

УДК 004.942

И. М. ГВОЗДЕВА

Одесская национальная морская академия, Одесса, Украина

ОПТИМИЗАЦИЯ ХАРАКТЕРИСТИК НАПРАВЛЕННОСТИ СИСТЕМ АКУСТИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ

Предложен метод повышения пространственной разрешающей способности средств неразрушающего акустического контроля газотурбинных двигателей при структурно-параметрическом синтезе приемных конформных систем датчиков. Метод основан на разложении желаемой характеристики направленности приемной системы акустических датчиков в бесконечный ряд полиномов Чебышева. Для определения погрешности аппроксимации используется оценка остатка сходящегося знакопеременного ряда и свойства полиномов Чебышева. Весовые коэффициенты каналов системы датчиков определяются путем решения системы нелинейных алгебраических уравнений.

Ключевые слова: *неразрушающий контроль, система акустических датчиков, пространственная разрешающая способность, характеристика направленности, ряд полиномов Чебышева.*

Введение

Проблемным вопросом обеспечения стратегии управления жизненным циклом силовых и энергетических установок по техническому состоянию является обеспечение контроля их состояния инструментальными средствами. Одной из важнейших компонент такого контроля является неразрушающий контроль с использованием акустических волн. Основная цель неразрушающего контроля (НК) газотурбинных двигателей заключается в выявлении скрытых дефектов в оборудовании, в их пространственной локализации и классификации. Применение при неразрушающем контроле методов ультразвукового зондирования имеет ряд преимуществ, так как позволяет исследовать не только поверхность конструкций, но и их внутреннюю структуру. Это дает возможность установить скрытые дефекты в оборудовании в таких ситуациях, когда другие методы диагностики неэффективны.

Для успешного решения задач пространственной локализации и классификации микродефектов необходима приемно-передающая аппаратура, обладающая высокой разрешающей способностью, как в продольном (по глубине), так и в поперечном (угловом) направлениях. При активном акустическом зондировании на апертуре приемных систем датчиков устройств акустической диагностики (УАД) формируется пространственно – временное распределение акустического поля – акустическое изображение исследуемого объекта.

Методы и технические средства акустического зондирования, используемые при НК, достигли в настоящее время высокой степени совершенства,

характерным для них является применение импульсных сигналов в излучении; использование систем пьезодатчиков, а также высокопроизводительных процессоров для пространственно–временной обработки и визуализации полученных изображений.

Известные современные системы акустических датчиков (САД) содержат достаточно большое число элементов, например, 32 и 64 элемента [1], что позволяет получить угловую разрешающую способность при приеме акустического поля около $(2 - 4)^\circ$, что на дистанции 25 см соответствует поперечному разрешению, (8 - 16) мм, т. е. в несколько раз хуже продольного разрешения. Известна система дефектоскопии [2], содержащая 120 элементов с шагом между их центрами 1,25 мм, что в тех же условиях позволяет получить угловое разрешение около 1° , а поперечное разрешение – 4,2 мм.

1. Формулирование проблемы

Для достижения сопоставимых характеристик пространственного разрешения в продольном и поперечном направлениях при аддитивной обработке выходных сигналов приемной САД необходимо увеличение ее пространственно-волновых размеров за счет увеличения числа датчиков и числа каналов приемного тракта, что сопряжено со значительным усложнением аппаратной части устройств акустической диагностики. Наиболее сложным и проблемным вопросом является достижение приемлемой угловой разрешающей способности УАД в режиме приема при наличии ограничений на число исполь-

зуемых датчиков.

В ряде работ большое внимание уделено проблеме анализа и синтеза характеристик направленности (ХН) САД в режиме излучения [3], однако проблемы синтеза приемных САД, обладающей заданной угловой (пространственной) разрешающей способностью, еще не решены в полной мере.

При решении задач НК методами акустического зондирования при наличии ограничений на число датчиков, т.е. на пространственно-волновой размер САД, возникает необходимость использования более сложных методов обработки сигналов в режиме приема. В [4–6] предложен метод взвешенной мультипликативной обработки (МВМО), позволяющий повысить разрешающую способность САД в поперечном направлении по сравнению с разрешающей способностью САД тех же волновых размеров, в которой используется аддитивная обработка сигналов. Конфигурация расположения элементов приемной САД может быть различной. Наибольший интерес при решении задач акустической диагностики представляют конформные САД, приемные элементы которых расположены на некоторой криволинейной поверхности.

