

УДК 621.317.7

DOI: 10.18372/2073-4751.72.17462

Сергєєв І.Ю., к.т.н.,  
orcid.org/0000-0003-3363-4328**ШВИДКОДІЮЧИЙ ВИМІРЮВАЛЬНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ  
СЕРЕДНЬОКВАДРАТИЧНИХ ЗНАЧЕНЬ НАПРУГИ**

Національний авіаційний університет

igor.sergeyev@npp.nau.edu.ua

**Вступ**

Як відомо [1], *RMS* або *Root Mean Square* є фундаментальним вимірюванням величини напруги змінного струму. Його визначення може бути як практичним, так і математичним. Визначено практично: середньоквадратичне значення напруги змінного струму дорівнює напрузі постійного струму, яка виділяє ту ж саму кількість тепла в тому ж самому навантаженні. Наприклад: напруга змінного струму в 1 вольт *RMS* вироблятиме таку ж кількість тепла в резисторі, що й напруга постійного струму в 1 вольт. Визначено математично: середньоквадратичне значення напруги визначається як:

$$U_{RMS} = \sqrt{\text{Avg}(U^2)}.$$

Вимірювальний перетворювач середньоквадратичних значень напруги – це технічний засіб зі стандартизованими метрологічними характеристиками для забезпечення вихідної напруги постійного струму, що дорівнює середньоквадратичному значенню вхідної напруги змінного або постійного струму, що коливається. На відміну від аналогічних перетворювачів напруги за рівнем амплітуди або середніх значень, такий перетворювач має дуже важливу перевагу, оскільки дозволяє отримати більше інформації про вимірюване значення, наприклад, у разі спотвореної форми вхідної напруги. Ранні мультиметри використовували простий випрямляч і схему усереднення для вимірювання змінного струму. Потім ці вимірювачі були відкалібровані для зчитування середньоквадратичного значення, але це було правильним лише для однієї певної форми сигналу, наприклад, синусоїдальної. На відміну від схем усереднення, справжні перетворювачі *RMS-to-DC* вимірюють

середньоквадратичне значення вхідної напруги не зважаючи на форму сигналу. У результаті ви можете використовувати їх як будівельні блоки в різноманітних схемах вимірювання [1,2].

**Як працюють перетворювачі *RMS-to-DC*.** Обговорювані тут перетворювачі середньоквадратичного значення напруги змінного струму в напругу постійного струму [2] розв'язують неявне рівняння для середньоквадратичного значення напруги. Наступне обговорення покаже перетворення, які ведуть від визначення середньоквадратичної напруги до неявного рівняння. Потім буде пояснено реалізацію неявного рівняння в монолітних інтегральних схемах *RMS-to-DC* перетворювачів.

Визначенням середньоквадратичного значення напруги змінного струму є

$$U_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [U(t)^2] dt}, \quad (1)$$

де  $U_{RMS}$  є середньоквадратичне значення напруги змінного струму,  $T$  є тривалість часу вимірювання і  $U(t)$  є миттєва напруга, що є функцією часу, але не обов'язково періодичною.

Зведення обох частин цього рівняння в квадрат дає:

$$U_{RMS}^2 = \int_0^T [U(t)^2] dt. \quad (2)$$

Інтеграл можна апроксимувати як плинне середнє:

$$\text{Avg}[U(t)]^2 = \frac{1}{T} \int_0^T [U(t)^2] dt. \quad (3)$$

Тоді рівняння 2 спрощується до наступного:

$$U_{RMS}^2 = \text{Avg}[U(t)^2]. \quad (4)$$

Ділення обох сторін на  $U_{RMS}$  дає

$$U_{RMS} = \frac{\text{Avg}[U(t)^2]}{U_{RMS}}. \quad (5)$$

Цей вираз забезпечує основу для неявного розв'язання рівняння відносно

$U_{RMS}$  і є технікою, яка використовується в лінійці монолітних мікросхем перетворювачів *RMS-to-DC* фірми *Analog Devices*.

Зверніть увагу, що витяг квадратного кореня з обох частин рівняння 4 дає:

$$U_{RMS} = \sqrt{\text{Avg}[U(t)^2]}, \quad (6)$$

що є альтернативним способом вираження середньоквадратичного значення функції.

