

$$X_1 = F[f(x)]; \quad X_2 = F[f_*(x)], \tag{16}$$

где X_1, X_2 – значения вычисленных параметров; F – функция обработки для расчета параметра.

Затем сравниваются X_1 и X_2. В том случае, если значение X_1 больше (меньше) X_2, то алгоритм удаления низкочастотного дрейфа применяется к исходному сигналу, в противном случае – нет.

В приведенном примере в качестве параметров применимости использованы амплитуды первой и второй спектральных составляющих. Если после удаления низкочастотного дрейфа эти амплитуды меньше, чем до удаления дрейфа, то считается что удаление низкочастотного дрейфа целесообразно. Это хорошо видно на примере с низкочастотной областью амплитудного спектра на рис. 4.

Преобразование Гильберта–Хуанга при исследовании вибрационных сигналов

В настоящее время это преобразование находит все более широкое применение при решении задач вибрационной диагностики. Под преобразованием Гильберта–Хуанга (Hilbert–Huang transform – HHT) понимается метод эмпирической модовой декомпозиции нелинейных и нестационарных процессов и Гильбертов спектральный анализ [16–18]. HHT представляет собой частотно-временной анализ данных (сигналов) и не требует априорного функционального базиса преобразования. Функции базиса получаются адаптивно непосредственно из данных процедурами отсеивания функций эмпирических мод. Эмпирические моды по сути являются составляющими анализируемого сигнала в некоторой, опять же, эмпирически получаемой частотной полосе с заранее неопределенной формой АЧХ выделяющего фильтра.

Каждый отдельно взятый сигнал будет иметь свое уникальное представление в виде суммы эмпирических мод. Однако если в процессе исследования сигналов, полученных в одной и той же точке контроля, сравнивать соответствующие параметры и характеристики одноименных мод, то можно по результатам сравнения выявить изменение состояния исследуемого объекта или явления.

Например, у каждого вибрационного сигнала, отражающего вибрационное состояние механизмов с вращательным движением, имеются локальные экстремумы: чередующиеся локальные максимумы и локальные минимумы с произвольным расположением на временной оси (рис. 1).

По этим экстремумам с использованием методов аппроксимации можно построить две огибающие сигналов: нижнюю, построенную по точкам локальных минимумов, и верхнюю, построенную по точкам локальных максимумов, а также функцию среднего значения огибающих, которой отвечает срединная линия, расположенная в точности между нижней и верхней огибающими.

Модовая декомпозиция сигналов основана на предположении, что любые данные состоят из различных внутренних колебаний. Каждое колебание, линейное или нелинейное, представляет собой модовую функцию, которая имеет экстремумы и нулевые пересечения. Кроме того, колебания в определенной степени симметричны относительно локального среднего значения.

Эмпирическая мода – это такая функция, которая обладает следующими свойствами:

- количество экстремумов функции (максимумов и минимумов) и количество пересечений нуля не должны отличаться более чем на единицу;
- в любой точке функции среднее значение огибающих, определенных локальными максимумами и локальными минимумами, должно быть нулевым.

Любую функцию и любой произвольный сигнал, изначально содержащие произвольную последовательность локальных экстремумов, можно разделить на семейство модовых функций и остаточный тренд.

Предположим, что имеется произвольный сигнал $x(t)$. Сущность модовой декомпозиции заключается в последовательном вычислении функций эмпирических мод $y_i(t)$ и остатков:

$$z_i(t) = z_{i-1}(t) - y_i(t),\ i = 0, 1, 2, ..., n;\ z_0(t) = x(t). \tag{17}$$

В результате разложения исходный сигнал представляется в виде суммы модовых функций и конечного остатка:

$$x(t) = \sum_{i=1}^{n} y_i(t) + z_n(t) \quad (18)$$

Алгоритм эмпирической декомпозиции сигнала складывается из операций приведенных ниже.

Операция 1. В цифровом сигнале $x(k)$ находятся все его локальные экстремумы, максимумы и минимумы. При этом фиксируются моменты времени, аргументы экстремумов и значения сигнала, функции, в эти моменты времени. Производится раздельная группировка (выделяются пары: аргумент и функции) максимумов и минимумов. Число элементов в массивах максимумов и минимумов не должно отличаться более чем на единицу.

