МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ ТА НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ ІМЕНІ ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ ТА НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ ІМЕНІ ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

Вдовиченко Антон Валерійович

УДК **621.317.38**

ДИСЕРТАЦІЯ

Методи та засоби підвищення точності вимірювання активної потужності при малому співвідношенні активної та повної потужності

05.01.02 – Стандартизація, сертифікація та метрологічне забезпечення
Технічні науки

Подається на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук

Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей, результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело
_________ (А. В. Вдовиченко)

Науковий керівник: **Туз Юліан Михайлович**, доктор технічних наук, професор

Київ – 2019

АНОТАЦІЯ

Вдовиченко А.В. Методи та засоби підвищення точності вимірювання активної потужності при малому співвідношенні активної та повної потужності. - Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.01.02 «Стандартизація, сертифікація та метрологічне забезпечення». – Національний Технічний Університет України Київський Політехнічний Інститут імені Ігоря Сікорського, МОН України, Київ, 2019.

Мінімізація втрат енергії при перетворенні та комутації потоків електричної енергії в процесі розвитку силової електроніки призвела до розширення номенклатури пристроїв - промислових інверторів для джерел сонячної, вітрової, термальної та інших енергій, перетворювачів, що поліпшують якість напруги живлючої мережі, мініатюрних побутових блоків живлення та ін. Відбулося зменшення маси та габаритів перетворювачів електроенергії, тобто збільшення їх питомої потужності, в першу чергу шляхом підвищення частоти проміжного перетворення електроенергії. Розвитку сприяли поява нових рішень в побудові перетворювачів електроенергії та зміна елементної бази напівпровідникових елементів. Подальша мінімізація втрат, що викликана питанням економії електроенергії та постійним збільшенням споживачів електроенергії, висуває до перетворювачів електроживлення жорсткі вимоги по визначенню та підвищенню коефіцієнта корисної дії (ККД), що неможливо без проведення точних вимірювань втрат (активної потужності).

Основні втрати, що знижують ККД в перетворювачах, змістилися в бік високочастотних втрат в реактивних елементах (дроселі, трансформатори, конденсатори), які є необхідною складовою будь-якого перетворювача енергії. Вимірювання втрат перетворювачів електроенергії та їх реактивних елементів відбувається під дією таких факторів, як широкий діапазон частот, наявність великої кількості гармонійних складових та можливий малий коефіцієнт потужності, тобто

мале співвідношення активної та повної потужності. Вирішення завдання вимірювання втрат дозволяє правильно вибрати конструкцію реактивних елементів та оптимізувати їх режим роботи. Одержані результати також можуть знайти застосування при оцінці ефективності систем силової електроніки, наприклад, при вимірюванні енергії, що передається в системах бездротової передачі електроенергії.

При вимірюваннях активної потужності в широкому діапазоні частот присутні похибки від фазових зсувів в каналах перетворення струму та напруги та похибки від власного споживання вхідних ланок, які, крім сильного спотворення результатів вимірювання, призводять до того, що паспортна точність забезпечується тільки при певному співвідношенні номінальних меж струмів та напруг.

В даній роботі запропоновано структурно-алгоритмічні рішення, які забезпечують компенсування похибки від власного споживання та впливу фазових зсувів каналів вимірювання ватметра, що дозволяє створити широкосмуговий перетворювач прохідної потужності для вимірювання активної потужності при малому співвідношенні активної і повної потужностей в широкому діапазоні частот, а саме – втрат різноманітних видів перетворювачів електроенергії та їх елементів, а також прохідної потужності бездротових пристроїв передачі електроенергії. В роботі проведено аналіз та розрахунок рівнянь похибок, що виникають у вхідній ланці ватметра, з середньою точкою шунта, створеною додатковим резистивним подільником, і отримано модель розрахунку невизначеності вимірювання.

