

УДК 681.518.3

А.А. Зори, В.Д. Коренев, А.Г. Лыков, Х.И. Гигов
Донецкий национальный технический университет, г. Донецк, Украина
кафедра электронной техники
Технический университет, г. Варна, Болгария
кафедра электронной техники и микроэлектроники
E-mail: zori@kita.dgtu.donetsk.ua

АНАЛИЗ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРИТЕЛЯ ПРОВОДИМОСТИ ЭЛЕКТРОЛИТОВ С ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Abstract

Zori A.A., Korenev V.D., Lykov A.G., Gigov H.I. Accuracy analysis of the electrolytes conductivity measuring device with frequency modulation. There is offered measuring device circuit of electric permittivity for electrolytes solutions with frequency modulation on the basis of conductive two-electrode transformer. There is determined the main causes of the measuring device's instrumental error, there is executed error constituents analysis, and the methods of the error constituents reducing are offered.

Keywords: *conductometry, measuring device, frequency modulation, exactness, invariance.*

Анотація

Зорі А.А., Коренєв В.Д., Ликов О.Г., Гігов Х.І. Аналіз точності вимірювача провідності електролітів з частотною модуляцією. Запропонований вимірювач провідності електролітів з частотною модуляцією на основі кондуктивного двоелектродного перетворювача. Визначені основні джерела інструментальної похибки вимірювача, виконаний аналіз складових похибки і запропоновані методи зменшення складових похибки.

Ключові слова: *кондуктометрія, вимірник, частотна модуляція, точність, інваріантність.*

Аннотация

Зори А.А., Коренев В.Д., Лыков А.Г., Гигов Х.И. Анализ точности измерителя проводимости электролитов с частотной модуляцией. Предложен измеритель проводимости электролитов с частотной модуляцией на основе кондуктивного двухэлектродного преобразователя. Определены основные источники инструментальной погрешности измерителя, выполнен анализ составляющих погрешности и предложены методы уменьшения составляющих погрешности.

Ключевые слова: *кондуктометрия, измеритель, частотная модуляция, точность, инвариантность.*

Общая постановка задачи. Кондуктометрия представляет собой электрохимический метод анализа, основанный на измерении удельной электрической проводимости (УЭП) растворов электролитов. Достоинствами кондуктометрии являются: высокая точность, чувствительность, быстрое действие, надежность и простота технической реализации. В современной кондуктометрии существует большое разнообразие измерительных устройств. Каждое из них кроме общих элементов и метрологических свойств, характеризуется индивидуальными признаками, такими как тип первичного измерительного преобразователя (ПИП); род контакта ПИП с исследуемым электролитом; метод, положенный в основу построения измерительного устройства и т.д.

Основными элементами измерителей УЭП являются первичные измерительные преобразователи, которые можно разделить на две основные группы:

– контактные или кондуктивные, имеющие непосредственный электрический контакт с исследуемым раствором электролита;

– бесконтактные (емкостные и индуктивные), не имеющие электрического контакта с раствором электролита.

Методы, положенные в основу построения измерителей УЭП, тоже можно разделить на две группы: а) с амплитудной модуляцией; б) с частотной модуляцией.

Для лабораторных и натуральных измерений *in situ* наибольшее применение находят измерители с амплитудной модуляцией, построенные на основе кондуктивных и индуктивных ПИП [1]. По метрологическим характеристикам их считают равноценными, но по пространственному разрешению измерители с кондуктивными ПИП превосходят измерители с индуктивными преобразователями [1].

