

Висновки. 1. Використання в АЦП на основі ЗЕПТ генератора розгортки з двонаправленим зчитуванням виключає складову похибки перетворення від ширини лінії запису, зменшує шумову складову флуктуації часового положення відмітки в $\sqrt{2}$ рази за рахунок усереднення та збільшує у два рази роздільну здатність перетворювача. 2. Запропонований спосіб кодування інформації виключає складові похибки перетворення перетворювача від нелінійностей рядкової і кадрової розгорток та нестабільності їх амплітуд. 3. Сумарна похибка зчитування та кодування при застосуванні запропонованого пристрою з 8-розрядними АЦП "Х" і АЦП "У" не перевищує 0,1%.

1. Батраков А. М., Козак В. Р., Чуканов В. В. Регистратор форми імпульсних сигналів "Магнолія-06". Новосибірськ.: Препринт Інститута ядерної фізики СО АН ССРСР, 1985. С.85-90. 2. А. с. № 1132350 (СССР). Устройство для формирования трапецеидальных импульсов / Авдеев В. А. и Боднар Р. В. Кл. НОЗ К 4/94. 3. Архипов В. К., Михайлов В. М. Масштабно-временное преобразование сигналов на основе запоминающих ЭЛТ. М., 1985.

УДК 621.31.4

ПЕРЕТВОРЮВАЧ “ОПІР-НАПРУГА” З КОМУТАЦІЙНИМ ІНВЕРТУВАННЯМ

© Грибок М.І., Романюк С.Г., 2000

ДУ “Львівська політехніка”, кафедра “Інформаційно-вимірювальна техніка”

Описується принципова схема та метрологічні характеристики перетворювача “опір-напруга” з комутаційним інвертуванням.

The resistance-voltage transducer with inverse commutation metrological characteristics are described in this paper.

Одним із завдань під час побудови цифрових універсальних мультиметрів є забезпечення можливості безпосереднього вимірювання опору в досить широких межах від 0.01 Ом до 20 МОм. У деяких моделях нижня і верхня межі можуть істотно відрізнятися від згаданих. Схема аналого-цифрового перетворювача, що працює за методом комутаційного інвертування, забезпечує можливість вимірювання опору з високою точністю в широких межах (рис.1).

Вимірюваний опір R_X ввімкнено в коло зворотного зв'язку операційного підсилювача DA_2 , до інвертуючого входу якого через перемикачі $S_3 \dots S_5$ під'єднується один із струмозадаючих резисторів $R_{01} \dots R_{03}$. Як правило, діапазон вимірювання опору розбитий на піддіапазони і залежно від їх числа вибирається кількість струмозадаючих резисторів і перемикачів. Опорна напруга на струмозадаючі резистори надходить із джерела напруги A_1 через ключі комутатора S_1 і S_2 і повторювач DA_1 . Опір R_X вимірюють за один цикл, який складається з двох півциклів. В першому півциклі ключі S_1 і S_2

замикаються так, що до струмозадаючого резистора під'єднується $+U_{on}$. У другому півциклі змінюється полярність під'єднання опорної напруги і до струмозадаючих резисторів подається $-U_{on}$. При перетворенні опору в напругу за рахунок неідеальності параметрів операційних підсилювачів, перемикальних елементів, опору з'єднувальних проводів виникають похибки, які можуть значною мірою впливати на точність результатів вимірювання.

