

УДК 681.2.08

ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ КОНДУКТОМЕТРИЧЕСКИХ СХЕМ БИОСЕНСОРНЫХ СИСТЕМ

В. Г. Мельник, Л. Н. Семенычева, А. Д. Василенко

Институт электродинамики НАН Украины
просп. Победы, 56, г. Киев-57, 03680, Украина.
т. +38(044) — 4542511, E-mail: melnik@ied.org.ua

ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ КОНДУКТОМЕТРИЧЕСКИХ СХЕМ БИОСЕНСОРНЫХ СИСТЕМ

В. Г. Мельник, Л. Н. Семенычева, А. Д. Василенко

Аннотация. Приведены результаты теоретических и экспериментальных исследований влияния параметров эквивалентной схемы замещения тонкопленочных двухэлектродных кондуктометрических преобразователей, используемых в дифференциальных биосенсорах, на чувствительность и селективность мостовой схемы электронного измерительного канала.

Ключевые слова: кондуктометрия, дифференциальный датчик, биосенсор, мостовая схема

INVESTIGATION OF CHARACTERISTICS OF TRANSFORMING OF THE DIFFERENTIAL CONDUCTOMETRIC CIRCUIT FOR BIOSENSORS SYSTEMS

V. G. Melnyk, L. N. Semenycheva, A. D. Vasylenko

Abstract. The results of theoretical and experimental studies of effect of the parameters of the two-elements equivalent circuit of the thin-film conductometric transducers, which used in the differential biosensors, on sensitivity and selectivity of the bridge circuit of electronic measuring channel are discussed.

Keywords: conductivity, differential sensor, biosensor, bridge circuit

ДОСЛІДЖЕННЯ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕРЕТВОРЕННЯ ДИФЕРЕНЦІЙНИХ КОНДУКТОМЕТРИЧНИХ СХЕМ БІОСЕНСОРНИХ СИСТЕМ

В. Г. Мельник, Л. М. Семеничева, О. Д. Василенко

Анотація. Наведено результати теоретичних і експериментальних досліджень впливу параметрів еквівалентної схеми заміщення тонкоплівкових двухелектродних кондуктометричних перетворювачів, використовуваних в диференційних біосенсорах, на чутливість і селективність мостової схеми електронного вимірювального каналу.

Ключові слова: кондуктометрія, диференційний датчик, біосенсор, мостова схема

Введение

Создание метрологически надежных, пригодных к серийному производству кондуктометрических биосенсорных систем требует решения нескольких задач, среди которых наиболее важными являются две. Первая из них — достижение максимально возможной идентичности информативных параметров дифференциальной пары преобразователей, образующих электронный датчик биосенсора. Этими параметрами являются активные сопротивления (R) прилегающей области раствора. Вторая — обеспечение инвариантности характеристики преобразования мостовой измерительной схемы, в которую включен такой датчик к нестабильности неинформативных параметров, в частности, приэлектродной емкости (C) преобразователей при измерениях приращений информативного параметра в одном из них [1,2].

В работе [2 — предыдущая статья] было показано, что параметры эквивалентной 2-х элементной схемы замещения планарных кондуктометрических преобразователей могут существенно изменяться в процессе эксплуатации датчиков. Такое явление связано с изменениями состояния поверхности электродов. Однако существует и другой фактор, способный вызвать изменения этих параметров в биосенсорах — нанесение на электроды (иммобилизация) биоселективных мембран. При этом преобразователи, образующие дифференциальную пару, могут оказаться неидентичными уже с самого начала, даже при их изготовлении по самым лучшим технологиям из наиболее химически устойчивых материалов. Поэтому, независимо от решения проблемы эксплуатационной стабильности преобразователей, важно определить влияние изменений параметров их эквивалентной схемы на чувствительность создаваемых измерительных систем к изменениям электропроводности раствора. С целью выяснения этого вопроса были выполнены две серии экспериментов с использованием разработанного авторами аппаратно—программного измерительного комплекса для работы с тонкопленочными дифференциальными кондуктометрическими датчиками, который является основой многоканальной кондуктометрической биосенсорной системы [3].

Метрологическое обеспечение исследований

В первой серии экспериментов исследовались изменения величины отклика измерительного канала при различных отклонениях параметров R , C и тангенса фазового угла $\operatorname{tg}\varphi$ преобразователей от их номинальных значений с помощью электрического эквивалента (имитатора) дифференциального кондуктометрического датчика. Схема этого эквивалента изображена на рис. 1. Он состоит из высокоточных (с отклонениями от номинала не более 0.1–0,2 %) резисторов и конденсаторов, позволяющий имитировать параметры последовательной схемы замещения кондуктометрических преобразователей [2]. Резисторы $R7$, $R8$ моделируют номинальное значение активного сопротивления преобразователей дифференциальной пары, обозначенных условно как правый и левый. Конденсаторы $C5$, $C6$ моделируют номинальное значение емкостей этих преобразователей. С помощью ключей $SW8$, $SW9$ и $SW4$, $SW5$ могут увеличиваться соответственно на 10 и 20 % проводимости резисторов, моделирующих активные сопротивления, а с помощью ключей $SW7$, $SW10$ и $SW3$, $SW6$ — на 10 и 25 % емкости. Указанными изменениями можно имитировать нестабильность параметров преобразователей отдельно по R в пределах $\pm 30\%$ и по C в пределах $\pm 35\%$ по отношению друг к другу. Изменяя R и/или C одинаково в эквивалентах левого и правого преобразователей можно имитировать изменение $\operatorname{tg}\varphi$ датчика (в пределах $\pm 35\%$ или $\pm 30\%$) без нарушения идентичности преобразователей. Ключами (кнопками) $SW1$ и $SW2$ могут варьироваться активные сопротивления, имитируя изменения электропроводности раствора величиной около 1 % на преобразователе биосенсора с активной мембраной, которые имеют место при реальных биохимических измерениях (рабочим может быть выбран либо правый, либо левый преобразователь). Зажимы $J1$ — $J3$ служат для подключения эквивалентов к измерительному модулю. При включении имитатора в мостовую схему на $J1$ и $J3$ поступают взаимно — противофазные напряжения $U1$ и $U2$, а через $J2$ снимается выходной ток I . Конденсаторы $C7$ и $C8$ представляют собой реальные емкости соединительного кабеля. Они достаточно малы, чтобы не влиять существенно на импедансы эквивалентов.

