ISSN 1561-8889. Космічна наука і технологія. 2002. Т 8. № 5/6. С. 107—111

Ю. В. Ермилов

Одеський національний політехнічний університет, м. Одеса

Анализ виброакустического состояния ракетных двигателей радиолокационными методами

Рассмотрены проблемы анализа виброакустического состояния ракетных двигателей радиолокационными методами.

Аварийные ситуации ракетных, авиационных и других энергетических установок, созданных или эксплуатируемых в Украине, выдвигают в настоящее время на первый план проблемы их диагностирования.

Опыт двадцатилетней совместной работы с НПО «Энергомаш» (Россия) показал, что традиционно применяемые у нас и за рубежом спектральные либо корреляционные методы анализа виброакустических сигналов от вибродатчиков, устанавливаемых в ракетных двигателях, не всегда удовлетворяют предъявляемым требованиям.

Как известно, виброакустические сигналы представляют собой смесь регулярной составляющей (полигармонический сигнал), шумоподобный «пьедестал», случайный периодический сигнал (узкополосный либо широкополосный) и монотонно затухающий сигнал (ударные возбуждения). Предлагается использовать известные в теории радиолокации методы анализа регулярной составляющей с помощью синхронного детектирования, а для анализа других составляющих применить дисперсионный спектрально-корреляционный метод с использованием согласованных с линейно-частотно-модулированными сигналами.

Наиболее непредсказуемыми являются ударные возбуждения. 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, так как неизвестно начало формирования импульсов, которыми они вызваны. Для первой группы определить начало появления сигнала можно достаточно точно, поэтому все усилия направлены на реализацию процедур обнаружения и измерения. Вторая группа характеризуется неизвестным началом формирования и частотой следования как возбуждающих процессов, так и самих МЗС. Поэтому первоначально в этом случае решаются вопросы определения начала формирования сигналов и частоты их следования, далее 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:

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

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

различающиеся принципиально 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. На практике кроме этих параметров для оценки состояния объекта используют еще такие [6]: τ_i — длительность МЗС, определяемая по уровню 0.1, 0.05 или 0.01 от максимального значения, выражающаяся через обобщенное затухание (декремент) как $\tau_{и0.1} = 2.3/\alpha$, $\tau_{и0.05} = 3/\alpha$, $\tau_{и0.01} = 4.6/\alpha$;

$$S_{max} = \max\left| S(t) - \int_0^{\tau_и} S(t)dt \right|$$

— максимальное отклонение;

$$K_A = A/A\sqrt{\int_0^{\tau_и} S^2(t)dt}$$

— коэффициент амплитуды;

$$K_ф = \sqrt{\int_0^{\tau_и} S^2(t)dt / \int_0^{\tau_и} S(t)dt}$$

— коэффициент формы.

Другие моменты исследуемых процессов: центр тяжести, относительный центр тяжести и т. д. менее употребимы, и мы на них останавливаться не будем.

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 сводится к задаче обнаружения сигнала с неизвестными параметрами на фоне некоррелированных шумов.

Неизвестными в общем случае могут быть все параметры, входящие в описание сигнала — амплитуда, начальная фаза, декремент, 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 различный. 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, так как она определяется физическими параметрами узла (объекта), который их порождает.

Найдем алгоритм (структуру приемника) обнаружения МЗС со случайными амплитудой и фазой при фиксированном декременте и частоте.

Согласно [2] отношение правдоподобия (ОП) для сигнала со случайными параметрами, законы распределений которых известны, может быть получено усреднением ОП для фиксированных параметров по всем возможным значениям:

$$\Lambda(y, f, \alpha) = \int_A \int_{\varphi_0} \Lambda(y, f, \alpha, A, \varphi_0) W(A) W(\varphi_0) dA d\varphi_0,$$

где $\Lambda(y, f, \alpha, A, \varphi_0) = W_{С+П}(y)/W_П(y)$ — отношение правдоподобия с известными параметрами; $W_{С+П}(y)$ — 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 [2, 3, 5].

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.

При обнаружении сигналов фаза и амплитуда являются мешающими параметрами. Определив их законы 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 вид

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

где $Z = \int_0^T y(t)S(t)dt$ — корреляционный интеграл; $E = \int_0^T S^2(t)dt$ — энергия полезного сигнала. Если принять, что закон распределения начальной фазы равномерный в пределах от 0 до 2π, а закон распределения амплитуды подчиняется модели флюктуаций

$$W(A) = \begin{cases} \dfrac{A}{\sigma^2}\exp\left(-\dfrac{A^2}{2\sigma^2}\right), & A \ge 0, \\ 0, & A < 0, \end{cases}$$

то отношение правдоподобия при обнаружении сигнала со случайными амплитудой и фазой на фоне некоррелированных шумов будет иметь вид [2, 3, 5]

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

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. Так как 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 оптимального приемника обнаружения представлена на рис. 1.

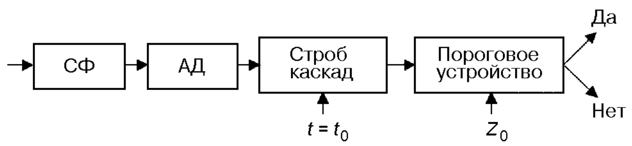

Рис. 1. Структурная схема оптимального обнаружителя СФ — согласованный с ожидаемым сигналом линейный фильтр, АД — амплитудный детектор

В статистической теории обнаружения показано, что такой приемник является оптимальным, так как 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:

$$P_{ПО} = P_{ЛТ}^{\frac{1}{1+q^2/2}},$$

где $q^2 = 2E/N_0$ — отношение сигнал/шум по энергии; E — энергия ожидаемого сигнала; N_0 — спектральная плотность шумов.

