



УКРАЇНА

(19) UA (11) 90922 (13) C2
(51) МПК (2009)
G05F 5/00
G01K 17/00

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ
І НАУКИ УКРАЇНИ

ДЕРЖАВНИЙ ДЕПАРТАМЕНТ
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ
ВЛАСНОСТІ

ОПИС ДО ПАТЕНТУ НА ВІНАХІД

(54) ПРИСТРІЙ ВИМІРЮВАННЯ ЕНЕРГІЇ ІМПУЛЬСНИХ СПОЖИВАЧІВ

1

2

(21) a200806325

(22) 13.05.2008

(24) 10.06.2010

(46) 10.06.2010, Бюл.№ 11, 2010 р.

(72) БОРОВИЙ АНДРІЙ МОДЕСТОВИЧ, МАЙКІВ ІГОР МИРОСЛАВОВИЧ, КОЧАН РОМАН ВОЛОДИМИРОВИЧ, ДОМБРОВСЬКИЙ ЗБІГНЕВ ІВАНОВИЧ, КОЧАН ВОЛОДИМИР ВОЛОДИМИРОВИЧ

(73) БОРОВИЙ АНДРІЙ МОДЕСТОВИЧ, МАЙКІВ ІГОР МИРОСЛАВОВИЧ, КОЧАН РОМАН ВОЛОДИМИРОВИЧ, ДОМБРОВСЬКИЙ ЗБІГНЕВ ІВАНОВИЧ, КОЧАН ВОЛОДИМИР ВОЛОДИМИРОВИЧ

(56) SU 588613; 15.01.1978

RU 2068607 C1; 27.10.1996

WO 93/18300 A1; 16.09.1993

DE 2232179; 18.01.1973

GB 2096370 A; 13.10.1982

Andrii Borovyi, Volodymyr Kochan and others.
Analysis of Circuits for Measurement of Energy of Processing Units. IEEE International Workshop on Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing

Systems: Technology and Applications. 6-8 September 2007, Dortmund, Germany.

(57) Пристрій вимірювання енергії імпульсних споживачів, що містить стабілізатор струму живлення імпульсного споживача, паралельно до якого приєднані конденсатор, еквівалент стабілітрона та вхід першого каналу цифрового осцилографа, який **відрізняється** тим, що в нього додатково введений стабілізатор напруги, виконаний таким чином, що його вихідна напруга рівна номінальній напрузі живлення імпульсного споживача, а еквівалент стабілітрона виконаний на базі операційного підсилювача, вихід якого через послідовно з'єднані діод і опорний резистор підключений до його інвертуючого входу і до контакту живлення імпульсного споживача, при цьому вхід другого каналу цифрового осцилографа підключений до точки з'єднання анода діода і опорного резистора, а неінвертуючий вхід операційного підсилювача підключений до виходу стабілізатора напруги і до контакту цифрового осцилографа.

Запропонований пристрій відносяться до засобів вимірювальної техніки, зокрема засобів вимірювання енергії тих споживачів, які споживають електричну енергію дуже нерівномірно в часі - інтегральних мікросхем, мікропроцесорів та їм подібних.

Як відомо [1], імпульсна енергія визначається згідно математичної формули

$$E = \int_{t=0}^T u \times i \times dt, \quad (1)$$

де u - миттєве значення напруги на контактах споживача; i - миттєве значення струму через контакти споживача; t - поточне значення часу; T - час, за який вимірюють енергію.

Інтеграл у формулі (1) в реальних умовах вимірювання енергії, яку споживають імпульсні споживачі з високою максимальною частотою роботи (наприклад, декілька мегагерц), зазвичай замінюють на суму

$$E = \sum_{j=0}^n u_j \times i_j \times \Delta t, \quad (2)$$

де u_j , i_j - миттєві значення напруги та струму споживача в j -ий момент часу;

Δt - час дискретизації (час вимірювання u_j , i_j);
 $j = \overline{0, n}$ - номери отриманих при вимірюванні пар миттєвих значень напруги та струму споживача.

