

Міністерство освіти і науки України

Наукова робота:

**Спеціалізований модуль аналого-цифрового перетворювача для систем
визначення енергоспоживання мікроконтролерів**

Під шифром :
Mikroenergy

Конкурс «Комп'ютерна інженерія»

2019

ЗМІСТ

ВСТУП.....	3
1 Відомі методи та засоби вимірювання енергоспоживання мікроконтролерів.....	5
2 Теоретичні основи вимірювання середнього енергоспоживання мікроконтролерів	14
3 Структурна схема системи вимірювання середнього енергоспоживання мікроконтролерів	19
4 Відомі методи аналого-цифрового перетворення	23
5 Структурна схема розробленого аналого-цифрового перетворювача.....	25
6 Розрахунок елементів схеми аналого-цифрового перетворювача.....	30
ВИСНОВКИ.....	34
СПИСОК ПОСИЛАНЬ.....	35

ВСТУП

Актуальність роботи. Вбудовані комп'ютерні системи та системи з автономним живленням [1] на сьогодні знаходять дуже широке використання (наприклад, ноутбуки, мобільні телефони, смартфони, планшети тощо). Окрім обчислювальних ресурсів, вони характеризуються також споживаною енергією. Ці параметри здебільшого окреслюють коло задач, які може виконати система [1]. Споживана енергія визначає термін експлуатації системи без відновлення енергопостачання. Хоча виготовлені за КМОН технологією компоненти мають малу споживану енергію при високій швидкодії [2], все одно продовження часу автономної роботи таких систем є актуальною та важливою проблемою [1].

Очевидним методом продовження часу автономної роботи таких систем є збільшення енергоємності джерел живлення [3, 4]. Але, як було вказано у [3], цей шлях вимагає ґрунтовних фундаментальних досліджень (створення та випробування нових матеріалів), тому він дуже дорогий та можливий тільки для великих фірм. Наступний шлях – вдосконалення технології КМОН мікросхем та їх структури [2], має такі ж недоліки. Крім того, він придатний лише для нових серій мікросхем. Третій шлях полягає у оптимізації апаратного забезпечення, він дешевший, але придатний лише для нових серій [3, 4]. Найперспективнішим для України є четвертий шлях, що полягає у оптимізації програмного забезпечення (ПЗ) за енергоспоживанням [3, 4]. Цей шлях може бути використаний практично для всіх систем, він дешевий та годиться як для нових, так і старих систем. Але цей шлях стосується лише пристроїв, що виконують програми – мікропроцесорів та мікроконтролерів (надалі, для спрощення – мікроконтролерів). Обов'язковою умовою його використання, тобто оптимізації енергоспоживання самого ПЗ, є наявність математичної моделі енергоспоживання мікроконтролера [3, 4]. Причому похибки такої математичної моделі мають бути менші за різниці між енергією виконання окремих команд. Така математична модель обов'язково повинна базуватися на результатах експериментальних досліджень. Розроблення такої моделі

дозволить сформулювати уявлення про роботу системи, беручи за основу не лише її апаратне забезпечення (АЗ), а і рівень команд або інструкцій [3, 4]. Використовуючи таку математичну модель, програмісти зможуть розробляти програми, які будуть працювати ефективніше за енергоспоживанням [3, 4].

Для цього необхідно мати обладнання, яке дасть змогу провести такі експериментальні дослідження. Як показав проведений у [3] аналіз, відомі методи вимірювання струму, потужності або енергії споживання пристроїв, виконаних за КМОН технологією, мають доволі велику похибку. Вони не враховують особливості енергоспоживання мікросхем, виконаних за КМОН технологією [5].

У [4] розроблено інформаційно-вимірювальну систему вимірювання енергоспоживання мікроконтролерів, яка дає змогу вимірювати як миттєве енергоспоживання мікроконтролерів (енергоспоживання за час виконання однієї інструкції), так і їх середнє енергоспоживання (енергоспоживання за час виконання набору інструкцій, команд, фрагментів програм або програм у цілому). У склад цієї інформаційно-вимірювальної системи входять аналого-цифрові перетворювачі, які повинні забезпечити високу стійкість до завад нормального виду. Високу завадостійкість забезпечують аналого-цифрові перетворювачі двотактного інтегрування. Але у інформаційно-вимірювальну систему вимірювання енергоспоживання мікроконтролерів, розробленій у [4], до аналого-цифрових перетворювачів двотактного інтегрування ставляться специфічні вимоги – вони, для забезпечення високої стійкості до завад нормального виду, повинні забезпечити отримання коректного та завадостійкого результату перетворення при апіорі невідомій тривалості першого такту інтегрування. Такі аналого-цифрові перетворювачі промисловістю не випускаються, тому визначення принципів функціонування і розробка відповідного аналого-цифрового перетворювача є актуальною задачею наукових досліджень.

Наукова новизна роботи. Визначено спосіб вдосконалення аналого-цифрового перетворювача двотактного інтегрування, що, за рахунок керування

за допомогою мікроконтролера та відповідного програмного забезпечення, дає змогу отримати коректні та завадостійкі результати перетворення при апріорі невідомій тривалості першого такту інтегрування.

Практична цінність роботи. Розроблено аналого-цифровий перетворювач двотактного інтегрування, який забезпечує достатню точність та завадостійкість при його використанні у складі інформаційно-вимірювальної системи енергоспоживання мікроконтролерів і мікропроцесорів.

Методи дослідження. Теоретичні основи електроніки і електротехніки, теорія перетворення сигналів, схемотехніка електронних компонентів, моделювання та експериментальна апробація.

1 Відомі методи та засоби вимірювання енергоспоживання мікроконтролерів

Мікроконтролери щодо визначення їх енергоспоживання представляють собою дуже складні пристрої. При виконанні ними інструкцій (елементарних команд) основна частина спожитої енергії концентрується біля фронтів імпульсів тактового генератора (рис. 1), тобто при їх роботі миттєва споживана потужність значно, у сотні разів, перевищує потужність в стані спокою (в статичному режимі) [3, 4].

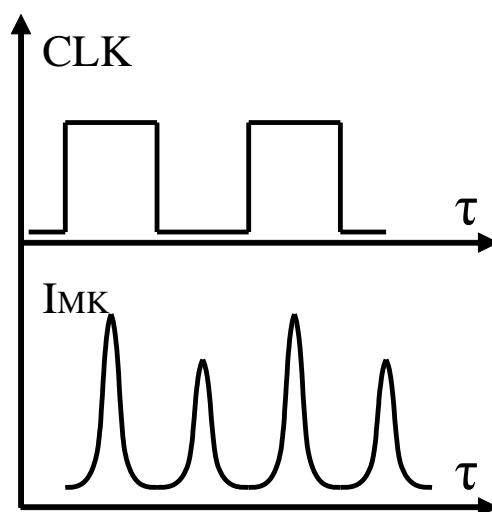


Рис. 1. Зміна миттєвого струму споживання мікроконтролера згідно імпульсів тактового генератора

Тому традиційні методи вимірювання енергоспоживання не забезпечують великої точності вимірювання струму споживання мікроконтролерів. Якщо ввімкнути цифровий амперметр між джерелом живлення та конденсатором у колі живлення мікроконтролера, то похибка виникне через неконтрольований обмін енергією між мікроконтролером і цим конденсатором.

Оцінка показала, що зміна напруги на традиційному конденсаторі у колі живлення ємністю 470 мкФ на 100 мкВ (для цього роздільна здатність амперметра має бути 0,002%) відповідає енергії виконання 20...50 команд. Якщо ввімкнути цифровий амперметр між конденсатором у колі живлення

мікроконтролера та самим мікроконтролером, то амперметр внесе у коло живлення мікроконтролера паразитну індуктивність. Слід відзначити, що імпульси струму, форма яких показана на рис. 1, навіть при тактовій частоті 10...20 МГц, мають гармоніки, частота яких сягає сотень МГц. Тому внесена навіть мала паразитна індуктивність амперметра викличе збої мікроконтролера.

Виходячи з сказаного раніше, основним елементом системи вимірювання енергії мікроконтролера, яку споживає власне окремо виконана інструкція або між-інструкційний перехід, є схема перетворення струму споживання мікроконтролера в напругу. Жорсткі вимоги до швидкодії та завадостійкості таких схем значно обмежують коло варіантів побудови вимірювального кола.

Традиційно такі схеми перетворення струму в напругу будують на базі операційних підсилювачів (рис. 2) [6, 7]. Миттєві поточні значення потужності споживання p мікроконтролера можуть бути обчислені за формулою [8]

$$p = U_{PS} \cdot u_{OA} / R_{ref} \quad , \quad (1)$$

де U_{PS} – напруга джерела живлення мікроконтролера, $U_{PS} = 5V$; u_{OA} – миттєве значення напруги на виході операційного підсилювача; R_{ref} – опір резистора зворотного зв'язку операційного підсилювача.

