

УДК 621.311.13

КОНЦЕПЦІЯ ПОБУДОВИ ВХІДНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЗАСОБІВ ВИМІРЮВАННЯ ДИНАМІЧНИХ ПОКАЗНИКІВ ЯКОСТІ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ

© Володимир Ванько, Василь Гудим¹, Петро Столярчук, 2003

Національний університет “Львівська політехніка”, кафедра “Метрологія, стандартизація та сертифікація”,
¹кафедра “Теоретичні основи електротехніки”, вул. С. Бандери, 12, 79013, Львів, Україна

На основі відображеної сукупності швидких спотворень сигналів електричних мереж виконано огляд відомих вхідних перетворювачів напруги і струму вимірювачів динамічних показників якості електроенергії та запропоновано найперспективніший підхід для реалізації ефективних вхідних структур перетворення сигналів у реальних режимах функціонування енергетичних об'єктів.

На основании отобранной совокупности быстрых искажений сигналов электрических сетей выполнено обзор известных входных преобразователей напряжения и тока измерителей динамических показателей качества электроэнергии и предложен наиболее перспективный подход для реализации эффективных входных структур преобразования сигналов в реальных режимах функционирования энергетических объектов.

It is ground of the echoed(mapped) set(combination) of fast distortings of signals of electrical networks the review(view) of known input translators of voltage and current of meters of dynamic figure of merits of the electric power is conducted and the most perspective approach for implementation of effective input frames of signal conditioning in actual modes of operation of power objects is offered.

Постановка проблеми. Ефективність роботи та функціонування широкого загалу електротехнічних пристроїв, зокрема засобів вимірювальної, обчислювальної та побутової техніки значною мірою залежить від якості електричної енергії у мережі, до якої вони приєднані. Вимоги до якості електричної енергії, як і інших видів продукції, регламентуються правовими та нормативно-технічними документами, а також галузевими інструкціями для нормальних, аварійних та післяаварійних ситуацій [1, 2]. Вимоги сучасних споживачів електричної енергії з істотно нелінійними характеристиками та динамічним і різкозмінним характером споживання електроенергії вимагають перегляду методології оцінки та системи показників якості електроенергії. Зокрема це стосується запровадження динамічних показників якості електроенергії (ДПЯЕ) для оцінки швидкозмінних динамічних процесів – таких, як раптові викиди амплітуд струмів і напруг чи короткочасні провали напруги, а також швидкозмінні коливні процеси зокрема ферорезонансного характеру [3]. Наявні інформаційно-вимірювальні системи не дають змоги повноцінно здійснювати контроль та отримувати необхідні кількісні характеристики дина-

мічних (перехідних і коливних електромагнітних) процесів у системах електропостачання, які часто є причиною пошкоджень електротехнічних пристроїв та силового електрообладнання.

Вимоги до вхідних пристроїв вимірювачів ДПЯЕ. Особливе значення в структурі вимірювача ДПЯЕ мають вхідні пристрої (ВХП), котрі забезпечують оптимальне підключення таких пристроїв до контрольованих кіл та відіграють важливу роль у формуванні метрологічних характеристик вимірювального каналу вимірювачів ДПЯЕ. ВХП уможливають виконання таких завдань:

- масштабування і нормування вхідних напруг і струмів, враховуючи їх характер зміни, до рівня, зручного для подальшого перетворення та забезпечення необхідної точності його кутових та амплітудних співвідношень в широкому частотному діапазоні;

- забезпечують раціональне приєднання вхідних кіл вимірювачів до контрольованих електричних кіл і мале споживання електроенергії та мінімізацію впливу неінформативних чинників (сторонніх електростатичних і електромагнітних завад та шумів);

– перетворення контрольованих струмів в широкому діапазоні зміни значень, а також – напруг понад 1 кВ.

