

## КОМП'ЮТЕРНА СИСТЕМА ІМПЕДАНСНОЇ СПЕКТРОСКОПІЇ НА ОСНОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧА AD5933

О Совин Я.Р., Хома В.В., 2008

Показано переваги та обмеження перетворювача імпедансу AD5933, що виникають при автоматизації вимірювання імпедансу у діапазоні частот. Обґрунтовано використання зовнішньої вимірювальної схеми, що забезпечує інваріантність до впливу паразитних параметрів під'єднувальних проводів та комутаційних елементів. Описано структуру та алгоритм функціонування комп'ютерної системи імпедансної спектроскопії.

In this article advantages and disadvantages of impedance convertor AD5933, that appear during automatization of impedance measurement process in frequency range are shown. The use of external measurement network, that provides an invariance to parasitics parameters influence of connecting wires and switching elements is grounded. Structure and algorithm of impedance spectroscopy computer system functioning is described.

**1. Постановка проблеми, аналіз останніх досліджень і мета статті.** В останні роки можливості побудови засобів вимірювання імпедансу значно розширилися завдяки широкому використанню техніки цифрового оброблення сигналів. Наприклад, фірмою Analog Devices випускаються в інтегральному виконанні перетворювачі імпедансу AD5933 і AD5934 [1, 2], на базі яких можлива реалізація портативних частотних аналізаторів імпедансу з діапазоном вимірювання від 100 Ом до 20 МОм в діапазоні частот зондувального сигналу від 100 Гц до 100 кГц. Високі метрологічні характеристики перетворювачів досягнуто завдяки:

- цифровому синтезу і налаштуванню частоти зондувального гармонічного сигналу;
- формуванню результатів вимірювання за допомогою цифрового оброблення вибірок сигналу вимірювальної схеми за алгоритмом швидкого перетворення Фур'є;
- цифровій корекції температурної похибки на основі даних вбудованого сенсора температури.

Разом з тим, цим перетворювачам притаманні кілька істотних обмежень:

- вимірювальний перетворювач працює в режимі адмітансу, що ускладнює калібрування вимірювального каналу через неможливість корегування нуля для усунення адитивних похибок при вимірюванні імпедансу;
- потреба у калібруванні вимірювального каналу за допомогою взірцевого резистора, опір якого близький за значенням до модуля досліджуваного імпедансу;
- зміна піддіапазонів вимірювання пов'язана із фізичною заміною зразкових резисторів  $R_{FB}$ .

Зазначені обмеження можуть бути зняті вдосконаленням зовнішньої аналогової частини. У роботі [3] показано, наприклад, можливість розширення діапазонів за рахунок зміщення нижніх границь: для частоти із 1 кГц до 10 Гц, а для імпедансу із 100 Ом до кількох Ом. У [4] описано портативний вимірювач імпедансу на основі перетворювача AD5933, в якому для перемикання діапазонів використовуються реле РЭС-60. Керування роботою пристрою здійснюється комп'ютером через мікроконтролер. Результати вимірювання відображаються на моніторі комп'ютера. Проте у цих публікаціях не розглядається можливість дистанційного вимірювання імпедансу і пов'язаних з цим задач зменшення дестабілізуючого впливу під'єднувального кабелю на результати вимірювання.

Отже, актуальним є створення зовнішньої вимірювальної схеми, яка забезпечує інваріантність до дестабілізуючого впливу під'єднувального кабелю і комутаційних елементів та розроблення структури частотного аналізатора імпедансу на основі перетворювача AD5933, призначеного для роботи у складі комп'ютерної системи.

**2. Структура та опис роботи перетворювача AD5933.** Перетворювач AD5933 випускається у вигляді інтегральної мікросхеми із 16 виводами в корпусі типу SSOP. Перетворювач забезпечує формування і подавання на досліджуваний імпеданс  $Z$  зондувальної напруги заданої частоти. Сигнал, що є реакцією імпедансу на зондувальну напругу, оцифровується аналого-цифровим перетворювачем і опрацьовується за алгоритмом дискретного перетворення Фур'є (ДПФ) з метою одержання інформації про дійсну  $R$  і уявну  $I$  складові. Модуль та аргумент імпедансу на кожній частоті зондувального сигналу обчислюють за відомими формулами

$$Mod(Z) = \sqrt{R^2 + I^2}, \quad (1)$$

$$Arg(Z) = \arctg\left(\frac{I}{R}\right). \quad (2)$$

Стосовно вимірювальних перетворень сигналів у структурі AD5933 (рис.1) можна виділити три основні функціональні вузли:

- блок цифрового синтезу гармонічних сигналів заданої частоти у складі генератора тактових імпульсів (ГТІ), цифрового синтезатора ортогональних сигналів (СЦС), цифроаналогового перетворювача (ЦАП) і керованого буферного підсилювача (КБП);
- вимірювальний канал утворений послідовно увімкненими перетворювачем “струм-напруга” (ПСН), масштабувальним підсилювачем (МП), фільтром нижніх частот (ФНЧ) та аналого-цифровим перетворювачем (АЦП);
- обчислювальний блок на базі сигнального процесора, що реалізує алгоритм дискретного перетворення Фур'є (ДПФ) даних АЦП, зважених за функцією Хеннінга.

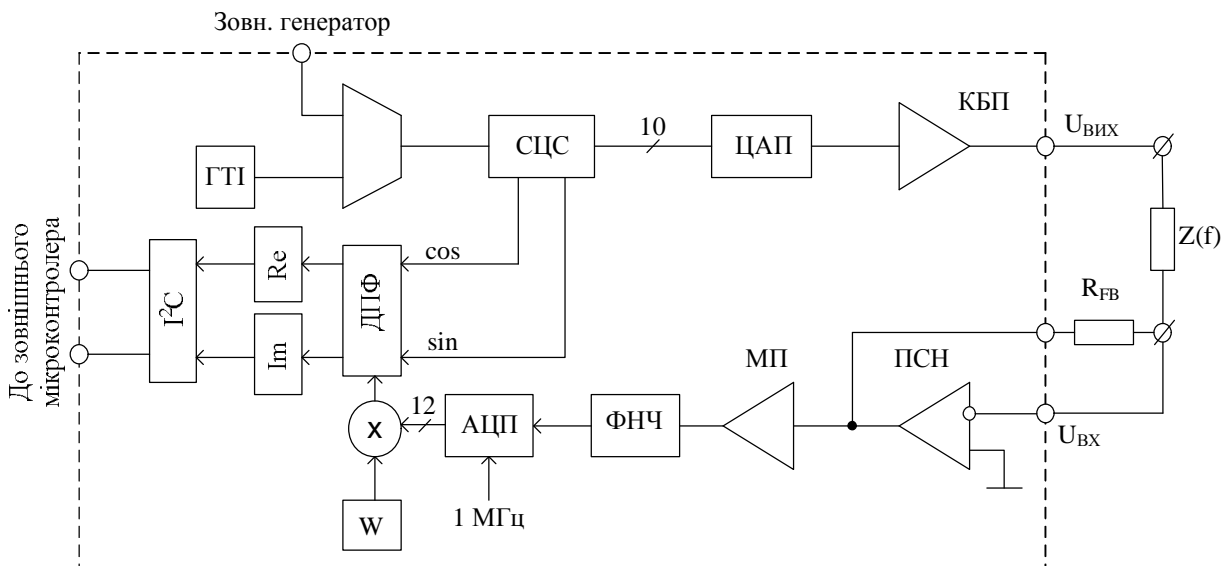


Рис. 1. Структурна схема перетворювача AD5933

Перетворювач AD5933 має вбудований послідовний інтерфейс I<sup>2</sup>C для передавання результатів перетворення, що містяться у регістрах дійсної та уявної складових на зовнішні пристрої і одержання системних параметрів, необхідних для організації вимірювального процесу.

Синтезатор ортогональних цифрових сигналів перетворювача AD5933 працює за принципом прямого цифрового синтезу. Використання 27-розрядного фазового акумулятора забезпечує синтез сигналів  $\sin$  і  $\cos$  із високою роздільною здатністю за частотою (менше за 0,1 Гц). Користувач має можливість виконувати лінійну зміну (свіп) частоти цифрових сигналів, задаючи через послідовний інтерфейс такі параметри, як початкова частота, крок зміни частоти і кількість точок свіпу. Робота синтезатора синхронізується тактовими імпульсами вбудованого або зовнішнього генератора. За частоти імпульсів вбудованого генератора близько 16 МГц забезпечується синтез ортогональних сигналів в інтервалі від 1 до 100 кГц.

Формування зондувальної напруги здійснюється цифроаналоговим перетворювачем на основі цифрових сигналів синтезатора у зазначеному частотному діапазоні. Крім того, є можливість програмувати розмах амплітуди зондувальної напруги, а саме 2 В; 1 В; 0,4 В і 0,2 В. Треба відзначити, що внаслідок використання однополярного живлення мікросхеми AD5933 у складі зондувальної напруги наявна стала складова, яка дорівнює приблизно 4/5 розмаху амплітуди, тобто 1,6 В; 0,8 В; 0,32 В і 0,16 В.

