

УДК 621.317.3

Ю.В. Хома

КОНЦЕПЦІЯ ПОБУДОВИ ЧАСТОТНИХ АНАЛІЗАТОРІВ ІМПЕДАНСУ З ПОКРАЩЕНИМИ МЕТРОЛОГІЧНИМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ

Обґрунтовано доцільність використання засобів цифрового синтезу і цифрового опрацювання сигналів для покращення метрологічних характеристик частотних аналізаторів імпедансу. Проаналізовано можливість побудови комп'ютерної системи імпедансної спектроскопії на базі перетворювача AD5933.

Ключові слова: імпеданс, адмітанс, частотний аналізатор імпедансу, прямий цифровий синтез.

Y.V. Khoma

DESIGN CONCEPT OF NETWORK ANALYZERS WITH IMPROVED METROLOGICAL CHARACTERISTICS

Application reasonability of means of digital signal synthesis and digital signal processing for improvement of network analyzers metrological characteristics are grounded in the article. Possibility of impedance spectroscopy computer system design based on the convertor AD5933 is also analyzed.

Keywords: impedance, admittance, network analyzer, digital direct synthesis.

Ю.В. Хома

КОНЦЕПЦИЯ ПОСТРОЕНИЯ ЧАСТОТНЫХ АНАЛИЗАТОРОВ ИМПЕДАНСА С УЛУЧШЕННЫМИ МЕТРОЛОГИЧЕСКИМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ

Обоснована целесообразность использования средств цифрового синтеза и цифровой обработки сигналов для улучшения метрологических характеристик частотных анализаторов импеданса. Проанализирована возможность построения компьютерной системы импедансной спектроскопии на базе преобразователя AD5933.

Ключевые слова: импеданс, адмитанс, частотный анализатор импеданса, прямой цифровой синтез.

Вступ. Імпеданс (комплексний опір) Z_X , як і обернена величина адмітанс (комплексна провідність) $Y_X = 1/Z_X$ є частиною більш загального терміну імітанс. Із формальної точки зору імпеданс та адмітанс відображають одну і ту ж фізичну величину, а їх вибір переважно зумовлюється зручністю інтерпретації первинних параметрів схеми заміщення досліджуваного об'єкта: імпеданс для послідовних двоелементних схем заміщення, а адмітанс – для паралельних. Більш складні схеми заміщення досліджуваних об'єктів роблять рівнозначним вимірювання імпедансу і адмітансу, а за потреби перехід від Z_X до Y_X чи навпаки здійснюється шляхом перерахунку на етапі опрацювання результатів.

На сьогодні потреба вимірювання імпедансу виникає у найрізноманітніших сферах: хімії, медицині, екології, фізиці напівпровідників, матеріалознавстві [5, 7].

При цьому опосередковано здійснюється контроль різноманітних фізичних величин, наприклад, вологості, корозії, якщо відома залежність цієї величини від імпедансу.

Оскільки реальні досліджувані об'єкти описуються переважно багатоелементними схемами заміщення, то їх параметри можна визначити шляхом опрацювання результатів вимірювання складових імпедансу на ряді частот. Для реалізації цього завдання використовують частотні аналізатори імпедансу (ЧАІ).

Основні вимоги до ЧАІ стосуються стабільності метрологічних характеристик вимірювального каналу в широкому частотному діапазоні, високої швидкодії, швидкого переналаштування частоти зондувального сигналу з необхідним кроком, прив'язки результатів вимірювання імпедансу до поточного значення частоти, забезпечення високої роздільної здатності при виділенні активної і реактивної складових імпедансу.

Метою даної роботи є обґрунтування структури частотного аналізатора імпеданса, пошук та розроблення способів покращення його метрологічних характеристик шляхом використання у вимірювальному каналі сучасних засобів цифрового оброблення сигналів, підбору оптимальної вимірювальної схеми та корекції її похибок.

© Хома Ю.В., 2012

Обґрунтування структури частотного аналізатора імпедансу. Для побудови засобів вимірювання імпедансу використовується як метод зрівноважування (мостовий, компенсаційний), так і прямого перетворення (амперметра–вольтметра, автобалансування). Вимірювачі імпедансу, що реалізують метод прямого перетворення, забезпечують високу швидкодію, проте поступаються за точністю зрівноважувальним приладам [1,13, 14].

