

УДК 681.2.08

## Цифровой измеритель контактной разности потенциалов

Пантелеев К.В., Свистун А.И., Тявловский А.К., Жарин А.Л.

Белорусский национальный технический университет,  
пр. Независимости, 65, 220013, г. Минск, Беларусь

Поступила 27.04.2016

Принята к печати 02.08.2016

В настоящее время принципы построения аналоговых измерителей контактной разности потенциалов достаточно хорошо отработаны. Однако остаются и некоторые недостатки. Из-за влияния ряда паразитных факторов, аналоговые измерители имеют область неопределенности и значительную погрешность. Для достижения высокой точности требуется интеграция сигнала с постоянной времени не менее нескольких секунд. Скорость и точность измерения имеет существенное значение, например, для сканирующих зондов Кельвина (*SKP*). Целью настоящей работы является разработка цифрового измерителя контактной разности потенциалов, обладающего повышенной точностью и быстродействием, по сравнению с традиционными. Цифровой измеритель выполнен на базе 32-разрядного микропроцессора с ядром *Cortex M4*. Измерительный цикл состоит из двух последовательных определений амплитуды выходного сигнала при двух разных значениях напряжения компенсации, вырабатываемых микроконтроллером. Микроконтроллер также генерирует колебания вибратора, что позволяет осуществить общую синхронизацию генерации колебаний и считывания измерительного сигнала. Массив данных может быть обработан в режиме реального времени средствами цифровой обработки сигнала (*DSP*) микроконтроллера. При этом возможно вычисление среднеквадратичного значения или определение величины необходимой спектральной линии сигнала после быстрого преобразования Фурье. Оба метода позволяют отстроиться от случайных помех и паразитных гармоник. Цифровой метод обеспечивает работу измерителя контактной разности потенциалов в режиме больших сигналов при большом соотношении сигнал/шум, что исключает область неопределенности, имеющуюся в аналоговом измерителе, и погрешность, связанную с поиском нулевого сигнала. Отсутствует необходимость интеграции для автокомпенсации измеряемой величины, что в несколько десятков раз (зависит от частоты колебаний динамического конденсатора) уменьшает время измерений и исключает погрешности следящей системы и цифро-аналогового преобразования. Кроме выполнения необходимых манипуляций по определению контактной разности потенциалов, микроконтроллер может также управлять перемещением зонда при сканировании, осуществлять передачу данных на хост-компьютер по *USB* интерфейсу и т.п.

**Ключевые слова:** зонд Кельвина, контактная разность потенциалов, цифровой измеритель КПП, работа выхода электрона, электростатический потенциал.

**DOI:** 10.21122/2220-9506-2016-7-2-136-144

---

**Адрес для переписки:**

Пантелеев К.В.  
Белорусский национальный технический университет,  
пр. Независимости, 65, 220013, г. Минск, Беларусь  
e-mail: [k.pantsialeveu@bntu.by](mailto:k.pantsialeveu@bntu.by)

**Address for correspondence:**

Pantsialeveu K.U.  
Belarusian National Technical University,  
Nezavisimosty Ave., 65, 220013, Minsk, Belarus  
e-mail: [k.pantsialeveu@bntu.by](mailto:k.pantsialeveu@bntu.by)

---

**Для цитирования:**

Пантелеев К.В., Свистун А.И., Тявловский А.К., Жарин А.Л.  
Цифровой измеритель контактной разности потенциалов.  
Приборы и методы измерений.  
2016. – Т. 7, № 2. – С. 136–144.  
**DOI:** 10.21122/2220-9506-2016-7-2-136-144

**For citation:**

Pantsialeveu K.U., Svistun A.I., Tyavlovsky A.K., Zharin A.L.  
[Digital contact potential difference probe].  
*Pribory i metody izmerenij* [Devices and Methods of Measurements].  
2016, vol. 7, no. 2, pp. 136–144 (in Russian).  
**DOI:** 10.21122/2220-9506-2016-7-2-136-144

# Digital contact potential difference probe

Pantsialeyeu K.U., Svistun A.I., Tyavlovsky A.K., Zharin A.L.

Belarusian National Technical University,  
Nezavisimisty Ave., 65, 220013, Minsk, Belarus

Received 27.04 2016

Accepted for publication 02.08.2016

**Abstract.** Nowadays the technique of analog contact potential difference probes well developed. Due to the influence of various parasitic factors, analog probes has substantial errors. The integration time for automatic CPD compensation should be at least several seconds to achieve high accuracy measurements. The speed and the accuracy are essential, for example, for Scanning Kelvin Probes. The purpose of this paper is to develop a digital contact potential difference probe, with a higher accuracy and speed of measurements as compared to analog probe. The digital probe made on base of 32-bit microprocessor with a Cortex M4 core. Measuring cycle consists of at least two successive determinations of the output signal amplitude at different compensation voltage generated by the microcontroller. It allows synchronizing of the generated oscillations and reading of the measuring signals. Data arrays processed in real time of the Digital Signal Processing by microprocessor. In this case is possible computation of the root mean square value or determination of the desired spectral line of the signal after fast Fourier transformation. Both methods permit eliminate of random noise and spurious harmonics. The method provides the digital contact potential difference probe operation in large signal mode and with a large signal/noise ratio. This eliminates the error associated with the zero signal finding. Also the integration time for automatic CPD compensation of the measured value is not necessary, which significantly reduces the measurement time and eliminates errors of compensation and DAC. In addition, the microcontroller could control the movement of the probe during scanning and transfer data to the host computer on interface USB, etc.

