

Многофункциональный виброчастотный измерительный преобразователь силы с цилиндрическим резонатором

Ю. К. ТАРАНЕНКО, О. Ю. ОЛЕЙНИК

Украинский государственный химико-технологический университет, Днепр, Украина, e-mail: oleinik_o@ukr.net

Предложена математическая модель многофункционального виброчастотного измерительного преобразователя силы с цилиндрическим резонатором. Резонатор состоит из электромагнитного возбуждателя и индукционного приёмника колебаний. Приведены соотношения для оптимальной формы продольных и поперечных колебаний резонатора, при которой достигается максимальная чувствительность к контролируемому параметру и минимизируется энергия, затраченная на возбуждение колебаний резонатора. Получено соотношение сигнал–шум, учитывающее конструктивные параметры приёмника и возбуждателя колебаний. Найдена универсальная характеристика виброчастотного измерительного преобразователя частоты колебаний с цилиндрическим резонатором.

Ключевые слова: многопараметрический измерительный преобразователь, электромагнитный возбуждатель колебаний, индукционный приёмник колебаний, цилиндрический резонатор, продольная и поперечная формы колебаний цилиндра.

A mathematical model of a multifunctional vibro-frequency power transducer with an electromagnetic driver and an induction receiver for oscillations of a cylindrical resonator is obtained. Relations are given for the optimal shape of the longitudinal and transverse oscillations of a cylinder of a cylindrical resonator at which the maximum sensitivity to the monitored parameter is reached and the energy expended in excitation of oscillations of this resonator is minimized. The signal-to-noise ratio expressed through the design parameters of the receiver and exciter is obtained and the universal characteristic of the vibration frequency measuring transducer of the frequency converter of the oscillation with a cylindrical cavity resonator.

Key words: multi-parameter measuring converter, the electromagnetic exciter of vibrations, the induction receiver of vibrations of cylindrical ferromagnetic resonator, longitudinal and transverse form of oscillations of the cylinder.

Механические резонаторы с электромагнитной системой возбуждения и индукционной системой съёма колебаний для измерения таких физических величин, как сила, давление, плотность и вязкость жидких и газообразных сред, широко распространены среди профессиональных разработчиков электронной аппаратуры [1]. Преимущество использования виброчастотных датчиков с механическими резонаторами заключается в возможности телепередачи измерительной информации на большие расстояния без привлечения специальных дорогих устройств и каналов связи. Эти датчики удобны для прецизионных измерений (погрешность 0,1–0,5 % измеряемой величины или 0,04–0,25 % верхнего предела измерения), а также для автоматической обработки больших массивов информации [2].

Среди резонаторов, применяемых в технологических измерениях, особое место занимают резонаторы цилиндрического типа. Добротность колебательных систем с цилиндрическими резонаторами значительно выше добротности колебательных контуров со струнными и вибростержневыми чувствительными элементами, поэтому первичные измерительные преобразователи на основе электромеханических колебательных контуров являются наиболее перспективными. Их широкое использование ограничивают существенные недостатки: потери добротности колебательных систем (обусловленные большим рассеянием энергии в местах закрепления цилиндра) и значительная нелинейность характеристики преобразования [3].

Главная задача разработчиков электронных схем для систем самовозбуждения механических резонаторов – добиться возбуждения резонатора с определённой амплитудой на частоте, как можно близкой к частоте f_p собственных колебаний резонатора. Выполнение данного условия оценивается двумя параметрами: отклонением частоты колебаний от значения f_p и заданным отношением сигнал–шум на выходе системы возбуждения. Эти параметры зависят от конструктивных характеристик отдельно взятого резонатора и его измерительных задач. Поэтому ключевыми аспектами при разработке математической модели и универсальной характеристики измерительного преобразователя частоты колебаний резонатора является оптимизация соотношений продольной и поперечной форм колебаний резонатора, а также соотношения сигнал–шум, учитывающего конструктивные характеристики.