Для ЧАІ важливим є досягнення високої швидкодії, оскільки результати вимірювання це масиви даних, утворені як окремі значення імпедансу на різних частотах зондувального сигналу. Тому ЧАІ доцільно реалізувати за методом прямого перетворення.

На рис. 1 показано традиційну структуру вимірювача імпедансу прямого перетворення. У вимірювальній схемі (ВС) під дією зондувального сигналу U_P однойменного джерела (ДЗС) імпеданс $Z_X = R + jX$ досліджуваного об'єкта (ДО) перетворюється у пропорційну комплексну напругу U_X . До складу блоку перетворення та опрацювання вимірювальних сигналів БПОВС входять: пристрій квадратурного розділення (ПКР), що забезпечує виділення синфазної та квадратурної компонент комплексної напруги U_X , пропорційних відповідно активній R та реактивній X складовим імпедансу ДО, а також аналого-цифровий перетворювач (АЦП), який подає результати вимірювання складових імпедансу в цифровій формі N_R та N_X відповідно.

Частотний аналізатор імпедансу додатково має забезпечувати переналаштування частоти зондувального сигналу та прив'язку результатів вимірювання до поточних значень частоти. Основними джерелами похибок ЧАІ є вимірювальна схема, а також пристрій квадратурного розділення.

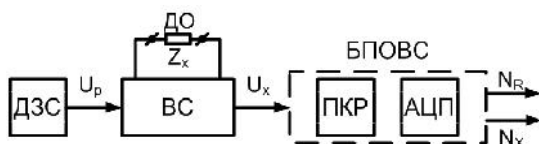


Рис. 1. Загальна структура вимірювача імпедансу прямого перетворення

Підвищення швидкодії та здешевлення засобів цифрового оброблення сигналів зро-

било можливим та доцільним їх використання у вимірювальному каналі ЧАІ, а саме для формування зондувального сигналу і розкладу на складові комплексної напруги ВС. Реалізація цих функцій у цифровій формі забезпечує стабільність метрологічних характеристик вимірювального каналу. Разом з тим вимірювальна схема принципово має залишатися аналоговою, оскільки саме тут відбувається перетворення імпедансу (пасивної величини) у пропорційну комплексну напругу. Взаємодія аналогової вимірювальної схеми із цифровим оточенням забезпечується аналого-цифровим інтерфейсом у вигляді цифро-аналогового перетворювача (ЦАП) і АЦП (рис.2).

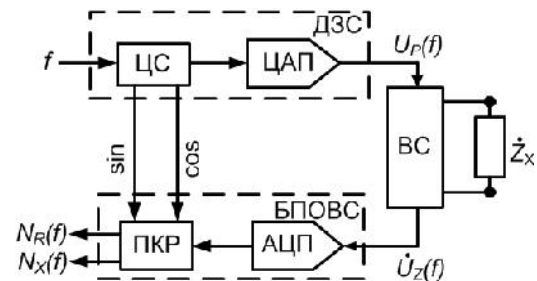


Рис.2. Структура частотного аналізатора імпедансу на основі цифрового синтезу (ЦС) та опрацювання сигналів

Як видно з рис. 2, у блоці перетворення та опрацювання вимірювальних сигналів змінено послідовність перетворень порівняно з традиційною структурою (рис. 1) – спочатку оцифровуються миттєві значення комплексної напруги U_X , а потім уже у цифровій формі виконується виділення її синфазної та квадратурної компонент. Основним джерелом похибок у такій структурі ЧАІ є вимірювальна схема. Вплив цих похибок можна зменшити шляхом коригування на етапі опрацювання результатів вимірювання.

Вибір вимірювальної схеми. Важливим кроком при побудові частотного аналізатора імпедансу є вибір вимірювальної схеми, яка б забезпечила високу чутливість, лінійність та стабільність функції перетворення. На сьогодні у вимірювачах імпедансу прямого перетворення використовується багато різновидностей вимірювальних схем. Вид ВС залежить насамперед від завдання дослідження, оскільки вимірювальна схема безпосередньо контактує із досліджуваним об'єк-

том, а тому враховує його специфіку. З іншого боку, найбільш відомі вимірювальні схеми залежно від способу формування вихідного сигналу можна віднести до одного із двох класів – амперметра–вольтметра (I-V) та автобалансування [1, 13].

