

УДК 621.317.7

**КВАЗІРЕЗОНАНСНІ ВИМІРЮВАЛЬНІ КОЛА УНІВЕРСАЛЬНИХ RLC-МЕТРІВ****З.Я. Монастирський**, докт. техн. наук, **В.Д. Погребняк**, асп.Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна  
[inimical.ua@gmail.com](mailto:inimical.ua@gmail.com)

Викладено нові результати досліджень, що проводились у відділі електричних і магнітних вимірювань протягом 2014 р., у напрямку створення імпедансометричної апаратури. Проаналізовано вимірювальні кола, аналогічні резонансним, в яких замість реактивних елементів застосовано їх імітатори на основі операційних підсилювачів та цифроаналогових перетворювачів. Розглянуто особливості та переваги квазірезонансних вимірювальних кіл та показано, що на їх основі може бути побудовано універсальні та спеціалізовані вимірювачі параметрів імітансу як зрівноважувального, так і комбінованого перетворення. Наведено розроблену авторами спрощену принципову схему універсального RLC-метра та його технічні характеристики. Бібл. 6, рис. 3, таблиця.

**Ключові слова:** вимірювальні кола, імітанс, зрівноважування, квазірезонанс, умови рівноваги, RLC-метр.

**Постановка задачі.** Резонансні вимірювальні кола (ВК) складаються з генератора синусоїдального тестового сигналу (напруга або струм), двох порівнюваних імітансів з різним характером реактивної складової (конденсатор і котушка індуктивності) та індикатора резонансу [4, 5]. Порівнювані імітанси вмикаються паралельно або послідовно між собою та генератором. Індикатор встановлює момент досягнення мінімального значення напруги на послідовному з'єднанні імітансів або струму через паралельне з'єднання. Цей момент відповідає резонансу кола, тобто співвідношенню  $\omega^2 LC = 1$ , де  $\omega$  – кругова частота тестового сигналу;  $L$  – індуктивність котушки;  $C$  – ємність конденсатора.

Такі вимірювальні кола приваблюють задовільною точністю за високої чутливості та схемної простоти, але мають і низку принципівих недоліків.

З метою вимірювання одного з параметрів  $L$  або  $C$  регулюють другий параметр або частоту. У кожному з цих варіантів залежність регульованого параметра від вимірюваного є суттєво нелінійною. Крім того, перший варіант вимагає регульованої міри ємності або індуктивності, що сильно ускладнює конструкцію пристрою, а другий – регулювання частоти тестового сигналу, що неприйнятно для частотно-залежних імітансів. Якщо додати ще й вузький (в області радіочастот) частотний та динамічний діапазони вимірювання, неможливість відліку другої складової вимірюваного комплексного імітансу, то стане зрозуміло, чому такі вимірювальні кола використовують у край рідко.

Усунути вказані недоліки, зберігши та примноживши переваги резонансних вимірювальних кіл, дають змогу регульовані імітатори ємності та індуктивності на основі сучасних операційних підсилювачів та цифроаналогових перетворювачів. Вимірювальні кола на основі цих імітаторів будемо називати квазірезонансними та покажемо можливості їх використання для побудови простих і надійних як універсальних, так і спеціалізованих вимірювачів імітансу.

**Основна частина.** Вимірювальні кола з високоомними об'єктами вимірювання, що мають паралельну схему заміщення за аналогією з відповідними мостовими колами [3], будемо називати адмітансними, натомість кола з низькоомними об'єктами, що мають послідовну схему заміщення, – імпедансними.

Схеми квазірезонансних адмітансного та імпедансного вимірювальних кіл зображені на рис. 1 а, б відповідно. Регульовані імітатори в обох схемах утворені фазоповертачем ФП з коефіцієнтом передавання  $+j$  або  $-j$  та цифроаналоговим перетворювачем ЦАП1. Перетворювачі ЦАП2 та суматори  $\Sigma$  імітують другу (активну) складову взірцевого імітансу. Перетворювачі напруга-струм ПНС (рис. 1 а) та струм-напруга ПСН (рис.1 б) узгоджують вихід/вхід за напругою імітатора зі струмовим сигналом через об'єкт вимірювання  $C_x, G_x$  чи  $L_x, R_x$ .