Під дією зондувальної напруги  $U_p$  через досліджуваний імпеданс  $Z$  протікає струм

$$I = \frac{U_p}{Z}.$$

Цей струм  $I$  дає інформацію про параметри імпедансу, тому для зручності його вимірювання насамперед виконується його перетворення на напругу. Перетворювач “струм–напруга” реалізований на основі вбудованого операційного підсилювача. Коефіцієнт передачі перетворювача “струм–напруга” визначається значенням опору зовнішнього резистора  $R_{FB}$ , тому вихідна напруга перетворювача за умови ідеальних параметрів операційного підсилювача має вигляд

$$U = -R_{FB} I = -\frac{R_{FB}}{Z} U_p.$$

Вибором  $R_{FB}$  та програмно керованим коефіцієнтом передачі (1 чи 5) масштабувального підсилювача забезпечується робота аналого-цифрового перетворювача у лінійному діапазоні. Фільтр нижніх частот покликаний запобігти накладанню спектра сигналу під час його дискретизації із частотою мільйон вибірок на секунду 12-розрядним аналого-цифровим перетворювачем.

Інформацію про дійсну та уявну складові вимірюваного сигналу можна одержати на основі дискретного перетворення Фур'є. У перетворювачі AD5933 використовується так званий одночастотний алгоритм ДПФ, який описується виразом

$$X(f) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \times \left[ \cos\left(\frac{2\pi f n}{N}\right) - j \sin\left(\frac{2\pi f n}{N}\right) \right],$$

де  $x(n)$  і  $X(f)$  – відповідно вибірки та спектральна густина вихідного сигналу АЦП на частоті зондувального сигналу;  $\cos\left(\frac{2\pi f n}{N}\right)$  і  $\sin\left(\frac{2\pi f n}{N}\right)$  – вектори ортогональних сигналів, утворені цифровим синтезатором сигналів на частоті  $f$ ;  $n$  і  $N$  – відповідно номер вибірки і кількість вибірок у блоці ( $N = 1024$ ).

Обчислення ДПФ передбачає, що у блоці поміщається ціла кількість періодів зондувального сигналу. Оскільки інтервал між вибірками становить 1 мкс, то тривалість блока 1,024 мс. Якщо період зондувального сигналу не є кратним 1,024 мс, спостерігається так зване перетікання спектра, що є джерелом додаткових похибок вимірювання. У техніці цифрового опрацювання сигналів для зменшення ефекту перетікання спектра використовують операцію “віконне згладжування”, яка

передбачає попереднє перемноження вибірок сигналу на спеціальну віконну функцію. У перетворювачі AD5933 використовується згладжування вікном Хеннінга, що описується виразом

$$W(n) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \times \cos\left(\frac{2\pi fn}{N}\right).$$

Отже, для одержання результату про дійсну та уявну складові сигналу здійснюється підсумовування усіх 1024 зважених функцією вікна добутків на кожній частоті зондувального сигналу

$$\mathcal{X}(f) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \times \left[ \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \times \cos\left(\frac{2\pi fn}{N}\right) \right] \times \left[ \cos\left(\frac{2\pi fn}{N}\right) - j \sin\left(\frac{2\pi fn}{N}\right) \right] = R + jI. \quad (3)$$

Результати зберігаються у двох 16-розрядних регістрах, що представляють дійсну  $R$  та уявну  $I$  частину результату перетворення.

Отже, функцію перетворення AD5933 можна подати у загальному вигляді як

$$\mathcal{X}(f) = R + jI = \frac{R_{FB}}{\mathcal{Z}(f)} \mathcal{H}_{\text{ЦС}} \mathcal{H}_{\text{БК}} \mathcal{H}_{\text{ОБ}} = \frac{R_{FB}}{\mathcal{Z}(f)} \mathcal{H}, \quad (4)$$

де  $\mathcal{H}_{\text{ЦС}}$ ,  $\mathcal{H}_{\text{БК}}$  і  $\mathcal{H}_{\text{ОБ}}$  – відповідно функції перетворення блока цифрового синтезу, вимірювального каналу і обчислювального блока.

