

Ю. В. ЕРМИЛОВ

Украина, Одесский национальный политехнический университет
E-mail: erm_113@rtf.ospu.odessa.ua

Дата поступления в редакцию
23.10 2002 г.

Оппоненты
д. т. н. В. А. ПАРАСОЧКИН (ОНПУ, г. Одесса),
к. ф.-м. н. В. А. ТАРАСОВ (СКБ "Молния", г. Одесса)

МЕТОД ОБНАРУЖЕНИЯ И ОЦЕНКИ УДАРНЫХ ВОЗБУЖДЕНИЙ

Метод может быть использован при разработке средств обнаружения монотонно-затухающих сигналов и оценки их параметров для широкого класса систем.

Надежность радиоэлектронной аппаратуры, работающей в системах с энергетическими установками (авиакосмические и судовые двигатели, турбины, роторные машины и др.), в значительной степени зависит от уровня диагностирования энергетических установок.

Традиционно применяемые в этих целях у нас и за рубежом спектральные либо корреляционные методы анализа виброакустических сигналов от вибродатчиков, устанавливаемых в энергетических установках, не всегда удовлетворяют предъявляемым требованиям, т. к. не позволяют производить обработку сигналов в реальном масштабе времени [1, 2].

Как известно, виброакустические сигналы представляют собой смесь регулярной составляющей (полигармонический сигнал), шумоподобный "пьедестал", случайный периодический сигнал (узкополосный либо широкополосный) и монотонно-затухающие сигналы (МЗС), т. н. "ударные возбуждения" [2, с. 11—15], наименее предсказуемые. Наличие широкого класса систем, в которых процессы представляются в виде МЗС, обусловило большой интерес к синтезу средств обнаружения МЗС и оценки их параметров.

По принципу возбуждения монотонно затухающие сигналы можно разделить на две группы: сигналы, начало формирования которых известно, т. е. следующие синхронно с импульсами или процессами, которыми они вызваны; сигналы, время формирования которых необходимо определить, т. к. неизвестно начало формирования импульсов, которыми они вызваны. Для первой группы определить начало появления сигнала можно достаточно точно, и в этом случае все усилия направляются на реализацию процедур обнаружения и измерения. Вторая группа характеризуется неизвестным началом формирования и периодом (частотой) следования как возбуждающих процессов, так и самих МЗС. Поэтому в этом случае первоначально решаются вопросы определения начала формирования сигналов и частоты их следования, а затем решаются вопросы обнаружения и измерения их параметров.

Статистическая обработка экспериментальных результатов показала, что сигналы, отображающие физические процессы, возникающие при однократных и многократных ударных возбуждениях в различных узлах роторных машин, могут быть описаны суммой

монотонно затухающих колебаний (МЗС) при соответствующем выборе их параметров.

Эксперимент показал, что наиболее часто встречаются два вида сигналов —

$$S_1(t) = \sum_{i=1}^m A_i t^{-n_i} e^{-\alpha_i t}, \quad t \geq 0; \quad (1)$$

$$S_2(t) = \sum_{i=1}^m A_i t^{-n_i} e^{-\alpha_i t} \cos(\omega_i t + \varphi_i), \quad t \geq 0, \quad (2)$$

где t — текущее время;

A — амплитуда;

n — показатель степени;

α — декремент затухания;

ω — частота;

φ — фаза.

Сигналы принципиально различаются тем, что спектр $S_1(t)$ находится в области нулевых частот, а $S_2(t)$ — в окрестности частот ω_i . Кроме того, эти сигналы могут быть одиночными или периодически повторяться с частотой вращения ротора. Выбором параметров A_i , n_i , α_i , ω_i и φ_i можно аппроксимировать реальные сигналы с высокой степенью точности для широкого класса возмущений. В большинстве случаев достаточно одного члена суммы (такие сигналы будем называть простыми МЗС). Информацию о состоянии объекта могут нести все параметры, входящие в описание МЗС.

Обнаружение и измерение параметров МЗС происходит на фоне помех. В качестве помех в работе рассмотрены собственные шумы системы (аппроксимированы независимым случайным процессом с нормальным законом распределения), импульсные хаотические помехи и помехи гармонического типа.