**Keywords:** Kelvin probe, contact potential difference, digital CPD probe, electron work function, electrostatic potential.

**DOI:** 10.21122/2220-9506-2016-7-2-136-144

---

**Адрес для переписки:**

Пантелеев К.В.  
Белорусский национальный технический университет,  
пр. Независимости, 65, 220013, г. Минск, Беларусь  
e-mail: k.pantsialeyeu@bntu.by

**Address for correspondence:**

Pantsialeyeu K.U.  
Belarusian National Technical University,  
Nezavisimisty Ave., 65, 220013, Minsk, Belarus  
e-mail: k.pantsialeyeu@bntu.by

---

**Для цитирования:**

Пантелеев К.В., Свистун А.И., Тявловский А.К., Жарин А.Л.  
Цифровой измеритель контактной разности потенциалов.  
Приборы и методы измерений.  
2016. – Т. 7, № 2. – С. 136–144.  
**DOI:** 10.21122/2220-9506-2016-7-2-136-144

**For citation:**

Pantsialeyeu K.U., Svistun A.I., Tyavlovsky A.K., Zharin A.L.  
[Digital contact potential difference probe].  
*Pribory i metody izmerenij* [Devices and Methods of Measurements].  
2016, vol. 7, no. 2, pp. 122–128 (in Russian).  
**DOI:** 10.21122/2220-9506-2016-7-2-136-144

## Введение

В настоящее время принципы построения аналоговых измерителей контактной разности потенциалов (КРП) достаточно хорошо отработаны [1–4]. Аналоговые измерители широко применяются в устройствах различного назначения, таких как сканирующие зонды Кельвина (*SKP*), устройствах контроля поверхности при различных воздействиях (механическая обработка, трение, температура, адсорбция/десорбция, световое воздействие и т.д. [5–7]), датчиках газов, жидкостей и т.д. [8, 9]. Однако они имеют и ряд недостатков.

В основе измерителя КРП лежит динамический конденсатор, образованный измеряемым и эталонным образцами, одна из пластин которого колеблется под действием электромеханического вибратора. В общем случае конденсатор будет иметь заряд, пропорциональный КРП, а периодические изменения емкости конденсатора будут создавать переменный ток в цепи конденсатора с частотой модуляции емкости. Измерительная процедура заключается в подаче на пластины конденсатора внешнего постоянного потенциала, компенсирующего КРП, и регистрации величины переменного тока. В случае компенсации переменный ток уменьшается до нуля, что позволяет определить КРП по величине внешнего компенсирующего потенциала с обратным знаком.

Практически значимые измерители КРП должны иметь размер эталонного образца менее 1 мм [5, 10]. Поэтому емкость измерительного динамического конденсатора очень мала и, соответственно, мал переменный ток в цепи конденсатора. На точность измерений КРП оказывают существенное влияние ряд факторов (шумы предусилителя и высокоомного резистора, внешние наводки как случайные, так и с частотой модуляции динамического конденсатора, а также паразитные динамические конденсаторы, имеющие различные потенциалы между пластинами и образованные эталонным образцом и элементами конструкции предусилителя) [10–13]. В окрестности точки компенсации соотношение сигнал/шум становится меньше единицы, т.е. на практике аналоговый измеритель КРП имеет некоторую область неопределенности и значительную погрешность.

Точность систем с автокомпенсацией измеряемой величины, как и любой следящей системы, зависит от постоянной времени цепи обратной

связи, т.е. для получения достаточной точности постоянная времени аналогового измерителя КРП должна быть не менее нескольких секунд [1].

В сканирующих зондах Кельвина для получения качественного изображения распределения потенциала поверхности требуется регистрация большого количества отсчетов (до нескольких десятков тысяч) [10], поэтому скорость измерения, наряду со скоростью перемещения зонда имеет существенное значение.

Обычно сканирующий зонд Кельвина включает аналоговый измеритель КРП, цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП), систему перемещения зонда и управляющий компьютер. В такой системе после каждого шага перемещения затрачивается значительное время на получение установившегося значения КРП и цифроаналогового преобразования. Кроме того, к известным погрешностям метода КРП добавляются погрешности следящей системы и аналого-цифрового преобразователя (АЦП) [10].

Целью настоящей работы является разработка цифрового измерителя КРП, обладающего повышенной точностью и быстродействием по сравнению с традиционными аналоговыми измерителями.

