

Фізико-математична модель енергетичного коефіцієнта якості цифрових омметрів

Василь Яцук

д. т. н., доцент, Національний університет «Львівська політехніка», вул. С. Бандери, 12, Львів, 79013,
e-mail: vyatsuk@polynet.lviv.ua

У статті подано фізичну та математичну моделі вимірювального кола цифрових омметрів. На основі цих моделей встановлені вирази для визначення енергетичного коефіцієнта якості цифрових омметрів із урахуванням як термодинамічних шумів, так і шумів виду $1/f$. Запропоновано здійснювати оперативний метрологічний контроль омметрів в експлуатаційних умовах з використанням переносних кодкерованих мір опору.

Ключові слова: цифровий омметр, термодинамічні шуми, шуми виду $1/f$, енергетичний коефіцієнт якості, опір.

Вступ. З насиченням ринку мікроелектронних виробів доступними за ціною і малогабаритними однокристальними мікро-ЕОМ з широкими функціональними можливостями, якісно змінюється підхід до проектування і використання засобів вимірювань. На сьогодні йдеться вже не стільки про необхідність інтелектуалізації окремих приладів, а й про можливість побудови розпорощених вимірювальних систем, склад яких і місце розташування окремих їх частин можуть гнучко змінюватись (як у часі, так і в просторі) залежно від зміни структури і обсягів виробництва. У таких приладах доцільно забезпечувати якомога ширший діапазон вимірювань і задану точність у робочих умовах експлуатації. В сучасних умовах на ринку пропонується велика кількість однотипних засобів електровимірювальної техніки (ЗВТ) різноманітних виробників з подібними метрологічними, технічними, експлуатаційними та економічними показниками. З огляду на це дуже своєчасним та актуальним є питання оцінювання якості ЗВТ. Щодо якості ЗВТ професор П. В. Новіцький зазначав, що для знаходження числового значення якості слід використовувати поняття об'єму можливостей даного приладу та необхідних для цього затрат [1]. Практика підтверджує справедливність припущення, що найважчим є встановлення поняття об'єму можливостей даного приладу, вибору шкали числових значень та одиниць для його вимірювання. На даний час ці питання досі не вирішені. У роботі [2] запропоновано інформаційно-енергетичний коефіцієнт корисної дії η_3 , який функціонально пов'язує основні метрологічні параметри ЗВТ та відображає їх взаємодію з об'єктом вимірювання

$$\eta_3 = 4W_{in}N^2/Pt. \quad (1)$$

Тут P — потужність, спожита ЗВТ від вимірюваного об'єкта; t — час вимірювання; $W_{ш}$ — енергія термодинамічних шумів; N — кількість розрізняваних на вході ЗВТ градацій вимірюваної величини (інформаційна здатність ЗВТ).

Визначальною властивістю інформаційно-енергетичного коефіцієнта корисної дії ЗВТ є те, що він пов'язує всі основні нормовані метрологічні параметри приладу, що й дозволяє взяти його за основу узагальненої функціональної залежності для оцінювання якості ЗВТ комплексним методом. Слід, однак, зазначити, що сучасне трактування його фізичного змісту із урахуванням можливостей мікроелектронних та інформаційних технологій потребує подальшого розвитку. Тому, логічним буде визначення коефіцієнта якості ЗВТ у цілому, як добутку основних — інформаційного та енергетичного — коефіцієнтів та всіх інших одиничних коефіцієнтів якості, які характеризують ЗВТ, як технічний виріб. У результаті, такий показник якості свідчатиме, яким техніко-економічним коштом отримується даним ЗВТ певний обсяг вимірювальної інформації. У літературі не описані особливості визначення енергетичного коефіцієнта (як відношення енергії завад до енергії, спожитої від вимірюваного об'єкта) якості ЗВТ для вимірювання пасивної фізичної величини — електричного опору.