У дисертації вперше одержані такі нові наукові результати:

1) вперше створена багатофакторна модель вимірювання електричної потужності, розв’язок системи рівнянь якої відносно активної потужності навантаження забезпечив інваріантність, щодо похибок від власного споживання та від фазових зсувів вхідних ланок;

2) вперше запропоновано метод визначення потужності втрат реактивного елементу за характеристикою резонансного режиму та набув подальшого розвитку метод визначення потужності втрат реактивного елементу за характеристикою перехідного процесу, в яких можливість визначати втрати в реактивному елементі

на частоті кожної гармоніки дозволяє опосередковано розрахувати загальну активну потужність;

3) вперше створені методи функціональної програмної корекції, що за допомогою кусково-лінійної та кусково-квадратичної корекцій дозволяють мінімізувати похибки функції перетворення каналу вимірювання активної потужності.

Методичну основу проведеного наукового дослідження для розв’язання поставлених задач склали теоретичні та експериментальні методи. При розробці математичних моделей вхідних ланок широкосмугових перетворювачів прохідної потужності використовувалися положення теорії електричних кіл. При аналізі алгоритмів корекції впливу реактивної складової ланки перетворення струму на кінцевий результат вимірювання та корекції характеристики перетворення каналу вимірювання використовувався синтез основних положень теорії вимірювань, теорії структурно-алгоритмічних методів підвищення точності вимірювання, елементи функціонального аналізу. Експериментальне дослідження метрологічних характеристик, як складових частин, так і усього широкосмугового перетворювача прохідної потужності, здійснювалося за допомогою фізичного та віртуального моделювання.

Практична цінність результатів роботи полягає в тому, що їх використання дозволяє:

– створення таких структурних рішень, які дозволять усунути похибки від власного споживання та впливу фазових зсувів каналів вимірювання активної потужності;

– проведення операцій з середньоквадратичними значеннями сигналів без врахування фазових зсувів вимірювальних каналів перетворювача потужності, що дозволить знизити вимоги до характеристик підсилювачів і забезпечити розширення частотного діапазону;

– досягти передачі ефектів фазових зсувів тільки на зону вхідних ланок приладів, які виконуються на пасивних елементах, і тому є найбільш

широкосмуговими, та усунути розділення каналів, що є одним з недоліків типового двоканального ватметра;

– забезпечити точне вимірювання потужності на навантаженні незалежно від фактичного споживання вхідних ланок, що дозволить оптимізувати елементи вхідних каналів за критерієм максимальної широкосмуговості;

– створити можливість розширення діапазону частот шляхом компенсації впливу реактивної складової перетворювача струму на кінцевий результат вимірювання, що може бути досягнуто не тільки апаратними засобами, але і введенням розрахункової корекції після вимірювання значень активної та реактивної складової перетворювача струму.

Результати теоретичних і експериментальних досліджень дозволили створити в підприємстві ТОВ «Росток-Прилад ЛТД» вольтметр Ф5053М, що є складовою системи вимірювання потужності на частотах понад 100 кГц з межею основної похибки 0,2%. В залежності від застосованого у вольтметрі детектора може бути проведене вимірювання середнього, амплітудного та середньоквадратичного значення вхідного сигналу. З метою компенсації нелінійності може бути застосована кусково-лінійна або кусково-квадратична програмна корекція. Там же було створено пристрій ВС5155, що є складовою системи для визначення миттєвої зміни активної потужності в малокосинусному режимі роботи двигунів шліфувальних верстатів. Принцип роботи пристрою базується на обробці миттєвих значень сигналів з використанням алгоритму синхронізації нуль-переходів і може бути використаним на малих та середніх частотах з межею основної похибки до 0,02%.

Результати теоретичних і експериментальних досліджень, серед яких - аналіз вимірювальних сигналів, похибок ватметра прохідної потужності та перетворювачів струму, аналіз метода вимірювання втрат з використанням імпульсного генератора, метода роздільного вимірювання втрат та метода непрямого вимірювання втрат, дозволили вдосконалити конструкцію бездротової системи передачі електроенергії на основі відкритих резонансних ланцюгів. Дослідження показало ефективність передачі енергії для живлення низько- та середньо-споживаючих пристроїв у промисловості без будь-якої залежності від відносної просторової орієнтації

випромінювальних та приймальних пристроїв на відстані до 10 габаритних розмірів відповідних пристроїв. Це відкриває можливість створення безконтактних пристроїв, які можуть розміщуватися на рухомих деталях механізмів, де неможливе підведення постійного живлення. Розроблені рішення, дозволяють створити високочастотний прецизійний вимірювальний прилад, придатний для масового використання, наприклад, в системі обліку електроенергії для бездротової зарядки електричних транспортних засобів.

