

УДК 621.317

Ю.Ф.ТЕСИК, канд.техн.наук (Ін-т електродинаміки НАН України, Київ)

## Прецизійний калібратор змінної напруги на основі методу безпосереднього відтворення величини постійної напруги

*Рассмотрен новый метод воспроизведения величины переменного напряжения, основанный на использовании свойств инерционности звеньев колебательного контура для непосредственной передачи точности амплитуды сигнала от источника постоянного напряжения к источнику переменного напряжения.*

*Розглянуто новий метод відтворення величини змінної напруги, що базується на застосуванні властивостей інерційності ланок коливального контуру для безпосередньої передачі точності амплітуди сигналу від джерела постійної напруги до джерела змінної напруги.*

Найбільш поширеним методом прецизійного відтворення величини змінної напруги є метод передачі точності амплітуди сигналу джерелу змінної напруги від джерела постійної напруги шляхом компарування [2]. Обумовлено це тим, що точність відтворення сигналів на постійному струмі на порядок вища, ніж на змінному. Його фізична сутність полягає у повній еквівалентності енергії, яка виділяється в електротермічному елементі при проходженні через нього постійного чи змінного струму за умови, що діюче значення змінного струму дорівнює значенню постійного струму. Цей метод базується на використанні прецизійних термоперетворювачів. На рис. 1 показано структурну схему, яка відображає принцип дії цього методу.

До схеми входить джерело каліброваної постійної напруги ДКПН, джерело змінної регульованої напруги ДЗРН, два ключі  $K_1$  і  $K_2$ , вимірювальний термоперетворювач напруги ВТН та вимірювач постійної напруги ВПН.

Калібрування за допомогою цього пристрою

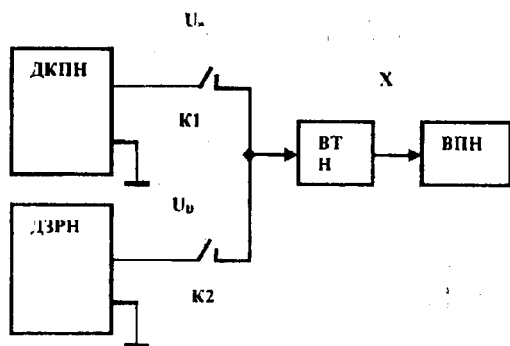


Рис. 1

відбувається наступним чином. На вхід вимірювального термоперетворювача напруги ВТН через замкнений ключ  $K_1$  подається спочатку каліброване значення постійного сигналу  $U_0$ . Значення постійної напруги  $X$ , яке з'являється на виході ВТН, фіксують у ВПН, після чого розмикають ключ  $K_1$  і замикають ключ  $K_2$ , через який на вхід ВТН подають змінну напругу з діючим значенням  $U_D$  і регулюють її доти, поки вихідна напруга ВПН не досягне значення  $X$ . Оскільки рівні між собою діюче значення змінної напруги і амплітудне значення постійної напруги викликають на виході термоперетворювача одне і те ж саме значення постійної напруги  $X$ , вважають, що  $U_D = U_0$ .

Гранична похибка  $\gamma_1$  калібрування змінної напруги за таким способом визначається наступною формулою

$$\gamma_1 = \gamma_{ВТН} + \gamma_K + \gamma_{НС} = + \gamma_{НС} \quad (1)$$

де  $\gamma_{ВТН}$  — похибка ВТН, яка становить 0,001 %,  $\gamma_K$  — похибка калібрування джерела постійного сигналу, яка складає 0,0001 %,  $\gamma_{НС}$  — похибка, викликана нестабільністю джерела постійного сигналу, яка дорівнює 0,0001 %,  $\gamma_{НС}$  — похибка, викликана нестабільністю джерела змінного сигналу, яка сягає 0,001 %.

Таким чином, мінімальне граничне значення похибки  $\gamma_1$ , яке досягається за допомогою цього пристрою, становить 0,0022 %, що не відповідає сучасним вимогам щодо точності відтворення змінної напруги.

