

Р. В. Арсланов

КОНТРОЛЬ ПАРАМЕТРОВ ВИБРАЦИИ ГАЗОТУРБИННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ В РЕАЛЬНОМ МАСШТАБЕ ВРЕМЕНИ

В статье освещаются проблемы, связанные с измерением вибрации газотурбинных двигателей в узких полосах на частотах роторных гармоник. Предлагается корреляционный алгоритм, позволяющий реализовать измерение частот роторных гармоник вибрации в реальном масштабе времени на универсальном контроллере в составе системы управления двигателем. *Узкополосная вибрация; корреляционный алгоритм фильтрации; оконная функция; цифровой фильтр*

В последние годы отчетливо проявляются основные различия между системами управления и контроля электронных систем управления газотурбинными двигателями (ГТД), с одной стороны, и системами их диагностики, с другой стороны. Системы контроля, цель которых не допустить выхода контролируемого параметра из заданных пределов, используют, как правило, простейшие способы измерения основных физических величин. Диагностические системы строятся с учетом необходимости получения наибольшего объема информации, содержащейся, прежде всего, в сигналах вибрации и акустических шумов, создаваемых двигателем в процессе его работы. Именно поэтому для систем диагностики широко используются новые информационные технологии, часто основанные на более сложных методах измерения и анализа сигналов.

Методы и средства оценки технического состояния ГТД развивались поэтапно. Сначала использовались средства контроля различных параметров, затем системы мониторинга и после этого системы диагностики технического состояния и прогноза развития отказов. Внедрение каждого последующего вида систем дает возможность для перехода на обслуживание двигателей по фактическому состоянию, что значительно снижает экономические и технические затраты на эксплуатацию и ремонт ГТД.

Так, контроль дает информацию о величинах параметров и зонах их допустимого отклонения. При мониторинге появляется дополнительная информация о тенденциях изменения параметров во времени, которая может использоваться и для прогноза. Еще больший объем информации дает диагностирование, а именно, идентификацию места, вида и величины дефекта.

1. СОСТОЯНИЕ ВОПРОСА

Современные системы мониторинга и диагностики ГТД строятся на базе неразрушающих методов контроля и диагностирования [1].

Используемые в них методы диагностирования можно разделить на две группы:

- методы тестовой диагностики, требующие формирования искусственных возмущений, воздействующих на объект диагностики. По степени искажения возмущений судят о состоянии объекта. Возмущения имеют известные характеристики, и предметом изучения являются только те искажения, которые возникают при их передаче через объект. Подобные методы строятся на базе достаточно простых информационных технологий и широко используются для диагностирования различных узлов на этапе их изготовления и оборудования в неработающем состоянии.
- методы рабочей диагностики, используемые, в первую очередь, для оборудования, являющегося источником естественных возмущений в процессе своей работы. Эти методы ориентированы на анализ процессов формирования возмущений, а не их искажений во время распространения.

Вторая группа наиболее приемлема для анализа технического состояния ГТД, поскольку сам двигатель является мощным источником различных возмущений, которые могут нести огромную энергию и, при наличии дефектов в конструкции, могут оказать разрушающее воздействие как на сам двигатель, так и на окружающее его оборудование.

Основными источниками вибрации в ГТД являются: роторная группа, газоздушный тракт, трубопроводы и несилловые конструкции [2]. Каждый источник формирует свой вид вибрации, характерный только для него, поэтому, анализируя общую вибрацию двигателя, можно

делать выводы о состоянии как самого двигателя, так и его составных частей.

Наиболее полную информацию о состоянии двигателя дают системы вибродиагностики, но они обладают рядом недостатков, которые не позволяют широко использовать такие системы:

- они очень громоздки, что ограничивает их применение только в специализированных лабораториях, на испытательных станциях и заводах изготовителях ГТД;

- диагностическая система из-за своей универсальности имеет слишком большую стоимость, что значительно сокращает область ее применения;

- пользователь системы диагностики должен быть экспертом в данной области и иметь определенный навык работы с данной системой;

- результаты анализа выдаются не оперативно, система предварительно собирает необходимый объем информации, после чего обрабатывает ее и выдает потребителю.

Кроме этого, информация, выдаваемая диагностической системой, для среднего потребителя имеет избыточную информативность. Поэтому для получения оперативной информации о параметрах вибрации достаточно применения систем мониторинга, или, в некоторых случаях, систем контроля.

