

В результаті моделювання одержано значення ПБД із такими відносними похибками $\delta C_x = -0.051$ %, $\delta R_x = -0.203$ %, $\delta C_0 = -0.685$ %. Значення відносних похибок вимірювання імпедансу були такими $\delta Y_{a1} = 0.001$ %, $\delta Y_{p1} = 0.032$ %, $\delta Y_{a2} = 0.001$ %, $\delta Y_{p2} = 0.001$ %.

Для порівняння при тих самих значеннях параметрів резистивно-ємнісного давача проведено моделювання вимірювального процесу з такими значеннями частот складових тестового сигналу $f_1 = 10$ кГц, $f_2 = 500$ кГц, і одержано такі значення відносних похибок визначення ПБД $\delta C_x = -0.314$ %, $\delta R_x = -3.332$ %, $\delta C_0 = -0.734$ %.

Оскільки на точність визначення шуканих параметрів суттєво впливають значення частот, на яких проводяться вимірювання, то для підвищення точності визначення ПБД, поряд із підвищенням точності вимірювальної схеми, необхідне попереднє визначення оптимальних частот, на яких слід проводити вимірювальні перетворення [1]. Для забезпечення цих вимог необхідна розробка достатньо точних вимірювачів ПБД в неперервному діапазоні частот [2]. Такий підхід дозволяє визначати параметри досліджуваного об'єкта в широких межах, але для визначення оптимальних частот необхідно звертатись і до об'єкта, і до МС. Часто в реальних системах параметри різних давачів з багатоелементною схемою заміщення змі-

нюються в доволі вузьких межах. В таких випадках бажано наперед визначити значення оптимальних частот для того, щоб при проектуванні вимірювальної системи передбачити живлення давачів відповідними сигналами.

Висновки

При визначенні параметрів багатоелементних двополосників необхідне проведення вимірювальних перетворень на ряді частот для однозначного визначення шуканих параметрів.

Використання в якості тестового поліхроматичного сигналу, з його наступною кореляційною обробкою, підвищує швидкодію вимірювачів.

Одержані в результаті моделювання значення похибок визначення параметрів багатоелементного двополосника підтверджують можливість ефективного використання таких вимірювачів.

Похибка визначення шуканих параметрів залежить не тільки від похибки вимірювання імпедансу, а й від значень частот, на яких проводяться вимірювання.

1. Кнеллер В. Ю., Боровских Л. П. *Определение параметров многоэлементных двухполосников*. М., 1986.
2. *Test and measurement // Catalogue Hewlett Packard*, 1999.
3. Проців Р. О. *Цифровий автокомпенсаційний вимірювач складових імпедансу екстремального типу // Вісник ДУ "Львівська політехніка"*. 1998. № 366. С. 154-159.
4. Горлач А. А., Минц М. Я., Чинков В. Н. *Цифровая обработка сигналов в измерительной технике*. К., 1985.

УДК 621.317.7

ЗАВАДОСТІЙКІСТЬ ЦИФРОВИХ ВОЛЬТМЕТРІВ З КОМУТАЦІЙНИМ ІНВЕРТУВАННЯМ

© Микола Грибок, Степан Романюк, 2000

Національний університет "Львівська політехніка", кафедра "Інформаційно-вимірювальна техніка",
вул. С. Бандери, 12, 79013, Львів, Україна

Зроблено ґрунтовний аналіз завадостійкості цифрових вольтметрів з комутаційним інвертуванням.

Проанализирована помехоустойчивость цифровых вольтметров с коммутационным инвертированием.

The digital voltmeters with inverse commutation noise rejection analysis was made in this paper.

Питанням завадостійкості цифрових вимірювачів електричних величин в літературі, зокрема в [1-4], приділено багато уваги, але при використанні методу комутаційного інвертування [5] виникають

певні специфічні особливості, аналіз деяких з них подано у цій статті.