© Тесик Ю.Ф., 2009

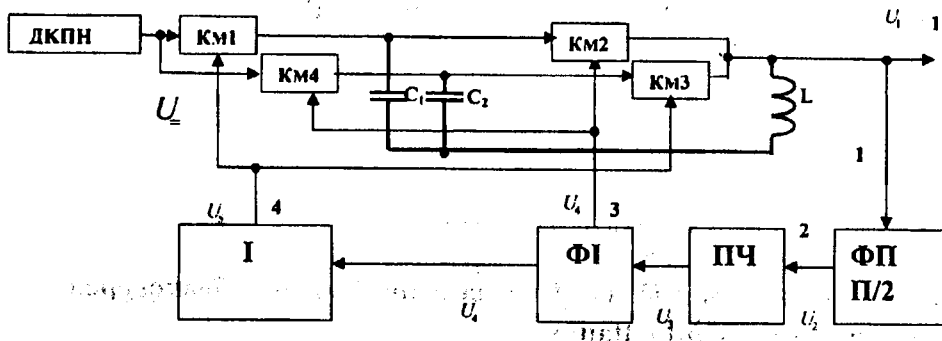


Рис. 2

Розглянутий метод компарування має похибку, яка викликана кінцевим значенням похибки термоперетворювача і неодноточним порівнянням відтвореної та каліброваної фізичних величин. Ручний режим та інерційність процесу відтворення суттєво подовжують час, необхідний для процесу відтворення.

Автором запропоновано новий метод відтворення змінної напруги шляхом безпосередньої передачі точності амплітуди сигналу від джерела постійного струму до джерела змінного струму [3]. Розробка цього методу базується на властивості інерційності конденсаторів, завдяки якій зафіксований ними заряд та рівень напруги, отриманий від джерела постійного струму, не змінюється миттєво під впливом навантаження.

Розглянемо більш детально запропонований метод за допомогою структурної схеми калібрування змінної напруги, яка показана на рис. 2. Вона складається з джерела каліброваної постійної напруги ДКПН, вихідна напруга якого дорівнює  $U_$ , чотирьох комутаторів КМ1—КМ4, двох конденсаторів  $C_1, C_2$ , ємності яких рівні між собою  $C_1 = C_2$ , котушки індуктивності  $L$ , пристрою повороту фази на  $(\pi/2)$  — ФП, подільника частоти ПЧ, формувача імпульсів ФІ та інвертора І.

Роботу цього пристрою можна розбити на два цикли, які відбуваються одночасно: заряд одного з конденсаторів  $C_1 (C_2)$  до напруги рівня  $U_$  і розряд другого  $C_2 (C_1)$  — на коливальний контур, створений одним із конденсаторів і котушкою індуктивності  $L$ . Ці цикли відбуваються за допомогою комутаторів КМ1—КМ4.

На першому відрізку часу спрацьовують комутатор КМ1, який підключає конденсатор  $C_1$  до джерела ДКПН, і КМ3, який під'єднує конденсатор  $C_2$  до котушки індуктивності  $L$ . Конденсатор  $C_2$  та котушка індуктивності  $L$  на цьому інтервалі часу утворюють коливальний контур, у якому відбуваються вільні коливання, спричинені зарядом конденсатора  $C_2$  від ДКПН на попередньому інтервалі часу. Оскільки коливання триває період, заряд конденсатора  $C_2$  лише частково використовується на підтримку коливального процесу, після чого конденсатор  $C_2$  за допомогою комутатора КМ4 знову під'єднується до ДКПН для відновлення початко-

вого заряду. У цей самий момент конденсатор  $C_1$ , заряджений від ДКПН, підключається до котушки індуктивності  $L$  і, тим самим, продовжує коливання протягом наступного періоду. Надалі цей процес відбувається багаторазово.

Синхронізація цього процесу забезпечується завдяки роботі послідовно з'єднаних: пристрою

повороту фази, в якому вихідні коливання  $U_1 LC_1 (C_2)$ -контур змінюються на  $90^\circ$ ; подільника частоти, в якому вихідна частота з ФП ділиться на 2; формувача імпульсів ФІ, в якому формуються імпульси управління комутаторів КМ2, КМ4 та інвертора І, на виході якого з'являються імпульси управління комутаторів КМ1, КМ3.

Часові діаграми, які описують роботу запропонованого пристрою, показані на рис. 3.

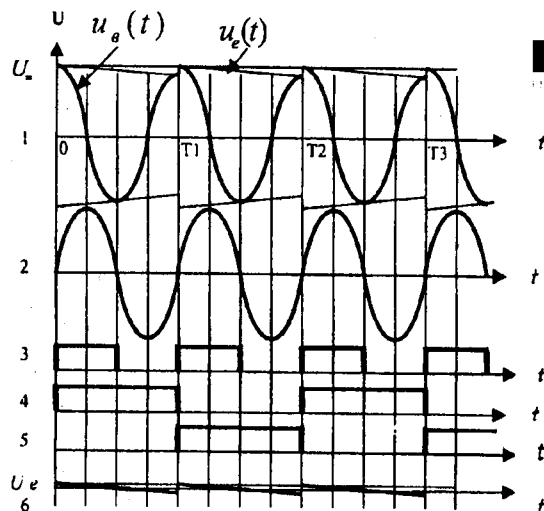


Рис. 3

На часовій діаграмі 1 зображено його вихідний сигнал. На часовій діаграмі 2 — вихідний сигнал ФП. На часових діаграмах 3, 4 і 5 — вихідні сигнали подільника частоти, формувача імпульсів ФІ та інвертора І відповідно.