Відомий спосіб вимірювання енергії, яку споживає деякий пристрій шляхом вимірювання струму споживача та напруги на ньому [1, 2] з допомогою амперметра і вольтметра, а також часу споживання годинником (секундоміром, наприклад, електронним). Такий спосіб часто використовують для вимірювання середньої потужності на постійному струмі та низьких частотах.

Дуже широко розповсюджені засоби вимірювання середньої енергії в побуті - лічильники електричної енергії [2], які суміщають в одному пристрої вимірювання струму, напруги та часу. Але

(13) C2

(11) 90922

(19) UA

електромеханічні лічильники принципово не дозволяють вимірювати миттєву потужність через значну інерційність механічної частини. Сучасні електронні лічильники теж не дозволяють вимірювати миттєву потужність - їх схеми базуються на інтегруючих аналого-цифрових перетворювачах [3].

Слід відзначити, що різні методи вимірювання НВЧ потужності, описані, наприклад, в [4], не годяться для вимірювання енергії спрацювання імпульсних споживачів, зокрема, інтегральних мікросхем, мікропроцесорів та їм подібних. Для вимірювання імпульсної потужності таких споживачів часто використовують модифікацію метода амперметра і вольтметра, в якому роль вольтметра грає один канал високочастотного цифрового осцилографа, а роль амперметра - його інший канал, підключений до резистора (шунта) з допомогою схеми "виділення" напруги на шунті та "перенесення" її до рівня спільного провідника (землі схеми) з допомогою диференційного підсилювача на базі операційного підсилювача [5, 6]. Така схема дає можливість знайти в результаті обробки результатів вимірювання, що записані в пам'ять цифрового осцилографа, миттєві значення потужності споживання і обчислити спожиту енергію за довільний інтервал часу. Така задача виникає, наприклад, при вимірюванні енергії спрацювання інтегральних мікросхем, особливо виконаних на базі комплементарної метал-оксид-напівпровідник технології (КМОП). Ці мікросхеми споживають в статичному режимі дуже малу енергію [5], основна енергія споживається під час перемикавання, тому для її дослідження необхідно вимірювати енергію власне за час перемикавання, який не перевищує декілька десятків наносекунд. Однак наявність шунта, ввімкненого між джерелом живлення і мікросхемою, енергію споживання якої ми вимірюємо, суттєво спотворює режим роботи мікросхеми. Значне зменшення опору шунта неможливе через невисокі коефіцієнти підсилення існуючих операційних підсилювачів на високих частотах (50...500МГц). Особливо наявність шунта спотворює режими роботи мікросхем, які працюють за заданою програмою - мікропроцесорів, мікроконтролерів, мікропрограмних автоматів. Важливою характеристикою цих пристроїв, особливо тих, які споживають мало і тому їх доцільно використовувати у системах з автономним живленням (від акумуляторів, сонячних і звичайних батарей і т.п.) є споживання енергії для виконання окремих команд. При наявності шунта по живленню такі мікросхеми збиваються і вимірювання енергії виконання ними команд втрачає зміст - невідомо, які команди виконуються під час аналізованого проміжку часу. Для більшості мікропроцесорів і мікроконтролерів навіть індуктивний опір провідників живлення довжиною понад 10см є причиною нестабільної роботи. Тому рекомендують завжди ставити високочастотний конденсатор по живленню безпосередньо біля цих мікросхем. При наявності такого конденсатора достатньо великої ємності допустимий опір шунта різко зростає. Однак цей конденсатор накопичує і віддає енергію під час виконання команд, тому виміряна описаним спо-

собом енергія стає середньою енергією, ми не можемо за результатами вимірювання судити про енергію виконання окремих команд - конденсатор перерозподіляє енергію між сусідніми командами невідомим нам чином.