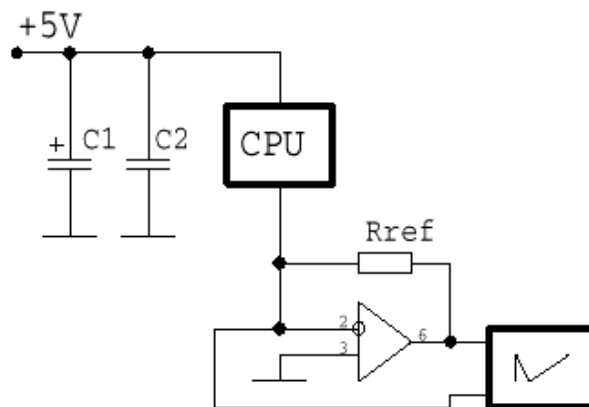


Рис. 2. Схема перетворення струму споживання мікроконтролера в напругу на базі операційного підсилювача

Але в схемі рис. 2 до операційного підсилювача ставляться жорсткі вимоги щодо швидкодії. Існуючі кращі швидкодіючі операційні підсилювачі мають граничну частоту підсилення $f_{1op} = 200...400MHz$ [9]. На частоті

дослідження мікроконтролера $f_{\mu} = 5\text{MHz}$ їх коефіцієнт підсилення буде достатнім для отримання похибки перетворення до 1%. Але така оцінка не враховує вплив гармонік вимірюваного струму. Також вона не враховує обмеження швидкості наростання вихідної напруги операційного підсилювача та фазового зсуву, який зростає з ростом частоти. Виходячи зі сказаного, похибка вимірювання дуже швидко росте з ростом частоти, при цьому є різною для різних гармонік.

Однак головним недоліком схеми рис. 2 та методу оцінки її похибок є те, що вони не враховують швидкість реакції операційного підсилювача [6]. Через обмежену швидкість реакції зворотний зв'язок не починає діяти миттєво, за цей час вхідні каскади операційного підсилювача насичуються, що додатково затримує встановлення напруги на виході операційного підсилювача. Тому мікроконтролер при використанні схеми рис. 2 постійно збивається, отримати коректні результати вимірювання не можливо.

Через це у [10] було запропоновано жити досліджуваний мікроконтролер через "струмове дзеркало", схема якого подана на рис. 3. Останнє представляє собою схему на чотирьох транзисторах, яка ділить вхідний струм на дві рівних частини. При цьому один вихідний струм живить мікроконтролер, інший створює спад напруги на резисторі. Цей спад напруги вимірює цифровий осцилограф. За результатами вимірювання обчислюють струм споживання мікроконтролера. Внесений в коло живлення опір транзисторів VT1, VT2 є опором динамічним, тобто достатньо малим, не лише на низьких частотах. Існуючі надвисокочастотні транзистори мають граничну частоту підсилення декілька GHz , що дає можливість схемі рис. 3 уникнути збоїв мікроконтролера.

Але схема на базі "струмового" дзеркала має відносно велику похибку, викликану неідеальністю вхідних характеристик біполярних транзисторів. Ця похибка викликана тим, що при зміні струму споживання мікроконтролера також змінюється спад напруги на база-емітерних переходах транзисторів "струмового" дзеркала [11]. Для зменшення відносної зміни струму споживання

запропоновано збільшити струм споживання вітки мікроконтролера за допомогою пасивного додаткового навантаження – резистора, ввімкненого паралельно до досліджуваного мікроконтролера.

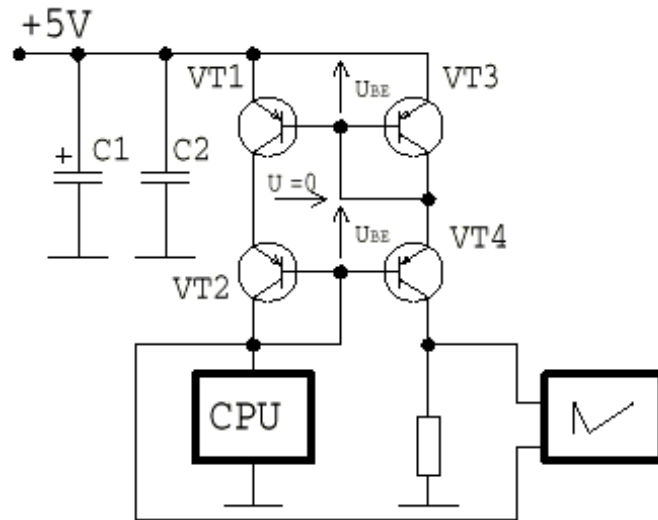


Рис. 3. Схема вимірювання струму споживання мікроконтролера на базі "струмового" дзеркала

Але, незважаючи на це, зміна струму споживання мікроконтролера все одно викличе зміну напруги ΔU_{BE} на база-емітерному переході транзистора (слід пам'ятати, що струм споживання мікроконтролера, згідно із рис. 1, змінюється у сто і більше разів). Для одного транзистора ΔU_{BE} досягає 0,15 В [12, 13], що веде до виникнення похибки δ_U миттєвого значення напруги на мікроконтролері, яка, відносно напруги живлення U_{MK} , складає

$$\delta_U = (2\Delta U_{BE} \cdot 100\%) / U_{MK} = (2 \cdot 0,15 \cdot 100\%) / 5 = 6\% \quad (2)$$

Можлива часткова корекція цієї похибки шляхом вимірювання дійсного значення миттєвої напруги u_{MP} на мікроконтролері під час експериментальних досліджень. Тоді поточні миттєві значення потужності споживання p мікроконтролера можна обчислити за формулою [8]

$$p = u_{MP} \cdot u_{Rn} / Rn \quad , \quad (3)$$

де u_{Rn} – миттєві значення спаду напруги на резисторі Rn .

Але таким чином не вдається скорегувати методичну похибку оцінки енергії, що споживає окремо виконана інструкція або між-інструкційний перехід, яка виникає через те, що мікроконтролер працює в умовах постійної значної зміни напруги живлення (0,6 В, тобто 12%). Ця методична похибка буде матиме випадковий характер, а це ускладнює досягнення високої точності побудови математичних моделей споживання енергії мікроконтролера і, тим самим, створення відповідних засобів оцінки енергії виконання ним заданої програми.

Найбільш досконалим є метод вимірювання миттєвої потужності мікроконтролера, запропонований у [14 - 16]. Схема пристрою, який реалізує цей метод, подана на рис. 4.

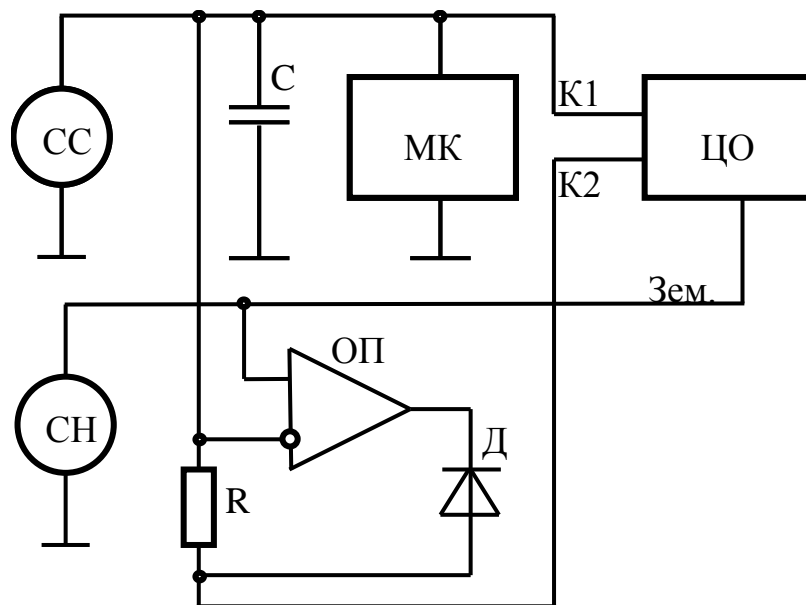


Рис. 4. Структурно-принципова схема пристрою вимірювання миттєвого струму споживання мікроконтролера

Основними ідеями цього методу вимірювання миттєвого струму споживання мікроконтролера (або інших імпульсних споживачів) є, по-перше, використання конденсатора С в колі живлення мікроконтролера як вимірювального перетворювача струму споживання мікроконтролера в напругу на ньому, і, по-друге, живлення мікроконтролера не від джерела напруги, а від джерела (стабілізатора) струму СС. Вимірювання проводяться двома каналами

K1 і K2 цифрового осцилографа ЦО. В схему входить також високочастотний еквівалент стабілітрона (на операційному підсилювачі ОП, діоді Д та резисторі R), що захищає мікроконтролер від перевищення напругою на С допустимого значення. Напряга спрацювання ОП задається стабілізатором напруги СН.

Робота конденсатора С в колі живлення мікроконтролера як вимірювального перетворювача струму споживання мікроконтролера в напругу на ньому базується на широко відомій залежності [8] напруги на конденсаторі від струмів його заряду або розряду (при заряді напруга на конденсаторі зростає, при розряді падає)

$$\Delta U_C = \frac{I_C \cdot t}{C} \quad , \quad (4)$$

де ΔU_C – зміна напруги на конденсаторі; I_C – струм заряду або розряду конденсатора; t – час заряду або розряду; C – ємність конденсатора.

Для достатньо точного визначення миттєвої потужності споживання мікроконтролера частоту тактового генератора досліджуваного мікроконтролера вибирають в 10...20 разів меншою за максимальну частоту дискретизації цифрового осцилографа [17-19].