Запропонований метод дає можливість уникнути використання вимірювального термоперетворювача напруги ВТН та операції порівняння, що дозволяє вилучити із виразу (1) похибки  $\gamma_{ВТН}$  і  $\gamma_{НС}$ , після чого вираз (1) набуває вигляду

$$\gamma_1 = \gamma_K + \gamma_{НС} \quad (2)$$

а граничне значення похибки  $\gamma_1$  зменшується більше, ніж на порядок і становить 0,0002 %.

Як видно з рис. 3 (діаграма 1), у кожний період відтвореного сигналу в момент переключення

конденсаторів відбувається стрибок амплітуди, викликаний тим, що рівень напруги зарядженого конденсатора, який підключається до контуру, вищий від рівня напруги частково розрядженого конденсатора, який відключається від контуру і підключається до ДКПН. Це призводить до нелінійних спотворень, які, в свою чергу, спричиняють неточність відтворення амплітуди змінного сигналу за новим методом. Сигнал, зображений на діаграмі 1, складається із основного відтворюваного сигналу

$$u_B(t) = U \sin \omega t, \quad (3)$$

де  $u_B(t)$  та  $U$  — миттєве та амплітудне значення відтворюваного сигналу та його обвідної, яка представляє собою експоненціальну функцію наступного вигляду [1]:

$$u_e(t) = U_e e^{-\delta t}, \quad (4)$$

де  $u_e(t)$  та  $U_e$  — миттєве та амплітудне значення експоненціальної функції,  $\delta = r/2L$  — величина зворотно пропорційна до постійної часу коливального контуру,  $r$  та  $L$  — опір втрат та індуктивність коливального контуру.

Функція  $u_e(t)$  є обвідною до функції  $u_B(t)$  на кожному інтервалі між перемиканнями комутаторів Км1—Км4. За умов високої добротності контуру експоненціальну функцію на відрізках часу  $0-T_1$ ,  $T_1-T_2$ ,  $T_2-T_3$  можна представити як пилкоподібну функцію, зображену на часовій діаграмі 6 (рис. 3). Ця функція має наступний вигляд:

$$u_e(t) \approx f(\omega t) = \frac{U_e}{2} \left( 1 - \frac{\omega t}{\pi} \right) \quad \text{за умови } 0 < \omega t < 2\pi. \quad (5)$$

Вона розкладається в ряд Фур'є

$$f(\omega t) = \frac{U_e}{\pi} \left( \sin \omega t + \frac{\sin 2\omega t}{2} + \frac{\sin 3\omega t}{3} + \dots \right). \quad (6)$$

Із виразу (6) видно, що до ряду входять гармонічні складові як основної частоти відтворюваного сигналу, так і кратні їй високочастотні складові. Звичайно, що вони вносять похибку відтворення діючого значення калібрувального сигналу,

абсолютне значення якої може бути представлено у вигляді наступної формули:

$$\Delta_B = \frac{U}{\pi} \left( f_1^2 + f_2^2/4 + f_3^2/9 + \dots \right)^{0,5}, \quad (7)$$

де  $f_1, f_2, f_3$  — гармонічні складові, отримані в результаті розкладання обвідної в ряд Фур'є.

Для підвищення точності відтворення амплітуди сигналу за цим методом необхідно зменшувати амплітуду обвідної. Аналізуючи формулу (4), можна зробити висновок, що амплітуда обвідної  $u_e(t)$  і, відповідно, амплітуди її гармонічних складових залежать від інтервалу часу  $t$  та постійної часу коливального контуру  $\delta^{-1}$ . Таким чином, однією з умов зменшення впливу обвідної на точність відтворення певного значення синусоїди необхідно зменшувати опір  $r$  втрат контуру і збільшувати індуктивність  $L$ , тобто необхідно підвищувати добротність контуру. Однак підвищення добротності за рахунок використання більш якісних елементів коливального контуру та запровадження структурних методів має обмежені можливості. Тому доцільно скористатися другим важливим чинником зменшення впливу обвідної, а саме, скороченням інтервалу часу між наступними переключеннями комутаторів Км1—Км4.