Неявний метод обчислення середньоквадратичної величини є кращим перед

явним методом (послідовне зведення в квадрат, усереднення та витяг квадратного кореня вхідні напруги) з практичних міркувань, що призводить до кращого динамічного діапазону.

На рис. 1 показано неявний метод перетворення *RMS-to-DC*. Схема по суті є аналоговим комп'ютером, який розв'язує рівняння 5.

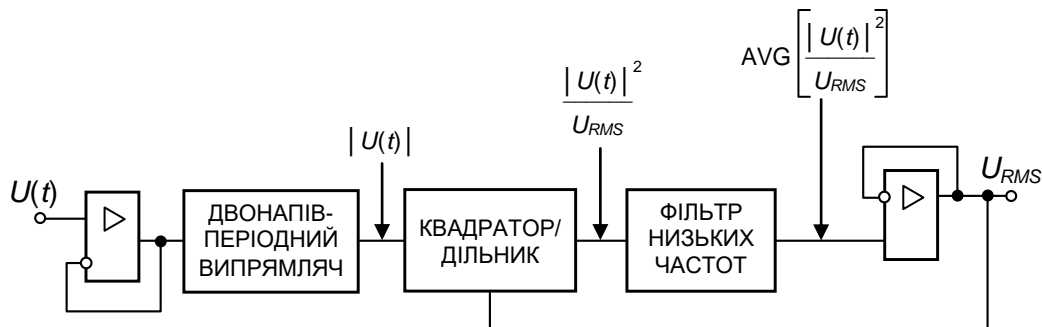


Рис. 1. Неявний метод перетворення *RMS-to-DC*

Всі мікросхеми фірми *Analog Devices* *AD536A*, *AD636*, *AD637*, *AD736* і *AD737* використовують варіації на цю тему.

Схема формування абсолютного значення вхідної напруги (тобто прецизійний двонапівперіодний випрямляч) слідує за вхідним буфером (повторювачем). Вихідна напруга схеми абсолютного значення подається на вхід квадратура/дільника. Квадратор/дільник зводить у квадрат абсолютне значення вхідної напруги та ділить її на вихідну напругу перетворювача, яка є усередненою вихідною напругою схеми зведення у квадрат. Ланцюг зворотного зв'язку з виходу перетворювача на вхід дільника, забезпечує безперервність розв'язання рівняння 5.

Вимірювальні перетворювачі *RMS-to-DC* надзвичайно широко використовуються в різних галузях техніки. Серед метрологічних параметрів таких перетворювачів велике значення має їх швидкодія.

### Постановка проблеми

У розглянутих вище *RMS-to-DC* перетворювачах швидкодія обмежена через наявність фільтра низьких частот, що обумовлено необхідністю отримання постійної напруги на виході пристрою. Це дуже

часто обмежує застосовність таких перетворювачів. Вирішення проблеми підвищення їх швидкодії можливе за допомогою застосування методу ітераційно-інтегруючого перетворення, успішно застосовуваного при створенні різноманітних високоточних вимірювальних перетворювачів [6].

### Розв'язання проблеми

Серед багатьох методів підвищення точності та швидкодії вимірювальних перетворювачів велике значення мають структурні методи. Вони включають використання функціональних схем, в яких можна усунути або зменшити вплив деяких похибок найбільш нестабільних блоків і елементів на загальну похибку пристрою.

Значне місце серед структурних методів підвищення точності та швидкодії вимірювальних перетворювачів займають ітераційні методи корекції помилок, засновані на добре розробленій у математиці теорії ітераційних методів. У той же час у вимірювальній техніці дуже широко використовуються різні інтегруючі перетворювачі, завдяки таким їх перевагам, як висока точність, завадостійкість і чутливість, простота, надійність, низька вартість і т.д.

Поєднання методів інтегруючого перетворення та адитивної ітераційної корекції помилок породило метод, названий автором [3], ітераційно-інтегруючим методом перетворення та пристрої, що використовують цей метод, названі ітераційно-інтегруючими перетворювачами.

**Вимірjuвальний ітераційно-інтегруючий перетворювач.** Спрощена структурна схема ітераційно-інтегруючого перетворювача, запропонована автором наведена на рис. 2.

