

Д.П. Сівцов, М.В. Васькін

ДОСЛІДЖЕННЯ ОСОБЛИВОСТЕЙ ПРАКТИЧНОЇ РЕАЛІЗАЦІЇ ЦИФРОВИХ ВИМІРЮВАЧІВ ІМПЕДАНСУ НА ОСНОВІ МІКРОСХЕМ AD5934/5933

Анотація. Наведені і обговорені результати експериментальних досліджень особливостей використання мікросхем AD5934/5933 як основи побудування цифрових вимірювачів імпедансу. Отримані результати можуть бути корисними при розв'язанні наукових і технічних задач, які потребують вимірювання імпедансів кондуктометричних, вихорострумів та електроємнісних сенсорів на фіксованій частоті або у діапазоні частот.

Ключові слова: електричний імпеданс, магнітуда, модуль, фаза, частотна характеристика, імпедансна спектроскопія сенсор, вимірювання, технологічний контроль, мікроконтролер, інтерфейс.

Вступ. Вимірювання модулю та фази або дійсної та уявної складових електричного імпедансу потрібно при вирішенні численних задач в наукових дослідженнях, технологічному контролі матеріалів та виробів, експлуатаційному контролі готових виробів, тощо. Інформація щодо параметрів, які вимірюються або контролюються, отримується через вимірювання імпедансу відповідних кондуктометричних, вихорострумів та електроємнісних сенсорів. Якщо отримання такої інформації на фіксованій частоті у теперішній час відносно задовільно вирішеною задачею, то у разі потреби вимірювань у діапазоні частот, тобто виконання імпедансної спектроскопії дослідники та інженери-розробники стикаються з досить серйозними труднощами як технічного, так і фінансового характеру. Більшість серійних вимірювачів імпедансу, представлених на ринку України, працюють на фіксованій частоті, у кращому випадку - на декількох частотах. Не всі також забезпечують представлення складових імпедансу у вигляді цифрового коду. Як правило, вони орієнтовані на визначення параметрів радіоелементів, тобто по суті являють собою RLC -метри. Крім цього, серійні вимірювачі є приладами загального призначення,

їх можливості в частині діапазону значень імпедансу для багатьох практичних задач надмірні.

Сучасні вимірювачі імпедансу закордонного виробництва мають високі метрологічні і експлуатаційні характеристики, цифровий інтерфейс, однак коштують дуже багато. Більшість з них також є приладами загального призначення.

Таким чином, застосування вказаних технічних засобів може бути економічно і технічно обґрунтованим в науково-дослідницьких лабораторіях або організаціях, які займаються розробкою електронної апаратури. Щодо їх застосування для вирішення задач технологічного контролю матеріалів та виробів, експлуатаційного контролю готових виробів і т.п., то в багатьох випадках це уявляється проблематичним з практичних міркувань.

Огляд сучасного стану питання та постановка задачі. Аналіз науково-технічних витоків показує, що у теперішній час існує практичний інтерес до таких технічних рішень в галузі імпедансометрії, які б забезпечували високу точність, гнучкість щодо застосувань трьох вказаних вище типів сенсорів, сучасний цифровий інтерфейс, можливість перепрограмування параметрів вимірювання (в першу чергу імпедансної спектрометрії), відмінні масо-габаритні показники, здатність до роботи в лабораторних, виробничих і польових умовах, невисоку вживану електричну потужність і все це при низькій вартості реалізації.

Одне з таких рішень може бути основане на використанні спеціалізованих мікросхем AD5934 або AD5933, розроблених корпорацією Analog Devices. Ці мікросхеми побудовані на основі перетворювача "струм-напруга" до якого підключається імпеданс, що вимірюється. Струм через імпеданс збуджується напругою від "синтезатору частот прямого цифрового синтезу (DDS core)". Ця напруга є дискретним представленням синусоїди, тому вихідний сигнал перетворювача "струм-напруга" після АЦП обробляється процесором дискретного перетворення Фур'є (DFT core) з подальшим перетворенням параметрів імпедансу в код [1]. Усі вказані компоненти а також операційні підсилювачі, регістри та компоненти інтерфейсу I2C розміщені на одному кристалі. Теорію вимірювальних перетворень детально проаналізовано в роботах [7,8,9], тому ми її тут не повторюємо.

AD5934/33 забезпечують роздільне вимірювання т.з. магнітуди (не відкоригованого модулю) та не відкоригованої фази імпедансу з перетворенням отриманих значень в двійковий код, який може бути отриманий зовнішнім споживачем інформації через інтерфейс I2C. За допомогою цього інтерфейсу здійснюється також програмування AD5934/33 шляхом передачі кодів керування параметрами і процесом вимірювання. Окрім цього, у разі використання AD5934 обов'язково потрібен зовнішній генератор синхросигналів (для AD5933 є можливість роботи від внутрішнього генератора, вбудованого у саму мікросхему).