В 2006–07 годах Донецкий национальный технический университет выполнял совместный Украинско-Болгарский научно-технический проект, направленный на повышение точности и эффективности гидрофизических информационно-измерительных систем (ИИС). Украину в проекте представлял научный коллектив преподавателей, сотрудников и студентов кафедры «Электронная техника» ДонНТУ (научный руководитель — д.т.н., проф. Зори А.А.). Партнер со стороны Республики Болгария — Технический Университет г. Варна (кафедра электронной техники и микроэлектроники, руководитель темы — доц., д-р-инж. Христо Гигов). В рамках проекта произведен сравнительный анализ измерителей УЭП растворов электролитов, разработанных украинскими и болгарскими партнерами. В работе [2] показано, что разработанный в ДонНТУ измеритель на основе 4-х электродного кондуктивного ПИП характеризуется высокой точностью и предпочтительно применяется в области гидрофизических исследований, где требуется высокая точность измерения средних значений УЭП и одновременно — пульсаций УЭП в малом объеме. Болгарский вариант измерителя, использующий частотную модуляцию и построенный на основе двухэлектродного кондуктивного ПИП (кондуктометрической ячейки), обладает меньшей точностью при существенной простоте технической реализации. Область его применения — технические и экологические измерения, не требующие высокой точности. Вопрос оценки точности измерителя с амплитудной модуляцией проработан и изложен в [3]; анализ составляющих погрешности измерителя с частотной модуляцией и пути их уменьшения изложены в данной работе.

Постановка задачи исследования. Для анализа точности измерителя удельной электрической проводимости с частотной модуляцией необходимо:

- определить возможные источники инструментальной погрешности измерителя и проанализировать их влияние на точность измерения УЭП;
- предложить схемные решения по компенсации преобладающих составляющих инструментальной погрешности при сохранении простоты технической реализации.

Решение задач и результаты исследований. Принципиальная схема и осциллограммы выходных сигналов интегратора и компаратора измерителя УЭП с частотной модуляцией представлены на рис. 1.

Измеритель состоит из компаратора, выполненного на операционном усилителе (ОУ) DA2, и интегратора на ОУ DA1, во времязадающую цепочку которого последовательно с конденсатором С включен кондуктивный ПИП (ячейка) с неизвестным измеряемым параметром (сопротивлением) исследуемой жидкости $R_x = 1/Y_x$. Работа измерителя УЭП с частотной модуляцией основана на преобразовании сопротивления исследуемого раствора R_x в период выходного сигнала T_x либо проводимости Y_x в частоту f_x (метод развертывающего преобразования) [4]. Уравнение преобразования схемы имеет вид [5]:

$$T_x = 4 \cdot \frac{R_1}{R_2} \cdot R_x \cdot C = K_R \cdot R_x = K_R \cdot \frac{1}{Y_x}, \quad (1)$$

где $K_R = 4C \cdot \frac{R_1}{R_2}$ — коэффициент преобразования измеряемого сопротивления R_x раствора электролита в период выходного напряжения T_x .

Анализ процедуры преобразования измеряемого сопротивления R_x в период выходного сигнала измерителя T_x показывает, что в схеме возможны три составляющие погрешности:

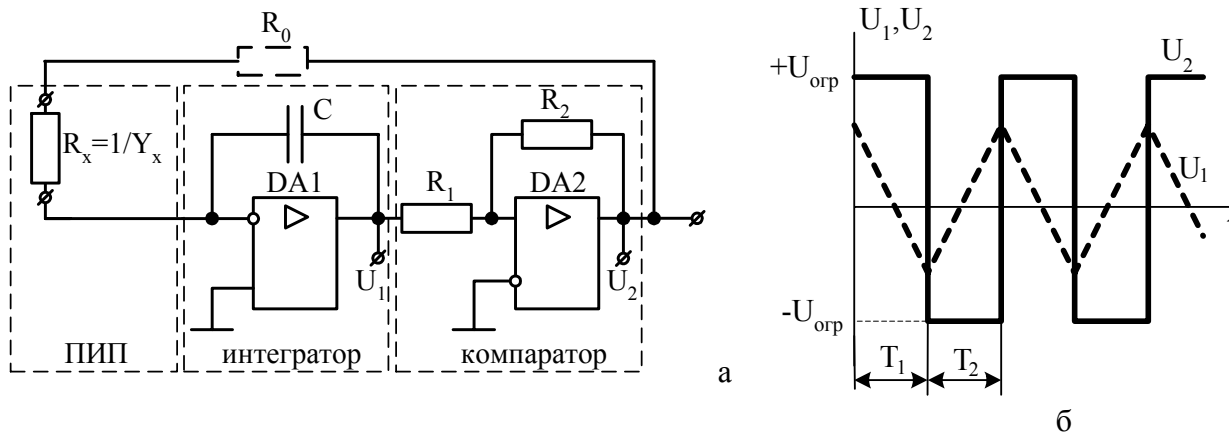


Рисунок 1 — Принципиальная схема измерителя УЭП с частотной модуляцией (а) и осциллограммы выходных напряжений (б) интегратора (U_1) и компаратора (U_2)

– уравнение (1) свидетельствует о том, что схема обеспечивает линейное преобразование электрического сопротивления в период; при этом очевидно, что нестабильность параметров конденсатора C и резисторов R_1 и R_2 , которые входят в выражение для коэффициента преобразования схемы K_R , является источником мультипликативной погрешности схемы;

– коэффициент “4” в уравнении (1) получен из условия равенства по модулю выходного напряжения компаратора в положительный и отрицательный полупериоды; в реальной схеме невыполнение этого условия также является источником мультипликативной погрешности;

– источниками дополнительных составляющих погрешности измерителя могут быть напряжения смещения операционных усилителей интегратора и компаратора.

Анализ составляющей погрешности от нестабильности параметров R_1 и R_2 .

С использованием полного дифференциала коэффициент преобразования K_R , как функции 3-х переменных (C , R_1 и R_2) получено выражение для относительной погрешности измерителя, обусловленной нестабильностью параметров конденсатора C и резисторов R_1 и R_2 :

$$\delta_{K_R} = \delta_C + \delta_{R_1} - \delta_{R_2}. \tag{2}$$

Составляющие погрешности от нестабильности резисторов R_1 и R_2 в последнем выражении имеют противоположные знаки и, вероятно, могут компенсировать друг друга. Действительно, в приведенной на рис. 1 схеме отношение резисторов R_1/R_2 определяет порог срабатывания компаратора и, тем самым, продолжительности полупериодов T_1 и T_2 . Поэтому можно уменьшить погрешность от нестабильности резисторов R_1 и R_2 используя известный способ компенсации погрешности по знаку влияющей величины [5]. Если при переключении компаратора менять местами в схеме сопротивления R_1 и R_2 в начале каждого следующего полупериода, то сумма двух полупериодов $T = T_1 + T_2$ окажется инвариантной к изменению отношения сопротивлений R_1/R_2 . Используя уравнение (1) на основании полного дифференциала периода T_x , как функции 2-х переменных R_1 и R_2 , получено выражение для относительной погрешности измерителя $\delta_{T_{1,2}}$, обусловленной изменением параметров резисторов R_1 и R_2 :

$$\delta_{T_{1,2}} = \frac{dT}{T} = \frac{R_1^2 - R_2^2}{R_1^2 + R_2^2} (\delta_{R_1} - \delta_{R_2}) = \frac{1}{k_{1,2}} (\delta_{R_1} - \delta_{R_2}), \tag{3}$$

где $k_{1,2}$ — коэффициент инвариантности (нечувствительности) схемы к изменению параметров резисторов R_1 и R_2 .

Анализ выражения (3) показывает, что коэффициент $k_{1,2} > 1$. Более того, если при переключении компаратора менять местами сопротивления R_1 и R_2 в начале каждого следующего полупериода, то $k_{1,2} \rightarrow \infty$. Значит таким образом можно обеспечить полную инвариантности схемы к нестабильности параметров резисторов R_1 и R_2 . Предложенный алгоритм компенсации указанной составляющей погрешности измерителя может быть реализован в схеме, представленной на рисунке 2. В

этой схеме с помощью диодов VD1 – VD4 осуществляется переключение резисторов R₁ и R₂ на каждом следующем полупериоде выходного напряжения компаратора.

