

УДК 621.317.08; 53.08

Ю.М. Туз, Ю.В. Артюхова, А.А. Ульянова

Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут", Київ

ШИРОКОСМУГОВИЙ ВОЛЬТМЕТР НАПРУГИ ЗМІННОГО СТРУМУ

На основі алгоритмів адитивної та мультиплікативної корекції розроблена структурна схема вольтметра, в якому суттєво зменшуються мультиплікативні та адитивні похибки, що дозволяє розширити частотний діапазон до 100 МГц та суттєво підвищити чутливість.

Ключові слова: вольтметр, похибка, корекція.

Постановка задачі

Вольтметри напруги змінного струму (ВНЗС) використовують для вимірювання амплітудних та інтегральних значень сигналу таких, як середнє, середньовипрямлене та середньоквадратичне значення. Традиційно вольтметри змінного струму будуються за трьома структурними схемами. В першій послідовно включені детектор напруги змінного струму і підсилювач напруги постійного струму з подальшим її вимірюванням. Частотний і динамічний діапазон в цьому випадку визначаються, в основному, властивостями детектора. В другій схемі послідовно включені підсилювач і детектор з подальшим вимірюванням постійної напруги. Частотний і динамічний діапазони за такої схеми, в основному, визначаються вхідним підсилювачем напруги змінного струму. За третьою схемою інтегральні характеристики напруги змінного струму визначаються шляхом обробки миттєвих значень сигналу. Частотний і динамічний діапазон вольтметра в цьому випадку, в основному, визначається підсилювачем і можливостями АЦП. Складовими похибок вольтметра є адитивні і мультиплікативні похибки його блоків.

Виклад основного матеріалу

Нижче наведена запропонована нами структурна схема ВНЗС з поелементною адитивною і мультиплікативною корекцією для усунення адитивних і мультиплікативних похибок [1].

На рис. 1 прийняті такі позначення: K_1^0, K_1^1 – ширококутні підсилювачі основного і допоміжного каналів з коефіцієнтами перетворення K_1^0 і K_1^1 ; K_2^0, K_2^1 – лінеаризовані детектори СКЗ напруги основного і допоміжного каналів з коефіцієнтами перетворення K_2^0, K_2^1 ; β_1, β_2 – зворотні ланки з коефіцієнтами перетворення β_1, β_2 ; ПН – подільник напруги з коефіцієнтом перетворення k ; K_A – аналого-цифровий перетворювач; П1, П2, П3, П4 – перемикачі з підключенням до верхнього (в) або нижнього (н) контактів згідно часової діаграми роботи (рис. 2); $\Sigma_1^0, \Sigma_1^1, \Sigma_2^0, \Sigma_2^1, \Sigma_A$ – умовні суматори сигналів для врахування адитивних похибок блоків; $\Delta_1^0, \Delta_2^0, \Delta_1^1, \Delta_2^1, \Delta_A$ – абсолютні адитивні похибки блоків, приведені до їх входів.