Згідно з [2, 4, 5] імпульсні спотворення форми напруги мережі (ІСФ) являють собою імпульсний сигнал, наявний на фоні низькочастотного сигналу приблизно синусоїдної форми, з амплітудами до декількох кіловольт і тривалостями від десятків наносекунд до сотень мікросекунд. Причому форма таких імпульсів може бути надзвичайно різноманітною: прямокутною, трапеціє-, дзвоно- і шпилькоподібною тощо.

Перенапруги виникають під час комутацій та коротких замикань у трифазних електромережах. Характерною їх особливістю є збереження практично синусоїдної форми струмів із кількарізним перевищенням їх амплітудних значень. Під час аварійних режимів відбувається вимикання електромагнітних кіл, водночас виникають перехідні процеси і багаторазові перенапруги, що часто призводять до пошкодження силового електрообладнання та зниження надійності роботи системи загалом. На жаль, поки що у вітчизняних нормативно-технічних документах показники якості електроенергії під час перехідних процесів у мережах не регламентуються. Досвід експлуатації силового електрообладнання та аналіз аварійних ситуацій підтверджують, що таке врахування може позитивно вплинути на роботу не лише споживачів електроенергії, а й вимірювачів показників якості електроенергії.

Аналіз відомих вхідних перетворювачів напруги та струму. Вхідні перетворювачі напруги та струму типових вимірювачів параметрів електроенергії, до яких також можна зарахувати засоби вимірювання статичних показників якості електроенергії, забезпечують роботу з синусоїдними або полігармонічними вхідними сигналами, частотний спектр яких не перевищує 5 кГц [2, 3]. Такі ВХП розвиваються у двох напрямках: покращання структурно-алгоритмічних способів корекції похибок різноманітних масштабувальних перетворювачів, вдосконалення їхніх основних елементів за допомогою мінімізації неідеальностей матеріалів та запровадження нових технологій і конструкцій. Тому ці ВХП добре розвинені, причому порівняно недорогі серійні зразки забезпечують високі метрологічні характеристики перетворення напруг і струмів, а саме – амплітудну похибку в $\pm(0.01\dots 0.02)\%$ і кутову – у кілька хвилин.

На відміну від вказаних, ВХП вимірювачів ДПЯЕ повинні працювати з напругами та струмами, які змінюються у значно ширших межах за амплітудою і частотним спектром. Тому у цих ВХП неможливо застосувати відомі і використані в типових перетворювачах напруги і струму сучасні матеріали та технології. Крім того, відомі структурно-алгоритмічні способи корекції похибок для ВХП вимірювачів ДПЯЕ здебільшого є непридатними. Наприклад, традиційне використання загального від'ємного зворотного зв'язку в динамічних ВХП призведе до погіршення точності перетворення високочастотних та імпульсних сигналів і сигналів складної форми, тому найперспективнішими вважаються динамічні ВХП з розімкненою структурою перетворення напруг і струмів.

Найширше коло таких ВХП становлять динамічні пасивні перетворювачі, які виконуються на базі резистивних, ємнісних та індуктивних елементів [6,7].

Резистивними в напругових колах є подільники напруги, а в струмових – чотиризітатискачеві шунти. Подільники напруги можуть забезпечувати точність – частки відсотків для високочастотних (до 1 МГц) та імпульсних (тривалістю більше ніж 1 мкс) сигналів. Проте тут відзначається значна кутова похибка, зумовлена паразитними ємностями резисторів.

Згідно з [7] основними джерелами похибок вимірювальних шунтів є наявність паразитної індуктивності та якість виконання вимірювального резистора. Наприклад, опоріві $R_{ш} = 1$ мОм і вихідній напрузі $U_{вих} = 0.1$ В відповідає номінальний вхідний струм $I_{вх.ном} = 100$ А. Щоб вихідний сигнал шунта встановився з точністю 1% за час, що дорівнює $t_{вих} = 1$ мкс, необхідно, щоб максимально допустиме значення паразитної індуктивності не перевищувало $L_{нар} = 0.0045$ мкГн. Для виготовлення шунта з такою $L_{нар}$ використовують спеціальні коаксіальні конструкції. Крім того, щоб покращати відведення тепла, гарантувати високу міцність шунта і стабільність опору $R_{ш}$, його конструкцію ускладнюють за допомогою безпосереднього водного чи олійного охолодження. Такими шунтами можна вимірювати імпульси з амплітудами в сотні ампер тривалістю в десятки наносекунд з точністю, не вищою від кількох відсотків. Зважаючи на надзвичайно високу ціну, їх найдоцільніше застосовувати як взірцеві пристрої.

