

---

# SENSORS AND INFORMATION SYSTEMS

---

## СЕНСОРИ ТА ІНФОРМАЦІЙНІ СИСТЕМИ

---

---

УДК 577.15.08

### КВАЗИУРАВНОВЕШЕННЫЙ КОНДУКТОМЕТРИЧЕСКИЙ МОСТ ДЛЯ БИОСЕНСОРНОЙ СИСТЕМЫ С БАЛАНСИРОВКОЙ ПО МОДУЛЮ И ФАЗЕ

*В. Г. Мельник, А. В. Слицкий, А. Д. Василенко*

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

### КВАЗИУРАВНОВЕШЕННЫЙ КОНДУКТОМЕТРИЧЕСКИЙ МОСТ ДЛЯ БИОСЕНСОРНОЙ СИСТЕМЫ С БАЛАНСИРОВКОЙ ПО МОДУЛЮ И ФАЗЕ

*В. Г. Мельник, А. В. Слицкий, А. Д. Василенко*

**Аннотация.** В статье рассматривается мост переменного тока для дифференциальной кондуктометрической биосенсорной системы, который устанавливается в квазиравновесное состояние с ненулевым выходным сигналом, но сбалансированное для синфазных помех на кондуктометрических преобразователях даже при их не идентичности. Уравновешивание моста производится по модулю и фазе разностного сигнала сенсоров. Оно реализуется с помощью двухфазного генератора тестовых сигналов, формирующего два квазисинусоидальных ступенчатых напряжения, фазовый сдвиг между которыми может регулироваться. Основой схем формирования этих напряжений является кольцевой счетчик Джонсона. Необходимая для уравновешивания моста разность фаз тестовых сигналов устанавливается задержкой синхронизирующих импульсов кольцевых счетчиков счетчиками с предустановкой, а амплитуда регулируется с помощью ЦАП.

**Ключевые слова:** кондуктометр, биосенсор, квазиуравновешенный мост переменного тока, разность фаз

## КВАЗІРІВНОВАЖЕНИЙ КОНДУКТОМЕТРИЧНИЙ МІСТ ДЛЯ БІОСЕНСОРНОЇ СИСТЕМИ З БАЛАНСУВАННЯМ ЗА МОДУЛЕМ І ФАЗОЮ

*В. Г. Мельник, О. В. Слицкий, О. Д. Василенко*

**Анотація.** У статті розглядається міст змінного струму для диференціальної кондуктометричної біосенсорної системи, який встановлюється в квазірівноважений стан з ненульовим вихідним сигналом, але збалансоване для синфазних завад на кондуктометричних перетворювачах, навіть при їх неідентичності. Урівноваження моста проводиться по модулю і фазі різниці сигналів сенсорів. Воно реалізується за допомогою двофазного генератора тестових сигналів, що формує дві квазісінусоїдальні східчасті напруги, фазовий зсув між якими може регулюватися. Основою схем формування цих напруг є кільцевий лічильник Джонсона. Необхідна для врівноваження мосту різниця фаз тестових сигналів встановлюється затримкою синхронізуючих імпульсів кільцевих лічильників лічильниками з передустановкою, а амплітуда регулюється за допомогою ЦАП.

**Ключові слова:** кондуктометр, біосенсор, квазірівноважений міст змінного струму, різниця фаз

## THE QUASI BALANCED CONDUCTOMETRIC BRIDGE FOR BIOSENSOR SYSTEM WITH BALANCING MODULUS AND PHASE

*V. G. Melnyk, A. V. Slitskiy, A. D. Vasylenko*

**Abstract.** The AC bridge for differential conductometric biosensor system is discussed, which may be installed in a quasi-balanced state with a non-zero output, but balanced for common mode noise on the conductometric transducers even if they are not identical. The balancing of bridge performs in magnitude and phase difference of the transducer's signals. That realized using two-phase test signal generators, which produce the two quasi-sinusoidal voltages, the phase shift between which may be regulated. The basis of their circuits constitutes the Johnson's ring counters. The difference of the test signal's phases, which is necessary for balancing of a bridge, may be set with using delay of the synchronizing pulse of a ring counter by a counter with the preset, and the ratio of the amplitudes is regulated by the DAC.

**Keywords:** conductivity, biosensor, quasi-balanced AC Bridge, difference of the phases

**ВВЕДЕНИЕ.** В кондуктометрических биосенсорных системах используют дифференциальный метод измерения с помощью уравновешенных мостовых цепей, что позволяет уменьшить влияние неинформативных факторов и увеличить в результате этого чувствительность и метрологическую надежность измерительного канала [1]. Однако эффективность этого метода ограничена при не идентичности параметров выходного импеданса дифференциальной пары кондуктометрических преобразователей (сенсоров) [2]. В работе [3] предложено приводить мост в квазиравновесное состояние, зависящее от различия фазовых углов сенсоров, с ненулевым выходным сигналом, но сбалансированное для приращений фоновой проводимости раствора. Это обеспечивает инвариантность к синфазным воздействиям даже при значительных различиях (10% и более) параметров сенсоров. Реализация этой идеи, описанная в [3], является, однако, довольно сложной. Упростить ее можно применив в мостовой схеме цифровую балансировку отдельно по модулю и по фазе выходного сигнала. Ниже будут рассмотрены принцип действия такого прибора и устройство его основных блоков.