Целью данной работы является обоснование метода повышения пространственной разрешающей способности средств неразрушающего акустического контроля газотурбинных двигателей путем структурно-параметрического синтеза приемных конформных САД с оптимальной характеристикой направленности.

2. Решение проблемы

Задача структурно-параметрического синтеза приемной конформной САД заданной пространственной разрешающей способности решается в следующей детерминированной постановке. Пусть $U(\theta) \subset \mathbb{U}$ – множество желаемых ХН, $X(t, \theta) \subset \mathbb{X}$ – множество выходных сигналов датчиков, F – оператор, определяющий структуру процессора пространственно-временной обработки сигналов в виде

$$\begin{aligned} \|U(\theta) - FX(t, \theta)\| &\leq \varepsilon, \\ \forall \theta \in G_\theta \quad \forall t \in E_t, \end{aligned} \quad (1)$$

где t – время; θ – пространственная координата; \mathbb{U}, \mathbb{X} – замкнутые ограниченные метрические пространства; G_θ, E_t – ограниченные множества.

Задача (1) по своей постановке относится к классу обратных задач, она является некорректной по Адамару [7]. Для получения устойчивых решений некорректных задач используются различные методы регуляризации, в том числе метод регуляризации Тихонова [7]. Однако поиск решения с помощью регуляризующего оператора применяется для

задач, называемых существенно некорректными, т.е. когда на решение нельзя наложить жесткие ограничения исходя из физических соображений. На решение задачи синтеза ХН САД могут быть наложены жесткие ограничения, поскольку получаемое решение не должно приводить к явлению сверхнаправленности, поэтому данная задача является условно корректной:

1) априори известно, что решение в виде синтезируемого оператора F существует и принадлежит некоторому заданному множеству корректности \tilde{M} , $F \in \tilde{M}$;

2) решение единственно в классе функций, принадлежащих \tilde{M} ;

3) бесконечно малым вариациям желаемой функции u , не выводящим решение F за пределы \tilde{M} , соответствуют бесконечно малые вариации решения F .

Для того чтобы задача была корректной по Тихонову, в пространстве Q выделяется некоторое подпространство $\tilde{M} \subseteq Q$, являющееся множеством корректности, или компактом, на котором решение существует, единственное и устойчивое [7].

Таким образом, использование априорной качественной информации о решении позволяет сузить класс возможных решений до компактного множества (компакта).

Поиск решения на компакте, во-первых, дает устойчивый алгоритм, а, во-вторых, в качестве приближенного решения некорректной задачи с приближенной правой частью $\tilde{u} \in F\tilde{M}$, где $F\tilde{M} \subseteq U$ (образ множества \tilde{M}) принимается любой элемент

$$\tilde{F} \in Q_\delta^{\tilde{M}},$$

$$\text{здесь} \quad Q_\delta^{\tilde{M}} = \{\tilde{F} : \tilde{F} \in \tilde{M}, \rho_u(\tilde{F}\tilde{x}, \tilde{u}) \leq \delta\}, \quad (2)$$

$Q_\delta^{\tilde{M}}$ – непустое множество. При этом

$$\lim_{\delta \rightarrow 0} \rho_F(\tilde{F}, F) = 0.$$

Решение F может быть представлено в виде следующей параметрической модели

$$F(x) = \sum_{m=1}^N b_m \varphi_m(x), \quad (3)$$

где b_m – весовые коэффициенты; $\varphi_m(x)$ – заданные на основе физических соображений линейно независимые функции; N – конечное число.

Задача сводится к отысканию таких b_1, \dots, b_N , при которых функционал

$$\beta(b_1, \dots, b_N) = \|Fx - u\|_U^2 \leq \delta \quad (4)$$

на множестве функций (3).

Если числа b_1, \dots, b_N ограничены, т.е. $|b_m| \leq b_{\max}, \forall m = 1 \dots N$, то множество функций, представимых в виде приведенной выше суммы – компакт \tilde{M} , а решение

$$F^*(x) = \sum_{m=1}^N b_m^* \varphi_m(x), \quad (5)$$

где $\beta(b_1^*, \dots, b_N^*) = \inf_{b_1, \dots, b_N} \beta(b_1, \dots, b_N)$ – квазиращение на \tilde{M} .