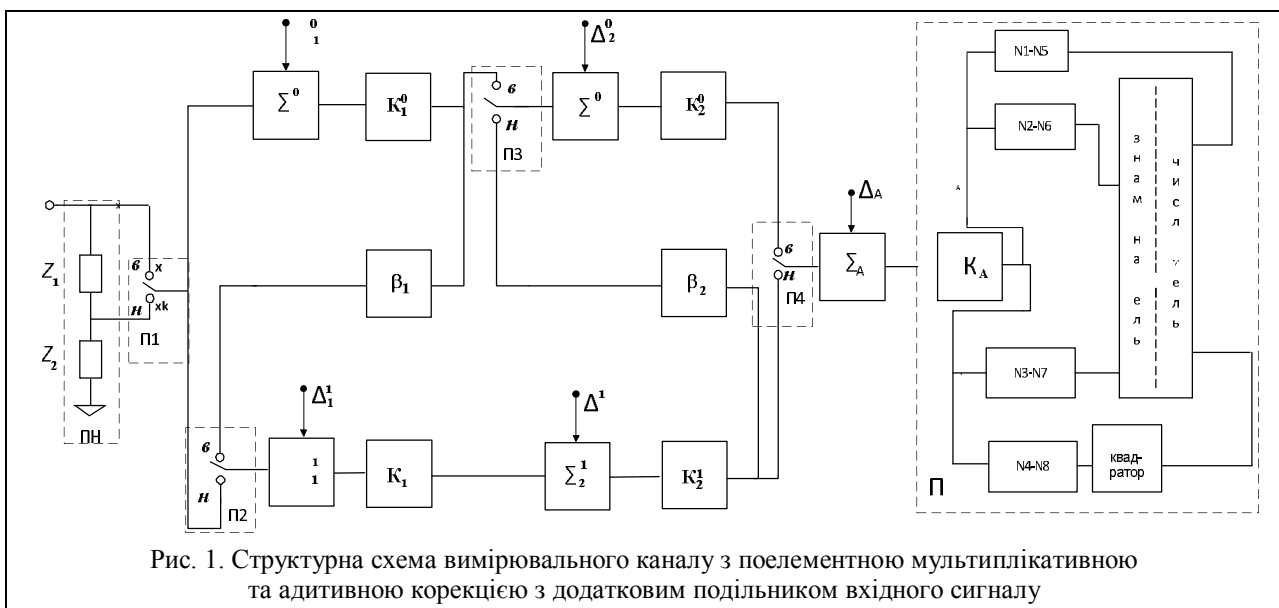


Рис. 1. Структурна схема вимірювального каналу з поелементною мультиплікативною та адитивною корекцією з додатковим подільником вхідного сигналу

Структурна схема рис. 1 працює в два цикли. В першому циклі реалізується алгоритм мультиплікативної корекції при підключенні до входу вхідної величини "x". В другому циклі реалізується також алгоритм мультиплікативної корекції, але при дії частини вхідної величини "kx".

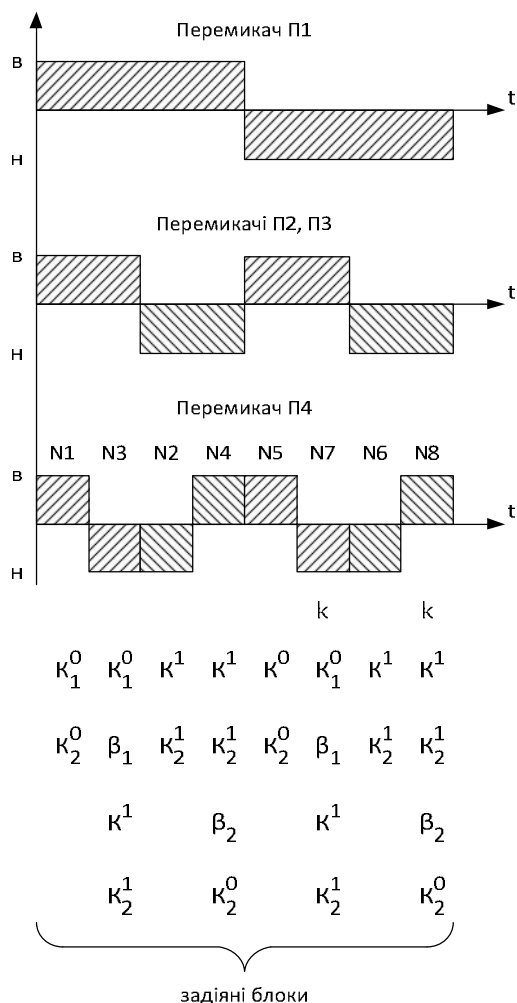


Рис. 2. Часова діаграма роботи перемикачів П1, П2, П3, П4 та їх підключення до верхнього "в" або нижнього "н" контактів і відповідно підключення АЦП "КА" до виходів лінеаризованих перетворювачів СКЗ значень напруги основного каналу K_2^0 та допоміжного K_2^1

Кінцевий результат отримаємо за алгоритмом мультиплікативної корекції, але з цифровими сигналами, які є різницями відповідних значень, отриманих в першому та другому циклах. Кожний з результатів вимірювання лінеаризується цифровим лінеаризатором в складі процесора П за попередньо отриманими експериментальними даними.