Большое количество исследований, направленных на получение точной адекватной математической модели виброчастотного преобразователя, подтверждает актуальность поставленной задачи. В работе [4] выполнен анализ и синтез модальных и немодальных самовозбуждённых колебаний в классе механических систем с нелинейной скоростной обратной связью. Модальное самовозбуждение с нелинейной обратной связью ускорения в классе механических систем с распределёнными параметрами исследовано в [5], однако не получено соотношение сигнал–шум. Применение в качестве резонатора ферромагнитной струны с электромагнитным преобразователем напряжения в силу опи-

сано в [6, 7]. Математическая модель для резонатора возбуждающей и приёмной катушек приведена в [8]. Разработанные модели [6, 8, 9] не учитывают параметры резонатора, который представлен как колебательное звено. Возможно, это связано со сложностью определения соотношений для описания продольных и поперечных форм (мод) колебаний цилиндра. Поэтому использование такой модели при проектировании измерительного устройства крайне ограничено. В [9, 10] получены зависящие только от распределения нагрузки возбуждения соотношения для относительных перемещений продольных и поперечных форм колебаний цилиндрического резонатора. В [11, 12] уравнение колебаний цилиндрического резонатора решено операционным методом. При этом данные о многофункциональности преобразователя на основе полученной математической модели ни в одной из перечисленных работ не приведены.

Цель работы – создание математической модели цилиндрического резонатора (далее – резонатора) с электромеханическим преобразователем силы на основе поляризованного электромагнита и механико-электрическим преобразователем перемещения на базе индукционного приёмника. Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи: вывести выражение передаточной функции резонатора для усреднённого значения перемещения его стенки, учитывающее измеряемый параметр; получить соотношение для определения оптимальных продольных и поперечных форм колебаний резонатора; найти оптимальное соотношение сигнал–шум, которое можно использовать для подбора параметров электромагнитного возбудителя колебаний и индукционного приёмника колебаний; определить универсальную характеристику виброчастотного преобразователя.

Математическая модель резонатора. Передаточная функция резонатора связывает в преобразованиях Лапласа переменную возбуждающую нагрузку q_b , распределённую по поверхности резонатора, и нормальное перемещение его стенки w . Для определения передаточной функции запишем дифференциальные уравнения движения оболочки резонатора под действием распределённых по его поверхности нормальных сил q_b , создаваемых возбудителем колебаний, и осевой постоянной силы N [11]. Уравнение колебаний резонатора имеет вид

$$\left. \begin{aligned} L_{11}U + L_{12}V + L_{13}W &= -\rho h \frac{\partial^2 U}{\partial t^2}; \\ L_{21}U + L_{22}V + L_{23}W &= -\rho h \frac{\partial^2 V}{\partial t^2}; \\ L_{31}U + L_{32}V + L_{33}W &= -\rho h \frac{\partial^2 W}{\partial t^2} + q_b + N_{np} \frac{\partial^2 W}{\partial x^2}; \\ L_{11} &= A \left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{1-\gamma}{2} \frac{\partial^2}{\partial s^2} \right); L_{12} = L_{21} = A \frac{1-\gamma}{2} \frac{\partial}{\partial x \partial s}; \\ L_{13} &= L_{31} = \gamma \frac{A}{R} \frac{\partial}{\partial x}; L_{22} = A \left(\frac{\partial^2}{\partial s^2} + \frac{1-\gamma}{2} \frac{\partial^2}{\partial x^2} \right); \\ L_{23} &= L_{32} = \frac{A}{R} \frac{\partial}{\partial s}; L_{33} = D_p \Delta \Delta + A/R^2; \\ A &= Eh/(1-\gamma^2); D_p = Eh^3/[12(1-\gamma^2)]; \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

$$\Delta = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial s^2},$$

где L_{ij} ($i, j=1, 2, 3$) – линейные дифференциальные операторы; U, V, W – перемещение точек срединной поверхности резонатора; ρ, h – соответственно плотность материала и толщина стенки резонатора; $N_{np} = N/(2\pi R)$ – продольное усилие; N – усилие; R – радиус резонатора; γ – коэффициент Пуассона; E – модуль упругости материала резонатора; D_p – цилиндрическая (изгибная) жёсткость резонатора; $x, s=R\theta$ – координаты точек срединной поверхности резонатора.