При использовании метода взвешенной мультипликативной обработки (МВМО) ХН приемной САД, состоящей из N эквидистантно расположенных вдоль некоторой кривой датчиков, описывается выражением [4]

$$U(\theta) = \int_0^T \bar{x}^T(t, \theta) W \bar{x}(t, \theta) dt, \quad (6)$$

где W – положительно определенная симметричная матрица, $\bar{x}(t, \theta)$ – вектор выходных сигналов датчиков, компоненты которого имеют вид

$$x_m(t, \theta) = X_{\max} \cos(\omega t + k d_m \sin \theta), \quad m = 1, \dots, N-1, \quad (7)$$

где X_{\max} и ω – соответственно амплитуда и частота выходных сигналов датчиков; d_m – расстояние между m -м и $(m-1)$ -м датчиками; m – текущий коэффициент, k – волновое число, $k = 2\pi/\lambda$, λ – длина волны принимаемого сигнала, θ – угол наблюдения, N – число датчиков.

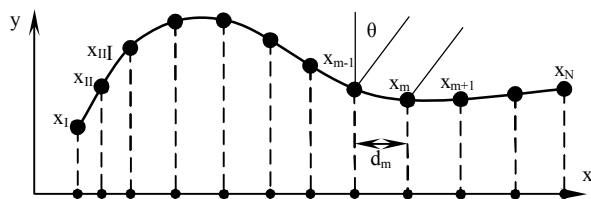


Рис. 1. Расположение элементов конформной САД

С учетом (7) выражение для ХН конформной САД можно записать следующим образом

$$U(\theta) = X_{\max}^2 \sum_{m=0}^{N-1} b_m \cos(\cos k d_m \sin \theta). \quad (8)$$

При использовании МВМО сигналов весовые коэффициенты вычисляются по формуле

$$b_m = \sum_{i=m+1}^N V_i V_{i-m}, \quad (9)$$

где V_i – весовые коэффициенты в каналах САД.

Предлагается ввести дополнительную величину, характеризующую разреженность расположения

элементов САД: $R = 2d_0/\lambda$, где $d_0 = R\lambda/2$ – условное среднее расстояние между датчиками. Тогда выражение (8) может быть записано в следующем виде

$$U(\theta) = X_{\max}^2 \sum_{m=0}^{N-1} b_m \cos \Omega_m, \quad (10)$$

где $\Omega_m = (2/R) \cdot (d_m/\lambda) \cdot (\pi R \sin \theta) = \mu_m \omega_n$, Ω_m – фазовый сдвиг сигнала на m -м датчике относительно фазового центра САД, $\mu_m = \frac{2}{R} \cdot \frac{d_m}{\lambda}$; ω_n – некоторая условная пространственная псевдочастота.

Рассмотрим функцию $\cos \mu_m \omega_n$ и разложим ее

в ряд Фурье: $\cos \mu_m \omega_n = \sum_{v=0}^{\infty} a_{mv} \cos v \omega_n$, где

a_{mv} – коэффициенты разложения, которые определяются с помощью соотношения

$$a_{mv} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi R} \cos \mu_m \omega_n \cos v \omega_n d\omega_n = (-1)^v \frac{2}{\pi} \cdot \frac{\mu_m \sin \pi \mu_m}{\mu_m^2 - v^2}. \quad (11)$$

Как видно из формулы (11), коэффициенты разложения убывают пропорционально v^2 . После подстановки Ω_m в (9) получается выражение для ХН мультипликативной конформной САД в виде разложения в ряд Фурье

$$U(\theta) = X_{\max}^2 \sum_{v=0}^{\infty} \left(\sum_{\mu=0}^{N-1} a_{mv} b_m \right) \cos(v \pi R \sin \theta) = X_{\max}^2 \sum_{v=0}^{\infty} C_v \cos(v \pi R \sin \theta). \quad (12)$$

Соотношение (12) позволяет выполнить анализ пространственной разрешающей способности произвольной иррегулярной САД с любой заданной степенью приближения (это приближение в силу свойств ряда Фурье будет наилучшим среднеквадратическим).

После введения новой переменной $y = \cos \pi R \sin \theta$ и с учетом того, что $\pi R \sin \theta = \arccos y$, получается выражение

$$U(\theta) = X_{\max}^2 \sum_{v=0}^{\infty} c_v \cos(v \arccos y) = X_{\max}^2 \sum_{v=0}^{\infty} c_v T_v(y), \quad (13)$$

где c_v – коэффициенты разложения; $T_v(y)$ – полином Чебышева порядка v .