Операция 2. Применяя аппроксимацию кубическим сплайном (или каким-либо другим способом аппроксимации) по отношению к полученным массивам максимумов и минимумов, вычисляются верхняя $u_1(k)$ и нижняя $l_1(k)$ огибающие декомпозируемого сигнала. Затем определяется массив (цифровая функция) средних значений между верхней и нижней огибающими:

$$m_1(k) = \frac{u_1(k) + l_1(k)}{2}, \; k = 0...(N-1). \quad (19)$$

Разность между цифровым сигналом $x(k)$ и цифровой функцией $m_1(k)$ дает первую компоненту отсеивания – цифровую функцию $h_1(k)$, которая является первым приближением к первой моде:

$$h_1(k) = x(k) - m_1(k) \quad (20)$$

Операция 3. Повторяются операции 1 и 2, где вместо цифрового сигнала $x(k)$ используется цифровая функция $h_1(k)$, и находится второе приближение к первой моде – цифровая функция $h_2(k)$:

$$h_2(k) = h_1(k) - m_2(k) \quad (21)$$

Затем выполняется несколько итераций, повторяющих эти операции. На каждой итерации находится следующее значение $h_i(k)$:

$$h_i(k) = h_{i-1}(k) - m_i(k) \quad (22)$$

От итерации к итерации цифровая функция $m_i(k)$ стремится к нулевому значению, а функция $h_i(k)$ – к неизменяемой форме.

Возможным критерием останова итераций является задание определенного предела нормализованной квадратичной разности между двумя последовательными операциями приближения.

В большинстве случаев для выполнения качественного выделения модовой функции достаточно 6–8 итераций.

Последнее значение $h_i(k)$ из последовательности итераций принимается за наиболее высокочастотную модовую функцию (моду) $y_1(k) = h_i(k)$ семейства мод, которая является составляющей исходного сигнала $x(k)$. После вычитания моды $y_1(k)$ из сигнала $x(k)$ в нем остаются низкочастотные составляющие:

$$z_1(k) = x(k) - y_1(k). \quad (23)$$

Далее функция $z_1(k)$ обрабатывается как новое значение функции $x(k)$ по аналогичной методике с нахождением второй модовой функции $y_2(k)$. После чего процесс продолжается и находится

$$z_2(k) = z_1(k) - y_2(k). \quad (24)$$

Таким образом, исходный сигнал $x(k)$ можно представить в виде композиции найденных эмпирических мод $y_n(k)$ и остатка $z_n(k)$:

$$x(t) = \sum_{n=1}^{M} y_n(k) + z_n(k). \quad (25)$$

Так как сумма всех модовых функций $y_n(k)$ должна давать исходный сигнал, то можно останавливать разложение тогда, когда достигается заданная относительная погрешность среднеквадратической реконструкции без учета остатка $z_n(k)$.

Даже для данных с нулевым средним значением конечный остаток может отличаться от нуля. Чтобы применять модовую декомпозицию центрирования данных не требуется, метод нуждается только в локализациях экстремумов. Каждая следующая мода содержит более низкие частотные составляющие, чем предыдущая (см. рис. 5). Однако наблюдается пересечение частотных полос разных мод. При этом для каждого типа вибрационного сигнала существуют только ему присущие частотные диапазоны эмпирических мод.

В качестве примера на рис. 5 и 6 представлено разложение вибрационного сигнала на моды во временной и частотной областях.

Сумма всех модовых компонентов, включая остаток, восстанавливает исходный сигнал. Локальные ошибки декомпозиции наблюдаются на концевых участках исходного массива данных. Для исключения ошибок рекомендуется, при необходимости, сигнал на этих интервалах формировать какой-либо функцией прогнозирования или продлевать функцией самого сигнала.

В принципе, базис разложения не является единственным. Эмпирический процесс разложения сигнала ввиду своей адаптивности неуправляем. Даже монотонные составляющие многокомпонентного сигнала при определенном влиянии дестабилизирующих факторов