**МОСТОВАЯ СХЕМА С БАЛАНСИРОВКОЙ ПО МОДУЛЮ И ФАЗОВОМУ УГЛУ АДМИТАНСА.** Структура разработанного устройства представлена на рис. 1. Оно представляет собой компенсационно-мостовую

цепь сравнения токов, которая отличается от известных наличием двух цифровых генераторов (ЦГ1 и ЦГ2) когерентных, противофазных, квазисинусоидальных напряжений, которые формируются с помощью ЦАП из постоянных опорных напряжений от одного источника. ЦГ1 формирует тестовый сигнал  $U_{г1}$  для питания рабочего (активного) кондуктометрического преобразователя, обозначенного на схеме сопротивлением исследуемого раствора  $R_{ра}$ , межэлектродной емкостью  $C_{га}$ , зависящей от геометрии электродной системы, а также эквивалентными емкостью  $C_{па}$  и сопротивлением потерь  $R_{па}$  приэлектродного двойного слоя. Кроме того он формирует 2 взаимно квадратурных опорных сигнала ( $U_{сф}$  и  $U_{кв}$ ) для управления синхронным детектором (СД), фазовый сдвиг которых относительно квазисинусоиды регулируется фазовым регулятором ФР1, который входит в состав ЦГ1 в виде дополнительного блока. Генератор ЦГ2 формирует регулируемый по фазе (фазовым регулятором ФР2) тестовый сигнал  $U_{г2}$  для питания референсного (пассивного) кондуктометрического преобразователя, обозначенного на схеме, аналогично активному преобразователю, элементами  $R_{рр}$ ,  $C_{гп}$ ,  $C_{рп}$ ,  $R_{рп}$ . Напряжение  $U_{г2}$  превращается в регулируемый (масштабным преобразователем МП в виде регулируемой проводимости ЦАП) токовый сигнал, который суммируется в инвертирующем операционном устройстве ОУ1 с токовым сигналом, сформированным из  $U_{г1}$ . При этом

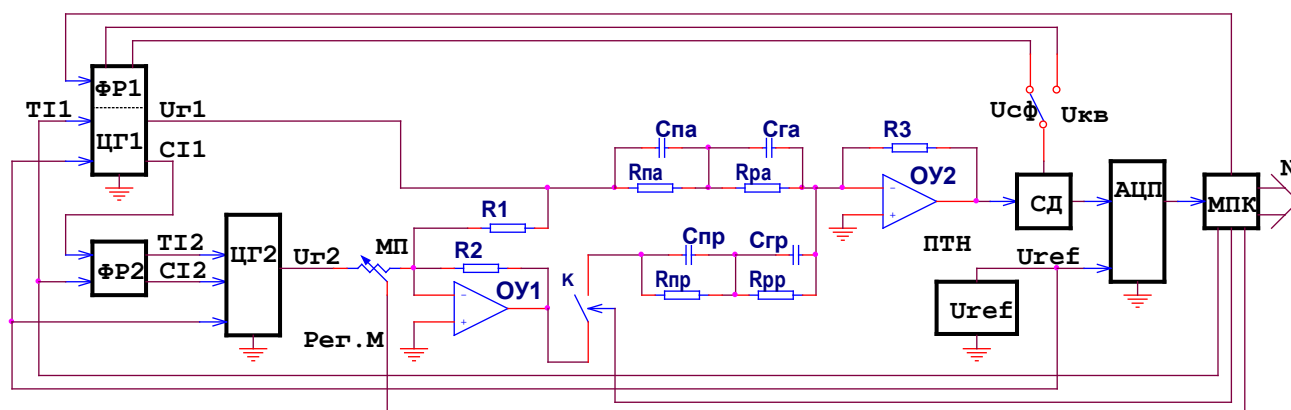


Рис. 1. Мостовая схема с балансировкой по модулю и фазовому углу адмитанса.

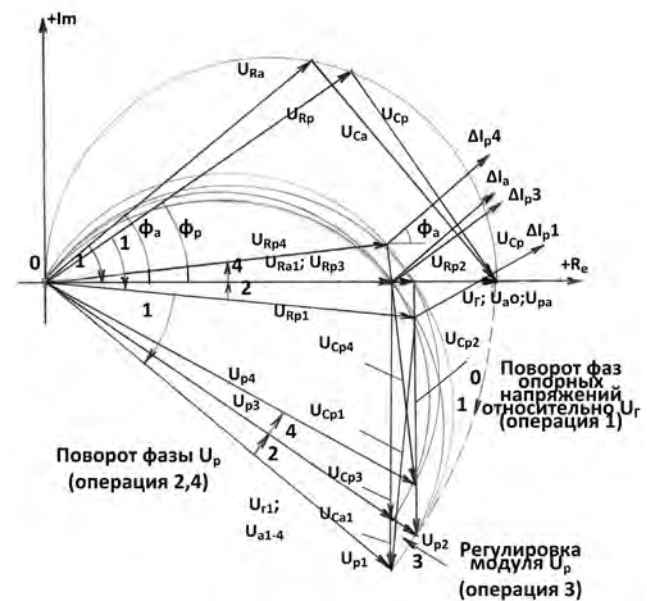
$R1 = R2$ , поэтому при нулевом значении кода управления МП на активный и пассивный преобразователи подаются противофазные, равные по модулю напряжения. При идентичности RC-параметров преобразователей мостовая схема является сбалансированной и ее выходной токовый сигнал имеет нулевое значение.