Если пренебречь тангенциальными силами инерции, то после введения функции усилий N уравнения (1) можно записать как

$$\begin{cases} D_p \Delta \Delta W + \frac{1}{R} \frac{\partial^2 N}{\partial x^2} + \rho h \frac{\partial^2 W}{\partial t^2} = q_b + N_{np} \frac{\partial^2 W}{\partial x^2}; \\ \frac{1}{Eh} \Delta \Delta N - \frac{1}{R} \frac{\partial^2 W}{\partial x^2} = 0. \end{cases}$$

Исключим из этой системы уравнений усилия N , положим, что закрепление концов резонатора соответствует условиям шарнирного опирания и аппроксимируем выражение для нормального прогиба оболочки как функции пространственных координат и времени. Чтобы учесть пространственные смещения поверхности резонатора, представим возбуждающую нагрузку в виде ряда Фурье, что при бесконечном суммировании правомерно и не приведёт к погрешности результатов:

$$q(t, x, \theta) = q_0 q_1(t) q_2(x, \theta) =$$

$$= q_0 q_1(t) \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=2}^{\infty} C_{m,n}^q \sin(m\pi x/l) \sin(n\theta);$$

$$C_{m,n}^q = \frac{2}{\pi l} \int_0^l \int_0^{2\pi} q_2(x, \theta) \sin(m\pi x/l) \sin(n\theta) dx d\theta,$$

где q_0 – коэффициент, характеризующий амплитудное значение возбуждающей нагрузки; $q_1(t), q_2(x, \theta)$ – функции, определяющие зависимость нагрузки от времени и характер распределения нагрузки по окружности резонатора; $C_{m,n}^q$ – коэффициент Фурье преобразования распределения нагрузки по поверхности резонатора; m – число полуволн вдоль образующей цилиндра; n – число волн вдоль окружности; l – длина резонатора.

Тогда соотношение для передаточной функции резонатора можно записать как

$$W_{m,n}(p) = K_{m,n} / (T_{m,n}^2 p^2 + 2\xi_{m,n} T_{m,n} p + 1);$$

$$K_{m,n} = C_{m,n}^q / d_{m,n};$$

$$T_{m,n}^2 = 1/\omega_{m,n}^2 = \rho h / d_{m,n};$$

$$\xi_{m,n} = \delta / (2\sqrt{\rho h d_{m,n}}) = 0,5 Q_{m,n},$$

где p – измеряемый параметр (плотность, вязкость или давление); $K_{m,n}, T_{m,n}, \xi_{m,n}$ – соответственно статический коэффициент передачи, постоянная времени и степень успокоения колебаний резонатора.

натора при колебаниях соответствующей формы $m \times n$; $d_{m,n}$ – эффективная жёсткость резонатора; $Q_{m,n}$, δ – добротность резонатора и коэффициент энергетических потерь, соответственно, при колебаниях данной формы; ω – частота резонанса.

Для определения оптимальных продольной и поперечной форм колебаний резонатора необходимо исключить пространственные координаты x , θ . Для этого введём коэффициент K_{ni} для i -й катушки приёмника:

$$K_{ni} = w_i / (w_{m,n})_{\max} = s_{ni}^{-1} \int_{(s_{ni})} \sin(m\pi x/l) \sin(n\theta) R dx d\theta,$$

где w_i , $(w_{m,n})_{\max}$ – соответственно среднее (в пределах воспринимающей катушки) и максимальное значения нормального прогиба резонатора при форме колебаний $m \times n$; s_{ni} – площадь i -й воспринимающей катушки приёмника.

Таким образом, возбудитель обеспечивает возбуждение заданной пространственной гармоник резонатора, а приёмник имеет r катушек расположенных в пучностях колебаний. Окончательное выражение передаточной функции резонатора для усреднённого значения перемещения стенки резонатора в пределах i воспринимающей площадки приёмника имеет вид:

$$W_{m,n}(p) = K_{ni} K_{m,n} / (T_{m,n}^2 p^2 + 2\xi_{m,n} T_{m,n} p + 1). \quad (2)$$

Особенностью передаточной функции (2) является зависимость $K_{m,n}$, $T_{m,n}$, $\xi_{m,n}$ от измеряемого параметра, что позволяет использовать данную функцию при проектировании вибращастотных датчиков различного назначения.