Ключові слова - вимірювання потужності, активна потужність, радіочастотний діапазон, фазовий зсув, корекція похибок власного споживання, втрати, шунт, бездротова передача електроенергії.

ANNOTATION

Vdovychenko A.V. Methods and means of increasing the accuracy of measuring the active power at a low ratio of active and total power. - Manuscript.

The dissertation for obtaining the scientific degree of the candidate of technical sciences on the specialty 05.01.02 - standardization, certification and metrological support. – National Technical University of Ukraine “Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute” Ministry of Education and Science of Ukraine, Kyiv, 2019

The issue of energy savings brings rigid requirements to increase the efficiency of the power sources. To reduce the dimensions of reactive elements in power supplies there is an intermediate voltage transformation into a high-frequency AC with subsequent transformation into a DC or AC voltage of an industrial or other given frequency. The main losses that reduce the efficiency of the transducers have shifted from semiconductor keys to reactive elements (chokes, transformers, capacitors), which are a necessary component of any energy converter. Solving the problem of measuring losses (active power) allows it to correctly select the design of reactive elements, optimize their mode of operation and minimize their size, based on the compromise between losses and mass. The obtained results can also be found in the measurement of active power transmitted in wireless power transmission systems. At measurements of active power at high frequencies, there are errors from phase shifts in the channels of measurement of current and voltage and the errors from the input links own consumption, which, in addition to the

strong distortion of the power loss measuring results, leads to the fact that passport accuracy is ensured only with a certain ratio of nominal currents and voltages limits.

The dissertation is aimed at studying the process of active power allocation with action of large reactive components in the radio frequency range, namely, the losses of various types of electric power converters and their elements, as well as the throughput power of wireless power transmission devices, by searching for new methods for measuring active power with action of large reactive component in wide range of frequencies.

In this paper, structural-algorithmic solutions are proposed that provide compensation for the errors of own consumption and the effect of phase shifts of the watt meter measurement channels, which allows the creation of a transfer power broadband wattmeter for measuring active power with action of high reactive component loads in the radio frequency band. In this work, the analysis and calculation of the error equations that arise in the wattmeter input link, with the average point of the shunt, created by the additional resistive divider, and a model for calculating the uncertainty of the measurement of the power of such a wattmeter is obtained.

The following new scientific results were obtained for the first time:

1) for the first time a multifactor model of electric power measurement was created, its solution in relation to the active power of the load, provided an invariance for the errors from its own consumption and from the phase shift of the input links;

2) the method for determining the power of losses of a reactive element based on the characteristics of the resonance regime was first proposed and a method for determining the power of losses of a reactive element on the characteristics of the transition process was further developed, in these methods the ability to determine the losses in a reactive element at the frequency of each harmonic, allows indirectly to calculate the total active power allocated;

3)for the first time, the methods of functional program correction have been created, which, with the help of piecewise linear and piecewise-quadratic corrections, allow to minimize the errors of the characteristics of the conversion of the active power measuring channel.

Methodical basis of the conducted scientific research were theoretical and experimental methods. In developing the mathematical models of the inputs of the broadband transfer power wattmeter, the thesis of the theory of electric circuits were used. In the analysis of algorithms for correction of the influence of the reactive component of the shunt, the final result of the measurement and correction of the conversion characteristics of the measurement channel was used to synthesize the basic thesis of the theory of measurements, the theory of structural-algorithmic methods for increasing the accuracy of measuring instruments, elements of functional analysis. Experimental study of metrological characteristics, as component parts, and the whole broadband pass-through power wattmeter, was carried out with the help of physical and virtual simulation.