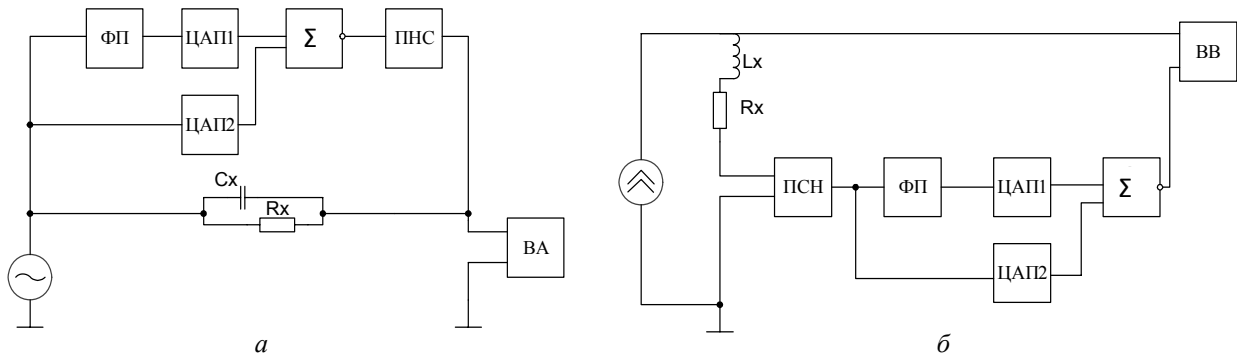


Рис. 1

Якщо індикатор резонансу – векторний амперметр ВА (рис. 1 а) або векторний вольтметр ВВ (рис. 1 б) використати для приведення до нуля вхідної величини (вихідний сигнал вимірювального кола) шляхом регулювання коефіцієнтів перетворення ЦАП1 і ЦАП2, то розглянуті схеми набудуть властивостей зрівноважених за двома параметрами мостів змінного струму. Це зрозуміло, оскільки резонансні вимірювальні кола є гранично спрощеними мостовими колами [3]. Тому різниця між ними доволі умовна. Рівняння рівноваги для кожної зі схем мають такий вигляд:

$$(jK_1 + K_2)k_{\Pi} = j\omega C_x + G_x, \quad (1)$$

або

$$(jK_1 + K_2)k_{\Pi} = j\omega L_x + R_x, \quad (2)$$

де  $K_1$  і  $K_2$  – коефіцієнти перетворення ЦАП1 та ЦАП2 відповідно;  $k_{\Pi}$  – коефіцієнт перетворення ПНС або ПНС.

Видно, що вимірювальні кола забезпечують незалежний прямий відлік реактивної та активної складових вимірюваного імітансу та роздільне зрівноважування за синфазною і квадратурною складовими сигналу нерівноваги. Як і в мостових схемах, частота та амплітуда тестового сигналу не змінюються в процесі зрівноважування, а розширення динамічного діапазону можливе за допомогою ввімкнення масштабних перетворювачів у вітку об'єкта вимірювання, тобто імітатора реактивності.

Цікавим є використання розглянутих схем для комбінованого (зрівноважувального для одного з параметрів та прямого – для другого) вимірювального перетворення. Тоді можливий прямий відлік не тільки абсолютних, але й відносних параметрів вимірюваного імітансу. Варіанти такого використання показані на рис. 2 а, б. Вимірювані імітанси  $Z_x = R_x + j\omega L_x$  та  $Y_x = G_x + j\omega C_x$  під'єднані до виходів відповідних імітаторів (перетворювач напруга-струм ПНС в імпедансному колі та суматор  $\Sigma$  – в адмітансному). Оскільки зрівноважування у цих схемах можливе лише за однією складовою імітансу, то замість ЦАП2 увімкнута нерегульований масштабний перетворювач МП. Вимірювання другої складової проводиться за схемою прямого перетворення з допомогою векторного амперметра ВА або вольтметра ВВ. Запишемо вирази для вхідних сигналів цих приладів:

$$\dot{I}_x = \dot{U}_r (jK_1 + K_2)(j\omega C_x + G_x); \quad (3)$$

$$\dot{U}_x = k_{\Pi} \dot{U}_r (jK_1 + K_2)(j\omega L_x + R_x), \quad (4)$$

де  $\dot{I}_x$  та  $\dot{U}_x$  – струм та напруга на входах амперметра чи вольтметра відповідно;  $K_1; K_2; k_{\Pi}$  – коефіцієнти перетворення ЦАП, МП та ПНС відповідно.