2. ВЫБОР

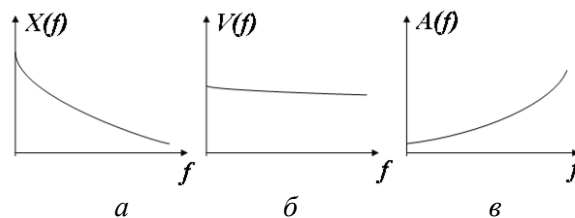
КОНТРОЛИРУЕМОГО ПАРАМЕТРА

В последнее время в электронных системах управления (ЭСУ) ГТД проявляется тенденция необходимости оперативного получения информации о параметрах вибрации двигателя. В качестве информационного сигнала могут выступать параметры виброперемещения, виброскорости и виброускорения [2]. Частотные спектры одного и того же сигнала вибрации, выраженные для виброперемещения, виброскорости и виброускорения (см. рис.) отличаются друг от друга:

- виброперемещение имеет большие значения в низкочастотной области и малые значения в высокочастотной области (рис. а), этот параметр используется при ограничении механического перемещения, так как характеризует максимальные перемещения тела;

- виброускорение, наоборот, возрастает в высокочастотной области и имеет малые значения при низкой частоте (рис. в), этот параметр характеризует силы, действующие в объекте, и используется для анализа и контроля максимальных сил при возможности возникновения деформации;

- виброскорость имеет наиболее равномерный спектр (рис. б), этот параметр характеризует кинетическую энергию, сосредоточенную в объекте диагностики и контроля.



Исходя из представленных на рисунке типовых спектров, из этих трех параметров при контроле вибрации ГТД наиболее удобным является параметр виброскорости, так как при виброконтроле ГТД легче нормировать параметр с равномерным спектром. Поэтому данный параметр чаще используется в системах диагностики и мониторинга состояния ГТД.

Контроль виброскорости может осуществляться по амплитудному значению, по среднеквадратическому или скользящему среднему, в зависимости от требований заказчика. Но с точки зрения достоверности получаемого результата, лучше всего контролировать амплитудное значение вибрации, поскольку оно характеризует максимальную энергию вибрации, которая влияет на разрушение конструктивных элементов контролируемого двигателя.

До настоящего времени в ЭСУ ГТД в основном реализовывался контроль широкополосной вибрации, которая позволяла контролировать мощность вибрации во всем рабочем диапазоне частот, для всех роторов, что не давало достоверной картины о состоянии элементов двигателя. Так как резкое увеличение амплитуды одной спектральной составляющей не сказывается сильно на общей энергии широкополосной вибрации, то система, контролирующая широкополосную вибрацию, не сможет оперативно отреагировать на такое изменение.

Однако в литературе отмечается, что основную энергию вибрации ГТД несут в себе основные роторные гармоники вибрации, которые имеют частоты, кратные частотам вращения роторов [2]. Поэтому для оперативного анализа вибрации ГТД необходимо применение в ЭСУ каналов, позволяющих контролировать не только широкополосную вибрацию, но и вибрацию на частотах основных роторных гармоник. Такой контроль является более достоверным, однако реализация таких каналов задача довольно сложная, особенно с точки зрения реализации требуемых для этого алгоритмов и аппаратных средств реализации каналов, поскольку реали-

зация этой задачи подразумевает создание измерительного канала, который в реальном масштабе времени с большой достоверностью и точностью отслеживал бы в вибрационном сигнале амплитуды составляющих с частотами, равными частотам вращения роторов.

Для решения такой задачи можно использовать различные алгоритмы: с использованием цифровых фильтров, корреляционные, авторегрессионные и т. п. [3–5].

