

А.Г. ПРИЙМАКОВ, к.т.н., профессор ХГТУСА, Харьков;
А.В. УСТИНЕНКО, к.т.н., доц., старший научный сотрудник
 каф. ТММ и САПР НТУ "ХПИ", Харьков;
Ю.А. ГРАДЫСКИЙ, к.т.н., доцент ХНТУСХ им. П. Василенко, Харьков

ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ВИБРАЦИИ ПРИ ВИБРОДИАГНОСТИКЕ СИЛОВЫХ ВОЛНОВЫХ ЗУБЧАТЫХ ПЕРЕДАЧ (ВЗП)

Рассмотрены факторы, влияющие на точность измерения параметров вибрации при вибродиагностике ВЗП. Получены зависимости для оптимизации параметров приборов для вибродиагностирования ВЗП.

Розглянуто фактори, що впливають на точність вимірювання параметрів вібрації при вібродіагностуванні ХЗП. Отримані залежності для оптимізації параметрів приладів для вібродіагностування ХЗП.

The factors influencing accuracy of measurement of vibration parameters at vibrodiagnosing of WTG are observed. Equations for optimization of devices parameters for vibrodiagnosings WTG are gained.

Целью данной статьи является объективная оценка и анализ влияния параметрических компонентов прибора на погрешность измерения параметров вибрации при вибродиагностике механизмов и машин [1-4].

Анализ литературных источников показывает, что единственная подобная оценка дана лишь в работе [5], причем имеет вполне конкретный пример, а авторы настоящей статьи хотят сделать эти и собственные оценки достоянием всего среднего машиностроения Украины.

Проанализируем влияние параметров компонентов приборов для вибродиагностирования ВЗП на погрешность измерения уровня виброускорения [1-3]. На эту погрешность влияют неравномерность амплитудно-частотной характеристики (АЧХ), собственный шум виброускорения, отклонение ширины эффективной полосы пропускания (ШЭПП) фильтров от номинального значения и количество блоков данных, обрабатываемых при спектральном анализе методом периодограмм [3, 4]. Поскольку эти параметры связаны с качеством прибора строго монотонными зависимостями, то это их можно рассматривать как показатели качества, и при обосновании параметров прибора использовать известные методы оптимизации по совокупности показателей качества [6].

Проанализируем влияние показателей качества прибора на погрешность измерения уровня вибрации в третьоктавной полосе частот [5]. Для этого определим максимальную погрешность измерения уровня случайной вибрации с постоянной спектральной плотностью в третьоктавной полосе частот в случае равенства уровня вибрации нижней границе рабочего диапазона уровней вибрации (т.е. нижней границе поддиапазона с наименьшим верхним пределом измерения). Так как сигнал вибрации и собственный шум прибора в силу различной физической природы некоррелированные, СКЗ результата измерения виброускорения вычислим, суммируя их геометрически, а среднеквадратическое отклонение (СКО) определим согласно [3]:

$$M(a) = \sqrt{\left(\frac{a_{\min}}{d}\right)^2 + a_n^2}; \quad (1) \quad \sigma_a = \frac{M(a)}{2\sqrt{B}}, \quad (2)$$

где M – символ математического ожидания; a_{\min} – наименьший верхний предел поддиапазона измерения виброускорения, m/c^2 ; d – динамический диапазон; a_n – собственный шум виброускорения прибора, m/c^2 ; σ_a – СКО результата измерения виброускорения, m/c^2 ; B – количество блоков данных, обрабатываемых при спектральном анализе методом периодограмм.

Определим максимальное значение составляющей погрешности измерения уровня вибрации, обусловленной собственным шумом прибора, приняв максимальное отклонение результата измерения виброускорения от его математического ожидания равным утроенному СКО:

$$E_n = 201g \frac{M(a) + 3\sigma_a}{\frac{a_{\min}}{d}} = 201g \frac{\sqrt{\left(\frac{a_{\min}}{d}\right)^2 + a_n^2} \left(1 + \frac{3}{2\sqrt{B}}\right)}{\frac{a_{\min}}{d}}, \quad (3)$$

где E_n – составляющая погрешности измерения уровня вибрации, обусловленная собственным шумом прибора, дБ.