Practical value of the results of work is that their use allows:

- creation of such structural-algorithmic solutions, which will allow to minimize the errors from own consumption and influence of phase shifts of channels of active power measurement on the basis of the compilation and solution of the system of equations;

- operations with the rms values of signals without taking into account phase shifts of measuring channels of the wattmeter, which will reduce the requirements for the characteristics of the scale converters and provide the expansion of the frequency range;

- to achieve the transmission of phase shift effects only to the zone of input links of the device, which are executed on passive elements, and therefore are the most broadband, and to eliminate the separation of channels, which is one of the disadvantages of a typical two-channel wattmeter;

- to provide accurate measurement of the power on the load regardless of the actual consumption of input links, which will optimize the elements of the input channel by the criterion of maximum broadband, that is, increase the resistance of the shunt and reduce the resistance of the voltage divider;

- to create the possibility of expanding the frequency range by compensating for the influence of the reactive component of the shunt link on the final result of measurement, which can be achieved not only by hardware (reducing the inductance of the shunt), but also by introducing a digital correction after measuring the values of the active and reactive component of the shunt;

- develop solutions that will enable the creation of a high-frequency precision measuring device suitable for mass use, for example, in the electric energy accounting system for wireless charging of electric vehicles.

The results of theoretical and experimental studies allowed creation of a voltmeter Ф5053М in the enterprise of Rostok-Instrument Ltd, an integral part of the system for measuring power at high frequencies. Depending on the detector used in the voltmeters, measurements of the mean, amplitude, and mean square input of the input signal can be made. In order to compensate for nonlinearity, a piecewise linear, piecewise-quadratic or piecewise-logarithmic program correction is applied. In the same place, the BC5155 device was created, which is a component of the power measurement system to determine the instantaneous change in active power in the low-cos mode of the grinding machine engines. The principle of the device is based on the processing of instantaneous signal values, using the zero-transceiver synchronization algorithm, and can be used at low and medium frequencies. Implementation is confirmed by the relevant acts.

The results of theoretical and experimental researches, among which - the analysis of measuring signals, errors of the wattmeter of transient power and current converters, the analysis of the method of measuring losses using pulsed generator, the method of separate measurement of losses and the method of indirect measurement of losses, allowed to improve the design of wireless power transmission system on the basis of open resonant circuits. The wireless system has been experimentally found where the load is replaced by a ground connected to another unipolar resonant circuit, which begins to act as a virtual "ground" (creating a truly wireless power transmission system) and provides recommendations for limiting the influence of electric and magnetic fields generated by time variables. The research has shown the efficiency of the transmission for powering low and medium-sized devices in the industry without any dependence on the relative spatial orientation of the emitting and receiving circuits. This opens up the possibility of creating contactless devices that can be placed on moving parts of mechanisms where it is impossible to supply a constant supply.

Keywords: power measurement, active power, radio frequency range, phase noise, correction of own consumption errors, losses, shunt, wireless power transmission

Список публікацій здобувача

1. Вдовиченко А. В. Підвищення точності вимірювання активної потужності шляхом додаткового вимірювання напруги на шунті / А. В. Вдовиченко, Ю. М. Туз// Метрологія та прилади. Науково-виробничий журнал. – № 3 (71). – Харків : ВКФ "Фавор", 2018. – С. 11-16.

2. Патент на корисну модель UA №128592, Ватметр змінного струму / Вдовиченко А. В., Туз Ю.М.; МПК ((2018.01), UA, G01R 21/00.

3. Патент на корисну модель UA №128005, Ватметр змінного струму / Вдовиченко А. В., Туз Ю.М.; МПК ((2018.01), UA, G01R 21/00.

4. Патент на корисну модель UA №94817, Ватметр змінного струму /Туз Ю.М., Архіпова А.О., Артюхова Ю.В., Вдовиченко А.В.; IPC (2014.01), G01R 21/00.