Процесс, подлежащий обнаружению, является квазидетерминированным сигналом, описываемым выражением (1) или (2), параметры которого могут изменяться случайным образом. Задача обнаружения таких сигналов на фоне некоррелированных помех (в нашем случае — собственных шумов, описываемых нормальным законом распределения), согласно теории статистических решений [8], сводится к задаче обнаружения сигнала с неизвестными параметрами на фоне некоррелированных шумов. В общем случае неизвестными параметрами могут быть все, входящие в описание сигнала, — амплитуда, начальная фаза, декремент (длительность), средняя частота колебаний:

$$S(t) = Ae^{-\alpha t} \cos(\omega t + \varphi_0). \quad (3)$$

Однако характер изменения этих параметров от опыта к опыту, от реализации к реализации — разный. По данным эксперимента, амплитуда и фаза изменяются от реализации к реализации по случайным законам. Декремент и частота для наблюдателя являются неизвестными, но от реализации к реализации в одном эксперименте их величина не изменяется, т. к. определяется физическими параметрами узла (объекта), который их порождает.

В связи с вышеизложенным можно предложить алгоритм (структуру приемника) обнаружения МЗС со случайными амплитудой и фазой при фиксированном декременте и частоте.

Согласно [4, с. 200] отношение правдоподобия для сигнала со случайными параметрами, законы распределений которых известны, может быть получено усреднением отношения правдоподобия для фиксированных параметров по всем возможным значениям:

$$\Lambda(y, f, \alpha) = \int \int \Lambda(y, f, \alpha, A, \varphi_0) W(A) W(\varphi_0) dA d\varphi_0, \quad (4)$$

где y — входной процесс;
 f — частота колебаний;
 φ_0 — начальная фаза;

$\Lambda(y, f, \alpha, A, \varphi_0)$ — отношение правдоподобия с известными параметрами —

$$\Lambda(y, f, \alpha, A, \varphi_0) = \frac{W_{с+п}(y)}{W_{п}(y)};$$

$W_{с+п}(y)$ — плотность распределения входного процесса $y(t)$ при наличии сигнала $S(t, \varphi, A, f, \alpha)$;

$W_{п}(y)$ — плотность распределения входного процесса при отсутствии полезного сигнала;

$W(A), W(\varphi_0)$ — априорные плотности распределения амплитуды и фазы входного сигнала.

Найдем отношение правдоподобия для сигнала со случайной фазой и амплитудой при известной частоте и декременте. Для этого воспользуемся результатами, изложенными в [4].

Процедура нахождения отношения для указанного случая состоит в определении отношения правдоподобия с известными параметрами. Затем определяется диапазон возможных изменений этих параметров и законы их распределений. (Как рассматривалось ранее, параметры монотонно затухающих сигналов изменяются от реализации к реализации случайным образом.)

При обнаружении сигналов фаза и амплитуда являются мешающими параметрами. Определив законы их распределения, можно будет избавиться от их влияния путем усреднения отношения правдоподобия по всем возможным значениям амплитуды и фазы.

Отношение правдоподобия для сигнала с известными параметрами на фоне белых шумов спектральной плотностью N_0 имеет следующий вид:

$$\Lambda(y) = \exp\left(\frac{2Z - E}{N_0}\right), \quad (5)$$

где $Z = \int_0^T y(t)S(t)dt$ — корреляционный интеграл;

$$E = \int_0^T S^2(t)dt \text{ — энергия полезного сигнала.}$$

Если принять закон распределения начальной фазы равномерным в пределах от 0 до 2π и учесть, что закон распределения амплитуды подчиняется модели флуктуаций —

$$W(A) = \begin{cases} \frac{A}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{A^2}{2\sigma^2}\right), & A \geq 0 \\ 0, & \text{для } A < 0 \end{cases} \quad (6)$$

(здесь σ^2 — дисперсия амплитуды), то отношение правдоподобия при обнаружении сигнала со случайными амплитудой и фазой на фоне некоррелированных шумов будет иметь вид [4, с. 340]

$$\bar{\Lambda}(y) = \int_0^\infty \exp\left(-\frac{A^2 E}{N_0}\right) I_0\left(\frac{2A|Z|}{N_0}\right) dA. \quad (7)$$

Так как выражение под интегралом неотрицательно, $I_0(x)$ (функция Бесселя) — монотонная функция своего аргумента, то отношение правдоподобия также является монотонной функцией модуля корреляционного интеграла. А поскольку от входного воздействия зависит только $|Z|$, то решение можно принимать на основании сравнения с порогом значения корреляционного интеграла.