Через те, що за період тривання одного імпульсу тактового генератора мікроконтролера проходить велика кількість перетворень АЦП цифрового осцилографа, енергію виконання мікроконтролером окремих інструкцій можна оцінити як суму елементарних енергій, спожитих цим мікроконтролером за час виконання інструкції

$$E_{INS} = \sum_{i=1}^n E_i \quad , \quad (5)$$

де E_{INS} – енергія виконання мікроконтролером окремих інструкцій; E_i – елементарні енергії, спожиті мікроконтролером за час перетворення аналого-цифрового перетворювача цифрового осцилографа; n – відношення часу виконання досліджуваної інструкції до часу перетворення аналого-цифрового перетворювача цифрового осцилографа.

Кількість n елементарних енергій E_i під час сумування визначається періодом імпульсів тактового генератора мікроконтролера та часом перетворення АЦП цифрового осцилографа. При виконанні інструкції за один такт (що характерне для RISC процесорів)

$$n = T_{CLK} / \Delta t \quad , \quad (6)$$

де Δt – час перетворення АЦП цифрового осцилографа; T_{CLK} – період імпульсів тактового генератора мікроконтролера.

Час Δt перетворення АЦП, що входить у цифровий осцилограф, у свою чергу, можна визначити за частотою дискретизації цифрового осцилографа

$$\Delta t = 1 / F_{MAX} \quad , \quad (7)$$

де F_{MAX} – частота дискретизації АЦП, що входить у цифровий осцилограф (частоту дискретизації АЦП, згідно теореми Шенона-Котельникова, для підвищення точності визначення енергії виконання мікроконтролером окремих інструкцій слід вибирати максимально можливою для даного типу цифрового осцилографа).

Значення елементарної енергії E_i слід визначити як добуток потужності, споживаної МК під час i -того перетворення АЦП, що входить у цифровий осцилограф, на час його перетворення

$$E_i = P_i \cdot \Delta t \quad . \quad (8)$$

де P_i – потужність, яку споживає мікроконтролер під час виконання i -того перетворення АЦП.

У свою чергу потужність P_i , яку споживає мікроконтролер під час виконання i -того перетворення можна обчислити як добуток результату вимірювання поточної напруги живлення мікроконтролера на середній струм його споживання за час перетворення АЦП, що входить у цифровий осцилограф [8]

$$P_i \approx U_i \cdot I_i \quad . \quad (9)$$

де I_i – середній струм споживання мікроконтролера за час Δt ; U_i – поточна

напруга живлення мікроконтролера (вона вимірюється за допомогою АЦП першого каналу цифрового осцилографа як відхилення від вихідної напруги стабілізатора СН).

Основними перевагами схеми, поданої на рис. 4 є:

1. Робота досліджуваного мікроконтролера у штатному (нормальному) режимі. Це означає, що у колі живлення мікроконтролера є високочастотний конденсатор. Така схема виключає похибки вимірювання, викликані значними змінами напруги живлення мікроконтролера, а головне – його збоями;
2. Схема дає можливість строгого контролю балансу струмів, які протікають у колі живлення мікроконтролера. Це дає змогу, на основі першого закону Кірхгофа [8], записати співвідношення між струмами, що втікають та витікають у коло живлення

$$I_{CC} = I_{MK} \pm I_C + I_R + I_{K1} \quad , \quad (10)$$

де I_{CC} – струм джерела живлення (стабілізатора струму); I_C – струм заряду / розряду конденсатора С, що, згідно (1.1), визначається за зміною напруги на ньому, яка вимірюється цифровим осцилографом; I_{MK} – струм споживання мікроконтролера; I_{K1} – вхідний струм цифрового осцилографа (малий, ним можна нехтувати); I_R – струм схеми захисту, який протікає через резистор R .

3. Необхідні для роботи схеми зміни напруги на мікроконтролері не перевищують 50 мВ [3], тобто 1% від напруги живлення мікроконтролера. Останнє практично виключає похибку результату вимірювання від того, що змінюється напруга живлення мікроконтролера;

Як видно з перелічених вище переваг схема рис. 4 забезпечує високу точність вимірювання та обчислення миттєвого струму та миттєвої потужності споживання при коректній експлуатації мікроконтролера (тобто при його роботі у нормальному, штатному режимі). Такі властивості схеми рис. 4 дають

змогу, згідно із [4], використати її як основу інформаційно-виміральної системи для визначення (як шляхом вимірювання, так і шляхом прогнозу за допомогою НМ) миттєвої енергії споживання мікроконтролера при виконанні інструкцій.

Однак схемі, поданій на рис. 4 [3], притаманні деякі недоліки. Першим з них є низька завадостійкість щодо завад нормального виду. Це пов'язано із самим принципом дії виміральної схеми – вимірюванням миттєвих значень. При цьому всі завади, наведені на входи К1 і К2 цифрового осцилографа, впливають на результати вимірювання миттєвого струму споживання мікроконтролера (а тим самим – на результати обчислення енергоспоживання мікроконтролера). Забезпечення шляхом цифрового фільтрування високої завадостійкості результатів вимірювання, отриманих цифровим осцилографом, вимагає надто значного обсягу результатів вимірювання. Таким чином обчислювальна та часова складність такого шляху дуже велика. Тому завадостійкі методи вимірювання енергоспоживання мікроконтролера повинні базуватися не на цифровому осцилографі.

Другим недоліком інформаційно-виміральної системи [3] на базі схем, поданій на рис. 4, є накопичення похибки під час дослідження енергоспоживання мікроконтролера при виконанні набору інструкцій. Така задача виникає при дослідженні енергоспоживання програм або їх фрагментів. Таке накопичення проявляє себе як зростання відхилення оцінки значення енергоспоживання набору інструкцій (як одних і тих самих, так і різних) при обчисленні (сумуванні) енергії виконання окремих інструкцій від результатів вимірювання сумарного значення енергії за допомогою схеми, поданої на рис. 4. Слід відзначити, що метою такого дослідження наборів інструкцій, фрагментів програм та програм у цілому є оцінка результатів оптимізації програмного забезпечення. Тому таке накопичення похибки не дає можливості достовірно оцінити результати оптимізації.

2 Теоретичні основи вимірювання середнього енергоспоживання мікроконтролерів

Перелічені недоліки схеми, поданої на рис. 4, можна зменшити шляхом вимірювання середнього енергоспоживання мікроконтролера. Для цього метод, запропонований у [3], має базуватися на використанні інтегруючих методів аналого-цифрового перетворення. Ці методи використовують одну з основних властивостей синусоїди [6, 7]

$$\int_0^{nT} \sin(t) dt = 0, \quad (11)$$

де T – період функції \sin ; t – поточний час інтегрування; n – кількість періодів, за які проходить інтегрування.

Згідно [7], одними з найбільш точних, чутливих і завадостійких є АЦП двотактного інтегрування. Саме тому доцільно використати такі АЦП у системі вимірювання середнього енергоспоживання мікроконтролера.

У схемі, поданій на рис. 4 [3] основне рівняння балансу струмів у колі живлення мікроконтролера записано на основі першого закону Кірхгофа

$$I_{REFI} = I_{MK} \pm I_C + I_R, \quad (12)$$

де I_{MK} – струм споживання мікроконтролера; I_{REFI} – струм стабілізатора струму живлення мікроконтролера; $\pm I_C$ – струм заряду або розряду конденсатора C в колі живлення мікроконтролера; I_R – струм еквівалента стабілітрона, що захищає мікроконтролер від перевищення напругою живлення допустимої межі.

При вимірюванні середнього енергоспоживання мікроконтролера доцільно перейти до балансу споживаної енергії. На основі (12) можна записати

$$E_{REFI} = E_{MK} \pm E_C + E_R + E_{VYM}, \quad (13)$$

де $\pm E_C$ – енергія конденсатора C в колі живлення мікроконтролера, яка або відводиться з кола живлення або туди поступає; E_{REFI} – енергія, генерована стабілізатором струму живлення мікроконтролера; E_R – енергія, спожита

еквівалентом стабілітрона, під час захисту мікроконтролера від перевищення напругою живлення допустимої межі; $E_{МК}$ – енергія, спожита мікроконтролером; $E_{VУМ}$ – енергія, спожита вимірювальними колами, вона мала, нею можна нехтувати.

Енергії, яку споживають вимірювальні кола, дуже малі порівняно з переліченими енергіями, ними можна нехтувати. Інтегральну енергію, накопичену або віддану конденсатором C за час вимірювання, можна, згідно [8], визначити згідно формули

$$E_C = (C \cdot U_C^2) / 2 \quad , \quad (14)$$

а її зміну визначити згідно формули

$$\Delta E_C = (C \cdot \Delta U_C^2) / 2 \quad , \quad (15)$$

де U_C , ΔU_C – напруга на конденсаторі C та її зміна; E_C , ΔE_C – енергія, накопичена конденсатором C , та її зміна.

Якщо процес вимірювання середнього енергоспоживання мікроконтролера закінчити тоді, коли зміна напруги на конденсаторі C прямує до нуля, тобто

$$\Delta U_C \rightarrow 0 \quad , \quad (16)$$

тоді вплив енергії, накопиченої або відданої конденсатором C на результат вимірювання, буде прямувати до нуля, тобто $\Delta E_C \rightarrow 0$. У такому випадку формулу (13) можна спростити

$$E_{REFI} = E_{МК} + E_R \quad . \quad (17)$$

Згідно з [8], значення імпульсної енергії можна визначити за формулою

$$E = \int_{t=0}^T u \cdot i \cdot dt \quad , \quad (18)$$

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

Однак, при, безпосередньому використанні (18) для побудови системи

вимірювання середнього енергоспоживання мікроконтролера, її реалізація зводиться до сумування добутків миттєвих значень напруги u та струму i , а це повторить всі недоліки схеми рис. 4 [3]. Тому слід перед підстановкою (18) у (17) перетворити (18) таким чином, щоби під час вимірювання позбутися необхідності сумування добутків миттєвих значень u та i .