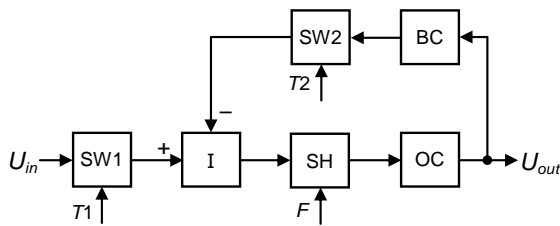


Рис. 2. Спрощена структурна схема ітераційно-інтегруючого перетворювача

Тут  $U_{in}$  – вхідна напруга; OC вихідний перетворювач, BC зворотний перетворювач, OC і BC тут масштабуючі перетворювачі (підсилювачі);  $K_{OC}$  і  $K_{BC}$  – коефіцієнти передачі, відповідно, блоків OC і BC; SW1 і SW2 – перемикачі; SH – пристрій вибірки та зберігання;  $T1$  – інтервал часу інтегрування вхідної напруги  $U_{in}$ ;  $T2$  – інтервал часу інтегрування вихідної напруги  $U_{out}$ . Значення  $T1$ ,  $T2$  і  $U_{in}$  у загальному випадку є вхідними величинами.

Робота йде циклами. Цикли перетворення задані послідовністю імпульсів вибірки  $F$ . Кожен цикл є кроком ітерації. Він складається з часу інтегрування  $T1$  інтегратором I вхідної напруги  $U_{in}$  через неінвертуючий вхід, часу інтегрування  $T2$  інтегратором I добутку величин  $K_{BC} U_{out}$  через інвертуючий вхід, і вибірки пристроєм вибірки та зберігання SH вихідної напруги інтегратора після отримання в кінці циклу імпульсу вибірки  $F$ . Ця напруга надходить через вихідний перетворювач OC на вихід перетворювача під час наступного циклу перетворення.

Припустимо вихідна напруга  $U_{out} = U_{out0}$ . Нехай вхідна напруга  $U_{in}$  різко змінюється. Для  $n$ -го циклу після такого стрибка вхідної напруги можна записати вираз

для визначення вихідної напруги в наступному вигляді

$$U_{out n} = U_{in} T1 K_{OC} / R C + U_{out (n-1)} Q. \quad (7)$$

де  $Q = 1 - T2 K_{OC} K_{BC} / R C$ ;  $R$  і  $C$  є елементами інтегратора I.

Вираз (7) являє собою неоднорідне лінійне диференціальне рівняння першого порядку, яке, як відомо, можна розв'язати, наприклад, за допомогою Z-перетворення. Результат, який ми отримуємо

$$U_{out n} = U_{in} T1 K_{OC} / R C \sum_{j=1}^n Q^{j-1} + U_{out 0} Q^n. \quad (8)$$

де  $j$  – порядковий номер циклу перетворення (після розглянутого стрибка вхідної величини, наприклад, вхідної напруги  $U_{in}$ );  $j = \overline{1, n}$ .

Іншим, більш наочним, розв'язанням рівняння (8) є наступне. Рівняння (7) можна використовувати як рекурентну формулу, за допомогою якої безпосередньо будується ряд (8). Строгість такого рішення доводиться методом математичної індукції. В наслідок простоти ці докази тут розглядатися не будуть.

Вираз (8) являє собою суму геометричної прогресії зі знаменником  $Q$ , яка збігається за умови  $|Q| < 1$ , і члена  $U_{out} Q^n$ , який зменшується при виконанні тих же умов.

Використовуючи відомі для геометричної прогресії формули та рекурентну формулу (8), запишемо вираз для вихідної напруги перетворювача в кінці першого циклу перетворення після розглянутого стрибка вхідної напруги у вигляді

$$U_{out 1} = U_{in} T1 K_{OC} / R C + U_{out 0} Q, \quad (9)$$

в кінці другого циклу перетворення

$$U_{out 2} = (U_{in} T1 K_{OC} / R C) (1+Q) + U_{out 0} Q^2, \quad (10)$$

в кінці  $n$ -го циклу перетворення

$$U_{out n} = U_{in} T1 K_{OC} / R C \sum_{j=1}^n Q^{j-1} + U_{out 0} Q^n$$

$$= (U_{in} T1 / T2 K_{BC}) (1 - Q^n) + U_{out 0} Q^n, \quad (11)$$

в режимі, що встановився, ( $n \rightarrow \infty$ )

$$U_{out \infty} = \lim_{n \rightarrow \infty} U_{out n} = U_{in} T1 / T2 K_{BC}. \quad (12)$$

Цей вираз представляє рівняння перетворення перетворювача в статичному режимі (в усталеному стані), а вирази (8) – (11) відображають динаміку перехідного

процесу встановлення вихідного значення після раптової зміни вхідної напруги.