Для вирішення цього питання автором було запропоновано схему [4] відтворення змінної напруги, яка показана на рис. 4. Вона складається з джерела каліброваного постійного сигналу ДКПН, вихідна напруга якого дорівнює  $U$ , шести комутаторів Км1—Км6, двох конденсаторів  $C_1, C_2$ , ємності яких рівні між собою, котушки індуктивності  $L$ , ФП — пристрою повороту фази на  $\pi/2$ , формувача імпульсів ФІ та інвертора І.

Опишемо роботу цього пристрою за допомогою часової діаграми, показаної на рис. 5.

На часових діаграмах 1, 2 зображено процеси зарядження і розрядження конденсаторів  $C_1, C_2$  відповідно до циклів роботи пристрою. На діаграмі 3 — вихідний сигнал пристрою, на діаграмі 4 — вихідний сигнал ФП, на діаграмах 5 і 6 — вихідні сигнали формувача імпульсів ФІ та інвертора І.

На інтервалі часу  $0-t_1$  за допомогою позитивного сигналу управління з виходу інвертора І (діаграма 6) відкриваються комутатори Км1, Км3 і

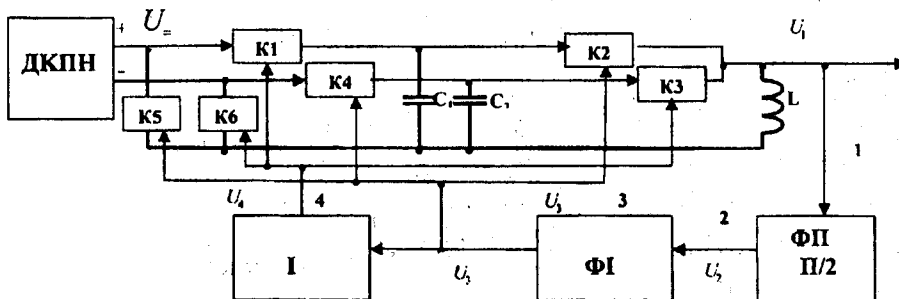


Рис. 4

Км6. Завдяки цьому відбувається зарядження конденсатора  $C_1$  (діаграма 1) до вихідного рівня  $U$  і підключення конденсатора  $C_2$  до котушки індуктивності  $L$ . У цей період часу комутатори Км2, Км4 і Км5 закриті завдяки нульовому рівню сигналу (діаграма 5) на їхніх входах управління.

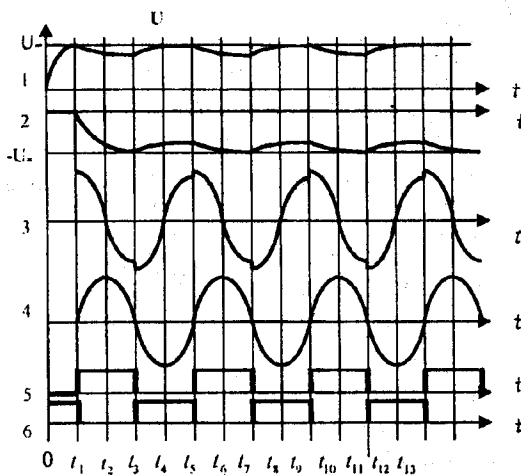


Рис. 5

На інтервалі часу  $t_1-t_3$  за допомогою позитивного сигналу управління з виходу формувача імпульсів ФІ (діаграма 5) відкриваються комутатори Км2, Км4 і Км5. У цей період часу відбувається зарядження конденсатора  $C_2$  до вихідного рівня  $U_+$  (діаграма 2) і розрядження конденсатора  $C_1$  (діаграма 1), підключеного до котушки індуктивності  $L$ , на коливальний контур  $LC_1$ . У цей період часу комутатори Км1, Км3 і Км6 закриті завдяки нульовому рівню сигналу (діаграма 6) на їхніх входах управління.

На інтервалі часу  $t_3-t_5$  за допомогою позитивного сигналу управління з виходу інвертора І (діаграма 6) знову відкриваються комутатори Км1, Км3 і Км6, заряджається конденсатор  $C_1$  (діаграма 1) до вихідного рівня  $U_+$  і розряджається конденсатор  $C_2$  (діаграма 2), підключений до котушки індуктивності  $L$ , на коливальний контур  $LC_2$ . У цей період часу комутатори Км2, Км4 і Км5 знову закриті завдяки нульовому рівню сигналу (діаграма 5) на їхніх входах управління.