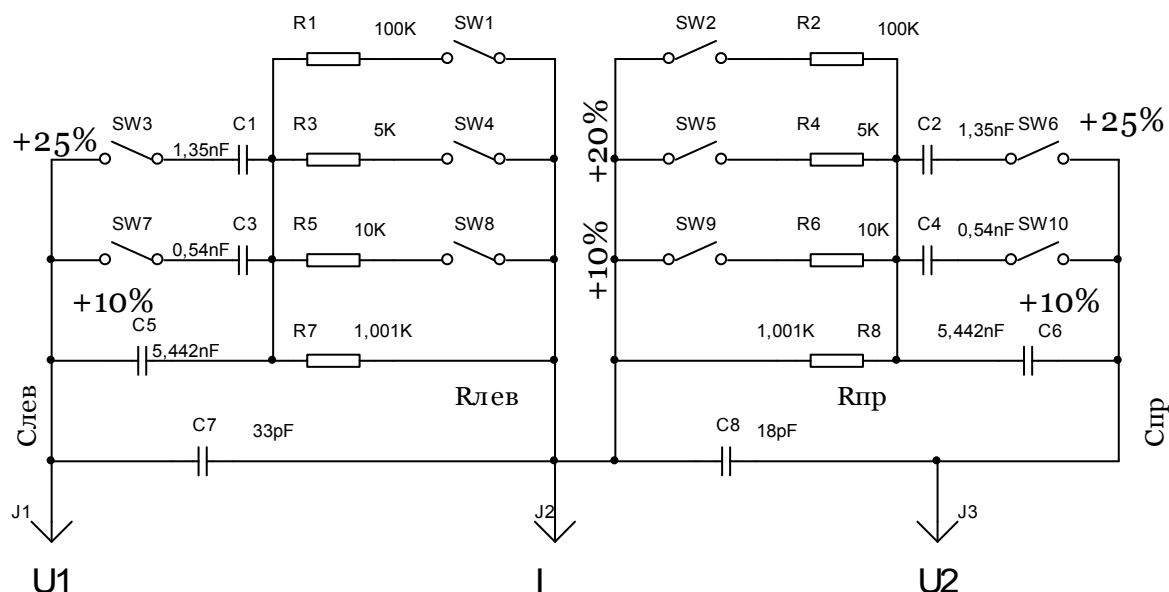


Рис. 1. Принципиальная схема электрического эквивалента дифференциального кондуктометрического датчика

Во второй серии экспериментов исследовались чувствительности измерительного канала разработанного комплекса с использованием реальных кондуктометрических датчиков. В них определялись дифференциальным методом изменения разницы концентраций в двух равных объемах калий-фосфатного раствора ($\text{KH}_2\text{PO}_4\text{-NaOH}$ рН 7.4) с концентрацией 5 мМ/л при добавлении в один из них точно дозированного количества дистиллированной воды.

Компенсационно-мостовые измерительные схемы с дифференциальными кондуктометрическими датчиками и их характеристики преобразования.

Прежде чем обсуждать результаты исследований, полученные с помощью данного имитатора, рассмотрим применяемые в настоящее время измерительные схемы и некоторые их свойства. Одна из таких схем рассматривалась в [2], другое измерительное устройство может быть реализовано на основе компенсационно-мостовой схемы [4], изображенной на рис. 2. Схема содержит генератор Г напряжения \dot{U}_r питания моста, инвертор напряжения ИНВ, измеритель И выходного сигнала моста и дифференциальный датчик Д, параметры преобразователей которого обозначены как $C_{1,2}$ и $G_{1,2}$. В работе [4] было показано, что чувствительность таких измерительных цепей к изменению информативного параметра $G = 1/R$ од-

ного из преобразователей дифференциальной пары определяется выражением:

$$\Delta i = \dot{U}_r \Delta G \frac{1}{1 - \text{tg}^2 \varphi - j2\text{tg} \varphi}, \quad (1)$$

где ΔG — приращение проводимости рабочего преобразователя, например, G_1 (индексы 1 и 2 соответствуют «левому» и «правому» преобразователям), Δi — приращение выходного сигнала моста в результате появления ΔG .