5. Вдовиченко А. В. Підвищення точності вимірювання активної потужності за значної реактивної складової навантаження створенням середньої точки шунта / А. В. Вдовиченко, Ю. М. Туз// Вимірювальна техніка та метрологія. Науковий журнал. № (1)79. – Львів: Національний Університет “Львівська політехніка”, 2018. - с. 76-81, http://dx.doi.org/10.23939/istcmtm2018.01.076.

6. Туз Ю. М. Вимірювання активної потужності реактивного навантаження в широкому діапазоні частот / Ю. М. Туз, А. В. Вдовиченко // Інформаційні системи, механіка та керування. Науково-технічний збірник. – Київ: НТУУ «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», - № 18, - с. 5-11, - 2018, DOI: http://dx.doi.org/10.20535/2219-3804182018129503.

7. Вдовиченко А. В. Підвищення точності вимірювання активної потужності при значній реактивні складовій / А. В. Вдовиченко, Ю. М. Туз// Інформаційні системи, механіка та керування. Науково-технічний збірник. – Київ: НТУУ «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», - № 17, - с. 12-18, - 2017., DOI: http://dx.doi.org/10.20535/2219-3804172017121717.

8. Вдовиченко А.В. Аналіз втрат в дроселях-накопичувачах / А.В. Вдовиченко // Енергетика: економіка, технології, екологія. - Випуск №2, - с. 15 -21, - 2010.

9. Туз Ю. М. Система вимірювання і дослідження електричних параметрів в елементах енергозаощаджувальних перетворювачів енергії / Ю. М. Туз, А. В.

Вдовиченко // Метрологія та прилади. Науково-виробничий журнал. - Харків: ВКФ "Фавор", - № 6 (26), - с. 18-21, - 2010.

10. Вдовиченко А.В. Вимірювання втрат в індуктивностях за параметрами перехідного процесу / А. В. Вдовиченко, Ю. М. Туз // Наукові вісті НТУУ "КПІ". - 2010. - № 5. - С. 126-132.

11. Туз Ю.М, Вдовиченко А.В., Токовенко С.О./ Вимірювальні прилади з переналагоджуваною програмною корекцією // Метрологія та прилади. Науково-виробничий журнал. – № 3 (29). – Харків : ВКФ "Фавор", 2011. – С. 17-21.

12. Туз Ю.М, Вдовиченко А.В., Токовенко С.О./ Прилади вимірювання та аналізу відносної зміни поточних значень потужності з переналагоджуваною програмною корекцією// Метрологія та прилади. Науково-виробничий журнал. – № 1 (45). – Харків : ВКФ "Фавор", 2014. – С. 17-22.

13. A.V.Vdovychenko, Y.M.Tuz, "Power Measurement at Wireless Transmission of Electricity in the Frequency Range from 0.01 to 10 MHz" in Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM-2018), Paris, France, July 2018, pp. 75–76, DOI: 10.1109/CPEM.2018.8500807.

14. Туз Ю.М, Вдовиченко А. В., Проблеми вимірювання активної потужності реактивного навантаження в широкому діапазоні частот. - Тези доповідей, «Technical Using of Measurement – 2018» IV Всеукраїнська науково-технічна конференція у царині метрології м. Славське, 13-18 лютого 2018 року

15. Вдовиченко А.В., «Втрати в індуктивних елементах», Збірник статей VII науково-практичної конференції «Метрологічне забезпечення обліку електроенергії в Україні», ДП «Укрметртестстандарт», липень 2009 року.

16.Вдовиченко А.В., Туз Ю.М. Втрати в індуктивних елементах // VII Міжнародна наук.-техн. конф. «Гіротехнологія, навігація і управління рухом». Тези доповідей. – К.: НТУУ «КПІ», 24-25 квітня 2009. – С. 52.

17. Туз Ю.М, Вдовиченко А.В., «Калібратори змінної напруги», Збірник статей VI Міжнародної науково-технічної конференції «Гіротехнології, навігація, управління рухом і побудова авіаційно-космічної техніки», НТУУ «КПІ», с. 326-333, квітень 2007 р..

ЗМІСТ

Стор.

