
SENSORS AND INFORMATION SYSTEMS

СЕНСОРИ ТА ІНФОРМАЦІЙНІ СИСТЕМИ

УДК 681.2.08

ИССЛЕДОВАНИЯ ПОДАВЛЕНИЯ СИНФАЗНОЙ ПОМЕХИ В БИОСЕНСОРНОЙ КОНДУКТОМЕТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕ С ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫМИ ДАТЧИКАМИ

В. Г. Мельник¹, А. Д. Василенко¹, А. Е. Дудченко², В. Д. Погребняк¹

¹Институт электродинамики НАН Украины пр. Победы 56, г. Киев-57,
03680, Украина, e-mail: melnik@ied.org.ua

²Институт молекулярной биологии и генетики НАН Украины
ул. акад. Заболотного 150, г. Киев - 143, Украина

ИССЛЕДОВАНИЯ ПОДАВЛЕНИЯ СИНФАЗНОЙ ПОМЕХИ В БИОСЕНСОРНОЙ КОНДУКТОМЕТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕ С ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫМИ ДАТЧИКАМИ

В. Г. Мельник, А. Д. Василенко, А. Е. Дудченко, В. Д. Погребняк

Аннотация. Рассматриваются источники, даются теоретическая и экспериментальная оценка погрешностей, возникающих из-за неполного подавления синфазной помехи на дифференциальном сенсоре. Предложена усовершенствованная схема измерительного канала, исследована ее функция преобразования, показана возможность диагностики датчиков. На векторных моделях оценено подавление синфазных помех при разных параметрах пар преобразователей. Получено экспериментальное подтверждение теоретических оценок возможных уровней погрешностей от синфазных помех в исследованных измерительных каналах.

Ключевые слова: кондуктометрический биосенсор, дифференциальный датчик, подавление помех

ДОСЛІДЖЕННЯ ПРИДУШЕННЯ СИНФАЗНОЇ ЗАВАДИ У БІОСЕНСОРНІЙ КОНДУКТОМЕТРИЧНІЙ СИСТЕМІ З ДИФЕРЕНЦІЙНИМИ ДАТЧИКАМИ

В. Г. Мельник, О. Д. Василенко, О. Є. Дудченко, В. Д. Погребняк

Анотація Розглядаються джерела, даються теоретична і експериментальна оцінка похибок, що виникають через неповне придушення синфазної завади на диференційному сенсорі.

Запропоновано вдосконалену схему вимірювального каналу, досліджена її функція перетворення, показана можливість діагностики датчиків. На векторних моделях оцінено придушення синфазних завад при різних параметрах пар перетворювачів. Отримано експериментальне підтвердження теоретичних оцінок можливих рівнів похибок від синфазних завад в досліджених вимірювальних каналах.

Ключові слова: кондуктометричний біосенсор, диференційний датчик, придушення завад

RESEARCH COMMON MODE REJECTION IN CONDUCTOMETRIC BIOSENSOR SYSTEM WITH DIFFERENTIAL SENSORS

V. G. Melnyk, O. D. Vasilenko, A. E. Dudchenko, V. D. Pogrebnyak

Abstract. In the article are given theoretical and experimental evaluation of errors which arise due to incomplete suppression of common-mode noise on a differential sensor. The improved scheme of the measuring channel is suggested, its conversion feature studied and the possibility of diagnostic sensors is demonstrated. With using vector models evaluated the suppression of common mode noise for different pairs of transducer's parameters. Experimental confirmation of the theoretical estimates of possible levels of errors from common mode noise in the experimental measurement channels is given.

Keywords: conductometric biosensor, differential sensor, interference reduction

ВВЕДЕНИЕ

Задача повышения чувствительности и точности кондуктометрии является актуальной во многих областях: медицина и экология, биотехнологии, энергетика, и др. Одно из направлений решения этой задачи – применение дифференциальных методов измерений, что позволяет существенно снизить уровень помех, связанных с нестабильностью информативных параметров среды и используемых сенсоров. В кондуктометрических биосенсорных системах [1] используются миниатюрные дифференциальные датчики в виде спаренных планарных двухэлектродных кондуктометрических преобразователей со встречно-гребенчатой топологией. Проведенные метрологические исследования таких датчиков и разработки мостовых измерительных цепей на их основе [1...6] позволили установить типичные значения и возможные вариации параметров подобных сенсоров, повысить чувствительность измерительного канала и обеспечить ее стабильность. В то же время, остается недостаточно изученным вопрос избирательности (инвариантности) измерения разницы значений определяемой информативной величины при неидентичных параметрах преобразовате-

лей дифференциальной пары в условиях воздействия на них синфазных помех (изменения температуры, концентрации буферного раствора и т.п.).

В этой статье с помощью векторных моделей рассматриваются процессы преобразования одинаковых изменений активной электропроводности в рабочем и референсном преобразователях дифференциального кондуктометрического датчика, имеющих повышенные (0,64...0,96) и отличающиеся между собой ($\pm 20\%$) значения тангенсов фазовых углов $\text{tg}\varphi$. Эти преобразования осуществляются с помощью мостовых цепей переменного тока, которые балансируются различными методами. Рассматриваются функциональная схема измерительного канала, обеспечивающая двукратное увеличение подавления синфазной помехи, способы измерения и функции преобразования.

АНАЛИЗ ПРОБЛЕМЫ

Кондуктометрическая биосенсорная система представляет собой дифференциальный кондуктометрический датчик, включенный в мостовую цепь переменного тока. Простейшая из используемых мостовых схем, описан-

ная в [1], изображена на Рис.1. Эта схема не имеет элементов уравнивания и точность ее балансировки определяется идентичностью параметров кондуктометрических преобразователей. Мостовая цепь образована образцовыми резисторами $R3$ и $R4$, а также импедансами кондуктометрических преобразователей $Z1$ и $Z2$. Выходной сигнал снимается с мостовой цепи с помощью дифференциального усилителя ДУ. Синхронным выпрямителем СВ из него выделяется синфазная с напряжением генератора Γ питания моста информативная составляющая, которая подается на вольтметр V . На поверхности электродов рабочего и референсного преобразователей наносятся соответственно активная и пассивная мембраны. При избирательном взаимодействии активной мембраны с исследуемым аналитом происходит локальное изменение электропроводности буферного раствора на активном преобразователе и возникает напряжение неравновесия мостовой цепи, пропорциональное концентрации исследуемого вещества.

