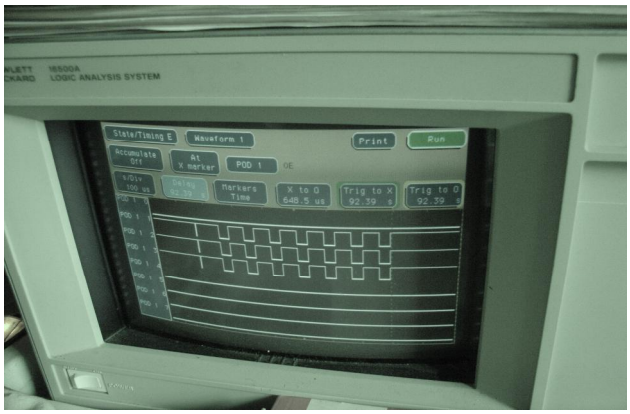

Figure 10. The snapshot of the first byte received from the slave

The third picture: The response from the slave. The first byte received is the family code, which for DS1990R iButton is 01h. It is binary: 0000 0001. In the reverse order (LSB goes first) it is being displayed as:

High Low Low Low Low Low Low Low.

After receiving each of 8 bytes we forced the recovery time of the length of 480 μs.

5. Conclusions

1. The software, written in the assembly language for the PIC 16F628 microcontroller was executed in the much longer time, than one could expect, counting the number of instruction and calculating due time through multiplying it by the time required for every instruction. The above is especially true, when the software consists of multiple subroutines, if it is long and nested.

2. When the 1-Wire network consists of one single slave device, only assuring the long enough recovery time allows to settle the communication signaling on the 1-Wire bus.

3. The recovery time, when the line is in the High state (see the duty cycle in the PWM) assures the appropriate amount of the parasite power for the slave device.

УДК 621.317.73

ПРОБЛЕМНО-ОРІЄНТОВАНИЙ АНАЛІЗАТОР ІМПЕДАНСУ НА ОСНОВІ СУЧАСНОЇ КОМПЛЕКТУЮЧОЇ БАЗИ

© Походило Євген[1], Бондирєв Віктор[2], 2008

Національний університет "Львівська політехніка", вул. С. Бандери, 12, Львів, Україна
[1]pokhodylo@polynet.lviv.ua, [2]chip_victor@rambler.ru

Описано практичну реалізацію вимірювальної системи з використанням мікросхеми інтегрального перетворювача імпедансу AD5933. Наведено експериментальні результати вимірювань. Проаналізовано перспективи застосування цього перетворювача імпедансу у портативних вимірювальних приладах.

Представлена практическая реализация измерительной системы с использованием интегрального преобразователя импеданса AD5933. Приведены экспериментальные результаты измерений. Проанализирована перспектива использования этого преобразователя импеданса в портативных измерительных приборах.

In the paper practical implementation of measuring system based on integral impedance converter AD5933is described. Experimental measurements results are presented. Prospects of presented impedance converter usage in portable measuring devices are analyzed.

Вступ. Імпедансні методи знаходять застосування в електрохімічному аналізі речовин, біологічних дослідженнях (імпедансна мікробіологія), імпедансній спектроскопії, для контролю якості елементів живлення та акумуляторних батарей, цементів, деревини, продуктів харчування тощо. Для реалізації та ширшого впровадження цих методів у практичну діяльність необхідною умовою є створення відповідної апаратної бази, яка би задовольняла такі критерії: точність і швидкість вимірювання, виконання вимірювань у широкому частотному діапазоні, можливість пересилання інформації у комп'ютер для подальшого оброблення і зберігання, мала споживана потужність, невисока собівартість.

Під час створення вимірювача імпедансу на дискретних елементах чи універсальних ІС необхідно забезпечити стійкість вимірювального каналу у широкій частотній смузі та здійснювати корекцію із урахуванням частоти тестового сигналу, взяти до уваги похибку кожного вузла вимірювального каналу і вплив температури зовнішнього середовища. Такий підхід призводить до високої собівартості і часових затрат.

Сучасні досягнення мікроелектроніки дають змогу вирішити цю проблему ефективніше.

