

УДК 519.254+621.317.7:621.396

**ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ВЫХОДНОЙ ЧАСТОТЫ
ПЬЕЗОРЕЗОНАНСНЫХ ДАТЧИКОВ ДАВЛЕНИЯ**

Коновалов Р.С., аспирант; Соломин М.И., студент; Львов А.А., проф., д.т.н.
(Саратовский государственный технический университет имени Гагарина Ю.А.,
г. Саратов, Россия)

В настоящее время направление, связанное с разработкой и производством датчиков давления с пьезорезонансными чувствительными элементами (ЧЭ) интенсивно развивается в России и за рубежом [1]. Преимуществом резонансных датчиков перед датчиками с емкостными и пьезорезистивными ЧЭ является высокая точность и стабильность характеристик, малое изменение частоты колебаний при воздействии температуры в широком диапазоне от -60°C до $+150^{\circ}\text{C}$.

Внедрение микропроцессорных средств обработки первичных сигналов датчиков позволило создать новое поколение так называемых интеллектуальных датчиков (ИД), способных существенно повысить точность измерения за счёт автоматической настройки на нужный диапазон измеряемых давлений и температур, автокалибровки датчика и т.д.

Использование микропроцессоров позволяет так же повысить точность измерения пьезорезонансного датчика, применяя оптимальную обработку выходного сигнала по методу максимального правдоподобия, не применяя никакого дополнительного высокоточного оборудования. В работе предлагается новый способ повышения точности измерения давления пьезорезонансным датчиком, основанный на использовании дискретного преобразования Фурье (ДПФ) [2] выходного сигнала и нахождении оптимальной оценки частоты данного сигнала по методу максимального правдоподобия. На выходе пьезорезонансного ИД давления измеряются отсчёты сигнала неизвестной частоты. Задача заключается в оценивании именно этой частоты, которая связана с измеряемым давлением известным соотношением, зависящим от типа ЧЭ. Математическая модель выходного сигнала может быть представлена в виде:

$$u_j = u(t_j) = A \sin(2\pi f t_j + \varphi) + B + \xi_j, \quad (j = \overline{1, N}). \quad (1)$$

где A , f , φ – неизвестные амплитуда, мгновенная частота и фаза исследуемого сигнала соответственно; B – неизвестная паразитная систематическая составляющая сигнала, обусловленная наличием постоянных смещений операционных усилителей и элементов измерительного устройства; ξ_j – погрешности измерений, вызванные шумами электронных компонентов и помехами, действующими на датчик; t_j – моменты дискретизации; N – количество отсчётов в выборке.

Целью цифровой обработки информации является получение оценки частоты f выходного сигнала датчика. Предполагается, что смещение B может быть принято постоянным по отношению к периоду сигнала, а погрешности ξ_j являются нормально

распределенными величинами с нулевым математическим ожиданием и неизвестной дисперсией σ^2 . Если частота известна, то система (1) легко решаются совместно по методу максимального правдоподобия (ММП) [3], который при нормальных ошибках ξ_j совпадает с решением по методу наименьших квадратов (МНК). Это позволяет найти оптимальные в смысле минимума квадрата ошибки оценки параметров A и φ , а также отстроиться от паразитной систематической составляющей B . Предлагается метод уточнения мгновенной частоты, основанный на ДПФ полученной последовательности отсчётов сигнала в канале датчика.

Пусть получено N отсчётов сигнала $u_i = u(t_i) : U = (u_1, u_2, \dots, u_N)^T T$, удовлетворяющих (1). Если вычислить ДПФ от данной последовательности, то в случае не кратности периодов исследуемого сигнала T_m и дискретизации T_s получится дискретный амплитудный спектр сигнала $u(t)$, вид которого схематично показан на рис. 1.

Истинная частота f^* не будет совпадать ни с одной из дискретных частот в спектре из-за известного явления растекания спектра [4]. Оценить значение истинной частоты на основании полученных отсчётов можно только приближённо.

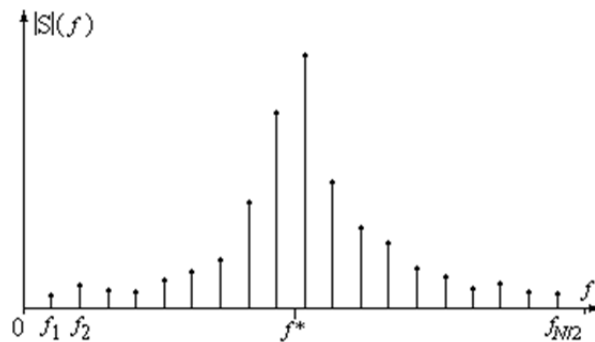


Рисунок 1 – Дискретный амплитудный спектр.