Добуток  $R_{FB} \mathcal{H}$  є узагальненим коефіцієнтом перетворення пристрою, причому в ідеальному випадку величина  $\mathcal{H} = 1$ . Проте існує низка чинників, що спричиняють відхилення значення  $\mathcal{H}$  від одиниці, внаслідок чого виникають похибки перетворень. Крім того, очевидно є обернено пропорційна залежність результатів перетворення від імпедансу. Саме тому здійснені за формулами (1) і (2) обчислення не відображають абсолютного значення модуля та аргумента досліджуваного імпедансу. Одержані числа належить у певний спосіб перетворити, використовуючи аналогічні результати вимірювання відомого імпедансу, наприклад, взірцевого резистора  $R_O$ . Така процедура, по суті, є калібруванням вимірювального каналу.

Справді, під'єднавши на вхід перетворювача AD5933 замість досліджуваного імпедансу відомий взірцевий резистор, одержують

$$\mathcal{X}_O(f) = R^* + jI^* = \frac{R_{FB}}{R_O} \mathcal{H}_O. \quad (5)$$

Із відношення рівнянь (4) і (5) одержують результат вимірювання імпедансу

$$\mathcal{Z} = R_O \frac{\mathcal{X}_O \mathcal{H}}{\mathcal{X} \mathcal{H}_O}. \quad (6)$$

Величини  $\mathcal{H}$  і  $\mathcal{H}_O$  залежать від частоти  $f$  зондувального сигналу та відношень  $R_{FB}/\mathcal{Z}$  і  $R_{FB}/R_O$ , причому якщо  $R_{FB} > |\mathcal{Z}|$  і  $R_{FB} > R_O$  спостерігається різке зростання похибки статизму перетворювача “струм–напруга” [5]. У зв'язку з цим розбіжність між  $\mathcal{H}$  і  $\mathcal{H}_O$  зростає у міру збільшення відхилення параметрів досліджуваного імпедансу від опору взірцевого резистора, що є основним джерелом похибок. Саме тому, щоб уникнути погіршення точності перетворення, виробник рекомендує здійснювати калібрування вимірювального каналу для вибраних  $f$  і  $R_{FB}$  з використанням взірцевого резистора, опір якого є якомога ближчий до модуля  $\mathcal{Z}$  [1, 2].

**3. Оцінка дестабілізуючого впливу комутаційних елементів та під'єднувального кабелю.** Модуль імпедансу багатьох реальних об'єктів у діапазоні частот від 1 кГц до 100 кГц може змінювати значення не лише в рази, але і на порядки. Оскільки компроміс між чутливістю та похибкою статизму перетворювача “струм–напруга” досягається за умови [1, 5]

$$0,1 < \frac{R_{FB}}{Z} < 1, \quad (7)$$

необхідно забезпечити можливість вибору резисторів  $R_{FB}$ , наприклад, із ряду 100 Ом, 1 кОм, 10 кОм, 100 кОм, 1 МОм. За кодокерованої зміни частоти зондувального сигналу, яку надає перетворювач AD5933, цілком природним є прагнення такого самого кодокерованого перемикачання взірцевих резисторів за допомогою електронних комутаційних пристроїв, тобто автоматичного вибору піддіапазонів перетворення для виконання умови (7).

Залишковий опір контактів замкненого електронного ключа  $r_s$  чи скінченне його значення у розімкненому стані  $R_s$  негативно позначається на метрологічних властивостях перетворювача імпедансу. Наприклад, відносну похибку від впливу  $r_s$  на результат окремого перетворення можна оцінити за виразом

$$d_s = \frac{r_s}{R_{FB}}.$$

Проте опрацювання результатів перетворення із урахуванням калібрування вимірювального каналу ефективно зменшує дестабілізуючий вплив комутаційних елементів.

Для забезпечення завадозахищеності досліджуваний імпеданс під'єднується до перетворювача AD5933 за допомогою під'єднувальних екранованих проводів. Дестабілізуючий вплив під'єднувального кабелю на результати вимірювання проявляється двоюко: на низькоомних діапазонах це послідовні опір  $R_K$  та індуктивність  $L_K$ , а на високоомних – шунтуючий вплив паразитної ємності  $C_K$  (див. рис.2).

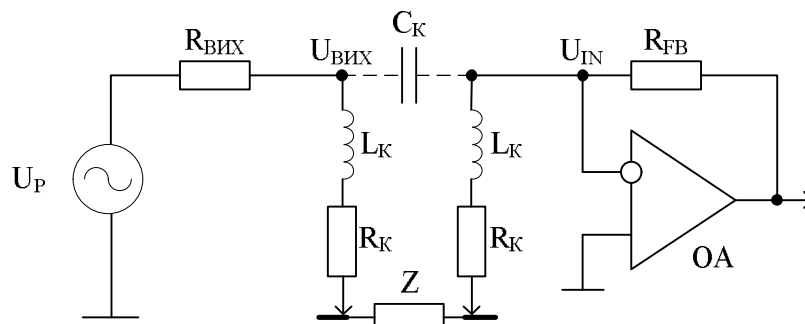


Рис. 2. Схема для розрахунку впливу під'єднувального кабелю

Із урахуванням паразитних опор та індуктивності, які послідовно додаються до досліджуваного імпедансу та взірцевого резистора, рівняння перетворення (6) записується у вигляді

$$\frac{Z}{Z} + 2(R_K + j\omega L_K) = [R_O + 2(R_K + j\omega L_K)] \frac{X_O}{X} \frac{H}{H_O},$$

де  $\omega$  – частота зондувального сигналу.