Таким чином для побудування контрольно-вимірювального приладу однієї мікросхеми AD5934 або AD5933 недостатньо – обов'язково потрібен зовнішній пристрій з інтерфейсом I2C, – мікроконтролер загального призначення [1,2,7,9]. Наявність в його складі шини I2C є єдиною умовою, тобто Analog Devices ніяк обмежує розробників вибором типу мікроконтролеру. Використання достатньо потужного мікроконтролеру дає змогу здійснювати не тільки прийом/передачу даних по шині I2C, а й такі функції, як обчислення фактичних значень модулю і фази імпедансу по отриманим кодам магнітуди і не відкоригованої фази, значення дійсної і уявної складових імпедансу; усереднення вказаних значень по заданій множині вимірювань; забезпечення інтерфейсу з пристроєм візуалізації, персональним комп'ютером, або з іншими пристроями контролюючої чи вимірювальної системи.

Концепція тандему "AD5934/33 – мікроконтролер" практично втілена Analog Devices у виробках AD5934EB та AD5933EB, які являють собою функціонально закінчені одноплатні пристрої з портами підключення об'єктів вимірювання або каліброваних імпедансів та портом USB [2]. У виробках використано мікроконтролер CY7C58013, який виконує функцію спряження I2C $\longleftrightarrow$ USB. При цьому функції керування процесом вимірювання і обробки інформації перекладені на персональний комп'ютер (ПК), який повинен бути підключений до AD5933/34EB через порт USB. Тому Analog Devices комплектує ці вироби відповідним програмним забезпеченням.

Таким чином, AD5933/34EB являють собою по суті засоби підтримки процесу проектування (Evaluation Board) реальних приладів для конкретних застосувань. Однак в роботах [5,6] прак-

тично доведено, що AD5933/34EB можна в якості готового пристрою цілком успішно застосувати для неруйнівного контролю корозії металевих виробів.

Огляд друкованих та Internet – витоків інформації показує, що на теперішній час реально втілених альтернативних технічних рішень в галузі імпедансометрії, які б задовольняли всім визначеним вище умовам, окрім AD5934/33 та AD5933/34EB немає. Треба зауважити, що тут йдеться про компоненти і вироби, які серійно випускаються світовою промисловістю у вигляді мікросхем або закінчених функціональних вузлів. Тому пристрої на основі AD5934/33 привертають увагу розробників.

В роботі [7] опубліковано результати розробки 6-діапазонного вимірювача імпедансу загального призначення, доведені до рівня схеми принципіальної електричної. Функції керування вимірюванням і обміном виконує мікроконтролер ATMEGA8-16AU. Функціонально вимірювач більш потужний, ніж AD5933/34EB тому, що має подвійний інтерфейс з ПК: через порт USB або через COM-порт DB9. Ця розробка ідеологічно тотожня виробу AD5933/34EB в сенсі розподілу функцій між мікро контролером і ПК.

Комп'ютерна система імпедансної спектроскопії на основі перетворювача AD5933 описана в роботі [9]. Основу її становить самокомпенсаційний 5-діапазонний вимірювальний пристрій із п'ятизатискною чотирипровідною схемою підключення досліджуваного імпедансу. Корисною відмінністю цієї розробки є схемотехнічні рішення щодо проблеми дестабілізуючого впливу комутаційних елементів і кабелю, за допомогою якого об'єкт вимірювання (наприклад, сенсор) віддалено з'єднується з пристроєм. На жаль автори навели в статті тільки структурну схему пристрою і не надали експериментальних доказів ефективності запропонованих рішень. Цікаво, що в оригінальній документації на AD5933/34 та AD5933/34EB [1,2] не розглядається взагалі.

Інші публікації, наприклад [8] корисні для розуміння принципів вимірювальних перетворень покладених в основу AD5933/34, але носять більшій мірі теоретичний характер.

Таким чином, у розпорядженні розробника вимірювача імпедансу на основі AD5933/34 є тільки декларовані в [1] відповідні технічні характеристики і нечисленні експериментальні данні щодо

реальної поведінки таких вимірювачів. Виключенням є робота [3], в якій такі данні наведені.

Тому в мету цієї роботи було отримання експериментальних даних, які б дозволили визначити реальні особливості вимірювальних перетворювань в мікросхемах AD5933/34 на спеціально розробленому для цього макеті вимірювача імпедансу.

