

Исходя из полученных результатов, можно считать, что предложенный метод организации вычислений в аппаратной ИНС позволяет эффективно использовать вычислительные ресурсы FPGA. Учитывая масштабируемость унифицированных вычислительных блоков, метод может быть перспективен при организации вычислений в аппаратно-реализованных ИНС более сложной архитектуры.

#### Литература

1. Optimizing fpga-based accelerator design for deep convolutional neural networks / C. Zhang [et al.] // Proceedings of the 2015 ACM/SIGDA International Symposium on Field-Programmable Gate Arrays. – ACM, 2015. – P. 161–170. – DOI: 10.1145/2684746.2689060.
2. Устройство на основе ПЛИС для распознавания рукописных цифр на изображениях / И. В. Зоев [и др.] // Компьютерная оптика. – 2017. – Т. 41, № 6. – С. 938–949. – DOI: 10.18287/2412-6179-2017-41-6-938-949.
3. Muthuramalingam, A. Neural Network Implementation Using FPGA: Issues and Application / A. Muthuramalingam, S. Himavathi, E. Srinivasan // International Journal of Information and Communication Engineering 4:6. – 2008.
4. Нейронные сети. STATISTICA Neural Networks: Методология и технологии современного анализа данных / под ред. В. П. Боровикова. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Горячая линия – Телеком, 2008. – 392 с. : ил.

УДК 621.38

### МНОГОЭЛЕКТРОДНЫЙ ЕМКОСТНОЙ ДАТЧИК УРОВНЯ

Д. А. Литвинов, А. В. Ковалев, В. А. Хананов

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

Отличительной особенностью емкостных датчиков технологических величин являются простота и технологичность изготовления, из этого следует их низкая конечная стоимость и высокая надежность. На рис. 1, *a* схематически изображен многоэлектродный емкостной датчик уровня диэлектрической жидкости. Измерительный конденсатор  $C_{и}$  состоит из генераторного электрода 1 и измерительного электрода 3. Начальная емкость измерительного конденсатора зависит, в первую очередь, от конструкции электродов емкостного датчика, но еще на нее влияют внешние возмущающие факторы, такие, как температура и влажность. На точность измерения уровня также влияет неизвестное значение диэлектрической проницаемости измеряемой жидкости. Для учета влияния этих факторов в емкостном датчике установлены опорные электроды 2 и 4, которые совместно с генераторным электродом 1 образуют опорные конденсаторы  $C_{оп1}$  и  $C_{оп2}$  соответственно. Все электроды подключаются к измерительному преобразователю с помощью соединительных проводов (на рис. 1 не указаны).

Выразим емкость измерительного электрода, заполненного жидкостью, через емкость опорного конденсатора:

$$C_{и} = C_{оп2} m, \quad (1)$$

где  $m$  – безразмерная величина, учитывающая отношение длин измерительного и опорного электродов.

Тогда при равенстве геометрических размеров верхнего и нижнего опорных конденсаторов емкость измерительного электрода, частично заполненного жидкостью на величину  $h$ , составит:

$$C_{\text{И}} = C_{\text{ОП2}}h + C_{\text{ОП1}}(m - h). \quad (2)$$

Из выражения (2) можно выразить уровень жидкости:

$$h = \frac{C_{\text{И}} - C_{\text{ОП1}}m}{C_{\text{ОП2}} - C_{\text{ОП1}}}. \quad (3)$$

Измерительный преобразователь построен на схеме зарядового усилителя. Ее достоинствами являются отсутствие необходимости в источнике переменного напряжения, простота согласования с микроконтроллером, высокая точность.

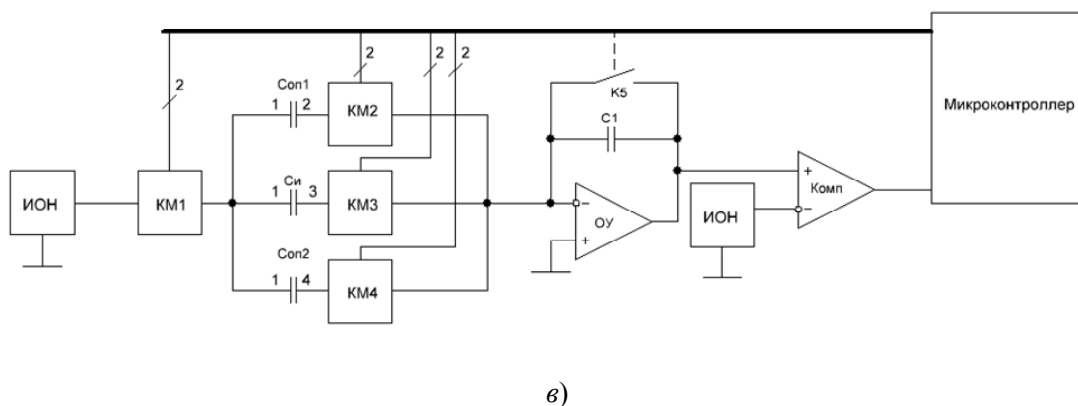
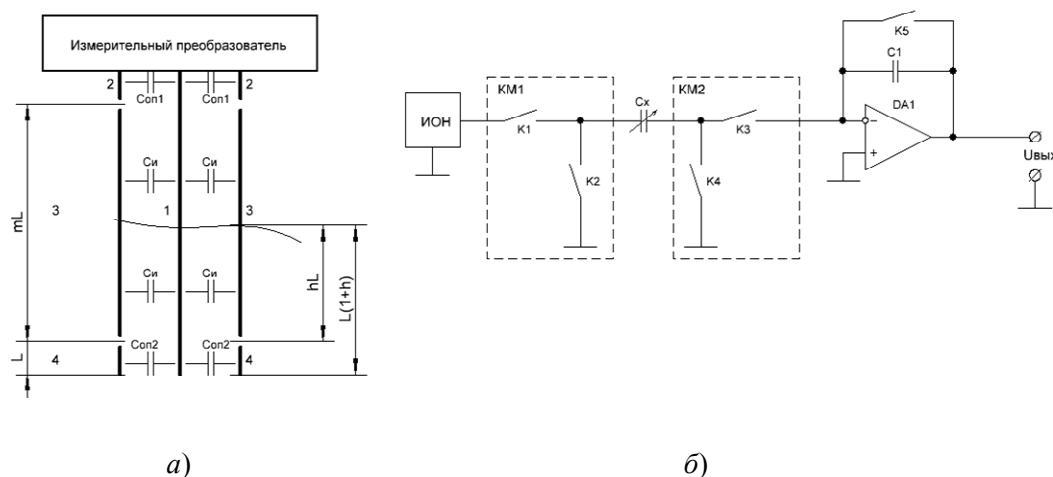