1. Фізична модель вимірювального кола омметрів

На практиці значна частина вимірювань опору зосереджена власне у високоомному (понад 100 Ом) діапазоні, причому багато з вимірюваних об'єктів, наприклад напівпровідникові структури, не допускають проведення вимірювань при значних напругах та потужностях і мають нелінійну вольт-амперну характеристику. Тому, із зростанням значень вимірюваних опорів, домінуючим стає небажаний вплив опорів ізоляції та зворотних струмів елементів вимірювального кола. В сучасних цифрових омметрах, очевидно завдяки простоті апаратної реалізації, здебільшого використовуються прямі методи з проміжним перетворенням у напругу або в проміжок часу. Відомо, що при вимірюванні пасивної фізичної величини — електричного опору, слід враховувати такі особливості: забезпечувати інваріантність результату вимірювання до впливу параметрів ліній зв'язку і до значення вимірювального струму та його змін; проводити вимірювання при мінімально можливій розсіюваній в опорі потужності; зменшувати методичну похибку, зумовлену шунтуванням вимірювального опору вхідним опором омметра.

Обмеження значення розсіюваної в опорі потужності призводить до зменшення значення перетворюваного сигналу, а отже й до зростання впливу завад, у тому числі внутрішніх шумів і використання усереднювальних завадостійких алгоритмів перетворення. За умови використання чотирипровідної лінії зв'язку, пара струмових дротів якої включена послідовно з високим вихідним опором генератора вимірювального струму, а пара потенціальних дротів — з високим вхідним опором омметра, забезпечується інваріантність результату вимірювання опору до значення опорів з'єднувальної лінії. У місцях з'єднань дротів ліній зв'язку можуть виникати контактні е. р. с., значення яких суттєво змінюється зі зміною умов довкілля. Окрім цього, адитивна складова похибки (АСП), зумовлена

напругами зміщення та вхідними струмами операційних підсилювачів (ОП) омметра, суттєво збільшуватиме похибку вимірювання опору.

Інваріантність до значення вимірювального струму забезпечується при використанні як опорної для АЦП спаду напруги на зразковому резисторі [3] або при використанні джерела напруги одночасно для формування значення вимірювального струму і для створення значення опорної для АЦП напруги [4].

Так як при вимірюванні пасивної фізичної величини — електричного опору — слід зменшувати розсіювану в ньому потужність, то зменшуватиметься і спад напруги на ньому, що, у кінцевому результаті, приводить до збільшення впливу внутрішніх шумів. Оскільки, тільки при пропусканні певного значення струму через вимірюваний опір створюється інформативний сигнал, який, у загальному випадку, через довгі лінії зв'язку подається до вимірювача опору, то й внутрішні шуми всього вимірювального тракту впливатимуть зовсім інакше, ніж при вимірюванні напруги. У середньоомному (відносно низькоомному) піддіапазоні тільки при використанні чотирипровідної лінії зв'язку можна забезпечити інваріантність результату вимірювання до опорів цих ліній. При цьому живлення вимірюваного опору доцільно здійснювати в режимі заданого струму, а спад напруги на ньому перетворювати за допомогою потенціометричного вхідного кола. З еквівалентної схеми вимірювання електричного опору визначимо вимірювальний струм I_x (для випадку реалізації генератора струму (ГС) на основі сучасних ОП) (рис. 1)

$$I_x = E_N / R_N (1 + r_{zc}) + \Delta_{zc} + \Delta_{шzc} = I_{хн} / (1 + r_{zc}) + \Delta_{zc} + \Delta_{шzc}, \quad (2)$$

де E_N — напруга джерела опорної напруги генератора струму; R_N — опір струмо-задавального резистора; $\Delta_{zc} = \frac{I_{zc}}{1 + r_{zc}} + \frac{e_{zc}}{R_N} \cdot \frac{k}{k + 1} \cdot \frac{1 + R_N / k R_{ОП}}{1 + r_{zc}}$ — адитивна складова похибки АСП генератора струму; $I_{zc}, e_{zc}, k, R_{ОП}$ — вхідний струм, напруга