Слід відзначити, що в схемах вимірювання імпульсної потужності та енергії цифрові осцилографи використовують дуже часто як широко розповсюджені пристрої вимірювання миттєвого значення напруги, що мають широку смугу пропускання та можуть запам'ятати ряд послідовних результатів вимірювання, які потім можна зчитати та обробити. Цифрові осцилографи можна замінити вимірювальним каналом, що має відповідну точність, швидкодію та об'єм пам'яті результатів.

Відома схема перетворювача струму в напругу на базі операційного підсилювача [6, 7]. Перевагою цієї схеми є дуже малий еквівалентний опір, який вона вносить у вимірювальне коло. Для вимірювання миттєвого струму споживання мікросхем її вхід можна ввімкнути між виводом "мінус" мікросхеми і спільним провідником живлення (землею) [7]. Тоді, при відповідній смугі пропускання операційного підсилювача, миттєва напруга на його виході відповідає добутку вхідного струму на опір резистора зворотного зв'язку. Тому, теоретично схема перетворювача струму в напругу забезпечує дуже високу точність і мало впливає на роботу мікросхеми. Однак на практиці, імпульсний характер споживаного мікросхемою струму веде, поперше, до значної похибки через обмежену швидкість реакції операційного підсилювача на скачок струму на вході, та, по-друге, до збоїв мікропроцесорів через значний динамічний еквівалентний опір входу схеми, викликаний згаданою обмеженою швидкістю реакції операційного підсилювача на скачок струму.

Відома схема вимірювання енергії виконання команд мікропроцесором на базі "струмового дзеркала" [7, 8]. З точки зору живлення мікропроцесора, ця схема є еквівалентом шунта, виконаного на нелінійному елементі (р-п переходах транзисторів), який, незважаючи на значний спад напруги (на кожному р-п переході кремнієвого транзистора спад напруги досягає 0,7В), має малий динамічний опір. Тому його присутність між конденсатором по живленню і мікропроцесором є прийнятною для багатьох типів мікропроцесорів, він не настільки спотворює напругу живлення, щоби викликати збої. Додатково перевагою такої схеми є те, що резистор, на якому створює вимірюваний спад напруги "віддзеркалений" струм споживання мікропроцесора, одним кінцем приєднаний до землі. Це дозволяє з'єднати землі вимірювальної схеми, схеми з досліджуванним мікропроцесором і осцилографа, що різко зменшує рівень завад, особливо високочастотних. Однак спад напруги на р-п переходах транзисторів "струмового дзеркала" при значних змінах струму споживання мікропроцесора міняється досить сильно - до 0,15В на кожному переході, що в сумі дає зміну напруги живлення на 0,3В [7]. При напрузі живлення ядра сучасних мікропроцесорів і мікроконтролерів 2,7... 3,3В зміна досягає 10%, що суттєво впливає на характер енергоспоживання. Тому, хоча зміну спожитої енергії через

зміни напруги живлення можна врахувати, вимірюючи дійсні миттєві значення поточної напруги живлення мікропроцесора другим каналом цифрового осцилографа, зміну режиму його роботи цим шляхом врахувати не вдається.

Прототипом запропонованого пристрою є спосіб оцінки струму споживання від джерела живлення по зображенню на екрані осцилографа змін напруги на конденсаторі фільтра [9, 10] шляхом обчислення цього струму за формулою [9, 10]

$$I_C = \frac{U_C \times C}{T}, \quad (3)$$

де I_C - струм заряду або розряду конденсатора; U_C - зміна напруги при заряді або розряді конденсатора; T - час заряду або розряду конденсатора; C - ємність конденсатора.

Якщо за осцилограмою або за результатами вимірювання, записаними в пам'яті цифрового осцилографа визначити параметри спаду напруги на конденсаторі фільтра блоку живлення, то за формулою (1) можна оцінити споживаний від блоку живлення струм. Такий спосіб годиться і для вимірювання енергії виконання команд мікропроцесором.