Розробка та випробування прототипу вимірювача імпедансу. З урахуванням мети роботи (тільки експериментальні дослідження мікросхем AD5933/34) ми взагалі відмовилися від використання мікроконтролеру загального призначення, повністю переклавши його функції на ПК, тобто запис інформації в реєстри управління, обробка даних, які формуються у вихідних реєстрах AD5933/34, а також усереднення отриманих даних та всі інші функції виконуються виключно на стаціонарному ПК і під його керуванням. На відміну від розробки М. Єршова [6], зв'язок ПК з AD5933/34 здійснюється через порт LPT в режимі ECP/EEP за допомогою спеціалізованого контролера шини I2C – мікросхеми PCF8584 [3], яка забезпечує стик I2C $\longleftrightarrow$ LPT. Таке рішення суттєво спрощує апаратну частину макетного вимірювача. PCF8584 виконує усі функції по перетворенню паралельного коду даних і керуючих сигналів інтерфейсу Centronics порта LPT у послідовні пакети даних на шині I2C, а саме: генерацію станів START і STOP, відправлення та прийом даних, спостереження за коректністю передачі пакетів. Використання LPT дозволило також спростити відповідну частину програмного забезпечення макету. Схема принципова електрична показана на рис.1. Фізично макет виконано на одній платі.

Окрім AD5933/34 та PCF8584, на платі розміщені допоміжні мікросхеми:

- генератор тактових імпульсів 12 МГц, призначений для синхронізації PCF8584;

- генератор тактових імпульсів 16 МГц із можливістю підстроювання частоти призначений для синхронізації AD5934 (у разі AD5933 може використовуватися внутрішній генератор);

- додатковий операційний підсилювач AD8531 для вимірювання імпедансів від 1 кОм і нижче.