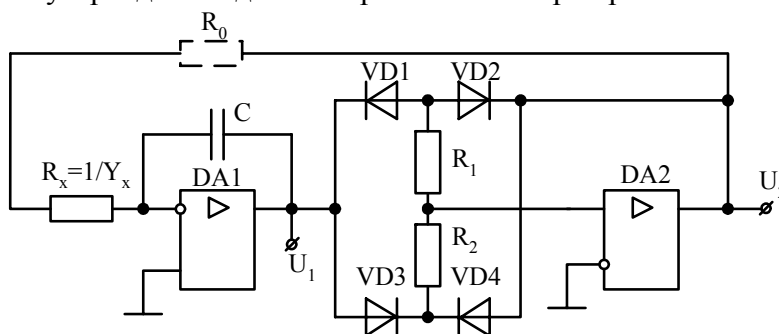


Рисунок 2 — Принципиальная схема измерителя УЭП с частотной модуляцией, инвариантного к параметрам R₁ и R₂

Так, при положительном напряжении на выходе компаратора открыты диоды VD1 и VD4 и его порог срабатывания равен:

$$U_{\text{пор}}^+ = -U_2 \cdot \frac{R_1}{R_2}. \tag{4}$$

При отрицательном напряжении на выходе компаратора открыты диоды VD2 и VD3 и его порог срабатывания равен:

$$U_{\text{пор}}^- = U_2 \cdot \frac{R_2}{R_1}. \tag{5}$$

Учет в полученных формулах реальных параметров диодов (прямого и обратного сопротивлений) не сказывается на изменении инвариантности схемы к нестабильности параметров резисторов R₁ и R₂, так как сопротивления диодов в открытом состоянии суммируются симметрично с сопротивлениями резисторов R₁ и R₂, а сопротивлениями диодов в обратном включении можно пренебречь, поскольку они значительно больше значений R₁ и R₂.

Анализ погрешности, вносимой асимметрией абсолютных значений выходного напряжения компаратора в положительный и отрицательный полупериоды.

Период выходного напряжения компаратора при разных значениях его выходного напряжения в положительном (U₂⁺) и отрицательном (U₂⁻) полупериодах определяется следующим образом:

$$T^* = T_1 + T_2 = R_x C \cdot \frac{R_1}{R_2} \left(\frac{U_2^+ + |U_2^-|}{U_2^+} + \frac{U_2^+ + |U_2^-|}{|U_2^-|} \right). \tag{6}$$

Для удобства дальнейшего анализа принимаем следующие обозначения:

$$U_2^+ + |U_2^-| = 2U_2, \quad U_2^+ = U_2 - \Delta U_2, \quad |U_2^-| = U_2 + \Delta U_2, \tag{7}$$

где ΔU₂ — абсолютная асимметрия выходного напряжения компаратора U₂ в разных полупериодах.

Уравнение (7) после подстановки в него принятых обозначений и несложных преобразований приобретает следующий вид:

$$T^* = 4R_x C \cdot \frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{1}{1 - \left(\frac{\Delta U_2}{U_2}\right)^2} = 4R_x C \cdot \frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{1}{(1 - \delta U_2^2)} = T \cdot \frac{1}{1 - \delta U_2^2}, \tag{8}$$

где δU₂ = ΔU₂/U₂ — относительная асимметрия выходного напряжения компаратора U₂ в положительном (U₂⁺) и отрицательном (U₂⁻) полупериодах;

T = 4R_xC · R₁/R₂ — период выходного напряжения компаратора при ΔU₂=0 (при полной симметрии выходного напряжения компаратора в разных полупериодах).

С использованием равенства (8) определяем относительную погрешность длительности периода выходного напряжения компаратора δT_{U2}, обусловленную асимметрией его выходного напряжения:

$$\delta T_{U_2} = \frac{T^* - T}{T} = \frac{\delta U_2^2}{1 - \delta U_2^2}.$$

Учитывая, что $\delta U_2^2 \ll 1$, последнее выражение может быть записано в следующем виде:

$$\delta T_{U_2} = \frac{T^* - T}{T} = \delta U_2^2 = \frac{1}{k_{U_2}} \cdot \delta U_2, \tag{9}$$

где k_{U_2} — коэффициент инвариантности схемы к неинформативному параметру ΔU_2 .