Робота структурної схеми рис. 1 описується такою системою рівнянь

$$N_1 = \left\{ \left((x + \Delta_1^0) \cdot K_1^0 + \Delta_2^0 \right) \cdot K_2^0 + \Delta_A \right\} \cdot K_A; \quad (1)$$

$$N_2 = \left\{ \left((x + \Delta_1^1) \cdot K_1^1 + \Delta_2^1 \right) \cdot K_2^1 + \Delta_A \right\} \cdot K_A; \quad (2)$$

$$N_3 = \left\{ \left(\left((x + \Delta_1^0) \cdot K_1^0 \cdot \beta_1 + \Delta_1^1 \right) \cdot K_1^1 + \Delta_2^1 \right) \times \right. \\ \left. \times K_2^1 + \Delta_A \right\} \cdot K_A; \quad (3)$$

$$N_4 = \left\{ \left(\left((x + \Delta_1^1) \cdot K_1^1 + \Delta_2^1 \right) \cdot K_2^1 \cdot \beta_2 + \Delta_2^0 \right) \times \right. \\ \left. \times K_2^0 + \Delta_A \right\} \cdot K_A; \quad (4)$$

$$N_5 = \left\{ \left((kx + \Delta_1^0) \cdot K_1^0 + \Delta_2^0 \right) \cdot K_2^0 + \Delta_A \right\} \cdot K_A; \quad (5)$$

$$N_6 = \left\{ \left((kx + \Delta_1^1) \cdot K_1^1 + \Delta_2^1 \right) \cdot K_2^1 + \Delta_A \right\} \cdot K_A; \quad (6)$$

$$N_7 = \left\{ \left(\left((kx + \Delta_1^0) \cdot K_1^0 \cdot \beta_1 + \Delta_1^1 \right) \cdot K_1^1 + \Delta_2^1 \right) \times \right. \\ \left. \times K_2^1 + \Delta_A \right\} \cdot K_A; \quad (7)$$

$$N_8 = \left\{ \left(\left((kx + \Delta_1^1) \cdot K_1^1 + \Delta_2^1 \right) \cdot K_2^1 \cdot \beta_2 + \Delta_2^0 \right) \times \right. \\ \left. \times K_2^0 + \Delta_A \right\} \cdot K_A. \quad (8)$$

Результат перетворення знаходиться як

$$N = (N_1 - N_5) \cdot (N_2 - N_6)^2 / ((N_3 - N_7) \cdot (N_4 - N_8)). \quad (9)$$

Розкриваючи дужки в формулах (1) – (8) знайдемо різниці значень результатів перетворення в формулі (9).

$$N_1 - N_5 = x \cdot K_1^0 \cdot K_2^0 \cdot K_A + \Delta_1^0 \cdot K_1^0 \cdot K_A \cdot K_2^0 + \\ + \Delta_2^0 \cdot K_2^0 \cdot K_A + K_A \cdot \Delta_A - kx \cdot K_1^0 \cdot K_2^0 \cdot K_A - \\ - \Delta_1^0 \cdot K_1^0 \cdot K_2^0 \cdot K_A - \Delta_2^0 \cdot K_2^0 \cdot K_A - K_A \cdot \Delta_A = \\ = x \cdot K_1^0 \cdot K_2^0 \cdot K_A \cdot (1 - k); \quad (10)$$