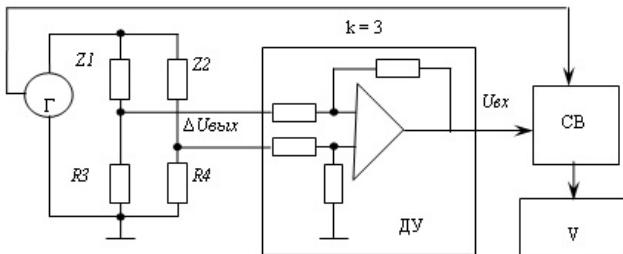


Рисунок 1. Структура кондуктометрической биосенсорной системы.

Исследованиями установлены две группы проблем, которые снижают метрологические качества кондуктометрических биосенсоров. Первая из них связана с изменениями чувствительности измерительного канала из-за падения напряжения на приэлектродных импедансах преобразователей. В работах [3, 4, 5, 6] исследованы чувствительности нескольких видов мостовых цепей для случая, когда различие параметров последовательной RC -схемы замещения преобразователей не превышает допустимой погрешности измерения (1...3%). Показано, что без принятия специальных мер чувствительность может изменяться в очень больших пределах в зависимости от значения

фазового угла кондуктометрических преобразователей [6]. Были предложены [3, 5] компенсационно-мостовые измерительные схемы, в которых эта зависимость чувствительности многократно уменьшена путем компенсации падения напряжения на приэлектродной емкости преобразователей датчика добавлением к напряжению питания моста регулируемой квадратурной составляющей. Структура такой измерительной схемы, предложенной в [3], которая нашла применение на практике, представлена на Рис.2.

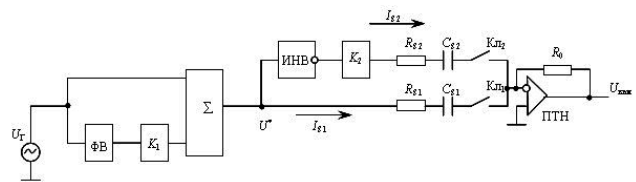


Рисунок 2. Уравниваемая компенсационно-мостовая цепь.

К преобразователям дифференциального датчика, которые представлены эквивалентными цепочками R_S, C_S , прикладывается напряжение генератора с дополнительной квадратурной составляющей, которая формируется с помощью фазовращателя $\Phi В$ и регулируется по амплитуде масштабным преобразователем K_1 , который реализуется с помощью цифроаналогового преобразователя. Компенсация напряжений на приэлектродных емкостях производится при замкнутой ($Кл_1$) цепи активного преобразователя (R_{S1}, C_{S1}) и отключенном пассивном преобразователе. Регулировкой K_1 добиваются близкого к 0 значения квадратурной к U_r составляющей выходного сигнала моста. Затем ключом $Кл_2$ замыкается цепь пассивного преобразователя и производится добалансировка моста по модулю импеданса преобразователей с помощью масштабного преобразователя K_2 , который реализуется аналогично K_1 . Равновесие моста определяется по нулевому значению синфазной с U_r составляющей выходного напряжения преобразователя ток – напряжение (ПТН).

Описанная структура позволяет реализовать высокочувствительные и при этом портативные недорогие кондуктометрические

биосенсорные системы, пригодные для практического использования. В то же время, на пути широкого внедрения разработанных систем имеется еще одна проблема, связанная с изменением параметров схем замещения кондуктометрических преобразователей дифференциального датчика в процессе эксплуатации. Различия этих параметров увеличиваются и могут достигать 10-20%. Детально эти вопросы рассмотрены в [2, 6, 7]. В работе [6] показано, что в этом случае чувствительность мостовой схемы к приращениям проводимости в рабочем преобразователе (с активной мембраной) и в референсном преобразователе (с пассивной мембраной) оказываются разными, особенно если компенсация напряжения на емкостях преобразователей отсутствует. Количественно изменение чувствительности пассивного преобразователя по отношению к чувствительности активного определяется обратной величиной соотношения их $tg\varphi$. Разница чувствительностей преобразователей дифференциальной схемы приводит к неполному подавлению на выходе мостовой цепи неинформативных воздействий на них (синфазных помех) [8], что вызывает ложный отклик, искажающий результаты измерений. Частично негативные последствия наличия этой проблемы могут быть устранены за счет введения в разработанных приборах автоматической диагностики параметров датчиков непосредственно в процессе измерения [9]. Однако наличие диагностики не снимает самой проблемы. На практике могут возникать ситуации, когда предъявляются повышенные требования к степени подавления синфазных помех, а имеющиеся датчики этого не могут обеспечить.

Рассмотрим этот вопрос подробнее. Как правило, объем исследуемого аналита составляет около 1% от объема буферного раствора, в который он добавляется при измерениях. При различии удельной электропроводности аналита и буферного раствора на 100% изменение фоновой электропроводности раствора в реакторе биосенсорной системы может иметь примерно ту же величину (в некоторых случаях даже значительно больше). Если фазовые углы преобразователей различны, величины откликов на такое изменение оказываются раз-

ными и их полной взаимной компенсации не происходит. Вследствие этого на выходе мостовой цепи возникает (ложный) сигнал даже при отсутствии селективной биохимической реакции в мембране рабочего преобразователя биосенсора. Этот сигнал может трактоваться как аддитивная погрешность определения концентрации аналита, поскольку он суммируется с сигналом, произведенным биохимической реакцией.

Величина такой погрешности может быть определена из характеристик чувствительностей измерительного канала биосенсорной системы по рабочему и референсному преобразователям дифференциального датчика. В статье [6] приведены такие характеристики для ранее разработанного авторами прибора по схеме на Рис.2 при значении тангенса фазового угла ($tg\varphi$) рабочего преобразователя датчика, близкого к предельно допустимому (0,8).

При различии $tg\varphi$ преобразователей на 1%, величины откликов могут отличаться на 1 – 1,5%, а величина указанной аддитивной погрешности при указанном выше объеме аналита составит около 0,01% от концентрации буферного раствора. Если же разница значений $tg\varphi$ преобразователей достигает значительной величины (например, условно допустимых 10%), то, при изменении проводимости буферного раствора на 1%, величина аддитивной погрешности составит уже 0,1% от концентрации буферного раствора, что существенно ограничивает разрешающую способность биосенсорной системы. Снизить эту погрешность можно за счет уменьшения объема аналита при возрастании его концентрации, термостабилизации реактора или иных мер, что, однако, бывает достаточно сложно осуществить.