3. КОНТРОЛЬ УЗКОПОЛОСНОЙ ВИБРАЦИИ

Из множества возможных реализаций следящих алгоритмов определения амплитуды роторных гармоник алгоритмы на основе узкополосных цифровых фильтров являются наиболее приемлемыми из-за простоты их воплощения в микроконтроллерах и сигнальных процессорах. Существуют качественные алгоритмы цифровой узкополосной фильтрации для анализа коротких записей данных, что позволяет существенно сократить время реакции системы на изменение входного сигнала [5]. Однако, во-первых, появляется сложная задача отслеживания частот роторов, во-вторых, при узкой полосе пропускания фильтра переходной процесс на его выходе имеет затяжной характер. Поэтому при контроле динамических процессов достоверность получаемой информации резко уменьшается и время реакции такой системы контроля на скачкообразное изменение сигнала будет довольно продолжительное и может быть неприемлемо для использования в процессе управления ГТД. Авторегрессионные алгоритмы подразумевают наличие априорной информации о контролируемом процессе – информации о количестве гармонических составляющих в спектре вибросигнала. В то же время известно, что спектр реального вибросигнала носит случайный характер с присутствием ярко выраженных составляющих, характеризующих роторные гармоники [2]. Поэтому для получения достоверной информации при использовании авторегрессионных методов анализа спектра необходимо строить модель большого порядка, для уменьшения влияния случайных составляющих на основные роторные гармоники вибросигнала. Увеличение порядка модели приводит к увеличению времени анализа и, вследствие этого, к резкому усложнению реализации этой модели в системах реального времени.

Из-за присущих им недостатков описанные выше методы не могут получить широкого распространения для реализации следящих алгоритмов контроля узкополосной вибрации [6].

4. КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ АЛГОРИТМ КОНТРОЛЯ УЗКОПОЛОСНОЙ ВИБРАЦИИ

Для устранения недостатков, свойственных алгоритмам следящих фильтров на основе цифровых фильтров, предлагается простой и эффективный следящий алгоритм для реализации контроля амплитуд роторных гармоник виброскорости, основывающийся на корреляционном методе спектрального анализа. Использование этого алгоритма позволяет довольно просто получать достоверную информацию о виброскоростях на частотах основных роторных гармоник и на основе этой информации контролировать параметры ГТД.

Суть предлагаемого алгоритма основывается на сравнении оцифрованного сигнала, получаемого с аналогового канала измерения вибрации с образцовым гармоническим цифровым сигналом. Для этого мгновенные значения входной информации $x(t)$, получаемые с АЦП, умножаются на мнимые $x_{\text{Im}}^3(t)$ и реальные $x_{\text{Re}}^3(t)$ отсчеты эталонного цифрового сигнала. Результаты умножения интегрируются по временному интервалу отдельно для реальной и мнимой частей. Величина временного интервала определяется потребной шириной полосы пропускания узкополосного фильтра. В результате, после получения интегральных оценок реальной и мнимой части находится их геометрическая сумма, которая и является оценкой амплитуды j -й измеряемой роторной гармоники A_j . Математически, для непрерывных сигналов этот метод может быть описан формулой:

$$A_j = \sqrt{\left(\int_0^T x(t) \cdot x_{\text{Re}}^3(t) dt\right)^2 + \left(\int_0^T x(t) \cdot x_{\text{Im}}^3(t) dt\right)^2} / T, \quad (1)$$

где T – период интегрирования; $x_{\text{Re}}^3(t)$ – реальная составляющая эталонного сигнала, $x_{\text{Im}}^3(t)$ – мнимая составляющая эталонного сигнала, определяемые выражениями:

$$x_{\text{Re}}^3(t) = \cos(\Omega^3 t), \quad (2)$$

$$x_{\text{Im}}^3(t) = \sin(\Omega^3 t), \quad (3)$$

где Ω^3 – циклическая частота вращения ротора:

$$\Omega^3 = 2\pi f_j, \quad (4)$$

f_j – частота вращения j -го ротора [Гц].

Так как формулы (1–4) подразумевают поступление непрерывного входного сигнала, то они не могут быть реализованы в микроконтроллере. Поэтому для реализации вышеописанного корреляционного следящего алгоритма

необходимо формулу (1) переписать в дискретном виде. Получим следующее выражение для измерения амплитуды роторной гармоники:

$$A_j = \frac{\sqrt{\left(\sum_{i=0}^{N-1} x_i \cdot x_{\text{Re}i}^3\right)^2 + \left(\sum_{i=0}^{N-1} x_i \cdot x_{\text{Im}i}^3\right)^2}}{N}, \quad (5)$$

где N – количество получаемых отсчетов за период интегрирования;

x_i – оцифрованные значения сигнала с канала измерения вибрации;

$x_{\text{Re}i}^3, x_{\text{Im}i}^3$ – цифровые отсчеты реальной и мнимой части цифрового сигнала.