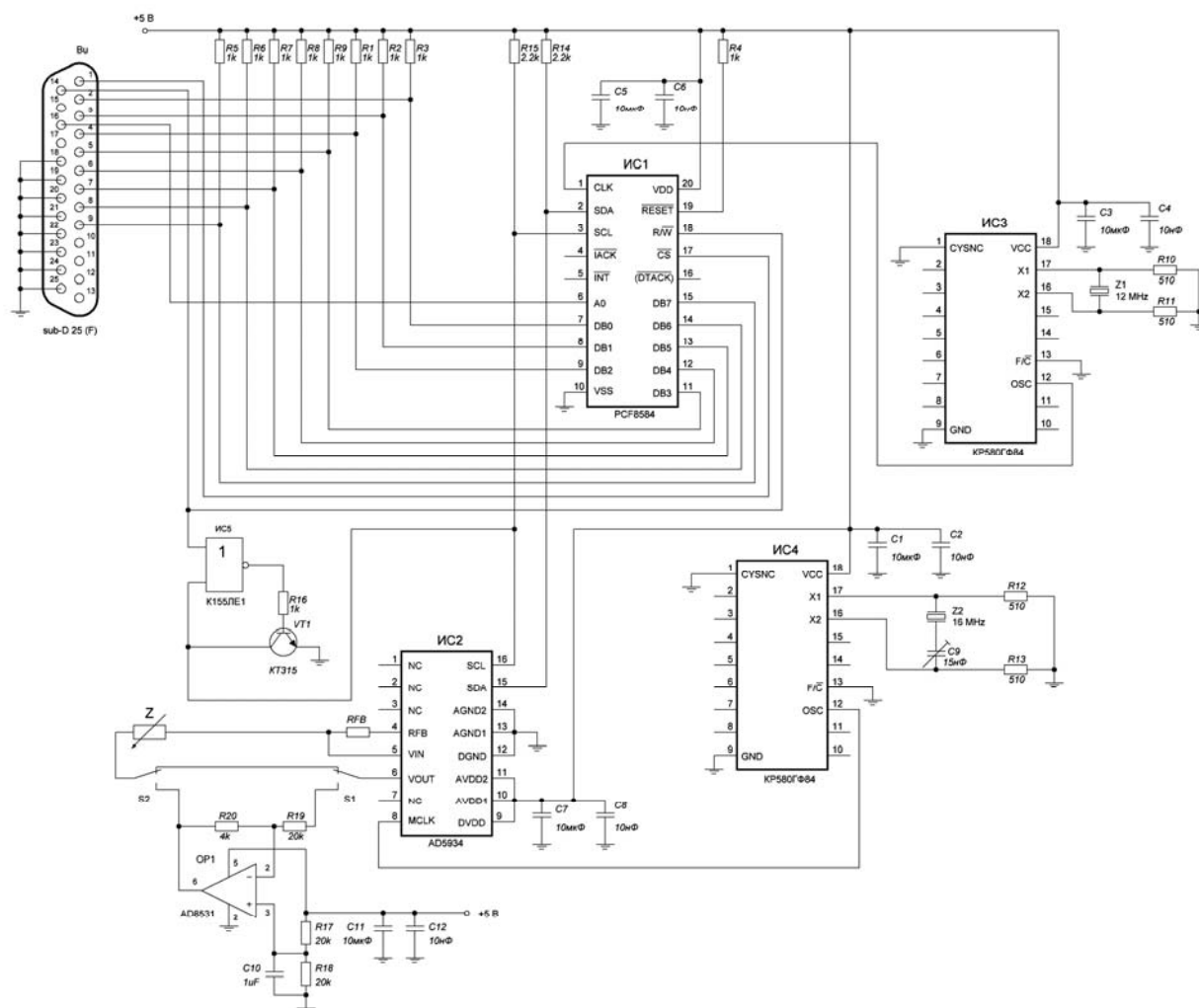


Рисунок 1 – Прототип вимірювача імпедансів для проведення експериментальних досліджень. Схема принципова електрична

Генератори тактових імпульсів виконані на мікросхемах КР580ГФ84. Для стабілізації частоти використовуються кварцові резонатори на 12 і 16 МГц.

Після ініціалізації мікросхеми PCF8584 через порт LPT, починається ініціалізація та встановлення параметрів перетворювача імпедансу AD5934 через шину I2C. Частота імпульсів на лінії SCL шини I2C дорівнює 1,5 кГц. Вона вибрана мінімально можливою з тих, що підтримуються контролером PCF8584 (з міркувань кращої завадостійкості). Таким чином, необхідний для передачі або прийому одного пакету даних (1 байт даних + 1 біт підтвердження) по шині I2C складає 6 мс. В контексті поставленої в роботі задачі цього цілком достатньо. В процесі розробки прототипу контроль вірності передачі даних через шину I2C здійснювався серійним приладом - аналізатором рівнів LOGIC-U.

Для автоматизації процесу вимірювання та керування мікросхемами AD5934/33 було розроблено відповідне програмне забезпечення. Програмування було виконано в середовищі MS Visual Studio 2005, мовою C++. Розроблена програма дозволяє керувати вимірюванням імпедансу з заданими параметрами, такими, як частота сигналу збудження, час очікування (затримка) перед вимірюванням, напруга сигналу збудження, коефіцієнт підсилення (PGA) вбудованого в AD5934/33 програмованого операційного підсилювача напруги збудження, кількість повторів вимірювань на заданій частоті або на кожній точці визначеного діапазону частот (з метою статистичного усереднення). Програма здійснює читання вмісту будь-якого з регістрів AD5934/33, які мають визначені згідно [1] адреси та запис в ці регістри потрібної інформації. Програма розрахована на роботу в ОС MS Windows XP SP2/SP3. Для роботи програми потрібен встановлений пакет NET Framework 2.0. Інтерфейс користувача виглядає, як показано на рис. 2, де з міркувань економії місця наведено вигляд тільки однієї вкладки вікна програми з чотирьох.

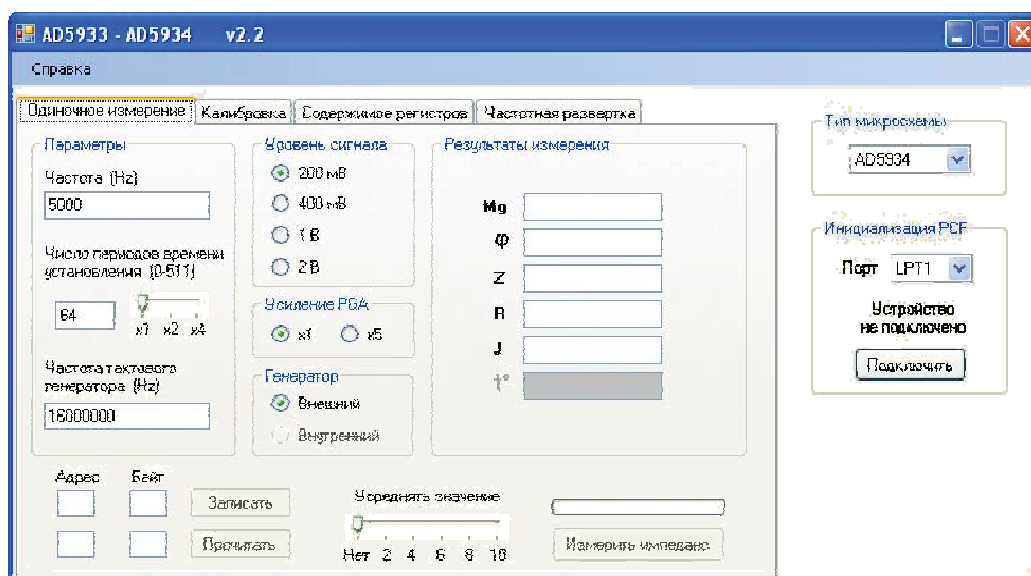


Рисунок 2 – Інтерфейс користувача програми керування вимірюванням імпедансу та обробки результатів вимірювань

Експериментальні результати і обговорення. Для дослідження вимірювальних можливостей мікросхеми AD5934 ми використовували безіндуктивні резистори R_x , опір яких попередньо визначався за допомогою цифрового вольтметра ВЗ-23 з блоком вимірювання опору

з точністю не менше 4 десяткових розрядів. Тобто, ВЗ-23 використовувався як еталонний вимірювач.