У загальному випадку блок-схему приладу можна представити, як показано на рис. 1

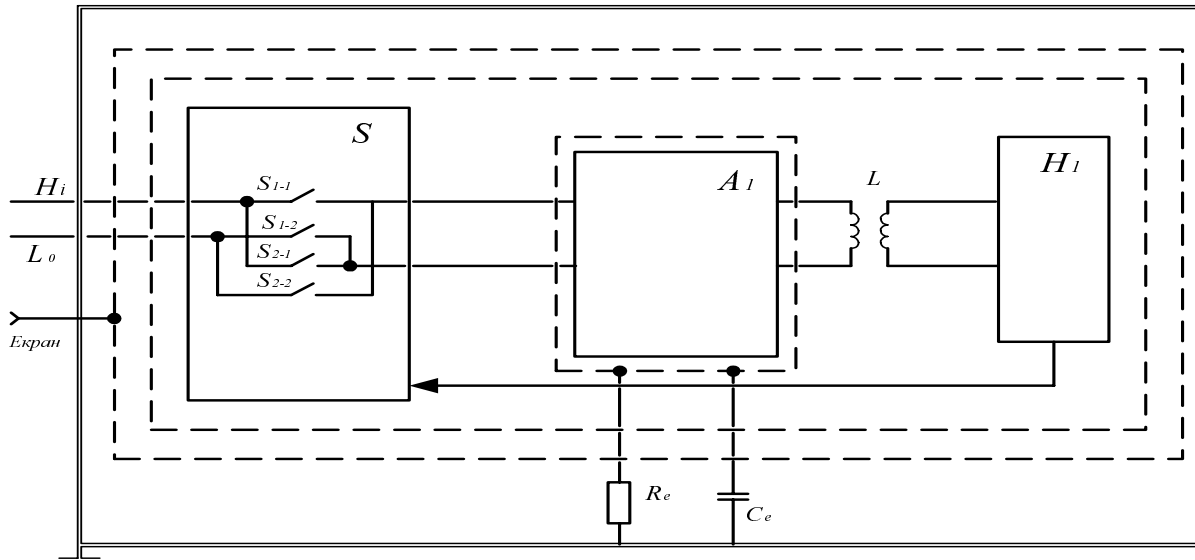


Рис. 1. Блок-схема приладу з комутаційним інвертуванням

де: H_i , L_0 , *Екран* – вхідні затискачі; S – перемикач полярності вхідного сигналу (комутатор); A_1 – аналогова частина; H_1 – цифрова частина; R_e і C_e – опір і ємність витoku між екраном аналогової частини і корпусом приладу; L – елемент гальванічної розв'язки.

Процес вимірювання напруги здійснюється за один цикл $T_{\text{цп}}$, який складається із двох півциклів. У першому півциклі керуючим сигналом із цифрової частини замикаються ключі S_{1-1} і S_{1-2} і вимірюваний сигнал без зміни полярності надходить на вхід аналогової частини, де здійснюється його перетворення в кількість імпульсів N_1 , яке фіксується в цифровій частині.

У другому півциклі замкнуті ключі S_{2-1} і S_{2-2} і на вхід аналогової частини надходить сигнал протилежної полярності. У цифровій частині фіксується N_2 . Значення вимірюваної величини N визначають як

$$N = \frac{N_1 + N_2}{2}.$$

Розглянемо вплив завад нормального і загального виду на точність вимірювання. Визначимо похибку, зумовлену дією на вході цифрового вимірювального приладу адитивної, синусоїдної завади $U_{\text{К}} = b \cdot \sin(2\pi \cdot f_3 \cdot T_{\text{цп}} + \varphi_0)$, де b – амплітудне значення сигналу завади, f_3 – частота завади, φ_0 – початкова фаза. У першому півциклі вхідний сигнал дорівнює $U_1 = U_x + U_{\text{К}}$, а в другому півциклі відбувається зміна полярності корисного сигналу, тому вхідний сигнал $U_2 = -U_x + U_{\text{К}}$.

Інтегруючі методи аналого-цифрового перетворення значною мірою забезпечують завади, але якщо

не вживати відповідних заходів, то дія завад може вносити істотні похибки в результат вимірювання. Припустимо, що аналогова частина побудована як аналого-цифровий перетворювач інтегруючого типу, а завада має стаціонарний характер з частотою мережі живлення, тобто 50 Гц, як більш поширеною. Середнє значення напруги за інтервал інтегрування T_i в першому півциклі визначають за виразом:

$$U_{\text{сп1}} = \frac{1}{T_{\text{цп}}} \cdot \int_0^{T_{\text{цп}}} (U_x + U_{\text{К}}) dt.$$

Під час вимірювання U_x , постійного протягом інтегрування,

$$U_{\text{сп1}} = U_x + \frac{1}{T_{\text{цп}}} \cdot \int_0^{T_{\text{цп}}} U_{\text{К}} dt = U_x + \Delta_1. \quad (1)$$

Другий доданок Δ_1 визначає абсолютну похибку під дією напруги завади U_3 . Аналогічно для другого півциклу:

$$U_{\text{сп2}} = -U_x + \frac{1}{T_{\text{цп}}} \cdot \int_0^{T_{\text{цп}}} U_{\text{К}} dt = -U_x + \Delta_2. \quad (2)$$