Таким чином, основа запропонованого в [4] методу вимірювання середньої потужності мікроконтролера полягає в тому, що, якщо живити досліджуваний мікроконтролер від стабілізатора (джерела) струму, а не традиційно, від стабілізатора (джерела) напруги та забезпечити рівність нулю зміни інтеграла поточної напруги u , тобто забезпечити

$$\int_0^T (u - U_{REF}) dt \rightarrow 0, \quad (19)$$

то (17) можна спростити

$$E_{REF} = \int_{t=0}^T u_{REF} \cdot i_{REF} \cdot dt \approx U_{REF} \int_{t=0}^T i_{REF} \cdot dt. \quad (20)$$

Крім того, через те, що поточний струм i_{REF} формується стабілізатором струму, можна записати $i_{REF} = I_{REF} = const$. У такому випадку (20) можна додатково спростити

$$E_{REF} \approx U_{REF} \int_{t=0}^T i_{REF} \cdot dt = U_{REF} \cdot I_{REF} \cdot T. \quad (21)$$

Підставивши (21) у (17), отримаємо

$$E_{MK} = E_{REFI} - E_R \approx U_{REF} \cdot I_{REF} \cdot T - E_R. \quad (22)$$

В свою чергу енергія, яку споживає еквівалент стабілітрона під час захисту мікроконтролера від перевищення напругою живлення допустимої межі E_R , може бути визначена згідно формули

$$E_R = \int_{t=0}^T u_{MK} \cdot i_R \cdot dt = \int_{t=0}^T u_{MK} \frac{u_R}{R} dt, \quad (23)$$

де $u_{MK} = u$ – миттєве значення напруги на контактах живлення мікроконтролера; u_R – миттєве значення напруги на резисторі R в колі

еквівалента стабілітрона.

Якщо умова (19) виконується, а відхилення u_{MK} від U_{REF} відносно малі (згідно [4] не перевищують 1%), то будемо вважати, що $u_{MK} \approx U_{REF}$. Тоді константи у (23) можна вивести з під знака інтеграла. В результаті отримаємо

$$E_R = \int_{t=0}^T u_{MK} \frac{u_R}{R} dt \approx \frac{U_{REF}}{R} \int_{t=0}^T u_R dt \quad . \quad (24)$$

Підставивши (24) у (22), отримаємо [4]

$$E_{MK} = E_{REFI} - E_R \approx U_{REF} \cdot I_{REF} \cdot T - \frac{U_{REF}}{R} \int_0^T u_R dt \quad . \quad (25)$$

Таким чином, проведені послідовні спрощення формули (13) привели до того, що у формулу (25) входять лише інтегральні значення напруги опорного стабілізатора напруги, струму стабілізатора струму, часу вимірювання енергоспоживання та опору постійного резистора, а також значення інтегралу спаду напруги на резисторі. Всі перелічені вище значення можна вимірювати за допомогою завадостійкого АЦП двохтактного інтегрування, що повинно забезпечити високу завадостійкість інформаційно-вимірювальної системи.

Слід відзначити, що спрощення формули (13), проведені відповідно до накладених умов $\Delta U_C \rightarrow 0$ та $u_{MK} \approx U_{REF}$, а також згідно (19), ведуть до відповідного ускладнення схеми та появи методичних похибок. Тому методичні похибки, які виникають при використанні (25) для побудови інформаційно-вимірювальної системи середнього енергоспоживання мікроконтролера, були досліджені у [4] перед тим, як було прийнято рішення про допустимість їх використання.

Відповідно до (25) енергію, яку споживає досліджуваний мікроконтролер за час проведення вимірювання T , можна визначити знаючи напругу U_{REF} опорного стабілізатора напруги (цю напругу можна виміряти прецизійним АЦП постійного струму, що реалізує метод двохтактного інтегрування), струм I_{REF} стабілізатора струму (цей струм можна виміряти прецизійним АЦП постійного струму, що реалізує метод двохтактного інтегрування), час T проведення

вимірювання (цей час можна виміряти цифровим лічильником, на який поступають імпульси кварцового генератора з частотою, виміряною прецизійним частотоміром), опір R резистора, ввімкненого послідовно з еквівалентом стабілітрона (цей опір можна виміряти прецизійним цифровим омметром постійного струму, що реалізує метод двохтактного інтегрування) та інтеграл спаду напруги на цьому резисторі (цей інтеграл також можна виміряти прецизійним АЦП постійного струму, що реалізує метод двохтактного інтегрування). Таким чином, під час виконання самого експериментального дослідження можна використати метод двохтактного інтегрування – один з найточніших та найбільш завадостійких методів аналого-цифрового перетворення [7].

3 Структурна схема системи вимірювання середнього енергоспоживання мікроконтролерів

Як вже було відзначено, як основа схеми вимірювання середнього енергоспоживання мікроконтролера буде використана модифікована відповідним чином схема вимірювання миттєвого енергоспоживання мікроконтролера (див. рис. 4). Узагальнена структурна схема вимірювальних каналів такої модифікованої інформаційно-вимірювальної системи подана на рис. 5 [4]. Ця схема складається з досліджуваного мікроконтролера МК, який живиться від стабілізатора струму СС. До виходу стабілізатора струму СС підключено також конденсатор С та високочастотний еквівалент стабілітрона (створений операційним підсилювачем ОП та діодом Д). В схемі рис. 5, аналогічно, як і у схемі рис. 4, також присутні опорний стабілізатор напруги СН та резистор R , який ввімкнений послідовно з еквівалентом стабілітрона. Всі перелічені елементи схем рис. 5 і рис. 4 при реалізації методів [4] і [3] співпадають. Відрізняється схема методу [4] (рис. 5) від [3] (рис. 4) лише тим, що цифровий осцилограф, для виконання умови (19), замінено підсистемою РСС регулювання струму стабілізатора струму СС. Також у схему рис. 5 введені канал вимірювання ВІМ інтегралу спаду напруги на резисторі R , а також компаратор КП, для фіксації моментів рівності нулю різниці напруги на конденсаторі С і напруги стабілізатора напруги СН, тобто моменти виконання умови (16).

На першому етапі проведення експериментального дослідження у пам'ять програми мікроконтролера записують підпрограму його ініціалізації (початкового налаштування його апаратних пристроїв) та повторену багато разів послідовність інструкцій, середнє енергоспоживання яких досліджують (це може бути як багатократно повторена одна з інструкцій, так і команда, досліджувана програма в цілому або її фрагмент).

Робота інформаційно-вимірювальної системи на базі структурної схеми, поданої на рис. 5, проходить у два етапи – налаштування і саме вимірювання.

Перший етап, налаштування, починається подачею стартового сигналу. При цьому виконується скидання досліджуваного мікроконтролера. Останній, після попередніх налаштувань згідно своєї програми ініціалізації, перед початком виконання досліджуваного набору інструкцій, видає імпульс запуску на підсистеми РСС та ВИМ. Після отримання запуску РСС починає інтегрувати відхилення напруги живлення досліджуваного мікроконтролера від напруги СН (остання рівна номінальній напрузі живлення досліджуваного мікроконтролера).

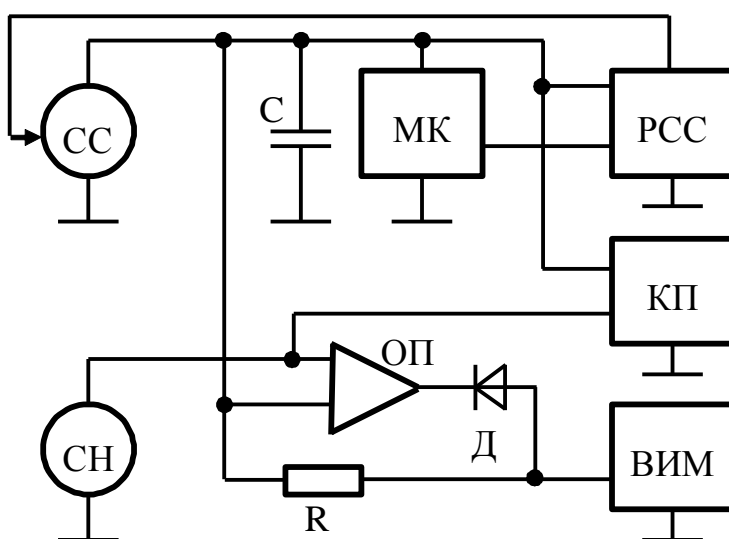


Рис. 5. Структурна схема пристрою вимірювання середнього струму споживання мікроконтролера

Якщо після закінчення вимірювання абсолютне значення інтегралу відхилення напруги живлення досліджуваного мікроконтролера від напруги СН перевищує допустиме значення (методичну похибку від цього відхилення досліджено у [4]), то підсистема РСС змінює струм стабілізатора струму СС таким чином, щоби наблизити абсолютне значення інтегралу (19) до нуля.