В процессе биохимических измерений, в результате реакции в биоселективной мембране изменяется удельная электропроводность раствора в активном преобразователе, в результате чего изменяется  $R_{pa}$ , и на выходе моста возникает приращение токового сигнала неравновесия, которое превращается в напряжение преобразователем ПТН. Модуль приращения тока определяется изменением сопротивления  $R_{pa}$  (приращением проводимости  $1/\Delta R_p$ ) и модулем напряжения  $U_{Ra}$  на нем. Вектор приращения тока  $\Delta I_a$  повернут на фазовый угол импеданса активного преобразователя по отношению к  $U_{Ra}$  [4]. С помощью синхронного детектора СД из этого напряжения можно выделить две квадратурные составляющие в системе координат  $Re$  и  $Im$  комплексной плоскости, связанной с опорными напряжениями  $U_{сф}$  и  $U_{кв}$ . Одна из них, синфазная с  $U_{сф}$ , соответствует разнице проводимостей раствора в сенсорах, а другая, синфазная с  $U_{кв}$ , неинформативна и является квадратурной помехой.

Если RC-параметры преобразователей неидентичны, мостовая схема в исходном состоянии (перед биохимическим воздействием на активный преобразователь) не сбалансирована и ее выходной сигнал отличен от нуля. В этих условиях изменение фоновой проводимости раствора (синфазная помеха на преобразователях дифференциального сенсора) приводит к неодинаковым (по модулю, по фазе или по обоим этим параметрам) приращениям выходных токов кондуктометрических преобразователей, т.е. к появлению ложного отклика, что приводит к аддитивной погрешности при проведении измерений [5].

Приведение моста в необходимое для глубокого подавления синфазной помехи квазиравновесное состояние производится четырьмя операциями. Сначала, при отключенном с помощью ключа К пассивном преобразователе, с помощью ФР1 выполняют подстройку

фаз опорных напряжений синхронного детектора [6] таким образом, чтобы получить синфазность тока в этом преобразователе (соответственно и  $U_{Ra}$ ) с  $Re$ , что обеспечивает максимальную чувствительность измерительного канала к изменению проводимости раствора [4]. Затем подключают пассивный сенсор и регулировкой ФР2 приводят к нулю составляющую сигнала неравновесия моста, синфазную с  $Im$ . Третьей операцией, с помощью МП, балансируют мост по составляющей, синфазной с  $U_{сф}$ , а четвертой – дополнительно поворачивают фазу квазисинусоиды  $U_{r2}$  на тот же угол, что и при предыдущей регулировке. Если в таком состоянии моста изменить проводимости раствора в обоих сенсорах на одинаковые значения, то приращения векторов токов в них будут коллинеарными, равные по модулю и противоположные по фазе.



**Рис. 2. Векторная диаграмма процесса балансировки МИЦ.**

Процесс балансировки иллюстрируется векторной диаграммой на рис. 2. На диаграмме видно, что после третьей операции достигается полная балансировка моста ( $U_{Ra1} = U_{Rp3}$ , поэтому при  $R_{pa} = R_{pp}$  сигнал неравновесия отсутствует). При этом, в случае изменения фоновой электропроводности раствора (синфазная помеха), вектора приращений токов преобразователей  $\Delta I_a$  и  $\Delta I_p3$  будут рав-

ны по модулю, однако их фазовые углы будут отличаться на разницу фазовых углов кондуктометрических преобразователей, поэтому на выходе моста появляется ложный отклик. После четвертой операции появляется некоторый сигнал неравновесия в исходном состоянии моста (поэтому оно называется квазиуравновешенным), но векторы приращения токов преобразователей  $\Delta I_a$  и  $\Delta I_{p4}$  становятся коллинеарными. На диаграмме они показаны однонаправленными, но в действительности они противофазные и результат их сложения на выходе моста равен нулю.

Рассмотрим детальнее средства, обеспечивающие балансировку моста по фазе. Генераторы ступенчатых квазисинусоидальных тестовых сигналов применяются в иммитансометрических приборах и системах с иммитансными сенсорами, работающих в диапазоне от инфранизких частот до нескольких сотен килогерц.

Их основными элементами являются счетное устройство и цифро-аналоговый преобразователь. Каждое состояние счетчика с помощью дешифратора преобразуется в код управ-

ления ЦАП, обеспечивающий формирование соответствующей ступеньки квазисинусоиды. Существенными недостатками существующих устройств такого типа, в которых используются стандартные элементы (реверсивные двоичные счетчики, интегральные ЦАП) является ограниченное качество аппроксимации синусоиды на высоких частотах и недостаточная точность связи ее фазы с фазами опорных напряжений.