## Принципы измерения контактной разности потенциалов

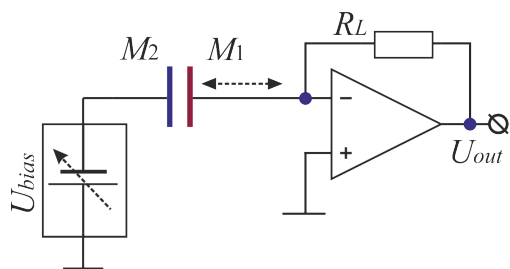
Базовые принципы конденсаторных методов измерения КРП впервые описаны лордом Кельвином (1898) и далее усовершенствованы Зисманом (1932) [14]. В методе Кельвина–Зисмана (рисунки 1) эталонный  $M_1$  и измеряемый  $M_2$  образцы формируют плоский конденсатор емкостью  $C_{12}$ , одна из пластин которого вибрирует под действием электромеханического вибратора. Вследствие различия работ выхода электрона (РВЭ) материалов пластин конденсатора он будет иметь заряд:

$$Q = C_{12} \frac{\varphi_1 - \varphi_2}{e} = C_{12} U_{CPD}, \quad (1)$$

где  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  – РВЭ исследуемой и эталонной поверхностей, соответственно;  $e$  – заряд электрона;  $U_{CPD}$  – КРП.

Емкость конденсатора  $C_{12}$  при периодическом изменении расстояния между эталонным и измеряемым образцами также периодически изменяется со временем, что вызывает появление переменного тока в цепи конденсатора. Далее переменный ток поступает на преобразо-

ватель ток-напряжение, образованный операционным усилителем и высокоомным резистором ( $R_L = 10^8 - 10^{10}$  Ом).



**Рисунок 1** – Схематичное представление метода Кельвина–Зисмана:  $M_1$  и  $M_2$  – эталонный и измеряемый образцы соответственно;  $U_{bias}$  – компенсирующее напряжение; преобразователь ток-напряжение, образованный операционным усилителем с высокоомным резистором  $R_L$

**Figure 1** – Schematic of the Kelvin-Zisman method:  $M_1$  and  $M_2$  – the probe and the measured sample, respectively;  $U_{bias}$  – compensating voltage; current-voltage converter are formed by an operational amplifier with a high value resistor  $R_L$

В аналоговом измерителе на конденсатор подается напряжение компенсации  $U_{bias}$  такой величины, чтобы переменный сигнал на выходе стал нулевым, т.е. чтобы оно скомпенсировало КРП. При этом  $U_{bias} = -U_{CPD}$ . В современных измерителях КРП напряжение компенсации вырабатывается автоматически с помощью соответствующих электронных схем (фазовый детектор и интегратор) и она постоянно отслеживает значение КРП [1, 15].

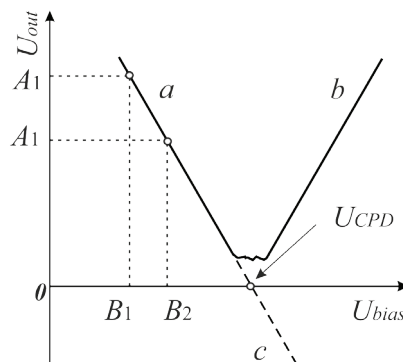
Общее уравнение, описывающее ток в конденсаторе Кельвина имеет вид:

$$i = \frac{dQ}{dt} = \frac{d(C_{12}(U_{CPD} + U_{bias}))}{dt} = (U_{CPD} + U_{bias}) \frac{dC_{12}}{dt} + C_{12} \frac{d(U_{CPD} + U_{bias})}{dt}. \quad (2)$$

В методе Кельвина–Зисмана полагается, что КРП не изменяется за период колебаний эталонного образца, т.е. второй член уравнения 2 полагается равным нулю, а сигнал формируется только за счет изменения емкости, вызванной колебаниями пластины (первый член уравнения 2) [10].

Из выражения 2 следует, что переменный ток и, соответственно,  $U_{out}$  в цепи динамического конденсатора прямо пропорционален постоянному напряжению ( $U_{bias} + U_{CPD}$ ) на пластинах.

Компенсационная зависимость  $U_{out}(U_{bias})$  схематично показана на рисунке 2. Отсюда видно, что  $U_{out}$  линейно уменьшается с приближением напряжения компенсации к КРП (ветвь  $a$ ) и, в идеальном случае, достигает нуля при ( $U_{bias} + U_{CPD} = 0$ ). При дальнейшем повышении напряжения компенсации  $U_{out}$  линейно возрастает (ветвь  $b$ ) и компенсационная зависимость имеет характерный  $V$ -образный вид. Это справедливо только для амплитудного детектирования. При переходе напряжения компенсации через значение КРП, полярность пластин измерительного динамического конденсатора изменяется на противоположную и, соответственно, фаза выходного сигнала изменяется на  $180^\circ$ . На этом принципе основана фазовая автокомпенсация КРП в аналоговых измерителях.