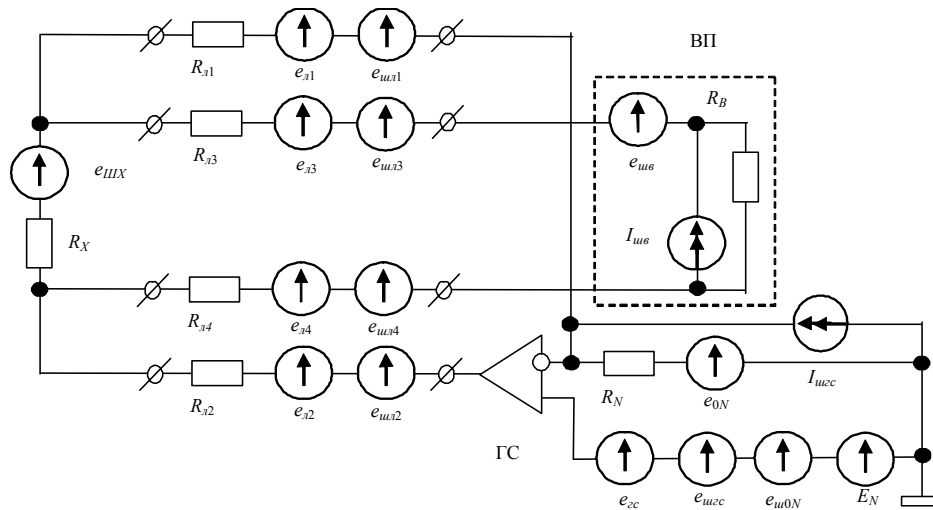


Рис. 1. Еквівалентна схема вхідного кола вимірювачів опору

зміщення, коефіцієнт передачі та вхідний опір операційного підсилювача генератора струму відповідно; $\Delta_{uzc} = \frac{I_{uzc}}{1+r_{zc}} + \frac{e_{u0N} + e_{uN}}{R_N(1+r_{zc})} + \frac{e_{uzc}}{R_N} \cdot \frac{k}{k+1} \cdot \frac{1+R_N/kR_{OP}}{1+r_{zc}}$

+ $\frac{e_{ux} + e_{u1} + e_{u2}}{R_x + R_{l1} + R_{l2}} \cdot \frac{r_{zc}}{1+r_{zc}}$ — еквівалентний шумовий струм генератора струму; e_{u0N} ,

e_{uN} — шумові напруги джерела опорної напруги та струмозадавального резистора генератора струму; I_{uzc}, e_{uzc} — шумовий струм і шумова напруга операційного підсилювача генератора струму; e_{ux}, e_{u1}, e_{u2} — шумові напруги вимірюваного опору та опорів R_{l1}, R_{l2} ліній зв'язку відповідно; $I_{xn} = E_N/R_N$ — номінальне

значення вимірювального струму; $r_{zc} = \frac{R_x + R_{l1} + R_{l2}}{R_N(k+1)} \cdot \left(1 + \frac{R_N}{R_{OP}}\right)$, R_x — вимірю-

вальний опір.

Враховуючи, що коефіцієнт передачі сучасних ОП набагато більший від одиниці ($k \gg 1$), то, за очевидної умови $r_{zc} \gg 1$, подані вище співвідношення

можна спростити: $\Delta_{zc} = I_{zc} + \frac{e_{zc}}{R_N}$; $\Delta_{uzc} = I_{uzc} + \frac{e_{uzc} + e_{u0N} + e_{uN}}{R_N}$. Вираз для вхід-

ної напруги U_{ex} вимірювача опору запишемо у вигляді

$$U_{ex} = (I_{xn} + \Delta_{zc} + \Delta_{uzc}) \cdot (R_x + \Delta R_{xi}) + \Delta_B + \Delta_{uB}, \quad (3)$$

де ΔR_{xi} — зміна вимірюваного опору, зумовлена розсіюваною в ньому потужністю при протіканні вимірювального струму I_x ; $\Delta_B = e_{l3} + e_{l4} + e_B + I_B(R_x + R_{l3} + R_{l4})$ — АСП вхідного кола вимірювача опору; $\Delta_{uB} = e_{ux} + e_{u13} + e_{u14} + e_{uB} + I_{uB}(R_x + R_{l3} + R_{l4})$ — шумова напруга вхідного кола вимірювача опору.