Реализация согласованных фильтров для случая МЗС с неизвестными параметрами затруднительна. Поэтому на практике применяют квазисогласованные фильтры, т. е. имеет место рассогласование фильтра и сигнала. В связи с этим необходимо рассматривать вопрос о том, какие потери будет вызывать рассогласование сигнала и фильтра по параметрам, которыми описывается МЗС.

Структурная схема согласованного приемника (обнаружителя) представлена на рис. 1, где СФ — согласованный с ожидаемым сигналом линейный фильтр, АД — амплитудный детектор.

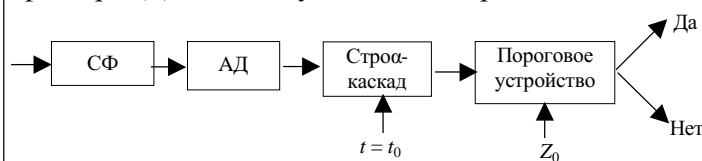


Рис. 1. Структурная схема обнаружителя

В статистической теории обнаружения показано [4, с. 328], что такой обнаружитель является оптимальным, т. к. он обеспечивает максимум вероятности правильного обнаружения $P_{по}$ при заданной вероятности ложной тревоги — $P_{лт}$, которые связаны между собой следующими соотношениями при выбранных моделях сигнала и помехи:

$$P_{по} = P_{лт}^a, \quad (8)$$

где $a = \frac{1}{1 + q^2/2}$;

$q^2 = \frac{2E}{N_0}$ — отношение сигнал/шум по энергии;

E — энергия ожидаемого сигнала;

N_0 — спектральная плотность шумов.

На практике частота и декремент МЗС неизвестны, поэтому приходится вести обнаружение сигнала в заданном диапазоне частот для различных α , т. е. возникает многоальтернативная задача — обнаружение сигнала с принятием решения относительно его средней частоты и величины декремента. Весь диапазон частот, в котором ведется обнаружение, разбивается на m интервалов равной величины Δf , в одном из которых может появиться сигнал. Для обнаружения МЗС и указания средней частоты с точностью до Δf необходимо вычислить отношение правдоподобия $\Lambda_i(y)$ для каждого интервала и сравнить с порогом.

$$\Lambda_i(y) = \int_{\Delta f} P(f) \Lambda(y, f) df, \quad i=1, 2, \dots, m. \quad (9)$$

Отношения правдоподобия, превысившие порог, отбираются и сравниваются между собой. Средняя частота присваивается по номеру канала, в котором $\Lambda_i(y)$ максимально. Увеличение числа каналов ведет к повышению точности определения частоты, но при этом увеличивается сложность приемника обнаружения.

Очевидно, что выбор числа каналов, полосы пропускания квазисогласованных фильтров определяется, с одной стороны, сложностью системы обнаружения, а с другой — потерями в отношении сигнал/шум, а следовательно, ухудшением качественных показателей как обнаружения, так и оценки параметров МЗС. Потери в отношении сигнал/шум будут зависеть как от рассогласования полосы пропускания и ширины спектра МЗС, так и от расстройки средней частоты сигнала от средней частоты настройки фильтров.

Как правило, построение систем диагностики с одновременной оценкой параметров, когда число оцениваемых параметров больше двух, сильно усложняется из-за многоканальности (рис. 2, где ПФ — полосовой фильтр; АД — амплитудный детектор). (Для упрощения построения систем обработки сигналов на практике обнаружение ведут во всем предполагаемом диапазоне возможных изменений параметров сигнала, а затем проводят оценку обнаруженных сигналов.)