**Рисунок 2** – Компенсационная зависимость выходного сигнала  $U_{out}$  от потенциала компенсации  $U_{bias}$

**Figure 2** – Compensation dependence of output signal  $U_{out}$  from compensation potential  $U_{bias}$  of the Kelvin capacitor

При использовании фазового детектирования компенсационная зависимость будет являться прямой линией, проходящей через точку ( $U_{bias} + U_{CPD} = 0$ ), т.е. она будет содержать ветви  $a$  и  $c$  (рисунок 2). Следовательно, ветви  $b$  и  $c$  зависимости симметричны относительно оси абсцисс, причем ветвь  $b$  появляется при амплитудном детектировании сигнала, а ветвь  $c$  – при фазовом. Таким образом наклоны ветвей зависимости одинаковы (с учетом различий детектирования).

В тоже время на практике получить идеальную  $V$ -образную компенсационную характеристику невозможно. Как упоминалось выше, в следствие ряда паразитных факторов скомпенсировать выходной сигнал полностью практически невозможно (рисунок 2). Поэтому аналоговый измеритель КРП имеет область неопределенности и значительную погрешность.

## Принципы цифрового измерения контактной разности потенциалов

В последние годы на рынок вышли относительно дешевые 32-разрядные микроконтроллеры с ядром *Cortex M4*, имеющие высокое быстродействие, большой объем памяти, арифметический сопроцессор, поддержку цифровой обработки сигналов (*DSP*) реального времени и широкий набор периферийных устройств, включающий несколько 12-разрядных аналого-цифровых (АЦП) и цифро-аналоговых (ЦАП) преобразователей.

На базе таких микропроцессоров возможна прямая реализация функций аналогового измерителя КРП, т.е. реализация фазового детектирования и интегрирования для автокомпенсации измеряемой величины. Однако в таком случае основные недостатки аналогового измерителя останутся.

Как было показано выше (рисунок 2), компенсационная зависимость измерительного динамического конденсатора представляет собой прямую линию. Поэтому для определения КРП достаточно определить параметры прямой и рассчитать точку ее пересечения с осью абсцисс. Для этого достаточно микропроцессору задать, как минимум, два различных напряжения компенсации  $B_1$  и  $B_2$ , определить амплитуды переменных сигналов  $A_1$  и  $A_2$  при заданных напряжениях компенсации и из уравнения прямой, проходящей через две несовпадающие точки, вычислить КРП.

Преимущество такого подхода заключается в следующем:

- измеритель работает в области больших сигналов, при большом соотношении сигнал/шум, что априори повышает точность измерений, а также исключает область неопределенности, имеющуюся в аналоговых измерителях;

- сигнал с динамического конденсатора в виде массива точек может быть обработан в режиме реального времени средствами *DSP (Digital Signal Processor)* микропроцессора для дополнительного подавления шумов и паразитных гармоник, а также для статистического вычисления амплитуды (среднеквадратического значения или амплитудного значения спектральной линии сигнала после *FFT (Fast Fourier Transform)*, что повысит точность определения параметров прямой и, соответственно, точность измерений;

- нет необходимости поиска нулевого сигнала и интеграции для автокомпенсации измеряе-

мой величины, что значительно уменьшает время измерений;

- исключаются погрешности следящей системы и аналого-цифрового преобразования КРП.

## Цифровой измеритель контактной разности потенциалов

Структурная схема цифрового измерителя КРП показана на рисунке 3.

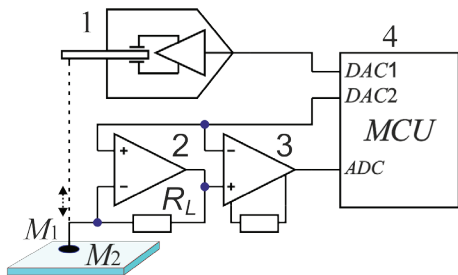
Эталонный  $M_1$  и измеряемый  $M_2$  образцы образуют динамический конденсатор.

В микроконтроллере 4 используются два ЦАП. ЦАП (*DAC1*) использован для генерации синусоидального сигнала, который с помощью блока модулятора 1 (мощный драйвер и пьезопластина) задает вибрацию эталонного образца  $M_1$ . ЦАП (*DAC2*) с соответствующими драйверами вырабатывает напряжение компенсации.

Преобразователь ток-напряжение 2 образован операционным усилителем (с предельно малым током утечки по входу и низким дрейфом напряжения смещения входа) и высокоомным резистором ( $R_L = 10^8 - 10^{10}$  Ом). Инструментальный усилитель 3 убирает из выходного сигнала постоянный уровень (напряжение компенсации). Использование для этой цели разделительного конденсатора нецелесообразно, так как длительные переходные процессы в конденсаторе при переключениях напряжения компенсации снижают быстродействие устройства. С выхода 3 переменный сигнал подается на АЦП (*ADC*) микроконтроллера.