Як показує аналіз, у сучасних цифрових омметрах з метою забезпечення інваріантності до значення вимірювального струму, як правило, для формування значень вимірювального струму I_x і опорної $E_{АЦП} = k_{na}E_N$ для АЦП напруги, використовується єдине джерело опорної напруги E_N , де k_{na} — коефіцієнт передачі формувача опорної для АЦП напруги. Тоді вираз коду N_x результату вимірювання подамо так

$$N_x = k_A \frac{k_{mn} U_{ex}}{k_{na} (E_N + e_{u0N}) + e_{na} + e_{una}}, \quad (4)$$

де k_A — коефіцієнт перетворення АЦП; k_{mn} — коефіцієнт передачі вхідного масштабного перетворювача; e_{na} — АСП формувача опорної для АЦП напруги; e_{una} — шумова напруга формувача опорної для АЦП напруги.

Із врахуванням співвідношень (2), (3), нехтуючи членами вищих порядків малості та вважаючи вхідний масштабний перетворювач безінерційним, перетворимо вираз коду N_x результату вимірювання опору

$$N_x = \frac{k_A k_{mn}}{k_{na} R_N} \cdot [R_x (1 + \delta_{xi} + \gamma_{x22} + \gamma_{ux2c}) + R_N (\gamma_{xB} + \gamma_{uxB})], \quad (5)$$

де $\delta_{xi} = \Delta R_{xi} / R_x$ — відносна похибка перегріву вимірюваного опору; $\gamma_{x22} = \frac{I_{2c}}{I_{xH}} + \frac{e_{2c}}{E_N} - \frac{e_{na}}{k_{na} E_N}$ — зведена похибка вимірювального струму, зумовлена АСП трак-

ту перетворення; $\gamma_{ux2c} = \frac{I_{ux2c}}{I_{xH}} + \frac{e_{ux2c} + e_{uN}}{E_N} + \frac{e_{una}}{k_{na} E_N}$ — зведена похибка значення

вимірювального струму, зумовлена шумами генератора струму та формувача опорної для АЦП напруги; $\gamma_{xB} = [e_{л3} + e_{л4} + e_B + I_B (R_x + R_{л3} + R_{л4})] / E_N$ — зведена АСП вхідного кола вимірювача опору; $\gamma_{uxB} = [e_{ux} + e_{uл3} + e_{uл4} + e_{uB} + I_{uB} (R_x + R_{л3} + R_{л4})] / E_N$ — зведена шумова напруга вхідного кола вимірювача опору.

З рівняння (5), шляхом поділу коду N_x на масштабний коефіцієнт $k_A k_{mn} / k_{na} R_N$ перетворення опору в код, отримаємо зведену до входу функцію перетворення вимірювача опору

$$R_{xN} = R_x + R_x (\delta_{xi} + \gamma_{x2c}) + R_x \gamma_{ux2c} + R_N \gamma_{xB} + R_N \gamma_{uxB}. \quad (6)$$

Зі співвідношення (6) визначимо еквівалентний шумовий опір, зведений до значення вимірюваного сигналу

$$R_{uxN} = R_x \gamma_{ux2c} + R_N \gamma_{uxB} = \frac{R_x}{E_N} \left(I_{ux2c} R_N + e_{ux2c} + e_{uN} + \frac{e_{una}}{k_{na}} \right) + \frac{R_N}{E_N} [e_{ux} + e_{uл3} + e_{uл4} + e_{uB} + I_{uB} (R_x + R_{л3} + R_{л4})]. \quad (7)$$