Воспользуемся методикой уточнения данной оценки, описанной в [3]. Пусть в качестве начальной оценки мгновенной частоты было выбрано значение f_0 – частота спектрального отсчёта максимальной амплитуды в дискретном спектре. Тогда истинное значение равно $f^* = f_0 + \nu$, при этом погрешность оценивания ν будет меньше одного дискрета по частоте. При достаточно большом количестве отсчётов $N \geq 256$ можно считать, что $|\nu| \ll f^*$. В [3] показано, что в этом случае система (1) после замены переменных (2) может быть преобразована к виду (3). При этом новые неизвестные q_i удовлетворяют квадратичному ограничению (4).

$$\begin{cases} q_1 = A \cdot \cos \varphi, \\ q_2 = A \cdot \sin \varphi, \\ q_3 = A \nu \cdot \cos \varphi, \\ q_4 = A \nu \cdot \sin \varphi, \\ q_5 = B, \end{cases} \begin{cases} x_{1j} = \sin f_0 t_j, \\ x_{2j} = \cos f_0 t_j, \\ x_{3j} = t_j \cos f_0 t_j, \\ x_{4j} = -t_j \sin f_0 t_j, \\ x_{5j} = 1. \end{cases} \quad (j = \overline{1, N}) \quad (2)$$

$$u_j = q_1 x_{1j} + q_2 x_{2j} + q_3 x_{3j} + q_4 x_{4j} + q_5 x_{5j} + \xi_j, \quad (j = \overline{1, N}) \quad (3)$$

$$q_1 q_4 = q_2 q_3 \quad (4)$$

Оценка МП неизвестного вектора новых переменных $Q = (q_1, \dots, q_5)^T$ находится с помощью следующей итерационной процедуры [3]:

$$\hat{Q}^{(k+1)} = \hat{Q}^{(k)} - \frac{0.5\hat{Q}^{(k)T}G\hat{Q}^{(k)}}{\hat{Q}^{(k)T}G(X^T X)^{-1}G^T\hat{Q}^{(k)}}(X^T X)^{-1}G^T\hat{Q}^{(k)}$$

$$\hat{Q}^{(0)} = (X^T X)^{-1}(X^T U),$$
(5)

где: k – номер итерации; X – матрица $N \times 5$ плана эксперимента, состоящая из элементов x_{ij} ; G – матрица 5×5 квадратичной формы (4); U – вектор измерений сигнала на выходе датчика. После нахождения оценок Q из (5) их можно подставить в (2) и рассчитать оценки всех параметров синусоиды (1):

$$\hat{A} = \sqrt{\hat{q}_1^2 + \hat{q}_2^2}, \quad \hat{\nu} = \sqrt{\frac{(\hat{q}_3^2 + \hat{q}_4^2)}{(\hat{q}_1^2 + \hat{q}_2^2)}}, \quad \hat{\varphi} = \begin{cases} \Theta, & \text{при } \hat{q}_3 \geq 0, \hat{q}_4 \geq 0 \\ \Theta + \pi, & \text{при } \hat{q}_3 < 0 \\ \Theta + 2\pi, & \text{при } \hat{q}_3 \geq 0, \hat{q}_4 < 0 \end{cases}$$

$$\Theta = \arctg\left(\frac{\hat{q}_4}{\hat{q}_3}\right)$$
(6)

при этом оценка искомой мгновенной частоты сигнала равна:

$$\hat{f}^* = f_0 + \hat{\nu}.$$

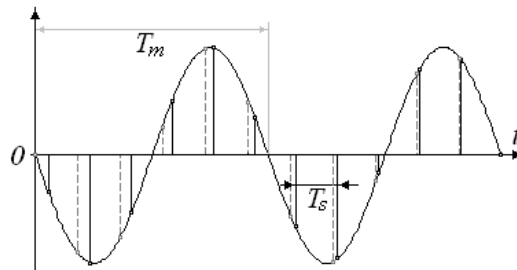


Рисунок 2 – Полученные (сплошные линии) и предсказанные (пунктирные линии) отсчёты.

Теперь из модели (1) можно восстановить синусоиду выходного сигнала, что схематично

изображено на рис. 2, где сплошными вертикальными линиями показаны дискретные отсчёты $u(t_i)$. На основании данных отсчётов и полученного периода зондирующего сигнала $T_m = 1/f^*$ можно так изменить период дискретизации T_s , чтобы он T_m стал кратным T_m . Тогда за «новые отсчёты» сигнала $u(t)$ можно взять их предсказанные значения на восстановленной синусоиде (на рис. 2 – пунктирные линии). По данным предсказанным отсчётам можно ещё раз взять ДПФ. В полученном энергетическом спектре явление растекания уже проявится меньше, поскольку период синусоиды кратен периоду дискретизации. Здесь уже центральный (максимальный) отсчёт будет ближе к истинному значению оцениваемой частоты. Приведённые соображения позволяют предложить новый метод уточнения частоты выходного синусоидального тока пьезорезонансного датчика. Необходимо так изменять период дискретизации, чтобы он становился кратным периоду тока. Эта ситуация возникает, когда центральная спектральная составляющая имеет максимальную высоту относительно своих соседей. Поэтому, изменяя период дискретизации и оценивая параметры модели (1) по методике (5),(6), необходимо добиться максимальной относительной высоты центральной спектральной составляющей, что соответствует отсутствию растекания спектра, т.е. точной оценке частоты f .