З рівнянь (8) і (12) можна записати вираз для визначення відносної похибки, викликаній кінцевим часом перетворення ( $n \neq \infty$ ), у формі

$$\gamma_n = \frac{U_{outn} - U_{out\infty}}{U_{out\infty}} = -\frac{\Delta U Q^n}{U_{out\infty}}, \quad (13)$$

де  $\Delta U = U_{out\infty} - U_{out0}$ , а також вираз для визначення кількості циклів, за яких ця похибка стає меншою за задану:

$$n = \left\lceil \frac{\ln \left| \frac{\gamma_n U_{out\infty}}{\Delta U} \right|}{\ln |Q|} \right\rceil + 1. \quad (14)$$

Квадратні дужки означають, що ми беремо цілу частину значення виразу в цих дужках.

З наведених міркувань випливає, що швидкість перехідного процесу вище, якщо значення  $Q$  ближче до нуля. Умова  $Q = 0$  є умовою максимальної швидкості перехідного процесу, який у цьому випадку завершується за один цикл.

У пристрої здійснюється перетворення з ітераційною адитивною корекцією похибки перетворення, при якому в якості тестового сигналу використовується вихідна напруга перетворювача. Корекція помилок у перетворювачі є ітеративною, оскільки вихідне значення крок за кроком наближається до попередньо визначеного значення в усталеному стані. Корекція помилок у перетворювачі також є адитивною, оскільки корекція вводиться шляхом підсумовування, яке виконується за допомогою інтегратора.

Вихідна напруга  $U_{out}$  ітераційно-інтегруючого перетворювача прямо пропорційна середньому значенню вхідної напруги  $U_{in}$  протягом часу усереднення  $T1$ . Це дає змогу створити на основі розглянутого ітераційно-інтегруючого перетворювача перетворювач середніх значень напруги.

*RMS-to-DC* перетворювач, що використовує саме такий вимірювальний ітераційно-інтегруючий перетворювач середніх значень напруги, обговорюється нижче.

### **Швидкодіючий вимірювальний перетворювач середньоквадратичних значень напруги (RMS-to-DC).**

Швидкодіючий вимірювальний перетворювач середньоквадратичних значень напруги, наведений на рис. 3, побудований відповідно до схеми рис. 1 з деякими відмінностями. Ці відмінності полягають у тому, що в якості фільтра нижніх частот використаний саме розглянутий вище ітераційно-інтегруючий перетворювач середніх значень напруги, і, для простоти викладу, на схемі не показано схему формування абсолютного значення вхідної напруги з вхідним буфером, тобто перетворювач вхідної напруги  $U_{in}(t)$  в напругу  $|U_{in}(t)|$ .

Цей перетворювач середньоквадратичних значень напруги відрізняється від розглянутого вище ітеративно-інтегруючого перетворювача середніх значень напруги наявністю в його складі квадратора/дільника та ланцюга зворотного зв'язку з виходу перетворювача на керуючий вхід квадратора/дільника. Вхідна напруга  $|U_{in}(t)|$ , перед тим як вступити на вхід інтегратора, зводиться в квадрат.

Квадратор/дільник виконаний за схемою широко відомого перетворювача середньоквадратичних значень апроксимуючого типу [8], в якому комірки апроксимації побудовані на операційних підсилювачах з діодами в колі зворотного зв'язку.

Квадратор/дільник зводить у квадрат абсолютне значення вхідної напруги та ділить її на вихідну напругу перетворювача, яка є усередненою вихідною напругою схеми зведення у квадрат. Квадратична залежність функції перетворення квадратора/дільника формується ломаною кривою, що являє собою кусково-лінійну апроксимацію квадратичної залежності.

Зазвичай використовують 5-7 відрізків апроксимації, що дозволяє забезпечити похибку від апроксимації в межах 0,1%.

Нахили відрізків апроксимуючої кривої задаються співвідношенням значень опору відповідних резисторів. Значення вхідної напруги, що відповідають точкам зламу апроксимуючої кривої,

залежать як від співвідношення значень опору відповідних резисторів, так і від значення напруги, що перетворюється.