Отже, паразитні опір та індуктивність під'єднувальних проводів вносять додаткові похибки до вимірювання відповідно активної та реактивної компонент імпедансу.

Паразитна ємність проявляється через шунтування досліджуваного імпедансу чи зразкового резистора, а рівняння перетворення набуває вигляду

$$\frac{Z}{1 + j\omega C_K Z} = \frac{R_O}{1 + j\omega C_K R_O} \frac{X_O}{X} \frac{H}{H_O}.$$

**4. Забезпечення інваріантності вимірювальної схеми до впливу під'єднувального кабелю та комутуючих елементів.** Застосування операційних підсилювачів у поєднанні із багатозатискними багатопровідними схемами під'єднання досліджуваного імпедансу до входу перетворювача AD5933 дає змогу зменшити вплив під'єднувального кабелю та комутувальних елементів на результати вимірювання [6,7].

На рис. 3, а наведено самокомпенсаційний п'ятипіддіапазонний вимірювальний перетворювач із п'ятизатискною чотирипровідною схемою під'єднання досліджуваного імпедансу, а на рис. 3, б – еквівалентна схема для оцінки впливу паразитних параметрів під'єднувального кабелю та комутаційних елементів.

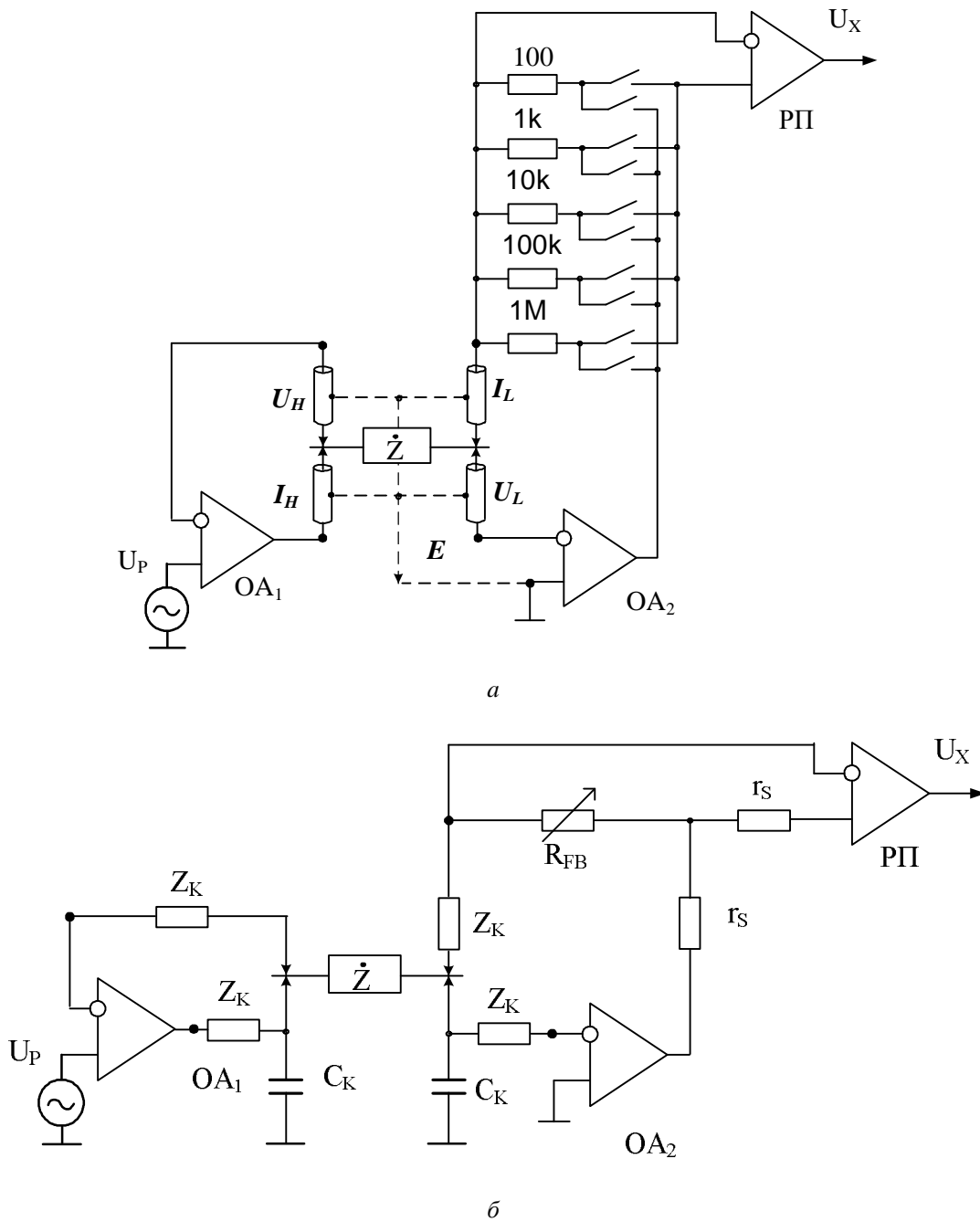


Рис. 3. Функціональна схема автобалансного перетворювача імпедансу (а) та еквівалентна схема для оцінки впливу під'єднувального кабелю та комутувальних елементів (б)

Завдяки властивостям операційного підсилювача [7] мале значення опору  $Z_K = R_K + j\omega L_K$  потенціального проводу  $U_H$  на тлі диференціального вхідного опору  $Z_D$  операційного підсилювача  $OA_1$  ( $Z_D \gg Z_K$ ) забезпечує доволі точну підтримку потенціалу полюса  $H$  контрольованого об'єкта на рівні  $U_P$ , незважаючи на спад напруги на струмовому проводі  $I_H$

$$U_H = U_P [1 + Z_K / Z_D] \approx U_P.$$

З іншого боку  $OA_2$  через провід  $U_L$  у першому наближенні забезпечує еквіпотенціальність його інвертуючого входу і полюсу  $L$ . Вплив проводу  $I_L$  та похибки статизму одночасно зменшуються завдяки використанню різницевого підсилювача РП. Отже, за спадом напруги на зразковому резисторі можна безпосередньо контролювати значення струму, що протікає через досліджуваний імпеданс.