Так как значения, получаемые в выражениях (3) и (4), лежат в пределах от минус одного до одного, то для более рационального использования разрядной сетки микроконтроллера и минимизации погрешности вычислений с фиксированной запятой необходимо ввести масштабирующий коэффициент. Получим следующие выражения для нахождения отсчетов цифрового эталонного сигнала:

$$x_{\text{Re}i}^3 = Mk \cdot \cos(\omega^3 i), \quad (6)$$

$$x_{\text{Im}i}^3 = Mk \cdot \sin(\omega^3 i), \quad (7)$$

где Mk – масштабный коэффициент;

ω^3 – цифровая частота эталонного цифрового сигнала.

Для микроконтроллеров с длиной разрядной сетки в n разрядов необходимо принимать значение масштабирующего коэффициента равным $Mk = 2^{n-1}$.

Цифровая частота эталонного сигнала для j -й гармоники определяется выражением:

$$\omega^3 = 2\pi \cdot \frac{f_j}{f_d}, \quad (8)$$

где f_d – частота дискретизации входного сигнала.

В формулу (8) входит, как множитель, значение частоты вращения j -го ротора f_j , которое является величиной переменной. Поэтому для реализации вышеописанного алгоритма узкополосного следящего цифрового фильтра напрямую необходимо постоянно измерять эту частоту для вычисления значений эталонного сигнала, с которым сравнивается измеряемый сигнал. При этом необходимо обеспечить постоянное значение цифровой эталонной частоты ω^3 на время одной операции интегрирования, т. е. принять $\omega^3 = \text{const}$ в течение периода времени T , которое имеет значительное значение (десятые доли секунды). За время интегрирования реаль-

ная частота вращения ротора может значительно измениться, что, как видно из выражения (8), приводит к возникновению значительной методической погрешности. Кроме того, постоянное вычисление значений $x_{\text{Im}i}^3$ и $x_{\text{Re}i}^3$ в ходе измерения ведет к значительным вычислительным затратам, что затрудняет реализацию этого алгоритма в масштабе реального времени при использовании универсальных микроконтроллеров. Задание всех возможных значений цифрового эталонного сигнала в табличной форме приводит к значительному уменьшению вычислительных затрат. Но при этом значительно увеличиваются потребные объемы памяти микроконтроллера, что в большинстве случаев становится неразрешимой задачей.

Для устранения данного противоречия предлагается решение, которое позволяет избавиться от вышеописанных проблем и позволяет реализовать следящий алгоритм на основе цифрового корреляционного узкополосного фильтра с минимальными временными и аппаратными затратами.

Суть этого решения заключается в применении переменной частоты дискретизации входного сигнала. При этом реализуется такой закон изменения частоты дискретизации входного сигнала, чтобы отношение между частотой вращения ротора и частотой дискретизации входного сигнала оставалось постоянным, т. е. выполнялось равенство:

$$f_d = f_j \cdot z. \quad (9)$$

По теореме Котельникова минимальное значение коэффициента кратности должно быть $z > 2$. Для более качественной обработки измерительного сигнала желательно обеспечить значение коэффициента кратности в пределах $4 \leq z \leq 10$, так как в этом случае обеспечивается минимальное значение погрешности цифровой обработки.

Для реализации переменной частоты дискретизации и выполнения равенства (9) можно воспользоваться сигналом с датчиков частоты вращения ротора, которые присутствуют в любом ГТД, так как одним из основных законов управления двигателем является управление по частоте вращения роторов. Период сигнала на выходе этого датчика есть функция от частоты вращения соответствующего ротора. Применение этого сигнала в системе контроля роторной вибрации ГТД существенно упрощает реализацию алгоритмов обработки. Принцип измерения частоты вращения чаще всего заключается в измерении количества зубьев крыльчатки, прошедших за единицу времени через измери-

тельную схему (индукционную, оптическую и т. п.). Крыльчатка через редуктор с постоянным коэффициентом передачи k связана с соответствующим ротором и имеет постоянное количество зубьев n . Выходной сигнал датчика измерения частоты представляет собой напряжение либо трапецеидальное, либо прямоугольной формы, либо формы, близкой к синусоидальной. Воспользовавшись сигналом с датчика частоты (после его перевода в цифровую форму) в качестве частоты дискретизации вибросигнала выполняем условие, описанное уравнением (9). При этом получим значение кратности частоты дискретизации и частоты вращения ротора $z = n / k$. При этом, если величина z получится значительно больше 10, применяются методы деления частоты на целое число (с помощью аппаратных или программных средств).