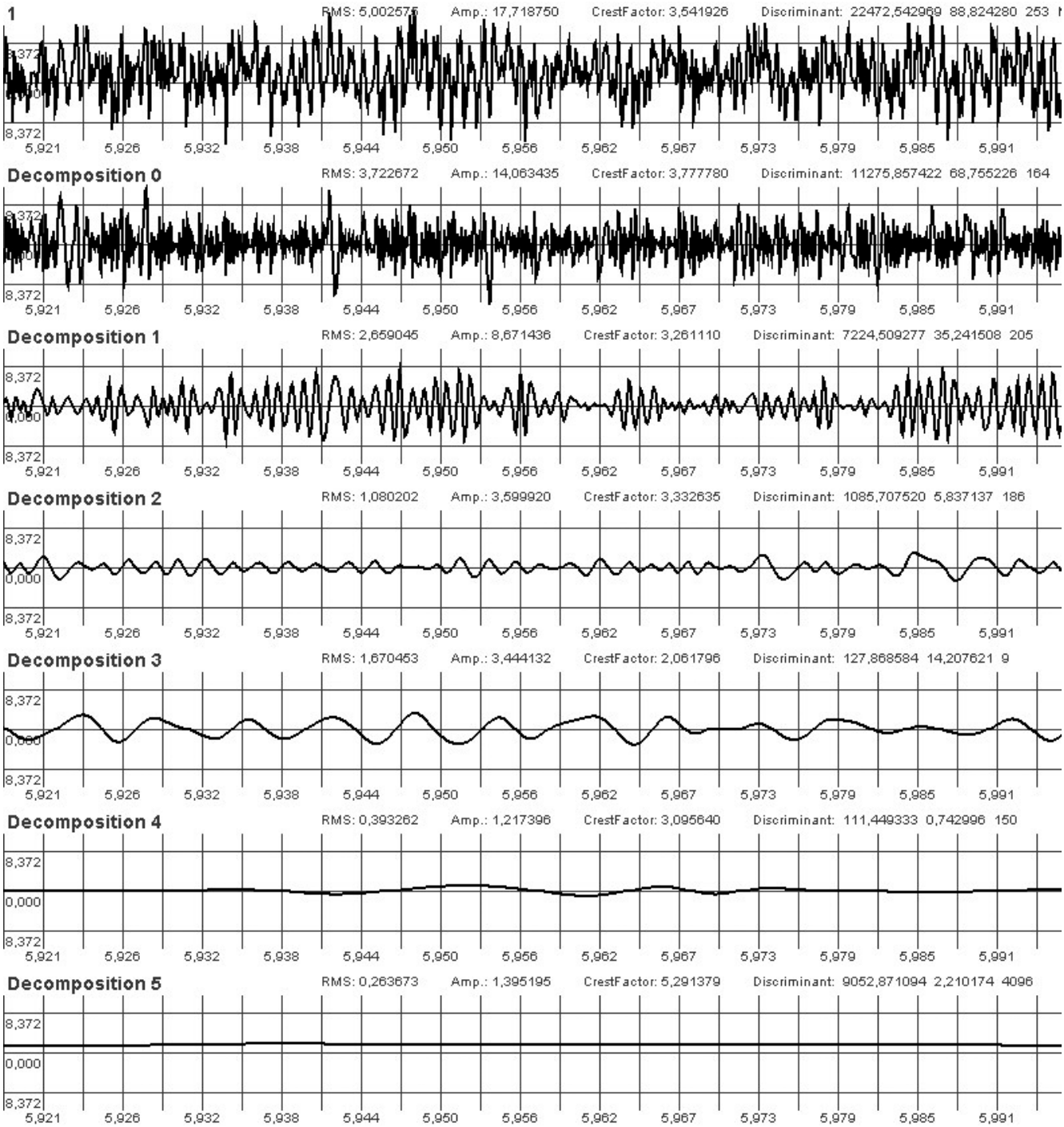

Рис. 5. Временные реализации исходного вибрационного сигнала, полученного при исследовании вибрационного состояния турбины детандера при нормальной работе, его эмпирических мод и конечного остатка
(ось абсцисс – время, с; ось ординат – виброускорение, м/с^2)