В работе было проведено математическое моделирование описанного метода в среде MatLab 7.0. «Истинная» частота на выходе датчика была взята равной $f = 27$ кГц, его амплитуда $A = 0,7$ мА, смещение $B = 0$, отношение сигнал/шум равно 5 дБ по мощности.

Частота дискретизации сигнала в АЦП выбрана $f_s = 675$ кГц. Результат построения амплитудного спектра с помощью программы быстрого преобразования Фурье из пакета MatLab показан на рисунке 3.

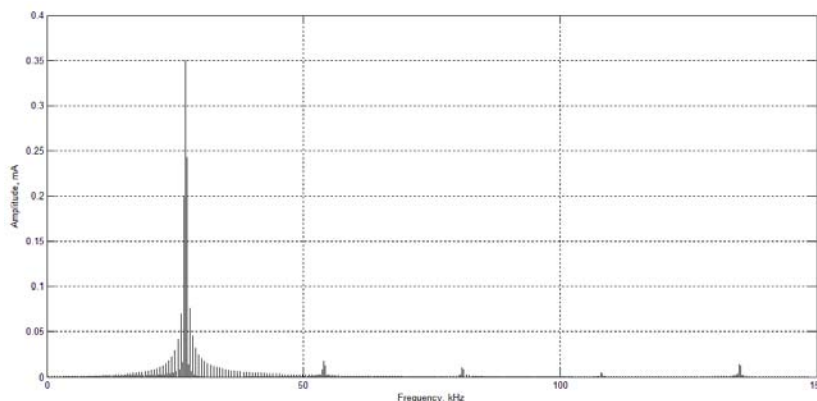


Рисунок 3 - Амплитудный спектр синусоидального сигнала. Частота дискретизации не кратна измеряемой частоте.

Из графика видно, что наблюдается растекание спектра. За оценку частоты f_0 выбрано максимальное значение спектрального отсчёта. После этого по описанной методике была оценена частота сигнала. На рисунке 4 показан результат вычисления амплитудного спектра после пяти итераций. Оценка частоты была равна $\hat{f}^* = 27,01$ кГц. Из полученного спектра видно, что явление растекания практически отсутствует, а точность оценки частоты значительно повышается.

Для более высоких отношений сигнал/шум требуется меньшее число итераций, для достижения той же точности.

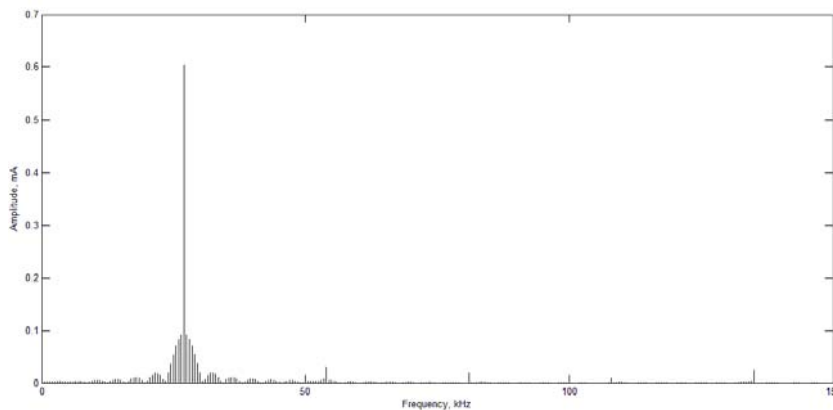


Рисунок 4 - Амплитудный спектр сигнала с рис. 3 после оценки частоты f^* по методике (5), (6).

Полученные результаты говорят о перспективности предлагаемого метода повышения точности интеллектуальных пьезорезонансных датчиков давления.

Перечень ссылок

1. Поляков А., Поляков В., Одинцов М. Перспективные кварцевые пьезорезонансные датчики давления // Компоненты и технологии. 2011. №1.
2. Айфичер Э.С., Джервис Б.У. Цифровая обработка сигналов: практический подход. М.: «Вильмс», 2004. 992 с.
3. Gureyev V.V., L'vov A.A., Pylskiy V.A. Improvement of the Current Loop Circuit for AC and DC Applications Based on Digital Signal Processing // Proceedings of the IEEE Instrum. and Meas. Technol. Conf., Sorrento, Italy 24-27 April 2006, P. 1257-1261.
4. Витязев, В.В. Цифровая частотная селекция сигналов. М.: Радио и связь, 1993. 240 с.