Опис вимірювальної системи. Основою вимірювальної системи є мікросхема AD5933 (Analog Devices), що є інтегральним перетворювачем імпедансу на цифровий код. Мікросхема побудована за принципом прямого перетворення. AD5933 містить у собі синтез – генератор (DDS) сигналу збудження, 12-розрядний АЦП із частотою дискретизації 1 МГц, DSP процесор, давач температури. Задавальний генератор забезпечує вимірювання імпедансу від 100 Ом до 9 МОм у частотній смузі 1–100 кГц з можливістю дискретної зміни амплітуди сигналу збудження від 2 В до 200 мВ. Оброблення сигналу відгуку здійснює АЦП і сигнальний DSP процесор, що застосовує алгоритм дискретного перетворення Фур'є (ДПФ) для обчислення дійсної та уявної складових імпедансу. ДПФ здійснюється для кожної точки частотної смуги, в якій виконують вимірювання за таким алгоритмом:

$$X(w) = \sum_{n=0}^{1023} (x(n) \times (\cos(n) - j\sin(n))), \qquad (1)$$

де X(w) є модулем сигналу на частоті w, x(n) є результатом вимірювання АЦП.

Добуток обчислюється за 1024 відліками для кожної частотної точки. Результат суми зберігається у двох 16-бітних регістрах, які відображають дійсну (Re) та уявну (Im) складові імпедансу. Відносні модуль $M(w)$ і фаза $j(w)$ обчислюються за формулами:

$$M(w) = \sqrt{\mathrm{Re}^2 + \mathrm{Im}^2}\ ; \qquad (2)$$

$$j(w) = \arctan\left(\frac{\mathrm{Im}}{\mathrm{Re}}\right). \qquad (3)$$

Для переходу від відносного до реального значення величина відносного модуля $M(w)$ повинна бути помножена на передатний коефіцієнт K(w) каналу вимірювання. Для отримання достовірного значення фази результат вимірювання необхідно скоректувати з урахуванням внутрішнього фазового зсуву $j_0(w)$, що наявний у каналі вимірювання. K(w) та $j_0(w)$ знаходять в результаті процедури калібрування, яка зводиться до вимірювання апріорі відомого імпедансу (точного активного опору) на цій частоті

$$K(w) = \frac{|Z_{cal}|}{M(w)_{cal}}, \qquad (4)$$

$|Z_{cal}|$ – модуль калібрувального імпедансу, $M(w)_{cal}$ – результат вимірювання калібрувального імпедансу на цій частоті.