Суть методу амперметра–вольтметра (рис. 3) полягає у безпосередньому визначенні імітансу за законом Ома $Z_X = U_X / I_X$ або $Y_X = I_X / U_X$. На практиці, щоб уникнути вимірювання неоднорідних величин, струм I_X через досліджуваний об'єкт міряють не безпосередньо, а визначають опосередковано через спад напруги на звірцевому резисторі R_0 (рис. 3, а)

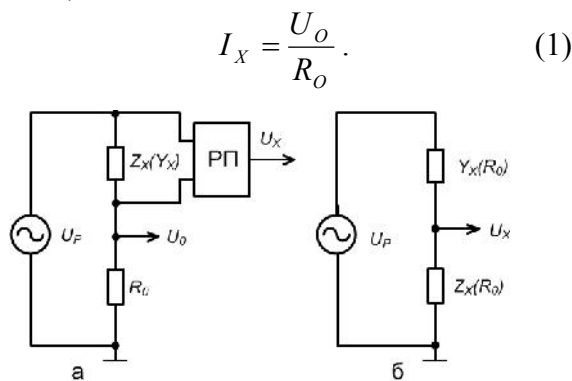


Рис 3. Вимірювальна схема за методом амперметра–вольтметра в двоканальній (а) та одноканальній (б) реалізаціях

Даний метод принципово не обмежує використання зондувальних сигналів ні за рівнем, ні за частотою, що можна віднести до переваг.

Функцію перетворення методу амперметра–вольтметра можна подати

$$\text{в режимі імпедансу } \frac{U_X}{U_0} = \frac{Z_X}{R_0}; \quad (2a)$$

$$\text{і в режимі адмітансу } \frac{U_0}{U_X} = Y_X R_0. \quad (2б)$$

З функції перетворення випливає, результат вимірювання – це відношення двох комплексних напруг. Тому практична реалізація даного методу принципово вимагає двох вимірювальних каналів (часових або просторових). Потреба в двоканальних вимірюваннях і подальшому опрацюванні вимірювальних сигналів вимагає апаратної або часової надлишковості, що при побудові ЧАІ є неприйнятним.

Розглянемо можливість та умови переходу до одноканальних вимірювань (рис. 3,б). Функція перетворення набуває вигляду в режимі імпедансу

$$U_X = \frac{U_P Z_X}{R_0} \left(\frac{1}{1 + Z_X / R_0} \right); \quad (3a)$$

в режимі адмітансу

$$U_X = U_P Y_X R_0 \left(\frac{1}{1 + Y_X R_0} \right). \quad (3б)$$

Вирази в дужках у наведених формулах свідчать про нелінійність функції перетворення. Умовою нехтування похибкою нелінійності є $Z_X \ll R_0$, $Z_X R_0 \ll 1$. Проте виконання цієї умови призводить до відчутного зниження чутливості, яка

$$\text{в режимі імпедансу } S_Z = \frac{U_P R_0}{(R_0 + Z_X)^2}; \quad (4a)$$

$$\text{в режимі адмітансу } S_Y = \frac{U_P R_0}{(1 + Y_X R_0)^2}. \quad (4б)$$

Окрім зниження чутливості, має місце і обмеження зверху діапазону вимірювання як імпедансу, так і адмітансу, що теж є суттєвим недоліком даного методу.

Суть методу автобалансування полягає у стабілізації знаменників у виразах

$$Z_X = \frac{U_X}{I_X}; \quad Y_X = \frac{I_X}{U_X}, \quad (5)$$

тобто струму в режимі вимірювання імпедансу або напруги в режимі вимірювання адмітансу. Цьому сприяють властивості операційного підсилювача (ОП), що входить до складу вимірювальної схеми (рис. 4), з його величезними значеннями коефіцієнта підсилення і вхідного опору, а також малим значенням вихідного опору. Назва методу автобалансування відображає факт зрівноваження (автобалансування) струмів I_1 та I_2 у колі зворотного зв'язку ОП [4, 6].