Надалі цей процес відбувається безперервно в автоматичному режимі.

Як видно з діаграми 3, період часу  $t_1-t_3$  дорівнює половині періоду колювання  $LC_1$ -контур. Причому на цьому відрізку часу відбувається нуль-перехід колювань з позитивного значення синусоїди на негативне. На відрізку часу  $t_3-t_5$  відбувається нуль-перехід колювань  $LC_2$ -контур з негативного значення синусоїди на позитивне. Ці колювання поступають на ФП, на виході якого виникає синусоїда, представлена на діаграмі 4 (рис. 5). Цей сигнал підсилюється і обмежується в ФІ, на виході якого отримуємо сигнал, який поступає на управління комутаторів Км2, Км4, Км5 та на вхід інвертора І (часова діаграма 5 на рис. 5). Одночасно на виході І з'являється сигнал управління Км1, Км3, Км6 (часова діаграма 6 на рис. 5). Таким чином, відбувається синхронізація роботи пристрою.

Оскільки коливальний процес  $LC$ -контур, що складається з одного із з'єднаних з контуром конденсаторів  $C_1$  чи  $C_2$  та котушки індуктивності  $L$ ,

продовжується тільки половину періоду, розряд кожного з них відбувається лише частково (в інтервали часу  $t_1-t_3, t_5-t_7, t_9-t_{11}$  — для конденсатора  $C_1$  і в інтервали часу  $t_3-t_5, t_7-t_9, t_{11}-t_{13}$  — для конденсатора  $C_2$ ) на підтримку вільних колювань. В наступні інтервали часу  $t_3-t_5, t_7-t_9, t_{11}-t_{13}$  — для конденсатора  $C_1$  і  $t_1-t_3, t_5-t_7, t_9-t_{11}$  — для конденсатора  $C_2$  відбувається їх заряд від ДКПН до рівня  $U_+$  та  $-U_+$  відповідно. Це сприяє зменшенню стрибків амплітуди синусоїдального сигналу в моменти переключень комутаторів  $t_1, t_3, t_5, t_7, t_9, t_{11}$  і т.п. З метою зменшення інтервалу часу, під час якого триває розрядження конденсаторів, підключених до коливального контуру, до половини періоду вихідного сигналу, було введено комутатори Км5 та Км6. Вони забезпечують позитивний заряд конденсатора  $C_1$  шляхом комутації позитивного виводу ДКПН на перший вивід конденсатора  $C_1$  і негативного виводу ДКПН на другий вивід конденсатора  $C_1$  в інтервали часу  $t_3-t_5, t_7-t_9, t_{11}-t_{13}$  і, навпаки, забезпечують негативний заряд конденсатора  $C_2$  шляхом комутації негативного виводу ДКПН на перший вивід конденсатора  $C_2$  і позитивного виводу ДКПН на другий вивід конденсатора  $C_2$  в інтервали часу  $t_1-t_3, t_5-t_7, t_9-t_{11}$ .

Завдяки використанню запропонованого пристрою час, протягом якого відбувається розряд конденсатора  $C_1$  ( $C_2$ ) коливального контуру, скорочується вдвічі, що приблизно вдвічі дозволяє зменшити похибку відтворення величини змінної напруги.

Порівняльний аналіз з відомими технічними рішеннями показує, що запропонований пристрій калібрування змінної напруги є найбільш точним, оскільки забезпечує пряму операцію передачі точності від джерела постійної каліброваної напруги до джерела змінної напруги.

Важливою перевагою запропонованого методу та пристроїв на його основі є можливість виготовлення компактного джерела взірцевої напруги, яке може бути розташовано безпосередньо у вимірному вальному приладі.

1. Атабеков Г.И. Теоретические основы электротехники. Линейные электрические цепи: Учебник для вузов. Ч.1. — 5-е изд., испр. и доп. — М.: Энергия, 1978. — 592 с.

2. Безикович А.Я., Шапиро Е.З. Измерение электрической мощности в звуковом диапазоне частот. — Л.: Энергия, 1980. — 168 с.

3. Патент України № 27031, G01R21/06. Спосіб калібрування значення змінного сигналу / Тесик Ю.Ф. — Опубл. 10.10.2007. — Бюл. №16.

4. Патент України № 37410, G01R21/00. Пристрій для калібрування величини змінної напруги / Тесик Ю.Ф. — Опубл. 25.11.2008. — Бюл. №22.

Надійшла 22.12.2008