Ланцюг зворотного зв'язку з виходу перетворювача на керуючий вхід квадратора/дільника (так зване ковзне зміщення) не тільки забезпечує вилучення квадратного кореня з зведеної в квадрат і усередненої вхідної напруги  $|U_{in}(t)|^2$ , але і забезпечує зниження похибки від кусково-лінійної апроксимації квадратичної кривої, що формується осередками, завдяки адаптації (пілаштуванню) масштабу цієї кривої

до зміни значення напруги, що перетворюється.

Крім апроксимуючих комірок, побудованих на операційних підсилювачах з діодами в ланцюзі зворотного зв'язку, і формувача імпульсів F, перетворювач також включає інтегратор I, пристрій вибірки та зберігання SH, підсилювач A і інвертор INV. Усі опори, що використовуються у наступних формулах,  $R_{K1}, \dots, R_{Km}, R_{B1}, \dots, R_{Bm}, R_1, R_2, R_{21}, \dots, R_{2m}, R_{31}, \dots, R_{3m}, R_{BC}$  являють собою опори резисторів з відповідними індексами на схемі рис. 3.

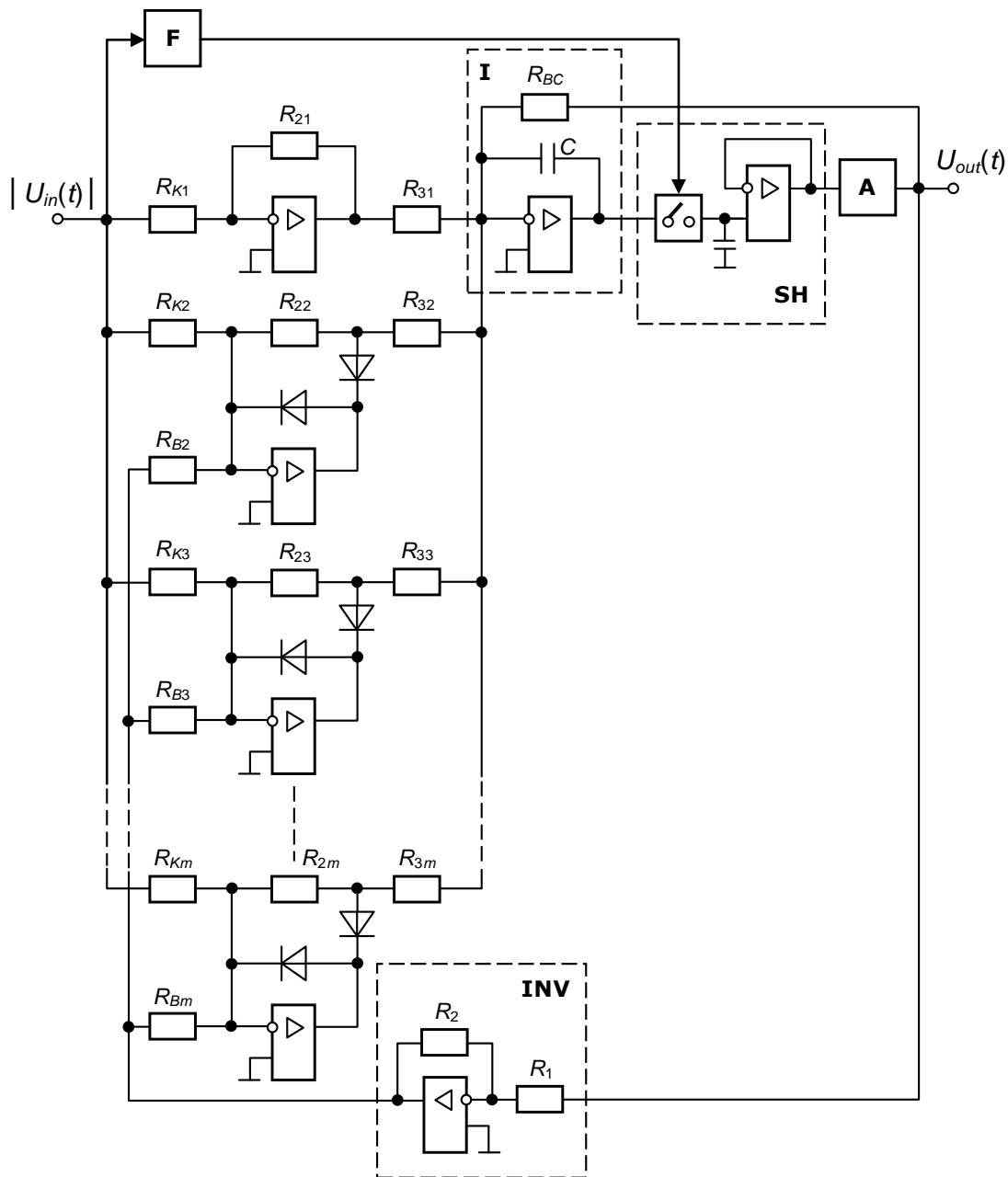


Рис. 3. Швидкодіючий вимірювальний перетворювач середньоквадратичних значень напруги

Перетворювач середньоквадратичних значень напруги, так як і розглянутий вище ітераційно-інтегруючий перетворювач середніх значень напруги, працює циклічно. Цикли перетворення (кроки ітерації) задаються послідовністю імпульсів вибірки  $F$ , що формуються від вхідної напруги  $|U_{in}(t)|$  за допомогою формувача імпульсів  $F$ . Кожний цикл складається з безперервного інтегрування інтегратором  $I$  зведеної в квадрат за допомогою квадратора/дільника