Якщо тривалість кожного півциклу вимірювання дорівнює (або ж кратна) періоду промислової мережі живлення T_3 , тобто $T_{\text{цп}} = n \cdot T_{\text{К}}$, де n – натуральна величина, то похибка за рахунок впливу завади дорівнюватиме нулеві і середнє значення вимірювальної величини збігається із величиною вхідного сигналу U_x

$$U_{\text{сп}} = \frac{U_{\text{сп1}} - U_{\text{сп2}}}{2} = U_x + \frac{\Delta_1 - \Delta_2}{2} = U_x. \quad (3')$$

Дійсно, у випадку синхронізованої комутації (коли вимірювальний цикл синхронізований із мере-

жею живлення) вважаємо початкову фазу у кожному із півциклів постійною і такою, що дорівнює нулю. Вважаємо також, що за час вимірювання не відбувається зміни частоти завади ($f_3 = const$) і її амплітуда є постійною ($b = const$) – завада стаціонарна. Виконуючи ці умови, завжди отримуємо похибку, яка дорівнює нулю, оскільки абсолютні похибки, які виникають у кожному з півциклів, компенсуються. Покажемо це. Підставляючи у формули (1) і (2) вираз для U_{cp} , отримаємо:

$$U_{cp} = U_x + \frac{b \cdot (\cos \varphi_1 - \cos \varphi_2 - \cos(2\pi \cdot f_K \cdot T_{i\sim} + \varphi_1))}{4\pi \cdot f_K \cdot T_{i\sim}} + \frac{b \cdot \cos(2\pi \cdot f_K \cdot T_{i\sim} + \varphi_2)}{4\pi \cdot f_K \cdot T_{i\sim}}, \quad (3'')$$

а після тригонометричних перетворень вираз U_{cp} набуває вигляду

$$U_{cp} = U_x + \frac{b \cdot \sin(\pi \cdot f_K \cdot T_{i\sim}) \cdot \sin\left(\frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2}\right)}{\pi \cdot f_K \cdot T_{i\sim}} \times \frac{\cos\left(\pi \cdot f_K \cdot T_{i\sim} + \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2}\right)}{\pi \cdot f_K \cdot T_{i\sim}}, \quad (3)$$

де φ_1 і φ_2 – початкові фази у кожному із півперіодів. У разі збігу початкових фаз, що відповідає нашому синхронізованому випадку, абсолютна похибка вимі-

рювання, яка виражається другим доданком у формулі (3), дорівнює нулю. І взагалі, при будь-якому T_i , кратному T_3 , величина похибки дорівнює нулю, що підтверджує рівність виразу (3').

Насправді, за рахунок несиметричності вхідних контурів вимірювального приладу не можна стверджувати, що амплітудне значення напруги завади у кожному із півперіодів інтегрування є постійне.

Як приклад розглянемо досить поширену схему під'єднання цифрового вольтметра з двома вхідними клемми, що має захищений вхід від завади загального виду (рис.2), де U_x – джерело сигналу, U_3 – джерело завади, R_6 і R_n – опори верхнього і нижнього провідників, R_3 – опір джерела завад. Порушення умови кратності часових інтервалів T_i і T_3 за рахунок зміни частоти промислової напруги мережі живлення призводить до появи абсолютних похибок вимірювання у кожному із півперіодів інтегрування, які можуть не компенсувати одна одну. Тому результуюче значення абсолютної похибки у разі синхронізованої комутації залежить як від різниці амплітудних значень напруг завади у кожному із півперіодів, так і від співвідношення між часовими інтервалами T_i і T_3 . Дійсно, із формули (3) при $\varphi_1 = \varphi_2$ отримуємо:

$$\Delta = (b_1 - b_2) \cdot \frac{1 - \cos(2\pi \cdot f_3 \cdot T_{i\sim})}{4\pi \cdot f_3 \cdot T_{i\sim}}, \quad (4)$$