Действенным путем уменьшения указанной погрешности является снижение тангенсов фазовых углов кондуктометрических преобразователей до значений менее 0,3. Однако, серийное производство таких датчиков и измерительных схем для работы с ними связано с рядом технологических, финансовых и организационных проблем.

При наличии разницы RC - параметров кондуктометрических преобразователей в существующих измерительных цепях невозможно

достичь полной компенсации падения напряжения на емкости референсного преобразователя и, следовательно, одинаковых напряжений на их активных сопротивлениях. Как следствие, полной балансировки мостовой цепи не происходит. Ниже рассматривается влияние этого фактора на подавление синфазной помехи. Частично устранить этот недостаток можно отдельной компенсацией падений напряжений на емкостях преобразователей [3]. Однако это существенно усложняет аппаратуру, поэтому такое техническое решение до сих пор на практике не применялось.

АППАРАТУРА И АЛГОРИТМ РАБОТЫ КОНДУКТОМЕТРИЧЕСКОЙ БИОСЕНСОРНОЙ СИСТЕМЫ

Ниже будет рассмотрена измерительная цепь дифференциальной кондуктометрической системы с автоматической балансировкой и диагностикой параметров сенсоров на базе принципов, описанных в [3, 9], в которой достаточно простыми средствами достигается уменьшение влияния неидентичности RC -параметров и фазовых углов преобразователей на степень подавления неинформативных синфазных воздействий. Структура ее измерительной цепи представлена на Рис.3.

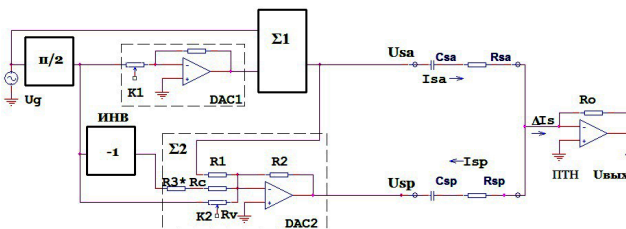


Рисунок 3. Усовершенствованная компенсационно-мостовая цепь.

Принцип действия усовершенствованной компенсационно-мостовой цепи в основном подобен принципу действия схемы на Рис.2. Отличие заключается в способе формирования компенсирующего напряжения в ветви пассивного преобразователя.

В схеме на Рис.2 на пассивный преобразователь дифференциального датчика подается напряжение U_{SP} , которое получают инвертированием напряжения U_{SA} . При идентичности

параметров преобразователей мост оказывается уравновешенным (выходной ток моста $\Delta I_S = 0$). При различиях этих параметров напряжение U_{SP} регулируется по модулю до достижения равновесия, которое фиксируется по нулевому значению синфазной составляющей тока ΔI_S . Это решение технически наиболее простое, однако, оно не позволяет достаточно точно уравновесить мост по квадратурной составляющей тока ΔI_S , из-за чего напряжения на R_{SA} и R_{SP} отличаются по фазе. При различии сопротивлений R_{SA} и R_{SP} также остается (иногда даже увеличивается) разница модулей напряжений на этих сопротивлениях. Указанные напряжения определяют амплитуды и фазы приращений токов в ветвях датчика при воздействии синфазной помехи (одинаковые абсолютные изменения R_{SA} и R_{SP}). Поэтому при повышенных значениях $tg\varphi$ и разницы параметров преобразователей возникает заметная разница синфазных составляющих токов ветвей моста, что и проявляется как аддитивная погрешность.

В усовершенствованном варианте измерительной цепи инвертор напряжения активного преобразователя заменен сумматором $\Sigma 2$ на операционном усилителе. С помощью элементов $R1, R2$ U_{SA} инвертируется без изменения модуля в основную составляющую напряжения U_{SP} . К этой составляющей с помощью цифроаналогового преобразователя $DAC2$, который входит в состав $\Sigma 2$, добавляется квадратурная к U_G составляющая со знаком “+” или “-”, амплитуда которой пропорциональна отклонению кода управления $DAC2$ (в “+” или в “-”) от некоторого значения, соответствующего нулевому значению добавляемого сигнала (оно устанавливается резистором $R3$). Таким значением выбран 8-разрядный код 11000000, что позволяет изменять квадратурную составляющую U_{SP} на $\pm 40\%$ и, таким образом, окончательно балансировать мост по квадратурной составляющей тока в широком диапазоне различий параметров преобразователей датчика при незначительном усложнении схемы. Регистрация баланса моста в данном варианте прибора производится не по синфазной, а по квадратурной составляющей тока ΔI_S . Важно, что при таком способе балансировки моста напряжения на активных составляющих импедансов преобразователей оказываются

идентичными и равными U_G . Это обеспечивает равенство амплитуд приращений токов активной и пассивной ветвей моста при воздействии синфазной помехи.

Функциональная схема всей измерительной системы представлена на Рис.4. Система включает персональный компьютер (ноутбук) и портативный кондуктометрический прибор на основе унифицированного базового модуля MXP-3 [10], разработанного в Институте электродинамики НАН Украины для построения высокоточных сенсорных измерительных систем, использующих сигналы переменного тока.

Цифровой генератор G с рабочей частотой 35 – 40 кГц, синхронный детектор SD с переключателем PS измеряемых параметров сигналов, аналого-цифровой преобразователь ADC , источник опорного напряжения U_{St} делителем напряжения DU_{St} , микропроцессорный контроллер MPC , а также масштабный преобразователь на основе операционного усилителя с цифроаналоговым преобразователем $DAC1$ и инвертор напряжения Inv являются блоками базового модуля, а вторичный преобразователь SC является сменным блоком (адаптером), который устанавливается в базовый модуль для его согласования с датчиками.

В блоке SC расположены: фазовращатель, выполненный в виде интегратора Int , сумматор $S1$; сумматор $S2$ с цифроаналоговым преобразователем $DAC2$; выходной преобразователь ток - напряжение CCV ; узел компенсации CI остаточного смещения выходного сигнала моста по синфазной с напряжением генератора составляющей. Компенсатор CI не является обязательным элементом и необходим лишь при использовании в приборе ADC с ограниченной разрядностью.

