

УДК 621.31.4

М.І. Грибок, С. А. Савенко

Національний університет “Львівська політехніка”,
кафедра інформаційно-виміральної техніки**ПЕРЕТВОРЮВАЧ СЕРЕДНЬОКВАДРАТИЧНИХ ЗНАЧЕНЬ
НА ОСНОВІ СИМЕТРИЧНОГО ЛОГАРИФМАТОРА**

© Грибок М. І., Савенко С. А., 2001

Наведено теоретичні положення, основні математичні співвідношення та схемну реалізацію перетворювача середньоквадратичних значень на основі симетричного логарифматора.

The main mathematical rules and circuit realizing of RMS values transducer based on symmetric logarithmer are described in the paper.

Перетворювачі середньоквадратичних значень (СКЗ) на основі логарифмічних схем достатньо відомі [1]. Завдяки таким якостям, як широкий динамічний діапазон перетворень, високі метрологічні характеристики, простота інтегрального виконання, ці пристрої набули широкого використання [2,3]. Водночас вони мають ряд недоліків, які зумовлені одноквадратністю логарифмічних перетворень. Справді, класична схема трансдіода [1] може реалізувати функцію

$$U(t) = -\frac{kT}{q} \ln \frac{i(t)}{I_0}, \quad (1)$$

при використанні ррп-транзистора $i(t)$ і I_0 є додатними, а при використанні ррр-транзистора вони від'ємні.

Оскільки $\overline{x^2(t)} = \left| \overline{x(t)} \right|^2$, то у схемах СКЗ для перетворення сигналів довільної форми

та полярності здійснюється попереднє формування модуля вхідного сигналу. А це породжує ряд додаткових проблем. У формувачах модуля (ФМ) необхідно використовувати широкосмугові операційні підсилювачі, які мають погані статичні характеристики. А це погіршує високочастотне опрацювання сигналів з постійними складовими. Зростання фазових похибок на вищих частотах (> 20 кГц) зменшує точність перетворень. Наявність згаданих недоліків поряд з порівняно високим енергоспоживанням перетворює ФМ в один з критичних вузлів, що обмежує частотний та динамічний діапазон перетворень СКЗ загалом.

Ці недоліки можуть бути усунені вживанням симетричного відносно полярності логарифматора $i(x)$, схемна реалізація якого являє собою ОП, в колі зворотного зв'язку якого ввімкнено два транзистори різного типу провідності (рис. 1).

Для довільної полярності вхідного струму $i(t)$ один з базо-емітерних переходів зміщений в оберненому напрямку, а вихідна напруга формується колекторним струмом другого транзистора.