Улучшить эти характеристики можно за счет использования кольцевого счетчика Джонсона и малоразрядного ЦАП на основе сумматора с числом входов, равным числу ступенек аппроксимации  $\frac{1}{4}$  периода синусоиды. Коэффициент передачи сумматора по каждому из входов определяется высотой соответствующей ступеньки аппроксимации синусоиды. Текущее значение формируемого аналогового сигнала определяется суммой коэффициентов передачи по входам сумматора, подключенным к опорному напряжению. Квазисинусоидальный сигнал может быть получен последовательным подключением входов (начиная от наибольшего коэффициента

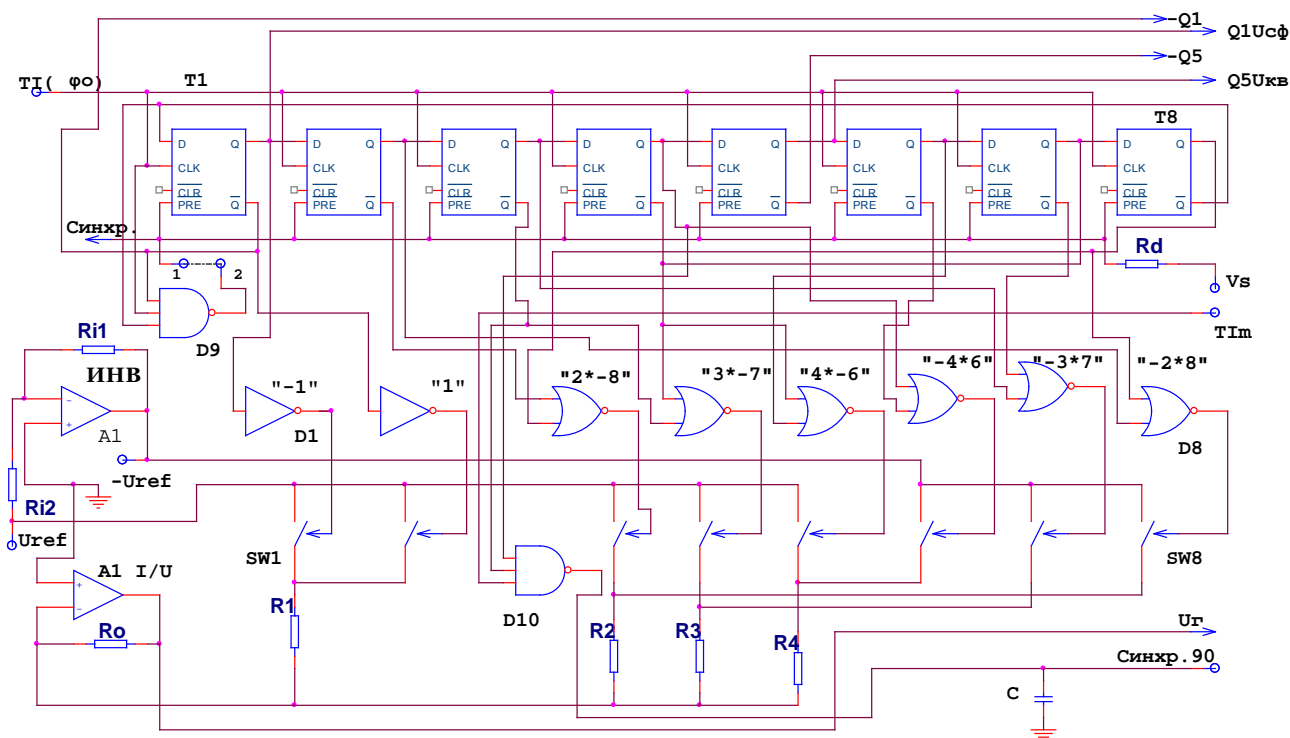


Рис. 3. Схема генератора квазисинусоиды с использованием кольцевого счетчика Джонсона.

передачи до наименьшего) к положительному опорному напряжению, а затем их отключению в обратном порядке и повторением этого процесса при отрицательном опорном напряжении. Выходные сигналы счетчика по коду Джонсона позволяют осуществить такую коммутацию с помощью простого дешифратора. При этом достигаются очень хорошая идентичность задержек переключения ступеней квазисинусоиды, минимальные величины сопутствующих переходных процессов и малое количество точных элементов в сумматоре.

Схема такого генератора, с аппроксимацией синусоиды 16-ю ступенями представлена на рис. 3. Он состоит из последовательно включенных D - триггеров T1 ... T8, причем инверсный выход последнего подключен к информационному входу первого. В исходном состоянии все триггеры находятся в нулевом состоянии. При поступлении тактовых импульсов они по очереди переходят в состояние «1». После достижения единичного состояния в последнем триггере, следующие тактовые импульсы устанавливают триггеры счетчика поочередно в состояние «0». Таким образом, на выходах триггеров последовательно формируются напряжения в форме «меандр», каждый из которых сдвинут во времени относительно предыдущего строго на тактовый интервал. С помощью логических элементов D1 ... D8 (инверторов и схем «ИЛИ-НЕТ») формируются логические сигналы управления ключами SW1 ... SW8, которые подключают резисторы R1 - R4 цифроаналогового преобразователя (сумматора) к источникам напряжения « $U_{ref}$ » или « $-U_{ref}$ ». При этом в первой и третьей четверти периода происходит их последовательное параллельное подключение, а во второй и четвертой четверти периода - их последовательное отключение. В результате этого, составляющие входного тока преобразователя I/U ток-напряжение ( $I_{R1} \dots R4$ ) сначала суммируются, а затем вычитаются, формируя квазисинусоидальный выходной сигнал  $U_r$ .