і усередненої вхідної напруги  $|\overline{U_{in}(t)}|^2$  через неінвертуючий вхід, безперервного інтегрування інтегратором  $I$  вихідної напруги  $U_{out}$  через інвертуючий вхід, і вибірки пристроєм вибірки та зберігання  $SH$  вихідної напруги інтегратора

$$U_{out1} = \left\{ \frac{TK_{OC}}{C} \overline{U_{in}(t)} \frac{R_{21}}{R_{K1}R_{31}} + \right. \\ \left. + \overline{U_{in}(t)} \frac{R_{22}}{R_{K2}R_{32}} - U_{out0} \frac{R_2 R_{22}}{R_1 R_{B2} R_{32}} \right) \left[ \left[ \text{Sign}(\overline{U_{in}(t)}) \frac{R_{22}}{R_{K2}R_{32}} - U_{out0} \frac{R_2 R_{22}}{R_1 R_{B2} R_{32}} \right] + 1 \right] / 2 + \\ \left. + \overline{U_{in}(t)} \frac{R_{23}}{R_{K3}R_{33}} - U_{out0} \frac{R_2 R_{23}}{R_1 R_{B3} R_{33}} \right) \left[ \left[ \text{Sign}(\overline{U_{in}(t)}) \frac{R_{23}}{R_{K3}R_{33}} - U_{out0} \frac{R_2 R_{23}}{R_1 R_{B3} R_{33}} \right] + 1 \right] / 2 + \dots \\ \dots + \overline{U_{in}(t)} \frac{R_{2m}}{R_{Km}R_{3m}} - U_{out0} \frac{R_2 R_{2m}}{R_1 R_{Bm} R_{3m}} \right) \left[ \left[ \text{Sign}(\overline{U_{in}(t)}) \frac{R_{2m}}{R_{Km}R_{3m}} - U_{out0} \frac{R_2 R_{2m}}{R_1 R_{Bm} R_{3m}} \right] + 1 \right] / 2 \right\} + U_{out0} Q_T / U_{out0},$$

де  $m$  – кількість ділянок кусково-лінійної апроксимації;  $K_{OC} = K_{SH} K_A$  – коефіцієнти передачі блоків  $OC$ ,  $SH$  та  $A$ , відповідно;  $Q_T = 1 - T/R_{BC}$ ;  $C$ ;  $T$  – період вхідної напруги  $U_{in}(t)$ ;  $\text{Sign } X = 1$  if  $X > 0$ ,  $\text{Sign } X = -1$  if  $X \leq 0$ .