Слід відзначити, що така оцінка є приблизною, бо розряд конденсатора в умовах постійного опору навантаження відбувається по експоненті, а не по прямій. Однак при дослідженні малих змін похибка апроксимації експоненти прямою є малою. Її додаткового зниження можна добитися шляхом живлення схеми від джерела струму. Недоліком такої схеми є можливість значного зростання напруги на конденсаторі при малому споживанні струму мікропроцесором - різниця між поточним струмом споживання мікропроцесором і струмом джерела живлення може зарядити конденсатор до недопустимої напруги, що приведе до пробою мікропроцесора. Тому, для обмеження напруги на мікропроцесорі, паралельно до нього треба ввімкнути стабілітрон. Але тоді надлишковий струм, який піде через стабілітрон, треба врахувати при оцінці енергії виконання команд мікропроцесором. Тому послідовно зі стабілітроном необхідно ввімкнути резистор, один вивід якого треба приєднати до землі. Спад напруги на цьому резисторі буде мірою струму стабілітрона, тому його незаземлений кінець одночасно підключають до стабілітрона і до другого каналу цифрового осцилографа. Недоліком такої схеми є, по перше, необхідність використання цифрового осцилографа великої розрядності через те, що зміни напруги на конденсаторі повинні бути малі - декілька (1...3) відсотків від напруги живлення мікропроцесора. Тому, якщо ми хочемо знати енергію споживання з похибкою, наприклад, 1%, то похибка першого каналу цифрового осцилографа не повинна перевищувати 1% від 1...3%, тобто 0,01...0,03%. На високих частотах, які повинні перевищувати в десятки разів тактову частоту мікропроцесора, на якій вимірюється енергія виконання команд мікропроцесором, це важко забезпечити. Другим недоліком схеми є велика нелінійна ємність р-п переходу стабілітрона (сотні пікофарад), яка залежить від напруги на переході та струму через стабілітрон. Врахувати вплив цієї ємності (яка виявляється паралельно підключеною

до конденсатора, на якому ми вимірюємо спад напруги) при обчисленні по формулі (2) струму споживання мікропроцесора дуже складно. Тому вплив цієї ємності спотворює результати вимірювання енергії окремих команд.

Метою винаходу є підвищення точності вимірювання енергії виконання команд мікропроцесором при одночасному зниженні вимог до компонентів схеми, особливо до точності та розрядності використаного при вимірюванні цифрового осцилографа (або іншого двоканального пристрою, що має необхідні точність, швидкодію та об'єм пам'яті для зберігання результатів вимірювання).

Суть запропонованого винаходу полягає в тому, що в схему пристрою, яка складається з стабілізатора струму живлення імпульсного споживача, паралельно до якого приєднано конденсатор, еквівалент стабілітрона та вхід першого каналу цифрового осцилографа, введено стабілізатор напруги, вихідна напруга якого рівна номінальній напрузі живлення імпульсного споживача. Згаданий еквівалент стабілітрона виконано на базі операційного підсилювача, вихід якого, через послідовно з'єднані діод і опорний резистор, підключений до інвертуючого входу і до контакту живлення імпульсного споживача, а неінвертуючий вхід операційного підсилювача підключений до виходу введеного стабілізатора напруги і до спільного контакту (землі) осцилографа. Вхід другого каналу цифрового осцилографа підключено до точки з'єднання аноду (плюсового виводу) діода і опорного резистора.