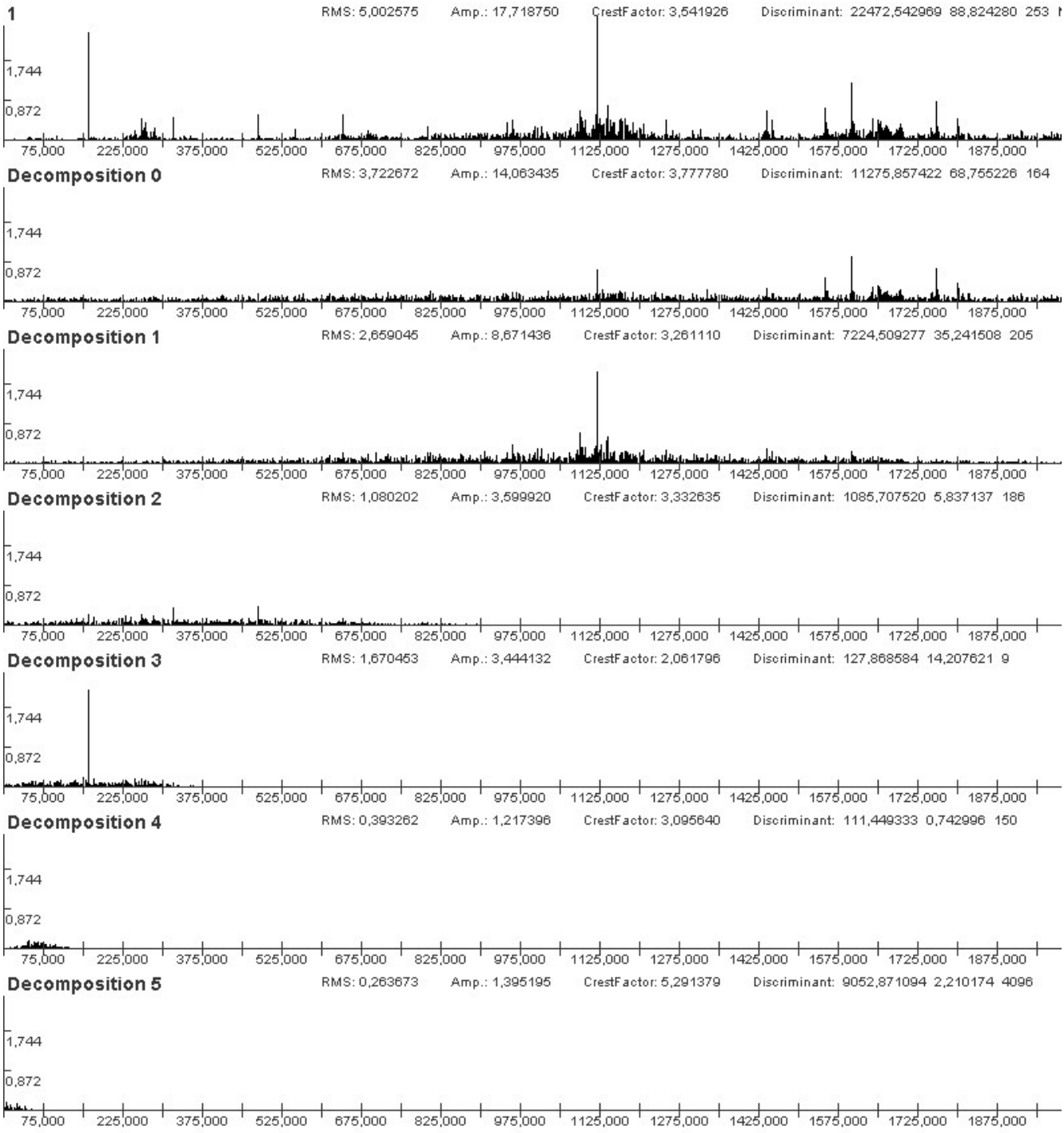

Рис. 6. Амплитудные спектры исходного вибрационного сигнала, полученного при исследовании вибрационного состояния турбины детандера при нормальной работе, его эмпирических мод и конечного остатка
(ось абсцисс – частота, Гц, с; ось ординат – виброускорение, м/с^2)

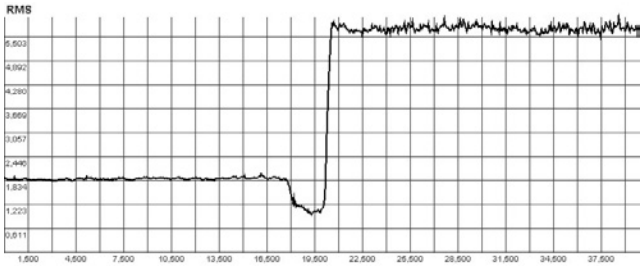

Рис. 7. Изменение СКЗ виброскорости при контроле вибрационного состояния турбины детандера
(ось абсцисс – время, с; ось ординат – СКЗ виброскорости, мм/с)

(шумов, вибрационных возмущений, помех) и близких по частоте соседних компонент могут при декомпозиции «перетекать» на отдельных временных интервалах в соседние эмпирические моды.

Однако при контроле конкретного технического объекта во времени наблюдается близость параметров и характеристик эмпирических мод. Значительное же изменение этих параметров является информативным признаком изменения технического состояния контролируемого объекта.