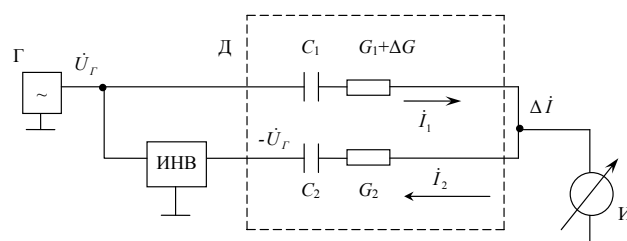


Рис. 2. Упрощенная схема компенсационно-мостовой цепи кондуктометрической биосенсорной системы

Очевидно, что при изменениях $\text{tg} \varphi$ преобразователей чувствительности таких простых мостовых схем будет варьироваться в широких пределах (поскольку вектор приращения выходного сигнала повернут на двойной угол φ), что не позволит обеспечить воспроизводимость результатов измерений. В работе [5] была предложена более совершенная компенсационно-мостовая схема, в которой обеспечивается повышение и стабилизация чувствительности измерительной схемы за счет компенсации

падения напряжения на емкостях преобразователей. Эта схема приведена на рис. 3.

Устройство содержит источник напряжения ($U_{Г}$), квадратурный фазовращатель (ΦO), сумматор (Σ), масштабирующие преобразователи с регулируемыми коэффициентами передачи (K_1 и K_2) и инвертор. Дифференциальный датчик, представленный эквивалентными элементами R_{S1} , C_{S1} и R_{S2} , C_{S2} преобразователей

S1 и S2, включается в схему через соединительный кабель. Цепь любого из преобразователей может разрываться ключом Кл1 или Кл2. Узел ПСН преобразует выходной ток мостовой схемы в напряжение, которое в дальнейшем поступает на синхронный детектор, где из него выделяется необходимая составляющая: синфазная или квадратурная с напряжением генератора питания моста $U_{Г}$.

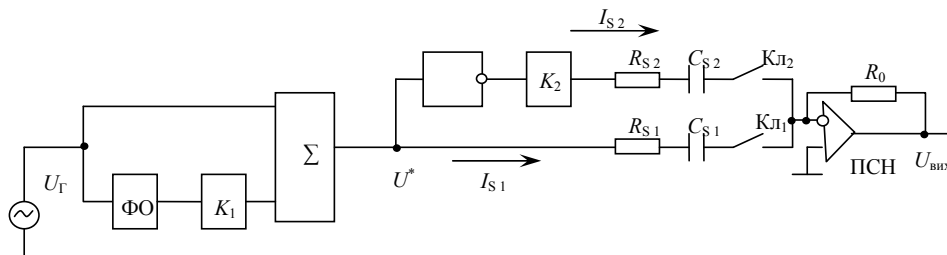


Рис. 3. Блок-схема компенсационно-мостовой цепи кондуктометрической биосенсорной системы с компенсацией влияния емкостной составляющей импедансов преобразователей дифференциального датчика

Способ измерения, который реализуется с помощью этой мостовой схемы, основан на ее балансировке по реактивному параметру, результатом чего является поворот фаз напряжений, которые подаются на кондуктометрические преобразователи на такой угол, чтобы ток в преобразователях совпадал по фазе с напряжением генератора. Для этого регулировкой K_1 при разомкнутом ключе Кл1 или Кл2 добиваются отсутствия в выходном сигнале моста квадратурной к $U_{Г}$ составляющей напряжения, используя для анализа сигнала синхронный детектор, опорные напряжения которого могут быть синфазные или квадратурные к $U_{Г}$. После этого выражение (1), определяющее чувствительность мостовой схемы приобретает вид [4]:

$$\Delta I = \dot{U}_{Г} \Delta G \frac{1}{1 - j \operatorname{tg} \varphi} \quad (2)$$

Из сравнения (1) и (2) видно значительное повышение чувствительности за счет поворота фазы $U_{Г}$, особенно при больших $\operatorname{tg} \varphi$.

В [5] с помощью векторных диаграмм поясняются физические причины зависимости чувствительности моста от $\operatorname{tg} \varphi$ и эффект уменьшения этой зависимости предложенным методом для случая, когда параметры преобразователей дифференциальной пары идентичны. Однако изменения этих параметров, возникающие в процессе эксплуатации датчиков, могут заметно изменять чувствительность мос-

товой схемы, причем в зависимости от того, по какому из преобразователей производится компенсация падения напряжения на емкостном элементе их схемы замещения. Векторная диаграмма напряжений и токов в преобразователях, поясняющая это явление, представлена на рис. 4.

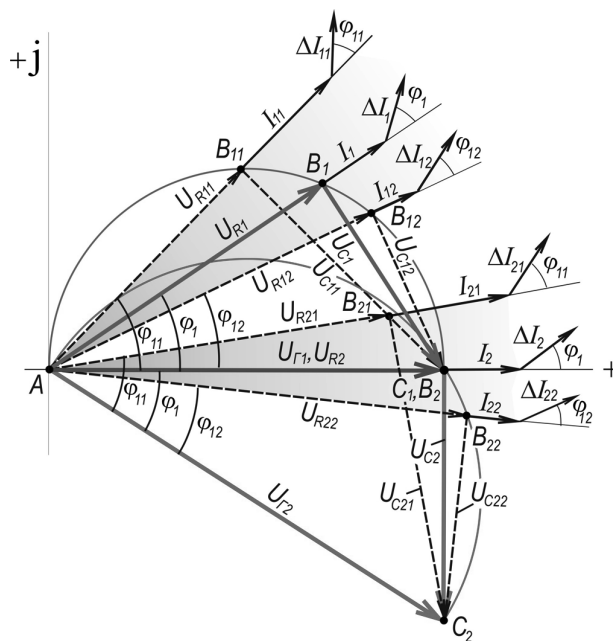


Рис. 4. Векторная диаграмма напряжений и токов в мостовой схеме с компенсацией падения напряжения на приэлектродных емкостях кондуктометрических преобразователей для случаев идентичности и неидентичности этих емкостей