Поскольку $k_{U_2} = \frac{1}{\delta U_2}$, и $\delta U_2 \ll 1$, то $k_{U_2} \gg 1$, т.е. можно утверждать, что схема инвариантна к несимметрии выходного напряжения компаратора (например, $\delta T_{U_2} = 0,01$ при $\delta U_2 = 0,1$).

Следует также отметить, что анализируемая схема обладает эффектом ослабления влияния напряжения поляризации кондуктометрической ячейки на градуировочную характеристику измерителя. Известно, что при выполнении измерений УЭП растворов электролитов контактными методами происходит поляризация электродов ПИП (ячейки), приводящая к нарушению линейности вольт-амперной характеристики ПИП и росту погрешности измерений [2]. Напряжение поляризации электродов преобразователя в анализируемой схеме включено последовательно в цепь выходного напряжения компаратора и может считаться одной из причин его несимметрии на двух соседних полупериодах. Учитывая инвариантность схемы к асимметрии выходного напряжения компаратора можно утверждать, что данный измеритель УЭП обладает эффектом ослабления напряжения поляризации электродов преобразователя в соответствии с соотношением (9).

Анализ погрешности, обусловленной напряжением смещения ОУ интегратора.

Напряжение смещения ОУ интегратора (обозначим его как e_{01}) постоянно по знаку и включено последовательно с выходным напряжением компаратора. Поэтому e_{01} можно трактовать как величину, эквивалентную абсолютной погрешности асимметрии выходного напряжения компаратора в разных полупериодах, т.е. эквивалентную ΔU_2 . Поступив аналогично, как в предыдущем пункте при выводе формулы (9), получено выражение для оценки относительной погрешности длительности периода выходного напряжения компаратора δT_{01} , обусловленной напряжением смещения ОУ интегратора:

$$\delta T_{01} = \frac{e_{01}/U_2}{1 - e_{01}/U_2} = \frac{\delta U_{01}^2}{1 - \delta U_{01}^2} \approx \delta U_{01}^2 = \frac{1}{k_{01}} \cdot \delta U_{01}, \tag{10}$$

где k_{01} — коэффициент инвариантности схемы к неинформативному параметру e_{01} .

Также как $k_{U_2} \gg 1$, для данной схемы тоже $k_{01} \gg 1$, поэтому схема инвариантна к наличию напряжения смещения ОУ интегратора.

Анализ погрешности, обусловленной напряжением смещения ОУ компаратора.

Напряжение смещения ОУ компаратора (обозначим его как e_{02}) постоянно по знаку и включается последовательно в цепь пороговых напряжений компаратора. Поэтому его можно считать эквивалентным изменению пороговых напряжений компаратора U_{nop}^+ и U_{nop}^- . С учетом этого пороговые напряжения компаратора в схеме, приведенной на рис. 1, можно записать в следующем виде:

$$(U_{пп}^+)^* = -\frac{R_1}{R_2} U_2^+ + e_{02}, \quad (U_{пп}^-)^* = \frac{R_1}{R_2} |U_2^-| + e_{02}. \tag{11}$$

На основании выражения (6) определен период выходного напряжения измерителя с учетом соотношений (11) и установлено, что $T^* = 4R_x C \cdot (R_1/R_2) = T$. Следовательно данный измеритель полностью инвариантен к напряжению смещения компаратора e_{02} .