Кроме указанных логических элементов в схеме есть 2 элемента «3-ДА-НЕТ» (D9, 10), которые формируют синхронизирующие сигналы «синхр.» и «синхр.90». Первый из них производится при переходе в ноль последнего триггера счетчика Джонсона и служит для

принудительной установки в «0» в этот момент также и других триггеров (в случае их сбоя). Импульс «синхр.90» служит для синхронизации данного генератора с дополнительным генератором квазисинусоидального напряжения, начальная фаза которого может отличаться от начальной фазы рассматриваемого генератора на  $\pm 90^\circ$ .

Для управления синхронным детектором на выход блока генератора также выводятся логические сигналы с выходов первого и пятого триггеров счетчика:  $U_{сф}$ , синфазный с  $U_r$ , и  $U_{кв}$ , квадратурный к нему. В простых имитансометрических приборах с прямым преобразованием измеряемых параметров этого достаточно для обеспечения их функционирования. Однако в некоторых случаях, в частности в генераторе ЦГ1 в схеме на рис. 1, необходимо выполнять точную регулировку фаз опорных напряжений относительно фазы квазисинусоидального сигнала для стабилизации чувствительности моста [4, 7]. С этой целью к описанному цифровому генератору может быть подключен дополнительный блок фазового регулятора, который осуществляет переключение выходов  $U_{сф}$  и  $U_{кв}$  к другим парам триггеров, обеспечивая низкодискретный фазовый сдвиг. При необходимости, возможна более дискретная регулировка фазы с помощью дополнительных счетчиков, на которые подаются тактовые импульсы с большей частотой, что будет рассмотрено ниже.

На рис. 4 представлены временные диаграммы сигналов в схеме генератора. Состояния прямых и инверсных выходов триггеров T1 ... T8 обозначены соответственно цифрами «1 и -1», «2 и -2» и т.д. Выходные сигналы дешифратора для управления ключами ЦАП соответствуют во времени уровням квазисинусоиды, обозначенным: «-3\*7», «4\*-6», «3\*-7» и т.д.

**ПРИНЦИПЫ ФОРМИРОВАНИЯ ТЕСТОВЫХ СИГНАЛОВ С РЕГУЛИРУЕМОЙ РАЗНОСТЬЮ ФАЗ.** В структуре рассматриваемого кондуктометрического моста (рис. 1) есть 2 идентичных формирователя квазисинусоидальных напряжений: ведущий Г1 - формирователь сигнала с условно-нулевой начальной фазой  $\varphi_0$  и ведомый Г2 - фор-

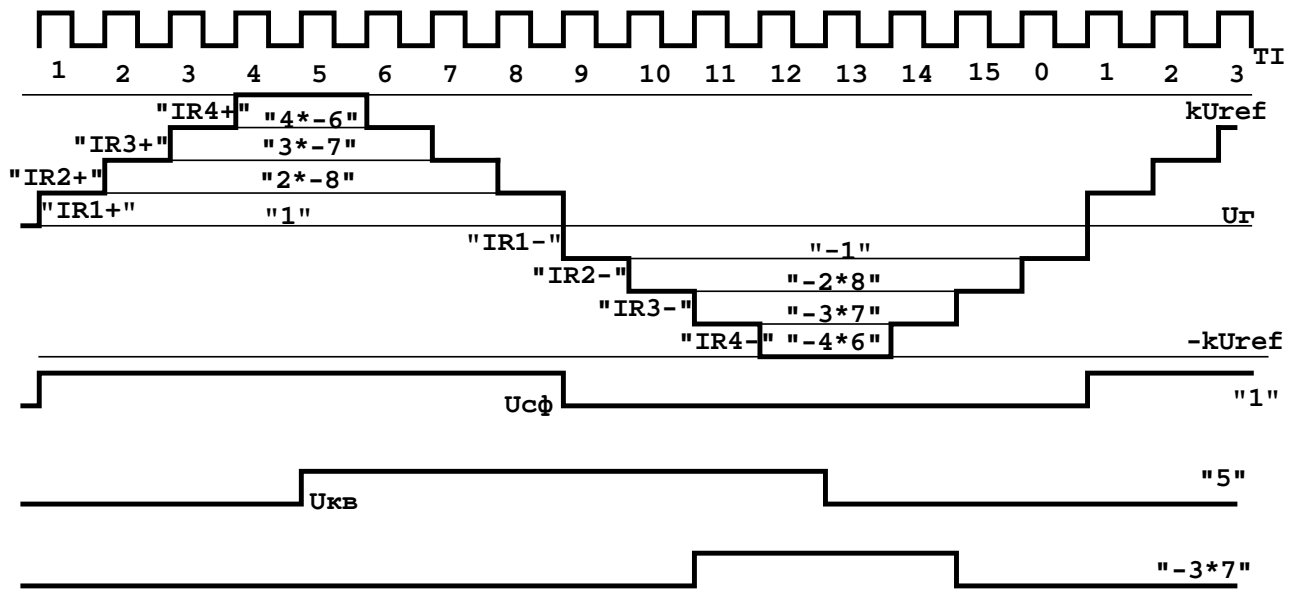


Рис. 4. Временные диаграммы сигналов в схеме генератора квазисинусоиды.