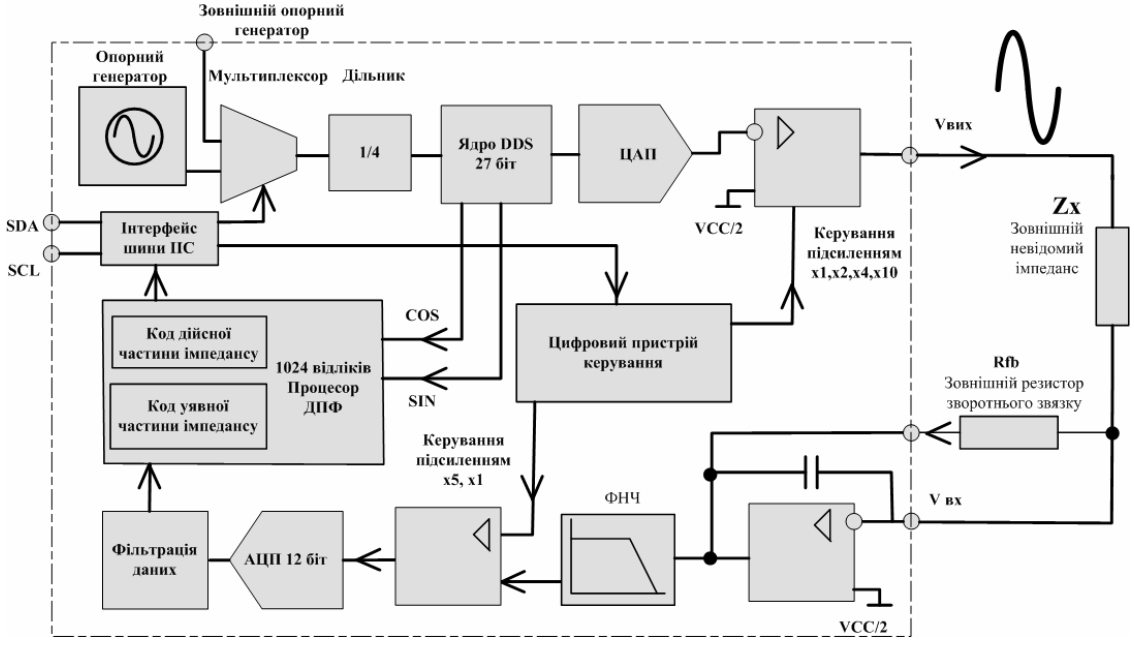

Рис. 1. Функціональна схема інтегральної мікросхеми AD5933

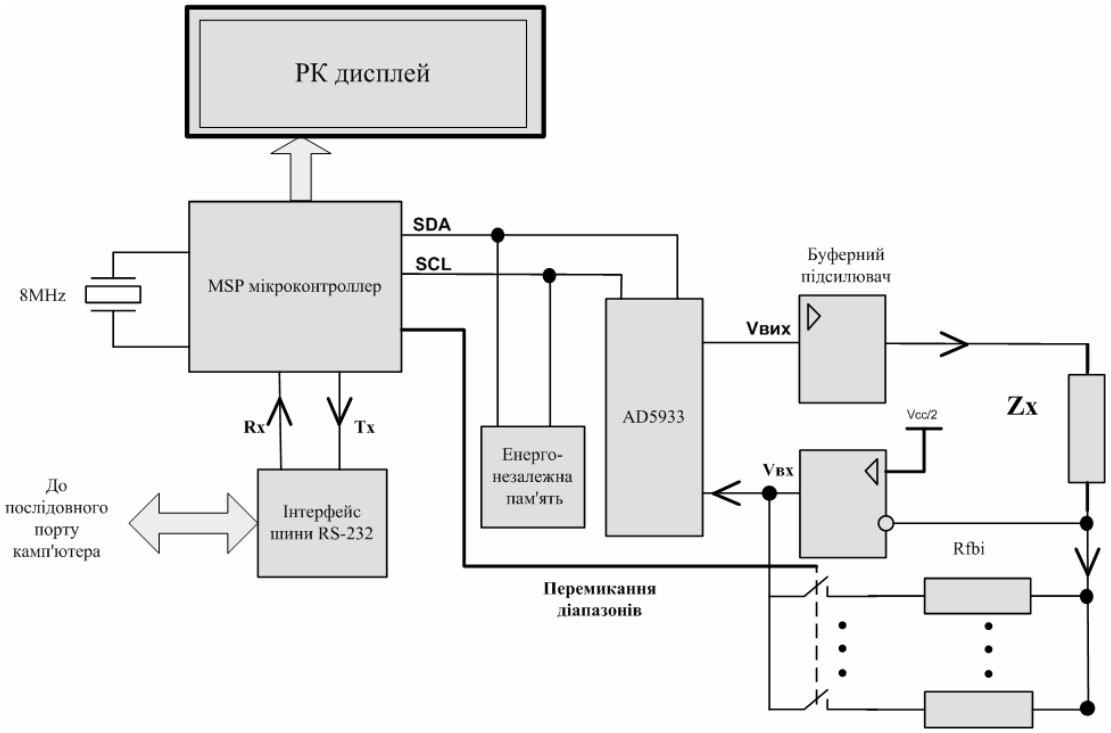

Рис. 2. Функціональна схема вимірювальної системи

Отже, під час вимірювання невідомого імпедансу

$$|Z_x| = \frac{|Z_{cal}|}{M(w)_{cal}} \times M_x \qquad (5)$$

де $|Zx|$ – модуль невідомого імпедансу, M_x – результат вимірювання.

Вимірювальна система (рис. 2) побудована на основі мікросхеми AD5933 і керівного мікроконтролера MSP430F155 (Texas Instruments). Алгоритм функціонування мікроконтролера реалізовано мовою ASSEMBLER у комп'ютерному середовищі програмування IAR Workbench. Мікроконтролер здійснює такі функції:

- керує роботою перетворювача по послідовній шині I^2C;
- визначає граничні межі та автоматично перемикає діапазони вимірювання;
- виконує математичні операції з перетворення і оброблення результатів вимірювання;
- пересилає результати вимірювання на рідкокристалічний дисплей для індикації;
- виконує процедуру калібрування, записує і зчитує значення $K(w)$ та $j_0(w)$ з енергонезалежної пам'яті EEPROM;
- працює під керуванням комп'ютерної програми при під'єднанні до комп'ютера через послідовний порт;

Процедура калібрування здійснюється для кожного діапазону вимірювання окремо. У загальному випадку передатний коефіцієнт К(w) і внутрішній фазовий зсув $j_0(w)$ залежать від частоти. Для здійснення вимірювань у частотній смузі 1–100 кГц значення передатного коефіцієнта та внутрішнього фазового зсуву знаходять для множини частотних опорних точок з кроком 500 Гц. Для частот, не кратних 500 Гц, значення $K(w)$ і $j_0(w)$ обчислюють за допомогою лінійної інтерполяції між двома сусідніми опорними точками. Значення передатного коефіцієнта $K(w)$ і фазового зсуву $j_0(w)$ зберігаються у вигляді масиву даних у енергонезалежній пам'яті EEPROM.