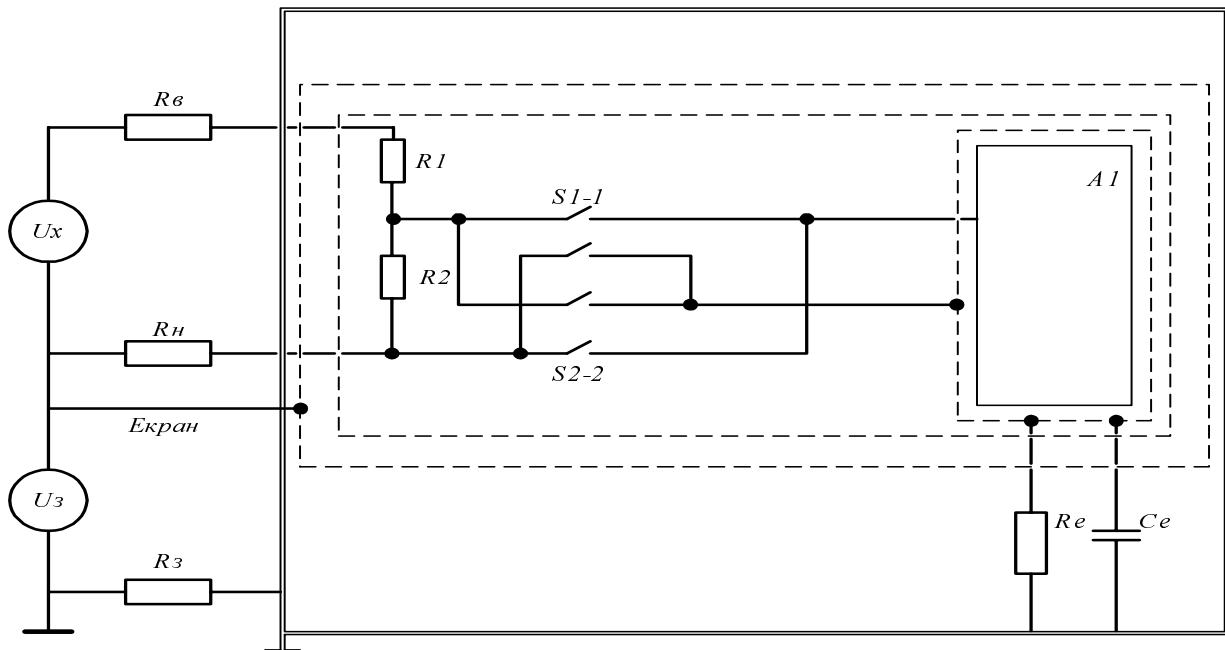


Рис. 2. Схема цифрового вольтметра з двома вхідними клемми

де Δ – абсолютна похибка вимірювання, b_1 і b_2 – амплітудне значення напруг завад у 1-му і 2-му півперіодах.

Розглянемо можливість зменшення розкиду амплітудних значень b_1 і b_2 , і тим самим зменшення величини похибки Δ .

Оскільки джерела завад замикаються у кожному із півперіодів через контури із лінійних елементів, то можна стверджувати, що

$$\frac{b_1}{b_2} = \dot{K},$$

де \dot{K} – масштабний коефіцієнт, який визначає співвідношення між напругами завади у різні півперіоди інтегрування.

Визначимо масштабний коефіцієнт для схеми, зображеної на рис.2.

Ураховуючи те, що в першому півперіоді джерело завад замикається по контуру: опір R_H – паралельне з'єднання R_e і C_e , а в другому півперіоді послідовно до попереднього контуру під'єднується ще опір R_2 , можна записати:

$$\dot{K} = 1 + \frac{R_2}{Z + R_H},$$

де $Z = \frac{R_e}{1 + j \cdot 2\pi \cdot f_3 \cdot T_{\square} C_e \cdot R_e}$ – комплексний опір паралельного з'єднання елементів R_e і C_e .

З урахуванням властивостей комплексних чисел знаходимо модуль \dot{K} :

$$|\dot{K}| = \left[\frac{\left(R_H \cdot a_3 \cdot (\omega_3 \cdot \tau)^2 + a_1 \cdot a_2 + \frac{L^2}{2R_H \cdot a_3} \right)^2}{\left(a_2^2 + (\omega_3 \cdot \tau)^2 \cdot R_H \right)^2} - \frac{\left(a_1 \cdot a_2 + \frac{L^2}{4R_H \cdot a_3} \right) \cdot \frac{L^2}{R_H \cdot a_3}}{\left(a_2^2 + (\omega_3 \cdot \tau)^2 \cdot R_H \right)^2} \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (5)$$

$$\text{де: } a_1 = R_H + R_e + R_2; \quad L = a_2 \cdot a_3 - a_1 \cdot R_H;$$

$$a_{21} = R_H + R_e; \quad \omega_3 = 2\pi \cdot f_3;$$

$$a_3 = R_H + R_2; \quad \tau = R_e \cdot C_e.$$

Враховуючи те, що коефіцієнт при τ^2 у чисельнику отриманого виразу (5) переважає відповідний коефіцієнт

при τ^2 у знаменнику, можна стверджувати, що із збільшенням τ зростає значення модуля $|\dot{K}|$.