П'ятизатискна схема окрім затискачів  $I_H, I_L, U_H, U_L$ , передбачає п'ятий затискач  $E$ , до якого під'єднують екрани всіх чотирьох проводів. Заземлення екранів усуває паразитний вплив міжпроводної ємності пар кабелів високого  $H$  та низького  $L$  потенціалів. Проте у п'ятизатискній схемі з'являється інший паразитний фактор – ємність  $C_K$  “провід–екран” вхідного кабелю.

Треба зазначити, що застосування операційних підсилювачів істотно послаблює дестабілізуючий вплив  $C_K$ , оскільки ємності кабелів на затискачах  $I_H$  і  $U_H$  є просто додатковим навантаженням джерела зондувального сигналу ( $OA_1$ ), а ємності кабелів на затискачах  $I_L$  та  $U_L$  увімкнені між двома еквіпотенціальними входами  $OA_2$ . Із урахуванням сказаного рівняння перетворення цієї схеми самокомпенсаційної вимірювальної схеми набуває вигляду [7]

$$U_X \approx - \frac{R_{FB}}{Z} \frac{U_P}{1 + (R_{FB}/Z + \omega C_K R_{FB})/A}$$

Отже, з точністю до  $1/A$  (де  $A$  – коефіцієнт підсилення операційного підсилювача без зворотного зв'язку) самокомпенсаційної вимірювальної схеми забезпечує інваріантність результатів вимірювання до паразитних параметрів вхідного кабелю та комутувальних елементів.

Шунтування диференціального опору операційного підсилювача ємністю  $C_K$  негативно позначається на динамічних властивостях самокомпенсаційної вимірювальної схеми із п'ятизатискною схемою під'єднання, зокрема зменшує запас стійкості [8].

На наведеній вимірювальній схемі рис. 3 для перемикання піддіапазонів вимірювання використовується набір спарених ключів, що керуються одним сигналом одночасно. У такому разі вплив опорів контактів усувається завдяки тому, що опір нижніх (струмових) контактів додається до вихідного опору операційного підсилювача  $OA_2$ , а опір верхніх (потенціальних) контактів тих самих ключів нівелюється на тлі великого вхідного опору різницевого підсилювача.