Перемноживши вирази в дужках та виділивши дійсну і уявну частини, отримуємо

$$\dot{I}_x = \dot{U}_r [(K_2 G_x - K_1 \omega C_x) + j(K_1 C_x + K_2 \omega G_x)]; \quad (5)$$

$$\dot{U}_x = \dot{U}_r k_{\Pi} [(K_2 R_x - K_1 \omega L_x) + j(K_1 R_x + K_2 \omega L_x)]. \quad (6)$$

Якщо регулювати коефіцієнт  $K_1$  (вхідний код) ЦАП до моменту досягнення нульо-

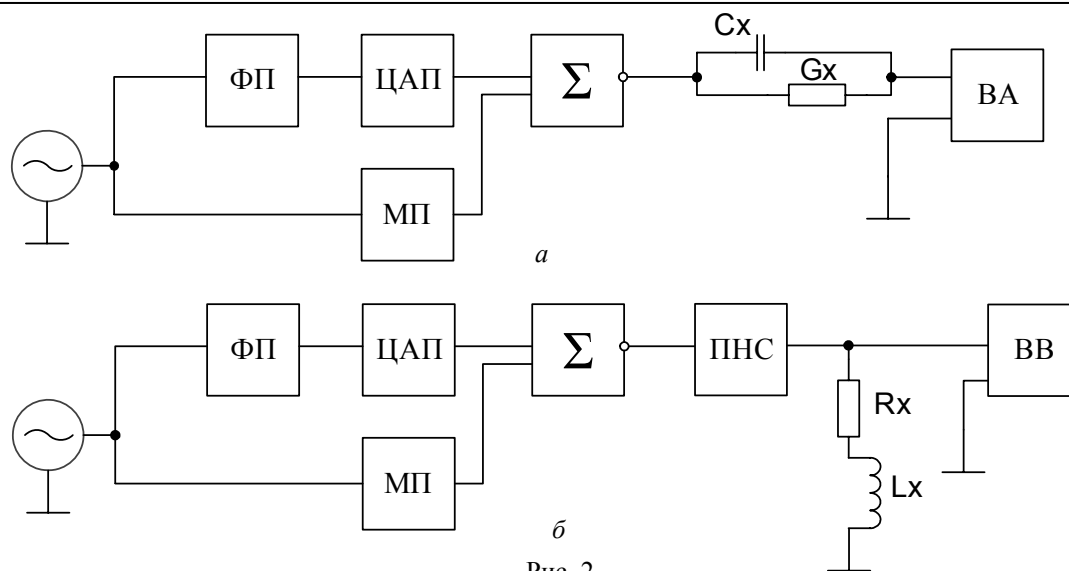


Рис. 2

вого значення синфазної з генератором складової струму  $\dot{I}_x$  чи напруги  $\dot{U}_x$  (за показами амперметра чи вольтметра), то в результаті такого регулювання можна отримати

$$K_1 = K_2 \frac{G_x}{\omega C_x} = K_2 \tan \delta_C, \text{ або } K_1 = K_2 \frac{R_x}{\omega L_x} = K_2 \tan \delta_L, \quad (7)$$

де  $\frac{G_x}{\omega C_x} = \tan \delta_C$  – тангенс кута втрат конденсатора, поданого паралельною схемою заміщення;

$\frac{R_x}{\omega L_x} = \tan \delta_L$  – тангенс кута втрат котушки індуктивності за послідовною схемою заміщення.

Квадратурні складові сигналу на входах амперметра і вольтметра відповідно дорівнюють

$$I_k = \text{Im} \dot{I}_x = U_r (K_1 G_x + K_2 \omega C_x) = U_r K_2 \omega C_x (1 + \tan^2 \delta_C); \quad (8)$$

$$U_k = \text{Im} \dot{U}_x = U_r k_{\Pi} (K_1 R_x + K_2 \omega L_x) = U_r k_{\Pi} K_2 \omega L_x (1 + \tan^2 \delta_L). \quad (9)$$

Отже, відносні параметри  $\tan \delta_C$  та  $\tan \delta_L$  визначаються за результатами зрівноважування синфазних складових сигналів на входах амперметра та вольтметра. Абсолютні параметри  $C_x$  та  $L_x$  знаходять за відомими значеннями відносних та значеннями квадратурних складових  $I_k$  та  $U_k$  з виразів (8) та (9).