мирователь сигнала, начальная фаза которого может отличаться от  $\varphi_0$  на угол  $\varphi_V$  в пределах  $\pm 90^\circ$ . Их более подробная схема представлена на рис. 5. Тактирование обоих формирователей осуществляется тактовым генератором ТГ, частота импульсов которого  $f_{ТГ}$  кратна  $k$  раз (в данной схеме  $k = 16$ ) частоте тактовых импульсов ТИ формирователя квазисинусоиды. Деление частоты  $f_{ТГ}$  проводится счетчиком С1. Для конкретности описания работы

устройства, в качестве этого и других счетчиков показан четырехразрядный синхронный реверсивный счетчик (например, типа 74НС193). Направление счета во всех случаях обратное. На выходе переноса ВО счетчика С1 формируются основные (короткие, с длительностью импульсов ТГ) тактовые импульсы для ведущего формирователя ТИ ( $\varphi_0$ ) и вспомогательные (широкие, в виде меандра) ТIm, необходимые для формирования сигнала

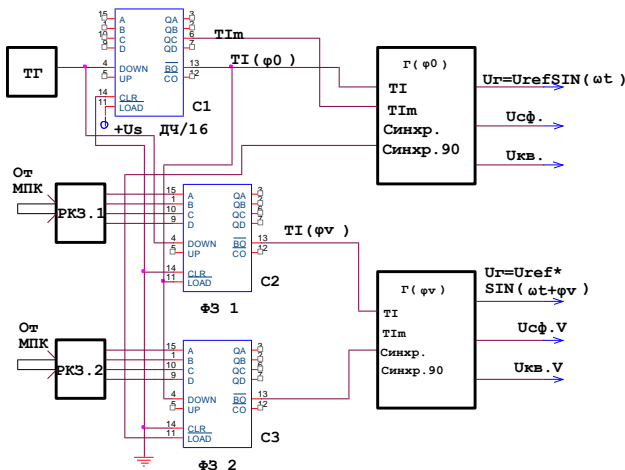


Рис. 5а. Структура двухфазного генератора со сдвигом фаз.

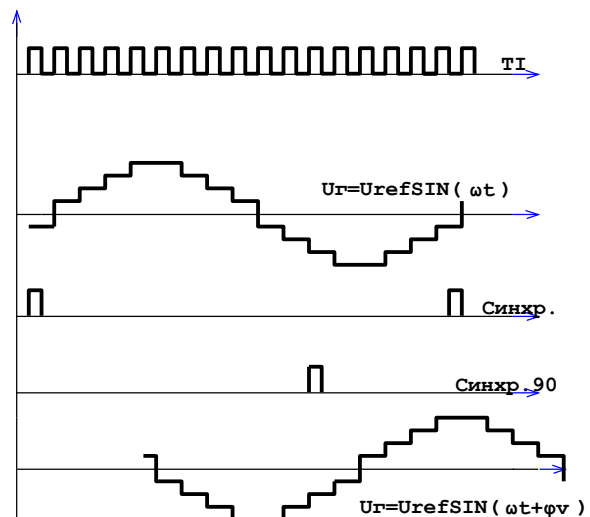


Рис. 5б. Векторная диаграмма фаз генератора.

ла синхронизации (синхр.90°), подаваемого на ведомый формирователь. Нужная разность фаз квазисинусоидальных сигналов  $U_{Г(\varphi 0)}$  и  $U_{Г(\varphi V)}$  устанавливается с помощью двух формирователей задержки ( $\Phi Z_{1,2}$ ) на счетчиках С2 и С3, которые управляются микроконтроллером (МПК) прибора через регистры кода задержки РК31,2.

С помощью  $\Phi Z_1$  формируются основные тактовые импульсы  $TГ(\varphi V)$  для ведомого формирователя. Они могут быть сдвинуты относительно  $TГ(\varphi 0)$  на промежутки от 0 до 15 периодов тактовых импульсов ТГ, что позволяет сдвигать начальную фазу подчиненной квазисинусоиды на соответствующую долю продолжительности одной ее ступени. Величина задержки определяется исходным состоянием С2 после предустановки его каждым импульсом  $TГ(\varphi 0)$ . С помощью  $\Phi Z_2$  осуществляется сдвиг начальной фазы выходного сигнала  $Г(\varphi V)$  на некоторое количество ступеней относительно импульса «синхр.90°», сформированного ведущим формирователем. Положение этого импульса относительно квазисинусоиды ведущего формирователя соответствует ее ступени, предшествующей максимальной отрицательному значению ( $-90^\circ$ ). Импульс «синхр.90°» устанавливает исходный код счетчика С3, а тактовые импульсы  $TГ(\varphi 0)$ , следующие за «синхр.90°», последовательно уменьшают код этого счетчика до состояния 0, при котором очередной тактовый импульс проходит на выход переноса ВО. Далее этот импульс поступает на вход «синхр.» подчиненного формирователя, который должен быть отключен от внутреннего импульса синхронизации с выхода D9 (точки 1 и 2 схемы на рис. 1). Временные диаграммы, поясняющие работу двухфазного генератора, приведены на рис. 6 и 7. При коде предустановки 0 счетчик Джонсона ведомого формирователя установится в 0 вторым импульсом  $TГ(\varphi 0)$  после предустановки счетчика С3. При этом сдвиг фазы выходного сигнала  $Г(\varphi V)$  будет равняться «+90°» относительно сигнала ведущего формирователя. При коде предустановки 4 этот сдвиг фаз становится нулевым, а при коде 8 он равен «-90°». Временные диаграммы квазисинусоид на вы-

ходах формирователей  $Г(\varphi 0)$  и  $Г(\varphi V)$  и синхроимпульсы, устанавливающих их счетчики Джонсона в ноль, приведены на рис. 5.