Обнаружитель вибросигналов можно реализовать одноканальным на основе метода импульсного сжа-

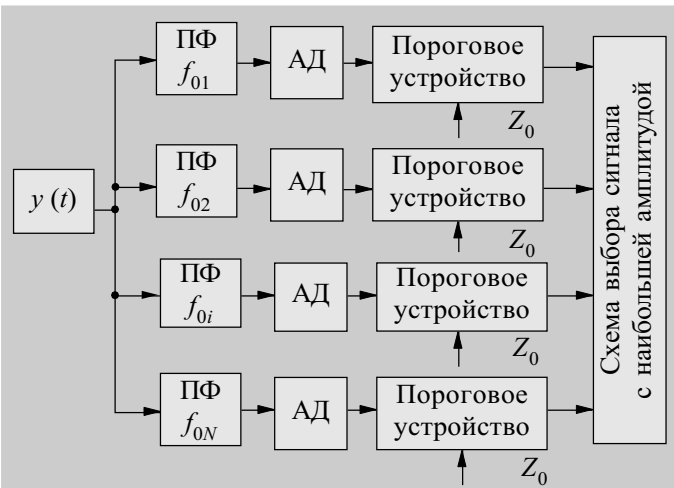


Рис. 2. Структурная схема обнаружителя с полосовыми фильтрами

тия сложных сигналов с помощью согласованных фильтров — “дисперсионного” метода [9], объединяющего в себе корреляционные и спектральные методы анализа. Свое название метод получил благодаря использованию дисперсионных линий задержек при реализации согласованного фильтра (СФ).

Суть метода заключается в том, что анализируемый сигнал (в данном случае вибросигнал) перемножается с линейно-частотно-модулированным (ЛЧМ) сигналом

$$S(t) = \exp\{2\pi j(f_0 t + bt^2/2)\}, \quad 0 \leq t \leq T \quad (10)$$

и пропускается через согласованный с ЛЧМ сигналом фильтр.

Здесь j — знак комплексности;
 f_0 — центральная частота;
 $b = 2\pi F_m/T$ — скорость нарастания ЛЧМ-сигнала;
 F_m — девиация частоты ЛЧМ-сигнала;
 T — длительность сигнала.

Для определения частоты анализируемого вибросигнала использовано свойство ЛЧМ-сигнала, которое выражается в смещении сигнала (τ_{cm}) на выходе согласованного фильтра пропорционально частоте входного (анализируемого) сигнала (f_{cm}). Поскольку сигнал на выходе СФ представлен во временной области, то по формуле [5]

$$\tau_{cm} = \frac{f_{cm} T}{F_m} \quad (11)$$

будет проводиться пересчет от τ_{cm} к f_{cm} .

Дисперсионный анализатор вибросигналов (ДАВ) построен по квадратурной схеме (рис. 3), где $y_c(x)$ — сигнал косинусного канала; $y_s(x)$ — сигнал синусного канала; ω_0 — центральная частота; \times — множитель; $\Gamma_{ЛЧМ}$ — генератор ЛЧМ-сигнала с центральной частотой ω_0 ; ОФ — оконная функция; ФД — фазовый детектор; СФ — фильтр, согласованный с ЛЧМ-сигналом; КД — квадратичный детектор; ВМ — вычислитель модуля; Н — накопитель; ПУ — пороговое устройство; h — порог; $x(t)$ — вибросигнал.

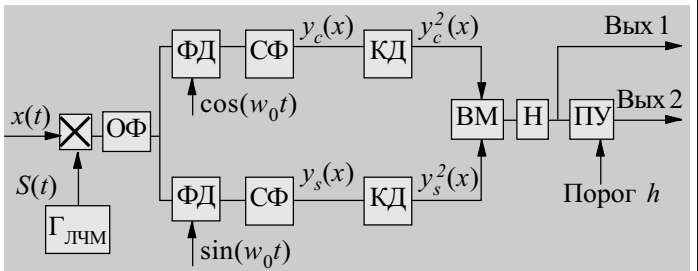


Рис. 3. Структурная схема ДАВ

Оконная функция используется для подавления боковых лепестков автокорреляционной функции (АКФ) ЛЧМ-сигнала. Использование квадратичного детектора обусловлено тем, что анализируемый вибросигнал в общем случае является случайным, кроме того, он позволяет получить квадрат искомой величины. На выходе 1 можно получить распределение амплитуд вибросигнала по частоте, на выходе 2 — сигнал, показывающий, превышает ли мгновенная амплитуда вибросигнала установленное пороговое значение.