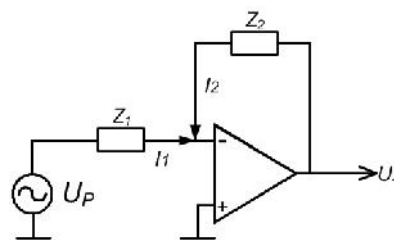


Рис. 4. Вимірювальна схема за методом автобалансування

Для вимірювання адмітансу належить стабілізувати спад напруги на ДО, тому його підключають на місце Z_1 , а зразковий резистор R_0 – на місце Z_2 . Струм I_X через ДО одно-значно відображає значення адмітансу, а для зручності його вимірювання здійснюється його перетворення у пропорційну напругу за допомогою ОП із зразковим резистором у колі зворотного зв'язку. Отже функція перетворення ВС набуває вигляду

$$U_X = -Y_X R_0 U_P \cdot \frac{1}{1 + 1/A(f)\beta(Y_X)}, \quad (6)$$

де $A(f)$ – коефіцієнт підсилення ОП; $\beta(Y_X)$ – коефіцієнт зворотного зв'язку ВС.

У режимі вимірювання імпедансу навпаки потрібно забезпечити режим заданого струму через ДО, тому його підключають на місце Z_2 , а ОП із зразковим резистором R_0 на вході виконують роль керованого джерела струму. При такому вмиканні спад напруги на ДО пропорційний вимірюваному імпедансу:

$$U_X = -\frac{Z_X}{R_0} U_P \cdot \frac{1}{1 + 1/A(f)\beta(Z_X)}. \quad (7)$$

Незважаючи на схожість виразів (6) і (7) залежно від умикання ДО операційний підсилювач виконує істотно різну функцію: при вимірюванні в режимі адмітансу операційна схема являє собою перетворювач "струм-напруга", а в режимі імпедансу – кероване джерело струму.

Задля забезпечення завадозахищеності підключення досліджуваного об'єкта до вимірювальної схеми доцільно здійснювати екранованими кабелями.

З виразів (6) і (7), що впливає зменшення коефіцієнта підсилення ОП з ростом частоти призводитиме до виникнення динамічних похибок ВС. Дослідження показали [1], ці похибки мають визначальний вплив на точність не лише ВС, але й усього вимірювального каналу. Для зменшення впливу динамічних похибок ВС на точність вимірювання імітансу в широкому частотному діапазоні у роботі [2] запропоновано здійснювати коригування результатів вимірювання шляхом введення поправок.

Цифровий синтез та опрацювання сигналів у ЧАІ. При побудові ЧАІ високі вимоги ставляться до джерела зондувального сигналу. Перш за все воно має забезпечувати високу стабільність у часі параметрів синтезованого сигналу (форми, частоти, амплітуди, фази) і можливість швидкого їх переналаштування з відповідним кроком. Цього вдається досягнути побудувавши джерело зондувального сигналу на засадах прямого цифрового синтезу (Direct Digital Synthesis – DDS) [8, 12]. Амплітуда, частота та фаза сигналу, який формується на виході синтезатора DDS, можуть бути запрограмовані в будь-який момент часу з високою роздільною здатністю. Синтезатори DDS можуть генерувати сигнали в широкому частотному діапазоні (від долей Герца до сотень МегаГерц), забезпечуючи швидке переналаштування за частотою без розриву фази і викидів напруги.

Проте у спектрі сформованого DDS-синтезатором синусоїдального сигналу, крім основної, міститься низка паразитних гармонік, наявність яких є вкрай небажаною принаймні з двох причин [3, 8]:

досліджуваній об'єкт зазвичай подається багатоелементною схемою заміщення, відтак реагуватиме на полігармонічний сигнал;

вимірювальна схема часто є диференціатором (для прикладу ВС за методом автобалансування), тому в спектрі вимірювального сигналу спостерігатиметься підсилення рівня високочастотних гармонік по відношенню до основної.

Застосування у вимірювальному тракці аналогових фільтрів для придушення паразитних гармонік є проблематичним через неконтрольовані фазові зсуви. Тому потрібно ретельно добирати параметри DDS-синтезатора і вимірювальної схеми.