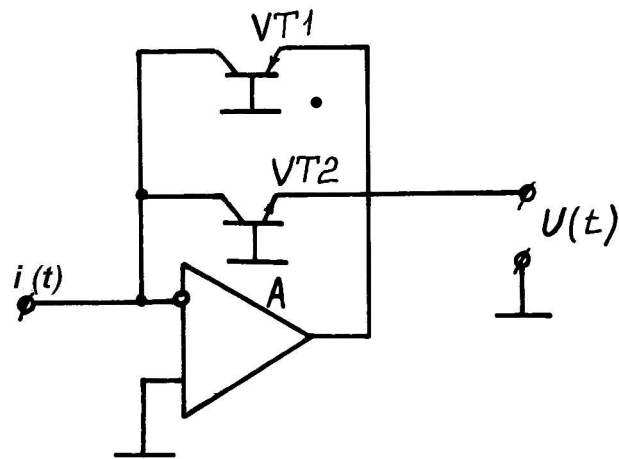


Рис. 1. Схема симетричного логарифматора

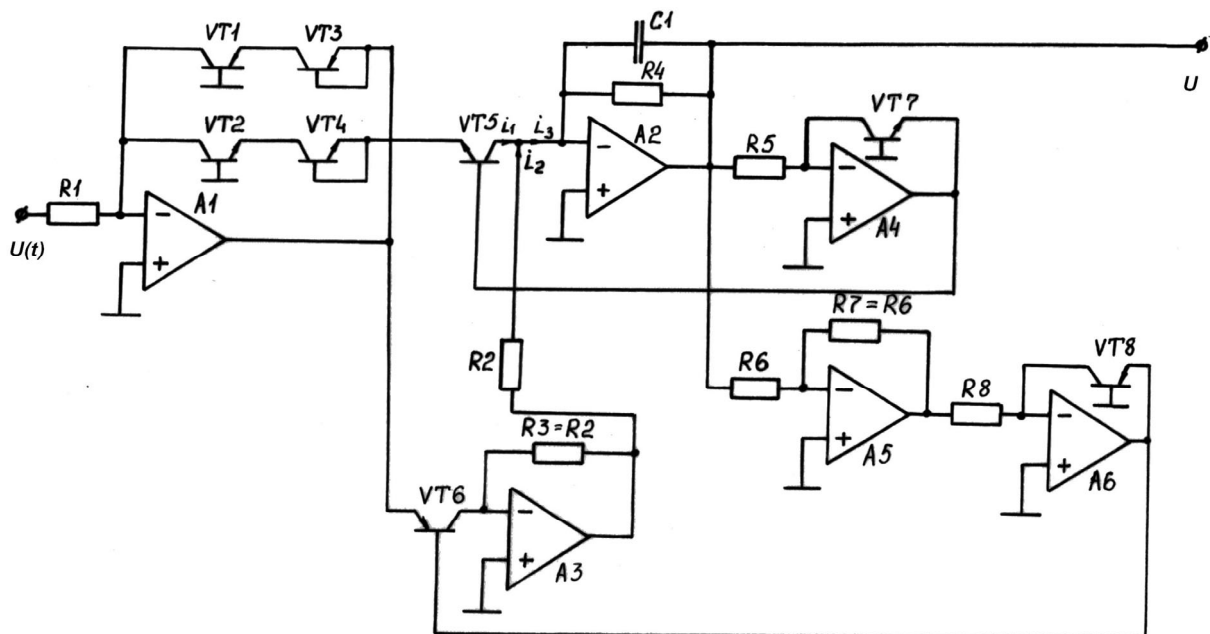


Рис. 2. Принципова схема перетворювача СКЗ на основі симетричного логарифматора

У схемі СКЗ (рис.2) використано симетричний подвійний логарифматор. Напряга в точці з'єднання емітерів транзисторів vT_3 і vT_4

$$U_e(t) = \begin{cases} -\frac{KT}{q} \ln \frac{U^2(t)}{R_1^2 I_{02} I_{04}}, U(t) > 0 \\ \frac{KT}{q} \ln \frac{U^2(t)}{R_1^2 I_{01} I_{03}}, U(t) < 0 \end{cases} \quad (2)$$

Знаходимо напрягу на базі транзисторів vT_5 і vT_6

$$U_{B5} = -\frac{KT}{q} \ln \frac{U}{R_5 I_{07}}$$

$$U_{B6} = \frac{KT}{q} \ln \frac{U}{R_8 I_{08}} \quad R_7 = R_6$$

Виходячи з полярності U_{B5} і U_{B6} , доходимо висновку, що при $U(t) > 0$ транзистор vT_6 закритий і вхідний струм I_3 каскаду перетворення середнього значення в напругу $U(A_2, R_4, I_1)$ визначається струмом i_1 , тобто колекторним струмом транзистора vT_5

$$i_1(t) = i_3(t) = I_{05} \exp \frac{q}{KT} U_{BE5}(t) = \frac{U^2(t) \cdot R_5 \cdot I_{07} \cdot I_{05}}{U \cdot R_1^2 \cdot I_{02} \cdot I_{04}},$$

При $U(t) < 0$ маємо

$$i_2(t) = i_3(t) = I_{06} \exp \frac{q}{KT} U_{BE6}(t) = \frac{U^2(t) \cdot R_8 \cdot I_{08} \cdot I_{06}}{U \cdot R_1^2 \cdot I_{01} \cdot I_{03}}, R_3 = R_2$$

Напруга U на виході операційного підсилювача A_2

$$U = i_3(t) R_4 = \frac{U^2(t)}{U} \left[\frac{R_4 R_5 I_{07} I_{05}}{R_1^2 I_{02} I_{04}} + \frac{R_4 R_8 I_{08} I_{06}}{R_1^2 I_{01} I_{03}} \right] = \frac{K \cdot U^2(t)}{U} \quad (3)$$

З (3) видно, що ідентичність параметрів комплементарних пар не обов'язкова. Потрібні ідентичні параметри пар лише однієї провідності vT_5 і vT_4 , vT_7 і vT_2 , vT_3 і vT_6 , vT_7 і vT_8 . В цьому випадку $U = \sqrt{U^2(t)}$

При використанні таких перетворювачів в приладах з мікропроцесорною обробкою точність вимірювання діючого значення напруги можна значно підвищити введенням калібрування по сигналу $U_0(t)$ з діючим значенням U_{0H} .

$$\begin{aligned} \text{Тоді} \quad U_1 &= \frac{U^2(t)}{u_1} K = K \cdot U_D, \\ U_0 &= \frac{U_0^2(t)}{U_0} K = K \cdot U_{0H}, \end{aligned}$$

а значення U_D діючого значення напруги $U(t)$ визначається з виразу

$$U_D = U_{0H} \cdot \frac{U_1}{U_0}$$

і не залежить від K і тим самим від ідентичності параметрів пар транзисторів.

Експериментальні дослідження метрологічних характеристик макета перетворювача СКЗ підтвердили основні теоретичні положення. На постійному струмі чутливість забезпечувалась в діапазоні $10 \cdot 10^{-6} B \div 5B$ при приведеній похибці 0,2%. Незважаючи на притаманне логарифмічним схемам звуження діапазону перетворень із зростанням частоти на частоті 200 кГц в діапазоні $0,5B \div 5B$, похибка перетворення синусоїдного сигналу не перевищувала 0,5%.

1. *Справочник по нелинейным схемам / Под ред. Д. Шейнголда. М., 1977.* 2. *Kühne H. Meßshaltung zur Ermittlung des echten Effektivwertes / RFE-1980- №1. P. 39-42.* 3. *Analog Devices Data- Acquisition Databook /Analoge Devices, 1992. P. 7-71*