Аналогічно можна розглянути залежність модуля $|\dot{K}|$ від величини опору R_2 . Вираз (5) можна за допомогою алгебраїчних перетворень звести до вигляду:

$$|\dot{K}| = \frac{1}{q_2} \cdot \left[\left(1 + (\omega_3 \cdot \tau)^2 \right) \cdot q_2 \cdot R_2^2 + q_1 \cdot q_2 \cdot R_2 + q_2^2 \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (6)$$

$$\text{де } q_1 = a_2 + (\omega_3 \cdot \tau)^2 \cdot R_H; \quad q_2 = a_2^2 + (\omega_3 \cdot \tau)^2 \cdot R_H^2.$$

Звідси видно, що із зменшенням величини опору R_2 модуль масштабного коефіцієнта прямує до одиниці.

Величина абсолютної похибки Δ зменшуватиметься при наближенні модуля $|\dot{K}|$ до одиниці. З наведених вище результатів видно, що ця умова можлива у разі спрямування значення ємності C_e до нуля і одночасного переважання значення опору R_e над R_2 , тобто $R_e \gg R_2$, або ж коли опір $R_2 \rightarrow 0$. Однак остання вимога є неможливою як така, що порушує обмеження, накладені на величини опорів R_1 і R_2 як подільника вхідної напруги.

Виконання першої вимоги можна реалізувати конструктивно, зменшуючи ємність витоків і збільшуючи опір R_e . Вираз (6) при збільшенні опору R_e до нескінченності ($R_e \rightarrow \infty$) набуває вигляду:

$$|\dot{K}| = \left[\frac{\left(d + (\omega_3 \cdot \tau_n)^2 \cdot \frac{R_H + R_2}{R_H} \right)^2 - d^2 + 1}{\left\{ 1 + (\omega_3 \cdot \tau_n)^2 \right\}^2} \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (7)$$

$$\text{де } \tau_n = R_H \cdot C_H;$$

$$d = \frac{R_H^2}{2R_H \cdot (R_H + R_2)} + R_H^2.$$

Значення аргумента комплексного числа $|\dot{K}|$ при цій умові прямує до нуля: $\arg(K) \rightarrow 0$, що свідчить про відсутність фазових зміщень між напругами завади в обох півперіодах інтегрування. За цих умов \dot{K} стає дійсним.

Введемо в розгляд величину δ , яка визначає відносну похибку вимірювання:

$$\delta = \frac{\Delta}{U_x}.$$

У випадку синхронізованої комутації величина відповідної похибки:

$$\delta = \frac{b(1-k) \cdot (1 - \cos(2\pi \cdot f_3 \cdot T_i))}{4\pi \cdot f_3 \cdot T_i \cdot U_x}, \quad (8)$$

Наприклад, виявляється, що $\delta = 0.00005$ при $|K| \rightarrow 1.6$ для будь-якої частоти інтервалу [49.5, 50.5] Гц. Для розрахунків приймали $b = 0.05$ В і $U_x = 0.1$ В, $T_i = 20$ мс.

Залежність модуля $|K|$ від τ_n (виражену формулою (7)) при наведених вище вхідних даних набуває такого вигляду (рис.3).

Звідси видно, що виконання умови $\delta \leq 0.00005$ можливе, якщо $\tau_n \rightarrow 2.5 \cdot e^{-7}$ с, тобто при ємності витоку $C_e \rightarrow 250$ пФ. (9)

Величинами Δ і δ можна охарактеризувати вплив завади на цифрові інтегруючі вольтметри (ЦВ). Частіше для оцінки завад на ЦВ використовують коефіцієнт послаблення напруги завади, який дорівнює $\alpha = \frac{b}{\Delta}$ - відношення амплітуди завади b на вході до зумовленої цією завадою максимальної абсолютної похибки Δ . Виражаючи співвідношення в децибелах, отримаємо

$$\alpha = 20 \cdot \lg\left(\frac{b}{\Delta}\right).$$

Отже, покращуючи екранування аналогової частини вольтметра (зменшуючи до певної величини ємність витоку C_e і збільшуючи R_e), можна досягнути необхідного послаблення величини напруги завади. Якщо виконано умову (9), отримуємо $\alpha = 80$ Дб.

Розглянемо вплив розбалансу величин опорів вхідних провідників R_e і R_n у схемі при прямому підключенні джерела вимірюваного сигналу через комутаційний ключ (S) до аналогової частини, тобто у схемі, зображеній на рис.2, не існує вхідного подільника напруги (опір $R_1 = 0$, а опір $R_2 = \infty$).

Вважаючи, що опір джерела напруги U_x і опір джерела завади U_z дорівнює нулю, величину розкиду напруг завади b_1 і b_2 на вході аналогової частини, зумовлену відмінністю значень опорів R_e і R_n , запишемо так:

$$b_1 - b_2 = \frac{b \cdot \dot{Z}_e \cdot \Delta R}{(\dot{Z}_e + R_e) \cdot (\dot{Z}_e + R_n)}, \quad (10)$$

де $\dot{Z}_e = \frac{R_e}{1 + j \cdot \omega_3 \cdot C_e \cdot R_e}$, $\Delta R = R_e - R_n$.

