

УСТРОЙСТВО ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ОТНОШЕНИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ДВУХ ВИБРАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

В ряде задач информативным сигналом изменения состояния работающего механизма, т. е. параметром модели при статистической идентификации, является отношение энергетических характеристик двух сигналов.

Примером может служить диагностика износа опоры долота турбобура, представляющей собой трехрядный подшипник качения. При сильном износе опоры довольно регулярные крутильные колебания турбобура начинают прерываться, на них накладывается случайная, с растущей дисперсией составляющая из-за заеданий в опоре, разворота роликов, схватывания отдельных элементов опоры и т. д. Как показали исследования, при этом нарушается энергетическое взаимодействие порождаемых долотом продольных и крутильных колебаний, что удобно оценивать безразмерным отношением среднеквадратических отклонений, дисперсий соответствующих вибрационных сигналов.

Известные устройства для решения этой задачи требуют раздельной оценки среднеквадратического отклонения, дисперсии каждого из сигналов с последующим делением. Высокая точность подобных устройств разомкнутой структуры может быть достигнута лишь при высокой точности и, как правило, сложности всех блоков [1], [2].

Величину K , равную отношению среднеквадратических отклонений центрированных и стационарных сигналов $\hat{X}(t)$ и $\hat{Y}(t)$

$$k = \frac{\sigma_x}{\sigma_y} = \frac{\sqrt{M[\hat{X}^2(t)]}}{\sqrt{M[\hat{Y}^2(t)]}}; \quad (1)$$

возведем в квадрат и запишем в виде уравнения относительно K :

$$\begin{aligned} K^2 M[\hat{Y}^2(t)] - M[\hat{X}^2(t)] &= M[K \hat{Y}^2(t) - \hat{X}^2(t)] = \\ &= M\{[K \hat{Y}(t) - \hat{X}(t)][K \hat{Y}(t) + \hat{X}(t)]\} = 0. \end{aligned} \quad (2)$$

Полученное уравнение может служить алгоритмом построения автокомпенсационного устройства, блок-схема которого изображена на рис. 1, где I — последовательно включенные

аналоговый ключ и фильтр нижних частот; 2 — инвертор; 3, 4 — сумматоры; 5 — перемножитель с коэффициентом преобразования C_1 ; 6 — блок усреднения с постоянной времени T ; 7 — широтно-импульсный модулятор с коэффициентом преобразования по постоянному току C_2 , длительность импульсов которого пропорциональна сигналу с блока 6; 8 — фильтр нижних частот.

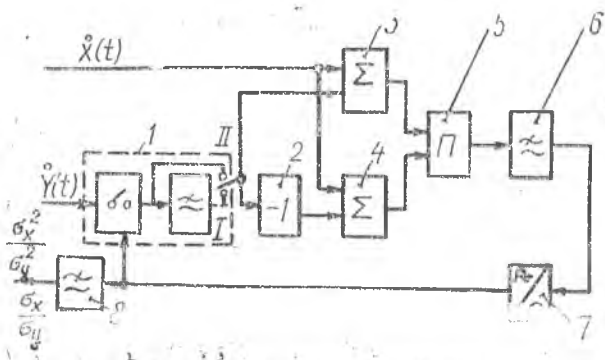


Рис. 1. Блок-схема устройства

При выборе частоты широтно-импульсного модулятора, намного превышающей среднюю частоту спектра входного сигнала $\hat{Y}(t)$, а фильтра нижних частот в блоке 1, пропускающего без искажений лишь спектр сигнала $\hat{Y}(t)$, блок 1 будет выполнять роль линейного преобразователя. Значение этого коэффициента преобразования выделяется блоком 8 и принимается за качество оценки отношения среднеквадратических отклонений сигналов $\hat{X}(t)$ и $\hat{Y}(t)$.

Выходной сигнал $\varphi(t)$ широтно-импульсного модулятора состоит из средней за период модулятора $\bar{\varphi}(t)$ и флуктуирующей $\tilde{\varphi}(t)$ составляющих.

Считая постоянные времени фильтра нижних частот в блоках 1 и 6 ламного больше периода широтно-импульсного модулятора, опишем работу устройства относительно выходного сигнала $\varphi(t)$ нелинейным дифференциальным уравнением

$$T \frac{d\tilde{\varphi}(t)}{dt} + \mu\tilde{\varphi}(t) = C [\hat{X}^2(t) - \bar{\varphi}^2(t) \cdot \hat{Y}^2(t)], \quad (3)$$

где $C = C_1 \cdot C_2$,

$\mu = 0; 1$ в зависимости от выполнения блока усреднения 6 в виде интегратора или фильтра нижних частот соответственно.