На этой диаграмме треугольник векторов $AB1C1$ иллюстрирует распределение напряжений на емкостных и резистивных элементах схемы замещения преобразователей датчика при их идентичностях. Напряжение $U_{г1}$, подаваемое на один из преобразователей ($S1$ на рис. 3), соответствует вектору $AC1$. Вектор напряжения, подаваемого на второй из преобразователей, имеет противоположное направление. Ток через первый из преобразователей иллюстрируется вектором $I1$ (вектор тока через второй преобразователь имеет противоположное направление). Для компенсации падения напряжения на емкостной составляющей импеданса преобразователей разрывают цепь одного из них (например, $S2$ ключом $Kл2$) и добавляют к $U_{г1}$ квадратурное по отношению к нему напряжение (коллинеарное с вектором $C1C2$). Регулируя величину этого напряжения, добиваются поворота вектора тока, протекающего через преобразователь $S1$, из положения $I1$ в положение $I2$, совпадающее по направлению с вектором $U_{г1}$, что фиксируется синхронным детектором. При этом напряжение на активной составляющей импеданса преобразователя $UR2$ совпадет с напряжением $U_{г1}$, а упомянутый выше треугольник векторов преобразуется в $AB2C2$ ($B2$ совпадает с $C1$). После замыкания ключа $Kл2$ мостовая цепь оказывается сбалансированной по реактивному параметру и окончательно балансируется по амплитудам токов I_{s1} и I_{s2} в преобразователях блоком $K2$.

Информативное изменение (например, увеличение) удельной проводимости раствора на одном из преобразователей в результате биохимической реакции в активной мембране вызывает приращение (в этом случае — отрицательное) его эквивалентного сопротивления R_s . Это приводит к соответствующему приращению выходного тока моста, что иллюстрируется на векторной диаграмме вектором $\Delta I2$, направление и модуль которого определяются выражением (2). Результатом измерения является проекция вектора $\Delta I2$ на ось вектора $U_{г}$, которая определяется синхронным детектором. Если бы не было выполнено компенсации падения напряжения на емкостях преобразователей, то приращением выходного сигнала моста был бы вектор $\Delta I1$, у которого выделяемая синхронным детектором информативная составляющая (синфазная с $U_{г1}$),

была бы в несколько раз меньше, чем у вектора $\Delta I2$. Отметим, что на данной диаграмме было бы корректнее располагать векторы приращения токов в начале координат, однако с целью большей наглядности они привязаны к концам векторов токов того преобразователя, в котором это приращение имеет место. Напряжения и токи второго преобразователя не показаны для упрощения рисунка.

Более сложный характер имеет зависимость чувствительности мостовой схемы от значения $\text{tg}\varphi$ преобразователей при неидентичности параметров их схем замещения. В этом случае фазовые углы преобразователей $S1$ и $S2$ становятся различными (соответственно $\varphi1$ и $\varphi11$ или $\varphi12$). Распределению напряжений на элементах схемы замещения $S2$ соответствуют треугольники векторов $AB11C1$ или $AB12C1$ на рис.4. Их отличие от треугольника $AB1C1$ объясняется разной величиной падения напряжения на емкостной составляющей импеданса (U_{c11} или U_{c12} вместо U_{c1}) из-за отличий приэлектродных емкостей [2]. После выполнения компенсации напряжения на приэлектродной емкости преобразователя $S1$ треугольник векторов напряжений преобразователя $S2$ преобразуется в $AB21C2$ или $AB22C2$, в зависимости от величины фазового угла. Вектор тока преобразователя $S2$ будет при этом находиться в положении $I21$ или $I22$, а векторы приращения тока при изменении проводимости раствора на этом преобразователе займут положение $\Delta I21$ или $\Delta I22$. Из диаграммы хорошо видно, что имеются отличия величин проекций этих векторов приращения тока на ось вектора $U_{г}$ от проекции вектора $\Delta I2$, которые зависят от отличий углов $\varphi11$ или $\varphi12$ от угла $\varphi1$. Для $\varphi11$ чувствительность преобразователя $S2$ будет ниже, чем у $S1$, а для $\varphi12$ наоборот, выше. Частично эту разницу можно уменьшить, если раздельно скомпенсировать падения напряжения на емкостях преобразователей [4] или перейти к определению результата по модулю приращения ΔI [6], однако это потребует серьезного усложнения схемы моста и алгоритма компенсации. Ниже будет показано, что при выполнении необходимых требований к датчикам, указанных в [2], достигается вполне удовлетворительная стабильность чувствительности при использовании достаточно простой схемы, представленной на рис. 3.

Экспериментальные исследования чувствительности измерительного канала с помощью эквивалентов дифференциального кондуктометрического датчика

Обсудим теперь результаты экспериментальных исследований изменений откликов измерительного канала при различных отклонениях параметров R , C и тангенса фазового угла $\text{tg}\varphi$ преобразователей от их номинальных значений, которые выполнялись с помощью описанного выше эквивалента дифференциального кондуктометрического датчика.