При практической реализации измерителя следует учитывать, что реальные параметры операционных усилителей схемы накладывают ограничения на диапазон преобразования измеряемого сопротивления электролита R_x в период T_x . Так, из уравнения преобразования (1) следует, что период T_x выходного сигнала измерителя должен стремиться к нулю (следовательно, частота должна

стремится к бесконечности), если преобразуемая величина $R_x \rightarrow 0$. В реальной схеме это нереализуемо. Для возможности преобразования малых значений (включая и нулевые) параметра R_x (измеритель работает в условиях высоких проводимостей) в схему следует включить резистор R_0 последовательно с измеряемым параметром R_x , как показано на рисунках 1 и 2. В этом случае уравнение преобразования принимает вид:

$$T = 4 \cdot \frac{R_1}{R_2} \cdot R_0 \cdot C + 4 \cdot \frac{R_1}{R_2} \cdot R_x \cdot C = T_0 + K_R \cdot R_x, \quad (12)$$

где T_0 — начальный период, обусловленный сопротивлением R_0 .

Надо отметить, что введение начального периода T_0 включением дополнительного резистора R_0 при программной реализации алгоритма измерения определяет следующую последовательность операций обработки: в первую очередь по результату измерения частоты (или периода) следует определять сопротивление R_x , а после этого рассчитывать проводимость Y_x . В противном случае процедура расчета усложняется нелинейностью уравнения преобразования, обусловленной введением начального периода T_0 .

Экспериментальные исследования измерителя УЭП [4,6], выполненного по схеме рис. 1, показали, что он работает устойчиво в диапазоне проводимости от 0,1 мкСм/см до 1 См/см; частота выходного сигнала измерителя при этом изменяется от 2,63 Гц до 28,75 кГц, обеспечивая крутизну характеристики преобразования $\Delta T/R \approx 0,38$ мкс/Ом; приведенная погрешность измерителя, обусловленная нелинейностью его характеристики преобразования, не превысила 2 % в диапазоне измерения от 100 мкСм/см до 200 мСм/см, а в диапазоне от 100 мкСм/см до 20 мСм/см — не более 0,5 % (использовался ПИП с электродами из нержавеющей стали с постоянной $C = 5 \text{ см}^{-1}$).

Выводы.

1. Показана перспективность измерителя УЭП растворов электролитов с частотной модуляцией для технических и экологических измерений; установлены возможные источники инструментальной погрешности данного измерителя.

2. Установлена частичная или полная инвариантность схемы к установленным источникам инструментальной погрешности.

3. Предложен алгоритм и схемная реализация алгоритма повышения инвариантности измерителя к нестабильности параметров резисторов компаратора.

Литература

1. Степанюк, И.А. Океанологические измерительные преобразователи/ И.А. Степанюк. — Л.: Гидрометеиздат, 1986. — 274 с.
2. Зори, А.А. Тенденции и методология разработок измерителей электрической проводимости электролитов/ А.А. Зори, В.Д. Корнев, А.Г. Лыков, Х.И. Гигов// Практика и перспективы развития партнерства в сфере высшей школы: Материалы восьмого международного научно-практического семинара/Донец.нац.техн.ун-т и др. — Донецк, 2007. — № 7. — Т.3. — С.118–135.
3. Зори, А.А. Методы, средства, системы измерения и контроля параметров водных сред/ А.А. Зори, В.Д. Корнев, М.Г. Хламов. — Донецк: РИА ДонНТУ, 2000. — 388 с.
4. Гигов, Христо. Метод с честотна модуляция за преобразуване на проводимостта на водни разтвори/ Христо Гигов. Николай Недев. Доклад на Научна сессия на ТУ-Варна. Варна, октомври 2001.
5. Метод за преобразуване на времеконстанта в период: свидетельство изобретения/ Х.И. Гигов, И.Я. Янков; Технический университет, г.Варна (Болгария) — № 46874/заявл. 26.08.2008 — 4 с.
6. Гигов, Х.И. Метод за инвариантно преобразуване на времеконстанта в период/ Х.И. Гигов, И.Я. Янков//Журнал “Радио, телевизия, електроника” — Болгария, 1988. — № 1.

Здано в редакцію:
10.03.2009р.

Рекомендовано до друку:
д.т.н, проф. Чичикало Н.І.