Експерименти на прототипі проводилися на частоті 5 кГц, при різних значеннях опору резистору зворотного зв'язку R_{fb} та різних напругах на виході збудження V_{out} (контакт 6 AD5934/AD5933). Для підвищення достовірності результату вимірювання значення опору R_x проводилося усереднення по 3 вимірюванням. Обчислення R_x згідно [1] повинні виконуватися за формулами

$$R_x = 1 / (GF \cdot M_x), \quad GF = 1 / (R_{cal} \cdot M_{cal}),$$

де R_{cal} – значення опору калібровочного резистору; GF – коефіцієнт передачі вимірювальної системи (gain factor); M_{cal} та M_x відповідні значення магнітуд.

Ми, однак, виконували розрахунки за однією формулою

$$R_x = R_{cal} \cdot \frac{M_{cal}}{M_x},$$

що елементарно отримали з двох наведених. Вона більш адекватна фізичному сенсу вимірювальних перетворень в AD5934/AD5933, який відображається співвідношенням $R_x \cdot M_x = R_{cal} \cdot M_{cal}$. В обчислювальному сенсі вона також вигідніша тим, що в реальних умовах M_x та M_{cal} – величини практично однопорядкові, так що $(M_x / M_{cal}) \sim 1$. На відміну від цього при прямому використанні рекомендованих в документації формул ми будемо мати наступне. Скористуємося даними, наведеними в [1]. Так, при $R_{cal} = 200 \text{ кОм} = 200 \cdot 10^3 = 2 \cdot 10^5$, частоті калібровки 30 кГц, коефіцієнті підсилення вихідного каскаду $PGA = " \cdot 1 "$, величина $M_{cal} = 9692 \approx 10^4$. Тому величина $R_{cal} \cdot M_{cal}$ становитиме: $2 \cdot 10^5 \cdot 10^4 \approx 2 \cdot 10^9$. Отже, для отримання GF потрібно буде виконати таке ділення 1 на число $\sim 10^9$ і результат, тобто GF , буде числом $\sim 10^{-9}$. Тепер, при обчисленні R_x величина якого одного порядку R_{cal} (а саме це, як показали проведені в роботі досліди, є необхідною умовою досягнення декларованої точності AD5934/AD5933 – про це див. нижче) ми зіткнемося з необхідністю виконати ділення 1 на число $\sim 10^4 \cdot 10^{-9}$, тобто $\sim 10^{-5}$. Обидва таких обчислення програмно складніше реалізуються і можуть привести до втрати обчислювальної точності, якщо вони будуть здійснюватися в умовах малої розрядності машинного слова, що характерно для мікроконтролерів.

При всіх вимірюваннях в якості показника якості вимірювальних перетворень ми використовували значення відносної похибки

$$\Delta = \frac{(R_x - R_x)}{R_x} \times 100\% ,$$

де: R_x – значення опору, отримане на прототипі; R_x – значення, опору, отримане вимірюванням на цифровому мості ВЗ-23 (яке приймалося за істинне).

Нижче наведені значення $\Delta\%$, отримані при різних калібрувальних резисторах (табл. 1). Умови вимірювання: частота $f = 5$ кГц; $PGA = "Ч 1"$, напруга збудження $U_{out} = 2$ В, опір резистору зворотнього зв'язку $R_{fb} = 200$ кОм. Ці данні показують, як залежить Δ від вибору калібрувального резистору R_{cal} . Легко побачити, що значення Δ мають явно стохастичний характер. Також відмітимо, що значення середнього відхилення Δ ($\approx 0,240$) та стандартного відхилення ($\approx 0,306$), практично не залежать від вибору опору калібрувального резистора R_{cal} .