Так как составляющие погрешности, обусловленные неравномерностью АЧХ и отклонением ШЭПП фильтра от номинального значения, пропорциональны им, то, переходя к логарифмическим единицам измерения, получим:

$$E_{AFC} = 20 \cdot 1g(1 + \Delta k); \quad (4) \quad E_{\delta} = 20 \cdot 1g(1 + \delta_f), \quad (5)$$

где E_{AFC} – составляющая погрешности измерения уровня вибрации, обусловленная неравномерностью АЧХ прибора, дБ; Δk – неравномерность АЧХ прибора; E_{δ} – составляющая погрешности измерения вибрации, обусловленная отклонением ШЭПП фильтра от номинального значения, дБ; δ_f – модуль максимального относительного отклонения ШЭПП третьоктавных фильтров от номинального значения.

Максимальную погрешность измерения уровня вибрации получим, суммируя рассмотренные составляющие погрешности и применяя разложение степенной функции в (3) в ряд Тейлора:

$$E = E_n + E_{AFC} + E_{\delta} \approx 201g \left(1 + \frac{1}{2} \left(\frac{a_n d}{a_{\min}} \right)^2 + \frac{3}{2\sqrt{B}} + \Delta k + \delta_f \right). \quad (6)$$

Таким образом, погрешность измерения уровня вибрации (от которой зависят вероятности ошибок диагностирования), может быть определена по показателям качества прибора для вибродиагностирования ВЗП.

Для обоснованного выбора параметров прибора выразим его показатели качества, входящие в (6), через параметры основных компонентов, применяя известные в теориях электронных схем и цифровой обработки сигналов соотношения.

Неравномерность АЧХ прибора определим, суммируя неравномерности АЧХ его компонентов:

$$\Delta k = \Delta k_{PA} + \Delta k_{QA} + \Delta k_F, \quad (7)$$

где Δk_{PA} – неравномерность АЧХ пьезоакселерометра, дБ; Δk_{QA} – неравномерность АЧХ усилителя заряда, дБ; Δk_F – неравномерность АЧХ фильтра нижних частот, дБ.

Неравномерность АЧХ усилителя заряда (УЗ), выполненного на основе микросхемы операционного усилителя с емкостной обратной связью [5], обусловлена уменьшением коэффициента передачи этого усилителя с увеличением частоты. Аппроксимируя эту зависимость линейно-логарифмической зависимостью [2, 3, 6] получим:

$$\Delta k_{QA}(f_{\max}) = \frac{f_{\max} C_{PA}}{f_1 C_{FB}}, \quad (8)$$

где f_{\max} – верхняя граница рабочего диапазона частот, Гц; C_{PA} – емкость пьезоакселерометра, Ф; C_{FB} – емкость конденсатора обратной связи усилителя заряда, Ф; f_1 – частота единичного усиления операционного усилителя, Гц.

Определим модуль отклонения ШЭПП третьооктавного фильтра от номинального значения. Ширина полосы пропускания при спектральном анализе методом периодограмм, основанном на усреднении результатов преобразования Фурье отдельных блоков данных, зависит от длины блока [5]

$$\Delta f(N) = \frac{k_W f_{AD}}{N}, \quad (9)$$

где Δf – абсолютная ШЭПП фильтра, Гц; N – длина блока данных; k_W – эквивалентная шумовая полоса весовой функции; f_{AD} – частота дискретизации сигнала, Гц.

Для уменьшения количества арифметических операций при вычислении спектра, рабочий диапазон частот разделяют на поддиапазоны с равными отношениями верхней и нижней частот. Определим частоту дискретизации сигнала через верхнюю границу рабочего диапазона частот и переходное отношение (то есть отношение граничных частот полос задерживания и пропускания) фильтра нижних частот [5, 6]:

$$F = \frac{f_{\max}}{f_{\min}}; \quad (10) \quad f_{AD}(n, r) = (K_F + 1) \sqrt[n]{f_{\max}^n}, \quad (11)$$

где F – отношение верхней и нижней граничных частот рабочего диапазона; f_{\min} – нижняя граница рабочего диапазона частот, Гц; K_F – переходное отношение фильтра нижних частот; n – номер поддиапазона частот; r – количество поддиапазонов частот.