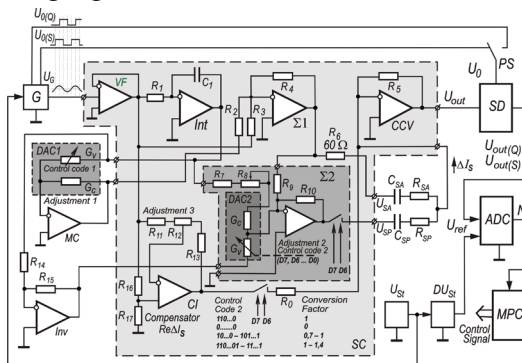


Рисунок 4. Кондуктометрическая система с улучшенным подавлением синфазной помехи.

ВЕКТОРНЫЕ МОДЕЛИ ПРОЦЕССОВ В ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ КОНДУКТОМЕТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕ

Измерительные процессы при использовании мостовой схемы, представленной на Рис.2, в случаях неидентичности параметров преобразователей иллюстрируются векторными диаграммами на Рис.5а,б (для случаев увеличения C_{SP} и уменьшения R_{SP}). На этих диаграммах вектор OB отображает на комплексной плоскости напряжение генератора питания мостовой цепи. Рабочая частота генератора принята равной 36,5 кГц. Указанные значения RC -параметров датчика типичны для применяемых на практике устройств. Вектора OA_A и OA_P , $A_A B$ и $A_P B$ соответствуют напряжениям на активных (U_R) и реактивных (U_C) составляющих импедансов преобразователей дифференциального датчика, если к ним приложены одинаковые по модулю и противоположные по фазе напряжения $|U_S| = |U_G|$. На приводимых диаграммах напряжения и тока референсного преобразователя показаны с противоположным знаком для лучшей наглядности.

На первом этапе балансировки моста к напряжению U_G добавляется квадратурная составляющая, отображаемая вектором BC . В показанном положении эта составляющая компенсирует напряжение (U_{CA}^1) на емкости рабочего преобразователя. При этом ток в рабочем преобразователе (I_A^1) и напряжение на его активном сопротивлении U_{RA}^1 синфазны с U_G , а значения их модулей условно приняты за 1.

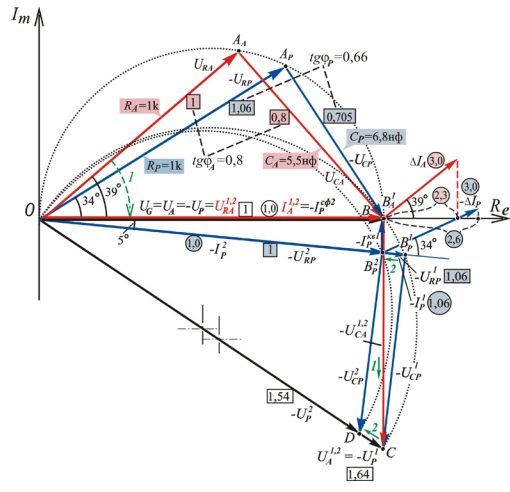


Рисунок 5а. Векторная диаграмма уравнивания при увеличении C_{SP} .

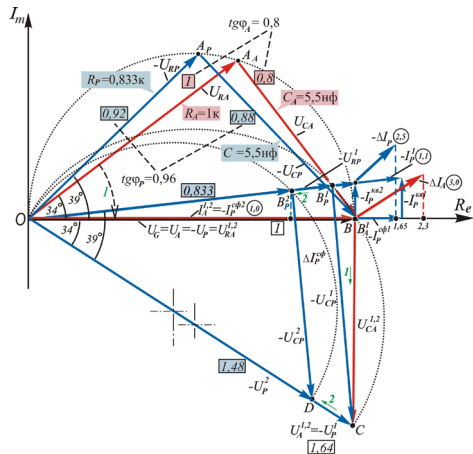


Рисунок 5б. Векторная диаграмма уравнивания при уменьшении R_{SP} .

В начале второго этапа балансировки моста напряжение на рабочем (U_A) и референсном (U_P) преобразователях одинаковы по модулю (изображаются вектором OC). Напряжения на активных и реактивных составляющих импедансов преобразователей отображаются векторами OB_A^1 и OB_P^1 , B_A^1C и B_P^1C соответственно. Ток в референсном преобразователе имеет синфазную I_P^{CP1} и квадратурную I_P^{KB1} составляющие. При суммировании этого тока с током I_A^1 образуется ток неравновесия моста ΔI_S .

На втором этапе балансировки моста регулируется модуль напряжения U_{SP2} , в результате чего синфазная составляющая тока ΔI_S сводится к нулевому значению. В этом состоянии моста напряжение на референсном преобразователе отображается вектором OD , а напряжения на составляющих его импеданса соответственно OB_P^2 и B_P^2D . Различия между диаграммами на Рис.5 а и Рис.5б связаны с тем, что в итоге балансировки синфазные составляющие токов преобразователей уравновешены, а напряжения на активных составляющих их импедансов R_A и R_P в первом случае (при $R_A = R_P$) также одинаковы, а во втором случае ($R_P < R_A$) они отличаются ($U_{RP}^2 < U_{RA}^{1,2}$).

После балансировки моста выполняют измерения путем добавления аналита в буферный раствор. В результате биохимической реакции проводимость в области мембраны рабочего (активного) преобразователя изменяется, а в области референсного преобразователя такого изменения не происходит. Выходной ток моста при этом изменяется на величину, изображаемую вектором ΔI_A . В каче-

стве информативного параметра, используется синфазная составляющая приращения тока. На диаграмме показаны, приращения токов в удобном для пояснений масштабе, а их амплитуды указаны в относительных единицах.

Однако, на практике происходят также изменения проводимостей на обоих преобразователях, вызванные изменениями фоновой проводимости буферного раствора при внесении в него аналита, что является синфазной помехой. На векторной диаграмме эта помеха представлена как изменение токов в ветвях моста ΔI_A и ΔI_P . Разница векторов этих токов образует приращение выходного сигнала моста ΔI_S , связанное с синфазной помехой, которое обуславливает появление некоторой аддитивной погрешности. При воздействии синфазной помехи указанные изменения проводимостей раствора одинаковы, но вектора приращений токов, вызванных этими изменениями могут отличаться по фазе (если $R_A = R_P, C_A \neq C_P$ – Рис.5а) или и по фазе и по амплитуде (если $R_A \neq R_P$ - Рис.5б).