На рис. 5 показаны отклики, полученные имитацией изменений на $\pm 1\%$ соотношения активных проводимостей раствора на поверхностях преобразователей при номинальных значениях параметров их эквивалентов. Это осуществлялось после балансировки мостовой схемы, путем нажатия кнопок SW1 и SW2 имитатора. Величины этих откликов равны и составляют $\pm(407 \pm 2)$ условных единиц (единиц дискретности отсчета) измерительного устройства.

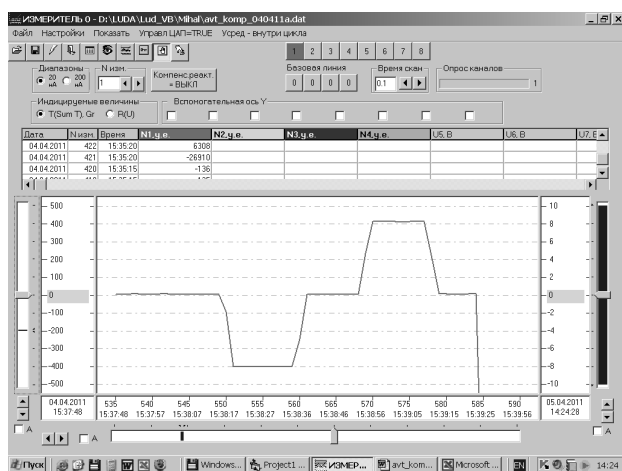


Рис. 5. Вид экрана компьютера измерительной системы с откликами на 1% изменения активных проводимостей эквивалентов левого и правого преобразователей дифференциального датчика при номинальных значениях параметров их схем замещения

На диаграммах рис. 6 приведены серии обработанных откликов, полученных при одинаковых изменениях $\text{tg}\varphi$ эквивалентов левого и правого преобразователей. Первая пара откликов на каждой диаграмме получена при номинальных значениях параметров эквивалентов после балансировки мостовой схемы. В каждой из двух последующих троек парных откликов

на левой диаграмме $\text{tg}\varphi$ увеличивался соответственно на 10, 20, и 30 % за счет уменьшения активного сопротивления эквивалентов, а на правой диаграмме $\text{tg}\varphi$ уменьшался соответственно на 10, 25, и 35 % за счет увеличения их емкости. Второй, третий и четвертый отклики диаграмм получены без компенсации напряжения на емкостях эквивалентов, а три последующих — с выполнением такой компенсации. Полученные изменения величин откликов хорошо согласуются с приведенными выше результатами аналитической оценки чувствительности мостовой схемы при идентичных параметрах преобразователей.

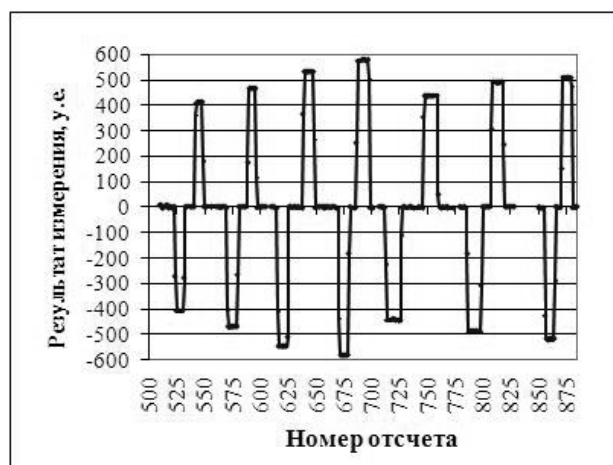
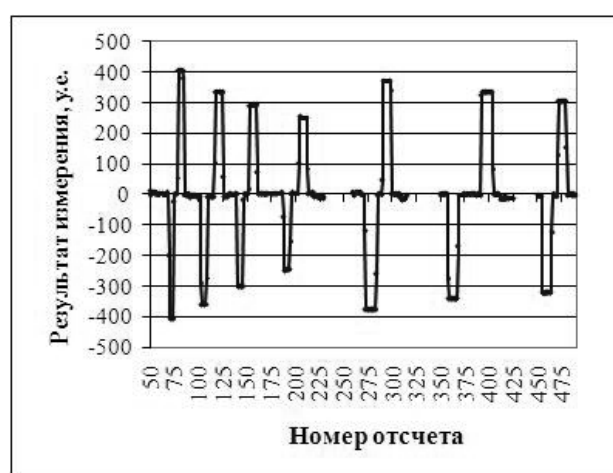


Рис. 6. Серии откликов измерительного устройства, полученные при увеличении (слева) и уменьшении (справа) $\text{tg}\varphi$ эквивалентов преобразователей без компенсации напряжения на реактивности и после такой компенсации (три последние отклика в серии)

На рис. 7 слева показаны отклики при работе с эквивалентом левого преобразователя, имеющим активное сопротивление на 20 % меньше

(и соответственно больший $\text{tg}\varphi$). Чувствительность прибора при воздействии на этот эквивалент уменьшилась до 295 у.е., а при воздействии на правый осталась прежней (410 у.е.). Справа приведены аналогичные отклики при уменьшенном сопротивлении правого преобразователя. Чувствительность при воздействии на правый эквивалент стала 298 у.е., а при воздействии на левый — осталась прежней (407 у.е.).