Сравнивая результаты ННТ вибрационных сигналов, отражающих состояние турбины детандера в нормальном состоянии и после возникновения аварийно-опасной ситуации, можно заметить существенные отличия второй, третьей и четвертой мод как по уровню, так и по спектральному составу.

Декомпозиция вибрационного сигнала на периодическую и шумоподобную составляющие

Проводя анализ формы вибрационных сигналов, отражающих интенсивность механических колебаний корпусных элементов механизмов роторного типа, функционирование которых предполагает вращательное движение, и их амплитудных спектров, можно заметить, что в большинстве случаев такие вибрационные сигналы содержат периодическую компоненту, состоящую из гармоник, кратных частоте вращения, и некоторый шумоподобный компонент.

Поэтому с целью более детального исследования предлагается представить исходный вибросигнал в виде суммы периодической и шумоподобной составляющих [9]:

$$x(nt_d) = p(nt_d) + s(nt_d) = \sum_{m=1}^{L} A_m \cos 2\pi k_m f_0 nt_d - \varphi_m) + s(nt_d), \quad (26)$$

где n – номер дискретного отсчета, $n = 0, 1, 2, ...$; t_d – интервал дискретизации; $p(nt_d)$ – периодическая составляющая вибрационного сигнала; $s(nt_d)$ – шумоподобная составляющая вибрационного сигнала; L – число гармоник, выбранных для периодической составляющей вибросигнала; A_m – амплитуда m-й гармоники; k_m – кратность m-й гармоники f_m, включенной в периодическую составляющую, относительно f_0; f_0 – частота вращения приводного вала (оборотная частота); φ_m – начальная фаза m-й гармоники.

Кратность гармоник, входящих в состав периодической составляющей вибросигнала, определяется с учетом параметров подшипников, зубчатых передач, схемы редуктора контролируемого узла и его других конструктивных особенностей.

Если точно известна частота f_0, то амплитуда и начальная фаза m-й гармоники легко вычисляются с помощью дискретного преобразования Фурье, причем количество дискретных точек преобразования выбирается таким, чтобы интервал анализа был кратным периоду f_m (в рамках возможностей интервала дискретизации).

Периодическая составляющая сигнала $p(nt_d)$ вычисляется по формуле первого слагаемого выражения (26), а шумоподобная составляющая находится как

$$s(nt_d) = x(nt_d) - p(nt_d). \quad (27)$$

После разделения вибрационного сигнала на полигармоническую и шумоподобную составляющие определяются параметры каждой из составляющих в отдельности. При этом можно сделать предположение, что изменения параметров периодической составляющей – следствие достаточно существенного изменения технического состояния объекта, а локальные изменения шумоподобной составляющей – это проявление зарождающихся дефектов.

При возникновении аварийно-опасной ситуации на турбине детандера регистрируемый вибрационный сигнал существенно изменяется (рис. 5, 8). Анализ периодической и шумоподобной компонент показал, что периодическая составляющая, состоящая из гармоник кратных частоте вращения вала, не претерпела существенных изменений. Ее интенсивность даже несколько снизилась

Но в составе вибрационного сигнала появилась еще одна периодическая составляющая с гармониками, кратными частоте 61,8 Гц, которая и обусловила существенное повышение интенсивности вибрации турбины детандера. Дополнительные исследования технического состояния турбины детандера показали, что причиной возбуждения вибрации является работа насоса, подающего природный газ в турбину детандера для его последующего дросселирования, т.е. понижения давления перед сжиганием в котле турбоагрегата, при некоторых режимах его работы.

Заключение

Проведен анализ вибрационных сигналов, отражающих колебания подшипниковых опор механизмов

и агрегатов с вращательным движением. Выполнено теоретическое обоснование способа определения амплитудно-фазовых параметров вибрации подшипниковых опор механизмов с вращательным движением, работающих с постоянной и переменной частотой вращения валов и роторов, основанного на обработке параллельно принимаемых вибрационного и фазового сигналов [9].

Разработан метод удаления в режиме реального масштаба времени низкочастотного дрейфа исходного сигнала, основанный на его полиномиальном приближении, позволяющий минимизировать погрешности вычисления параметров вибросигналов, возникающие в процессе их интегрирования при переходе от единиц виброускорения к единицам виброскорости.

Предложен способ использования преобразования Гильберта-Хуанга для оценки изменения технического состояния контролируемых объектов по вибрационным параметрам и характеристикам.