Рис. 1. Многоэлектродный емкостной датчик уровня:  
 а – схематическое изображение расположения электродов;  
 б – пояснение принципа действия измерительного преобразователя;  
 в – функциональная схема устройства

Сущность зарядного метода заключается в заряде чувствительного элемента до известного опорного напряжения (замыканием ключей K1 и K3) с последующим его разрядом через измерительную схему (замыканием ключей K2 и K4).

Структурная схема такого преобразователя представлена на рис. 1, б, где использованы следующие обозначения: ИОН – источник опорного напряжения;  $C_x$  – межэлектродная емкость;  $C_1$  – опорная емкость; К1–К5 – полупроводниковые ключи, которые соединяются в коммутационные модули КМ1 и КМ2.

Выходное напряжение  $U_{\text{вых}}$  определяется по формуле [1]:

$$U_{\text{вых}} = N \frac{U_{\text{ИОН}} C_x}{C_1 (1 - e^{\frac{-t}{R_{\text{кл}} C_{\text{оп}}})}}, \quad (4)$$

где  $t$  – период переключений;  $R_{\text{кл}}$  – сопротивление открытого ключа;  $N$  – количество переключений ключей К1–К4 перед сбросом (замыканием ключа К5).

Преимуществом этой схемы является дифференциальное включение датчика, что приводит к нечувствительности преобразователя к паразитным емкостям ключей. Достигается это потому, что одна обкладка подключена к низкоомному входу источника постоянного напряжения, а вторая – к входу операционного усилителя (ОУ), который находится под напряжением, близким к нулю. Таким образом, все паразитные емкости, подключенные к обкладкам конденсаторного датчика, постоянно находятся под нулевым потенциалом и не оказывают влияния на выходное напряжение.

При частоте переключения ключей значительно ниже, чем постоянная времени  $R_{\text{кл}} C_1$ , экспоненциальным членом выражения (4) можно пренебречь [2]. Для ввода результата измерения в микроконтроллер можно применить АЦП.

На рис. 1, в представлена структурная схема емкостного датчика, для которого не требуется АЦП. Микроконтроллер будет подавать тактовые импульсы на каждую пару коммутационных модулей до тех пор, пока выходное напряжение преобразователя емкость напряжения не вызовет срабатывание компаратора, подключенного к МК. Количество тактовых импульсов зависит от неизвестной емкости следующим образом:

$$N = \frac{U_{\text{вых}} C_1}{U_{\text{ИОН}} C_x}. \quad (5)$$

Измерение емкости конденсаторов выполняется последовательно во времени – сначала к ОУ с помощью КМ2 коммутируется электрод 2 датчика – проводится измерение верхнего опорного конденсатора. В это время на незадействованные электроды 3 и 4 подается напряжения нуля, следовательно, эти емкости не влияют на результат измерения, также это снижает влияние внешних помех и краевых эффектов. Аналогично измеряются емкости оставшихся конденсаторов. После измерения значений емкостей всех конденсаторов датчика микроконтроллер вычисляет текущий уровень по формуле (3).

Следует обратить внимание, что нижний электрод должен быть заполнен жидкостью полностью. В случае, если опорный электрод заполнен частично (это в равной степени относится и к частичному заполнению верхнего электрода), предполагается, что микроконтроллер определит – измерительный электрод полностью сухой, и уровень жидкости (заполнение нижнего опорного конденсатора) будет рассчитываться относительно ожидаемого  $\varepsilon_{\text{оп2}}$ , установленного при настройке датчика во время его установки. Безусловно, на этом участке точность будет снижена.

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 / К. 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;  $\varphi_N$  – угол вращения координатной системы сигналов в пространстве сигналов.

Если  $\cos(\varphi_N)$  и  $\sin(\varphi_N)$  вычисляются с некоторыми ошибками  $\Delta_C$  и  $\Delta_S$ , 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;  $\beta_i$  – оценка угла в  $i$ -м отсчете; вычисляются через напряжения входных сигналов и разность фаз между ними.

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

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