Аналіз рівняння (7) показує, що еквівалентний шумовий опір, зведений до значення вимірюваного сигналу, містить мультиплікативну та адитивну складові, перша з яких визначається шумами генератора струму та формувача опорної для АЦП напруги, а друга — шумами вимірюваного опору, ліній зв'язку та вхідного кола вимірювача опору. Для зменшення еквівалентного шумового опору слід збільшувати значення вимірювального струму, але це призведе до суттєвого (за квадратичною залежністю) зростання похибки від перегріву вимірюваного опору, оскільки її значення пропорційне до розсіюваної у вимірюваному опорі потужності. Визначимо дисперсію еквівалентного шумового опору, спектральну густину S_{Reu} якого можна подати виразом

$$S_{Reu} = \left(\frac{R_x}{E_N} \right)^2 \left(S_{ec0} + \frac{G_{ecf}}{f} \right) + \left(\frac{R_N}{E_N} \right)^2 \left(S_{eB0} + \frac{G_{eBf}}{f} \right). \quad (8)$$

Тут $S_{ecc0} = S_{ecI0}R_N^2 + S_{zc0} + S_{N0} + \frac{S_{na0}}{k_{na}^2}$ — еквівалентна спектральна густина білих шумів генератора вимірювального струму та формувача опорної для АЦП напруги; $G_{ecf} = S_{ecI}f_{ecI}R_N^2 + S_{zcf}f_{zc} + S_{Nf}f_N + S_{naf}f_{na}/k_{na}^2$ — еквівалентна дисперсія шумів виду $1/f$ генератора вимірювального струму та формувача опорної для АЦП напруги на еквівалентній частоті спряження білих шумів і шумів виду $1/f$; $S_{eB0} = S_{x0} + S_{л30} + S_{л40} + S_{B0} + S_{IB0}(R_x + R_{л3} + R_{л4})$ — еквівалентна спектральна густина білих шумів за напругою вимірюваного опору, потенціальних ліній зв'язку, вхідних кіл ЗВТ та білих шумів за струмом вхідних кіл ЗВТ; $G_{eBf} = S_{xf}f_x + S_{л3f}f_{л3} + S_{л4f}f_{л4} + S_{Bf}f_B + S_{IBf}f_{IB}(R_x + R_{л3} + R_{л4})$ — еквівалентна дисперсія шумів виду $1/f$ вимірюваного опору, вхідного кола вимірювача опорного та потенціальних ліній зв'язку на еквівалентній частоті спряження їх білих шумів і шумів виду $1/f$; S_{ecI0} , S_{IB0} — спектральні густини струмових білих шумів генератора вимірювального струму та вхідного кола вимірювача опорного; S_{zcf} , S_{IBf} , f_{ecI} , f_{IB} — відповідно спектральні густини струмових шумів виду $1/f$ генератора вимірювального струму та вхідного кола вимірювача опорного і частоти їх спряження з білими шумами; S_{zc0} , S_{B0} , S_{N0} , S_{na0} , $S_{л30}$, $S_{л40}$ — спектральні густини білих шумів генератора вимірювального струму, вхідного кола вимірювача опорного, струмозадавального резистора, формувача опорної для АЦП напруги та потенціальних ліній зв'язку відповідно; S_{zcf} , S_{Bf} , S_{Nf} , S_{naf} , $S_{л3f}$, $S_{л4f}$ — спектральна густина шумів виду $1/f$, відповідно, генератора вимірювального струму, вхідного кола вимірювача опорного, струмозадавального резистора, формувача опорної для АЦП напруги та потенціальних ліній зв'язку відповідно; f_{zc} , f_B , f_N , f_{na} , $f_{л3}$, $f_{л4}$ — частоти спряження з білими шумами шумів виду $1/f$ генератора вимірювального струму, вхідного кола вимірювача опорного, струмозадавального резистора, формувача опорної для АЦП напруги та потенціальних ліній зв'язку відповідно.