Определение оптимальных продольных и поперечных форм колебаний резонатора. Из передаточной функции (2) получим соотношения для измерительного преобразования первого параметра – осевой силы:

$$\omega^2 = 1/T_{m,n}^2 = \omega_0^2 (1 + K_N N); \quad (3)$$

$$\omega_0^2 = E \mu_m^2 (1 + \varepsilon \eta^2) / (\rho R^2 \eta); K_N = \eta / [2\pi R h (1 + \varepsilon \eta^2)]; \quad (4)$$

$$\mu_m = m\pi R / l; \varepsilon = h^2 / [12R^2(1 - \gamma^2)]; \eta = (\mu_m^2 + n^2)^{1/2} / \mu_m^2. \quad (5)$$

где ω_0^2 – квадрат частоты собственных колебаний резонатора; K_N – коэффициент чувствительности; μ_m , ε , η – переменные, введённые для упрощения анализа.

Функции (3), (4) исследованы на локальный экстремум для резонатора с параметрами: $E = 1,9 \cdot 10^{11}$ н/м²; $\gamma = 0,3$; $\rho = 7850$ кг/м³; $R = 0,04$ м; $l = 0,09$ м; $h = 0,001$ м, $m = 1$. Выражение для экстремумов имеет вид

$$n = n_m = \sqrt{\pi l m \sqrt{2} \left(\sqrt{3R^3 \sqrt{1 - \gamma^2} / h} - (\pi R m)^2 \right) / l}. \quad (6)$$

Полученные значения n необходимо округлять до ближайшего целого числа. Выражение (6) универсальное, его можно использовать для резонаторов, применяемых при измерениях различных параметров. При измерениях плотности

и вязкости газов достижение максимальной чувствительности потребует установки числа m полуволн вдоль образующей цилиндра.

Математическая модель системы самовозбуждения многопараметрического измерительного преобразователя. Возбуждение механических колебаний резонатора и их преобразование в электрический сигнал осуществляется электромагнитным возбудителем колебаний (далее – возбудитель) и индукционным приёмником колебаний (далее – приёмник). Данный возбудитель представляет собой поляризованный (снабжённый постоянным магнитом или питаемый постоянным током подмагничивания) электромагнит, расположенный вблизи поверхности резонатора. Недостаток электромагнитного способа возбуждения заключается в том, что при этом на резонатор действует сосредоточенная (локальная) сила, что исключает возможность распределения возбуждающих сил в строгом соответствии с выбранной формой колебания. Однако для возбудителя характерна высокая эффективность преобразования возбуждающего тока в силу, действующую на резонатор.

Приёмник и возбудитель имеют аналогичные конструкции. При колебаниях стенки резонатора изменяется номинальный зазор Δ между резонатором и катушкой и, соответственно, сопротивление магнитной цепи преобразователя. В результате изменяется магнитный поток Φ , создаваемый постоянным магнитным полем, и в обмотке приёмника наводится электродвижущая сила индукции:

$$U_n = -N_n d\Phi / dt,$$

где N_n – число витков обмотки приёмника; $d\Phi/dt$ – скорость изменения магнитного потока.

Для возбудителя в динамическом режиме связь между преобразованиями по Лапласу напряжения $U_b(p)$ и возбуждающей силы $Q(p)$ определяется передаточной функцией

$$W_b(p) = Q(p) / U_b(p) = K_b / T_b(p + 1),$$

где K_b , T_b – статический коэффициент передачи и постоянная времени возбудителя, соответственно;

$$K_b = l_m \mu_0 H_0 N_b / [4\Delta^2 (R_{вых} + R_k)],$$

$$T_b = L_k / (R_{вых} + R_k),$$

l_m – длина постоянного магнита; μ_0 – абсолютная магнитная проницаемость; H_0 – напряжённость магнитного поля в рабочей точке магнита; N_b – число витков катушки возбудителя; $R_{вых}$ – выходное сопротивление усилителя (источника сигнала возбуждения); R_k , L_k – активное сопротивление и индуктивность катушки.