Ємнісні подільники використовують для вимірювання високочастотних сигналів (звичайно до 100 кГц), але вони характеризуються низькою точністю, високим вихідним опором та низькою стабільністю параметрів. Інколи формують комбіновані RC-подільники напруги з певною сталою часу, які також не гарантують високої точності перетворення.

Індуктивні перетворювачі реалізують на індуктивних подільниках, перетворювачах Холла та трансформаторах напруги і струму.

Незважаючи на високі метрологічні характеристики, індуктивні подільники використовуються як взірцеві для синусоїдних сигналів на частотах, не вищих за 200 кГц. Причиною є складність технології їх виготовлення і тому – висока ціна.

Перетворювачі Холла не застосовуються широко через нестабільність їх характеристик.

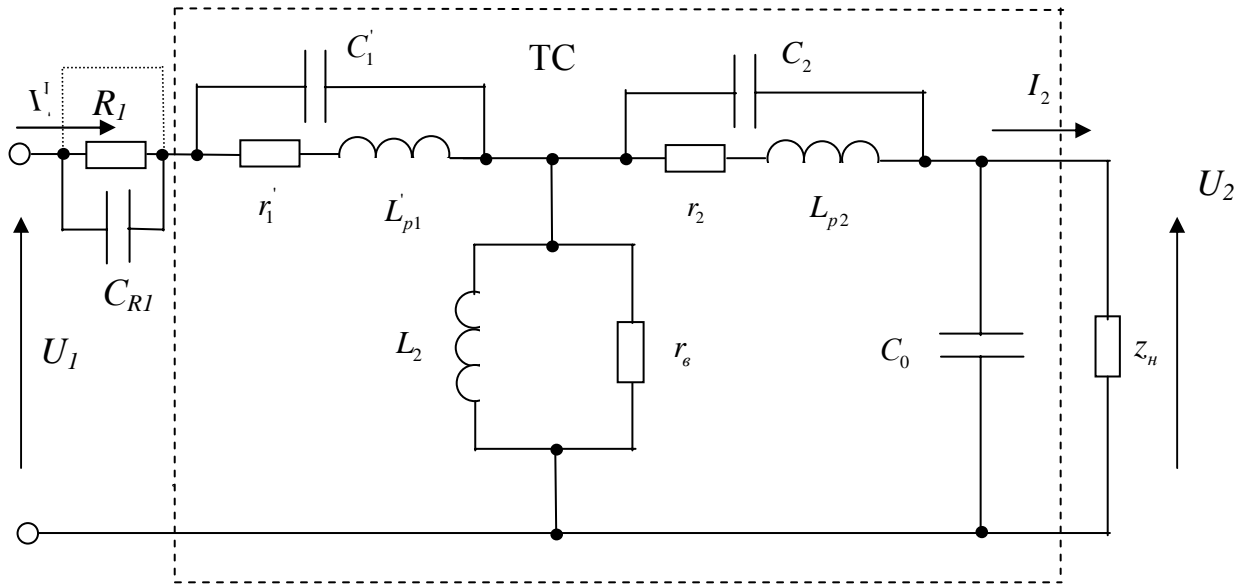
Найперспективнішими можна вважати ВХП у вигляді трансформаторів напруги і струму, які забезпечують гальванічне відділення вхідних кіл вимірювача ДПЯЕ від контрольованих електричних кіл. Метрологічні характеристики трансформаторних ВХП визначаються параметрами магнітних осердь та їхнім конструктивним виконанням. Слід відзначити, що цим ВХП властива порівняна стабільність в часі функції перетворення та прийнятний рівень надійності загалом. Точність перетворення ВХП становить на частотах від 50 Гц до 5 кГц в межах 0.02...0.10%, а на вищих частотах (до 1 МГц) – одиниці відсотків.