Схеми, що розглядаються, використовують, коли основним вимірюваним параметром є тангенс кута втрат, а абсолютний параметр  $C_x$  або  $L_x$  – допоміжний, тому висока точність його вимірювання не вимагається.

Якщо коефіцієнт фазоповертача ФП дорівнює  $-j$ , то алгоритм роботи схеми змінюється. Тепер зрівноважування проводиться за квадратурною складовою сигналів, а обчислення – за значеннями синфазної складової. Підставивши вказаний коефіцієнт ФП у вирази (3) та (4) і провівши викладки, аналогічні попереднім, як підсумок отримуємо

$$K_1 = K_2 \frac{\omega C_x}{G_x} = K_2 \tan \varphi_C, \text{ або } K_1 = K_2 \frac{\omega L_x}{R_x} = K_2 \tan \varphi_L; \quad (10)$$

$$G_x = \frac{I_x}{U_r} \frac{1}{K_2 (1 + \tan^2 \varphi_C)}, \text{ або } R_x = \frac{U_k}{U_r} \frac{1}{k_{\Pi} K_2 (1 + \tan^2 \varphi_L)}. \quad (11)$$

Отже, замінивши лише коефіцієнт перетворення фазоповертача, отримуємо можливість вимірювання фазових кутів  $\varphi_C$  та  $\varphi_L$  за допомогою зрівноважувального перетворення та активних складових  $G_x$  та  $R_x$  імітансу – за допомогою прямого перетворення. Такий варіант вимірювання варто використовувати тоді, коли основним параметром є тангенс фазового кута (реактивна складова імітансу), а допоміжним – активна складова.

Зауважимо, що принципово можливе пряме одночасне вимірювання як активної, так і реактивної складової імітансу. Для цього достатньо встановити нульове значення коефіцієнта  $K_1$  ЦАП. Однак йдеться про випадки, коли одна зі складових імітансу значно перевищує іншу. Тому вимірювання синфазної складової сигналу на тлі в десятки і сотні разів преваючої квадратурної (або навпаки) нераціонально. Доцільніше вимірювати меншу складову, зрівноваживши попередньо більшу.

Як впливає з розгляду квазірезонансних вимірювальних кіл прямого і зрівноважувального перетворення, усі вони складаються з однотипних елементів, а саме: фазовертачів, перетворювачів струм-напруга та цифроаналогових перетворювачів. Цей факт надає можливість будувати універсальні *RLC*-метри з широкими функціональними можливостями та конкурентоздатним співвідношенням ціна-якість.

На рис. 3 зображена спрощена принципова схема універсального вимірювального кола, яка демонструє можливості побудови окремих вузлів розглянутих вище схем та поєднання їхніх функцій в одному пристрої. Цифровий генератор ЦГ квазісинусоїдального сигналу живлення вимірювального кола у вигляді струму  $I_z$  має також два виходи за напругою – синфазною  $U_c$  відносно струму та квадратурною  $U_k$  для керування синхронним детектором СД.

Універсальне ВК складається з двох віток – об'єкта вимірювання та взірцевої міри. Входи цих віток під'єднані до генератора через перетворювач струм-напруга на операційному підсилювачі ОП А2. Цей перетворювач формує напругу 0,1 або 1 В залежно від положення перемикача П1.

Вітка об'єкта вимірювання  $Z_x$  утворена блоком перемикачів діапазонів БПД1 на операційному підсилювачі А6 та вузлом компенсації опору кабелю. Цей вузол виконаний у вигляді диференціального підсилювача на ОП А7 та забезпечує двозатискне потенціально-струмове під'єднання об'єкта з боку генератора [6]. БПД1, виконаний у вигляді масштабного перетворювача, формує кратні десяти значення напруги на об'єкті вимірювання – 0,005; 0,05 та 0,5 В.