Квадратурне розділення вимірюваного сигналу доцільно проводити у цифровому вигляді за алгоритмом одночастотного перетворення Фур'є (ОПФ), що описується виразом [9]

$$\dot{X}(f) = \sum_{n=0}^{N-1} u(i) \cdot \left[\cos\left(2\pi \frac{i}{N}\right) - j \sin\left(2\pi \frac{i}{N}\right) \right], \quad (8)$$

де $u(i)$ і $X(f)$ – відповідно вибірки та спектральна густина вихідного сигналу АЦП на частоті зондувального сигналу f ; N – кількість вибірок за час перетворення.

Перевага такого підходу:

можливість одночасного виділення активної та реактивної складової;

представлення результатів в цифровому вигляді;

простота як програмної, так і апаратної реалізації;

нечутливість до впливу завад не кратних частоті зондувального сигналу;

усереднення впливу шумів за період вимірювання;

нечутливість до сталої складової.

Проте при виділенні активної та реактивної складових імпедансу за алгоритмом ОПФ слід очікувати на дестабілізуючий вплив паразитних гармонік, що містяться не лише у вимірювальному, але і в складі опорних ортогональних сигналів. Крім того, у випадку не кратності періоду зондувального сигналу та інтервалу перетворення виникають додаткові похибки, зумовлені перетіканням спектра, значення яких становить десятки відсотків [3].

Для зменшення похибок від перетікання спектра у техніці цифрового опрацювання сигналів традиційно застосовують згладжувальні вікна. Для прикладу при застосуванні вікна Блекмена-Харріса, похибка від перетікання різко зменшується із ростом частоти і вже для сигналів, період яких більш ніж вдвічі менший за час перетворення, її значення не перевищує 0,1 %. Виконання цієї умови вимагає введення часової надлишковості (двократне збільшення часу спостереження) або звуження частотного діапазону ЧАІ.

Крім того, з метою забезпечення належної спектральної чистоти зондувального сигналу і усунення умов перетікання спектра при побудові ЧАІ доцільно використовувати DDS-синтезатори зі змінною тактовою частотою. Такий підхід забезпечує рівномірний крок переналаштування зондувального сигналу за частотою в межах декади, а також сталість в межах декади спектрального складу зондувального сигналу, що полегшує процедуру коригування похибок.

Побудова частотного аналізатора імпедансу на базі мікросхеми AD5933.

Практична реалізація частотного аналізатора імпедансу на засадах цифрового оброблення сигналів за описаними вище алгоритмами можлива на базі інтегральних мікросхем. Наприклад, фірма Analog Devices випускає перетворювач імпеданс–код у вигляді інтегральної мікросхеми AD5933 [10]. Цей перетворювач забезпечує прямий цифровий синтез (DDS) синусоїдальної напруги в діапазоні від 1 до 100 кГц, виділення синфазної і квадратурної складових вихідного сигналу ВС на основі одночастотного дискретного перетворення Фур'є (DFT), а вбудовані аналогово-цифровий ADC і цифро-аналоговий DAC перетворювачі дають змогу безпосередньо підключати зразковий резистор та досліджуваний об'єкт (рис. 5).

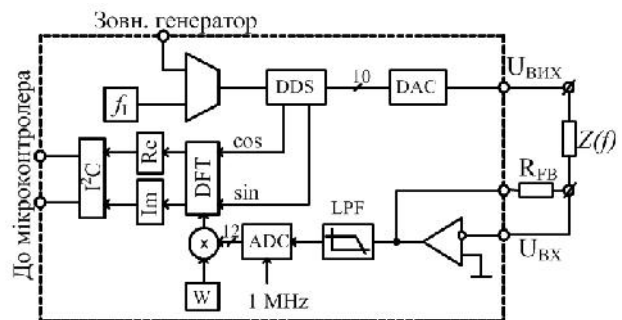


Рис. 5. Структурна схема перетворювача AD5933

Зупинимось детальніше на внутрішній структурі перетворювача. Перетворювач AD5933 випускається у вигляді інтегральної мікросхеми в корпусі типу SSOP із 16 виводами. DDS-синтезатор побудовано на базі 27-розрядного акумулятора фази, тактові імпульси можуть задаватися як вбудованим, так і зовнішнім генератором. При частоті тактових імпульсів 16 МГц забезпечується синтез зондувального сигналу в діапазоні від 1 до 100 кГц з високою роздільною здатністю (0,1 Гц). Є можливість лінійно змінювати частоту зондувального сигналу, задавати межі і крок зміни частоти. Слід зазначити, що внаслідок використання однополярного живлення у складі зондувальної напруги наявна стала складова.