## 5. Опис структури та алгоритму функціонування частотного аналізатора імпедансу.

Перетворювач AD 5933 може бути використаний для побудови комп'ютерної системи імпедансної спектроскопії. Структурна схема такої системи наведена на рис. 4.

До складу комп'ютерної системи імпедансної спектроскопії входить 8-розрядний мікроконтролер (МК) ATmega16 фірми Atmel, який забезпечує зв'язок з персональним комп'ютером (ПК) за інтерфейсом RS-232, управління мікросхемою перетворювача AD5933 та електронними ключами вибору піддіапазону вимірювання, а також здійснює розрахунок результатів вимірювання та сервісні функції.

Вимірювальний перетворювач (ВП) побудований за наведеною на рис. 3 схемою, яка забезпечує інваріантність результатів вимірювання до впливу паразитних імпедансів вхідного кабелю та електронних ключів, що здійснюють перемикання піддіапазонів вимірювання.

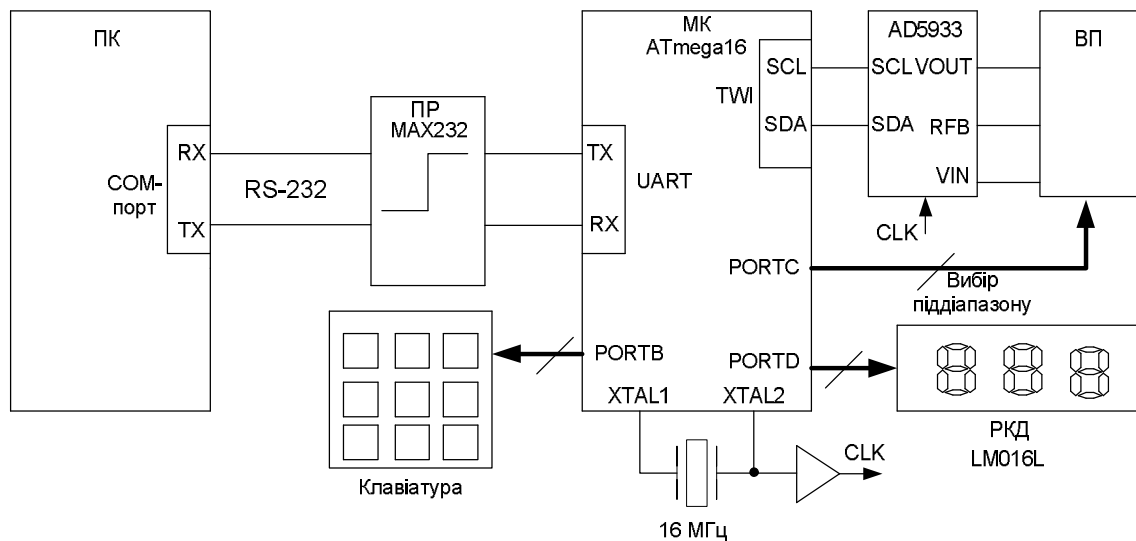


Рис. 4. Структурна схема комп'ютерної системи імпедансної спектроскопії

Мікроконтролер обмінюється даними із ПК через вбудований модуль USART (Universal Synchronous/Asynchronous Receiver/Transmitter), а з мікросхемою AD5933 – через вбудований двопровідний інтерфейс TWI (Two Wire Interface), що є повним аналогом інтерфейсу I<sup>2</sup>C. Програмою користувача із комп'ютера здійснюється вибір режиму роботи мікросхеми AD5933 та встановлення таких параметрів, як: початкова частота, крок сканування по частотній смузі та кількість точок частотної характеристики, у яких виконується спектральний аналіз параметрів імпедансу, зміщення вихідного тестового сигналу, коефіцієнт підсилення масштабувального підсилювача, вмикання/вимикання режиму сканування тощо. Приймавши відповідні команди, мікроконтролер записує необхідні значення у внутрішні керуючі регістри AD5933. На комп'ютер також покладені функції візуалізації результатів вимірювання.

Для узгодження рівнів напруг мікроконтролера та інтерфейсу RS-232 використовується мікросхема перетворювача рівнів (ПП) MAX202CSE. Наявність внутрішніх підтягуючих резисторів на виводах SCL і SDA мікроконтролера дає змогу відмовитися від зовнішніх відповідних резисторів, що є необхідними згідно із специфікацією інтерфейсу I<sup>2</sup>C.

Тактова частота мікроконтролера і мікросхеми перетворювача імпедансу AD5933 задається спільним джерелом – кварцовим резонатором на 16 МГц.