2. Дисперсія випадкової (шумової) похибки цифрового омметра

За умов, що корекція випадкової складової похибки здійснюється з частотою $\omega_{кл} = 2\pi f_{кл}$, а граничне значення верхньої частоти смуги пропускання $\omega_{вч} = 2\pi f_{вч}$, еквівалентну дисперсію вимірюваного опору, зумовлену впливом шумів вимірювача опорного, зведено до його входу, визначимо за співвідношенням

$$D_{Re} = \left(\frac{R_x}{E_N}\right)^2 D_{zc} + \left(\frac{R_N}{E_N}\right)^2 D_{eB}, \quad (9)$$

де $D_{zc} = S_{ecc0}(f_{вч} - f_{кл}) + G_{ecf} \ln f_{вч}/f_{кл}$ — еквівалентна дисперсія вимірюваного опору, зумовлена шумами генератора вимірювального струму та формувача

опорної для АЦП напруги; $D_{eB} = S_{eB0}(f_{вч} - f_{кл}) + G_{eBf} \ln(f_{вч} / f_{кл})$ — еквівалентна дисперсія вимірюваного опору, зумовлена шумами вхідних кіл перетворення опору.

Аналіз співвідношення (9) показує, що вираз для еквівалентної дисперсії вимірюваного опору, на відміну від дисперсії вимірюваної напруги, містить як адитивну, так і мультиплікативну складові. Значення еквівалентної дисперсії вимірюваного опору визначатиметься шумовими параметрами використаної елементної бази, смуги пропускання та частоти проведення калібрувань ЗВТ. На рис. 2 позначено: дисперсія еквівалентного вимірюваного опору, зумовленого шумами, з використанням ОП з мінімальним значенням спектральної густини шумів напруги і максимальним значенням спектральної густини шумів струму, відповідно, 11 — $(S_{0V})_{\min} = 25 \cdot 10^{-18} B^2/Гц$ і $(S_{0IV})_{\max} = 16 \cdot 10^{-24} A^2/Гц$; середніми значеннями спектральної густини шумів напруги і шумів струму, відповідно, 21 — $S_{0V} = 25 \cdot 10^{-17} B^2/Гц$ і $S_{0IV} = 10 \cdot 10^{-25} A^2/Гц$; максимальним значенням спектральної густини шумів напруги і мінімальним значенням спектральної густини шумів струму, відповідно, 31 — $(S_{0V})_{\max} = 25 \cdot 10^{-16} B^2/Гц$ і $(S_{0IV})_{\min} = 25 \cdot 10^{-30} A^2/Гц$; 12, 22, 32 — дисперсія білих шумів для тих самих параметрів ЗВТ). З аналізу рис. 2 та рівняння (9) робимо висновок, що значення дисперсії D_{Re} вимірюваного опору, зведене до входу ЗВТ, в основному визначається спектральною густиною S_{fe} шумів виду $1/f$ та частотою спряження f_{fe} білого і $1/f$ шуму, особливо для малих значень частоти $f_{кл}$ проведення калібрувань нульового рівня ЗВТ. Із зростанням частоти $f_{кл}$ проведення калібрувань нульового рівня ЗВТ зменшуватиметься і значення дисперсії D_{Re} вимірюваного опору, зведене до входу ЗВТ.