В цифровом измерителе КРП целесообразно генерировать механические колебания эталонного образца микроконтроллером с внешним кварцевым задающим генератором. Это позволяет осуществить общую синхронизацию процессов генерации колебаний и считывания сигналов с измерительного динамического конденсатора. Например, внутренний таймер микроконтроллера осуществляет предварительное деление тактовой частоты микроконтроллера до величины в 128 раз большей частоты колебаний эталонного образца. Импульсы таймера по переднему фронту управляют считыванием записанной в памяти микроконтроллера таблицы синуса ( $M = 128$  точек) и переносом значений в ЦАП (*DAC1*) по каналу прямого доступа к памяти (ПДП). Одновременно импульсы таймера по заднему фронту запускают АЦП (*ADC*) и с помощью ПДП за-

писывают полученные отсчеты с ЦАП в буфер памяти микроконтроллера. Для последующей обработки полученных данных методами цифровой обработки сигналов (*DSP*) с использованием внутреннего арифметического сопроцессора целесообразно использовать четыре периода колебаний ( $N = 4$ ), т.е. 512 точек или 4 периода колебаний вибратора.



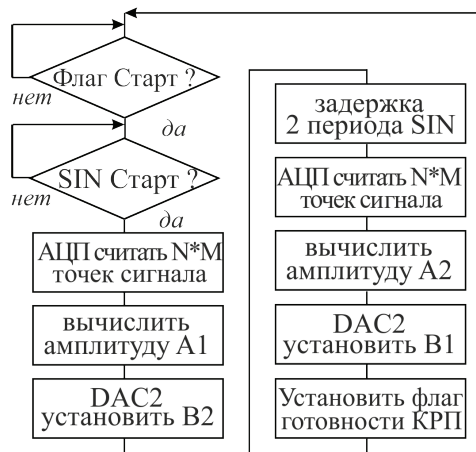
**Рисунок 3** – Структурная схема цифрового измерителя контактной разности потенциалов:  $M_1$  и  $M_2$  – эталонный и измеряемый образцы соответственно; 1 – блок модулятора, состоящий из драйвера и пьезопластины; 2 – преобразователь ток-напряжение; 3 – инструментальный усилитель; 4 – 32-разрядный микроконтроллер с ядром *Cortex M4*

**Figure 3** – Structure of the digital contact potential difference probe:  $M_1$  and  $M_2$  – probe and measured samples, respectively; 1 – modulator consisting of a piezoelectric plate and driver; 2 – current-to-voltage converter; 3 – instrumentation amplifier; 4 – 32-bit microcontroller with *Cortex M4* core.

Таким образом, микроконтроллер постоянно генерирует колебания вибратора. При получении команды начала измерительного цикла, начиная с нулевой точки таблицы синуса, производится считывание 512 точек. Затем микроконтроллер по 512 точкам вычисляет амплитуду сигнала. Возможно вычисление среднеквадратичного значения или расчет спектра сигнала методом быстрого преобразования Фурье и определение величины необходимой спектральной линии. Оба метода определения амплитуды позволяют отстроиться от случайных помех, а быстрое преобразование Фурье позволяет также отстроиться от паразитных гармоник сигнала. Как показала практика, в большинстве случаев использование среднеквадратичного значения достаточно для обеспечения точности и стабильности работы измерителя.

Полный измерительный цикл цифрового измерителя состоит из двух последовательных определений амплитуды сигнала при первом и втором значениях напряжения компенсации

с последующим вычислением величины КРП. При этом напряжения компенсации также задаются микроконтроллером с помощью второго ЦАП (*DAC2*). Обобщенный алгоритм работы цифрового измерителя КРП приведен на рисунке 4.



**Рисунок 4** – Обобщенный алгоритм работы цифрового измерителя контактной разности потенциала

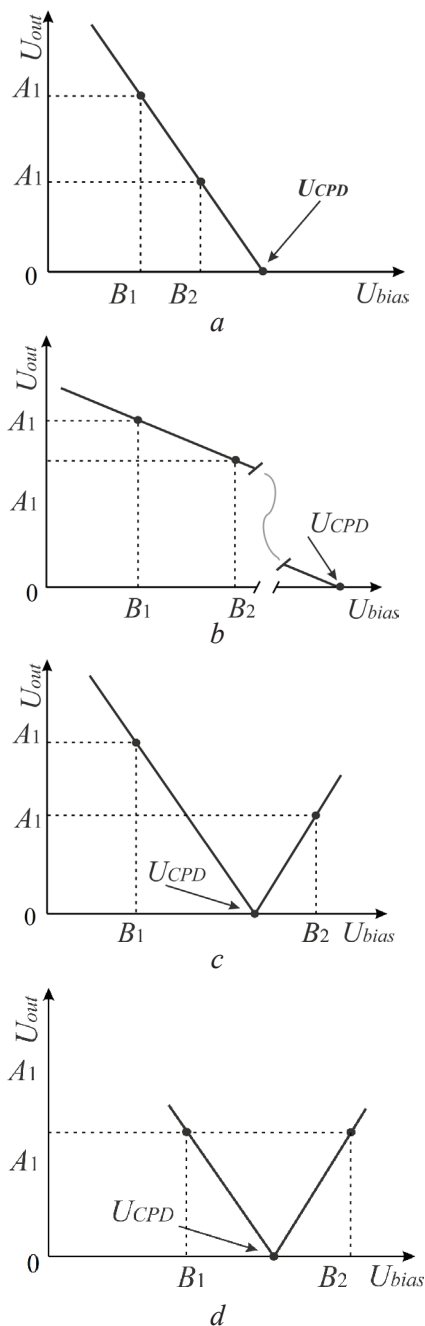
**Figure 4** – Generic algorithm of the digital contact potential difference probe