$$N_2 - N_6 = x \cdot K_1^1 \cdot K_2^1 \cdot K_A + \Delta_1^1 \cdot K_1^1 \cdot K_2^1 \cdot K_A + \\ + \Delta_2^1 \cdot K_2^1 \cdot K_A + K_A \cdot \Delta_A - x \cdot k \cdot K_1^1 \cdot K_2^1 \cdot K_A - \\ - \Delta_1^1 \cdot K_1^1 \cdot K_2^1 \cdot K_A - \Delta_2^1 \cdot K_2^1 \cdot K_A - K_A \cdot \Delta_A = \\ = x \cdot K_1^1 \cdot K_2^1 \cdot K_A \cdot (1 - k); \quad (11)$$

$$N_3 - N_7 = x \cdot K_1^0 \cdot \beta_1 \cdot K_1^1 \cdot K_2^1 \cdot K_A + \\ + \Delta_1^0 \cdot K_1^0 \cdot \beta_1 \cdot K_1^1 \cdot K_2^1 \cdot K_A + \Delta_1^1 \cdot K_1^1 \cdot K_2^1 \cdot K_A + \\ + \Delta_2^1 \cdot K_2^1 \cdot K_A + K_A \cdot \Delta_A - k \cdot x \cdot K_1^0 \cdot \beta_1 \cdot K_1^1 \times \\ \times K_2^1 \cdot K_A - \Delta_1^0 \cdot K_1^0 \cdot \beta_1 \cdot K_1^1 \cdot K_2^1 \cdot K_A - \\ - \Delta_1^1 \cdot K_1^1 \cdot K_2^1 \cdot K_A - \Delta_2^1 \cdot K_2^1 \cdot K_A - K_A \cdot \Delta_A = \\ = x \cdot K_1^0 \cdot \beta_1 \cdot K_1^1 \cdot K_2^1 \cdot K_A \cdot (1 - k); \quad (12)$$

$$N_4 - N_8 = x \cdot K_1^1 \cdot K_2^1 \cdot \beta_2 \cdot K_2^0 \cdot K_A + \Delta_1^1 \cdot K_1^1 \times \\ \times K_2^1 \cdot \beta_2 \cdot K_2^0 \cdot K_A + \Delta_2^1 \cdot K_2^1 \cdot \beta_2 \cdot K_2^0 \cdot K_A + \\ + \Delta_2^0 \cdot K_2^0 \cdot K_A + K_A \cdot \Delta_A - k \cdot x \cdot K_1^1 \cdot K_2^1 \cdot \beta_2 \times \\ \times K_2^0 \cdot K_A - \Delta_1^1 \cdot K_1^1 \cdot K_2^1 \cdot \beta_2 \cdot K_2^0 \cdot K_A - \\ - \Delta_2^1 \cdot K_2^1 \cdot \beta_2 \cdot K_2^0 \cdot K_A - \Delta_2^0 \cdot K_2^0 \cdot K_A - \\ - K_A \cdot \Delta_A = x \cdot (1 - k) \cdot K_1^1 \cdot K_2^1 \cdot \beta_2 \cdot K_2^0 \cdot K_A. \quad (13)$$

Підставимо отримані різниці (10) – (13) в формулу (9) і після скорочення отримаємо:

$$N = \frac{x \cdot K_A \cdot (1-k)}{\beta_1 \cdot \beta_2} \quad (14)$$

Результат вимірювання буде:

$$x = \frac{N \cdot \beta_1 \cdot \beta_2}{K_A \cdot (1-k)} \quad (15)$$

Похибка вимірювання з урахуванням похибок першого порядку малості буде:

$$\xi_x \cong \xi_N + \xi_{\beta_1} + \xi_{\beta_2} - (k/(1-k))\xi_k \quad (16)$$

З формули (16) видно, що похибки результату обчислення ξ_N , зворотних ланок ξ_{β_1} , ξ_{β_2} , АЦП ξ_k входять з коефіцієнтом впливу одиниця.