Таблиця 1

Відносна похибка Δ отриманих значень опору резисторів, що вимірювалися, в залежності від опору калібрувальних резисторів

		Опір калібрувального резистору R_{cal} , кОм					
		160,3	179,8	222,4	251,9	274,9	292,6
Опір резистору, який вимірювався R_x , кОм	160,3	0,00	0,17	0,31	0,09	-0,01	0,38
	179,8	-0,17	0,00	0,14	-0,08	-0,18	0,21
	222,4	-0,31	-0,14	0,00	-0,22	-0,32	0,07
	251,9	-0,09	0,08	0,22	0,00	-0,10	0,29
	274,9	0,01	0,18	0,32	0,10	0,00	0,39
	292,6	-0,38	-0,21	-0,07	-0,29	-0,39	0,00
	387,1	-0,25	-0,08	0,06	-0,16	-0,26	0,13
	462,9	0,39	0,56	0,70	0,49	0,38	0,77
	475,8	-0,43	-0,26	-0,12	-0,34	-0,44	-0,05
	581,3	0,52	0,69	0,83	0,61	0,51	0,90
	740,8	-0,18	-0,01	0,13	-0,09	-0,19	0,20
	802,2	0,04	0,20	0,34	0,13	0,02	0,42
	932,0	0,39	0,56	0,70	0,48	0,38	0,77
Середнє відхилення		0,241	0,241	0,241	0,241	0,241	0,240
Стандартне відхилен.		0,307	0,306	0,306	0,306	0,307	0,306

Таблиця 1 (продовження)

		Опір калібрувального резистору R_{cal} , кОм						
		387,1	462,9	475,8	581,3	740,8	802,2	932
Опір резистору, який вимірювався R_x , кОм	160,3	0,25	-0,40	0,43	-0,53	0,18	-0,04	-0,39
	179,8	0,08	-0,56	0,26	-0,69	0,01	-0,20	-0,56
	222,4	-0,06	-0,71	0,12	-0,84	-0,13	-0,35	-0,70
	251,9	0,16	-0,49	0,34	-0,62	0,09	-0,13	-0,49
	274,9	0,26	-0,38	0,44	-0,51	0,19	-0,02	-0,38
	292,6	-0,13	-0,78	0,05	-0,91	-0,20	-0,42	-0,78
	387,1	0,00	-0,65	0,18	-0,78	-0,07	-0,29	-0,64
	462,9	0,64	0,00	0,82	-0,13	0,58	0,36	0,00
	475,8	-0,18	-0,83	0,00	-0,96	-0,25	-0,47	-0,83
	581,3	0,77	0,13	0,95	0,00	0,70	0,49	0,13
	740,8	0,07	-0,58	0,25	-0,71	0,00	-0,22	-0,58
	802,2	0,29	-0,36	0,47	-0,49	0,22	0,00	-0,36
	932,0	0,64	0,00	0,82	-0,13	0,57	0,36	0,00
Середнє відхилення:		0,241	0,242	0,240	0,243	0,241	0,241	0,242
Стандартне відхилен.:		0,308	0,306	0,308	0,305	0,308	0,306	0,307

В таблиці наведені тільки ті данні, які не перевищують межі 1%. Експерименти по вимірюванню опору проводилися і поза межами діапазону 160 ... 932 кОм. Усі отримані при цьому результати досить швидко перевищували межу 1%.

З таблиці видно, що ця властивість зберігається в межах широкого діапазону значень опору резисторів, які вимірюються, а саме: $932,0 - 160,3 \approx 772$ кОм. Якщо припустити, що початковий опір об'єкту, який контролюється, скажімо, кондуктометричного сенсору, становить $160 + (772/2) \approx 546$ кОм (тобто знаходиться в середині вказаного діапазону, то в процесі контролю його опір може змінюватися в межах до $\pm 70\%$ і при цьому відносна похибка вимірювань опору Δ буде $\leq 1\%$.

В області високих значень опору, картина похибок характеризується такими даними (табл. 2).

Відносна похибка Δ отриманих значень опору резисторів, що вимірювалися, в залежності від опору калібрувальних резисторів

		Опір калібрувального резистору R_{cal} , МОм						
		0,7408	0,8022	0,932	1,239	1,304	1,802	1,943
Опір резистору, який вимірюється	0,7408	0,00	0,01	-0,35	-0,51	-0,57	-1,11	-1,32
	0,8022	-0,01	0,00	-0,36	-0,51	-0,58	-1,12	-1,33
	0,9320	0,35	0,36	0,00	-0,16	-0,22	-0,76	-0,97
	1,239	0,50	0,51	0,16	0,00	-0,06	-0,61	-0,81
	1,304	0,57	0,57	0,22	0,06	0,00	-0,54	-0,75
	1,802	1,10	1,11	0,76	0,60	0,54	0,00	-0,21
	1,943	1,31	1,31	0,96	0,81	0,74	0,21	0,00
	2,412	1,60	1,61	1,26	1,10	1,04	0,50	0,30
Середнє відхилення:		0,229	0,229	0,384	0,384	0,385	0,436	0,437
Стандартне відхилення:		0,273	0,273	0,274	0,274	0,274	0,276	0,276

Виходячи з вищесказаного, легко оцінити наведені данні без додаткових коментарів.