Основним недоліком трансформаторів напруги є зниження їх надійності, особливо під час роботи з великими вхідними напругами (одиниці кіловольт), навіть в умовах застосування спеціальних конструктивних заходів технологічного захисту. Тому привабливішими видаються ВХП на основі трансформаторів струму, які працюють в ідеалізованому режимі заданого номінального струму по виходу, причому вони адаптуються і є приблизно ідентичними для напругових і струмових кіл [8, 9]. Істотною перевагою цих ВХП є можливість роботи в обох випадках з низькими напругами, що забезпечує високу надійність всього вимірювача.

Отже на основі поставлених вимог та аналізу відомих реалізацій можна зробити висновок, що найперспективнішим, з погляду досягнення оптимальних метрологічних характеристик та схемної простоти, є вдосконалення ВХП на основі трансформатора струму.

Дослідження вхідного перетворювача напруги та струму на основі трансформатора струму. Згідно з [10] за наявності імпульсних спотворень і перенапруг в контрольованій електромережі еквівалентну схему трансформатора можна зобразити спрощено, розглядаючи його як ланку з розподіленими параметрами або у вигляді двох окремих схем для початкового та кінцевого моментів швидкого спотворення. Але такі підходи не дають змоги оцінити метрологічні характеристики та сформулювати вимоги до трансформатора стосовно перетворення параметрів сигналів, що допомагають оцінити ДПЯЕ. В [11] аналогічно для перетворення електричних сигналів пропонуються три різні еквівалентні схеми трансформатора для низьких, середніх та високих частот. Вони дають змогу лише приблизно охарактеризувати особливості роботи трансформатора під час перетворення спотворених сигналів, для яких оцінюються ДПЯЕ.

На рисунку зображена еквівалентна схема вхідного перетворювача струму I_1' (приведеного до вихідного струму I_2) та напруги U_1 на основі трансформатора струму ТС, причому для I_1' зовнішній резистор R_1 закорочується, а для U_1 – за допомогою останнього створюється струмовий режим роботи ТС, а r_1', r_2' відображають, відповідно, приведені активний опір первинної обмотки і активний опір вторинної обмотки ТС; L_{p1}', L_{p2}' – індуктивності розсіяння первинної (приведена) і вторинної обмоток; C_1', C_2' та C_0' – паразитні прохідні первинної (приведена) і вторинної обмоток та сумарна щодо земляної шини ємність ТС; L_2 – індуктивність вторинної обмотки ТС, прийнятої за базову під час його аналізу; r_e – еквівалентний опір втрат в осерді ТС; C_{R1} – паразитна ємність резистора R_1 ; z_n – комплексний опір навантаження.



Еквівалентна схема вхідного перетворювача струму та напруги на основі трансформатора струму

Комплексний вихідний струм I_2 такого ВХП залежно від різновиду сигналу (струм чи напруга) визначається такими виразами

$$I_2 = K_i \cdot I_1' = \frac{I_1'}{1 + \delta_i};$$

$$I_2 = K_u \cdot \frac{U_1}{R_1} = \frac{U_1}{R_1 \cdot (1 + \delta_{um}) \cdot (1 + \delta_{im})} \quad (1)$$

де

$$\delta_{im} = \left\{ \frac{\frac{R_n}{1 + (\omega C_0 R_n)^2} + \frac{r_2}{(1 - \omega^2 L_{p2} C_2)^2 + (\omega C_2 r_2)^2}}{\omega L_2 k_{oc}} + j\omega \left[\frac{\frac{L_{p2} - C_2 r_2^2 - \omega^2 L_{p2}^2 C_2}{(1 - \omega^2 L_{p2} C_2)^2 + (\omega C_2 r_2)^2} - \frac{C_0 R_n^2}{1 + (\omega C_0 R_n)^2}}{\omega L_2 k_{oc}} \right] \right\} \exp(j(\alpha_{oc} - \frac{\pi}{2})) \quad (2)$$