Згідно першого закону Кірхгофа суму струмів у вузлі, куди приєднані стабілізатор струму, споживач, опорний резистор, інвертуючий вхід операційного підсилювача, конденсатор і вхід першого каналу цифрового осцилографа, можна записати як

$$I_{SS} - I_{MP} - I_{RN} - I_{OP} - I_C - I_{1K} = 0, \quad (4)$$

де I_{SS} - струм стабілізатора струму (поступає у вузол); I_{MP} - струм імпульсного споживача (виходить з вузла); I_{RN} - струм через опорний резистор (виходить з вузла); I_{OP} - вхідний струм операційного підсилювача (малий, ним можна знехтувати); I_C - струм конденсатора (виходить з вузла, коли напруга на конденсаторі росте і поступає у вузол, коли напруга на конденсаторі падає); I_{1K} - вхідний струм цифрового осцилографа (малий, ним можна знехтувати).

Енергію виконання команд мікропроцесором знаходять згідно формули (2), при цьому миттєві значення напруги u_j мікропроцесора відповідають поточним результатам вимірювання першого каналу цифрового осцилографа $U_{1K(j)}$. Миттєві значення струму i_j визначають наступним чином. Виходячи з формули (4) можна записати

$$I_{MP} = I_{SS} - I_{RN} - I_C, \quad (5)$$

Виходячи з закону Ома, можна визначити струм I_{RN} через опорний резистор R_N за поточними результатами вимірювання другого каналу цифрового осцилографа U_{2K}

$$I_{RN} = \frac{U_{2K(j)}}{R_N}, \quad (6)$$

Виходячи з формули (3), можна обчислити струм конденсатора I_C , причому напруга U_C , на яку

зарядився або розрядився конденсатор, відповідає різниці результатів вимірювання першого каналу цифрового осцилографа в поточному і попередньому тактах

$$I_C = \frac{(U_{1K(j)} - U_{1K(j-1)}) \times C}{\Delta t}, \quad (7)$$

де Δt - час дискретизації (період запису в пам'яті цифрового осцилографа значень результатів вимірювання u_j, i_j).

Запропонована схема пристрою вимірювання енергії імпульсних споживачів має високу точність, оскільки обробка результатів вимірювання базується на основних законах електротехніки - законі Ома і двох законах Кірхгофа [9, 10]. Вона має високу швидкість, оскільки базується на балансі струмів (4), (5), а, як відомо [9, 10], перехідні процеси в колах з конденсаторами обмежують швидкість зміни тільки напруги, а не струму (згідно другого закону комутації "напруга на конденсаторі миттєво змінитися не може", однак струм заряду цілком може змінитися миттєво, швидкість його зміни обмежена виключно паразитними індуктивностями). Споживач (мікропроцесор) ввімкнений практично за "штатною" схемою. Цифровий осцилограф повинен вимірювати не саму напругу живлення споживача, а тільки її зміни відносно номінального значення напруги живлення - адже його спільний контакт (земля) підключений до виходу стабілізатора напруги, вихідна напруга якого рівна номінальній напрузі живлення імпульсного споживача. Напруга на конденсаторі відхиляється від напруги живлення імпульсного споживача на допустиму для цього споживача величину - для мікропроцесорів близько 3% від напруги живлення, тобто, при напрузі живлення 3В, не більше, ніж на 100мВ (виходячи з цього підбирають ємність конденсатора). Таким чином, якщо ми хочемо вимірювати енергію споживання з похибкою, наприклад, 1%, то похибка першого каналу цифрового осцилографа не повинна (з запасом) перевищувати 0,25% від напруги живлення, а не, як у прототипі, 0,01... 0,03%. Абсолютне значення чутливості при цьому буде 7,5мВ, що складає 7,5% від потрібного діапазону вимірювання 100мВ. Як видно з приведеного розрахунку, вимоги до першого каналу осцилографа дуже невисокі. Значно вищі вимоги до другого каналу - тут, якщо ми хочемо знати споживану енергію з похибкою 1%, то необхідно забезпечити похибку вимірювання не гірше 0,8% (щоби, в сумі з похибкою першого каналу осцилографа, отримати 1%). Похибка вимірювання струму еквівалента стабілітрону складається з похибки опорного резистора і похибки цифрового осцилографа. Опорний резистор, похибка якого не перевищує 0,1%, легко доступний. Цифрові осцилографи, що, після калібрування, забезпечують похибку на рівні 0,5...0,8%, випускаються багатьма фірмами і мають ширину смуги пропускання до 500...2000МГц.