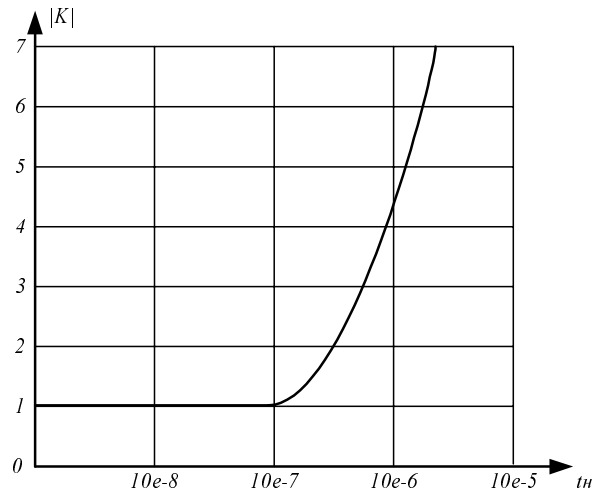


Рис. 3. Залежність модуля $|K|$ від τ_n

Якщо $R_e \rightarrow \infty$ (тобто опір витоку безмежно великий), отримуємо $|\dot{Z}_e| = \frac{1}{\omega_3 \cdot C_e}$. Беручи для оцінки похибки $f_3 = 50$ Гц і $C_e = 250$ пФ, одержуємо із формули (4) з урахуванням (10) абсолютну похибку вимірювання за рахунок розбалансу значень опорів R_e і R_n :

$$\Delta = b \cdot \frac{\Delta R}{|\dot{Z}_e|} \cdot \frac{1 - \cos(2\pi \cdot f_3 \cdot T_{i-})}{4\pi \cdot f_3 \cdot T_{i-}}. \quad (11)$$

Тут приймали, що $R_e \ll |\dot{Z}_e|$ і $R_n \ll |\dot{Z}_e|$. Порівнюючи вираз (11) із (4), отримуємо:

$$\frac{\frac{\Delta R}{|\dot{Z}_e|}}{1 - |K|} = 12732,$$

тобто вплив розбалансу вхідних опорів можна не брати до уваги через досить малий вплив на точність вимірювання.

Як видно з виразу (4), значення абсолютної похибки залежить не лише від величини модуля $K = |K|$, але й від співвідношення часових інтервалів T_i і T_z . Для стаціонарної завади ($b = const$) перепишемо формулу (4) так:

$$\Delta = \frac{b \cdot (1 - K) \cdot (1 - \cos(2\pi \cdot f_3 \cdot T_{i-}))}{2\pi \cdot f_3 \cdot T_{i-}} = \frac{b \cdot (1 - K) \cdot \sin^2(\pi \cdot f_3 \cdot T_{i-})}{\pi \cdot f_3 \cdot T_{i-}}. \quad (12)$$

При постійному часі інтегрування ($T_i = const$) $\Delta = F(f_3)$. Для визначення екстремумів цієї функції знайдемо її першу похідну і прирівняємо її до нуля.

$$\frac{d\Delta}{df_3} = b \cdot \frac{1-K}{f_3} \cdot \sin(\pi \cdot f_3 \cdot T_{i\tau}) \times \left(2 \cos(\pi \cdot f_3 \cdot T_{i\tau}) - \frac{\sin(\pi \cdot f_3 \cdot T_{i\tau})}{\pi \cdot f_3 \cdot T_{i\tau}} \right) = 0 \quad (13)$$

Рівняння (13) має такі три групи розв'язків:

$$\frac{b}{f_3} = 0, \text{ звідки: } b = 0, \text{ або } f_3 \rightarrow \infty; \\ T_i = n \cdot T_3, \text{ де } n - \text{ натуральне число;} \quad (14)$$

$$2\pi \cdot f_3 \cdot T_i = \text{tg}(\pi \cdot f_3 \cdot T_i).$$

При підставлянні першої групи розв'язків в рівняння (13) похибка $\Delta = 0$ і функція має мінімуми.

Точки, в яких період інтегрування кратний періоду завади (представлені розв'язками групи 2), були розглянуті нами вище, і, як відомо, в них $\Delta = 0$.

Приблизну оцінку коренів трансцендентного рівняння (14) можна здійснити за допомогою графіків функцій $y_1 = 2 \cdot x$ і $y_2 = \text{tg}(x)$, де $x = \pi \cdot f_3 \cdot T_i$. Потім за методом Ньютона знаходимо значення коренів цього рівняння з довільною точністю. Якщо підставити третю групу розв'язків в рівняння (13), функція $F(f_3)$ має максимум.