В соответствии с приведенным алгоритмом, измерение КРП осуществляется за 10 периодов частоты колебаний, т.е. 4 периода осуществляется считывание  $N \times M = 512$  значений сигнала при напряжении компенсации  $B_1$  и устанавливается  $B_2$ , пропускается 2 периода колебаний для достижения установившегося значения  $B_2$ , еще 4 периода осуществляется считывание  $N \times M = 512$  значений сигнала при  $B_2$ . Выполнение математических операций не занимает существенного времени. Из вышесказанного следует, что при частоте колебаний динамического конденсатора 500 Гц время получения результата составляет порядка 0,02 с, т.е. в 50 раз меньше чем это осуществляется в аналоговом измерителе.

Описанный выше цифровой измеритель КРП при соответствующем перепрограммировании микроконтроллера обеспечивает режимы работы, представленные на рисунке 5.

В базовом режиме (рисунок 5а) оба напряжения компенсации ( $B_1$  и  $B_2$ ) фиксированы и выбираются за пределами возможных значений КРП на одной из ветвей компенсационной зависимости (рисунок 2, а или б). КРП в этом случае определяется по формуле:

$$U_{CPD} = - \frac{B_1 \cdot A_2 + B_2 \cdot A_1}{A_1 - A_2} \quad (3)$$



**Рисунок 5** – Возможные режимы работы цифрового измерителя КРП: *a* – базовый режим (по одной ветви компенсационной зависимости); *b* – режим измерения электростатических потенциалов (до нескольких тысяч вольт); *c* – режим измерения по двум ветвям компенсационной зависимости; *d* – режим с предварительным выбором  $B_1$  и  $B_2$  на равном удалении от  $U_{CPD}$

**Figure 5** – Possible operating modes of the digital contact potential difference probe: *a* – basic mode (based on one branch of the compensation dependence); *b* – measuring mode for high electrostatic potentials (up to several thousand volts); *c* – measuring mode based on two branches of the compensation dependence; *d* – mode with preselection  $B_1$  and  $B_2$  at an equal distance from the  $U_{CPD}$ .

Недостатком базового режима является следующее. КРП может оказаться вблизи напряжения компенсации  $B_2$ . В этом случае соотношение сигнал/шум будет мало и при определении амплитуды сигнала  $A_2$  погрешность будет относительно велика, соответственно, будет велика погрешность определения КРП.

Режим измерения электростатических потенциалов (рисунок 5*b*) позволяет определять КРП в широком диапазоне возможных потенциалов измеряемого образца, достигающих до тысяч вольт. Ранее при использовании аналоговых измерителей КРП возникали проблемы применения метода. Аналоговый измеритель требует подачи на эталонный образец напряжения компенсации, равного потенциалу измеряемой поверхности, что на практике было трудно выполнимо. В цифровом измерителе КРП на эталонный образец подаются потенциалы компенсации разумной величины (не превышающие 10 В), а вычисление высоковольтной КРП осуществляется аналогично базовому режиму.

В режиме измерения КРП по двум ветвям компенсационной характеристики (рисунок 5*c*) напряжения компенсации ( $B_1$  и  $B_2$ ) фиксированы и выбираются таким образом, чтобы возможные значения КРП располагались между  $B_1$  и  $B_2$  на разных ветвях компенсационной зависимости (рисунок 2*a* и 2*b*). Это позволяет избежать проблем, описанных для базового режима. В данном режиме необходимо при вычислениях КРП изменять знак амплитуды  $A_2$  на противоположный. Это обусловлено тем, что ветвь *b* компенсационной зависимости является зеркальным отражением ветви *c* (рисунок 2). КРП в этом режиме вычисляется по формуле:

$$U_{CPD} = -\frac{B_1 \cdot (-A_2) + B_2 \cdot A_1}{A_1 + A_2}. \quad (4)$$

Возможен также режим с предварительным выбором  $B_1$  и  $B_2$  на равном удалении от КРП. Этот режим основан на предыдущем, однако при инициализации измерителя определяется КРП и напряжения компенсации ( $B_1$  и  $B_2$ ) устанавливает микроконтроллер на равном удалении от КРП. В этом случае амплитуды  $A_1$  и  $A_2$  близки по значению и их определение будет с точки зрения аналого-цифрового преобразования практически одинаково. Такой подход позволит избежать возможных погрешностей АЦП. Реализация этого режима возможна с однократной установкой напряжений компенсации при инициализации измерителя, а также при последовательных измерениях и корректировках  $B_1$  и  $B_2$ , однако в этом случае понадобится 2 отсчета за измерительный цикл, т.е. время измерения увеличится в два раза.