Якщо після закінчення вимірювання абсолютне значення інтегралу відхилення напруги живлення досліджуваного мікроконтролера від напруги СН не перевищує допустиме значення, тоді вимірювання вважається успішно завершеним і фіксується результат вимірювання каналу ВИМ, що входить у

рівняння (25) обчислення середнього енергоспоживання досліджуваного мікроконтролера. Поточні дійсні значення напруги стабілізатора СН, струму стабілізатора СС та опору резистора R , які входять у рівняння (25), визначаються за допомогою прецизійного мультиметра.

Час вимірювання T визначається співпаданням ряду обмежень [4]:

1. зміна напруги на конденсаторі C в колі живлення мікроконтролера не повинна перевищувати допустиме значення, тобто має виконуватися умова (16), за цим слідкує компаратор КП;
2. зміна інтеграла напруги на конденсаторі C в колі живлення мікроконтролера не повинна перевищувати допустиме значення, тобто має виконуватися умова (19), за цим слідкує РСС.

Крім того, до часу вимірювання T ставляться додаткові вимоги [4]:

1. дійсний час вимірювання T не повинен бути меншим заданого значення, згідно якого розраховано елементи вимірювальної схеми;
2. дійсний час вимірювання T також не повинен бути також більшим заданого значення, згідно якого розраховано елементи вимірювальної схеми;
3. дійсний час вимірювання T повинен бути кратним багатократному повторенню досліджуваного набору інструкцій (команд, програмі в цілому або її фрагмента) для того, щоби за результатами дослідження можна було визначити енергоспоживання при її виконанні як частку від ділення обчисленої енергії на кількість циклів виконання інструкції (інакше неясно, енергоспоживання чого досліджується);
4. дійсний час вимірювання T повинен бути кратним періоду напруги мережі живлення 50 Гц (період 0,02 с) для забезпечення високої степені зменшення впливу завад при використанні АЦП двотактного інтегрування.

За виконанням перелічених чотирьох умов під час вимірювання повинен слідкувати пристрій керування вимірювальними каналами інформаційно-вимірювальної системи (на схемі рис. 5 він не показаний). Після виконання перелічених вище умов обчислювальний пристрій, що входить у пристрій керування інформаційно-вимірювальної системи (його найкраще виконати на

окремому мікроконтролері), розраховує значення спожитої досліджуваним мікроконтролером енергії при виконанні досліджуваної інструкції, команди, програми в цілому або її фрагмента згідно (1.22).

З наведеного переліку вимог до дійсного часу вимірювання T енергії, спожитої досліджуваним мікроконтролером, зрозуміло, що неможливо очікувати, що всі чотири вимоги будуть одночасно точно виконуватися під час кожного запуску системи. Тому необхідно змиритися з тим, що їх виконання можна реально добитися лише приблизно. Це означає, що кожна умова з чотирьох повинна виконуватися з деяким допуском.

Крім того, також зрозуміло, що момент виконання кожної умови з притаманним їй допуском неможливо знати наперед. Таким чином, неможливо наперед задати час перетворення АЦП двохтактного інтегрування. Це ставить до АЦП, що входять у розроблену інформаційно-вимірювальну систему вимірювання середнього енергоспоживання мікроконтролерів специфічні вимоги. Тому розглянемо можливості виконання цих вимог різними типами АЦП, а також проведемо аналіз АЦП, які випускаються промисловістю на предмет виконання цих вимог.

4 Відомі методи аналого-цифрового перетворення

Аналого-цифрові перетворювачі є спеціалізованими пристроями, що приймають вхідні аналогові сигнали (зазвичай постійної напруги) та генерують відповідні їм цифрові коди, що придатні для оброблення мікропроцесорами та

Найбільш швидкодіючими є так звані паралельні АЦП (їх ще називають АЦП зчитування). АЦП цього типу здійснюють квантування сигналів одночасно за допомогою набору компараторів, що включені паралельно до джерела вхідного сигналу. Під час роботи паралельного АЦП на його вхід поступає напруга. При цьому спрацьовують всі компаратори, на другому вході яких напруга нижча за вхідну. Інші компаратори не спрацьовують. Тоді на виходах компараторів появляється специфічний код, який характеризується наростанням логічних одиниць (якщо логічна одиниця відповідає спрацюванню компаратора). Такий код може бути перетворений на двійковий за допомогою відповідного шифратора DC. Паралельні АЦП характеризуються найвищою швидкодією. Але такі АЦП мають дуже суттєві недоліки. Першим з них є значна апаратна складність. Адже для АЦП, що має n двійкових розрядів потрібно 2^n компараторів.

Щодо використання паралельних АЦП у розробленій інформаційно-вимірювальній системі, то вони є АЦП миттєвих значень. Саме паралельні АЦП використовуються у цифрових осцилографах. Тому їх використання ніяк не покращить параметрів вимірювальних каналів інформаційно-вимірювальної системи, що базується на схемі рис. 5 порівняно із схемою рис. 4.

Найбільш популярними у світі є АЦП, що використовують один компаратор та цифро-аналоговий перетворювач. У загальному такий АЦП працює наступним чином. Після того, коли на вхід пристрою управління поступає сигнал запуск, останній починає керувати ЦАП таким чином, щоби компаратор зафіксував рівність вхідної напруги U_x та вихідної напруги ЦАП. У такому випадку код на вході ЦАП N_x еквівалентний вхідній напрузі U_x .

момент фіксації рівності вхідної напруги U_x та вихідної напруги ЦАП пристрій керування формує сигнал Кінець перетворення. При цьому найбільшого поширення набули дві модифікації таких АЦП – розгортаючий АЦП та АЦП порозрядного зрівноваження (послідовного наближення). Вони відрізняються лише структурою та алгоритмом роботи пристрою керування. Щодо використання таких АЦП у розробленій інформаційно-вимірювальній системі вимірювання середнього енергоспоживання мікроконтролерів, то обидві модифікації також є АЦП миттєвих значень. Тому вони не забезпечать зменшення впливу завад нормального виду на результат вимірювання.

З інтегруючих АЦП на сьогодні випускаються два види – АЦП двотактного інтегрування та сигма-дельта АЦП. Слід відзначити, що сигма-дельта АЦП по суті є специфічною, дуже високоякісною модифікацією АЦП двотактного інтегрування. Вони забезпечують високу точність, лінійність (нелінійність більшості типів не перевищує 0,0015%), розрядність (у більшості випадків 24 двійкових розряди) та чутливість (рівень шумів менше 0,1 мкВ). Але з точки зору інформаційно-вимірювальній системі вимірювання середнього енергоспоживання мікроконтролерів вони мають суттєвий недолік. Ці АЦП мають дуже велику апаратну складність. Тому вони випускаються як закінчена мікросхема, яку неможливо пристосувати до виконання перелічених вище вимог щодо часу вимірювання T .

Таким чином, єдиною базою для побудови АЦП з потрібними характеристиками щодо виконання перелічених вище вимог щодо часу вимірювання T залишаються АЦП двотактного інтегрування. Ці АЦП поєднують хорошу точність, лінійність (не більше 0,005%), розрядність (у більшості випадків до 16 - 18 двійкових розрядів) та чутливість (рівень шумів менше 1 мкВ) з малою апаратною складністю та гнучкістю при модифікуванні.

5 Структурна схема розробленого аналого-цифрового перетворювача

У [4] було запропоновано принципову схему АЦП двотактного інтегрування, яка повинна була би виконувати вимоги до проєктованого АЦП. Ця схема подана на рис. 6. В неї входять вхідний підсилювач на операційному підсилювачі ОП1 та резисторах R1, R2 подільника зворотного зв'язку, інтегратор на операційному підсилювачі ОП2, конденсаторі C1 та резисторах R3 ... R6, що комутуються ключами S1 ... S5, а також компаратор на операційному підсилювачі ОП3. Пристрій керування АЦП реалізовано на мікроконтролері.

Схема, подана на рис. 6, працює наступним чином. Ключі S1 ... S4 підключають до входу інтегратора: S4 – уявну землю UREF (при встановленні початкового стану перед вимірюванням); S2 – вихідну напругу підсилювача (під час вимірювання); S1 – напругу розряду інтегратора $2U_{REF}$ у другому такті (якщо вихідна напруга ОП2 в кінці першого такту додатна відносно уявної землі UREF); S3 – землю для розряду інтегратора у другому такті (якщо вихідна напруга ОП2 в кінці першого такту від'ємна відносно уявної землі UREF). Ключ S5 закорочує конденсатор C1 при встановленні початкового стану перед вимірюванням.