Проведено моделирование для параметров обнаружителя (выраженных в относительных единицах,

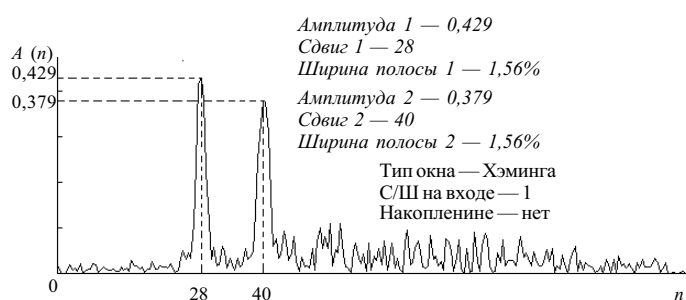


Рис. 4. Сигнал на выходе: база сигнала $D=128$; на входе смесь сигналов $\Delta f_1=0,128$, $\Delta f_2=0,312$ и шума

что позволяет обобщить результаты в любом диапазоне частот работы обнаружителя при соответствующем пересчете параметров). Результаты моделирования показали, что обнаружитель способен выделять и разрешать сигналы на фоне шума по одной реализации (рис. 4), а также проводя усреднение по нескольким реализациям (рис. 5). Здесь Δf_1 — ширина спектра первого сигнала; Δf_2 — ширина спектра второго сигнала; СП — случайный процесс; УСП — узкополосный случайный процесс; $\Delta f_{\text{СП}}$ — ширина спектра УСП.

Как и задача обнаружения ударных возбуждений, задача оценки (измерения) их параметров является статистической, и ее оптимальное решение можно получить на основе методологии раздела теории статистических решений — теории оценивания параметров [4]. Из математической модели ударных возбуждений [2, с. 11—15]

$$S(t) = A e^{-\alpha(t-\tau)} \cos[\omega(t-\tau) + \varphi_0] \quad (12)$$

следует, что параметрами, подлежащими оценке, являются амплитуда A , декремент α , время задержки τ (момент появления ударного возбуждения на интервале наблюдения), частота ω . Начальную фазу ударного возбуждения будем считать мешающим параметром, т. е. параметром, не подлежащим оценке.

В соответствии с общей постановкой задачи статистической оценки параметров сигналов задача оценивания параметров ударных возбуждений может быть сформулирована следующим образом.

Пусть в течение заданного интервала времени $[0 \leq t \leq T]$ принимается некоторая реализация случайного процесса

$$y(t) = S(t; \theta, \varphi_0) + n(t), \quad (13)$$

где $S(t; \theta, \varphi_0)$ — сигнал ударного возбуждения, представленный моделью (1) и содержащий вектор $\theta = [A, \alpha, \tau, \omega]$ неизвестных параметров, подлежащих оценке (информационных параметров), и неизвестный мешающий параметр φ_0 ; $n(t)$ — помеха, представляющая собой белый гауссовский шум со спектральной плотностью N_0 .

Будем также полагать, что информационные параметры ударного возбуждения на интервале наблюдения $[0, T]$ от времени не зависят. Мешающий параметр будем полагать случайной величиной, равномерно распределенной в интервале $[-\pi, \pi]$.