## Заключение

Разработан метод цифрового измерения контактной разности потенциалов, позволяющий определить параметры компенсационной зависимости с последующим расчетом напряжения компенсации при нулевом уровне сигнала. Для этого достаточно задать микроконтроллеру минимум два различных напряжения компенсации и определить амплитуды переменных сигналов с динамического конденсатора при соответствующих значениях напряжений компенсации. Интерполяция к нулю компенсационной прямой, проходящей через две несовпадающие точки, позволяет расчетным путем определить напряжение, требуемое для полной компенсации контактной разности потенциалов.

Измерительный сигнал с динамического конденсатора в виде массива точек может быть обработан в режиме реального времени средствами цифровой обработки микропроцессора для дополнительного подавления шумов и паразитных гармоник сигнала, а также для статистического вычисления амплитуды сигнала (среднеквадратического значения или амплитудного значения спектральной линии сигнала после быстрого преобразования Фурье), что позволяет существенно повысить точность определения параметров компенсационной зависимости и, соответственно, точность измерения контактной разности потенциалов.

Выявленная зависимость формирования измерительного сигнала позволила разработать модель цифрового измерения контактной разности потенциалов и обеспечить работу цифрового измерителя в режиме больших сигналов, при большом соотношении сигнал/шум, что априори повышает точность измерений, а также исключает область неопределенности, имеющуюся в аналоговых измерителях. При этом исключается необходимость поиска нулевого сигнала и интеграции сигналов с динамического конденсатора для автокомпенсации измеряемой величины, что уменьшает время одного измерения в десятки раз (зависит от частоты колебаний эталонного образца) по сравнению с традиционными аналоговыми измерителями, а также исключает погрешности цепи обратной связи, следящей системы и аналого-цифрового преобразования.

В зависимости от физической природы объекта контроля и решаемой экспериментальной задачи разработанные цифровые измерители при соответствующем перепрограммировании микроконтроллера обеспечивают четыре режима работы. При этом режим измерения электростатических потенциалов позволяет определять

контактную разность потенциалов в широком диапазоне возможных потенциалов, доходящих до тысяч вольт, что для аналоговых измерителей является трудно реализуемым.

Кроме выполнения необходимых манипуляций по определению контактной разности потенциалов, микроконтроллер может также управлять перемещением зонда при сканировании, осуществлять передачу данных на хост-компьютер по USB-интерфейсу и т.п.

Разработанные цифровые измерители контактной разности потенциалов использовались в установках сканирования полупроводниковых пластин СКАН-2013 и СКАН-2015, разработанных для ОАО «ИНТЕГРАЛ» (Минск).

## Список использованных источников

1. *Пантелеев, К.В.* Построение измерителей контактной разности потенциалов / К.В. Пантелеев, В.А. Микитевич, А.Л. Жарин // Приборы и методы измерений. – 2016. – Т. 7, № 1. – С. 7–15; doi: 10.21122/2220-9506-2016-7-1-7-15.
2. *Hadjadjy, A.*, Contact potential measurements with a local Kelvin probe. / A. Hadjadjy [et al.] // Philosophical magazine B. – 2001. – Vol. 11, no. 11. – P. 1257–1266; doi: 10.1080/13642810208223162.
3. *Luo, G.-N.* Influence of space charge on the performance of the Kelvin probe / G.-N. Luo [et al.] // Review of scientific instruments. – 2001. – Vol. 72, no. 5. – P. 2350–2357; doi: 10.1063/1.1367363.
4. *Subrahmanyam, A.* The Kelvin Probe for Surface Engineering: Fundamentals and Design / A. Subrahmanyam, S. Kumar. – USA : CRC Press, 2010. – 200 p.
5. *Zharin, A.L.* Contact Potential Difference Techniques As Probing Tools in Tribology and Surface Mapping / A.L. Zharin // Scanning Probe Microscopy in Nanoscience and Nanotechnology. – Heidelberg : Springer-Verlag, 2010. – P. 687–720.
6. *Makino, T.* Contact Potential Difference Measurement of Adhesion Process during Micro / Meso-scale Injection Upsetting / T. Makino [et al.] // Procedia Engineering. – 2014. – Vol. 81. – P. 444–449; doi: 10.1016/j.proeng.2014.10.020.
7. *Kondo, A.* Kelvin probe imaging of photo-injected electrons in metal oxide nanosheets from metal sulfide quantum dots under remote photochromic coloration / A. Kondo [et al.] // Nanoscale. – 2015. – no. 7. – P. 12510–12515.
8. *Peterson, I. R.* Kelvin probe liquid-surface potential sensor. / I. R. Peterson // Review of Scientific Instruments. – 1999. – Vol. 70, no. 7. – P. 3418–3424; doi: 10.1063/1.1149929.
9. *Mazhar, M.E.* Kelvin probe as an effective tool to develop sensitive p-type CuO gas sensors / M.E. Mazhar



[et al.] / Sensors and Actuators B: Chemical. – 2016. – Vol. 222. – P. 1257–1263; doi: 10.1016/j.snb.2015.05.050.

10. Жарин, А.Л. Метод контактной разности потенциалов и его применение в трибологии / А.Л. Жарин. – Минск : Бестпринт, 1996. – 235 с.