Для приёмника в динамическом режиме связь между преобразованиями Лапласа напряжения $U_n(p)$ на выходе преобразователя и средним перемещением W_{cp} участка поверхности резонатора определяется передаточной функцией

$$W_n(p) = U_n(p) / W_{cpi} = K_n p / (T_n p + 1), \quad (7)$$

где K_n , T_n – статический коэффициент передачи и постоянная времени приёмника, соответственно;

$$K_n = \frac{H_0 B_0 S_{сеч} K_1 R_{вх} n_n}{(B_0 + H_0 K_2)(R_{вх} + R_k)},$$

$$T_n = L_k / (R_{вх} + K_2 R_k),$$

$R_{вх}$ – электрическое входное сопротивление усилителя; n_n – количество катушек приёмника, работающих на один вход дифференциального усилителя; H_0 , B_0 – напряжённость, индукция магнитного поля (параметры рабочей точки на кривой размагничивания магнита); $S_{сеч}$ – площадь поперечного сечения постоянного магнита; K_1 – количество катушек приёмника, работающих на один вход дифференциального усилителя; $K_2 = 0, 2 \dots 0, 3$ – коэффициент возврата по кривой размагничивания постоянного магнита.

Расположение катушек приёмника относительно узлов и пучностей (участков волны с минимальной и максимальной амплитудой колебаний, соответственно) колебаний резонатора учитывается коэффициентом K_{pi} . Если катушки приёмника расположены в пучностях, то этот коэффициент определяется по формуле

$$K_{pi} = \frac{4 \sin[m\pi x_0 / (2l)] \sin(n\theta_0 / 2)}{n m \pi x_0},$$

где x_0 , θ_0 – линейный и угловой размеры катушки.

Оптимизация соотношения сигнал–шум. Выбор и расчёт параметров возбудителя и приёмника колебаний выполняются при обеспечении требуемого соотношения сигнал–шум:

$$\frac{C}{\Sigma} = \frac{W_n(p)}{U_{\Sigma}} \sum_{i=1}^{K_1} \frac{W_{cpi}}{\Delta},$$

где C – сигнал; $\Sigma = 5 \cdot 10^{-5}$ В – шум на входе усилителя.

На один выход приёмника работает одна катушка ($K_1 = 1$), резонатор совершает гармонические колебания на собственной частоте $\omega_{m,n}$. Из соотношения (7) найдём выражения для амплитудного значения, усреднённого относительно прогиба резонатора:

$$(W_{cpi} / \Delta)_m = C U_{\Sigma} / [A_n(\omega_{m,n}) \Sigma], \quad (8)$$

где $A_n(\omega_{m,n})$ – модуль передаточной функции преобразователя.

С учётом выражений (3), (4), а также расчётных значений эффективной жёсткости $d_{m,n}$ и добротности резонатора $Q_{m,n}$ формула (8) примет вид

$$(W_{cpi} / \Delta)_m = C_{m,n}^q K_{pi} Q_{m,n} q_0 / (\Delta d_{m,n}),$$

где $q_0 = A_n(\omega_{m,n}) U_{\Sigma} = |W_n(p) U_{\Sigma}|$; $A_n(\omega_{m,n}) = |W_n(p) U_{\Sigma}|$ – модуль передаточной функции возбудителя при $\omega = \omega_{m,n}$; U_{Σ} – амплитуда возбуждающего сигнала.