Для применения способа уменьшения объема памяти, необходимой для хранения коэффициентов при вычислении преобразования Фурье, необходимо, чтобы длина блока данных была нечетной [5]. Это приведет к отклонению ШЭПП от номинального значения (равного 0,232; [1-3]). Отличие длины блока данных от расчетной длины не превысит одного отсчета, а отклонение ШЭПП будет максимальным на верхней границе рабочего диапазона частот (т.к. ей соответствует минимальная длина блока данных). Применяя формулу (9), получим:

$$\delta_f = 1 - \left| \frac{\Delta f(N-1)}{\Delta f(N)} \right| \approx \frac{0,23}{k_W (K_F + 1)}. \quad (12)$$

Определим количество блоков данных, обрабатываемых при спектральном анализе методом периодограмм, при ограничении на время анализа сигнала вибрации. Так как длины блоков данных уменьшаются с увеличением средней частоты полосы анализа (см. (9)), то из отсчетов сигнала, образующих блок данных для самой низкочастотной полосы анализа, можно сформировать несколько блоков для более высокочастотной полосы. Поэтому, для упрощения расчетов, вычислим только минимальные количества блоков, обрабатываемых в поддиапазонах частот (т.е. на их нижних границах). Время усреднения сигнала при анализе вибрации в поддиапазоне частот (равное суммарной длительности блоков данных) примем одинаковым для всех поддиапазонов, т.к. его целесообразно выбирать исходя из периода рабочего процесса в АСТ. Длительность блока данных выразим через количество отсчетов в блоке данных (9) и частоту дискретизации (11):

$$N(f) = \frac{k_W f_{AD}}{0,232 f}; \quad (13) \quad T_B(n, r) = \frac{N(f_{\min} \sqrt[n]{F^n})}{f_{AD}(n, r)}, \quad (14)$$

где T_B – длительность блока данных, с.

Время усреднения определим, рассматривая время анализа вибрации как сумму продолжительности обработки отсчетов сигнала микропроцессором (она пропорциональна времени усреднения) и произведения времени усреднения на количество поддиапазонов частот:

$$t_M = \frac{t_A}{r + t_{MP}(K_f + 1) f_{\min} \frac{10 \lg F(F-1)}{r \left(1 - \frac{1}{\sqrt[n]{F}}\right)}}, \quad (15)$$

где t_M – время усреднения сигнала вибрации, с; t_A – время анализа вибрации, с; t_{MP} – время обработки одного отсчета сигнала вибрации микропроцессором, с.

Искомое количество блоков данных, обрабатываемых при спектральном анализе методом периодограмм, определим как отношение времени усреднения к длительности блока данных:

$$B(n, r) = \frac{t_M}{T_B(n, r)}. \quad (16)$$

Собственный шум прибора можно определить, пересчитав его составляющие к входу прибора и суммировав геометрически с учетом коэффициента корреляции между ними [5, 6]. Примем, что собственные шумы усилителя заряда (УЗ), фильтра нижних частот (ФНЧ), аналого-цифрового преобразователя (АЦП) и цифровой фильтрации не коррелированы в силу различной физической природы. Следовательно,

$$a_n = \sqrt{a_{QA}^2 + a_F^2 + a_{AD}^2 + a_D^2}, \quad (17)$$

где a_{QA} – приведенный к входу прибора шум УЗ, м/с^2 ; a_F – приведенный к входу прибора шум ФНЧ, м/с^2 ; a_{AD} – приведенный к входу прибора шум АЦП, м/с^2 ; a_D – приведенный к входу прибора шум цифровой фильтрации, м/с^2 .

Основными составляющими собственного шума УЗ являются практически некоррелированные входные электродвижущая сила (ЭДС) шума и ток шума его операционного усилителя (ОУ) [5, 6]:

$$a_{QA} = \sqrt{a_U^2 + a_I^2}, \quad (18)$$

где a_U – шум виброускорения, вызванный входной ЭДС шума ОУ, м/с^2 ; a_I – шум виброускорения, вызванный входным током шума ОУ, м/с^2 .

Для определения этих составляющих шума вычислим СКЗ соответствующих составляющих выходного шумового напряжения УЗ в третьоктавной полосе частот по методике [4] и пересчитаем их к входу прибора с учетом номинального коэффициента передачи УЗ (равного отношению C_{PA} и C_{FB} [5]), коэффициента передачи пьезоакселерометра и его емкости. Учтем также, что СКЗ шума (в третьоктавной полосе частот), вызванного ЭДС шума ОУ, максимально на верхней границе рабочего диапазона частот, а шума, вызванного током шума ОУ – на его нижней границе [5, 6]:

$$a_U = \frac{0,29(C_{FB} + C_{PA})S_U \sqrt{f_{\max}}}{k_{PA}}; \quad (19) \quad a_I = \frac{0,063S_I}{k_{PA} \sqrt{f_{\min}}}, \quad (20)$$

где S_U – спектральная плотность входной ЭДС шума ОУ, $\text{В/Гц}^{1/2}$; k_{PA} – коэффициент передачи пьезоакселерометра, $\text{Кл}\cdot\text{с}^2/\text{м}$; S_I – спектральная плотность входного шумового тока ОУ, $\text{А/Гц}^{1/2}$.