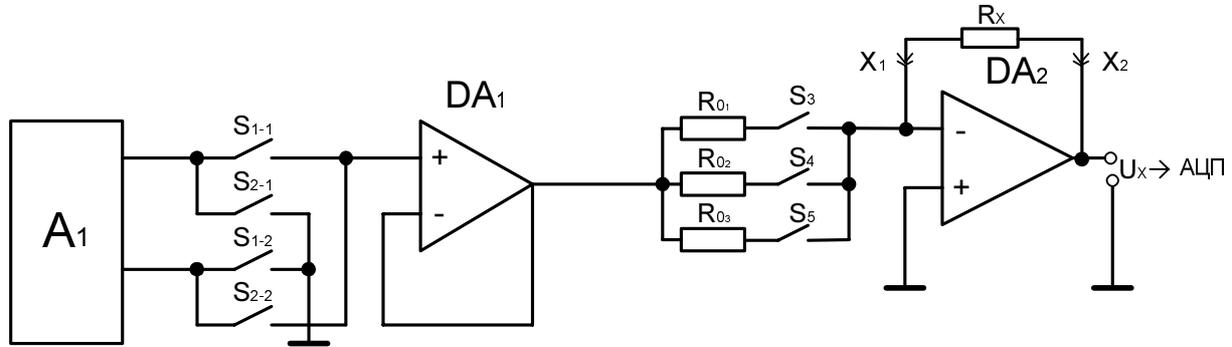


Рис.1. Функціональна схема перетворювача: A_1 – джерело опорної напруги; S_1, S_2 – ключі, які утворюють комутатор; DA_1 – повторювач; R_{01}, R_{02}, R_{03} – струмозадаючі опори; DA_2 – операційний підсилювач; R_X – вимірюваний резистор; X_1, X_2 – клемми для підключення резистора R_X .

Проаналізуємо похибку перетворювача при комутаційному інвертуванні опорної напруги. Схема перетворювача з джерелами похибки зображена на рис.2. У схемі не враховуються складові, які мають стабільний характер і можуть бути коректовані. Зміна зовнішньої температури, а також прогрівання активних елементів схеми приводить до появи похибки перетворення.

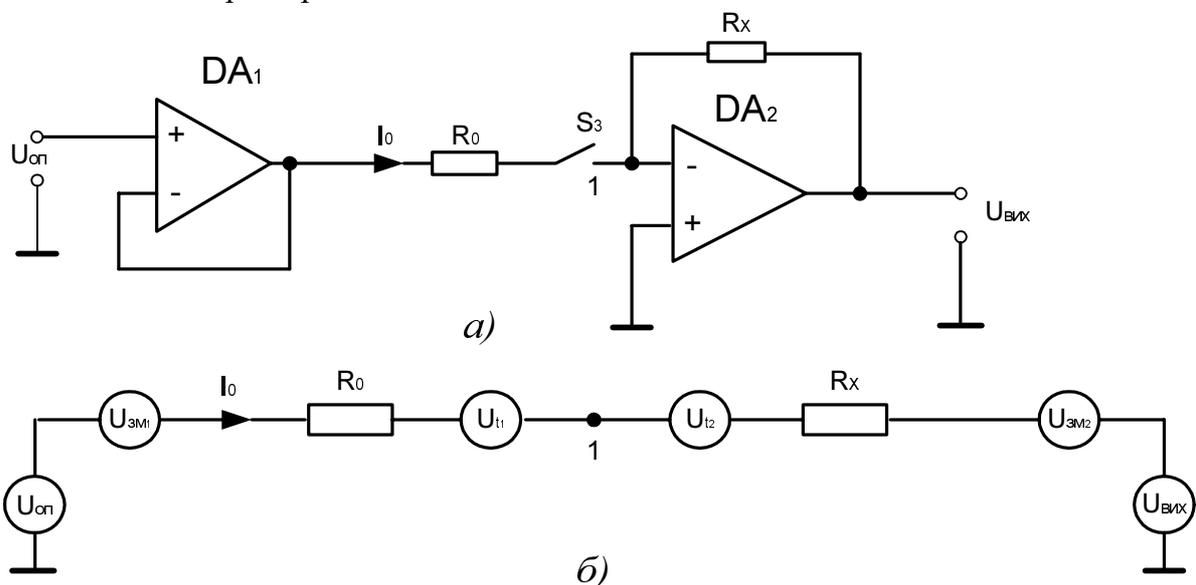


Рис.2. Схема перетворювача з джерелом похибки.