З боку індикатора рівноваги об'єкт вимірювання під'єднаний до другого блоку перемикачів діапазонів БПД2, зібраного на резисторах з кратними 10 номіналами. Цей блок уві-

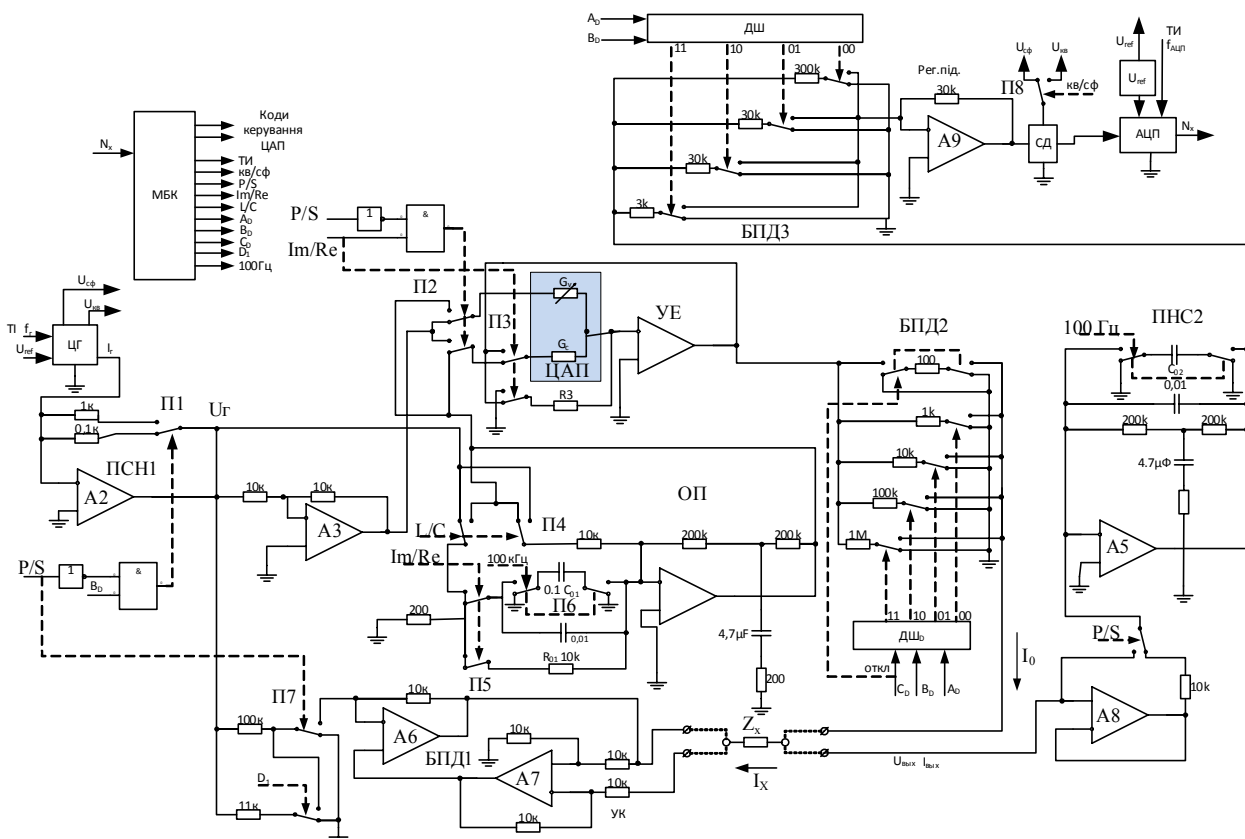


Рис. 3

мкнутий на виході суматора А1 та виконує одночасно функцію перетворювача напруга-струм.

До складу вітки взірцевої міри входять інвертор на ОП А3, фазоповертач на А4 та ЦАП на ОП А1. Залежно від положення перемикачів П4-П6 фазоповертач може працювати в режимі диференціатора, інтегратора або інвертора на двох робочих частотах 1 та 100 кГц. Відповідний режим роботи задається автоматично вибором вимірюваних параметрів (сигналами  $L/C$ ;  $Im/Re$ ) та частоти. Цифроаналоговий перетворювач зібраний на кодокерованій матриці провідностей  $G_v$  в інтегральному виконанні та операційному підсилювачі А1. Нерегульована провідність  $G_c$ , що розміщена разом з  $G_v$  в одній мікросхемі, разом з ОП А1 виконує також функцію масштабного перетворювача. Завдяки цьому досягнуто двох цілей. По-перше, забезпечується стабільність відношення  $\frac{G_v}{G_c}$  (коефіцієнтів  $K_1$  і  $K_2$ ), що входить у

рівняння рівноваги, а по-друге, функції додавання двох напруг (з виходів ЦАП та МП) та перетворення струм-напруга (разом з резистором зворотного зв'язку  $R3$ ) виконує один підсилювач А1.