Перетворення струм–напруга реалізується на базі вбудованого операційного підсилювача. Квадратурне розділення вимірюва-

льного сигналу реалізується за алгоритмом ОПФ для числа вибірок $N=1024$.

Для зменшення ефекту перетікання спектра використовується згладжування вікном Ханна, яке описується виразом [9]

$$W(i) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \times \cos\left(2\pi \frac{i}{N}\right), \quad (9)$$

де $W(i)$ – значення i -ї вибірки вікна; N – кількість вибірок.

Таким чином, результати квадратурного розкладу сигналу вимірювальної схеми Re та Im одержують підсумовуванням всіх 1024 зважених функцією вікна $W(i)$ добутків на кожній із частот зондувального сигналу. Перетворювач AD5933 має вбудований послідовний інтерфейс I²C, через який здійснюється управління вимірювальним процесом і передача результатів перетворення на зовнішні пристрої.

Суттєвим недоліком перетворювача AD5933 є недосконала вимірювальна схема. Тому при побудові ЧАІ запропоновано застосувати зовнішню вимірювальну схему, побудовану за методом автобалансування (рис. 4) [2, 11]. За потреби представлення результатів у вигляді імпедансу досягається відповідними перерахунками на персональному комп'ютері (ПК).

Як зазначалося вище, інерційність операційного підсилювача зумовлює виникнення динамічних похибок, дестабілізуючий вплив яких зростає із збільшенням частоти зондувального сигналу. Для розширення частотного діапазону застосовуються описані в

[2] алгоритми коригування частотних похибок.

На рис. 6 зображено структурну схему частотного аналізатора імпедансу на базі перетворювача AD5933 у складі комп'ютерної системи імпедансної спектроскопії [2]. Управління перетворювачем адмітанцу AD5933 та перемикання піддіапазонів вимірювання здійснюється 8-розрядним мікроконтролером ATmega 16. Крім того, мікроконтролер реалізує корекцію частотних похибок вимірювальної схеми. Тактова частота мікроконтролера і перетворювача імпеданс-код задається зовнішнім кварцовим резонатором на 16 МГц.

Передача відкоригованих результатів вимірювання складових адмітанцу на персональний комп'ютер відбувається через перетворювач рівнів MAX232, який забезпечує узгодження рівнів сигналів мікроконтролера та інтерфейса RS-232. На ПК користувач може використовувати прикладне програмне забезпечення для опрацювання та інтерпретації результатів дослідження.

Алгоритм функціонування ЧАІ у складі комп'ютерної системи імпедансної спектроскопії:

1. За допомогою прикладного програмного забезпечення у вигляді графічного інтерфейсу користувач задає основні параметри вимірювального процесу згідно з програмою дослідження: початкову частоту зондувального сигналу, крок зміни частоти, кількість частот на яких проводиться вимірювання імпедансу, піддіапазони вимірювання, тощо.