Єдине обмеження схеми запропонованого пристрою вимірювання енергії імпульсних споживачів стосується того, що ємність паралельно ввімкненого конденсатора не повинна бути надто великою (зміни напруги живлення споживача не повинні

бути меншими декількох процентів), щоби не було потреби у використанні цифрового осцилографа з дуже високою чутливістю - високочутливі широко смугові цифрові осцилографи мають дуже високу ціну. Це змушує спеціально підбирати ємність конденсатора відповідно до вимог конкретного споживача.

Суть винаходу пояснюють Фіг.1 і 2. На Фіг.1 представлена структурна схема запропонованого пристрою вимірювання енергії імпульсних споживачів, а на Фіг.2 - графіки напруги в характерних точках схеми.

Структурна схема запропонованого пристрою вимірювання енергії імпульсних споживачів (Фіг.1) включає стабілізатор струму СтС живлення мікропроцесора МП, конденсатор С, цифровий осцилограф ЦО і стабілізатор напруги СтН. Крім того, вона включає еквівалент стабілітрона, що складається з операційного підсилювача ОП і діода Д. Під час роботи струм СтС I_{SS} поступає на мікропроцесор МП. Коли струм МП малий (при очікуванні, міжкомандних переходах, а також при виконанні команд, що потребують мало енергії) I_{SS} також заряджає конденсатор С. При виконанні тих команд, енергоспоживання яких велике, конденсатор С розряджається, компенсуючи накопичену в ньому енергією підвищене споживання МП. Якщо заряд С триває довго (МП виконує команди, що потребують мало енергії), то напруга на С росте. Однак, як видно із схеми Фіг.1, напруга на МП не може перевищити напругу стабілізатора напруги СтН - при її перевищенні вихідна напруга операційного підсилювача ОП прямує до нуля (або і до від'ємного значення), діод Д починає проводити струм і надлишок струму заряду конденсатора С, пройшовши через опорний резистор R_N поступає на вихід ОП.

Ємність конденсатора С і значення струму СтС I_{SS} бажано вибирати такими, щоби напруга на конденсаторі С залишалася дещо нижчою номінальної напруги живлення МП (яка задається значенням напруги СтН), тобто еквівалент стабілітрона не впливав на роботу схеми. Однак, якщо це неможливо (перепад споживання МП надто великий), струм еквівалента стабілітрона вимірюється через спад напруги на опорному резисторі R_N . Цей процес показано на Фіг.2, де показано форму осцилограм по першому (U_C) і по другому (U_{RN}) каналах ЦО. Як видно з Фіг.1, спочатку виконується команда, яка має досить велике споживання - напруга U_C на конденсаторі нижча за номінальну напругу живлення мікропроцесора U_p , а напруга на опорному резисторі U_{RN} рівна нулю. Однак різні стадії виконання команди мають різне споживання енергії, тому, як для прикладу показано на Фіг.2, спочатку напруга на конденсаторі U_C дещо зростає. Це означає, що споживання струму мікропроцесором нижче за струм I_{SS} стабілізатора струму СтС і конденсатор С приймає надлишок струму, тому у формулі (5) значення струму I_C , яке визначається згідно формули (7), має бути від'ємним. Через те, що U_{RN} рівне нулю, струм I_{RN} у формулі (5), який визначається згідно формули (6), теж рівний нулю. Наступна стадія виконання команди має значно більше споживання енергії, напруга на