На диаграммах, изображенных на рис. 8 представлены серии обработанных откликов, полученных при поочередном изменении $\text{tg}\varphi$ эквивалентов левого и правого преобразователей с выполнением компенсации падений напряжений на их емкостях. Первая пара откликов на левой диаграмме получена при номинальных значениях параметров эквивалентов (при одинаковом $\text{tg}\varphi$).

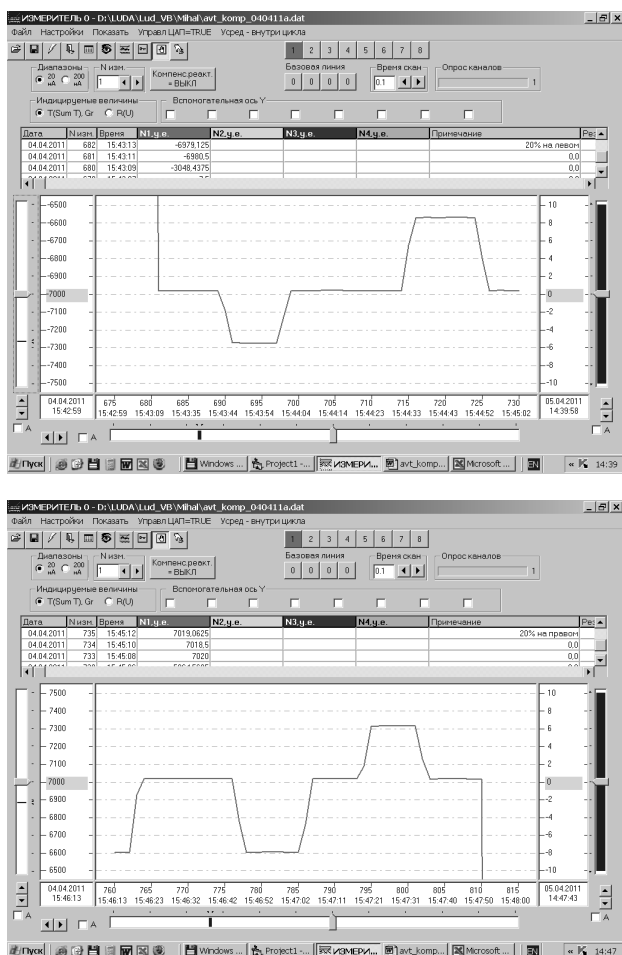


Рис. 7. Виды экрана компьютера измерительной системы с откликами на 1 % изменения активных проводимостей эквивалентов левого и правого преобразователей дифференциального датчика при увеличенных $\text{tg}\varphi$: левого преобразователя (слева) и правого преобразователя (справа)

Следующие три четверки откликов на левой диаграмме получены при увеличении $\text{tg}\varphi$ соответственно на 10, 20, и 30 % за счет уменьшения активного сопротивления эквивалентов, а три четверки откликов на правой диаграмме — при уменьшении $\text{tg}\varphi$ на 10, 25, и 35 % соответственно за счет увеличения емкости. Анализ этих диаграмм показывает, что чувствительность измерительной системы на том из преобразователей, параметры которого остаются такими же, как были при балансировке моста, является постоянной (около 407 у.е.) и не зависит от того, насколько отличаются параметры второго преобразователя. Чувствительность схемы на втором преобразователе существенно зависит от того, насколько изменился его $\text{tg}\varphi$. Графически зависимости чувствительностей мостовой схемы по обоим преобразователям от различия их $\text{tg}\varphi$ представлены на рис. 9.

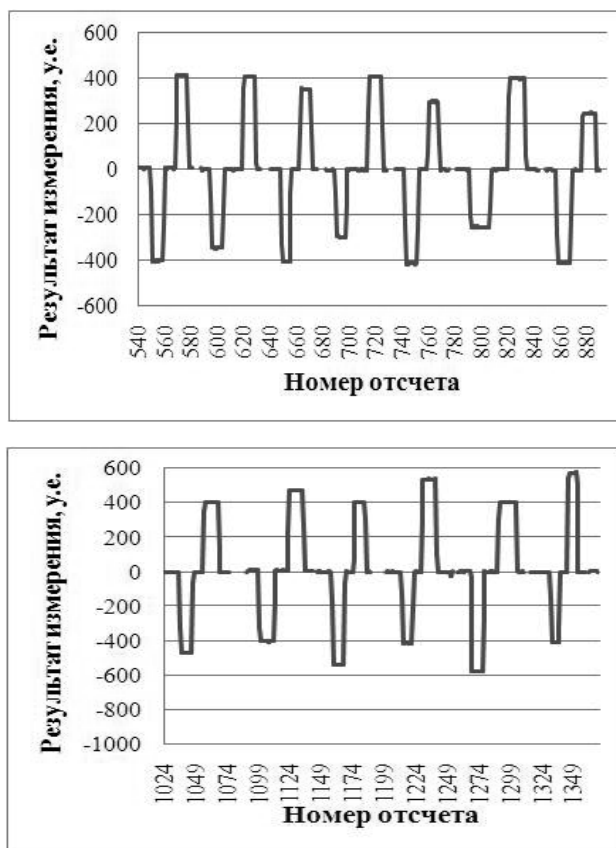


Рис. 8. Серии откликов измерительного устройства при поочередном изменении $\text{tg}\varphi$ левого и правого преобразователей