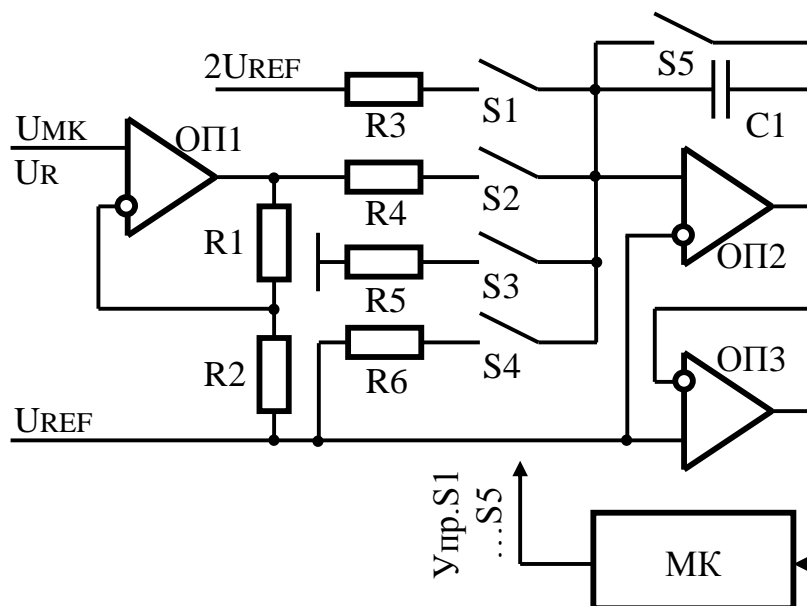


Рис. 6. Запропонований у [4] аналого-цифровий перетворювач двотактного інтегрування

Похибка вимірювання АЦП двотактного інтегрування (див. рис. 6) практично повністю визначається похибками стабілізаторів напруги UREF і 2UREF та резисторів R1 ... R6 [4]. Однак при виготовленні АЦП двотактного інтегрування повинен бути відкалібрований (значення напруги UREF і 2UREF та опорів резисторів R1 ... R6 повинні бути виміряні прецизійним тестером і записані у постійну пам'ять МК, який повинен при обчисленні результату вимірювання використовувати дійсні значення напруг і опорів, а не номінальні). Тому відхилення дійсних значень напруг UREF і 2UREF, та резисторів R1 ... R6 від номінальних не істотно впливають на похибку результату вимірювання. У такому випадку похибка АЦП двотактного інтегрування визначається температурною та часовою нестабільністю цих елементів. Оцінка показала, що, при використанні вдосконалених стабілізаторів типу AD780 [20] фірми Analog Devices та метало-плівкових резисторів C2-29, похибка результату вимірювання АЦП двотактного інтегрування не буде перевищувати 0,2%.

Схема, подана на рис. 6 нескладна та в основному виконує вимоги до проєктованого АЦП двотактного інтегрування. Однак ця схема має деякі недоліки. Основним з них є складність визначення полярності вхідної напруги при вхідній напрузі, близькій до нуля. Справа у тому, що проєктований АЦП двотактного інтегрування повинен вимірювати імпульсну напругу, яка виникає у результаті перехідних процесів у колі живлення досліджуваного мікроконтролера. При цьому процес налаштування схеми визначення струму споживання мікроконтролера полягає у тому, що струм стабілізатора струму СС (див. рис. 5) встановлюють таким, щоби сумарне відхилення інтегралу напруги від номінальної напруги живлення досліджуваного мікроконтролера наближалася до нуля. Тобто наближалася до зони, де АЦП, схема якого подана на рис. 6, працює нестабільно.

Пропонується змінити алгоритм роботи АЦП двотактного інтегрування таким чином, щоби, при вимірюванні напруги, близької до нуля, напруга на виході інтегратора не наближалася до нуля. Цього можна досягнути шляхом

введення під час першого такту відповідного зміщення. У такому випадку струми на вході інтегратора, викликані входною напругою та зміщенням будуть або додаватися (при співпаданні полярності входньої напруги та напруги зміщення) або відніматися (при протилежних полярностях входньої напруги та напруги зміщення). Тоді, при поступленні на вхід АЦП двотактного інтегрування напруги, близької до нуля, напруга на виході інтегратора буде знаходитися поблизу напруги, що відповідає дії напруги зміщення, тобто далеко від нульового рівня. Таким чином, проблеми визначення полярності напруги на виході інтегратора взагалі не виникає.

Графік зміни вихідної напруги інтегратора під час аналого-цифрового перетворення проєктованим АЦП двотактного інтегрування поданий на рис. 7. У цьому випадку напруга зміщення має додатну полярність, а напруга розряду інтегратора у другому такті – від’ємну полярність. Результат аналого-цифрового перетворення обчислюється як різниця між тривалістю другого такту при перетворенні нульової входньої напруги та при перетворенні вимірюваної входньої напруги. Таким чином, запропонований алгоритм роботи проєктованого АЦП передбачає також автоматичне встановлення нуля, що важливо при вимірюванні напруги, яка наближається до нуля у той час, коли необхідна максимальна точність.

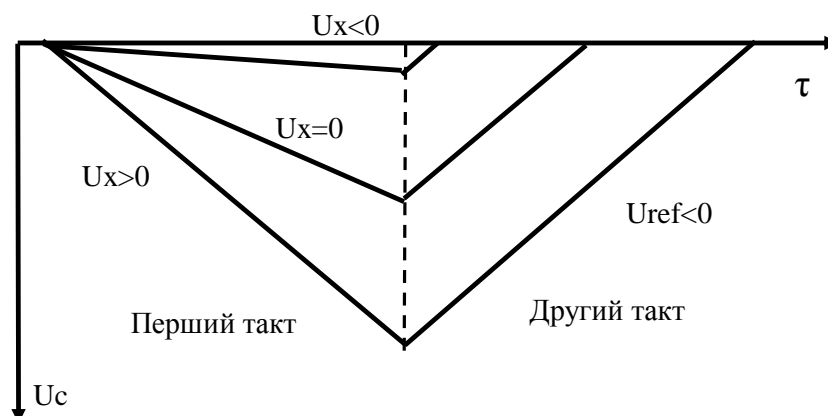


Рис. 7. Графік зміни вихідної напруги інтегратора під час аналого-цифрового перетворення проєктованим аналого-цифровим перетворювачем двотактного інтегрування

Структурно-принципова схема проектованого АЦП двотактного інтегрування подана на рис. 8. Вона складається із вхідного підсилювача (на базі операційного підсилювача ОП1 та резисторів зворотного зв'язку R2, R3), інтегратора (на базі операційного підсилювача ОП2, ключів S1 ... S4 та резисторів R4 ... R6), та компаратора, що входить у склад мікроконтролера МК, який грає роль пристрою керування АЦП. Останній під час аналого-цифрового перетворення керує ключами S1 ... S4.

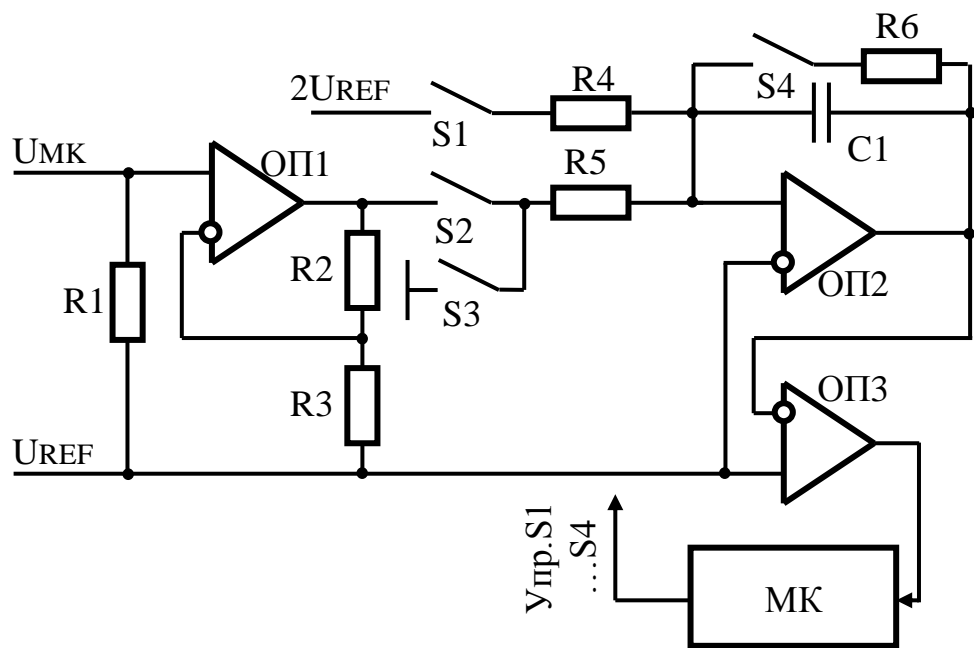


Рис. 8. Структурно-принципова схема проектованого АЦП двотактного інтегрування

У початковому стані замкнуті ключі S3, S4, ключі S1, S2 розімкнуті. При цьому на виході ОП2 формується невелика додатна напруга (більша за напругу зміщення компаратора), що дає змогу чітко фіксувати стан компаратора до початку аналого-цифрового перетворення. При поступленні дозволу на проведення аналого-цифрового перетворення МК очікує сигналу, що фіксує момент переходу напруги мережі живлення через нуль. Після його поступлення МК розмикає ключі S3, S4 і замикає ключі S1, S2. Починається перший такт інтегрування, який закінчується при поступленні сигналу закінчення часу інтегрування. Тоді МК розмикає ключі S1, S2 та замикає ключ S3 (ключ S4

залишається розімкнутим). Після зміни стану компаратора (переходу вихідної напруги інтегратора через нуль) МК замикає ключ S4 (ключі S1, S2 залишаються розімкнутими, а ключ S3 – замкнутим) – схема повертається у початковий стан.