Векторы приращений токов направлены под углами φ_A и φ_P к векторам токов соответствующих преобразователей [3, 4]. Для случая, представленного на Рис.5а их значения определяются выражениями:

$$\Delta I_A = \dot{U}_G \Delta G_A \frac{1}{1 - j \tan \varphi_A},$$

$$\Delta I_P = \dot{U}_G \Delta G_P \frac{1}{1 - j \tan \varphi_P}$$

Для случая, представленного на Рис. 5б приращение тока пассивного преобразователя будет меньше, поскольку после балансировки моста $U_{RP} < U_G$.

Информативным параметром выходного сигнала моста (тока ΔI_S на Рис.4) является синфазная составляющая этого тока. На векторных диаграммах ей соответствует разница проекций на ось Re векторов ΔI_A и ΔI_P . Из-за указанных различий данных векторов разница проекций не равна нулю, т.е. полного подавления синфазной помехи дифференциальной схемой не обеспечивается. Из диаграмм видно, что при $R_A \neq R_P$ – (Рис.5б), подавление синфазной помехи оказывается значительно хуже из-за разницы амплитуд ΔI_A и ΔI_P .

Векторные диаграммы, поясняющие процессы балансировки моста и получаемые приращение токов в ветвях усовершенствованного моста при наличии синфазной помехи представлены на Рис.6а и Рис.6б (для случаев увеличения C_{SP} и уменьшения R_{SP}).

Доуравновешивание моста по квадратурной составляющей отображается изменением вектора напряжения, приложенного к референсному преобразователю датчика из состояния U_p^1 в состояние U_p^2 (конец вектора перемещается из точки C в точку D). При этом конец вектора напряжения на активном сопротивлении пассивного преобразователя перемещается из точки B_p^1 в точку B_p^2 , совпадающую с точкой B . Модуль данного вектора в этом случае U_{RP}^2 становится равным модулю вектора $U_{RA}^{1,2}$. В случае, когда $R_A = R_P$, а $C_A \neq C_P$ на выходе моста достигается нулевое значение ΔI_S . Если же $R_A \neq R_P, C_A = C_P$, на выходе моста имеется синфазный с U_G ток, $I_P^{C\phi 2}$, о чем упоминалось выше. В обоих случаях амплитуды приращения токов ΔI_A и $-\Delta I_P$ при одинаковых изменениях активной проводимости преобразователей оказываются примерно равными (поскольку разница фазовых углов преобразователей дифференциального датчика φ_A и φ_P невелика), а фазы приращений этих токов отличаются на угол, равный разнице указанных углов. Таким образом, разница информативных параметров приращений токов преобразователей (проекции векторов приращений токов на ось Re) становятся минимально возможной и зависит от разницы φ_A и φ_P . Из Рис.3 следует, что с учетом примерного равенства модулей векторов приращений токов ($\Delta I_A = \Delta I_P = \Delta I$), величина проекции разницы ΔI_{AP} этих векторов на ось Re определяется выражением

$$\Delta I_{AP} = \Delta I * tg(\varphi_A - \varphi_P) * \sin \frac{\varphi_A + \varphi_P}{2}.$$

Коэффициент подавления синфазной помехи $K_{C\phi}$ определяется отношением $\Delta I_{AP} / \Delta I_{AP} \cos \varphi_A$:

$$K_{C\phi} = tg(\varphi_A - \varphi_P) * \sin \frac{\varphi_A + \varphi_P}{2} * \frac{1}{\cos \varphi_A}.$$

Учитывая малую разницу φ_A и φ_P , можно записать:

$$K_{C\phi} = tg(\varphi_A - \varphi_P) * tg \varphi_A.$$

В рассмотренных примерах разница $tg\varphi$ преобразователей была связана либо с увеличением емкости ($tg\varphi$ падает), либо с уменьшением активного сопротивления ($tg\varphi$ растет) референсного преобразователя. Отметим, что на практике основной причиной изменения $tg\varphi$ в двухэлектродных кондуктометрических преобразователях является увеличение (уменьшение) емкости C_S приэлектродного слоя. Это приводит к некоторому уменьшению (увеличению) эквивалентного значения R_S за счет большей (меньшей) степени шунтирования эквивалентных сопротивлений, отображающих электрические потери в приэлектродном слое. В итоге изменение $tg\varphi$, а значит и изменение разницы чувствительностей моста по активному и пассивному преобразователям, будет меньше, чем в двух указанных частных случаях. Поэтому величины аддитивных погрешностей, демонстрируемые приведенными диаграммами, являются максимальными для двадцатипроцентной разницы параметров преобразователей. Отметим, что более детальное рассмотрение влияния потерь в приэлектродной области требует дополнительных исследований характеристик мостовой цепи при трехэлементной схеме замещения кондуктометрических преобразователей.

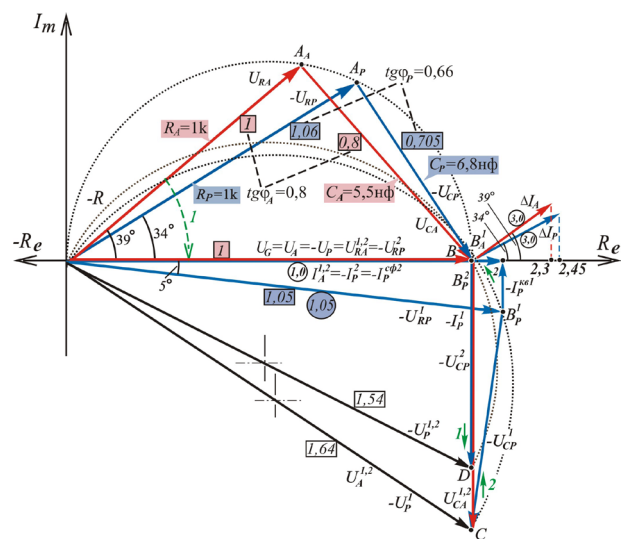


Рисунок 6а. Векторная диаграмма уравнивания усовершенствованной мостовой цепи при увеличении C_{SP} .