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ ………………………………………..…....16

ВСТУП…………………………………………………………………..…..18

РОЗДІЛ 1 ОГЛЯД ВІДОМИХ ТЕХНІЧНИХ РІШЕНЬ ………………...……….…....28

1.1 Аналіз об’єкту вимірювання ………………………………..………..…28

1.1.1 Аналіз втрат в дросельних елементах…………………….............…28

1.1.2 Аналіз перетворювачів ………………………………...................…33

1.1.2.1. Резонансні перетворювачі ……………………………………..…33

1.1.2.2. Імпульсні однотактні перетворювачі ………………...………..…34

1.1.2.3. Імпульсні двотактні перетворювачі………………………….…35

1.1.3 Бездротова система передачі енергії …………………….............…36

1.1.3.1. Бездротова система передачі енергії на основі змінного електричного поля…...…...36

1.1.3.2. Бездротова система передачі енергії на основі змінного магнітного поля……….………………………………………...……….….39

1.2 Методи та засоби вимірювання потужності ………………..………….41

1.2.1 Електрична потужність ………………………….……..…….……..41

1.2.2 Методи вимірювання потужності ……………………..………....47

1.2.3 Вимірювачі потужності ……………………………………..…….…52

1.2.4 Перетворювачі напруги …..……………………………………..…...57

1.2.5 Перетворювачі струму ……..…………………………………..….58

1.2.7 Шунти ………………………………………...…….…..……….…60

1.2.8 Калібрування шунтів …………………………………………..……... …67
1.2.8.1 Метод порівняння ………………………..…………..……………..……..68
1.2.8.2 Метод з вимірюванням співвідношень комплексних опорів ………........69
1.2.8.3 Метод калібрування за допомогою векторного мережевого аналізатора ………………………..……………………………………71
1.2.8.4 Метод вимірюванням магнітного поля за допомогою ЯМР ……….…...74
1.2.9 Калібрування систем вимірювання електричної потужності ……………..…77
Висновки до розділу 1 та постановка завдань під час дослідження…..…………..…79

РОЗДІЛ 2 ВДОСКОНАЛЕННЯ ТА АНАЛІЗ МЕТОДІВ ВИМІРЮВАННЯ АКТИВНОЇ ПОТУЖНОСТІ ………………………………………………………...80
2.1 Аналіз гармонічних складових вимірювальних сигналів ватметра ………… …80
2.2. Аналіз похибок ватметра прохідної потужності ………………………..……...84
2.3. Дослідження фазового зсуву перетворювача струму……………..…………….87
2.4 Вимірювання втрат з використання імпульсного генератора ……………..….....88
2.4.1 Імпульсний генератор ………………………………………..….......…88
2.4.2. Методика безпосереднього вимірювання …………….………………..…91
2.4.3 Метод роздільного вимірювання ……………….………………..……………92
2.4.4 Метод непрямого вимірювання втрат……….………………………....…94
2.5 Вимірювання втрат в індуктивностях за параметрами перехідного процесу …..94
2.6 Одноканальна схема вимірювання потужності ………..……..……………...….104
2.7 Вхідна ланка ватметра з розподіленим шунтом ..……………………...…....107
Висновки до розділу 2 ……………………………………………..……………108

РОЗДІЛ 3 ОТРИМАННЯ АНАЛІТИЧНО-ДЕТЕРМІНОВАНИХ МОДЕЛЕЙ ТА РІВНЯНЬ ПЕРЕТВОРЕННЯ СХЕМ РОЗШИРЕННЯ МЕЖ ВИМІРЮВАННЯ…. 110

3.1 Вхідна ланка ватметра з паралельним розподіленим шунтом 110

3.2 Вхідна ланка ватметра з додатковим вимірюванням середньоквадратичного значення напруги шунта …………………………………………………………...…...112

3.3 Вхідна ланка ватметра з паралельним розподіленим шунтом та середньою точкою……………………………………………………………………………….…123