После преобразования соотношения (3) с использованием выражений (2), (4) и при учёте равенства $d_{m,n} = \omega_{m,n}^2 \rho h$ требуемое соотношение сигнал–шум принимает вид

$$\frac{C}{\Sigma} = \frac{C_{m,n}^q K_{pi} Q_{m,n} A_n(\omega_{m,n}) A_n(\omega_{m,n}) U_{\Sigma}}{\Delta U_{\Sigma} \omega_{m,n}^2 \rho h}. \quad (9)$$

Соотношение (9) позволяет выбирать параметры возбудителя и приёмника системы возбуждения колебаний резонатора, обеспечивающие заданное значение сигнал–шум. Таким образом, появляется возможность добиваться необходимого значения сигнал–шум в результате подбора параметров системы возбуждения колебаний. Однако нестабильность амплитуды колебаний сигнала приводит к дополнительной погрешности резонатора. Абсолютное значение ΔN этой погрешности определяется из (9) с учётом (3) и дифференцирования по отношению сигнал–шум:

$$\Delta N = \frac{C_{m,n}^q K_{pi} Q_{m,n} A_n(\omega_{m,n}) A_n(\omega_{m,n}) U_{\Sigma}}{\Delta U_{\Sigma} \omega_{m,n}^2 \rho h (C/\Sigma)^2} \Delta(C/\Sigma)$$

Нестабильность коэффициента передачи линейной части резонатора также приводит к нестабильности сигнала и влияет на абсолютную погрешность. Детальный расчёт параметров автоколебательной системы можно выполнить в соответствии с методикой [13].

Универсальная характеристика измерительного преобразования. Данная характеристика описывает частоту измерительного преобразователя:

$$f = f_0 \sqrt{\frac{1 + K_N N}{1 + K_{p1} \rho_1 + K_{p2} \rho_2}} \times \left\{ 1 + \frac{1}{2} \left[\left(\frac{\alpha_E}{1 + K_N N} - 2\alpha_R \right) - K_{pt} \right] \Delta t \sqrt{1 - \left(\frac{1}{2Q^2(\mu)} \right)} \right\},$$

$$f_0 = \xi \frac{n^2 h}{2\pi r^2} \sqrt{\frac{E}{6\rho(1 - \gamma^2)}},$$

$$K_{p1} = \frac{r}{1 - \rho_1 n h} \frac{(r/r_B)^{2n} + 1}{(r/r_B)^{2n}},$$

$$K_{p2} = \frac{r}{\rho_2 n h} \frac{(r/r_H)^{2n} + 1}{(r/r_H)^{2n} - 1},$$

где f_0 – циклическая частота собственных колебаний резонатора в вакууме; K_{p1} , K_{p2} – коэффициенты чувствительности резонатора к плотностям газа во внутренней полости ρ_1 и снаружи резонатора ρ_2 ; r , r_B , r_H – радиусы срединной, внутренней и наружной поверхностей сечения резонатора, соответственно; α_E – температурный коэффициент модуля упругости; α_R – температурный коэффициент линейного расширения материала резонатора; K_{pt} – объёмный температурный коэффициент расширения газов; $Q(\mu)$ – добротность резонатора (определяется экспериментально как функция от динамической вязкости μ газов); $\xi = 1, 3$ – коэффициент демпфирования для концов резонатора в виде фланцев.

Данную характеристику измерительного преобразователя можно признать универсальной, так как в полученной функции преобразования частота колебаний резонатора функционально зависит от продольного усилия, температуры, плотности, вязкости и давления газа. Конструктивные характеристики резонатора обусловлены диапазоном измерения датчика и определяются расчётным путем.

Экспериментальная оценка точности системы самовозбуждения. Для оценки точности системы самовозбуждения использовался цилиндрический резонатор с продольными и поперечными колебаниями, полученными по соотношению (6), и параметрами возбудителя и приёмника, рассчитанными по соотношению (9) для $C/W=200$. Резонатор, изготовленный из листовой магнитной стали с последующей термообработкой, с фланцами жёстко закреплён на массивном основании. Длина резонатора $l=32$ мм, срединный радиус $r=20$ мм, толщина стенки $h=0,1$ мм. Измеренные фазовые сдвиги $\Delta\varphi$ при индуктивности $L_k=15$ мГн составляют 0,1 и 0,9 для входной и выходной цепей, соответственно. Резонансная частота f_p ненагруженного резонатора, заполненного воздухом внутри и находящегося в воздушной среде, по результатам измерений составила 5869,25 Гц. Коэффициент K передачи обратной связи задавался в долях расчётного номинального $K_{ном}$ из массива $M=[1,00; 0,85; 0,75; 0,65; 0,55; 0,35; 0,15]$. В эксперименте использовался запрограммированный средствами LabVIEW 2015 приборный интерфейс с заказным блоком сопряжения с компьютером.