Позначимо

$$A_1 = \overline{U_{in}(t)} \frac{R_{21}}{R_{K1}R_{31}}; \\ A_2 = \left( \overline{U_{in}(t)} \frac{R_{22}}{R_{K2}R_{32}} - U_{out1} \frac{R_2 R_{22}}{R_1 R_{B2} R_{32}} \right); B_2 = \left[ \text{Sign}(\overline{U_{in}(t)}) \frac{R_{22}}{R_{K2}R_{32}} - U_{out1} \frac{R_2 R_{22}}{R_1 R_{B2} R_{32}} \right] + 1 / 2; \\ A_3 = \left( \overline{U_{in}(t)} \frac{R_{23}}{R_{K3}R_{33}} - U_{out1} \frac{R_2 R_{23}}{R_1 R_{B3} R_{33}} \right); B_3 = \left[ \text{Sign}(\overline{U_{in}(t)}) \frac{R_{23}}{R_{K3}R_{33}} - U_{out1} \frac{R_2 R_{23}}{R_1 R_{B3} R_{33}} \right] + 1 / 2; \\ \dots \\ A_m = \left( \overline{U_{in}(t)} \frac{R_{2m}}{R_{Km}R_{3m}} - U_{out1} \frac{R_2 R_{2m}}{R_1 R_{Bm} R_{3m}} \right); B_m = \left[ \text{Sign}(\overline{U_{in}(t)}) \frac{R_{2m}}{R_{Km}R_{3m}} - U_{out1} \frac{R_2 R_{2m}}{R_1 R_{Bm} R_{3m}} \right] + 1 / 2.$$

після отримання в кінці циклу імпульсу вибірки  $F$ . Ця напруга надходить через підсилювач  $A$  на вихід перетворювача, а також на управляючий вхід квадратора/дільника під час наступного циклу перетворення, забезпечуючі вилучення квадратного кореня з зведеної в квадрат і усередненої вхідної напруги  $|\overline{U_{in}(t)}|^2$ .

По аналогії з розглянутим вище ітераційно-інтегруючим перетворювачем середніх значень напруги для перетворювача середньоквадратичних значень напруги, використовуючи рівняння (9)-(14), можемо записати наступне.

Вихідна напруга перетворювача в кінці першого циклу перетворення після стрибка вхідної напруги:

Тепер запишемо у більш компактній формі:

$$U_{out1} = \left[ \frac{TK_{OC}}{C} (A_1 + A_2 B_2 + A_3 B_3 + \dots + A_m B_m) + U_{out0} Q_T \right] / U_{out0},$$

в кінці другого циклу перетворення

$$U_{out2} = \left[ \frac{TK_{OC}}{C} (A_1 + A_2 B_2 + A_3 B_3 + \dots + A_m B_m) (1 + Q_T) + U_{out0} Q_T^2 \right] / U_{out1},$$

в кінці  $n$ -го циклу перетворення

$$U_{outn} = \left[ \frac{TK_{OC}}{C} (A_1 + A_2 B_2 + A_3 B_3 + \dots + A_m B_m) \sum_{j=1}^n Q_T^{j-1} + U_{out0} Q_T^n \right] / U_{out(n-1)} =$$

$$= \left[ \frac{1}{R_{BC}} (A_1 + A_2 B_2 + A_3 B_3 + \dots + A_m B_m) (1 - Q_T^n) + U_{out0} Q_T^n \right] / U_{out(n-1)}.$$

в режимі, що встановився, ( $n \rightarrow \infty$ )

$$U_{out\infty} = \lim_{n \rightarrow \infty} U_{outn} = \lim_{n \rightarrow \infty} \left[ \frac{1}{R_{BC}} (A_1 + A_2 B_2 + A_3 B_3 + \dots + A_m B_m) (1 - Q_T^n) + U_{out0} Q_T^n \right] / U_{out(n-1)}.$$

або

$$U_{out\infty} = \sqrt{\frac{1}{R_{BC}} (A_1 + A_2 B_2 + A_3 B_3 + \dots + A_m B_m) (1 - Q_T^n) + U_{out0} Q_T^n}.$$

Це рівняння, аналогічно наведеному вище рівнянню (6), є альтернативним способом вираження середньоквадратичного значення вхідної напруги  $U_{in}(t)$ .

Для визначення відносної похибки, викликані кінцевим часом перетворення ( $n \neq \infty$ ), враховуючи при цьому наявність похибки більшого порядку малості, аналогічно виразу (13) отримаємо вираз (15), а для визначення кількості циклів, за яких ця похибка стає меншою за задану, таким же чином аналогічно виразу (14) отримаємо вираз (16).

$$\gamma_n = \frac{U_{outn} - U_{out\infty}}{U_{out\infty}} = - \frac{\Delta U Q_T^n}{U_{out\infty}}, \quad (15)$$

$$n = \left\lceil \frac{\ln \left| \frac{\gamma_n U_{out\infty}}{\Delta U} \right|}{\ln |Q_T^n|} \right\rceil + 1. \quad (16)$$