В рассматриваемом устройстве кроме низкого уровня импульсных помех при формировании квазисинусоид, обеспечивается их очень высокая когерентность за счет идентичности задержек в трактах формирования основных и вспомогательных тактовых импульсов, а также импульсов переключения резисторов цифроаналоговых преобразователей.

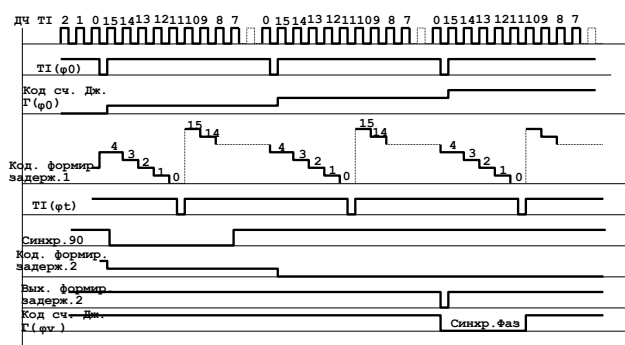


Рис. 6. Временные диаграммы, поясняющие работу двухфазного генератора (1).

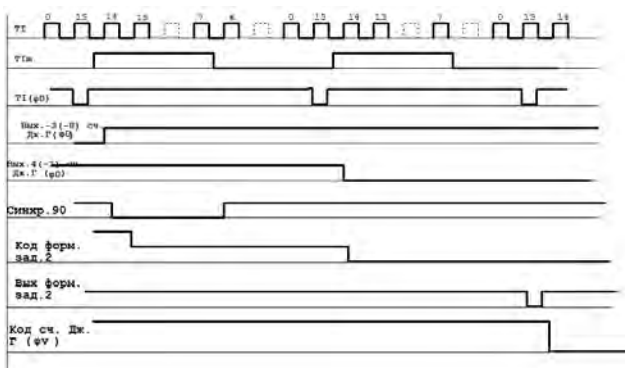


Рис. 7. Временные диаграммы, поясняющие работу двухфазного генератора (2).

**ВЫВОДЫ.** Применение в дифференциальной кондуктометрической системе компенсационно-мостовой цепи с уравниванием по фазе и модулю выходного сигнала позволяет достаточно просто установить ее квазиравновесное состояние с полной балансировкой приращений токовых сигналов неидентичных преобразователей дифференциального датчика, вызванных синфазной помехой в виде неинформативного изменения фоновой электропроводности раствора. Это существенно повышает метрологическую надежность



кондуктометрических биосенсорных систем и уменьшает технологические проблемы при их изготовлении. Цифровая регулировка фаз тестовых напряжений на кондуктометрических преобразователях позволяет сократить количество аналоговых узлов мостовой цепи и расширить ее частотный диапазон, что также способствует снижению требований к параметрам преобразователей. Разработанный двухфазный цифровой генератор тестовых сигналов моста обеспечивает высокоточную установку разницы фаз двух квазисинусоидальных напряжений в широком частотном диапазоне при их высоком качестве, что важно для построения высокоточных измерительных систем различного назначения.

#### Список использованной литературы

[1] Dzijadevich S. V., Soldatkin O. P. Naukovi ta tehnologichni zasady stvorennja miniatjurnih elektrohimičnih biosensoriv. – К.: Naukova dumka, 2006. – 256 s. (*in Ukrainian*).

[2] Melnik V. G., Vasilenko A. D., Dudchenko A. E., Pogrebnjak V. D. Issledovanija podavlenija sinfaznoj pomehi v biosensornoj konduktometričeskoj sisteme s differencialnymi datchikami. // Sens. elektron. mikrosist. tehnol. T11, №3/2014, S. 49 – 61. (*in Russian*).

[3] Melnik V. G., Onishhenko I. V., Ruban-

chuk M. P., Slickij A. V. Uluchshenie podavlenija sinfaznoj pomehi v differencialnoj konduktometričeskoj biosensornoj sisteme. // Tehnichna elektrodinamika, № 2, 2015. S. 73 – 82. (*in Russian*).

[4] Melnik V. G., Rubanchuk M. P., Mihal A. A. Izmeritelnye cepi dlja konduktometričeskih preobrazovatelej s differencialnymi dvuhjalektrodnymi datchikami // Tehnichna elektrodinamika – 2008 – №2. - S. 119 - 124. (*in Russian*).

[5] V. G. Melnik, A. D. Vasilenko, A. E. Dudchenko, V. D. Pogrebnjak Issledovanija podavlenija sinfaznoj pomehi v biosensornoj konduktometričeskoj sisteme s differencialnymi datchikami. // Sens. elektron. mikrosist. tehnol. T11 №3/2014, S. 49 – 61. (*in Russian*).