11. Wicinski, M. Lateral resolution in scanning Kelvin probe microscopy / M. Wicinski, W. Burgstaller, A.W. Hassel // Corrosion Science. – 2016. – Vol. 104. – P. 1–8; doi: 10.1016/j.corsci.2015.09.008.

12. Rossi, F. Contact potential measurement: Spacing-dependence errors / F. Rossi // Review of Scientific Instruments. – 1992. – Vol. 63; doi: 10.1063/1.1143230.

13. McMurray, H.N. Probe diameter and probe-specimen distance dependence in the lateral resolution of a scanning Kelvin probe / H.N. McMurray, G. Williams // Journal of Applied Physics. – 2002. – Vol. 91, no. 3. – P. 1673–1679; doi: 10.1063/1.1430546.

14. Klein, U. Contact potential differences measurement: Short history and experimental setup for classroom demonstration / U. Klein, W. Vollmann, A. Paulo // IEEE Transactions on Education. – 2003. – Vol. 3, no. 46. – P. 338–344.

15. Frankel, G. Potential control under thin aqueous layers using a Kelvin probe / G.S. Frankel [et al.] // Corrosion Science. – 2007. – Vol. 49. – P. 2021–2036; doi: 10.1016/j.corsci.2006.10.017.

## References

1. Pantsialeyeu K.U., Mikitsevich U.A., Zharin A.L. [Design of the contact potentials difference probes]. *Приборы и методы измерений* [Devices and Methods of Measurements], 2016, vol. 7, no. 1, pp. 7–15; doi: 10.21122/2220-9506-2016-7-1-7-15 (in Russian).

2. Hadjadjy A., Equerz B., Beorchiaiy A., Roca P. Contact potential measurements with a local Kelvin probe. *Philosophical magazine B*, 2001, vol. 82, no. 11, pp. 1257–1266; doi: 10.1080/13642810208223162.

3. Luo G.-N., Yamaguchi K., Terai T., Yamawaki M. Influence of space charge on the performance of the Kelvin probe. *Review of scientific instruments*, 2001, vol. 72, no. 5, pp. 2350–2357; doi: 10.1063/1.1367363.

4. Subrahmanyam A., Kumar S. *The Kelvin Probe for Surface Engineering: Fundamentals and Design*. USA, CRC Press, 2010, p. 200.

5. Zharin A.L. Contact Potential Difference Techniques As Probing Tools in Tribology and Surface Map-

ping. *Scanning Probe Microscopy in Nanoscience and Nanotechnology*. Heidelberg, Springer-Verlag, 2010, pp. 687–720.

6. Makino T., Michimoto T., Moriyama S., Kikuchi T. Contact Potential Difference Measurement of Adhesion Process during Micro / Meso-scale Injection Upsetting. *Procedia Engineering*, 2014, vol. 81, pp. 444–449; doi: 10.1016/j.proeng.2014.10.020.

7. Kondo A., Yin G., Srinivasan N., Atarashi D., Sakaia E., Miyauchi M. Kelvin probe imaging of photo-injected electrons in metal oxide nanosheets from metal sulfide quantum dots under remote photochromic coloration. *Nanoscale*, 2015, no. 7, pp. 12510–12515.

8. Peterson I.R. Kelvin probe liquid-surface potential sensor. *Review of Scientific Instruments*, 1999, vol. 70, no. 7, pp. 3418–3424; doi: 10.1063/1.1149929.

9. Mazhar M., Faglia G., Comini E., Zappa D., Baratto C., Sberveglieri G. Kelvin probe as an effective tool to develop sensitive p-type CuO gas sensors. *Sensors and Actuators B: Chemical*, 2016, vol. 222, pp. 1257–1263; doi: 10.1016/j.snb.2015.05.050.

10. Zharin A.L. *Метод контактной разности потенциалов и его применение в трибологии* [Method of contact potential difference and its application in tribology]. Minsk, Bestprint Publ., 1996, 235 p. (in Russian).

11. Wicinski M., Burgstaller W., Hassel A.W. Lateral resolution in scanning Kelvin probe microscopy. *Corrosion Science*, 2016, vol. 104, pp. 1–8; doi: 10.1016/j.corsci.2015.09.008.

12. Rossi F. Contact potential measurement: Spacing-dependence errors. *Review of Scientific Instruments*, 1992, vol. 63; doi: 10.1063/1.1143230.

13. McMurray H.N., Williams G. Probe diameter and probe-specimen distance dependence in the lateral resolution of a scanning Kelvin probe. *Journal of Applied Physics*, 2002, no. 3, vol. 91, pp. 1673–1679; doi: 10.1063/1.1430546.

14. Klein U., Vollmann W., Paulo A. Contact potential differences measurement: Short history and experimental setup for classroom demonstration. *IEEE Transactions on Education*, 2003, vol. 3, no. 46, pp. 338–344.

15. Frankel G., Stratmann M., Rohwerder M., Michalik A., Maier B., Dora J., Wicinski M. Potential control under thin aqueous layers using a Kelvin probe. *Corrosion Science*, 2007, vol. 49, pp. 2021–2036; doi: 10.1016/j.corsci.2006.10.017.