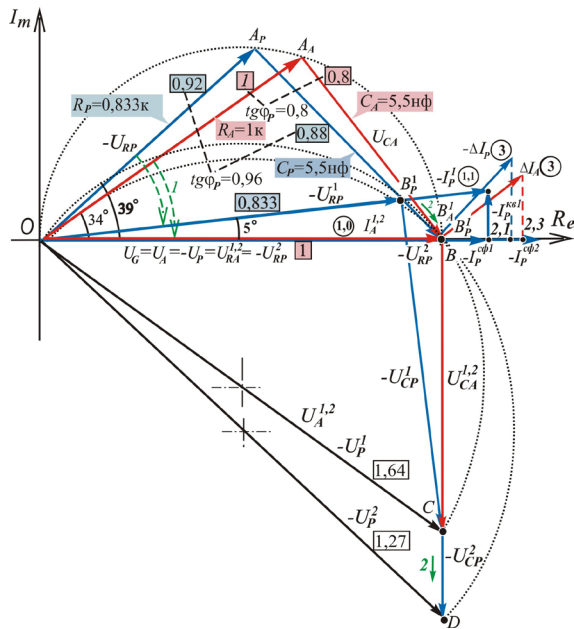


Рисунок 66. Векторная диаграмма уравнивания усовершенствованной мостовой цепи при уменьшении R_{SP} .

ФУНКЦИИ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ИЗМЕРЯЕМЫХ ПАРАМЕТРОВ

Рассмотрим математические выражения для напряжений и токов в рассматриваемой мостовой измерительной цепи в процессе ее балансировки.

Напряжения на активном (рабочем) и пассивном (референсном) преобразователях дифференциального датчика:

$$\begin{aligned} \dot{U}_A &= \dot{U}_G + j\dot{U}_G K_1 \\ \dot{U}_P &= \frac{R_{10}}{R_9} (\dot{U}_G + j\dot{U}_G K_1) + R_{10} (j\dot{U}_G \cdot \frac{K_{10}}{R_C} - j\dot{U}_G \frac{1}{R_C + R_7 + R_8}) = \\ &= \dot{U}_G \left[\frac{R_{10}}{R_9} (1 + jK_1) + jR_{10} \left(\frac{K_2}{R_C} - \frac{3}{4R_C} \right) \right] = \\ &= \dot{U}_G \frac{R_{10}}{R_9} + j\dot{U}_G \left(\frac{R_{10}}{R_9} K_1 + \frac{R_{10}}{R_9} K_2 - \frac{3R_{10}}{4R_C} \right) = \\ &= \dot{U}_G + j\dot{U}_G \frac{R_{10}}{R_9} K_1 + j\dot{U}_G \frac{R_{10}}{R_C} \left(K_2 - \frac{3}{4} \right). \end{aligned}$$

Здесь R_C – постоянное сопротивление DAC , K_1 – коэффициент передачи $DAC1$, K_2 – коэффициент передачи $DAC2$. В исходном состоянии $DAC2$ $R_V = R_C + R_7 + R_8$. Код управления R_V при этом равен 192 (в двоичном коде 11000000),

а значение K_2 равно $\frac{192}{256} = \frac{3}{4}$. Член $(K_2 - \frac{3}{4})$ в последнем выражении представляет собой изменение коэффициента передачи $DAC2$ (ΔK_2) при доуравнивании моста. Окончательно:

$$\dot{U}_P = \dot{U}_G + j\dot{U}_G \frac{R_{10}}{R_9} K_1 + j\dot{U}_G \frac{R_{10}}{R_C} \Delta K_2. \quad (1)$$

В выражении (1) член $j\dot{U}_G \frac{R_{10}}{R_C} \Delta K_2$ представляет собой изменение квадратурного к \dot{U}_G напряжения, необходимого для компенсации изменения напряжения на C_{SP} , вызванного изменением соотношения емкостного и активного сопротивлений пассивного преобразователя.

При $R_9 = R_{10} = R_C$ и при условии, что $R_{SP} = R_{SA} = const$, а C_{SP} изменяется ($C_{SP} \neq C_{SA}$), составляющая напряжения \dot{U}_P в (1) $j\dot{U}_G \frac{R_{10}}{R_C} \Delta K_2$ равна разнице напряжений на

емкостях C_{SA} и C_{SP} при одинаковых фазах токов в ветвях активного и пассивного преобразователей, а следовательно и напряжений на R_{SA} и R_{SP} . При этом модули напряжений на R_{SA} и R_{SP} оказываются равными, т.е. ΔK_2 есть разница $tg\varphi_P - tg\varphi_A$. Токи в ветвях активного и пассивного преобразователей в этом случае равны т.к. $R_{SA} = R_{SP}$ и $\dot{U}_{SA} = \dot{U}_{SP}$.

Ток в ветви активного (рабочего) преобразователя:

$$\begin{aligned} \dot{I}_A &= (\dot{U}_G - jK_1 \dot{U}_G) \cdot \frac{1}{R_{SA} + \frac{1}{j\omega C_{SA}}} = \dot{U}_G (1 - jK_1) = \\ &= \frac{1}{R_{SA} (1 - j \frac{1}{\omega C_{SA} R_{SA}})} = \dot{U}_G \frac{1 - jK_1}{1 - jtg\varphi_A} \cdot \frac{1}{R_{SA}}. \end{aligned}$$

При $K_1 = tg\varphi_A$ ток \dot{I}_A синфазный с \dot{U}_G , а по модулю равен $\frac{\dot{U}_G}{R_{SA}}$, т.е. напряжение на R_{SA} равно \dot{U}_G . Ток в ветви пассивного (референсного) преобразователя:

$$\begin{aligned} \dot{I}_P &= \dot{U}_G(1 + jK_1 + j\Delta K_2) \cdot \frac{1}{R_{SP} + \frac{1}{j\omega C_{SP}}} = \\ &= U_G \frac{1 - j(K_1 + \Delta K_2)}{1 - jt g\varphi_P} \cdot \frac{1}{R_{SP}}. \end{aligned}$$

В результате регулировки ΔK_2 , при $K_1 + \Delta K_2 = tg\varphi_P$ ток \dot{I}_P становится синфазным с \dot{U}_G (балансировка разницы квадратурных составляющих токов ветвей), а по модулю \dot{I}_P равен $\frac{U_G}{R_{SP}}$ т.е. напряжение на R_{SP} равно \dot{U}_G . При условии $C_{SP} = C_{SA} = const$, а R_{SP} изменяется ($R_{SP} \neq R_{SA}$), составляющая напряжения \dot{U}_P в выражении (1) $jU_G \frac{R_{10}}{R_C} \Delta K_2$ равна разнице напряжений на емкостях C_{SA} и C_{SP} при одинаковых фазах напряжений на R_{SA} и R_{SP} после регулировок K_1 и K_2 (фазы токов в ветвях при этом одинаковы). Напряжения на R_{SA} и R_{SP} при этом совпадают по фазе и модулю, как и в предыдущем случае, однако амплитуда тока в пассивной ветви изменяется:

$$\dot{I}_P - \dot{I}_A = \dot{U}_G \left[\frac{1 - j(K_1 + \Delta K_2)}{1 - jt g\varphi_P} \cdot \frac{1}{R_{SP}} - \frac{1 - jK_1}{1 - jt g\varphi_A} \cdot \frac{1}{R_{SA}} \right].$$