### Висновки

З рівнянь, які описують формування вихідної напруги швидкодіючого вимірювального перетворювача середньоквадратичних значень напруги, і розгляду роботи перетворювача в кожному циклі можна сформулювати наступні висновки:

1. В результаті ітераційної адитивної корекції похибок у вимірювальному

перетворювачі, який використовує ітераційно-інтегруючий метод перетворення, рівняння перетворення для усталеного стану не залежить від коефіцієнтів перетворення блоків прямого ланцюга ( $I$ ,  $SH$ ,  $OC$ ), які впливають лише на динамічні якості перетворювача, що дозволяє висувати низькі вимоги до зазначених блоків при високій точності перетворювача в цілому.

2. Швидкість перехідного процесу залежить від  $QT$  і вона тим вища, чим значення  $QT$  ближче до нуля. Якщо  $QT = 0$ , перехідний процес завершується за один цикл перетворення.

3. При малому діапазоні зміни частоти вхідної напруги швидкодія розглянутого перетворювача може бути дуже високою. Перехідний процес встановлення вихідної напруги після зміни вхідної напруги закінчується через кілька періодів вхідної напруги. Ця швидкість тим вище, чим вужчий діапазон частот вхідної напруги. У граничному випадку, який є досяжним при постійній частоті вхідної напруги, перехідний процес закінчується всього за 1-2 періоди.

### Література

1. RMS to Digital Conversion Application Guide. 2th Edition by Charles Kitchin and Lew Counts. 1986 by Analog Devices, Inc. Printed in U.S.A.

2. Clarke B., Fazio M., Scott D. RMS-to-DC Converters Ease Measurement Tasks. Analog Devices. AN-268. Application note.

3. Sergeyev I. Structural Scheme of the Measurement Converter which Uses an Iteratively Integrating Conversion Method. IEEE: 2016 4th International Conference. – October 18–20, 2016: abstracts. – К., 2016. – P. 210-213.

4. Sergeyev I. Measurement Converter which Uses an Iteratively Integrating Conversion Method. XIII Int. Conf. AVIA-2017, 19-21 April 2017. – К., 2017. – P. 3.18-3.23.

5. Sergeyev I. Analysis of the Generalized Structural Scheme of the Iterative-Integrating Measuring Converter. Electronics and Control Systems. – No. 2(52). – К.: NAU, 2017. – P. 52-57.

6. Sergeyev I. On the Question of Analyzing of the Iteratively Integrating Measuring Converter. IEEE: 2017 4th International Conference (APUAVD). – October 17–19, 2017: abstracts. – К., 2017. – P. 259-261.

Сергеев І.Ю.

### ШВИДКОДІЮЧИЙ ВИМІРЮВАЛЬНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ СЕРЕДНЬОКВАДРАТИЧНИХ ЗНАЧЕНЬ НАПРУГИ

*Проведено аналіз похибок швидкодіючого вимірювального перетворювача середньоквадратичної напруги змінного струму, який використовує ітераційно-інтегруючий метод перетворення. Отримано базові рівняння для визначення умови збіжності процесу корекції похибок і процесу встановлення вихідної напруги перетворювача, абсолютної та відносної похибок перетворення, а також кількості циклів перетворення, при яких похибка перетворення стає менше ніж задана. Показана можливість досягнення високої швидкості перетворення розглянутого перетворювача.*

**Ключові слова:** перетворювач RMS-to-DC, схема формування абсолютного значення, ітераційно-інтегруючий метод перетворення, рівняння перетворення, умова збіжності, абсолютна та відносна похибки перетворення.

Sergeyev I.Yu.

### FAST RMS-TO-DC MEASURING CONVERTER

*Error analysis of the fast AC voltage RMS measuring converter which uses iterative integrating conversion method is described. Basic equations for the determining were obtained to determine the convergence condition for the error correction process and the process of establishing the converter output voltage, the absolute and relative conversion errors, as well as the number of conversion cycles at which the conversion error becomes less than the specified one. The possibility of achieving a high conversion speed of the considered converter just due to the use of an iteratively integrating average voltage converter as a low-pass filter is shown.*

**Keywords:** RMS-to-DC converter, absolute-value circuit, iterative integrating conversion method, conversion equation, convergence condition, absolute and relative conversion errors.