Точка з'єднання обох віток (струмовий вихід БПД2 з об'єктом вимірювання) служить виходом вимірювального кола. Цей вихід є струмовим у випадку вимірювання високоомних імітансів за паралельною схемою заміщення та потенціальним у випадку низькоомних імітансів. У першому випадку вихідний струм кола перетворюється у напругу за допомогою перетворювача ПТН2 на підсилювачі А5, а у другому – вихідна напруга через перетворювач на ОП А8 надходить на вхід ПТН2 через резистор. Напруга на виході А5 нормована для  $Z_x$  довільного характеру та основних діапазонів вимірювання. На крайніх діапазонах вона додатково масштабується підсилювачем на А9. Далі, за допомогою синхронного детектора СД та аналого-цифрового перетворювача АЦП вимірюється відповідна складова (синфазна чи квадратурна) сигналу нерівноваги, яка використовується для зрівноважування кола за одним з параметрів або для визначення другого параметра за показами АЦП.

Конфігурація ВК та параметри окремих вузлів змінюються за сигналами керування від мікропроцесорного блока МБК, на вхід якого подаються вихідні коди АЦП та сигнали від оператора через клавіатуру або через персональний комп'ютер. МБК також виконує всі необхідні обчислення. Для вимірювання синфазної та квадратурної складових сигналу ВК використовується лише один синхронний детектор за послідовним алгоритмом. Режим вимірювання задає МБК за допомогою перемикача П8, що змінює опорні сигнали на вході СД.

Керування вимірювальним колом відбувається одночасно за кількома ознаками: діапазон вимірювання; вид схеми заміщення (паралельна  $P$  чи послідовна  $S$ ); характер реактивності об'єкта вимірювання (ємнісний  $C$  чи індуктивний  $L$ ); вид основного параметра, що вимірюється за методом зрівноважування (активний  $Re$  чи реактивний  $Im$ ); вимірювана складова вихідного сигналу ВК (синфазна  $SФ$  чи квадратурна  $КВ$ ). Перемикання діапазонів вимірювання у такій схемі передбачає десятикратні зміни тестової напруги на високоомному об'єкті вимірювання або десятикратні зміни струму через низькоомні об'єкти.

Аналіз метрологічних характеристик сучасної елементної бази (АЦП, ЦАП, ОП, резистори) показав, що відносну похибку вимірювання на рівні 0,1 % можна забезпечити при значеннях тестових напруг від 0,005 до 0,5 В. Потрібні діапазони вимірювання забезпечуються перемиканням резисторів БПД2 з номіналами від 10 кОм до 1 МОм. Перемикання резисторів з номіналами від 100 Ом до 10 кОм забезпечує потрібні межі вимірювання на низькоомних діапазонах. При цьому струм через об'єкт вимірювання знаходиться в межах від 0,05 до 5 мА, що відповідає напрузі на вході АЦП у межах 10...100 мВ на кожному з діапазонів. При застосуванні високочутливого інтегровального АЦП (наприклад, типу MAX132) таку напругу можна виміряти без додаткового підсилення з відносною дискретністю 0,0005. Це забезпечує відносну чутливість на рівні 0,01 % на шести піддіапазонах основного діапазону вимірювання від 1 Ом до 1 МОм. За рахунок додаткового підсилювача на А9 динамічний діапазон можна розширити у 100 разів – від 0,1 Ом до 10 МОм без втрати відносної чутливості (дискретності). З певними втратами дискретності повний діапазон вимірю-

вання складає  $10^{-3} \dots 10^9$  Ом. Діапазони вимірювання та параметри окремих вузлів універсального *RLC*-метра наведено у таблиці.