Розглянемо вплив зміни частоти мережі живлення на величину похибки Δ . Відповідно до вимог ГОСТу 14014 частота мережі живлення змінюється в межах [49.5 ... 50.5] Гц. Для отримання максимальної швидкодії прийемо $T_i = 20$ мс:

Таблиця 1

f_3 , Гц	$ \Delta $	α , Дб
49.5	$0.00019 \cdot b$	74
49.75	$0.00004 \cdot b$	86
50.0	0	0
50.25	$0.00004 \cdot b$	86
50.5	$0.00019 \cdot b$	74

Ці розрахунки одержані при $K = 1.6$, $\varphi_0 = 0$.

Розглянемо, як впливає збільшення часу інтегрування на значення абсолютної похибки. Для визначення екстремумів функції $\Delta = F(T_i)$, як і раніше, знайдемо її похідну і прирівняємо до нуля. В результаті отримаємо рівняння (13), яке потрібно розв'язати відносно T_i . Точки максимуму визначаються рівнянням, аналогічним до рівняння (14).

Значення абсолютної похибки змінюється із зміною коефіцієнта кратності (N) часових інтервалів T_i і T_3 . При зростанні N від 1 до 19 (при $f_3 = 49.5$ Гц)

значення похибки зростає за рахунок набігу фази, тобто зростання знаменника у формулі (12) переважає зростання чисельника. Це заперечує ніби очевидному припущенню, що збільшення часу інтегрування приводить до зменшення абсолютної похибки вимірювання.

Всі попередні розрахунки зроблені при $\varphi_0 = 0$, тобто момент початку інтегрування збігається з моментом переходу напруги завади через нуль. Визначимо, при якій початковій фазі функція $F(\varphi_0)$ має максимум

$$\frac{d\Delta}{d\varphi_0} = b \cdot \frac{1-K}{2\pi \cdot f_3 \cdot T_{i\tau}} \cdot (\sin(2\pi \cdot f_3 \cdot T_{i\tau} + \varphi_0) - \sin \varphi_0) = 0. \quad (15)$$

Рівняння (15) має такі корені:

1) $\sin(\pi \cdot f_3 \cdot T_{i\tau}) = 0$, звідси: $f_3 = 0$, $T_i = 0$, або ж $T_i = n \cdot T_3$, тобто при одному з наведених розв'язків абсолютна похибка завжди дорівнює нулеві незалежно від початкової фази;

2) $\cos(\pi \cdot f_3 \cdot T_{i\tau} + \varphi_0) = 0$, звідси:

$$\varphi_0 = \frac{\pi}{4} - \pi \cdot f_3 \cdot T_{i\tau} + \pi \cdot k, \text{ де } k - \text{ ціле число.} \quad (16)$$

При φ_0 , знайдених з рівняння (16), функція $F(\varphi_0)$ завжди має максимум. Для $T_i = 20$ мс і $K = 1.6$, отримаємо:

Таблиця 2

φ_0	$f_3 = 49.5$ Гц		$f_3 = 50.5$ Гц	
	Δ	α , Дб	Δ	α , Дб
0	$-0.00019 \cdot b$	74	$-0.00019 \cdot b$	74
$\pi/4$	$0.0061 \cdot b$	44	$0.0059 \cdot b$	44
$\pi/2$	$0.00019 \cdot b$	74	$0.00019 \cdot b$	74
3π	$0.0061 \cdot b$	44	$0.0059 \cdot b$	44
макс. φ_0	$\approx -0.0061 \cdot b$	44	$\approx -0.0059 \cdot b$	44

де макс. $\varphi_0 = 88^\circ 12'$ (при $f_3 = 49.5$ Гц), а макс. $\varphi_0 = 91^\circ 48'$ (при $f_3 = 50.5$ Гц). Проведені розрахунки дають змогу зробити такі висновки:

– у випадку синхронізованої комутації при $T_i = 20$ мсек забезпечується подавлення завади не менше ніж 44 Дб для будь-якої частоти з діапазону [49.5 ... 50.5] Гц;

– максимальне подавлення забезпечується у разі кратності періоду інтегрування і періоду завади ($T_i = n \cdot T_3$);

– якщо $T_i = n \cdot T_3$ незалежно ні від частоти f_3 , ні від початкової фази φ_0 , абсолютна похибка завжди дорівнює нулю;

– якщо $T_1 \neq n \cdot T_3$ (період інтегрування не кратний періоду завади), найкраще засинхронізувати початок – інтегрування з моментом проходження через нуль напруги завади. У такому разі коефіцієнт подавлення зросте на 30 Дб;

– знак абсолютної похибки залежить від початку фази φ_0 і від співвідношення T_1 і T_3 .