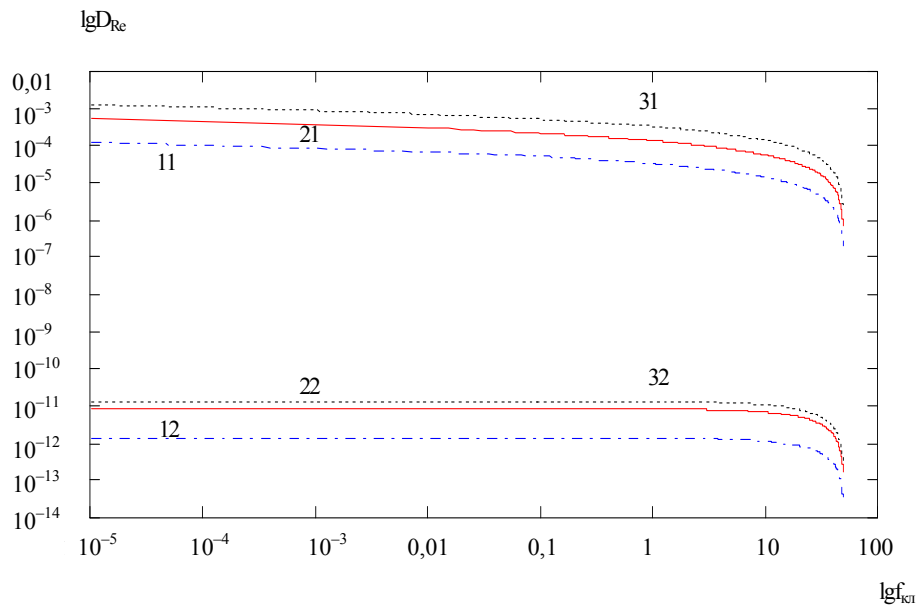


Рис. 2. Залежність дисперсії вимірюваного опору, зведеної до входу ЗВТ, зумовленої шумами, від співвідношення між шумовими параметрами елементів і частотою проведення встановлень «нуля»

3. Енергетичний коефіцієнт якості цифрових омметрів

При кількості $n_e = 2f_{вч}t_{вим} = R_{xm}/R_{омп}$ статистично незалежних відліків вимірюваного опору (R_{xm} , $R_{омп}$ — відповідно максимальне значення вимірюваного опору та значення вимірюваного опору, що відповідає одиниці молодшого розряду ЗВТ) усереднене за час вимірювань максимальне значення середньоквадратичного відхилення $\sigma_{0Rи} = \sigma_{0R}$, зумовлене шумами, визначатиметься співвідношенням [5]: $\sigma_{0Rи} = \sigma_{0R}/\sqrt{n_e} = \sqrt{D_{Re}/n_e}$. Ентропійне максимальне значення шумової напруги $\Delta_{Reи}$ для нормального закону розподілу цих флуктуацій перед наступним встановленням нульових показів ЗВТ подамо виразом

$$\Delta_{Reи} = k_e \sigma_{0Re} = \sqrt{\frac{\pi e}{2n_e}} \cdot \sqrt{\left(\frac{R_x}{E_N}\right)^2 D_{zc} + \left(\frac{R_N}{E_N}\right)^2 D_V}. \quad (10)$$

Зведена похибка, спричинена шумами, при амплітудній модуляції або вимірюванні інтенсивності [2], наприклад, вимірюванні опору R_{xm} , із врахуванням опорів джерела сигналу R_x та ліній зв'язку $R_{лз}$, визначиться так

$$\delta_{Reи} = \frac{\Delta_{Reи}}{R_{xm}} = \sqrt{\frac{\pi e}{2n_e}} \cdot \sqrt{\left(\frac{R_x}{R_{xm}}\right)^2 \frac{D_{zc}}{E_N^2} + \left(\frac{1}{R_{xm}}\right)^2 \frac{D_V}{E_N^2}}. \quad (11)$$