На практике частота и декремент (длительность) МЗС неизвестны, поэтому приходится вести обнаружение сигнала в заданном диапазоне частот для различных α, то есть возникает многоальтернативная задача — обнаружение сигнала с принятием решением относительно его средней частоты и величины декремента. Для этого воспользуемся методикой, изложенной в работах [3—5]. 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

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

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). Для упрощения построения систем обработки сигналов на практике обнаружение ведут во всем предполагаемом диапазоне возможных изменений параметров сигнала, а затем проводят оценку обнаруженных сигналов.

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 [1—3, 5]. Из математической модели ударных возбуждений

$$S(t) = Ae^{-\alpha(t-\tau)}\cos[\omega(t-\tau) + \varphi_0]$$

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

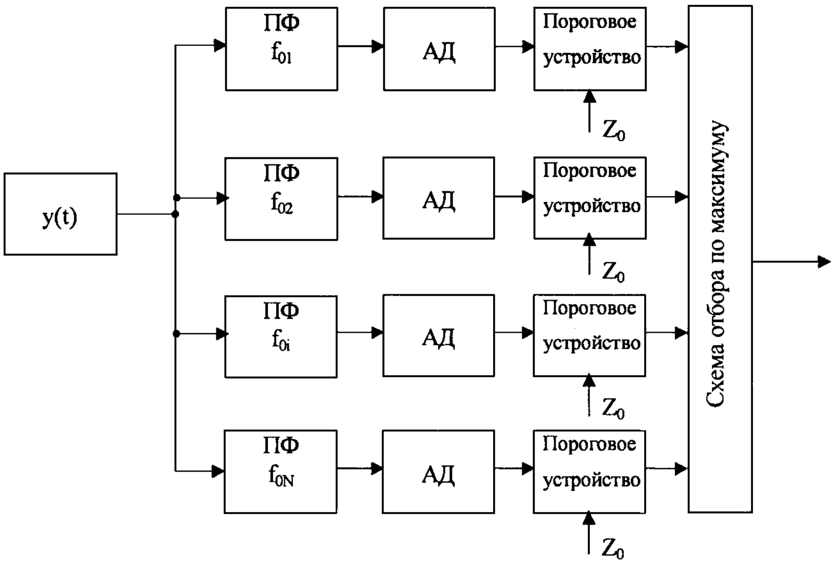

Рис. 2. Структурная схема обнаружителя с полосовыми фильтрами

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 $[0 \le t \le T]$ принимается некоторая реализация случайного процесса

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

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 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 [1—4] 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 является асимптотически байесовскими оценками.

Термин «асимптотически» эквивалентен условиям большого времени наблюдения или большой энергии сигнала, которые должны выполняться для

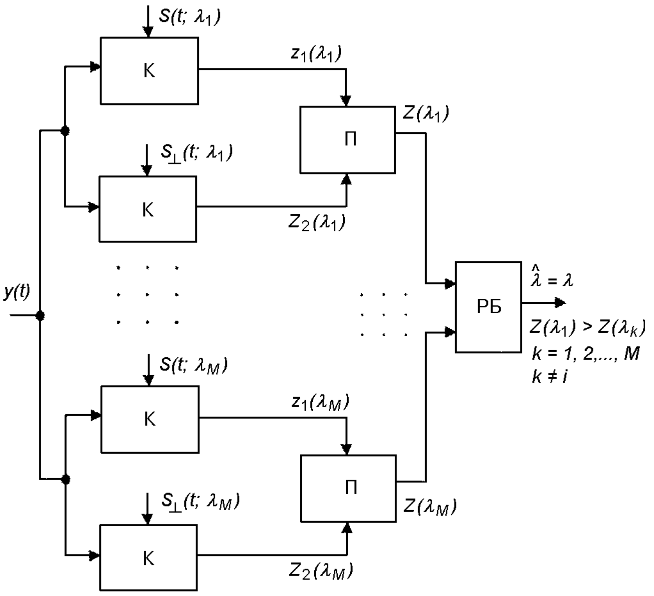

Рис. 3. Структурная схема измерителя параметров

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. 3), 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 $S_\perp(t;\lambda_i)$, $i = 1, 2, \ldots M$, где M — количество точек (значений) в заданном априорном интервале значений оцениваемого параметра.

Преобразователь П осуществляет вычисление $Z(\lambda_i) = (z_1^2(\lambda_i) + z_2^2(\lambda_i))^{1/2}$, после чего решающий блок РБ выдает в качестве ОМП $\hat{\lambda}$ то λ_i, для которого получено максимальное значение $Z(\lambda_i)$.

В заключение следует отметить, что направлением дальнейших исследований должен стать синтез подоптимальных методов обнаружения и оценки параметров МЗС при одноканальной структуре аппаратуры.

1. Куликов Е. И., Трифонов А. П. Оценка параметров сигналов на фоне помех. — М.: Сов. Радио, 1978.
2. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники — М.: Сов. Радио, 1968.
3. Радиотехнические системы / Под ред. Ю. М. Казаринова.—М.: Высш. Школа., 1990.
4. Репин В. Г., Тартаковский Т. П. Статистический анализ при априорной неопределенности и адаптация информационных систем.
5. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. — М.: Сов. Радио, 1966.
6. Цема М. И. Измерение и обработка параметров монотонно затухающих сигналов — Киев: Наукова думка, 1988.

ANALYSIS OF VIBROACOUSTIC CONDITION OF ROCKET ENGINES BY RADAR TECHNIQUES

Yu. V. Ermilov

We discuss some problems arising in the analysis of vibroacoustic condition of rocket engines by radar technique