Розглянемо ще один випадок, коли завада має випадковий характер, тобто початкова фаза у кожному із півперіодів інтегрування є випадковою.

Використовуючи формулу (3''), запишемо для кожного з півперіодів

$$U_{cp1} = U_x + b_1 \cdot \frac{\cos \varphi_1 - \cos(2\pi \cdot f_3 \cdot T_{i\Box} + \varphi_1)}{2\pi \cdot f_3 \cdot T_{i\Box}},$$

$$U_{cp2} = U_x + b_2 \cdot \frac{\cos \varphi_2 - \cos(2\pi \cdot f_3 \cdot T_{i\Box} + \varphi_2)}{2\pi \cdot f_3 \cdot T_{i\Box}}.$$

Якщо $b_1 = K \cdot b_2$, маємо

$$U_{cpI} = U_x + b \cdot \left(\frac{\cos \varphi_1 - \cos \varphi_2 - \left(\cos(2\pi \cdot f_3 \cdot T_{i\Box} + \varphi_1) \right)}{4\pi \cdot f_3 \cdot T_{i\Box}} - \frac{\cos(2\pi \cdot f_3 \cdot T_{i\Box} + \varphi_2)}{4\pi \cdot f_3 \cdot T_{i\Box}} \right),$$

де прийемо, що $K = 1$. Після перетворень U_{cpI} запишемо вираз для абсолютної похибки:

$$\Delta = b \cdot \left(\frac{\sin(\pi \cdot f_3 \cdot T_{i\Box})}{\pi \cdot f_3 \cdot T_{i\Box}} \cdot \sin \frac{\varphi_0}{2} \cdot \cos(\pi \cdot f_3 \cdot T_{i\Box}) + \frac{2\varphi_0 - \Delta\varphi_0}{2} \right), \quad (17)$$

де φ_0 – початкова фаза напруги завади в першому півперіоді; $\Delta\varphi_0$ – різниця фаз між початковими фазами в обох півперіодах.

Вираз (17) є функцією 4-х аргументів $\Delta = F(T_1, f_3, \varphi_0, \Delta\varphi_0)$, причому три з них ($f_3, \varphi_0, \Delta\varphi_0$) є випадковими величинами.

1. Дорожовец М.М., Обозовский С.С., Чайковский О.И. Характеристики погрешности от помех нормального вида при аналого-цифровом преобразовании четырехтактным интегрированием // Метрология. 1978. № 10,12.
2. Прянишников В.А. Интегрирующие цифровые вольтметры постоянного тока. Л., 1976.
3. Гришанов А.А., Кондакова Е.И., Редькин Б.Е. Интегрирующие цифровые вольтметры. М., 1981.
4. Гернинг Д., Дорожовец М.М., Обозовский С.С. и др. Помехозащищенность и помехоустойчивость преобразования электрических измерительных сигналов // Измерения. Контроль. Автоматизация. 1982. № 4 (48).
5. Грибок М., Романюк С. Цифровой вольтметр с алгоритмно-параметрической коррекцией похибок. // Вимірювальна техніка та метрологія. 2000. № 56. С.29-34.

УДК 621.317.727

ІМІТАТОРИ ОПОРУ, ІНВАРІАНТНІ ДО ВПЛИВУ ОПОРІВ ЛІНІЙ ЗВ'ЯЗКУ

© Оксана Бойко, Петро Столярчук, Василь Яцук, 2000

Національний університет “Львівська політехніка”, кафедра “Метрологія, стандартизація та сертифікація”, вул. С. Бандери, 12, 79013, Львів, Україна

Запропоновано структурну схему кодо-керованої міри опору з компенсацією впливу опорів ліній зв'язку на похибку відтворення опору. Розглянуто можливість компенсації впливу опорів комутаційних елементів.

Предложена структурная схема кодо-управляемой меры сопротивления с компенсацией влияния сопротивлений соединительных проводов. Рассматривается возможность компенсации влияния сопротивлений коммутирующих элементов.

The circuits of code-control resistance measures with compensation influence of wire resistance are proposed. Compensation influence of residual switches parameters is considered too.

Основою забезпечення високої метрологічної надійності засобів вимірювання є оперативна оцінка їх метрологічних характеристик в умовах експлуатації. Традиційний спосіб перевірки полягає у демонтажі

приладів із технологічних об'єктів, транспортуванні їх до спеціальних приміщень, в яких створені нормальні умови для їх проведення. Крім суто організаційно-технічних незручностей і фінансових затрат, перевірка