конденсаторі U_C спадає, тому у формулі (5) значення струму I_C має бути додатнім. Наступна команда має настільки малу енергію виконання, що напруга на конденсаторі U_C зростає до значення, більшого за номінальну напругу живлення мікроконтролера. В такому випадку напруга на конденсаторі U_C обмежується на рівні номінальної напруги живлення мікроконтролера еквівалентом стабілітрона - напруга на інвертуючому вході операційного підсилювача ОП стає більшою, ніж на неінвертуючому вході, напруга на виході ОП стає від'ємною, діод D відкривається і надлишок струму I_{SS} стабілізатора струму StC проходить через опорний резистор R_N , діод D на вихід ОП і, через вихідний каскад ОП, на землю (або на джерело від'ємного живлення ОП). Цей надлишок струму I_{RN} створює на опорному резисторі R_N спад напруги U_{RN} . Значення струму I_{RN} у формулі (5) завжди від'ємне.

Слід відзначити, що для обчислення струму конденсатора I_C згідно формули (7) можна використати безпосередньо значення напруги, виміряні першим каналом цифрового осцилографа. Однак перед обчисленням енергії згідно формули (2) до значення напруги, виміряного першим каналом цифрового осцилографа, необхідно додати, з врахуванням знаку, значення напруги стабілізатора StH (яке повинно відповідати номінальній напрузі живлення імпульсного споживача). Адже цифровий осцилограф вимірює тільки відхилення від номінальної напруги.

На Фіг.2 показана також дія запізнення спрацювання еквівалента стабілітрона, наприклад, через обмежену швидкість спрацювання ОП. Це проявляється таким чином, що напруга U_C не чітко обмежується на рівні U_n , а на початку спрацювання еквівалента стабілітрона продовжує зростати. Для зменшення дії цього запізнення в даній схемі можна використати швидкодіючі операційні підсилювачі, які мають малий час спрацювання (в сотні разів менший від стабілітрона). Однак, навіть відносно значні запізнення спрацювання ОП мало впливають на результат обчислення енергії - надлишковий струм, який не встиг прийняти на себе еквівалент стабілітрона, іде на заряд конденсатора C , тобто враховується при обробці результатів вимірювання першого каналу згідно формули (7). Баланс струмів у вузлі схеми, яким є контакт живлення імпульсного споживача, тобто рівність (4), складено згідно першого закону Кірхгофа, він не може бути порушений ні в якому разі. Таким чином, вимоги до операційного підсилювача ОП знижуються за рахунок того, що похибки еквівалента стабілітрона коригуються зміною напруги на конденсаторі C , яка, в свою чергу, вимірюється першим каналом цифрового осцилографа.

Як видно з викладеного, досягнення першої мети винаходу - забезпечення високої точності - забезпечено тим, що в основі її побудови лежить фундаментальний закон фізики. Друга мета винаходу - одночасне зниження вимог до компонентів схеми - досягнута, по-перше, за рахунок такого ввімкнення цифрового осцилографа, що він вимірює тільки зміни напруги і тільки ті зміни, які не-

суть інформацію про споживану енергію, і, по-друге, за рахунок взаємної компенсації частини похибок, які викликані неідеальністю компонентів схеми.

Запропонований пристрій вимірювання енергії імпульсних споживачів може знайти застосування для оцінки енергії спрацювання інтегральних мікросхем, мікропроцесорів і мікроконтролерів. Він може бути використаний для оцінки енергії виконання окремих команд мікропроцесорів і мікроконтролерів, що дозволить оптимізувати їх програмне забезпечення і знизити споживання енергії. Першим кроком на шляху такої оптимізації є створення бази даних про споживання окремих команд, що можна виконати на основі результатів дослідження мікропроцесорів і мікроконтролерів з допомогою запропонованого пристрою. Згідно даних [11, 12], шляхом оптимізації програмного забезпечення можна зекономити до 40% споживаної процесором вбудованої системи енергії. Крім того, такий шлях зменшення енергоспоживання найбільш універсальний, він може бути використаний як для створення нових систем, так і для модернізації існуючих.