– комплексна похибка, спричинена неідеальностями вторинної обмотки ТС під час перетворення вхідного струму I_1' ; K_i та K_u – комплексні коефіцієнти пере-

давання ВХП, відповідно під час роботи з I_1' та U_1 ;

$\delta_{um} = \frac{(r_1' + j\omega L_1')(1 + j\omega C_{R1} R_1)}{R_1(1 - \omega^2 L_{p1} C_1' + j\omega C_1' r_1')}$ – комплексна похибка через вплив паразитних параметрів первинної обмотки ТС та R_1 ; $k_{oc} = \left(1 + \frac{\omega^2 L_2^2}{r_6^2}\right)^{-0.5}$; α_{oc} – кут зсуву вектора потоку в осерді ТС від намагнічувального струму; ω – колова частота вхідного сигналу.

Оскільки здебільшого навантаженням ТС є активний опір із значенням не більше за 1 кОм, то у виразі (2) він позначений як R_n . Надалі зменшення δ_{im} та δ_{um} досягають, мінімізуючи значення паразитних параметрів ТС, тобто $L_{p1}, L_{p2}, C_1', C_2, C_0$.

Найчастіше еквівалентна індуктивність розсіяння ТС $L_s = L_{p1} + L_{p2}$ розраховується за методом В. Роговського, котрий ґрунтується на ідеалізованому зображенні магнітного поля обмоток ТС як сукупності силових магнітних ліній, паралельних до площини перерізу його обмоток [10,11,14]. Рівень викривлень проходження магнітних ліній та розсіяння енергії магнітного поля у міжобмотковому просторі врахо-

ується значенням L_s через коефіцієнт Роговського, що також визначається габаритними розмірами обмоток ТС.

Внаслідок конструктивного виконання магнітопроводу та технологічності намотки обмоток ТС, найпоширенішим є броньове (типу ШЛ, циліндричне, чашкоподібне тощо) та тороїдне осердя для вимірвальних ТС.

Згідно з [11] за методом середньгеометричних відстаней для двообмоткового ТС

$$L_s = \frac{\mu_0}{2\pi} w_2^2 l_{об} \ln \frac{g_{12}^2}{g_1 g_2}, \quad (3)$$

де $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-9}$ Гн/см – магнітна стала; $g_1 = 0.223(h + b_1)$; $g_2 = 0.223(h + b_2)$ – власні середньгеометричні відстані площин перерізу кожної з обмоток; $g_{12} = 0.223h + 0.78d_e$ – середньгеометрична відстань між площинами перерізу цих обмоток; $l_{об}$ – середня довжина витка обмоток; $d_e = b_{12} + \frac{b_1 + b_2}{2}$; b_1, b_2 – товщини обмоток; b_{12} – відстань між ними, h – їх висота. Незважаючи на вибір малих габаритів конструкції ТС та різні варіанти секціонування його обмоток, неможливо досягти значення L_s , що менше від одиниць–десяти мілігенрі.

Дещо кращими з цього погляду є тороїдні ТС з рядковою намоткою по всьому периметру осердя. У такому разі

$$L_s = \frac{\mu_0}{2\pi} w_2^2 a_e \ln \left[1 + \frac{16D_T r_p \Delta_R^2}{(D_T^2 - r_p^2)^2} \right], \quad (4)$$

де $a_e = 0.5(a_1 + a_2)$; $r_p = 0.5(r_{1p} + r_{2p})$; $\Delta_R = 0.5(r_{2p} - r_{1p})$; a_1, a_2 і r_{1p}, r_{2p} – аксіальні та радіальні розміри середніх витків обмоток; D_T – середній діаметр тороїда [11]. При тих самих малогабаритних показниках і характеристиках обмоток ТС значення L_s знаходиться в межах десяткових часток–одиниць мілігенрі за умови, що кількість витків основної обмотки становить від кількох сотень до двох тисяч витків.