После основной (K_1) и дополнительной (ΔK_2) регулировок выходной сигнал моста $\Delta \dot{I}_S$:

$$\dot{I}_P - \dot{I}_A = \Delta \dot{I}_S = \dot{U}_G \left(\frac{1}{R_{SP}} - \frac{1}{R_{SA}} \right).$$

Таким образом, выходной несбалансированный ток мостовой цепи синфазен с \dot{U}_G и пропорционален разности активных проводимостей в ветвях преобразователей ($G_{SP} - G_{SA}$).

При диагностике параметров активного преобразователя получают значение $tg\varphi_A$ по коду K_1 и значение R_{SA} (путем измерения синфазной с \dot{U}_G составляющей тока \dot{I}_A). После дополнительной регулировки ΔK_2 получают значение $(tg\varphi_A - tg\varphi_P)$ (по коду ΔK_2). Поскольку $G_{SA} = \frac{1}{R_{SA}}$ известно, можно вычислить $R_{SP} - R_{SA}$, что более удобно для оценки пригодности датчика.

При повышенных различиях сопротивлений R_{SA} и R_{SP} , на выходе мостовой цепи после ее балансировки может оставаться значительная синфазная с \dot{U}_G составляющая тока $\Delta \dot{I}_S$. Она может быть сбалансирована синфазным или противофазным с \dot{U}_G током дополнительной ветви моста, содержащей образцовый резистор R_0 и регулируемый масштабный преобразователь CI с коэффициентом передачи от 0 до $\pm(0,3 \dots 0,4)$. Однако, наличие этой составляющей не влияет на величину информативного выходного сигнала моста даже при весьма больших значениях $tg\varphi_A$ и разниц $(tg\varphi_P - tg\varphi_A)$, $(R_{SP} - R_{SA})$. Поэтому дополнительная балансировка по синфазной составляющей не обязательна и может быть заменена цифровым обнулением отсчетов значений выходного сигнала моста.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ПОДАВЛЕНИЯ СИНФАЗНЫХ ПОМЕХ

Для проверки представленных выше результатов теоретического анализа подавления синфазных помех с помощью векторных диаграмм были выполнены исследования на физических моделях. При этом определялись чувствительности рассмотренных дифференциальных кондуктометрических каналов к изменениям активной электропроводности преобразователей датчика: на одну и ту же величину отдельно в активном (рабочем) и пассивном (референсном), а также одновременно в обоих.

Исследования проводились с прибором, описанным в [9] и с прибором, построенным по схеме, представленной на Рис.4. В качестве объекта измерения использовался электрический эквивалент дифференциальной кондуктометрической ячейки по двухэлементной последовательной RC-схеме замещения. Активная и реактивная составляющие иммитанса эквивалента пассивного преобразователя могут изменяться за счет увеличения (уменьшения) активной электропроводности или емкости примерно на 20%, что моделирует предельно допустимые (теоретически возможные) изменения соответствующих параметров кондуктометрических преобразователей. Кроме того,

активная проводимость эквивалентов как активного, так и пассивного преобразователей изменяется на 10 мкСм для моделирования измеряемых воздействий на их чувствительные элементы. Схема эквивалента представлена на Рис.7.

Параметры эквивалента соответствуют векторным диаграммам, рассмотренным выше. В ходе экспериментов проводились балансировки измерительной цепи согласно описанным алгоритмам, а затем имитировались изменения электропроводностей ΔG_A или ΔG_P и их одновременное изменение.

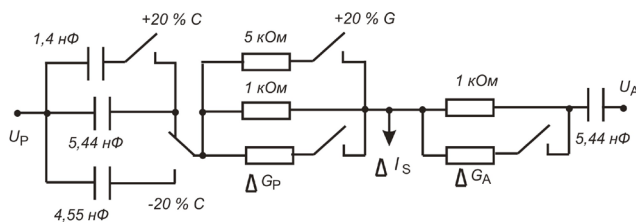


Рисунок 7. Электрический эквивалент дифференциальной кондуктометрической ячейки.

Результаты экспериментальных исследований представлены на Рис.8. На Рис.8а показаны отклики на указанные воздействия, полученные на выходе измерительного канала с балансировкой моста по модулю импеданса датчика при одинаковых и отличающихся параметрах схем замещения преобразователей. На Рис.8б показаны такие же отклики для усовершенствованного измерительного канала, изображенного на Рис.4. Значения откликов, полученных при равных одновременных воздействиях (аддитивная погрешность) в первом случае лежат в пределах (20 – 40)% отклика на информативное воздействие такой же величины, а во втором случае в пределах (10 – 18)%. На Рис.8в для сравнения приведена аналогичная диаграмма откликов, полученных с помощью того же эквивалента дифференциального датчика на стационарной кондуктометрической установке, состоящей из стандартного, весьма дорогого и громоздкого оборудования, описанной в [1]. Мостовая цепь этой установки не имеет компенсации падения напряжений на емкостях схемы замещения кондуктометрических преобразователей. Рабочая частота - 100 кГц, тангенс фазового угла эквивалента на этой частоте около 0,3.