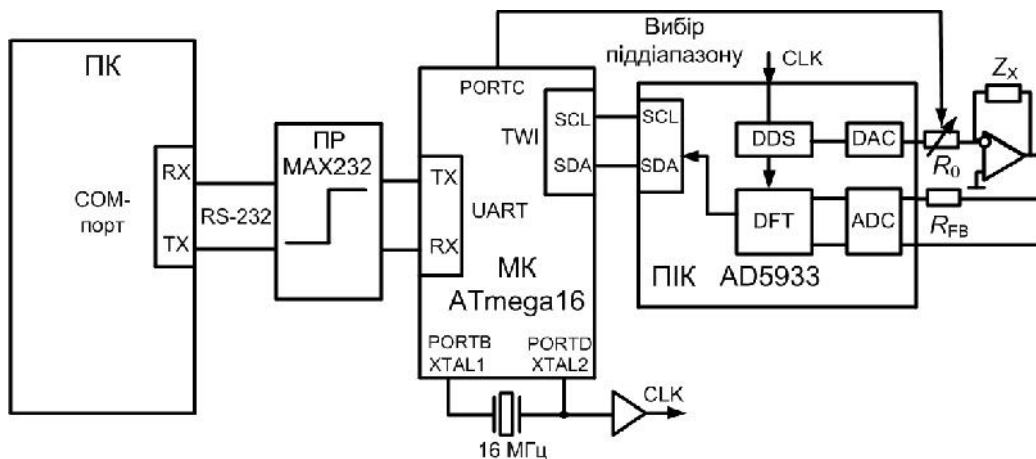


Рис. 6. Структурна схема частотного аналізатора імпедансу: ПК - персональний комп'ютер; ПР – перетворювач рівнів; МК – мікроконтролер; ПІК – перетворювач імпеданс-код

2. Для вилучення адитивних похибок проводиться вимірювання складових адмітанцу при від'єднаному досліджуваному об'єкті на всіх режимах, передбачених програмою досліджень. Одержані результати зберігаються у пам'яті мікроконтролера у вигляді „карти нулів” і використовуються у подальшому для поправок результатів вимірювання складових адмітанцу ДО.

3. Для калібрування вимірювального каналу і визначення констант для алгоритмів корекції [2] до входу частотного аналізатора імпедансу підключається зразковий резистор. Дані калібрування також записуються у пам'ять МК.

4. До входу ЧАІ під'єднується ДО і проводиться вимірювання імпедансу на різних частотах. Із перетворювача AD5933 результати квадратурного розкладу сигналу вимірювальної схеми Re та Im передаються на мікроконтролер, де насамперед усуваються адитивні похибки, а потім за описаними в [2] алгоритмами відбувається коригування частотних похибок вимірювальної схеми.

5. Відкориговані результати вимірювання складових адмітансу передаються на ПК для подальшого опрацювання та інтерпретації згідно з програмою досліджень.

Висновки. В даній роботі показано сфери застосувань частотних аналізаторів імпедансу та проблеми пов'язані із забезпеченням їх метрологічних характеристик. З урахуванням доступності засобів цифрової техніки обґрунтовано доцільність реалізації синтезу зондувального і квадратурного розділення вимірювального сигналу у цифровому вигляді. Наведено структуру вимірювального каналу на базі цифрового опрацювання та синтезу сигналів.

Описано роль вимірювальної схеми у структурі ЧАІ. Проведено порівняльний аналіз вимірювальних схем за методом амперметра–вольтметра (пасивний перетворювач імпеданс–напруга) і за методом автобалансування (активний перетворювач). Показано переваги вимірювальних схем за методом автобалансування. Проаналізовано відмінності функцій операційного підсилювача при проведенні вимірювань у режимі імпедансу і в режимі адмітансу.

Проаналізовано можливості застосування засобів прямого цифрового синтезу для точного формування зондувального і опорних ортогональних гармонічних сигналів частотного аналізатора імпедансу у широкому діапазоні частот.

Обґрунтовано доцільність використання алгоритму одночастотного перетворення Фур'є для здійснення квадратурного розділення сигналу вимірювальної схеми. Показано можливі шляхи зменшення обчислювальних похибок цього алгоритму шляхом віконного згладжування або переналаштування частоти DDS-синтезатора.

Наведено структуру і принцип роботи частотного аналізатора імпедансу на базі перетворювача AD5933 у складі комп'ютерної системи імпедансної спектроскопії. Перетворювач AD5933 забезпечує стабільність і точність цифрового синтезу ортогональних гармонічних сигналів у широкому діапазоні частот та вимірювання квадратурних складових з використанням одночастотного дискретного перетворення Фур'є. Зовнішню вимірювальну схему побудовано за методом автобалансування, а коригування її похибок проводиться за участю мікроконтролера. Описано алгоритм функціонування комп'ютерної системи імпедансної спектроскопії.