Іншими, не менш важливими параметрами, є паразитні ємності, що виникають через особливості виконання обмоток та конструктивних елементів ТС. До

сумарної ємності C_0 можна зарахувати такі складові: ємність $C_{\kappa 1}$ внутрішнього шару (нижнього) та зовнішнього шару (верхнього) обмоток щодо магнітопроводу, ємність C_m монтажу і під'єднувальних провідників. Прохідні ємності C_1', C_2 складаються з розподіленої навпіл ємності між обмотками C_{12} . Крім цього, відзначається паразитна ємність між шарами обмоток $C_{ми1}$, яка залежно від конструктивного виконання обмоток одночасно формує внесок в C_1' для первинної w_1 чи C_2 – вторинної w_2 обмоток та C_0 . Щоб оцінити максимальний вплив сумарної міжшарової ємності кожної обмотки – $C_{ми1}'$ та $C_{ми2}$ – хорошим наближенням буде її розподіл навпіл, внаслідок чого можна вважати, що

$$C_0 = k_{f1}(C_{\kappa 1} + C_m) + \frac{k_{f2}' C_{ми1}' + k_{f2}'' C_{ми2}}{2}, \quad (5)$$

$$C_1' = \frac{k_{f3} C_{12} + k_{f2}' C_{ми1}'}{2}; C_2 = \frac{k_{f3} C_{12} + k_{f2}'' C_{ми2}}{2}, \quad (6)$$

причому коефіцієнти приведення

$$k_{f1} = \left(\frac{w_p}{w_n} \right)^2; k_{f2}' = \left(\frac{w_1}{w_2} \right)^2; k_{f2}'' = 1; k_{f3} = \left(1 - \frac{w_1}{w_2} \right)^2,$$

w_p – кількість витків у першому шарі; w_n – повна кількість витків основної обмотки.

Згідно з [11] значення цих паразитних ємностей істотно залежить від виду виконання обмоток ТС. Для рядкової намотки

$$C_{\kappa 1} = \frac{8\varepsilon_r \varepsilon_0 r_n l_{об} w_p}{4a_{nm} - \pi r_n}; C_{ми} = \frac{4\varepsilon_r \varepsilon_0 r_n l_{об} w_p}{(4a_{ми} - \pi r_n)(m_{и} - 1)},$$

для стрічкової намотки

$$C_{\kappa 1}^c = \frac{\varepsilon_r \varepsilon_0 b_{cm} l_{об}}{a_{nm}}; C_{ми}^c = \frac{\varepsilon_r \varepsilon_0 b_{cm} l_{об}}{2a_{ми} (m_{и} - 1)},$$

а для намотки виду “піраміда”

$$C_{\kappa 1}^n = \frac{8\varepsilon_r \varepsilon_0 r_n l_{об} m_{и}'}{4a_{nm} - \pi r_n}; C_{ми}^n \cong 0,$$

де $\varepsilon_0 = 8.85 \cdot 10^{-14}$ Ф/см – електрична стала; ε_r – відносна діелектрична проникність ізоляції; r_n – радіус проводу; a_{nm} і a_{ni} – відстані відповідно між віссю проводу нижнього шару обмотки і магнітопроводом та між осями витків сусідніх шарів обмотки; b_{cm} – ширина стрічкової намотки; m_{ni} – кількість шарів в обмотці.

Отже, виходячи з режиму функціонування ВХП на основі ТС, тобто особливостей вхідного сигналу, слід використовувати той чи інший вид намотки, що забезпечує необхідні рівні паразитних ємностей в межах від одиниць до десятків пікофарад.

Як видно з наведених виразів, найменші значення цих параметрів досягаються із застосуванням спеціальної намотки “піраміда”, для реалізації якої, однак, потрібне спеціальне обладнання.