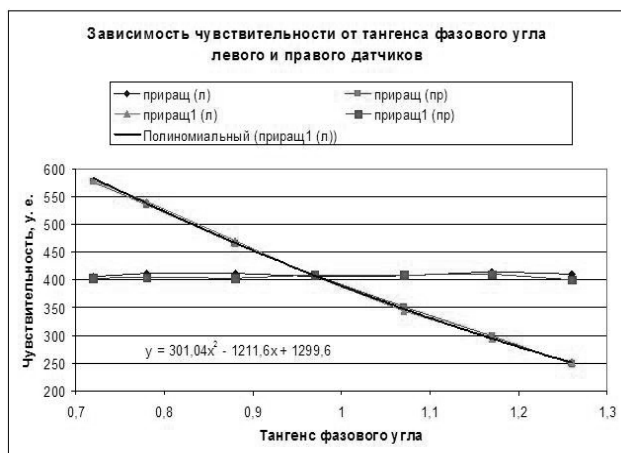


Рис. 9. Зависимости чувствительности мостовой схемы по левому и правому преобразователям при изменениях $\operatorname{tg}\varphi$ одного из них по отношению к другому. Чувствительность выражена в единицах дискретности приращения выходного сигнала моста, полученного при изменении информативного параметра преобразователя на 1 %

Результаты экспериментов с эквивалентами датчиков

Описанные здесь экспериментальные результаты полностью соответствуют результатам анализа чувствительности мостовой схемы при различиях параметров преобразователей, полученных из анализа векторной диаграммы на рис. 4 и результатов, изложенных в [4].

Принципиально важный вывод из этих исследований заключается в том, что если компенсация падения напряжения на емкостях преобразователей (балансировка моста по реактивному параметру) производится при включенном рабочем преобразователе (на котором располагается активная мембрана биосенсора), то чувствительность измерительной системы практически не будет зависеть от различий параметров схем замещений преобразователей дифференциальной пары. На рис. 9 видно, что вариации чувствительности по рабочему преобразователю не превышают 2–3 %.

Диапазон различий параметров эквивалентов преобразователей, который был исследован выше, значительно превышает тот диапазон различий параметров преобразователей реальных кондуктометрических датчиков, который допустим исходя из требований обеспечения подавления синфазных влияний на них неинформативных факторов

среды. Для удовлетворения этих требований различия информативных параметров схемы замещения преобразователей (R_s) не должны превышать 5–10 %. Таким образом, стабильность функции преобразования используемой компенсационно-мостовой схемы вполне достаточна для обеспечения метрологической надежности электронного канала биосенсорной системы.

Экспериментальные исследования чувствительности кондуктометрического канала с помощью образцовых растворов

В кондуктометрических биосенсорных системах с реальными датчиками, кроме источников нестабильности, рассмотренных в этой статье и в [2], действует большое количество различных факторов, которые также могут приводить к искажению откликов. Основной среди них — неопределенность коэффициента преобразования биоселективной мембраной концентрации исследуемого вещества (аналита) в изменение удельной электропроводности буферного раствора вблизи поверхности активного преобразователя датчика. Эта проблема решается периодическими калибровками сквозного измерительного канала с помощью образцовых растворов, однородных с аналитом. При таких калибровках учитываются не только погрешности, обусловленные изменением характеристик мембран, но и погрешности, связанные с изменениями эквивалентных параметров датчиков, что дополнительно компенсирует нестабильность характеристик преобразования электронной части канала. В частности, при этом учитывается остающаяся зависимость чувствительности мостовой схемы от $\operatorname{tg}\varphi$ преобразователей.

В то же время, в промежутках времени между калибровками биосенсорной системы не исключены изменения чувствительности кондуктометрического канала из-за совокупного действия многих других причин: ухудшения идентичности преобразователей, изменения температуры, pH раствора и т.д. Для оценки возможной нестабильности дифференциального кондуктометрического канала была выполнена вторая (из упомянутых в начале статьи) серия экспериментов. Фотография примененного для этого измерительного комплекса представлена на рис. 10.

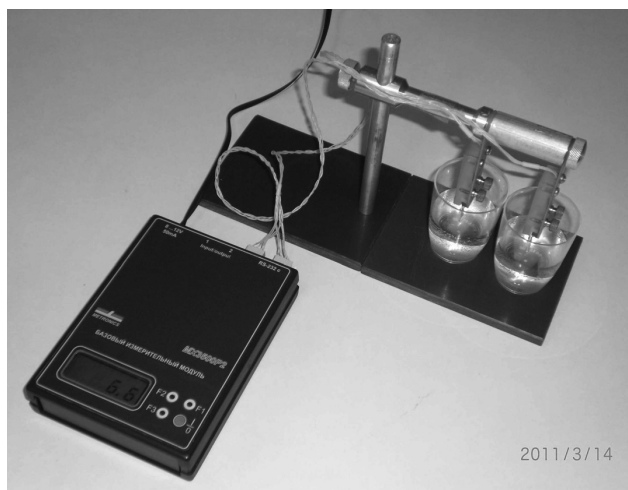


Рис. 10. Дифференциальный измеритель электропроводности растворов с планарными кондуктометрическими преобразователями на базе унифицированного электронного модуля

Для выполнения измерений в мостовую схему, представленную на рис. 3, включали два преобразователя, расположенных на разных датчиках. Для исследований отобрали пары датчиков с электродами из никеля с номерами 2.12 и 2.8 и с электродами из золота с номерами 2.7 и 2.8, параметры преобразователей которых отличались между собой не более, чем на 10 %. Эти датчики помещали в две кюветы с одинаковым 5 мМ калий-фосфатным буферным раствором (K_2HPO_4 -NaOH pH 7.4) объемом ровно 30 мл. Удельная проводимость раствора находилась в пределах 740–760 мкСим/м. С помощью электромагнитной мешалки раствор интенсивно перемешивался.