Для візуалізації, оброблення і зберігання результатів вимірювання розроблено прикладну комп'ютерну програму у середовищі візуального програмування LabWindows, що керує вимірювальною системою через послідовний порт.

На рис. 4, 6 наведено експериментальні результати вимірювання імпедансних характеристик тестових паралельно та послідовно сполучених RLC кіл (рис. 3, 5). Ці результати цілком узгоджуються з теоретичними даними.

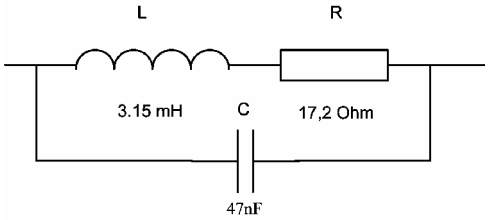

Рис. 3. Паралельно сполучене тестове LC коло

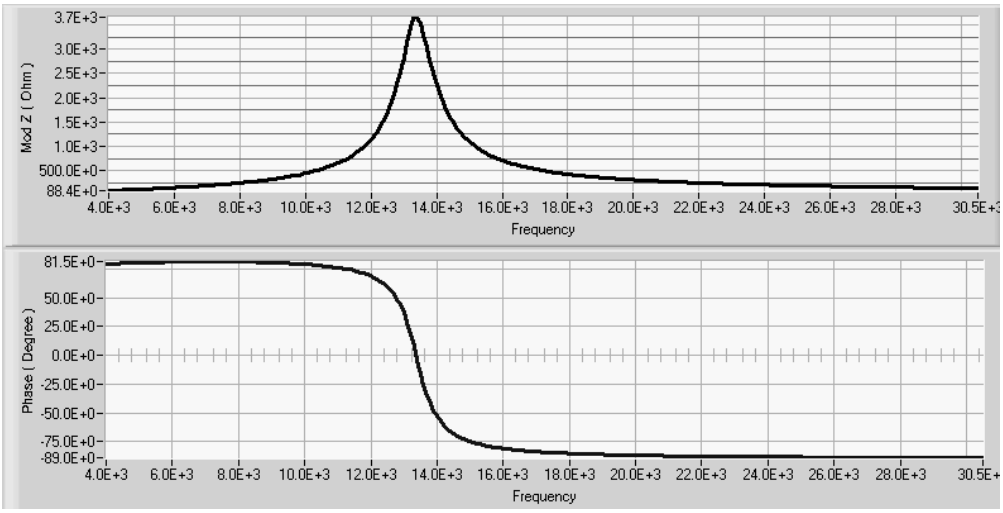

Рис. 4. Експериментально виміряна залежність імпедансу паралельного RLC кола від частоти.

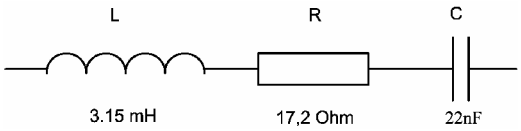

Рис. 5. Послідовно сполучене тестове LC коло

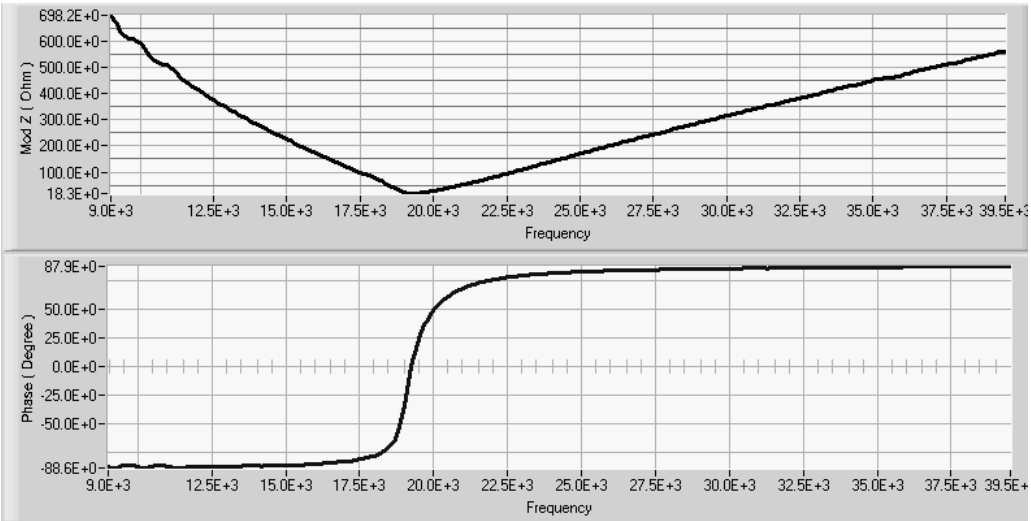

Рис. 6. Експериментально виміряна залежність імпедансу послідовного RLC кола від частоти