Аналіз виразів (1) і (2) показує, що для підвищення точності вимірювання ДПЯ електроенергії необхідно застосовувати у ВХП на ТС сучасні магнітні матеріали для широкого діапазону частот, з порівняно високою відносною магнітною проникністю, тобто на рівні одной–декількох тисяч та низькими втратами на намагнічення в магнітопроводі. За даними [12,13,14] найефективнішими з огляду на це є пермалоеві сплави і аморфні матеріали, котрі все ж використовують на частотах, не вищих за 100 кГц, та ферити, за допомогою яких можна перетворювати сигнали з частотним спектром до десятків мегагерц.

Висновки. Виходячи з різновидів можливих режимів функціонування електричних мереж та на основі аналізу відомих схемних реалізацій ВХП вимірювачів ДПЯ електроенергії обґрунтовано доцільність їхньої побудови на ТС з огляду на порівняну простоту і невисоку собівартість, хороші метрологічні характеристики трансформаторних схем та високу надійність внаслідок гальванічного розділення всієї структури такого вимірювача від вхідних контрольованих кіл энергооб’єкта.

Запропонована еквівалентна схема вхідного перетворювача струму та напруги на основі трансформатора струму дає змогу порівняно простими засобами

за умови забезпечення середньої точності (не менше ніж 1.0 %) реалізувати підходи для комплексної оцінки впливу параметрів неідеальностей останнього на точність виявлення і вимірювання ДПЯ електроенергії для різних режимів і ситуацій в енергетичних системах.

Проаналізовано методи визначення та мінімізації паразитних параметрів трансформатора залежно від його конструктивного виконання і властивостей магнітопроводу.

Слід зауважити, що актуальною проблемою залишається підвищення точності вимірювання вхідним трансформаторним перетворювачем всього спектра ймовірних в мережах енергетичної системи швидких і описаних вище дещо повільніших спотворень форми і рівня змінної напруги, причому в досить широких діапазонах зміни як часових, так і миттєвих значень напруги.

1. ГОСТ 23875–88. Качество электрической энергии. Термины и определения. 2. ГОСТ 13109–97. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. 3. Ванько В.М., Столярчук П.Г. Проблемы контролю якості електроенергії в електричних мережах // Вимірювальна техніка та метрологія. – Л. – 2001. – № 58. – С.47–56. 4. Грязнов М.И. Интегральный метод измерения импульсов. – М., 1975. 5. Маграчев З.В. Аналоговые измерительные преобразователи одиночных сигналов. – М., 1974. 6. Наконечный А.И., Чайковский О.И. Цифровые средства измерения мощности электрических сигналов звукового диапазона частот // Измерения, контроль, автоматизация : Науч.-техн. сб. обзоров / ЦНИИТЭИприборостроения. – М., 1985. – Вып. 2[54]. – С.3–19. 7. Ланне Р., Фишер Ф. Измерения в энергетической электронике. – М., 1986. 8. Кизилов В.У., Максимов В.М., Смилянский И.И. Измерительные преобразователи активной мощности энергообъектов. – Х., 1983. 9. А.с. № 978060 (СССР). Двухканальное входное устройство / Г.Н. Лавров, В.П. Тарасов, А.В. Ицкович // Открытия. Изобрет. 1982. – № 44. 10. Васютинский С.Б. Вопросы теории и

расчета трансформаторов. – Л., 1970. 11. Расчет электромагнитных элементов источников вторичного электропитания / А.Н. Горский, Ю.С. Русин, Н.Р. Иванов, Л.А. Сергеева. – М., 1988. 12. Хек К. Магнитные материалы и их применение. – М., 1973.

13. Сидоров И.Н., Биннатов М.Ф., Шведова Л.Г. Индуктивные элементы радиоэлектронной аппаратуры. – М., 1992. 14. Трансформаторы тока / В.В. Афанасьев, Н.М. Адоньев, В.М. Кибель и др – Л., 1989.