1. Методы электрических измерений: Учеб. пособие для вузов / Под ред. Э.И. Цветкова. - Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990. - 288с.

2. Электричні вимірювання електричних та неелектричних величин / Під ред. Є.С. Поліщука. - К.:Вищашкола, 1978. - 352с.

3. <http://www.analog.com/en/subCat/0,2879,760%255F790%255F0%255F%255F0%255F,00.html>.

4. Измерения в электронике: Справочник / В.А. Кузнецов, В.А. Долгов, В.М. Коневских и др.; Под ред. В.А. Кузнецова. - М.: Энергоатомиздат, 1987. - 512с.

5. Завадский В.А. Компьютерная электроника. К.: БЕК, 1996.

6. Щербakov В.И., Грездов Г.И. Электронные схемы на операционных усилителях: Справочник. - К.: Техніка, 1983. - 213с.

7. A. Borovyi, V. Kochan, A. Sachenko, V. Konstantakos, V. Yaskilka. Analysis of Circuits for Measurement of Energy of Processing Units. IEEE International Workshop on Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems - IDAACS'07, Dortmund, Germany, 2007.

8. Th. Laopoulos, P. Neofotistos, C. A. Kosmatopoulos, S. Nikolaidis. Measurement of current variations for the estimation of software-related power consumption. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 52, no. 4, August 2003, pp. 1206-1212.

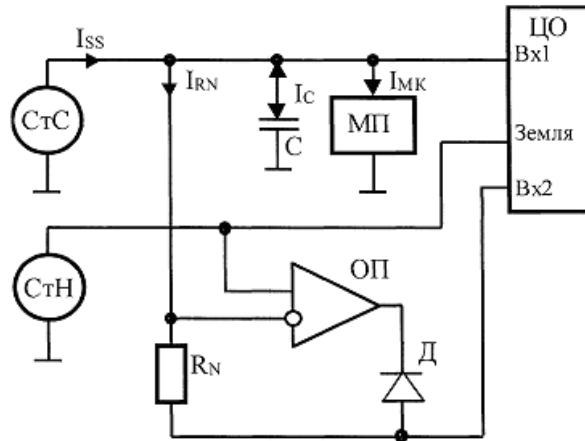
9. Основы теории цепей. Ред. Ионкин З.Г. Москва, Энергоатомиздат, 1984.

10. Перхач В.С. Теоретична електротехніка. Львів, Каменяр, 1992.

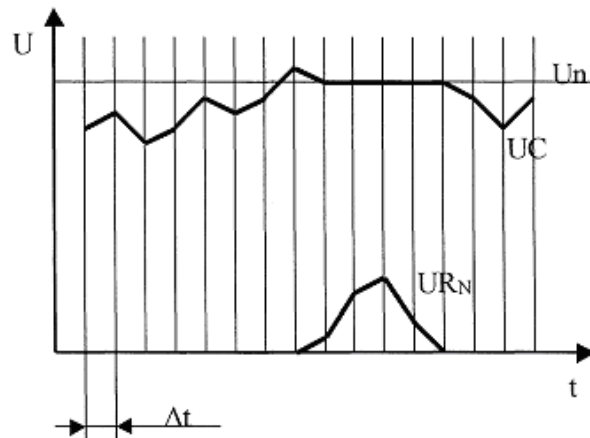
11. Vivek Tiwari, Sharad Malik and Andrew Wolfe, "Power Analysis of Embedded software: A First Step Towards Software Power Minimization", IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, Vol. 2, No. 4, pp. 437-445, December 1994.

12. Vivek Tiwari, Sharad Malik, Andrew Wolfe, Mike Tien-Chien Lee, "Instruction Level Power Analysis and Optimization of Software", Journal of

VLSI Signal Processing, Vol. 13, No. 2-3, pp. 223-238, August 1996.



Фиг.1



Фиг.2