Причинами помех на выходе ФНЧ являются собственный шум ФНЧ, нелинейные искажения сигнала в ФНЧ и конечное ослабление сигнала в полосе задерживания. Поскольку эти источники помех имеют разную природу, то помехи можно считать некоррелированными, а приведенный ко входу прибора шум ФНЧ в третьоктавной полосе частот определить по формуле:

$$a_F = \sqrt{a_{FU}^2 + a_{FD}^2 + a_{FR}^2}, \quad (21)$$

где a_{FU} – шум виброускорения, вызванный собственным шумом ФНЧ, м/с^2 ; a_{FD} – шум виброускорения, вызванный нелинейными искажениями сигнала в ФНЧ, м/с^2 ; a_{FR} – шум виброускорения, вызванный конечным ослаблением сигнала в полосе задерживания ФНЧ, м/с^2 .

Для определения этих составляющих шума прибора вычислим СКЗ соответствующих составляющих шумового напряжения на выходе ФНЧ в третьоктавной полосе частот и пересчитаем их к входу прибора (с учетом усилителя напряжения (УН), УЗ и пьезоакселерометра). Коэффициент передачи УН определим из условия полного использования диапазона входного напряжения АЦП при работе УН с максимальным коэффициентом передачи и синусоидальном сигнале вибрации:

$$k_A = \frac{E_{AD} C_{FB}}{2\sqrt{2}k_{PA}a_{\min}}; \quad (22) \quad a_{FU} = \frac{0,28S_{FU} \sqrt{f_{\max}} C_{FB}}{k_A k_{PA}}; \quad (23)$$

$$a_{FD} = \frac{0,36E_{AD} C_{FB} K_D}{k_{PA} k_A}; \quad (24) \quad a_{FR} = \frac{0,36E_{AD} C_{FB}}{K_R k_{PA} k_A}; \quad (25)$$

где k_A – коэффициент передачи усилителя напряжения; E_{AD} – диапазон входного напряжения АЦП, В; S_{FU} – спектральная плотность шума ФНЧ, $\text{В/Гц}^{1/2}$; K_D – коэффициент гармонических искажений ФНЧ; K_R – коэффициент ослабления ФНЧ в полосе задерживания.

Проанализируем влияние АЦП на собственный шум виброускорения прибора. Для этого воспользуемся приведенной в [5] зависимостью дисперсии шума квантования от шага квантования АЦП и тем, что спектральная плотность шума равномерно в интервале частот от нуля до половины частоты дискретизации [5]. Следовательно, СКЗ шума будет максимальным в третьоктавной полосе, расположенной на верхней границе рабочего диапазона частот вибрации. Пересчитаем СКЗ шума АЦП ко входу прибора (с учетом УН, УЗ и пьезоакселерометра), и получим СКЗ приведенного ко входу прибора шума АЦП:

$$a_{AD} = \frac{0,197C_{FB}E_{AD}}{k_{PA}k_A 2^{N_{AD}} \sqrt{K_F + 1}}, \quad (26)$$

где N_{AD} – количество разрядов АЦП.

Проанализируем влияние ограниченной разрядности (квантования) коэффициентов, применяемых при вычислении преобразования Фурье [3]:

$$|\dot{s}(f)| = \sqrt{\text{Re}^2(\dot{s}(f)) + \text{Im}^2(\dot{s}(f))}; \quad (27)$$

$$\text{Re}(\dot{s}(f)) = \frac{2}{N} \left\{ w[0]A[0] + \sum_{j=1}^{N-1} w[j] \cos\left(2\pi \frac{f}{f_{AD}} j\right) (A[j] + A[-j]) \right\}; \quad (28)$$

$$\text{Im}(\dot{s}(f)) = \frac{2}{N} \left\{ \sum_{i=1}^{N-1} w[i] \sin\left(2\pi \frac{f}{f_{AD}} j\right) (A[j] - A[-j]) \right\}, \quad (29)$$

где \dot{s} – комплексный коэффициент преобразования Фурье; w – весовой коэффициент; A – результат аналого-цифрового преобразования; j – номер отсчета в блоке данных.