Кожен цикл налаштування та вимірювання енергоспоживання після налаштування складається із двох циклів аналого-цифрового перетворення – встановлення нуля та перетворення вхідної напруги. При цьому вхід проектованого АЦП потрібно закорочувати. Найкраще це зробити не відключаючи вхід від вимірювальної схеми, а замикаючи між собою стабілізатори струму СС та напруги СН (див. рис. 5). Таке закорочення не лише забезпечить встановлення нуля АЦП, а і підвищить точність дослідження енергоспоживання мікроконтролера за рахунок того, що на момент початку вимірювання напруга на досліджуваному мікроконтролері буде дійсно рівна номінальній напрузі його живлення, яка задається стабілізатором напруги СН.

Результат перетворення N_X визначається за формулою

$$N_X = U_{REF} \cdot T_X / T_N$$

де T_X - тривалість першого такту інтегрування, визначає таймер T0 МК як інтервал між імпульсами системи "запуск" та "кінець вимірювання"; T_N - тривалість другого такту інтегрування, визначає таймер T0 МК як інтервал між імпульсом "кінець вимірювання" та спрацюванням компаратора.

6 Розрахунок елементів схеми аналого-цифрового перетворювача

Як було прийнято у [3, 4], діапазон вимірювання проектованого АЦП двотактного інтегрування складає ± 50 мВ. Живлення проектованого АЦП двотактного інтегрування, що входить у склад інформаційно-вимірювальної системи дослідження енергоспоживання мікроконтролера, повинно здійснюватися за рахунок джерел напруги, які вже існують у цій системі. Зокрема, живлення проектованого АЦП двотактного інтегрування повинно здійснюватися від двох послідовно ввімкнених стабілізаторів напруги СН, які входять у структурну схему, розроблену у [4]. Вихідна напруга цих стабілізаторів відповідає номінальній напрузі живлення досліджуваних мікроконтролерів і рівна 5 В. У такому випадку до землі схеми рис. 10 підключається від'ємна напруга живлення операційних підсилювачів. До середньої точки з'єднання стабілізаторів СН підключається напруга віртуальної землі (UREF) схеми, поданої на рис. 10. До верхнього виводу з'єднання стабілізаторів СН схеми рис. 10 підключається додатна напруга живлення операційних підсилювачів схеми (напруга 2UREF).

Через обмеженість напруги живлення вибираємо максимальну вихідну напругу вхідного підсилювача ± 2 В. У такому випадку коефіцієнт підсилення вхідного підсилювача рівний

$$K_{PIDS} = \frac{U_{OUTPUT}}{U_{INPUT}} = \frac{2}{50 \cdot 10^{-3}} = 40, \quad (27)$$

де K_{PIDS} – коефіцієнт підсилення вхідного підсилювача; U_{OUTPUT} – вихідна напруга вхідного підсилювача; U_{INPUT} – вхідна напруга вхідного підсилювача.

Для сучасних операційних підсилювачів $K_{PIDS} = 40$ при внутрішньому підсиленні більше 100000 цілком допустимий, він не створює значної похибки. Тим більше, що при виготовленні вимірювальних каналів інформаційно-вимірювальної системи дослідження енергоспоживання мікроконтролера дійсна функція перетворення проектованого АЦП буде визначена і у пам'ять

мікроконтролера МК будуть записані її параметри.

Для розрахунку резисторів подільника зворотного зв'язку задамося його максимальним струмом I_{POD}^{MAX} . Цей струм повинен бути на 2 ... 3 порядки більшим за вхідний струм операційного підсилювача. Тому задамося максимальним струмом подільника зворотного зв'язку $I_{POD}^{MAX} = 10 \mu A$. У такому випадку сумарний опір подільника зворотного зв'язку можна розрахувати за законом Ома

$$(R2 + R3) = \frac{U_{OUTPUT}}{I_{POD}^{MAX}} = \frac{2}{10 \cdot 10^{-6}} = 200 \text{ kOm} . \quad (28)$$

Для зменшення номенклатури деталей вибираємо $R2 = 200 \text{ kOm}$, $R3 = 5,1 \text{ kOm}$. Хоча у такому випадку дійсний коефіцієнт підсилення вхідного підсилювача буде дещо меншим за номінальний $K_{PIDS} = 40$, його вплив на похибку вимірювання буде усунений за рахунок того, що дійсна функція перетворення проектованого АЦП буде визначена і у пам'ять мікроконтролера МК будуть записані її параметри.

Наступним вузлом, параметри елементів якого слід розрахувати, є інтегратор. В середньому тривалість першого такту аналого-цифрового перетворення буде рівна періоду напруги мережі живлення, тобто $\tau_I = 20 \text{ ms}$.

Для розрахунку резисторів інтегратора задамося їх максимальним струмом I_{INT}^{MAX} . Із тих самих міркувань, що і при розрахунку підсилювача, та з врахуванням компенсації, згідно [7], дії вхідного струму у першому та другому тактах, вибираємо струм зміщення інтегратора $I_{INT}^{MAX} = 10 \mu A$. При цьому вихідну напругу інтегратора, яка відповідає дії струму зміщення, вибираємо 1,5 В (згідно із рис. 9 максимальна напруга на виході інтегратора буде 3 В, що забезпечує достатній запас по напрузі живлення). У такому випадку, при використанні напруги живлення 2UREF як джерела струму зміщення опір резистора $R4$ можна розрахувати за законом Ома

$$R4 = \frac{U_{2REF} - U_{REF}}{I_{INT}^{MAX}} = \frac{5}{10 \cdot 10^{-6}} = 500 \text{ kOm} , \quad (29)$$

де U_{2REF} , U_{REF} – напруги джерел живлення проектованого АЦП, $U_{2REF} = 10 \text{ V}$, $U_{REF} = 5 \text{ V}$.

Згідно з [8], зміну напруги на конденсаторі можна розрахувати за формулою

$$\Delta U_C = \frac{I_C \cdot \tau_{ZAR\backslash ROZR}}{C} , \quad (30)$$

де ΔU_C – зміна напруги на конденсаторі; I_C – струм заряду / розряду конденсатора; $\tau_{ZAR\backslash ROZR}$ – тривалість заряду / розряду конденсатора; C – ємність конденсатора.

Таким чином, знаючи струм зміщення інтегратора $I_{INT}^{MAX} = 10 \text{ }\mu\text{A}$ та вибрану вихідну напругу інтегратора, яка відповідає дії струму зміщення інтегратора, перетворивши (2.5), можна розрахувати ємність конденсатора $C1$ інтегратора

$$C1 = \frac{I_{INT}^{MAX} \cdot \tau_{ZAR\backslash ROZR}}{\Delta U_C} = \frac{10 \cdot 10^{-6} \cdot 20 \cdot 10^{-3}}{1,5} \approx 0,15 \text{ }\mu\text{F} . \quad (31)$$

Також виберемо зміну вихідної напруги інтегратора під дією максимальної підсиленої вхідної напруги проектованого АЦП (точніше максимальної напруги на виході вхідного підсилювача). Ця напруга повинна бути дещо меншою за дію струму зміщення, яка складає 1,5 В. Вибираємо цю напругу рівною 1,2 В.

Виходячи із (30) та вибраного значення зміни вихідної напруги інтегратора під дією максимальної підсиленої вхідної напруги проектованого АЦП, можна обчислити відповідний струм, що приведе до такої зміни напруги на конденсаторі. Для цього знову використаємо (30), відповідно перетворивши

$$I_{INT}^{U_x} = \frac{C1 \cdot \Delta U_C^{U_x}}{\tau_{ZAR \setminus ROZR}} = \frac{0,15 \cdot 10^{-6} \cdot 1,2 \cdot 10^{-3}}{20 \cdot 10^{-6}} = 9 \text{ } \mu\text{A} . \quad (32)$$

де $I_{INT}^{U_x}$ – струм заряду \ розряду конденсатора інтегратора під дією вхідної напруги АЦП; $\Delta U_C^{U_x}$ – зміна напруги на конденсаторі інтегратора під дією струму заряду \ розряду конденсатора інтегратора викликаних дією максимальної вхідної напруги АЦП.

Знаючи із (32) струм заряду \ розряду конденсатора інтегратора під дією вхідної напруги АЦП можна за законом Ома розрахувати опір резистора, який підключається між входом інтегратора та виходом вхідного підсилювача (резистор R5 згідно із структурно-принципова схемою, поданою на рис. 10)

$$R5 = \frac{U_{OUTPUT}^{U_x}}{I_{INT}^{U_x}} = \frac{2}{9 \cdot 10^{-6}} \approx 220 \text{ } k\Omega . \quad (33)$$

Резистор R6 призначений для усунення неоднозначності стану компаратора під час початкового (неактивного) стану інтегратора. Спад напруги на ньому повинен бути більшим за напругу зміщення компаратора під час дії струму через ключ S3 та резистор R5. Для обчислення значення опору резистора R6 спочатку обчислимо струм резистора R5. Спад напруги на резисторі R5 рівний від'ємній напрузі живлення проектованого АЦП, тобто 5 В. У такому випадку значення струму можна визначити за законом Ома

$$I_{R5} = \frac{U_{REF}}{R5} = \frac{5}{220 \cdot 10^3} \approx 22,7 \text{ } \mu\text{A} . \quad (34)$$

Максимальне зміщення компаратора, що входить у мікроконтролера МК не перевищує 20 мВ. Звідси можна розрахувати мінімальне значення опору резистора R6

$$R6 > \frac{U_{KOMP}^{MAX}}{I_{R5}} = \frac{20 \cdot 10^{-3}}{22,7 \cdot 10^{-6}} \approx 0,88 \text{ } k\Omega . \quad (35)$$

Вибираємо значення опору резистора R6 рівним 910 Ом.