На основе наблюдения и анализа принятой реализации $y(t)$ необходимо решить, какие значения (из заданного интервала возможных значений) принимают

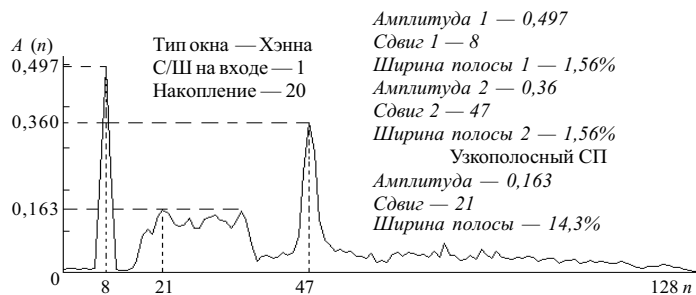


Рис. 5. Сигнал на выходе (усреднение по 20 реализациям): база сигнала $D=128$; на входе смесь сигнала 1 $\Delta f_1=0,25$, сигнала 2 $\Delta f_2=0,367$, УСП ($\Delta f_{\text{СП}}=0,195$) и белого шума

информационные параметры в этой реализации. Другими словами, на основе обработки наблюдаемой реализации $y(t)$ необходимо произвести оценку векторного информационного параметра $\theta = [A, \alpha, \tau, \omega]$.

Оценка параметра сигнала — это некоторым образом выбранная система функций (или одна функция) от наблюдаемых реализаций. Значения функций, входящих в эту систему, при фиксированной реализации $y(t)$ дают оценку неизвестных информационных параметров сигнала. Оптимальное правило оценивания, как и оптимальное правило обнаружения, определяется наилучшей в том или ином смысле системой функций, которая отыскивается методами теории статистических решений.

Для отыскания оценок параметров ударных возбуждений воспользуемся методом максимального правдоподобия, получившим наибольшее распространение в задачах оценивания параметров радиосигналов [4, с. 405] благодаря его существенным достоинствам:

- оценки, полученные по методу максимального правдоподобия (ОМП), являются асимптотически несмещенными;
- ОМП параметров асимптотически совместно эффективны;
- ОМП параметров асимптотически совместно нормальны;
- если строго (а не только асимптотически) эффективная оценка существует, то ОМП как раз и является этой оценкой;
- ОМП являются асимптотически байесовскими оценками.

(Термин “асимптотически” эквивалентен условию большого времени наблюдения или большой энергии сигнала, которые должны выполняться для достижения высокой точности измерения.)

Поскольку для случая неэнергетического параметра λ ОМП $\hat{\lambda}$ есть такое значение параметра λ , при котором комплексная огибающая наблюдаемой реализации обладает наибольшим сходством (корреляцией) с комплексной огибающей сигнала $S(t, \lambda)$, схему измерителя можно представить как набор M пар квадратурных корреляторов K (рис. 6), каждая из которых формирует пару корреляций $z_1(\lambda_i)$ и $z_2(\lambda_i)$ принятой реализации $y(t)$ с двумя копиями квадратурных компонентов сигнала $S(t, \lambda_i)$ и $S_{\perp}(t, \lambda_i)$, $i=1, 2, \dots, M$, где M — количество точек (значений) в заданном априорном интервале значений оцениваемого параметра.

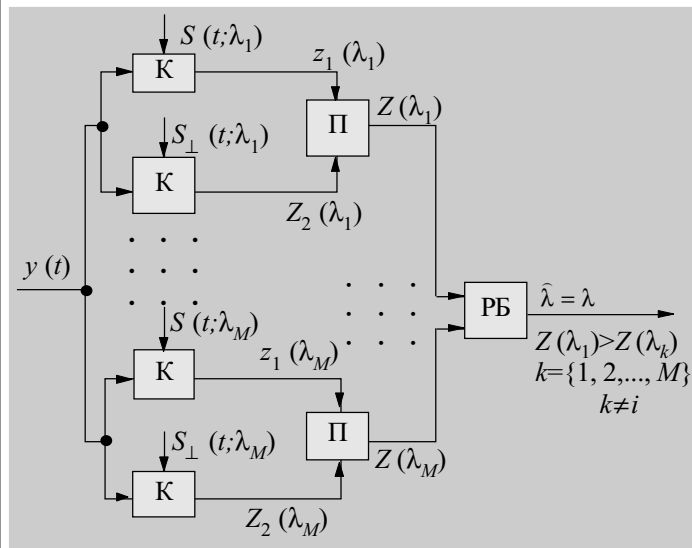


Рис. 6. Структурная схема измерителя параметров

Преобразователь П (рис. 6) осуществляет вычисление $Z(\lambda_i) = \sqrt{z_1^2(\lambda_i) + z_2^2(\lambda_i)}$, после чего решающий блок РБ выдает в качестве ОМП $\hat{\lambda}$ то значение λ_i , для которого получено максимальное значение $Z(\lambda_i)$.