Діапазон	$Z_x$ , Ом	$U_x$ , В	БПД2, Ом	$I_x$ , А	$I_0$ , А	$U_{\text{АЦП}}$ , В	БПД3
-3	$10^{-3} \dots 1$	0	100	$5 \cdot 10^{-3}$	$5 \cdot 10^{-3}$	$5 \dots 50 \cdot 10^{-3}$	10
-2	$1 \dots 10$	0	100	$5 \cdot 10^{-3}$	$5 \cdot 10^{-3}$	$5 \dots 50 \cdot 10^{-3}$	1
-1	$10 \dots 100$	0	$10^3$	$0,5 \cdot 10^{-3}$	$0,05 \cdot 10^{-3}$	$5 \dots 50 \cdot 10^{-3}$	0,1
0	$100 \dots 10^3$	0	$10^4$	$0,05 \cdot 10^{-3}$	$0,05 \cdot 10^{-3}$	$5 \dots 50 \cdot 10^{-3}$	1
1	$10^3 \dots 10^4$	$5 \cdot 10^{-3}$	$10^4$	$0,5 \dots 5 \cdot 10^{-6}$	$0,5 \dots 5 \cdot 10^{-6}$	$50 \dots 5 \cdot 10^{-3}$	1
2	$10^4 \dots 10^5$	$50 \cdot 10^{-3}$	$10^4$	$0,5 \dots 5 \cdot 10^{-6}$	$0,5 \dots 5 \cdot 10^{-6}$	$50 \dots 5 \cdot 10^{-3}$	1
3	$10^5 \dots 10^6$	0,5	$10^5$	$0,5 \dots 5 \cdot 10^{-6}$	$0,5 \dots 5 \cdot 10^{-6}$	$50 \dots 5 \cdot 10^{-3}$	1
4	$10^6 \dots 10^7$	0,5	$10^6$	$0,5 \dots 5 \cdot 10^{-6}$	$0,05 \dots 0,5 \cdot 10^{-6}$	$5 \dots 0,5 \cdot 10^{-3}$	10

Ще однією особливістю розглянутих пристроїв є те, що вони містять вузли широкого застосування, зокрема, цифроаналогові та аналогово-цифрові перетворювачі, генератор квазісинусоїдальних коливань з можливістю перенастроювання частоти, синхронний детектор та мікропроцесорний блок керування. Саме ці вузли складають основну частину апаратних витрат (до 80 %). До власне вимірювальних кіл можна віднести фазоповертач, масштабні перетворювачі та перетворювачі напруга-струм і струм-напруга. Вимірювальні кола можуть бути як універсальними, так і спеціалізованими для роботи з певним об'єктом вимірювання, наприклад, одним чи кількома типами імітансних сенсорів [1, 2]. Тому доцільно виділити два окремі блоки (модулі) вимірювальних пристроїв. Нами розроблені декілька варіантів уніфікованих базових модулів, що включають першу групу вузлів [1] та спеціалізовані вимірювальні кола (субмодулі) для окремих завдань.

Така архітектура вимірювальних пристроїв дає змогу скоротити час на розроблення, програмування та настроювання, що, в кінцевому підсумку, покращує техніко-економічні показники апаратури.

**Висновок.** Заміна реактивностей (катушок індуктивності або конденсаторів) їхніми імітаторами на основі фазоповертачів та цифроаналогових перетворювачів у резонансних вимірювальних колах надає можливість створювати універсальні вимірювачі *RLC* комбінованого перетворення. У таких вимірювачах один з параметрів імітансу вимірюється за методом зрівноважування, а другий – за методом прямого перетворення. Розглянута принципова схема універсального *RLC*-метра відрізняється широкими функціональними можливостями та оптимальним співвідношенням вартості та метрологічних характеристик. Похибки вимірювання, за умови застосування якісних операційних підсилювачів та безконтактних електричних комутаторів, в основному визначаються точністю використаних взірцевих мір опору та ємності. На основних піддіапазонах вимірювання розрахункова похибка складає 0,1 %, а розрізнявальна спроможність – 0,01 %.

При використанні як основи *RLC*-метра уніфікованого базового модуля [1], створеного в Інституті електродинаміки НАН України, додаткові апаратні витрати для побудови приладу складають всього 20 % від його вартості, завдяки чому досягнуто високої техніко-економічної ефективності цього приладу та його конкурентоспроможності у порівнянні з аналогами.