Рассмотрена декомпозиция вибрационных сигналов в виде суммы периодической и шумоподобной компонент. Временные интервалы для выделения гармоник периодической составляющей выбираются кратными их периодам, что повышает точность вычислений. Периодическая компонента отражает вибрационные процессы, обусловленные вращательным движением, в том числе с изменяющейся частотой, валов и роторов агрегатов. Обработка шумоподобной составляющей позволяет локализовать редкие всплески и возмущения в вибрационном сигнале, которые на начальных этапах развития дефектов подшипников носят случайный характер.

Приведены примеры практического применения предложенных методов и способов цифровой обработки вибрационных сигналов [8].

Литература

1. Неразрушающий контроль: справочник: в 7 т. / Ф.Я. Балицкий [и др]. – Москва: Машиностроение, 2005. – Т. 7: Книга 2. Вибродиагностика. – 485 с.
2. Clarence W. Vibration Monitoring, Testing, and Instrumentation. – Boca Raton, Florida, USA: CRC Press. 2007. – 696 p.
3. Bently D.E., Hatch C.N., Grissom B. Fundamentals of Rotating Machinery Diagnostics. – Canada: Bently pressurized bearing company, 2002. – 726 p.
4. Brancevich P., Miao X., Li Y. Organization of the vibration-based monitoring and diagnostics system for complex mechanical system // 20-th International Congress on Sound and Vibration 2013 (ICSV 20). – NY, USA, Curran Associates, Inc., 2014. – Vol. 1. – P. 612–619.
5. Фрэнкс Б. Укрощение больших данных: как извлекать знания из массивов информации с помощью глубокой аналитики. Пер. с англ. А. Баранова. – М.: Манн, Иванов и Фербер, 2014. – 352 с.
6. Бранцевич П. Ю., Базылев Е.Н. Большие данные в системах вибрационного контроля, мониторинга, диагностики / Неразрушающий контроль и диагностика. – 2016. – № 3. – С. 28-41.
7. Бранцевич П.Ю. Принятие решений в задачах, связанных с обработкой вибрационных сигналов // BIG DATA and Advanced Analytics = BIG DATA и анализ высокого уровня: сб. научных статей VIII Междунар. науч.-практ. конф. – Минск: Бестпринт, 2022. – С. 440-449.
8. Бранцевич П. Ю. Компьютерные системы и комплексы обработки вибрационных сигналов. – Минск: Бестпринт, 2023. – 282 с.
9. Бранцевич П. Ю. Цифровая обработка вибрационных сигналов. – Минск: Бестпринт, 2022. – 297 с.
10. ГОСТ ИСО 10816–1–97. Вибрация. Контроль состояния машин по результатам измерений вибрации на невращающихся частях. Часть 1. Общие требования. – Введ. 1999–07–01. – Минск. Межгосударственный совет по стандартизации, метрологии и сертификации: ИПК Изд-во стандартов, 1998. Стандартинформ, 2007. – 18 с.
11. ГОСТ 25364–97. Агрегаты паротурбинные стационарные. Нормы вибрации опор валопроводов и общие требования к проведению измерений. – Введ. 1999–07–01. – Минск. Межгосударственный совет по стандартизации, метрологии и сертификации: ИПК Изд-во стандартов, 1998. Стандартинформ, 2011. – 12 с.
12. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов. – М.: ООО «Бином-Пресс», 2006. – 656 с.
13. Основы цифровой обработки сигналов: курс лекций / А. И. Солонина [и др.]. – СПб.: БХВ-Петербург, 2005. – 768 с.
14. Анго, А. Математика для электро- и радиоинженеров. – М.: Наука, 1965. – 780 с.
15. Бронштейн И. Н., Семендяев К. А. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов. – М.: Гл. ред. физ.-мат. лит., 1986. – 544 с.
16. The empirical mode decomposition and the Hilbert spectrum for nonlinear and non stationary time series analysis / N. E. Huang, [and all]. Proceedings of R. Soc. London, Ser. A, 454. – 1998. – P. 903–995.
17. Quek S., Tua P., Wang Q. Detecting anomalies in beams and plate based on the Hilbert – Huang transform of real signals / Smart Materials and Structures 12, 2003. – P. 447–460.
18. Сиберт У. М. Цепи, сигналы, системы. Ч. 2. – М.: Мир, 1988. – 360 с.

Дата поступления 10.11.2025