

Таким образом, сделаем вывод о том, что с помощью усложнения алгоритма проведения измерений удалось сконструировать универсальный датчик уровня жидкости с автоматической коррекцией внешних возмущающих факторов.

Л и т е р а т у р а

1. Мулявка, Я. Схемы на операционных усилителях с переключаемыми конденсаторами : пер. с пол. / Я. Мулявка. – М. : Мир, 1992. – 416 с.
2. Baxter, Larry K. Capacitive Sensors: Design and Applications / K. Larry Baxter. – IEEE Pres, 1997.

УДК 621.391

ВЛИЯНИЕ РАЗРЯДНОСТИ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НА УРОВНЬ ПОМЕХОПОДАВЛЕНИЯ В ПРИЕМНОМ ТРАКТЕ ПОИСКОВОГО УСТРОЙСТВА

В. В. Щуплов, С. Н. Кухаренко, Н. А. Красовская

Учреждение образования «Гомельский государственный технический университет имени П. О. Сухого», Республика Беларусь

При выполнении ремонтных работ на нефтепроводе запускается поисковое устройство, обнаружение и связь с которым осуществляется по низкочастотному радиоканалу.

При наличии сильного помехового мешающего сигнала, спектр которого перекрывается спектром полезного сигнала, уменьшить его влияние только простой фильтрацией не удастся. Для этого необходимо использовать компенсатор помех, который предполагает наличие второго приемного канала (приемной антенны).

Сигнал на выходе такого компенсатора описывается выражением [1]:

$$y_2 = u_2 \cos(\varphi_N) - u_1 \sin(\varphi_N), \quad (1)$$

где u_1 и u_2 – дискретные сигналы на входах компенсатора; φ_N – угол вращения координатной системы сигналов в пространстве сигналов.

Если $\cos(\varphi_N)$ и $\sin(\varphi_N)$ вычисляются с некоторыми ошибками Δ_C и Δ_S , вызванными квантованием, то выражение для y_2 переписывается в виде

$$y_{2K} = u_2 \cos(\varphi_N) - u_1 \sin(\varphi_N) + (u_2 \Delta_C - u_1 \Delta_S). \quad (2)$$

Можно показать, что при помехе $a_{\Pi} \geq 20$ дБ:

$$\sin(\varphi_N) \approx S_N^I = \frac{\sum_{i=1}^N k_i \sin(\beta_i)}{\sum_{i=1}^N k_i}; \quad \cos(\varphi_N) \approx C_N^I = \frac{\sum_{i=1}^N k_i \cos(\beta_i)}{\sum_{i=1}^N k_i}, \quad (3)$$

где k_i – амплитудный коэффициент; β_i – оценка угла в i -м отсчете; вычисляются через напряжения входных сигналов и разность фаз между ними.

Если принять, что шаг квантования угла β_i равен 2ε , разлагая $\sin(\beta_i + \varepsilon_i)$ и $\cos(\beta_i + \varepsilon_i)$ в ряд и оставляя только два первых члена разложения, получим:

$$\sin(\beta_i + \varepsilon_i) = \sin(\beta_i) - \varepsilon_i \cos(\beta_i); \quad \cos(\beta_i + \varepsilon_i) = \cos(\beta_i) - \varepsilon_i \sin(\beta_i). \quad (4)$$

С учетом этого можно записать:

$$\Delta_S = -\frac{\sum_{i=1}^N k_i \varepsilon_i \cos(\beta_i)}{\sum_{i=1}^N k_i}; \quad \Delta_C = \frac{\sum_{i=1}^N k_i \varepsilon_i \sin(\beta_i)}{\sum_{i=1}^N k_i}. \quad (5)$$

Примем, что все ε_i равны между собой и равны среднеквадратической ошибке.

С учетом этого

$$\Delta_S = \sqrt{\frac{\varepsilon^2}{3}} \cos(\varphi_N); \quad \Delta_C = \sqrt{\frac{\varepsilon^2}{3}} \sin(\varphi_N). \quad (6)$$

И тогда для сигнала на выходе компенсатора можно записать:

$$y_{2K} = u_2 \cos(\varphi_N) - u_1 \sin(\varphi_N) + \sqrt{\frac{\varepsilon^2}{3}} (u_2 \sin(\varphi_N) - u_1 \cos(\varphi_N)).$$

В случае одного источника помех мощность шума на выходе компенсатора равна:

$$\langle y_{2K}^2 \rangle = \sigma_{\text{ш}}^2 + \frac{\varepsilon^2}{3} (\sigma_{\text{п}}^2 + \sigma_{\text{ш}}^2). \quad (7)$$

Таким образом, квантование угла приводит к остаточной помеховой составляющей.

Рассмотрим влияние на коэффициент подавления помехи $K_{\text{п}}$ шага квантования 2ε угла. В этом случае

$$K_{\text{п}} = \frac{\frac{\sigma_{\text{п}}^2}{2} + \sigma_{\text{ш}}^2}{\langle y_{2K}^2 \rangle} = \frac{\frac{a_{\text{п}}^2}{2} + 1}{1 + \frac{\varepsilon^2}{3} (a_{\text{п}}^2 + 1)},$$

где $a_{\text{п}}^2 = \frac{\sigma_{\text{п}}^2}{\sigma_{\text{ш}}^2}$.

Тогда

$$K_{\text{п}} = \frac{K_{\text{пmax}}}{1 + \frac{\varepsilon^2}{3} (a_{\text{п}}^2 + 1)},$$

где $K_{\text{пmax}} = \frac{a_{\text{п}}^2}{2} + 1$.

Решая это уравнение относительно ε , получим:

$$2\varepsilon = 2\sqrt{3} \sqrt{\frac{K_{\text{пmax}} - 1}{K_{\text{п}} (a_{\text{п}}^2 + 1)}}. \quad (8)$$

Угол γ_i может принимать по модулю значения от 0 до $\frac{\pi}{2}$.