З урахуванням співвідношень (10) та (11), корисну енергію $W_{кор}$, спожиту від джерела вимірюваного сигналу, визначимо як $W_{кор} = 4k_e n_e P_{Rи} t_{вим}$, де $P_{Rи} = D_{Re} I_{хн}^2 \cdot R_{ex} / (R_{ex} + R_x + R_{л3} + R_{л4})^2$ — потужність еквівалентного вхідного шуму, R_{ex} — вхідний опір ЗВТ, R_x , $R_{л}$ — опори джерела вимірюваного сигналу та ліній зв'язку. Енергетичний коефіцієнт k_{Ren} якості ЗВТ при вимірюванні електричного опору із врахуванням тільки шуму (за гіпотетичної умови наявності «ідеального» ЗВТ — без мультиплікативної та нелінійної складових похибки), визначимо співвідношенням

$$k_{Ren} = \frac{W_{кор}}{W_{ex}} = \frac{4k_e^2 n_e P_{Rи}}{P_{ex}} = \frac{4k_e^2 n_e D_{Re}}{R_x^2} = 4k_e^2 n_e \left[\frac{D_{zc}}{E_N^2} + \left(\frac{R_N}{R_x}\right)^2 \frac{D_V}{E_N^2} \right], \quad (12)$$

де $W_{ex} = P_{ex} t_{вим} = R_x I_{хн}^2 \frac{R_x R_{ex}}{(R_{ex} + R_x)^2} t_{вим}$ — енергія, спожита від об'єкта за час вимірювання $t_{вим}$.

Висновки. Відмінністю виразу (12) для енергетичного коефіцієнта від запропонованого у праці [5] є залежність визначеного енергетичного коефіцієнта k_{Ren} якості ЗВТ від значень вимірюваного опору та струму, частоти $f_{кл}$ встановлення нульових показів ЗВТ і опорів джерела вимірюваного сигналу та ліній зв'язку.

Із збільшенням частоти $f_{кл}$ встановлення нульових показів ЗВТ, значення енергетичного коефіцієнта $k_{Рен}$ якості ЗВТ наближуватиметься до визначеного в [2] значення, тобто визначатиметься тільки білим (термодинамічним) шумом.

У реальних умовах, будь-який ЗВТ для вимірювання опору має мультипликативну та нелінійну складові похибки, які суттєво зменшуватимуть кількість розрізняваних градацій N вимірюваної величини та його метрологічну надійність.

Література

- [1] Новицкий П. В., Зегжда П. Д. Система основных понятий при анализе качества измерительных средств // Измерительная техника. — 1971. — № 6. — С. 18-20.
- [2] Электрические измерения неэлектрических величин. 5-е изд., перераб. и доп. / Туричин А. М., Новицкий П. В., Левшина Е. С. и др.; под ред. Новицкого П. В. — Л.: Энергия, 1975. — 576 с.
- [3] Шморгул Е. И., Огирко Р. Н., Яцук В. А. и др. Общепромышленные цифровые приборы для измерения температуры А566 // Приборы и системы управления. — 1987. — № 10. — С. 27-30.
- [4] Огирко Р. Н., Шморгул Е. И. Аналого-цифровые преобразователи сопротивления терморезистивных датчиков // Контрольно-измерительная техника. — 1988. — Вып. 44. — С. 41-49.
- [5] Орнатский П. П. Теоретические основы информационно-измерительной техники. — 2-е изд., перераб. и доп. — К.: Вища шк., 1983. — 455 с.

Physical and Mathematical Model for Energetic Coefficient of Digital Ohmmeter Quality

Vasyl Yatsuk

The physical and mathematical models for digital ohmmeters measuring circuit are suggested. In the frame of the models mathematical expressions for the quality energetic coefficients both for Nyquist and 1/f noises types were established. Operative metrological in situ checking of the ohmmeter using the portable code control resistive measures is also proposed.

Физико-математическая модель энергетического коэффициента качества цифровых омметров

Василь Яцук

В статье предложены физическая и математическая модели измерительной цепи цифровых омметров. На основании этих моделей установлены выражения для определения энергетического коэффициента качества цифровых омметров с учётом как термодинамических шумов, так и шумов вида 1/f. Предложено осуществлять оперативный метрологический контроль омметров в условиях эксплуатации с использованием переносных кодоуправляемых мер сопротивления.

Отримано 01.11.2005