Воспользовавшись методом неканонических разложений [3], определим решение уравнения (3) в установившемся режиме:

$$\bar{\varphi}(t) \approx \frac{(V^{\mu^2 + \beta^2} - \mu) \sigma_x}{\beta \sigma_Y} + \frac{C}{T} \int_0^\infty e^{-\frac{V^{\mu^2 + \beta^2}}{T} \tau} \times \\ \times \{ [X^2(t - \tau) - \sigma_x^2] - [Y^2(t - \tau) - \sigma_Y^2] \frac{(V^{\mu^2 + \beta^2} - \mu)^2 \sigma_x^2}{\beta^2 \sigma_Y^2} \} d\tau, \quad (4)$$

где $\beta = 2 C \sigma_x \sigma_Y$.

Математическое ожидание полученной оценки

$$M[\bar{\varphi}(t)] = \frac{(V^{\mu^2 + \beta^2} - \mu) \sigma_x}{\beta \sigma_Y}. \quad (5)$$

Погрешность от смещенности определяется следующим выражением:

$$\gamma_c = \frac{M[\bar{\varphi}(t)] - \sigma_x / \sigma_Y}{\sigma_x / \sigma_Y} = \frac{V^{\mu^2 + \beta^2} - \mu - \beta}{\beta}. \quad (6)$$

Стремясь удовлетворить требования минимально необходимого априорного знания о входных сигналах и получения результатов возможно общего характера, дадим статистической методической погрешности оценки отношения среднеквадратических отклонений следующую оценку сверху:

$$\gamma_M = \sqrt{\frac{M\{[\bar{\varphi}(t) - M[\bar{\varphi}(t)]]^2\}}{M^2[\bar{\varphi}(t)]}} \ll \\ \ll \sqrt{\frac{(V^{\mu^2 + \beta^2} - \mu)^2}{2 V^{\mu^2 + \beta^2}} \frac{\tau_{kX}}{T} + \frac{(V^{\mu^2 + \beta^2} - \mu)^2}{2 V^{\mu^2 + \beta^2}} \frac{\tau_{kY}}{T}}, \quad (7)$$

где $\tau_{kX} = \int_0^\infty \rho_x^2(\tau) d\tau$, $\tau_{kY} = \int_0^\infty \rho_Y^2(\tau) d\tau$,

$\rho_x(\tau)$, $\rho_Y(\tau)$ — нормированные автокорреляционные функции сигналов $\overset{\circ}{X}(t)$ и $\overset{\circ}{Y}(t)$ соответственно.

Здесь при вычислении моментов четвертого порядка принималось, что входные сигналы распределены по нормальному закону.

Из формул (6) и (7) видим, что применение интегратора в блоке б ($\mu = 0$) или выполнение условия $\beta \gg 1$ при применении фильтра нижних частот ($\mu = 1$) делает оценку отношения среднеквадратических отклонений несмещенной и не зависящей от значений коэффициентов преобразования отдельных блоков устройства в динамическом и частотном диапазонах входных сигналов. Последнее позволяет существенно снизить требования при технической реализации к блокам перемножителя 5, ши-

отно-импульсного модулятора 7, обращая основное внимание на обеспечение требуемой чувствительности.

Задаваясь допустимыми значениями статистической методической погрешности и характеристиками входных сигналов из формулы (7), можно выбрать параметры устройства.

Рассматриваемое устройство значительно проще известных, позволяет, используя выход непосредственно широтно-импульсного модулятора 7, легко получить цифровой выход результатов, обладает высокой точностью. Кроме указанных областей применения при добавлении соответствующих фильтров оно может быть использовано для определения соотношения мощностей основной гармоник анализируемого сигнала и паразитных гармоник, соотношения мощностей составляющих сигнала, лежащих в разных полосах частот.

До сих пор переключатель находился в положении I. Если перевести его в положение II, а широтно-импульсный модулятор 7 выполнить выдающим положительные однополярные импульсы, то устройство приобретет способность оценки отношения дисперсии анализируемых сигналов со свойствами, близкими к формулам (6), (7). При этом используется свойство равенства сформированного сигнала с широтно-импульсного модулятора 7 его квадрату.

ЛИТЕРАТУРА

1. Мирский Г. Я. Аппаратурное определение характеристик случайных процессов. М., «Энергия», 1972.
2. Жилинских Р. П. Измерители отношения. М., «Советское радио», 1975.
3. Чернецкий В. И. Анализ точности нелинейных систем управления. М., «Машиностроение», 1968.

УДК 621.317.757

Ю. В. КИСЕЛЕВ

О ПРИМЕНИМОСТИ МЕТОДА ВЗАИМНЫХ СПЕКТРОВ К ЗАДАЧАМ ВИБРОАКУСТИЧЕСКОЙ ДИАГНОСТИКИ ГТД

В настоящее время для виброакустической диагностики ГТД обычно используют информацию о спектрах вибрации и шума при различных оборотах и режимах работающих изделий.