1. Ленков С.В., Леніх Я.І., Мельник В.Г., Романов В.О., Проценко В.О. Інтелектуальні вимірювальні канали сенсорних систем // Наука і оборона. – 2011. – № 2.
2. Мельник В.Г., Рубанчук М.П., Михаль А.А. Измерительные цепи для кондуктометрических преобразователей с дифференциальными двухэлектродными датчиками // Техн. електродинаміка. – 2008. – № 2. – С. 58.
3. Монастирський З.Я. Узагальнені структури мостових вимірювальних кіл з імпедансними додавачами // Техн. електродинаміка. – 2000. – № 4. – С. 59–62.
4. Орнатский П.П. Автоматические измерения и приборы. – К.: Вища шк., 1980. – 560 с.
5. Шляндин В.М. Цифровые измерительные устройства: Учеб. для вузов. – 2 изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 1981. – 335 с.
6. А.с. 1631448 СССР. Мост переменного тока / М.Н. Сурду, В.Г. Мельник, А.А. Вдовин, В.В. Кузьменко. – Б.И. № 8, 1989.

УДК 621.317.7

**З.Я. Монастырский**, докт. техн. наук, **В.Д. Погребняк**, асп.

Институт электродинамики НАН Украины,

пр. Победы, 56, Киев-57, 03680, Украина

#### **Квазирезонансные измерительные цепи универсальных RLC-метров**

*Изложены новые результаты исследований, проводимых в отделе электрических и магнитных измерений в течение 2014 г., в направлении создания импедансометрической аппаратуры. Проанализированы измерительные цепи, аналогичные резонансным, в которых вместо реактивных элементов применены их имитаторы на основе операционных усилителей и цифроаналоговых преобразователей. Рассмотрены особенности и преимущества квазирезонансных измерительных цепей и показано, что на их основе могут быть построены универсальные и специализированные измерители иммитанса как уравнивающего, так и комбинированного преобразования. Приведены разработанная авторами упрощенная принципиальная схема универсального RLC-метра и его технические характеристики. Библи. 6, рис. 3, таблица.*

**Ключевые слова:** измерительные цепи, иммитанс, уравнивание, квазирезонанс, условия равновесия, RLC-метр.

**Z.Ya. Monastirsky, V.D. Pogrebnyak**

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine

Peremohy, 56, Kyiv-57, 03680, Ukraine

#### **Quasi-resonant circuit universal measuring gauges RLC**

*New article presents the results of research conducted in the department of electrical and magnetic measurements during 2014, towards a impedancemetry equipment. Analyzed measuring range, similar resonance, in which instead of reactive elements used simulators based on operational amplifiers and converters DAC. The features and advantages quasiresonance measuring circuits and show that they can be built based on universal and specialized parameters immitance meter as equilibration, and the combined transformation. These authors developed a simplified circuit universal RLC-meter and its specifications. References 6, figures 3, table.*

**Key words:** measurement circuits, immitance, equilibration, quasiresonance, rules of equilibration, RLC-meter.

Надійшла 20.04.2015

Received 20.04.2015

## **№ 6. ВІДДІЛ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ СИСТЕМ**

УДК 621.313

### **МОДЕЛЮВАННЯ І АЛГОРИТМИ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЕНЕРГІЇ ТА СИСТЕМ НА ЇХ ОСНОВІ**

**Л.І. Мазуренко**, докт. техн. наук, **В.В. Гребеніков**, докт. техн. наук, **О.В. Джура**, канд. техн. наук,

**В.І. Романенко**, канд. техн. наук, **О.М. Попович**, канд. техн. наук, **І.В. Головань**, канд. техн.

наук, **Ю.В. Шуруб**, канд. техн. наук, **О.В. Бібік**, канд. техн. наук, **М.В. Приймак**, інж. I кат.

Институт электродинамики НАН Украины,

пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна

e-mail: [mlins@ied.org.ua](mailto:mlins@ied.org.ua)

*Описано нові принципи керування ведучим асинхронним генератором вітроелектричної станції, моделі асинхронного електропривода з випадковим навантаженням, електромеханічної системи водопостачання з вентиляльно-індукторним двигуном, розроблені у відділі електромеханічних систем. Визначено характер зміни робочих характеристик генератора з постійними магнітами вітроустановки, компенсованих асинхронних двигунів за різних обмоток та характеристик сталі магнітопроводів електричних машин за частотою 50, 100, 150, 200 Гц. Библи. 21, рис. 11, таблица.*

**Ключові слова:** алгоритм керування, моделювання, асинхронний двигун, електрична машина з постійними магнітами, ведучий асинхронний генератор, вітроелектрична станція, вентиляльно-індукторний двигун.

**Алгоритм керування ведучим асинхронним генератором вітроелектричної станції (ВЕС) при роботі на мережу постійного струму та результати досліджень. Функціона-**