После балансировки мостовой схемы в каждую из кювет поочередно добавляли с помощью сэмплера по 0,3 мл дистиллированной воды с удельной проводимостью около 3 мкСим/м, что вызывало изменение концентрации раствора на -1 %. Погрешности изменения концентрации при этом могли составлять около 3 % за счет неточностей задания объемов, а также из-за изменений объемов и концентраций в процессе работ. На рис. 11 приведены примеры парных откликов измерительной системы, полученные при выполнении таких экспериментов.

Из представленных на левой диаграмме трех откликов, два первые получены при подключении к мостовой схеме правых преобразователей указанных никелевых датчиков, а третий — при подключении левых преобразователей.

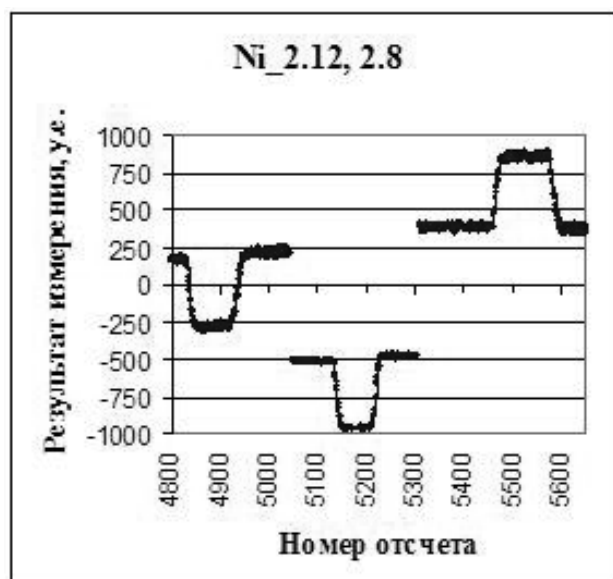


Рис. 11. Парные отклики измерительной системы при дифференциальных измерениях изменений разницы концентраций двух растворов

В первом случае сначала изменялась концентрация раствора в кювете с преобразователем, который условно принят как активный (по нему производилась компенсация напряжения на емкости эквивалентной схемы замещения), а затем — во второй кювете. Во втором случае концентрация изменялась в обратном порядке. Таким образом, отрицательные перепады сигналов парных откликов соответствуют воздействию на активные преобразователи дифференциальных пар. Эти отклики составляют соответственно 460, 445, и 490 у.е. Положительные перепады сигналов соответствуют такому же воздействию на пассивные преобразователи.

ли. Из-за некоторого отличия фазовых углов они немного отличаются — соответственно 490, 485, и 460 у.е. Два отклика на правой диаграмме получены аналогично с использованием золотых датчиков. Величины откликов активных преобразователей здесь составляют 450 у.е. для правой пары и 420 для левой пары. Отклики пассивных преобразователей имеют значения соответственно 445 и 395 у.е. Приведенные здесь величины откликов получены после усреднения отсчетов, диаграммы которых изображены на рис. 11, и имеют остаточную случайную составляющую погрешности порядка 3 %.

Результаты исследований на образцовых растворах

Результаты данной серии экспериментов показывают, что относительная разрешающая способность исследованной кондуктометрической системы по изменению концентрации раствора может быть не хуже 0,01 %. При использовании разных экземпляров датчиков с допустимым разбросом параметров эквивалентной схемы замещения воспроизводимость результатов измерений может находиться в пределах $\pm(5-10)$ %. С помощью калибровок сквозного измерительного канала по образцовым растворам воспроизводимость результатов может быть повышена примерно до ± 3 %.

Литература

1. Дзядевич С. В., Солдаткін О. П. Наукові та технологічні засади створення мініатюрних електрохімічних біосенсорів. — К.: Наукова думка, 2006. — 256 с.
2. Мельник В. Г. и др. Экспериментальные исследования микроэлектронных датчиков для кондуктометрических биосенсорных систем. Сенсорна електроніка і мікросистемні технології. (Предыдущая статья)
3. S. V. Dzyadevych, A. P. Soldatkin, A. A. Soldatkin, V. N. Peshkova, A. D. Vasilenko, V. G. Melnik, A. A. Mikhal, L. N. Semenycheva, M. P. Rubanchuk. Four-channel biosensor-analyzer of saccharides. // Sensor Electronics and Microsystem Technologies. — 2009. — № 3. — P.47–53.
4. Мельник В. Г. Исследование чувствительности мостовой измерительной цепи с дифференциальным кондуктометрическим датчиком. // Праці Інституту електродинаміки НАНУ. — Збірник наукових праць. — Вип. 22. — 2009. — С. 115–118.
5. Мельник В. Г., Рубанчук М. П., Михаль А. А. Измерительные цепи для кондуктометрических преобразователей с дифференциальными двухэлектродными датчиками // Технічна електродинаміка. — 2008. — № 2. — С. 58–64.
6. Василенко А. Д., Мельник В. Г., Новик А. И., Рубанчук М. П. Стабилизация чувствительности дифференциальных кондуктометрических биосенсорных преобразователей // Технічна електродинаміка. — 2009. — № 4. — С. 66–70.