Произведения весовой функции и тригонометрических функций, входящие в (28, 29) целесообразно вычислить заранее и хранить в постоянном запоминающем устройстве. При этом, во избежание переполнения при выполнении операций с целыми числами по формулам (28, 29) в системе счисления с фиксированной запятой, следует применить нормирующий множитель:

$$H_R[j] = K_N w[j] \cos\left(2\pi \frac{f}{f_{AD}} j\right); \quad H_I[j] = K_N w[j] \sin\left(2\pi \frac{f}{f_{AD}} j\right), \quad (30)$$

где H_R и H_I – вспомогательные коэффициенты; K_N – нормирующий множитель.

При разрядности АЦП 10...12 Бит и длине блока данных в несколько тысяч отсчетов, для представления коэффициентов H_R и H_I достаточно 16-битных (двухбайтных) чисел, а для накопления $\text{Re}(\dot{s}(f))$ и $\text{Im}(\dot{s}(f))$ достаточно четырехбайтных чисел. Поскольку уравнения (28, 29) имеют тот же вид, что и уравнения нерекурсивной фильтрации, то воспользуемся методикой учета влияния квантования коэффициентов нерекурсивного фильтра на погрешность результата [5, 6]. Для этого выразим входящие в (28, 29) произведения весовых и тригонометрических функций через H_R и H_I .

Затем, для получения погрешности вычисления модуля комплексного коэффициента преобразования Фурье, подставим вместо них максимальное значение модуля погрешности представления коэффициентов H_R и H_I целыми числами (т.е. 1/2). Амплитуду сигнала примем максимальной. Тогда

$$\text{Re}(\Delta\dot{s}) = \text{Im}(\Delta\dot{s}) = \frac{2}{NK_N} \sum_{i=1}^{N-1} \left(\frac{1}{2} 2^{N_{AD}-1} \right) = \frac{2^{2N_{AD}} k_W k_{WM} (K_F + 1) \sqrt{F}}{3,1 \times 10^9}; \quad (31)$$

$$|\Delta\dot{s}| = \sqrt{\text{Re}^2(\Delta\dot{s}(f)) + \text{Im}^2(\Delta\dot{s}(f))} = \sqrt{2} \text{Re}(\Delta\dot{s}), \quad (32)$$

где $\Delta\dot{s}$ – погрешность вычисления модуля комплексного коэффициента преобразования Фурье; k_{WM} – среднее значение модуля весовой функции.

Пересчитаем погрешность вычисления модуля комплексного коэффициента преобразования Фурье к входу прибора (с учетом АЦП, УН, УЗ и пьезоакселерометра) и получим составляющую шума виброускорения, обусловленную шумом цифровой фильтрации:

$$a_Q = |\Delta\dot{s}| \frac{E_{AD}}{2^{N_{AD}}} \frac{1}{k_A} \frac{C_{FB}}{C_{PA}} \frac{C_{PA}}{k_{PA}} = \frac{2^{N_{AD}} k_W k_{WM} (K_F + 1) \sqrt{F} E_{AD} C_{FB}}{k_{PA} k_A 2,2 \times 10^9}. \quad (33)$$

Таким образом, проанализировано влияние параметров основных компонентов прибора на его показатели качества, что позволяет определять погрешность измерения уровня вибрации и, следовательно, вероятности ошибок вибродиагностирования ВЗП. Полученные зависимости используются при оптимизации параметров приборов для вибродиагностирования машиностроительной техники, в частности, ВЗП.

Список литературы. 1. ГОСТ 26656-85. Техническая диагностика. Контролепригодность. Общие требования. – М.: Издательство стандартов, 1985. – 15с. **2.** *Башицкий Ф.Я.* Исследование вибрационных процессов в зубчатых передачах для целей акустической диагностики. Автореф. дисс...канд.техн.наук. – М.: 1976. – 23с. **3.** *Генкин М.Д., Соколова А.Г.* Виброакустическая диагностика машин и механизмов. – М.: Машиностроение, 1987. – 282с. **4.** *Знайдюк В.Г., Шевченко С.А.* Технология для динамической балансировки молотильных барабанов зерноуборочных комбайнов // Вісник ХНТУСГ ім. П. Василенка. – Вип. 21. – 2006. – С. 87 – 96. **5.** *Шевченко С.А.* Совершенствование технических средств и технологии диагностирования агрегатов сельскохозяйственной техники. Автореф. дисс...канд.техн.наук: 05.05.11. – Харьков, 2004. – 19с. **6.** *Пріймаков О.Г.* Системне прогнозування працездатності елементів авіаційних конструкцій. Автореф. дисс... докт.техн.наук: 05.02.09. – Харків: вид. ПМаш ім. А.М. Підгорного, 2007. – 38с.

Поступила в редколлегию 15.05.12