[6] А. с., № 853560, СССР. Avtomatičeskij most peremennogo toka, М. N. Surdu, O. A. Ornatskij, V. G. Melnik. G01R 17/12. Zajavleno 30. 11. 79 (21) 2847759/18-21. Opubl. 07. 08. 81. Bjul. №29. (*in Russian*).

[7] Melnyk V. H. Yssledovanye chuvstvytel'nosti mostovoy yzmyrytel'noy tsepy s dyfferentsyalnym konduktometryčeskim datchikom - V kn.: Pratsi Instytutu elektrodynamiky Natsionalnoyi akademiyi nauk Ukrayiny. Zbirnyk naukovykh prats. Vypusk 22, Kyjiv, 2009 r. s. 115 – 118. (*in Russian*).

Стаття надійшла до редакції 08.06.2016 р.

UDC 577.15.08

## THE QUASI BALANCED CONDUCTOMETRIC BRIDGE FOR BIOSENSOR SYSTEM WITH BALANCING MODULUS AND PHASE

*V. G. Melnyk, A. V. Slitskiy, A. D. Vasylenko*

Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine, pr. Peremohy, 56, 03680, Kiev, Ukraine, tel .: + (380) 44 3662511, e-mail: melnik@ied.org.ua

### Summary

The AC bridge for differential conductometric biosensor system is discussed, which may be installed in a quasi-balanced state with a non-zero output, but balanced for common mode noise on the conductometric transducers even if they are not identical. Such interference may occur due to changes in the background conductivity of the test solution in the measurement process and significantly distort the results. The bridge is built by the compensation scheme with the comparison of currents in the two branches, the first of which includes the working transducer, and the second includes the reference one. The balancing of the bridge is done by the module and the phase difference between the currents

in the transducers. It is implemented using the two-phase generator of test voltage on the transducers, which forms the two quasi-sinusoidal voltages from one reference voltage. Phase shift between them is adjustable. The basis of these circuits is the Johnson's ring counter with DAC on the precision resistors. The difference of the test signal's phase, which is necessary for balancing of a bridge, may be set with using delay of the synchronizing pulse of a ring counter by a counter with the preset, and the ratio of the amplitudes is regulated by the DAC. In the process of balancing, which is analyzed by using the vector model, is determined the phase angle difference of the conductometric transducers and achieved the equality of voltages on the active components of the impedances of their sequential equivalent RC-circuit. Thereafter, the additional change of the test voltage phase angle on the reference converter on the angle equal to the difference phase angle of the transducers is done for moving the bridge to the quasi-equilibrium state. Correctness and high precision complying with the necessary phase relations in the formation of test signals and the regulation of their phase in the described two-phase generator are confirmed by represented timing diagrams.

**Keywords:** conductivity, biosensor, quasi-balanced AC Bridge, difference of the phases

УДК 577.15.08

## КВАЗІРІВНОВАЖЕНИЙ КОНДУКТОМЕТРИЧНИЙ МІСТ ДЛЯ БІОСЕНСОРНОЇ СИСТЕМИ З БАЛАНСУВАННЯМ ЗА МОДУЛЕМ І ФАЗОЮ

*В. Г. Мельник, О. В. Слицкий, О. Д. Василенко*

Інститут електродинаміки НАН України, просп. Перемоги, 56, 03680, м. Київ-57,  
Україна, тел.: +(380) 44 3662511, e-mail: melnik@ied.org.ua

### Реферат

У статті розглядається міст змінного струму для диференціальної кондуктометричної біосенсорної системи, який встановлюється в квазірівноважний стан з ненульовим вихідним сигналом, але збалансований для синфазних завад на кондуктометричних перетворювачах навіть при їх неідентичності. Такі завади можуть виникати через зміни фонові електропровідності досліджуваного розчину в процесі вимірювань і значно спотворювати їх результати. Міст побудований за компенсаційною схемою з порівнянням струмів в двох гілках, в першій з яких включений робочий перетворювач, а в другій – референсний. Зрівноваження моста проводиться по модулю і фазі різниці струмів в перетворювачах. Воно реалізується за допомогою двофазного генератора тестових напруг на перетворювачах, що формує дві квазісінусоїдальні східчасті напруги з одної опорної напруги. Фазовий зсув між ними може регулюватися. Основою схем формування цих напруг є кільцевий лічильник Джонсона з цифроаналоговим перетворювачем на прецизійних резисторах. Необхідна для врівноваження моста різниця фаз тестових сигналів встановлюється затримкою синхронізуючих імпульсів кільцевих лічильників лічильниками з передустановкою, а співвідношення амплітуд регулюється за допомогою ЦАП. В процесі врівноваження, який проаналізовано на векторній моделі, визначається різниця фазових кутів кондуктометричних перетворювачів і досягається рівність напруг на активних складових їх імпедансів по послідовній схемі заміщення. Після цього виконується додатковий поворот тестової напруги на референсному перетворювачі на кут, що дорівнює різниці фазових кутів перетворювачів, для приведення моста в квазірівноважний стан. Правильність і висока точність дотримання необхідних фазових співвідношень при формуванні тестових сигналів і регулюванні їх фаз в розробленому двофазному генераторі підтверджується наведеними часовими діаграмами.

**Ключові слова:** кондуктометр, біосенсор, квазірівноважний міст змінного струму, різниця фаз