Джерело опорної напруги U_{on} , яке виконане на основі прецизійних термокомпенсованих стабілітронів, забезпечує температурний коефіцієнт напруги стабілізації до $0.0005\% \text{ K}^{-1}$. Тому, вибираючи відповідний тип стабілітрона і схему ввімкнення, можна

звести до мінімуму вплив зміни опорної напруги на похибку перетворення. Враховуючи те, що у широкодіапазонних перетворювачах значення струму I_0 коливається в широких межах, виникає необхідність введення повторювача DA_1 . Крім того, високий вхідний опір полегшує роботу ключів комутатора, котрі можуть бути виконані як на основі магнітокерованих контактів, так і на напівпровідникових елементах. Але введення повторювача DA_1 вносить у схему вимірювання джерело похибки $U_{зм1}$. При використанні напівпровідникових ключів джерелами похибки можуть бути залишкова напруга і струм витоку. Резистор R_0 вибирають високостабільним з малим температурним коефіцієнтом. Регулюванням можна зняти похибку за рахунок резистора R_0 . Ключі $S_3...S_5$ повинні забезпечувати малий перехідний опір у замкнутому стані і високий при розриві. Стабільність перехідного опору контактів від зовнішніх факторів забезпечує високу точність вимірювання R_X , особливо в області малих значень опору. Використання магнітокерованих контактів забезпечує до деякої міри розв'язання задачі, але при цьому виникають паразитні ЕРС., враховані на схемі як U_{t1} . Якщо аналізувати вимоги до підсилювача DA_2 і способу ввімкнення резистора R_X , то доцільно розглянути область перетворення нижніх і верхніх значень. В області нижніх значень опору необхідно використати чотирипровідну схему ввімкнення R_X як засіб усунення впливу опору з'єднувальних провідників. А це приводить до виникнення паразитної термоЕРС, показаної на схемі як U_{t2} .

Значення термоелектричних потенціалів при під'єднанні опору R_X контактами деяких видів матеріалів наведені в табл. 1.

Таблиця 1

Матеріали	Потенціал, МкВ/°С
Cu-Cu	0.2
Cu-Ag	0.3
Cu-Au	0.3
Cu-Cd/Su	0.3
Cu-Pb/Su	1-3
Cu-Cu/Zn	1-3
Cu-ковар	40
Cu-Si	400
Cu-CuO	1000

Неідеальність операційного підсилювача відображена напругою зміщення $U_{зм2}$. Вибравши високоякісний операційний підсилювач, можна забезпечити мінімальну похибку за рахунок кінцевого значення коефіцієнта підсилення вхідних струмів і вихідного опору.

В області перетворення високих значень опору неідеальність операційного підсилювача можна врахувати через $U_{зм2}$.

Для схеми на рис.2 запишемо:

– у першому півциклі:

$$\frac{U_{on} + U_{з.м1} + U_{t1}}{R_0} = \frac{U_{t2} + U_{з.м2} - U_{вих1}}{R_X},$$

$$U_{вих1} = - \frac{(U_{on} + U_{3.M_1} + U_{t_1})R_X + (U_{t_2} + U_{3.M_2})R_0}{R_0}$$

– у другому півциклі:

$$\frac{-U_{on} + U_{3.M_1} + U_{t_1}}{R_0} = \frac{U_{t_2} + U_{3.M_2} + U_{вих2}}{R_X}$$

$$U_{вих2} = \frac{(-U_{on} + U_{3.M_1} + U_{t_1})R_X + (U_{t_2} + U_{3.M_2})R_0}{R_0}$$

При аналого-цифровому перетворенні $N_1 = k \cdot U_{вих1}$, $N_2 = k \cdot U_{вих2}$

$$N = \frac{N_1 - N_2}{2} = kU_{on} \frac{R_X}{R_0}$$

Отже, перетворювач “опір-напруга” з комутаційним інвертуванням опорної напруги вигідно відрізняється з погляду компенсації впливу напруг зміщення операційного підсилювача і паразитних термоЕРС. Недоліками схеми можна вважати необхідність створення спеціального АЦП і наявність незаземленого джерела опорної напруги.