Похибка вхідного подільника k з коефіцієнтом впливу:

$$\alpha_k = -(k/(1-k)) \quad (17)$$

Якщо $k = 0$, коефіцієнт впливу також стає рівним 0, але при цьому лінеаризовані перетворювачі СКЗ напруги працюють при нульовому вхідному сигналі і їх адитивні похибки збільшуються і характеризуються великою нестабільністю. При $k = 1$ коефіцієнт впливу α_k прямує до нескінченності і є неприйнятним. Залежність (18) при $0 < k < 1$ тільки збільшується і тому оптимальне значення k знаходиться в залежності від похибки подільника при $k = 0,5$ $\alpha_k \cong 1$.

Якщо покласти умову, що значення сигналу kx знаходиться в межах допустимих похибок лінеаризованого перетворювача СКЗ напруги, то значення k можна знайти з умови постійності добутку $\alpha_k \cdot \gamma_k$, яке є допустимим для даного пристрою. Якщо взяти допустиму похибку c рівною похибці подільника $c = \xi_k$, то

$$k = c / (\xi_k + c) = 0,5$$

В похибку вимірювання описаної структурної схеми не входять як адитивні так і мультиплікативні похибки підсилювачів і детекторів СКЗ напруги, що є безсумнівно її перевагою.

Слід зауважити, що лінеаризований перетворювач працює як на змінному, так і на постійному струмі, тому повинен мати мінімальну похибку переходу зі змінної напруги на постійну. Ця похибка має час-

тотну складову і складову, зумовлену ефектом Томпсона і Пельтье. Для зменшення останньої використовується реверсне підключення термоперетворювача в режимі перетворення постійної напруги.

Недоліком структурної схеми рис. 1 є збільшення часу вимірювання в два рази порівняно зі схемою без подільника напруги на вході [2]. При стабільності адитивних похибок час вимірювання можна зменшити, зробивши калібровку перед серією вимірювань. Для цього знаходиться коригуючий множник K_M у вигляді відношення результату перетворення, отриманого з восьми рівнянь

$$N(8) = \frac{(N_1 - N_5) \cdot (N_2 - N_6)^2}{(N_3 - N_7) \cdot (N_4 - N_4)} \quad (18)$$

до результату перетворення з 4-х рівнянь

$$N(4) = \frac{N_1 \cdot N_2^2}{(N_3 \cdot N_4)} \quad (19)$$

однакової вимірювальної величини

$$K_M = N(8)/N(4) \quad (20)$$

При подальших вимірюваннях скорегований результат отримуємо як добуток результату з чотирьох рівнянь на коригуючий множник K_M (21):

$$N_c = N(4) \cdot K_M \quad (21)$$

де N_c – скорегований результат.

Висновки

В результаті аналізу розглянутих схем для отримання найвищої точності слід рекомендувати вимірювальні канали з мультиплікативно-адитивною корекцією похибок підсилювача. Обов'язковим є цифрова лінеризація.

Список літератури

1. Туз Ю.М. Структурные методы повышения точности измерительных устройств / Ю.М. Туз. – К.: Вища школа, 1976. – 256 с.
2. AC RMS digital voltmeter. UK Patent GB 2180354 B.

Надійшла до редколегії 22.04.2015

Рецензент: д-р техн. наук, проф. Ю.В. Куц, Національний авіаційний університет, Київ.

ШИРОКОПОЛОСНЫЙ ВОЛЬТМЕТР НАПРЯЖЕНИЯ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Ю.М. Туз, Ю.В. Артюхова, А.А. Ульянова

На основе алгоритмов аддитивной и мультипликативной коррекции разработана структурная схема вольтметра, в котором существенно уменьшается мультипликативная и аддитивная погрешности, что позволяет расширить частотный диапазон до 100 МГц и существенно повысить чувствительность.

Ключевые слова: вольтметр, погрешность, коррекция.

WIDEBAND AC VOLTAGE VOLTMETER

Y.M. Tuz, Y.V. Artyukhova, A.A. Uliyanova

A structural scheme of the voltmeter with essentially decreased multiplicative and additive errors, which allows to extend the frequency range to 100 MHz and essentially increase sensitivity, was developed on the basis of additive and multiplicative correction algorithms.

Keywords: voltmeter, error, correction.