Висновки: розроблено прототип аналізатора імпедансу на основі мікросхеми AD5933 та керівного мікроконтролера сім'ї MSP430 (Texas Instruments). За відносної простоти схемної реалізації вимірювальна система забезпечує вимірювання імпедансу від 10 Ом до 1 МОм у смузі частот 1–100 кГц з мінімальним кроком 50 Гц і базовою похибкою 3%. З огляду на те, що основні компоненти працюють на доволі низькій напрузі живлення (3.5 вольт) із мінімальним споживанням струму, подібні вимірювальні системи можуть знайти широке застосування у портативних вимірювальних приладах з автономним живленням. Зокрема, у вимірювачах CLR, приладах, призначених для електрохімічного аналізу речовин, імпедансної спектроскопії, для контролю якості елементів живлення та акумуляторних батарей.

Цифровий метод калібрування забезпечує гнучкість побудови вимірювального каналу, простоту калібрування, сталість метрологічних параметрів і є базою для реалізації цифрових методів корекції й компенсації передатних характеристик первинних перетворювачів у широкому частотному діапазоні.

1. AD5933 Datasheet: Analog Devices home page, (http://www.analog.com). 2. AD5933 Application Note № " Measuring Grounded Impedance Profile Using the AD5933", Analog Devices home page (http://www.analog.com). 3. Leonard E. Optimize speaker impedance matching for best audio results (http://www.audiodesignline.com). 4. Kazunari Okada, Toshima Sekido "Agilent Technologies Impedance Measurement Book", December 2003, 125 p. 5. Angrisani L., Baccigalupi A., and Pietrosanto A.A Digital Signal-Processing Instrument for Impedance Measurement // lEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 45, No 6, December 1996, pp. 930–934. 6. Starostenko O., Vazquez Luna J. G., Zehe A., Khoma V. Novel advanced methods for high accuracy impedance measurements // Instrumentation and Development, Vol. 5, No.1, March 2001. – P. 27–38.

УДК 620.179.18, 621.3.019.34

ВИМІРЮВАННЯ ЗАРЯДОВОГО СТАНУ НА МЕЖІ SI-SIO2 ЗА ДОПОМОГОЮ ІМПЕДАНСНОЇ CV-ХАРАКТЕРИСТИКИ

© Бережанський Володимир, Новосядлий Степан, 2008

Прикарпатський національний університет імені Василя Стефаника, вул. Шевченка, 57,
м. Івано-Франківськ, Україна, 76025, berezhansky@mail.ru

Проаналізовано властивості нерівноважних вольт-фарадних (CV) характеристик МОН структури, знятих на трапецоїдних імпульсах розгортки з тривалістю фронтів, меншою від часу перезарядження поверхневих станів і глибоких рівнів у напівпровіднику. Показано, що такі нерівноважні CV-характеристики можуть бути використані для електрофізичного діагностування надійності структур великих інтегральних схем на стадії їхнього формування.

Проанализированы свойства неравновесных вольт-фарадных (CV) характеристик металл-окисел-полупроводниковой структуры, снятых на трапецоидальных импульсах развертки с продолжительностью фронтов, меньшей от времени перезаряжения поверхностных состояний и глубоких уровней в полупроводнике. Показано, что такие неравновесные CV-характеристики могут быть использованы для электрофизического диагностирования надежности структур больших интегральных схем на стадии их формирования.

In this article, properties of the nonequilibrium impulse CV-characteristics of MOS (MIS) structures are measured by response to a trapezoidal voltage pulse with edge times shorter than the recharge-time constants of the interface and semiconductor (Si) bulk electron states and analysed. It is shown how such nonequilibrium CV-characteristics can be used for electrophysical testing of reliability of LSI-circuit structures at the formation stage.

Досліджуючи електричні явища на поверхні напівпровідника, необхідно вимірювати і змінювати концентрацію рухомих носіїв заряду у приповерхневому його шарі. Польовий електрод, як електрод затвора метал-окисел-напівпровідникової (МОН)-структури, при прикладенні до нього електричної