Крім цього, були проведені дослідження особливостей вимірювання малих значень опору. Такими згідно специфікаціям документації на AD5934/AD5933 [1], вважаються значення опору ≤ 500 Ом. Нас цікавило також і те, який найменший опір можна реально вимірювати за допомогою AD5934/AD5933. При проведенні дослідів використовувався додатковий операційний підсилювач AD8531 з коефіцієнтом передачі $= 0,2$. При усіх вимірюваннях обчислювалася напруга (подвійний розмах), яка утворювалася на вході АЦП після перетворювача "струм – напруга" за формулою [3]:

$$U_{adc} = PGA \times U_{out} \times 0,2 \times (R_{fb} / R_x),$$

де усі позначення такі ж як і вище.

Результати, отримані при опорах зворотнього зв'язку R_{fb} надані нижче: при $R_{fb} = 1000$ Ом (табл. 3), і при $R_{fb} = 130$ Ом (табл. 4). Частота вимірювання – 5 кГц, $PGA = "Ч 1"$.

Таблиця 3

Залежність відносної похибки Δ від напруги збудження U_{out} при $R_{fb} = 1000$ Ом. Значення U_{out} та U_{adc} у вольтах.

		U_{out}							
		0,2		0,4		1,0		2,0	
		$\Delta, \%$	U_{adc}	$\Delta, \%$	U_{adc}	$\Delta, \%$	U_{adc}	$\Delta, \%$	U_{adc}
Опір резистору, який вимірювався R_x , Ом	185,0	*	0,216	*	0,432	-0,87	1,081	-0,52	2,162
	197,2	*	0,203	*	0,406	-0,74	1,014	-0,40	2,028
	220,6	-6,76	0,181	-0,78	0,363	-0,78	0,907	-0,45	1,813
	988,9	-4,69	0,040	-0,61	0,081	-0,65	0,202	-0,49	0,404
	1574	-3,44	0,025	0,39	0,051	-0,38	0,127	-0,10	0,254
	2496	0,00	0,016	0,00	0,032	0,00	0,080	0,00	0,160
	2918	-4,77	0,014	0,47	0,027	-0,33	0,069	-0,06	0,137
	3585	-2,98	0,011	0,61	0,022	-0,25	0,056	0,04	0,112
	5180	-0,83	0,008	3,54	0,015	0,55	0,039	-0,11	0,077
	6056	-0,81	0,007	2,66	0,013	0,76	0,033	0,54	0,066
	8218	1,98	0,005	3,09	0,010	0,51	0,024	0,18	0,049
Середнє відхилення:		2,229		0,450		0,426		0,501	
Стандартне відхилення:		2,606		1,534		0,553		0,308	

Примітка: позначка " * " в таблиці означає, що отриманий результат вимірювання був недостовірним або взагалі не міг бути обчислений.

Зі співставлення таблиць видно, що середнє і стандартне відхилення відносних похибок Δ суттєво залежить від вибору напруги збудження U_{out} , що тягне за собою, відповідно і U_{adc} , а також від вибору опору зворотного зв'язку R_{fb} . Приймаючи до уваги те, що в загальному в реальних умовах точно обчислити U_{adc} неможливо за відсутністю даних щодо R_x , можна таким чином рекомендувати такий режим вимірювання: $R_{fb} \approx 130$ Ом, $U_{out} = 2$ В (точно -1,98 В згідно [1]).

Важливо, що вдалося виміряти опір 62,67 Ом з майже паспортною точністю (0,5% [1]). Така можливість цінна тим, що у разі використання деяких вихорострумів сенсорів модуль їх імпедансу на допустимих для AD5934/AD5933 частотах ($\leq 120...130$ кГц) може бути достатньо низьким. Звернімо також увагу на дуже великий динамічний діапазон вимірювальних опорів (від ≈ 62 до 3585 Ом), що дуже корисно у разі використання низькоомних кондуктометричних сенсорів.

Таблиця 4

Залежність відносної похибки Δ від напруги збудження U_{out} при $R_{fb} = 130 \text{ Ом}$. Значення U_{out} та U_{adc} у вольтах.