Таким образом, ХН мультипликативной конформной САД разлагается в бесконечный ряд полиномов Чебышева. В зависимости от выбранного ви-

да обработки сигналов коэффициенты разложения (13) могут иметь различное значение. В частности, для рассматриваемой взвешенной мультипликативной обработки

$$c_v = \sum_{m=0}^{N-1} a_{mv} \sum_{i=m+1}^N V_i V_{i-m}.$$

Поскольку коэффициенты представления (13) быстро убывают с возрастанием v , в зависимости от точности анализа Δ всегда можно ограничиться конечным числом членов ряда (13). Представление (13) позволяет выполнить параметрический синтез мультипликативной конформной САД с заданной степенью приближения к желаемой ХН. Заданная ХН может быть аппроксимирована конечным рядом вида

$$U_M(\theta) = \sum_{v=0}^M z_v T_v(y),$$

где z_v – коэффициенты аппроксимации.

Для определения коэффициентов b_m , входящих в формулу (10), следует использовать следующую систему линейных алгебраических уравнений

$$\sum_{m=0}^{N-1} a_{mv} b_m = z_v, \quad v = 0, \dots, M. \quad (14)$$

В векторной форме выражение (13) записывается следующим образом: $Ab = Z$. Решение системы линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) $b = A^{-1}Z$, если оно существует, применяется в качестве входных данных для решения системы нелинейных алгебраических уравнений (9) относительно параметров b_m .

Система (14) состоит из N неизвестных коэффициентов b_m и $(M+1)$ уравнений, поэтому лишь при $(M+1) = N$ она совместна. Если $M > (N-1)$, то решения СЛАУ не существуют [8]. В этом случае необходимо либо допустить отклонение реализуемой ХН от желаемой (уменьшить M), либо использовать более сложную обработку сигналов с большим числом варьируемых параметров. Если же $M < (N-1)$, то всегда можно увеличить порядок аппроксимирующего полинома до $M = (N-1)$. Если решение СЛАУ (14) найдено, то

$$U(\theta) = U_M(\theta) + \delta, \quad (15)$$

где $\delta = \sum_{v=M}^{\infty} \left(\sum_{m=0}^{N-1} a_{mv} b_m \right) T_v(y)$, – погрешность реализуемой характеристики, определяемая остатком ряда.

Для определения погрешности аппроксимации δ предлагается оценка остатка сходящегося знакопеременного ряда и свойства полиномов Чебышева

$|T_m(y)| \leq 1$. В результате получается выражение

$$\delta \leq \frac{2}{\pi} \left| \sum_{m=0}^{N-1} \frac{\mu_m \sin \pi \mu_m}{\mu_m^2 - (m+1)^2} b_m \right|, \quad (16)$$

где $\mu_m = \frac{1}{R} \frac{dm}{\lambda/2}$; b_m – коэффициенты амплитудного распределения.

Если при $M = N$ СЛАУ (14) решена относительно b_m , то формула (16) позволяет осуществить оценку сверху суммы отбрасываемых членов ряда (15). Следует заметить, что параметр $L = \frac{d_{N-1}}{\lambda/2}$ характеризует размеры апертуры синтезируемой САД в полудлинах волн. Поэтому, если $R = 1$, то $L = N - 1$. С учетом неравенства $|\sin \pi \mu_m| \leq 1$ оценка будет выражаться следующим образом

$$\begin{aligned} \delta &\leq \frac{2}{\pi} \frac{N-1}{\pi(N+1)^2 - (N-1)^2} \sum_{m=0}^{N-1} b_m = \\ &= \frac{1}{2\pi} \left(1 - \frac{1}{N} \right) \sum_{m=0}^{N-1} b_m \end{aligned} \quad (17)$$

и ее можно использовать для предварительных расчетов.

Таким образом, последовательность структурно-параметрического синтеза приемных конформных САД с МВМО сигналов может быть представлена в следующем виде:

- аппроксимация заданной ХН полиномами Чебышева;
- решение СЛАУ (14) относительно коэффициентов разложения синтезируемой САД и оценка остатка ряда;
- решение уравнений (9) относительно искоемых весовых коэффициентов каналов САД;
- расчет полученной ХН и сравнение ее с заданной ХН.

Заключение

Основные результаты работы заключаются в том, что предлагается и обосновывается новый метод повышения пространственной разрешающей способности средств неразрушающего акустического контроля газотурбинных двигателей на основе структурно-параметрического синтеза приемных конформных САД с оптимальной ХН.