В результате получим постоянную величину цифровой частоты, определяемую выражением (8), которая будет равна:

$$\omega^3 = 2 \cdot \pi \cdot \frac{1}{z}. \quad (10)$$

Применив такое решение, получим минимальное количество отсчетов мнимой и реальной части эталонного сигнала, определяемых выражениями (6), (7), оно будет определяться только требуемым значением ширины полосы пропускания. В этом случае все значения эталонного сигнала можно задать в табличной форме, что значительно сокращает время вычисления и значительно упрощает реализацию алгоритма следящего узкополосного фильтра в реальном времени, а также не занимает большой объем физической памяти микроконтроллера.

Дополнительная погрешность измерения вводится высшими гармониками вибросигнала, которые при малых частотах дискретизации накладываются на измеряемые частоты. Уменьшить погрешность от высших гармоник можно с помощью входных низкочастотных аналоговых фильтров большого порядка. Но из литературы известно, что погрешность, вносимая фильтром в погрешность измерения, обуславливается технологическим разбросом входящих в него элементов и изменением параметров его элементов при изменении внешних условий и при старении элементов [7, 8]. Поэтому погрешность, вносимая самим фильтром в измерительный сигнал, возрастает с увеличением порядка фильтра, что накладывает значительные ограничения на порядок используемого фильтра. Применение же высокостабильных элементов с малыми технологическими допусками

приводит к значительному удорожанию аппаратной части. К тому же повышение порядка аналогового фильтра приводит к увеличению используемых элементов, что влияет на увеличение габаритных размеров и уменьшение надежности аппаратуры.

Поэтому для уменьшения влияния высших гармоник измеряемого сигнала автор предлагает применение комбинированного фильтра, состоящего из двух низкочастотных фильтров: аналогового фильтра низкого порядка и цифрового фильтра более высокого порядка. Аналоговый фильтр обеспечивает подавление импульсных помех и ограничивает частотную полосу аналогового сигнала перед подачей его на АЦП. В качестве цифрового низкочастотного фильтра предлагается использовать эллиптический фильтр, так как он имеет меньший порядок при большой крутизне спада амплитудно-частотной характеристики, что приводит к минимизации временных затрат на его реализацию в микроконтроллере. Для решения поставленных задач можно использовать низкочастотный эллиптический фильтр 4-го порядка, в то время как при решении той же задачи пришлось бы использовать фильтр Чебышева 6-го порядка или фильтр Батерворда 10-го порядка.

Еще одной задачей, которую необходимо решить при реализации узкополосного следящего корреляционного алгоритма, является необходимость уменьшить уровень боковых лепестков.

Для решения этой задачи предлагается использовать оконную функцию, позволяющую уменьшить величину боковых лепестков до приемлемого уровня (-40 дБ и меньше). Без применения оконной функции величина боковых лепестков узкополосного алгоритма составляет -13 дБ [4]. Такое значение является неприемлемым для большинства практических задач.

Экспериментальная проверка показала, что для решения поставленной задачи можно добиться требуемого результата при применении оконной функции $w(n)$ «кубический синус»:

$$w(n) = \text{Sin}^3\left(\frac{\pi \cdot n}{N}\right), \quad (11)$$

где n – порядковый номер цифрового отсчета за время одного цикла измерения;

N – количество цифровых отсчетов в одном цикле измерения.

Использование этой оконной функции позволяет добиться снижения уровня «боковых лепестков» до -36 дБ, при увеличении ширины основного лепестка в 1,5 раза. Для получения более качественного результата можно исполь-

зовать эллиптическую оконную функцию (оконную функцию Гаусса), которая описывается выражением [8]:

$$w(n) = e^{\left(\frac{1}{2} \left(\alpha \frac{n - \frac{N}{2}}{\frac{N}{2}} \right)^2 \right)}. \quad (12)$$

Эта оконная функция имеет наиболее оптимальные параметры, для рассматриваемого применения, уровень боковых лепестков не более -42 дБ, увеличение ширины основного лепестка всего в 1,2 раза (при $\alpha = 2,5$).

При использовании оконной функции необходимо не забывать, что, уменьшая уровень боковых лепестков, все оконные функции при этом увеличивают ширину основного лепестка узкополосного алгоритма и уменьшают общую мощность сигнала, прошедшего на выход. Мощность сигнала, на выходе узкополосного алгоритма использующего оконную функцию, всегда меньше в K_w раз, независимо от уровня самого сигнала. Поэтому для устранения влияния оконной функции необходимо умножить полученную в результате измерения величину амплитуды роторной гармоники вибросигнала на значение K_w , которое определяется экспериментально для каждой оконной функции. А для уменьшения ширины основного лепестка необходимо увеличить период интегрирования входного сигнала, что приведет к некоторому незначительному увеличению времени одного цикла измерения.

5. ПРИЛОЖЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Применение описанного выше алгоритма реализованных на универсальных микроконтроллерах в каналах контроля вибрации электронных систем управления двух газотурбинных двигателей (двухконтурного ГТД и трехконтурного ТВВД) позволяет сделать вывод о его практической реализуемости. При реализации алгоритма узкополосного цифрового корреляционного фильтра можно выделить несколько основных шагов:

- ограничение частотного спектра входного сигнала до подачи его на вход АЦП с помощью аналогового фильтра низкого порядка;
- оцифровка и ввод в микроконтроллер анализируемого сигнала с высокой частотой;
- отсчеты входного сигнала пропустить через цифровой низкочастотный фильтр высокой избирательности;
- при поступлении тактового сигнала с датчика частоты взять текущий отсчет с выхо-

да цифрового ФНЧ и умножить его на коэффициент окна;

- умножить полученное значение на значения реальной и мнимой части эталонного сигнала, задаваемые выражениями (6) и (7);
- прибавить полученные в результате этого значения к суммам, накапливающим реальные и мнимые части получаемого сигнала;
- после накопления требуемого значения N входных отсчетов найти геометрическую сумму реальной и мнимой части получившегося сигнала, используя выражение (5) для определения модуля этого сигнала;
- умножить полученное значение модуля на коэффициент окна K_w ;
- полученное в результате значение и есть величина амплитуды первой роторной гармоники анализируемого вибросигнала.

После выдачи полученного значения амплитуды первой роторной гармоники необходимо обнулить значения реальной и мнимой частей накапливаемой суммы, после чего можно начать цикл измерения заново.

ВЫВОДЫ

Использование корреляционного алгоритма узкополосной цифровой фильтрации с переменной частотой дискретизации дает возможность реализовать следящий алгоритм, имеющий следующие достоинства:

- измеряет амплитуды роторных гармоник вибрации ГТД в реальном масштабе времени;
- имеет требуемую точность для применения в реальных системах управления;
- простота его реализации значительно снижает требования к аппаратным и программным затратам, что упрощает структуру как программной, так и аппаратной части канала.

Приведенные достоинства подтверждены практически при реализации каналов контроля роторной вибрации ГТД и ТВВД. Время одного цикла измерения получилось менее 1 с, при погрешности измерения не более 2% от верхнего предела измерения, что является очень хорошим результатом для систем подобного класса.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Виброакустическая диагностика зарождающихся дефектов / Ф. Я. Балийкий, М. А. Иванова, А. Г. Соколова, Е. И. Хомяков. М.: Наука, 1984. 120 с.

2. **Сидоренко М. К.** Виброметрия газотурбинных двигателей. М.: Машиностроение, 1973. 224 с.
3. **Гольденберг Л. М., Матюшкин Б. Д., Поляк М. Н.** Цифровая обработка сигналов: Справочник. М.: Радио и связь, 1985. 312 с.
4. **Бендат Д., Пирсол А.** Применение корреляционного и спектрального анализа. М.: Мир, 1982. 362 с.
5. **Арсланов Р. В.** Алгоритм спектрального анализа коротких записей данных // XXV Гагаринские чтения: тезисы докл. междунар. молод. науч. конф. М.: МАТИ (РГТУ), 1999. С. 433–434.
6. **Арсланов Р. В.** Проблемы измерения и обработки параметров вибрации газотурбинных двигателей // Проблемы техники и технологии телекоммуникаций: сб. материалов четвертой междунар. науч.-техн. конф. Уфа: УГАТУ, 2003. С. 77–79.
7. **Гутников В. С.** Интегральная электроника в измерительных устройствах. Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд., 1988. 304 с.
8. **Макс Ж.** Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях. М.: Мир; 1983. Т. 1. 312 с.

ОБ АВТОРЕ

Арсланов Руслан Венерович, дир. фил. УГАТУ в г. Туймазы, доц. каф. теор. основ электротехн. Дипл. магистр техники и технологий (УГАТУ, 1999). Канд. техн. наук по инф.-изм. и упр. системам (УГАТУ, 2002). Иссл. в обл. цифр. обработки сигналов, инф.-изм. и упр. систем нефтегазопромысл. оборуд.