ВИСНОВКИ

У роботі визначено спосіб вдосконалення аналого-цифрового перетворювача двотактного інтегрування, що, за рахунок керування за допомогою мікроконтролера та відповідного програмного забезпечення, дає змогу отримати коректні та завадостійкі результати перетворення при апріорі невідомій тривалості першого такту інтегрування.

Запропонований спосіб вдосконалення застосовано в розробленому аналого-цифровому перетворювачі двотактного інтегрування, який забезпечує достатню точність та завадостійкість при його використанні у складі інформаційно-вимірювальної системи енергоспоживання мікроконтролерів і мікропроцесорів.

СПИСОК ПОСИЛАНЬ

1. The Ultra Low-Power Electronics and Design / Ed. by Enrico Macii. - Dordrecht, The Netherlands : Kluwer Academic Publishers, 2004. – P. 273.
2. Microcontroller with 8K Bytes In-System Programmable Flash . – [електронний ресурс]. – режим доступу:
http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc1919.pdf.
3. Боровий А. Інформаційно-вимірювальна система дослідження параметрів енергоспоживання мікропроцесорів : дис. на здобуття наук. ступеня канд. техн. наук : спец. 05.13.05 - комп'ютерні системи та компоненти // Андрій Модестович Боровий. – Тернопіль : ТНЕУ, 2012. – 266 с.
4. Осолінський О.Р. Інформаційно-вимірювальна система енергоспоживання мікроконтролерів : дис. на здобуття наук. ступеня канд. техн. наук : 05.13.05 – Комп'ютерні системи та компоненти // Осолінський О.Р. – Тернопіль : ТНЕУ, 2016. – 206 с.
5. Instruction level power analysis and optimization of software / Vivek Tiwari, Sharad Malik, Andrew Wolfe, Mike Tien chien Lee // Journal of VLSI Signal Processing. – 1996. – Vol. 13. – P. 1-18.
6. Щербаков В.И., Грездов Г.И. Электронные схемы на операционных усилителях: Справочник. -/ В.И. Щербаков, Г.И. Грездов. – К.: Техника, 1983. – 213с.
7. Кончаловский В. Ю. Цифровые измерительные устройства. Учеб. пособие для вузов. / В. Ю. Кончаловский – М.: Энергоатомиздат, 1985. - 304 с.
8. Кухлинг Х. Справочник по физике / Х. Кухлинг. – М.: Мир, 1985. – 520с.
9. Быстродействующие усилители (Полоса ≥ 50 МГц)
<http://www.analog.com/ru/products/amplifiers/operational-amplifiers/rail-to-rail-amplifiers/ada4855-3.html>
10. V Konstantakos, K. Kosmatopoulos, S Nikolaidis and Th. Laopoulos. " In-Chip Configuration for Monitoring Power Consumption in Micro-processing

Systems", Proc. of the Third IEEE Workshop on Intelligent Data Acquisition and Advancing Computing Systems: Technology and Application (IDAACS'2005), Sofia, Bulgaria, September 5 - 7, 2003 – pp.156-161

11. Кашкаров А. П. Популярный справочник радиолюбителя / А.П. Кашкаров. – М.: РадиоСофт, 2008 – 412 с.

12. Боровий, А. Аналіз схем дослідження енергії виконання команд мікропроцесора / А. Боровий, В. Кочан // Вісник Хмельницького національного університету. – 2007. – Т. 15, № 2. – С. 105-109.

13. Analysis of Circuits for Measurement of Energy of Processing Units / A. Borovyi, V. Konstantakos, V. Kochan [et al.] // Proceedings of the fourth IEEE international workshop on Intelligent Data Acquisition and Advancing Computing Systems (IDAACS'2007). – Dortmund, Germany : IEEE, 2007. – September, 9-11. – P. 42-47.

14. Пат. 90922 UA, МПК (2009) C05E 5/00 C01K 17/00. Пристрій вимірювання енергії імпульсних споживачів / А. Боровий, І. Майків, Р. Кочан, З. Домбровський, В. Кочан. — № а 2008 06325 ; заявл. 13.05.2008 ; опубл. 10.06.2010, Бюл. №11.

15. Боровий, А. Стенд дослідження миттєвого значення струму споживання мікропроцесора / А. Боровий, В. Кочан, В. Турченко // Вісник Тернопільського Державного Технічного Університету. – 2009. – Т. 1. – С. 131-137.

16. Device for Measuring Instant Current Values of CPU's Energy Consumption / A. Borovyi, V. Kochan, Z. Dombrovskyy [et al.] // Proceedings of the fifth international workshop on Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems (IDAACS'2009). – Rende, Cosenza, Italy : IEEE, 2009. – September, 21 - 23. – P. 126-130.

17. Instruction Level Power Measurements and Analysis : Deliverable : EASY/WP2/AUTH/DL/P/D15/B1 / Aristotle University of Thessaloniki, Thessaloniki, Greece ; Executor: S. Nikolaidis, N. Kavvadias, P. Neofotistos : 2002. – September, 24.

18. Theokharidis, Michael. Energiemessung von ARM7TDMI Prozessor-Instruktionen : Master's thesis / Michael Theokharidis ; Technische Universtitat Dortmund. – Dortmund, Germany : [s. n.], 2000. – November.

19. Measurement of Current Variations for the Estimation of Software-Related Power Consumption / Th. Laopoulos, P. Neofotistos, C. A. Kosmatopoulos, S. Nikolaidis // IEEE Transactions on instrumentation and measurement. – 2003. – Vol. 52, no. 4. – P. 1206-1212.

20. AD780: 2.5 V/3.0 V Ultrahigh Precision Bandgap Voltage Reference Product Description [электронный ресурс]. – режим доступа : www.analog.com/en/other/militaryaerospace/ad780/products.html.

Анотація
Наукової роботи під шифром Mikroenergy

Актуальність роботи. Вбудовані комп'ютерні системи та системи з автономним живленням [1] на сьогодні знаходять дуже широке використання (наприклад, ноутбуки, мобільні телефони, смартфони, планшети тощо). Окрім обчислювальних ресурсів, вони характеризуються також споживаною енергією.

Очевидним методом продовження часу автономної роботи таких систем є збільшення енергоємності джерел живлення [3, 4]. Як показав проведений у [3] аналіз, відомі методи вимірювання струму, потужності або енергії споживання пристроїв, виконаних за КМОН технологією, мають доволі велику похибку. Вони не враховують особливості енергоспоживання мікросхем, виконаних за КМОН технологією [5].

У [4] описано інформаційно-вимірювальну систему вимірювання енергоспоживання мікроконтролерів, яка дає змогу вимірювати миттєве середнє енергоспоживання мікроконтролері. До складу цієї інформаційно-вимірювальної системи входять аналого-цифрові перетворювачі, які повинні забезпечити високу стійкість до завад нормального виду. В системі вимірювання енергоспоживання мікроконтролерів [4] до аналого-цифрових перетворювачів двотактного інтегрування ставляться специфічні вимоги – вони, для забезпечення високої стійкості до завад нормального виду, повинні забезпечити отримання коректного та завадостійкого результату перетворення при апріорі невідомій тривалості першого такту інтегрування. Такі аналого-цифрові перетворювачі промисловістю не випускаються, тому визначення принципів функціонування і розробка відповідного аналого-цифрового перетворювача є актуальною задачею наукових досліджень.

Об'єктом дослідження є процес забезпечення завадостійкості аналого-цифрового перетворювача двохтактного перетворення.

Предметом дослідження є спеціалізований аналого-цифровий перетворювач, який забезпечить високу завадостійкість в умовах систем визначення енергоспоживання мікроконтролерів.

Методи дослідження. Теоретичні основи електроніки і електротехніки, теорія перетворення сигналів, схемотехніка електронних компонентів, моделювання та експериментальна апробація.

Наукова новизна роботи. Визначено спосіб вдосконалення аналого-цифрового перетворювача двотактного інтегрування, що, за рахунок керування за допомогою мікроконтролера та відповідного програмного забезпечення, дає змогу отримати коректні та завадостійкі результати перетворення при апріорі невідомій тривалості першого такту інтегрування.

Практична цінність роботи. Розроблено аналого-цифровий перетворювач двотактного інтегрування, який забезпечує достатню точність та завадостійкість при його використанні у складі інформаційно-вимірювальної системи енергоспоживання мікроконтролерів і мікропроцесорів.

Запропонований аналого-цифровий перетворювач доцільно використовувати у складі систем визначення енергоспоживання мікроконтролерів у процесі визначення енергії виконання команд, груп команд або програм у цілому.

Ключові слова: аналого-цифровий перетворювач, двохтактне перетворення, завади нормального виду, завадостійкість, енергоспоживання мікроконтролер, енергія виконання команд.

За результати роботи зроблено дві доповіді на конференціях, опубліковано статтю та отримано 2 акти впровадження.

Робота складається з 37 сторінок, містить 8 рисунків і 20 джерел.