Описаний перетворювач практично використано у мультиметрі В7-21А, при цьому отримані такі характеристики:

1. Діапазон вимірювання активного опору від $1 \cdot 10^{-2}$ до $1,2 \cdot 10^7$ Ом.
2. Межі вимірювання: 100 Ом, 1, 10, 100 кОм, 1 МОм, 10 МОм.
3. Межа допустимої відносної основної похибки:

на всіх межах вимірювання

$$\delta = \pm \left[0.1 + 0.04 \left(\frac{R_k}{R_X} - 1 \right) \right];$$

на межі 1 кОм

$$\delta = \pm \left[0.06 + 0.02 \left(\frac{R_k}{R_X} - 1 \right) \right];$$

де R_k – кінцеве значення встановленої межі вимірювання; R_X – покази мультиметра.

4. Схема підключення – чотирипровідна.
5. Час вимірювання – 800 мс.

Результати вимірювання опору приладом В7-21А на межах 100 Ом і 10 МОм наведені в табл.2.

Таблиця 2

% шкали показн.	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100	110	119
100 Ом	00.00	9.99	20.00	30.00	40.00	50.00	60.00	70.00	80.00	90.00	100.01	110.01	119.01
1 кОм	00.00	99.9	199.9	299.9	399.9	599.9	599.9	699.9	799.9	899.9	999.9	1100.0	119.01
10 МОм	0.000	9.99	1.999	2.998	3.997	5.996	5.996	6.996	7.995	8.995	9.994	10.994	11.993

Слід зазначити, що схема задовільно працює при розширенні нижньої границі до $1 \cdot 10^{-3}$ Ом і верхньої до $4 \cdot 10^7$ Ом.

1. Швецький Б.И. *Электронные измерительные приборы с цифровым отсчетом*. К., 1970. 2. Алексеенко А.Г. *Основы микросхемотехники*. М., 1977. 3. Булер О.Р. *Метод точного измерения малых сопротивлений // Электроника*. 1992. № 15-16. 4. *Вольтметр универсальный В7-21А. Техническое описание и инструкция по эксплуатации*. 1989.

УДК 621.315.592

АВТОГЕНЕРАТОРНІ СХЕМИ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ РЕЗОНАНСНИХ СЕНСОРІВ

© Байцар Р.І., Рак В.С., Гінгін М.П., 2000

ДУ “Львівська політехніка”, кафедра “Метрологія, стандартизація і сертифікація”

Розглянуто питання побудови автогенераторних схем, які забезпечують збудження коливань резонатора-чутливого елемента сенсора, перетворення цих коливань і реєстрацію частоти вихідного електричного сигналу. Дослідження запропонованих схем вимірювальних генераторів виявили шляхи їх вдосконалення для істотного покращання метрологічних і експлуатаційних характеристик резонансних сенсорів.

A principle of the device consists in autogenerator scheme, which made sure the excitement of the resonator – the sensitive sensors element, transformation this oscillations into frequency electrical signal was considered. It was shown that in consequence of improvment of the metrological and functional characteristics these transducers are interesting for modern device.

Проектуючи вимірювальний генератор (ВГ), важливо вибрати параметри електронної схеми, які забезпечують найкращі, з метрологічного погляду, умови і режими роботи електромеханічного резонатора [1]. Вирішальними залишаються стабільність фазового зсуву і сталість величини енергії, яка вноситься в контур резонатора за період коливань напівпровідникового ниткоподібного кристала (НК). Треба враховувати те, що характер напруженого стану НК визначається не тільки дією вимірюваної фізичної величини, але і деформацією, викликаною поперечними коливаннями кристала (завдяки якій формується електричний сигнал).

Аналіз роботи електронної схеми вимірювального перетворювача [2] показує, що збуджуюча сила (сила електростатичної взаємодії), під дією якої коливається кристал, виникає при подачі на збуджуючий електрод імпульсу напруги. Якщо тривалість збуджуючого імпульсу дорівнює половині періоду механічного коливання кристала та постійній часовій затримці, яка створює необхідний фазовий зсув, оптимальні умови збудження забезпечуються на фіксованій частоті або при незначній її зміні (< 1 кГц).