Выводы

При значительных (10% и более) различиях параметров эквивалентных схем замещения преобразователей дифференциальных двух-электродных кондуктометрических датчиков с высокими (более 0,5) значениями тангенса фазового угла резко ухудшается подавление синфазных помех, возникающих в процессе измерения из-за изменений фоновой проводимости растворов. Предложенные векторные модели процессов измерения с помощью таких преобразователей, включенных в мостовую цепь переменного тока, позволяют оценить степень подавления данного вида помех при разной структуре мостовой схемы и определить пути оптимизации способа измерения. Для минимизации погрешности от синфазных помех, при балансировке моста важно обеспечить равенство напряжений на активных составляющих импедансов преобразователей, которые связаны с сопротивлением раствора, а также скомпенсировать составляющую выходного сигнала моста, квадратурную к напряжению его питания. Компенсации синфазной составляющей этого сигнала принципиально не требуется. Разработанная усовершенствованная схема измерительного канала улучшает его метрологические характеристики при незначительном усложнении, а также позволяет проводить диагностику датчиков непосредственно в процессе измерений. Сопоставление приведенных экспериментальных данных с данными, полученными на векторных моделях, свидетельствует о корректности теоретического анализа процессов измерения с помощью дифференциальных кондуктометрических датчиков, адекватности рассмотренных моделей с разработанными измерительными схемами и предложенными способами измерения. Эти данные также показывают, что описанные в работе структурные и алгоритмические решения позволяют примерно в 2 раза уменьшить влияние неинформативных факторов среды при неблагоприятных сочетаниях параметров преобразователей дифференциального сенсора.

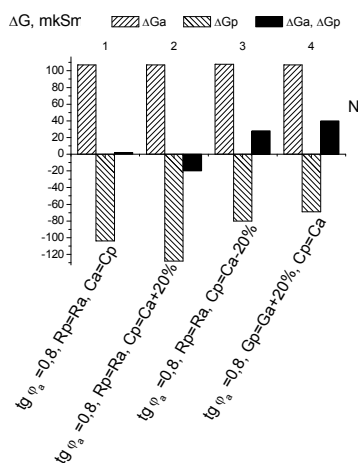


Рисунок 8 а

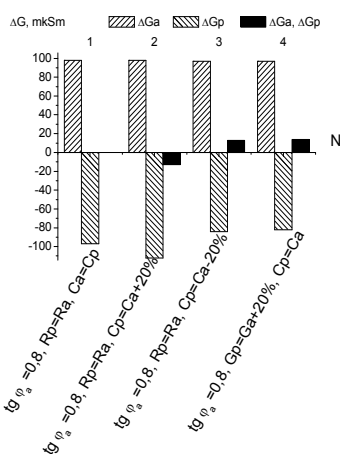


Рисунок 8 б

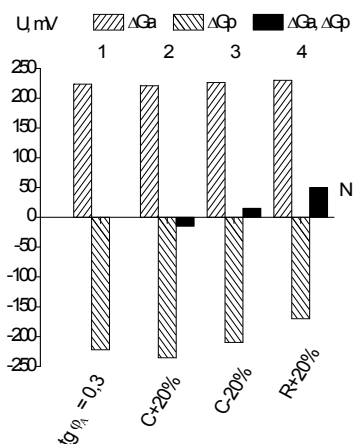


Рисунок 8 в

Отклики преобразователей дифференциального датчика и неподавленная синфазная помеха:
 а) для моста по схеме рис. 2; б) для моста по схемам рис. 3,4; в) для стационарной кондуктометрической установки.

Список использованной литературы

[1]. Dzyadevich S.V., Soldatkin O.P. Naukovi ta tehnologichni zasady stvorenniya miniatyurnih elektrohimiichnih biosensoriv. – K.: Naukova dumka, 2006. – 256 s.

[2]. V.G Melnyk, S.V. Dzyadevich, A.V. Ivaschuk, V.A. Ulyanova, Ya.I. Lepih, V.A. Romanov. Eksperimentalnyie issledovaniya mikroelektronnyih datchikov dlya konduktometricheskih biosensornyih sistem. Sensorna elektronika i mikrosistemni tehnologiyi. T.2(8) 3/2011, S.81 – 90.

[3]. Melnyk V.G., Mihal A.A., Rubanchuk M.P. Izmeritelnyie tsepi dlya konduktometricheskih preobrazovateley s differentsialnyimi duvhelektroodnyimi datchikami // Tehnichna elektrodinamika.- 2008.- # 2.- S. 58 – 64.

[4]. Melnyk V.G. Issledovanie chuvstvitelnosti mostovoy izmeritelnoy tsepi s differentsialnym konduktometricheskim datchikom. // Pratsi institutu elektrodinamiki NANU. – Zbirnik naukovih prats. - Vip. 22. - 2009. – S. 115 – 118.

[5]. Vasylenko A.D., Melnyk V.G., Novik A.I., Rubanchuk M.P. Stabilizatsiya chuvstvitelnosti differentsialnyih konduktometricheskih biosensornyih preobrazovateley // Tehnichna elektrodinamika, #4, 2009r., s. 66-70.

[6]. Melnyk V.G. Vasylenko A.D., Semenyicheva L.N. Issledovaniya harakteristik preobrazovaniya differentsialnyih konduktometricheskih shem biosensornyih sistem. Sensorna eletronika i mikrosistemni tehnologiyi. T2(8) 4/2011. S.53 – 62.

[7]. V.G. Melnyk, L.N. Semenycheva, V.A. Ulianova, N.V. Maksimchuk, L.V. Shkotova. Inspection methods of the thin-film electrochemical transducers metrological characteristics at manufacturing and use. Eletronics and nanotechnology. Proceedings of the XXXII International Scientific Conference ELNANO 2012. April 10-12, 2012, Kyiv, Ukraine, p. 21 - 22.

[8]. S.V.Dzyadevich, S.V.Lenkov, V.G.Melnyk, A.I.Novyk, V.D.Pogrebnyak, V.A.Protsenko, A.V.Slitskiy O metrologicheskoy nadezhnosti konduktometricheskih sistem s differentsialnyimi datchikami - Naukovo-tehnichniy zhurnal «Suchasniy zahist informatsiyi». Kiev, 2011 r., t.9, #3, str. 269-276.

[9]. V.G. Melnyk, S.V. Dzyadevich, A.I. Novik, V.D. Pogrebnyak, A.V. Slitskiy, Ya.I. Lepih, S.V. Lenkov, V.O. Protsenko Obespechenie metrologicheskoy nadezhnosti konduktometricheskikh sistem s differentsialnyimi datchikami - Sensorna elektronika i mikrosistemni tehnologiyi. T.2(8) 4/2011. S.46 – 52.

[10]. Lenkov S.V., Lepih Ya.I., Melnyk V.G., Romanov V.O., Protsenko V.O. Intelektualni vimiryuvalni kanali sensornih sistem. Nauka i oborona, #2, 2011r., stor.36 –43.

Стаття надійшла до редакції 22.08.14