Комплексная оценка абсолютной погрешности измерительного преобразователя определялась как разность между частотой возбуждения и собственной частотой резонатора: $\Delta f = f - f_p$, при указанных выше частоте f_p и массиве M для двух типов нелинейности [3] (таблица).

Полученные значения абсолютной погрешности позволяют использовать предложенную модель системы самовозбуждения многопараметрического измерительного преобразователя для разработки виброчастотных датчиков плотности (650–1380 кг/м³), вязкости (0,0001–100 Па·с), давления (0,0035–0,3 МПа). Погрешность датчика обусловлена его чувствительностью, которая в конкретном случае определяется экспериментально при градуировке [14].

Выводы. Найдены оптимальные соотношения форм продольных и поперечных колебаний резонатора, при которых энергия, затрачиваемая системой возбуждения, будет минимальной, а чувствительность к измеряемой величине – максимальной. Определено соотношение для параметров электромагнитного возбудителя и индукционного приёмника колебаний резонатора, учитывающее требуемое значение сигнал–шум. Получена универсальная характеристика виброчастотного датчика для преобразования продольного усилия, действующего на резонатор, а также плотности и вязкости газа, контактирующего с поверхностью резонатора, в частоту колебаний этого резонатора.

Л и т е р а т у р а

1. Abdallah A., Reichel E. K., Voglhuber-Brunmaier T., Heinisch M., Clara S., Jakoby B. Symmetric mechanical plate

Абсолютная погрешность многофункционального измерительного преобразователя

Коэффициент передачи обратной связи	Отклонение резонансной частоты измерительного преобразователя при нелинейности различных типов, Гц	
	«Мягкий» тип	«Насыщение»
1,00	1,25	5,8
0,85	1,20	5,4
0,75	1,15	4,5
0,65	0,98	3,4
0,55	0,90	2,8
0,35	0,84	1,6
0,15	0,70	Срыв колебаний

resonators for fluid sensing // Sensors and Actuators A: Phys. 2015. V. 232. P. 319–328.

2. Дивин А. Г., Пономарёв С. В., Мозгова Г. В. Методы и средства измерений, испытаний и контроля: учебное пособие. Тамбов: Изд-во ФГБОУ ВПО «ТГТУ», 2012.

3. Oliynyk O., Taranenko Yu., Shvachka A., Chorna O. Development of auto-oscillating system of vibration frequency sensors with mechanical resonator // Eastern-European J. Enterprise Technol. 2017. V. 85. P. 56–60.

4. Malas A., Chatterjee S. Analysis and synthesis of modal and non-modal self-excited oscillations in a class of mechanical systems with nonlinear velocity feedback // J. Sound and Vibration. 2015. V. 334. No. 6. P. 296–318.

5. Malas A., Chatterjee S. Modal self-excitation by nonlinear acceleration feedback in a class of mechanical systems // J. Sound and Vibration. 2016. V. 376. P. 1–17.

6. Hui-Ling Z., Xin-Yin Z. The high precision vibration signal data acquisition system based on the STM32 // Sensors & Transducers. 2014. V. 172. P. 98–104.

7. Xiao-Long W., Lan D., Lei W., Li Hua C. Analysis and experimental concepts of the vibrating wire alignment technique // Chinese Phys. C. 2014. V. 38. No. 11. P. 117010.

8. Arutunian S. G., Bakshetyan K. G., Dobrovolsky N. M., Mailian M. R., Poghosyan L. A., Sinenko I. G., Soghoyan H. E., Vasiniuk I. E., Wittenburg K. Petra proton beam profiling by vibrating wire scanner // Proc. DIPAC. 2005. V. 38. No. 32. P. 181–183.

9. Viman L., Lungu S. Electrical coupled model for two coils vibrating wire transducer // 33rd Intern. Spring Seminar IEEE. Electronics Technology (ISSE), 2010. P. 421–426.