Інформація про поточний режим роботи системи імпедансного контролю та отримані результати виводяться на 16-розрядний дворядковий рідкокристалічний дисплей (РКД) LM016L.

Великий об'єм внутрішньої пам'яті програм та даних мікроконтролера ATmega16 дає змогу використати для програмування компілятор мови C CodeVision AVR.

У флеш-пам'яті мікроконтролера для кожного з піддіапазонів зберігаються значення калібрувальних коефіцієнтів, одержаних для взірцевих резисторів  $R_0$  з номіналами 100 Ом, 1 кОм, 10 кОм, 100 кОм, 1 МОм. Калібрувальні коефіцієнти формуються калібруванням перетворювача AD5933 в одній точці кожного піддіапазону у смузі частот від 1 кГц до 100 кГц із кроком 1 кГц. Варто зазначити, що для автоматизації калібрування перспективним є використання цифрових потенціометрів (тримерів). Наприклад, мікросхема AD5241 фірми Analog Devices забезпечує кодовий вибір 256 дискретних значень опору з точністю 0,1 % за максимального його значення 1 МОм. Завдяки збільшенню кількості калібрувальних точок вдасться точніше визначити калібрувальні коефіцієнти в усьому діапазоні вимірювання і у підсумку покращити метрологічні характеристики комп'ютерної системи імпедансної спектроскопії.



**Висновки.** Використання можливостей мікросхеми AD5933 у задачах цифрового синтезу ортогональних гармонічних сигналів у широкому діапазоні частот та вимірювання фазо-квадратурних складових з використанням дискретного перетворення Фур'є відкриває нові перспективи побудови недорогих портативних вимірювачів імпедансу. Разом з тим, є певні недоліки, притаманні таким перетворювачам, які зумовлені, з одного боку, очевидними схемотехнічними обмеженнями їхньої аналогової частини, а з іншого – недостатньою документованістю низки параметрів вимірювального тракту. Метрологічні характеристики вимірювальних пристроїв, побудованих на основі перетворювача AD5933, можуть бути істотно покращані за умови вдосконалення зовнішньої аналогової вимірювальної схеми. У статті обґрунтовано використання автокомпенсаційного перетворювача адмітанса на напругу, який придатний до використання у комп'ютерній системі імпедансної спектроскопії завдяки властивостям інваріантності до дестабілізуювальних впливів вхідного кабелю та електронних ключів. Альтернативним напрямком покращання метрологічних характеристик вимірювачів імпедансу на базі AD5933 є використання алгоритмів корекції спотворень, що вносяться аналоговими вузлами на етапі перетворення імпедансу на напругу [9].

1. AD 5933. 1 MSPS, 12 bit Impedance Converter, Network Analyzer. Preliminary Data Sheet – [http://www.analog.com/UploadedFiles/Data\\_Sheets/AD5933.pdf](http://www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/AD5933.pdf). 2. AD 5934, 250 KSPS, 12 Bit Impedance Converter Network Analyzer. Preliminary Data Sheet – [http://www.analog.com/UploadedFiles/Data\\_Sheets/AD5934.pdf](http://www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/AD5934.pdf). 3. Brennan S. Measuring a Loadspeaker Impedance Profile Using the AD5933. Application Note 843. – [http://www.analog.com/UploadedFiles/Application\\_Notes/236037846AN\\_843.pdf](http://www.analog.com/UploadedFiles/Application_Notes/236037846AN_843.pdf). 4. Ершов М. Реализация измерителя импеданса на основе дискретного преобразования Фурье // Схемотехника. – 2007. – № 3. – С. 6–10. 5. Хома В.В. Створення та дослідження математичної моделі вимірювальних перетворювачів “імітанс-напруга” // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – № 3, 1999. – С.75–79. 6. Лихтциндер Б.Я. Автоматизация поэлементного контроля многополюсных электрических цепей // Измерения, контроль, автоматизация. – 1983. – № 3. – С.14–24. 7. Гаврилюк М.О., Хома В.В. Активні перетворювачі “імітанс-напруга” інваріантні до впливу комутаційних елементів та під'єднувальних проводів // Вісник НУ “Львівська політехніка”. – 2006. – № 551. – С.19–26. 8. Хома В.В. Оптимізація динамічних властивостей активних вимірювальних перетворювачів ємності в напругу // Методи та прилади контролю якості. – 1999. – № 4. – С.72–75. 9. Гаврилюк М.А., Хома В.В. Розробка алгоритмів корекції частотних похибок операційних схем // Вимірювальна техніка та метрологія. – 2001. – Вип. 58. – С.91–94.