		U_{out}							
		0,2		0,4		1,0		2,0	
		$\Delta, \%$	U_{adc}	$\Delta, \%$	U_{adc}	$\Delta, \%$	U_{adc}	$\Delta, \%$	U_{adc}
Опір резистору, який вимірювався R_x , Ом	62,67	-1,46	0,064	-0,93	0,128	-0,73	0,319	-0,67	0,638
	77,39	-0,78	0,052	-0,34	0,103	-0,17	0,258	-0,17	0,517
	89,63	-0,89	0,045	-0,29	0,089	-0,24	0,223	-0,23	0,446
	131,3	0,00	0,030	0,00	0,061	0,00	0,152	0,00	0,305
	143,7	-0,80	0,028	-0,54	0,056	-0,36	0,139	-0,39	0,278
	161,6	-0,83	0,025	-0,19	0,050	-0,54	0,124	-0,19	0,025
	185,0	-0,16	0,022	0,38	0,043	0,29	0,108	0,13	0,216
	197,2	0,13	0,020	0,45	0,020	0,29	0,101	0,08	0,203
	220,6	0,31	0,018	0,18	0,018	0,41	0,091	0,19	0,181
	988,9	4,92	0,004	1,24	0,004	0,95	0,020	0,30	0,040
	1574	3,68	0,003	-0,91	0,003	1,05	0,013	0,82	0,025
	2496	7,09	0,002	9,19	0,002	1,49	0,008	0,63	0,016
	2918	16,83	0,001	4,84	0,001	-0,33	0,007	0,94	0,014
	3585	-7,51	0,001	8,51	0,001	0,36	0,006	0,61	0,011
Середнє відхилення:		3,807		2,559		0,516		0,371	
Стандартне відхилення:		5,362		3,286		0,623		0,453	

Висновки. Розробка і випробування прототипу низькочастотного вимірювача імпедансів показує, що мікросхеми AD5934/AD5933 надають реальну можливість побудування дешевих і точних контрольно-вимірювальних приладів з відмінними малогабаритними характеристиками.

Розроблений прототип може використовуватися в лабораторній науково-дослідній практиці як альтернатива коштовним виробам AD5934EB та AD5933EB з такою ж функціональністю (на час написання статті їх ринкова ціна $\geq \$150$; наш прототип обійшовся менш ніж $\$30$).

Отримані результати можуть служити орієнтиром при оптимізації параметрів вимірювальних перетворень розробниками конкретних практичних приладів.

Технічні рішення на основі AD5934/AD5933 мають ряд обмежень. Головні – це обмеження знизу діапазону опорів, який ми оцінюємо як $\approx 50 \text{ Ом}$ і невелика верхня робоча частота. Це обмежує вимірювання імпедансу вихорострумів сенсоров без феритових або металевих стрижнів, які використовуються для контролю виробів зі

слабопровідних (напівпровідних) матеріалів. Умови контролю у вказаних випадках часто потребують вимірювань на частотах порядку 10 - 100 МГц і навіть значно вище. В данному контексті нам уявляються перспективними розробки по реалізації традиційних резонансних методів і приладів на базі сучасних цифрових технологій (зокрема цифрового синтезу частот – DDS, цифрового фазового детектування і т.п.) [10].

ЛІТЕРАТУРА

1. AD5934: 250 kSPS, 12-Bit Impedance Converter - Network Analyzer. http://www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/AD5934.pdf
2. Evaluation Board for the 250 kSPS 12-Bit Impedance Converter - Network Analyzer. [http://www.analog.com/static/imported-files/eval_boards/3221601 EVAL_AD5934EB.pdf](http://www.analog.com/static/imported-files/eval_boards/3221601_EVAL_AD5934EB.pdf)
3. Jerzy Hoja, Grzegorz Lentka. PORTABLE ANALYZER FOR IMPEDANCE SPECTROSCOPY. //XIX IMEKO World Congress. Fundamental and Applied Metrology. September 6–11, 2009.
4. PCF8584, I²C-bus controller. Product specification. http://www.nxp.com/docu-ments/data_sheet/PCF8584.pdf
5. Seunghee Park, Benjamin L. Grisso, Daniel J. Inman, Chung-Bang Yun. MFC-based structural health monitoring using a miniaturized impedance measuring // Research in Nondestructive Evaluation, 18(2007), P. 139–150
6. Seunghee Park, Chung-Bang Yun, Daniel J. Inman. Wireless Structural Health Monitoring Using an Active Sensing Node // Steel Structures 6 (2006) P. 361-368
7. Ершов М. Реализация измерителя импеданса на основе дискретного преобразования Фурье // Схемотехника, 2007, № 3 С. 6–10; № 4, С. 10–14
8. Образцов С., Троицкий Ю. Прецизионный конвертор импеданса AD5933 // Современная электроника, 2009, № 9, с.12-15
9. Совин Я.Р., Хома В.В. Комп'ютерна система імпедансної спектроскопії на основі перетворювача AD5933. // Вісник Національного університету "Львівська політехніка". Серія "Автоматика, вимірювання та керування". - № 608, 2008.
10. Хандецкий В.С., Сивцов Д.П. Использование прямого цифрового синтеза частот и фазового детектирования в приборах вихретокового и электроемкостного неразрушающего контроля // Системные технологии. Региональный межвузовский сборник научных трудов. – Выпуск 5(64).- Днепропетровск, 2009, с.115-126.

Отримано 12.01.2011р.