Список використаної літератури

1. Походило Є. В. Вимірювачі CLR з перетворенням «імітанс-напруга»: монографія / Є. В. Походило, В. В. Хома. – Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2011. – 292 с.
2. Стадник Б. Коригування динамічних похибок частотного аналізатора імпеданса / Б. Стадник, Ю. Хома, І. Ліхновський // Вимірювальна техніка та метрологія. – 2010. – Вип. 71. – С. 19–24.
3. Хома Ю.В. Перспективи застосування прямого цифрового синтезу в частотних аналізаторах імпедансу / Ю.В. Хома // Вісник НУ “Львівська політехніка”. – 2010. – №. 665. – С. 27–33.
4. Соклоф С. Аналоговые интегральные схемы / С. Соклоф // Пер. с англ. – М.: Мир, 1988. – 583 с.
5. Батавин В. В., Измерение параметров полупроводниковых материалов и структур /

В. В. Батавін, Ю. А. Концевой, Ю. В. Федорович. – М.: Радио и связь, 1985. – 264 с.

6. Достал И. Операционные усилители / И. Достал // Перевод с английского. – М.: Мир, 1982. – 512 с.

7. Кнеллер В. Ю. Определение параметров многоэлементных двухполюсников / В. Ю. Кнеллер, Л. П. Боровских. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 144 с.

8. Макаренко В. Синтезаторы частоты прямого цифрового синтеза / В. Макаренко // Электронные компоненты и системы. – 2004. – № 1. – С. 3.

9. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов / А.Б. Сергиенко – Спб.:Питер, 2006. – 751 с.

10. AD5933. 1 MSPS, 12 bit Impedance Converter, Network Analyzer. Preliminary Data Sheet.

11. Sean Brennan, Measuring a Loudspeaker Impedance Profile Using AD5933// Analog Devices Application Note AN-843.

12. Low Power AD9833/9834 DDS Applications Guide. – Analog Devices, 2003.

13. Bate A. Modern impedance measurement techniques // Electronics World, December, (2002), 12-18.

14. The Impedance Measurement Handbook. A Guide to Measurement Technology and Techniques. Agilent Technologies, Inc. Printed in USA, (2006), 5950-3000.

Отримано 15.05.2012

References

1. Standnyk B. Correction of network analyzers dynamic errors / B. Standnyk, Y. Khoma, I. Lihnovskyy // Measuring instruments and metrology. – 2010. – № 71. – P. 19–24 [in Ukrainian].

2. Khoma Y. V. Prospect of DDS application in network analyzers / Y. V. Khoma // Magazine of Lviv Polytechnic National University. – 2010. – №. 665. – P. 27–33 [in Ukrainian].

3. Pohodylo E. V. CLR measuring instruments based on immitance-voltage conversion: monograph / E. V. Pohodylo, V. V.

Khoma. – Lviv: Lviv Polytechnic University Press, 2011. – 292 p. [in Ukrainian].

4. Soklof S. Analog integrated circuit / S. Soklof – Moscow: Mir, 1988. – 583 p. [in Russian].

5. Batavin V. V. Measuring of parameters of semiconductor materials and structures / V.V. Batavin, Y.A. Kontsevoi, Y.V. Fedorovich. – Moscow.: Radio and communication, 1985. – 264 p. [in Russian].

6. Dostal I., Operational amplifiers / I. Dostal – Moscow: Mir, 1982. – 512 p [in Russian].

7. Kneller V. Y. Definition of parameters of multiple elements objects / V. Y. Kneller, L. P. Borovskih. – Moscow: Energoatomizdat, 1986. – 144 p. [in Russian].

8. Makarenko V., DDS based frequency synthesizers / V. Makarenko // Electronics components and systems. – 2004. – № 1. – P. 3 [in Russian].

9. Sergienko A. B. Digital signal processing / A. B. Sergienko – Спб.:Питер, 2006. – 751 p [in Russian].

10. AD5933. 1 MSPS, 12 bit Impedance Converter, Network Analyzer. Preliminary Data Sheet.

11. Sean Brennan, Measuring a Loudspeaker Impedance Profile Using AD5933// Analog Devices Application Note AN-843.

12. Low Power AD9833/9834 DDS Applications Guide. – Analog Devices, 2003.

13. Bate A. Modern impedance measurement techniques // Electronics World, December, (2002), 12–18.

14. The Impedance Measurement Handbook. A Guide to Measurement Technology and Techniques. Agilent Technologies, Inc. Printed in USA, (2006), 5950-3000.



Хома Юрій Володимирович, аспірант каф. інформаційно-вимірювальних технологій Нац. ун-ту «Львівська політехніка», т. (032) 258-26-19, e-mail: khomay@gmail.com