Применение изложенного метода позволяет контролировать и оптимизировать виброакустические характеристики ракетных двигателей, турбин атомных и

тепловых электростанций, авиационных и морских двигателей, нефте- и газоперекачивающих станций и др.

Разработан специализированный графический пакет с возможностью конвертации в шестнадцатеричный формат графического изображения участка процесса, представляющего собой ударное возмущение, обеспечивающий взаимодействие персонального компьютера и диагностирующего устройства, работающего непосредственно с ударными возмущениями. Благодаря этому заранее могут быть получены предварительные результаты диагностирования.

Предложенный метод может быть использован при разработке средств обнаружения монотонно-затухающих сигналов и оценки их параметров для широкого класса систем, в которых процессы представляются в виде именно монотонно-затухающих сигналов.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Макс Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях: — М.: Мир, 1983.
2. Цема М. И. Измерение и обработка параметров монотонно затухающих сигналов. — Киев: Наук. думка, 1988.
3. Ямпольский Ю. С., Ермилов В. А., Ермилов Ю. В. Реакции элементов энергетических установок на ударные возбуждения // Тр. Одес. политехн. ун-та.— 2001.— № 2.— С. 93— 97.
4. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники.— М.: Сов. радио, 1968.
5. Ямпольский Ю. С., Ермилов В. А., Тесленко П. А. Обнаружение вибросигналов с неизвестной частотой // Тр. Одес. политехн. ун-та.— 1998.— № 2.— С. 141—144.

из редакционной почты

Письмо пришло от автора одной из статей в ответ на вопрос о мотивах направления статьи именно в журнал "ТКЭА".

"Уважаемая редакция, здравствуйте!

Мною выбор журнала «ТКЭА» сделан по следующим критериям: а) по оперативности публикаций; б) по дополнительному рецензированию (видимо, автор имел в виду дополнительное редактирование — прим. ред.); в) по близости к месту моего рождения; г) по близости к месту моего пребывания; д) по близости научных интересов; е) по интересу к публикациям журнала; ж) по дизайну журнала; з) по уважительному отношению к авторам и читателям; и) по престижу, по мнению руководства (автор называет свою организацию — прим. ред.); к) по другим соображениям.

Воспользовавшись «Методикой обработки экспертных оценок» (см. «ТКЭА» № 2—3, 2000, с. 36—39) и вышеперечисленными критериями, привожу сравнительную характеристику нескольких журналов (см. таблицу), где в строках указаны названия 7 журналов (мы оставили только "ТКЭА" — прим. ред.) и — по критериям а, б, в, г, д, е, ж, з, и, к — их рейтинг (Р) и приоритет (П).

Следовательно, журнал «ТКЭА», как я думаю, по привлекательности имеет высший приоритет.

Полагаю, мой ответ Вас удовлетворил.

С уважением (имярек)".

Вот такая почта.

Публикуя настоящее письмо, редакция ни в коей мере не имеет в виду бросить тень на другие издания: всякая экспертная оценка изначально субъективна, и автор письма это обстоятельство подчеркивает, да и перечень критериев об этом говорит достаточно красноречиво.

Мы же хотим этой публикацией побудить к диалогу наших читателей, особенно тех, для кого журнал "ТКЭА" имеет иные приоритеты.

Редакция журнала "ТКЭА".

Журнал \ Критерий	а	б	в	г	д	е	ж	з	и	к	Р	П
	4	4	5	4	1	3	3	3	1	2	40	2
	6	5	4	4	3	6	2	6	6	6	22	6
	5	6	2	2	1	4	4	5	4	3	34	4
ТКЭА	1	2	1	1	1	1	1	1	3	1	57	1
	3	3	3	3	1	2	5	4	2	5	37	3
	2	1	6	5	2	5	6	2	5	4	32	5
	7	7	7	7	7	7	7	7	7	7	10	7