Если шаг квантования равен 2ϵ , то разрядность преобразователя АЦП равна:

$$m_2 = \left\lceil \log_2 \left(\frac{\pi}{4\epsilon} + 1 \right) \right\rceil. \quad (9)$$

На рис. 1 показаны зависимости шага квантования 2ϵ от нормированного коэффициента подавления $\frac{K_{\Pi \max}}{K_{\Pi}}$, рассчитанные для двух уровней мощности помехи ($a_{\Pi}^2 = 30$ дБ и $a_{\Pi}^2 = 50$ дБ) по формуле (8). Числа, стоящие рядом с пунктирной линией, обозначают разрядность преобразования.

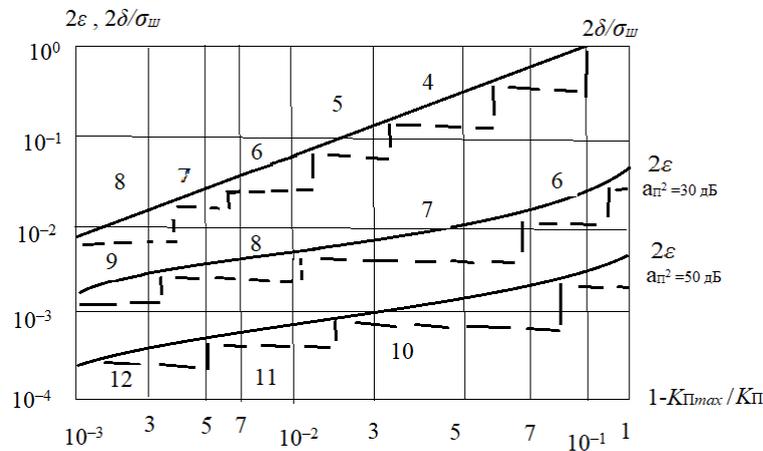


Рис. 1. Зависимость разрядности АЦП и шагов квантования от нормированного коэффициента подавления шума

Рассмотрим влияние квантования амплитудного коэффициента k_i .

Пусть шаг квантования равен 2δ . Тогда с учетом (3) можно получить:

$$\Delta_S = \frac{\sum_{i=1}^N \delta_i \sin(\beta_i)}{\sum_{i=1}^N (k_i + \delta_i)} - \sin(\varphi_N) \frac{\sum_{i=1}^N \delta_i}{\sum_{i=1}^N (k_i + \delta_i)}. \quad (10)$$

Обычно ошибки квантования рассматривают как выборки из белого шума с нулевым средним и дисперсией $\frac{4\delta^2}{12}$. С учетом этого предположения:

$$\Delta_S = \frac{\sum_{i=1}^N \delta_i \sin(\beta_i)}{\sum_{i=1}^N (k_i)}. \quad (11)$$

Примем, что все δ_i равны между собой и равны среднеквадратическому отклонению. Тогда при $a_{\Pi}^2 > 15$ дБ можно считать, что

$$\sin(\varphi_N) \approx \frac{\sum_{i=1}^N \sin(\beta_i)}{N}; \quad \cos(\varphi_N) \approx \frac{\sum_{i=1}^N \cos(\beta_i)}{N}$$

и выражения для Δ_S и Δ_C принимают вид

$$\Delta_S = \frac{\delta N}{1673 \sum_{i=1}^N (k_i)} \sin(\varphi_N); \quad \Delta_C = \frac{\delta N}{1,73 \sum_{i=1}^N (k_i)} \cos(\varphi_N). \quad (12)$$

Подставляя (12) в (2), получим сигнал на выходе компенсатора и мощность помехи:

$$y_{2K} = \left(1 + \frac{\delta N}{\sqrt{3} \sum_{i=1}^N (k_i)} \right) y_2; \quad \langle y_{2K}^2 \rangle = \left(1 + \frac{\delta \cdot N}{\sqrt{3} \sum_{i=1}^N (k_i)} \right)^2 \langle y_2^2 \rangle, \quad (14)$$

т. е. квантование коэффициента k_i приводит к увеличению шума.

Коэффициент подавления при условии деления мощности поровну между каналами:

$$K_{\Pi} = \frac{\frac{\sigma_{\Pi}^2}{2} + \sigma_{\text{ш}}^2}{\langle y_{2K}^2 \rangle}.$$

Решая это уравнение относительно δ , получим:

$$2\delta = 2\sqrt{3} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (k_i) \sqrt{\frac{K_{\Pi \max}}{K_{\Pi}} - 1}. \quad (15)$$

Для помехи мощностью более 15–20 дБ значение $K = \langle k_i \rangle$ можно принять равным 15–20 дБ (5,66–10 раз по напряжению). Для $K = 15$ дБ будем иметь:

$$2\delta = 19,7 \sigma_{\text{ш}} \sqrt{\frac{K_{\Pi \max}}{K_{\Pi}} - 1}, \quad (16)$$

а разрядность преобразователя в этом случае равна $m_2 = \log_2 \left(\frac{4,66}{2\delta} + 1 \right)$.

На рис. 1 показаны также зависимости шага квантования 2δ и разрядности АЦП (пунктирная линия) от нормированного коэффициента подавления помехи.

Из кривых видно, что для одинаковых значений нормированного коэффициента подавления помехи квантование амплитудного коэффициента является более грубым, чем квантование угла на выходе фазового детектора.

Литература

- 1 Крылов, В. И. Вычислительные методы / В. И. Крылов, В. В. Бобков, П. И. Монастырский. – Гл. ред. физ.-мат. лит. изд-ва «Наука», М., 1976. – Т. 1.