10. Zhang X. M., Liu G. R., Lam K. Y. Vibration analysis of thin cylindrical shells using wave propagation approach // J. Sound and Vibration. 2001. V. 239. No. 3. P. 397–403.

11. Woodfield P. L. Transient analytical solution for the motion of a vibrating cylinder in the Stokes regime using Laplace transforms // J. Fluids and Structures. 2015. V. 54. P. 202–214.

12. Li X. B. Study on free vibration analysis of circular cylindrical shells using wave propagation // J. Sound and Vibration. 2008. V. 311. No. 3–5. P. 311–667.

13. Тараненко Ю. К. Автоколебательная система вибро-частотного измерителя плотности жидкости с механическим резонатором // Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника. 2006. Т. 49. № 12. С. 29–45.

14. Тараненко Ю. К. Градування та повірка поточних

віб्रो-частотних вимірювачів щільності з диференціальним датчиком // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. 2007. Т. 2/2. № 26. С. 41–47.

Дата прийняття: 16.11.2017.

519.233.5:532.57

Выбор оптимального соотношения погрешностей расходомеров для повышения точности косвенных измерений разности расходов

В. П. ЧИПУЛИС

Институт автоматизации и процессов управления ДВО РАН, Владивосток, Россия, e-mail: chipulis@dvo.ru

Исследована возможность повышения точности косвенных измерений разности расходов теплоносителя в результате выбора расходомеров, погрешности которых находятся в определённом соотношении. Приведены рекомендации по выбору оптимального соотношения погрешностей расходомеров.

Ключевые слова: погрешность измерений, косвенные измерения, степень открытости системы, расход теплоносителя.

The possibility of improving the accuracy of indirect measurements of the difference in costs due to the choice of flow meters with errors, the values of which are in a certain ratio. Provides recommendations for selection of the optimal ratio of errors of the flow meters.

Key words: the accuracy of measurement, indirect measurement, the degree of openness of the system, heating medium consumption.

Одна из основных проблем, с которой сталкиваются при решении задач коммерческого и технологического учёта в теплоэнергетике, связана с обеспечением достоверности результатов измерений. Главной причиной получения недостоверных результатов принято считать погрешности измерительных приборов. Однако даже соблюдение «Правил учёта тепловой энергии и теплоносителя» (Приказ Министерства строительства и жилищно-коммунального хозяйства РФ от 17 марта 2014 г. № 99/пр «Об утверждении Методики осуществления коммерческого учёта тепловой энергии, теплоносителя») в части допустимых погрешностей датчиков расхода, температуры и давления не является достаточным условием получения достоверных результатов при вычислении потребляемых ресурсов – тепловой энергии и горячей воды. Это является следствием применяемых в коммерческом учёте косвенных измерений искомых параметров с использованием значений параметров, измеренных непосредственно.

На практике наиболее проблемными являются косвенные измерения разности расходов теплоносителя. Известно, что погрешность стандартного метода косвенных измерений разности расходов двух расходомеров, установленных в подающем и обратном трубопроводах системы, зачастую достигает десятков, сотен и более процентов [1, 2]. Однако

иногда косвенный метод измерения водоразбора является единственно возможным, в частности, при измерениях расхода теплоносителя в циркуляционных системах горячего водоснабжения.

С целью повышения точности косвенных измерений в [3] предложен альтернативный стандартному дифференциальный метод измерения разности расходов. Суть метода состоит в поочерёдном измерении расходов двумя расходомерами в подающем и обратном трубопроводах системы. Безусловным достоинством дифференциального метода является то, что погрешность измерения разности расходов равна среднему арифметическому погрешностей расходомеров, т. е. не превышает максимальную (по модулю) погрешность расходомеров. Однако в ряде случаев погрешность дифференциального метода может превышать погрешность стандартного метода. Кроме того, реализация дифференциального метода весьма дорогостояща и его использование экономически оправдано в основном на крупных объектах теплоэнергетики.

В [4] предложен другой метод, направленный на повышение точности косвенных измерений разности расходов стандартным методом (при определении потребления горячей воды). Метод позволяет практически исключить влияние