Предлагаемый метод позволяет решить задачу структурно-параметрического синтеза мультипликативных конформных САД, входящих в состав систем НК, на основе аппроксимации желаемой ХН полиномами Чебышева.

Разработаны и реализованы программные средства для компьютерной реализации предлагаемого подхода с использованием возможностей интерактивной среды MATLAB и ее приложений.

Перспективы дальнейших исследований заключаются в распространении предлагаемого подхода на синтез двумерных конформных САД.

Литература

1. Кайно, Г. *Акустические волны: устройства визуализации и аналоговая обработка сигналов [Текст] : пер. с англ. / Г. Кайно. – М. : Мир, 1990. – 656 с.*

2. *Системы акустического изображения [Текст] : пер. с англ. / под ред. Г. Уэйда. – Л. : Судостроение, 1981. – 240 с.*

3. Евтютов, А. П. *Примеры инженерных расчетов в гидроакустике [Текст] / А. П. Евтютов, В. Б. Митько. – Л. : Судостроение, 1981. – 255 с.*

4. Верлань, А. Ф. *Моделирование процессов формирования и обработки акустических коге-*

рентных изображений [Текст] / А. Ф. Верлань, В. Ф. Миргород, И. М. Гвоздева // Электронное моделирование. – 2004. – Т. 26, №5. – С. 111–118.

5. Миргород, В. Ф. *Методы обработки угловых спектров акустических изображений при неразрушающем контроле энергетического оборудования [Текст] / В. Ф. Миргород, И. М. Гвоздева // Холодильная техника и технология. – 2005. – Вып. 95. – С. 41 – 47.*

6. Миргород, В. Ф. *Мультипликативная обработка угловых спектров акустических изображений при неразрушающем контроле энергетического оборудования [Текст] / В. Ф. Миргород, И. М. Гвоздева // Электромашинобудування та електрообладнання. – К. : Техніка, 2005. – Вып. 64. – С. 92 – 99.*

7. Верлань, А. Ф. *Интегральные уравнения: методы, алгоритмы, программы [Текст] : справ. пособие / А. Ф. Верлань, В. С. Сизиков. – К. : Наук. думка, 1986. – 544 с.*

8. Корн, Г. *Справочник по математике [Текст] : для научных работников и инженеров ; пер. с англ. / Г. Корн, Т. Корн. – М. : Наука, 1983. – 832 с.*

Поступила в редакцию 2.06.2015, рассмотрена на редколлегии 19.06.2015

Рецензент: д-р техн. наук, проф. В. Ф. Миргород, Военная академия, Одесса.

ОПТИМІЗАЦІЯ ХАРАКТЕРИСТИК СПРЯМОВАНОСТІ СИСТЕМ АКУСТИЧНИХ ДАТЧИКІВ

І. М. Гвоздева

Запропоновано метод підвищення просторової роздільної здатності засобів неруйнуючого акустичного контролю газотурбінних двигунів при структурно-параметричному синтезі приймальних конформних систем датчиків. Метод засновано на розкладанні бажаної характеристики спрямованості приймальної системи акустичних датчиків в нескінченний ряд поліномів Чебишева. Для визначення похибки апроксимації використовується оцінка залишку знакозмінного збіжного ряду і властивості поліномів Чебишева. Вагові коефіцієнти каналів системи датчиків визначаються шляхом вирішення системи нелінійних алгебричних рівнянь.

Ключові слова: неруйнуючий контроль, система акустичних датчиків, просторова роздільна здатність, характеристика спрямованості, ряд поліномів Чебишева.

THE DIRECTIONAL CHARACTERISTICS OPTIMIZATION OF ACOUSTIC SENSORS SYSTEMS

I. M. Gvozdeva

The method of increase of space resolution of non-destructive acoustic control means of turbo-engines at the structure-parametric synthesis of the receiving conformal sensors systems is offered. The method is based on decomposition of the desired directional characteristic of the receiving acoustic sensors system in the infinite series of Chebyshev's polynomials. For determination of approximation error the estimation of remain of alternating convergent series and properties of Chebyshev's polynomials are used. The weighting coefficients of sensors system channels are determined by solution of nonlinear algebraic equations system.

Key words: non-destructive control, acoustic sensors system, space resolution, directional characteristic, series of Chebyshev's polynomials.

Гвоздева Ирина Маратовна – д-р техн. наук, проф., проф. кафедры, Одесская национальная морская академия, Одесса, Украина, e-mail: onopchenko@mail.ru.