Висновки до розділу 3 …………………………………………….……..……………134

РОЗДІЛ 4 ВДОСКОНАЛЕННЯ ТА АНАЛІЗ ВАТМЕТРА З РОЗШИРЕННЯМ МЕЖ ВИМІРЮВАННЯ............................……..………………………..………...…....…136

4.1 Структурна схема ватметра………………………………………………………136

4.2 Функціональна схема ватметра ……………………..……..………………….…..137

4.3 Принципова схема ватметра ……………..………………...………......…144

Висновки до розділу 4 …………………………………………….……..……………150

РОЗДІЛ 5 ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТРОЛОГІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ВХІДНОЇ ЛАНКИ ВАТМЕТРА ……………………………………………………..……….…...151

5.1 Аналіз складових моделі похибки вимірювання активної потужності………....151

5.2 Модель невизначеності результату вимірювання активної потужності…....…..158

Висновки до розділу 5 …………………………………………….……..……………176

РОЗДІЛ 6 ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ЗАСТОСУВАННЯ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ РОЗРОБЛЕНИХ МЕТОДІВ ТА ЗАСОБІВ ………………..…………………...…177

6.1 Переналагоджувана програмна корекція ………………………………...…177

6.2 Прилади вимірювання та аналізу відносної зміни поточних значень потужності з переналагоджуваною програмною корекцією ……………….. …182
6.3 Оптимізація конструкції бездротової системи передачі енергії на основі розімкнутих резонансних контурів …………..…………………..............…192
Висновки до розділу 6 ……………………………………………..……………196

ВИСНОВКИ ПО РОБОТІ…………….………………..…198
СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ…………….………………..…….201

ДОДАТКИ…………………………………………………………………..…..…….211
Додаток А Данні та розрахунки дослідження перетворювача струму …………….211
Додаток Б Акт впровадження результатів дисертаційної роботи………….....…….219
Додаток В Акт впровадження результатів дисертаційної роботи..……...……...….221
Додаток Г Рекомендації по обмеженню впливу створеного змінними в часі електричними та магнітними полями (від 1 Гц до 100 кГц) …………………....222
Г.1 Механізми взаємодії між полями та тілом ………………………..……..222
Г.2 Вплив на здоров'я та дозиметрія ..……..…………..…………………...…...224
Г.3 Рекомендації з обмеження експозиції електричних та магнітних полів ..…..226
Г.4 Основні обмеження впливу електричних та магнітних полів…………...…..228
Г.5 Референтні рівні ………………………………………………………...…231
Г.6 Контрольні рівні для контактних струмів …………..…………………...…235
Г.7 Сумарний вплив змінних полів різної частоти ……………………………….236
Г.8 Захисні заходи ……………………………………………………........…238
Додаток Д Список публікацій здобувача……………..……………………..…..240

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕННЬ

AWG – генератори довільної форми сигналу

BIMP – міжнародне бюро з мір та вагів

CMC – калібрувальні та вимірювальні можливості

DUT – прилад, що випробовується

EV - електричні транспортні засоби

HTWG Hochschule Konstanz - університет прикладної науки міста Констанц (Німеччина)

IARC - міжнародне агентство з дослідження раку

ICNIRP – міжнародна комісія з неіонізуючого радіаційного захисту

IPT - індуктивна передача енергії

MELF – безвивідний циліндричний електричний пристрій для поверхневого монтажу з металізацією на кінцях

MICEV - проект "Метрологія для індуктивного заряджання електричних транспортних засобів "

NMI – національний метрологічний інститут

PCB – друковані плати з провідними доріжками

RF – радіочастотний

VNA - векторний мережевий аналізатор

АЦП – аналогово-цифровий перетворювач

ВЛ – вхідна ланка

ВООЗ – всесвітня організація з охорони здоров'я

ДЕТУ 08-08-02 - державний первинний еталон одиниці електричної потужності та коефіцієнта потужності

ЕМП – електричні та магнітні поля

ЕРС – електрорушійна сила

ККД - коефіцієнт корисної дії

ЛПСКЗН - лінійний перетворювач СКЗ напруги

МК – мікроконтролер

НТУУ – національний технічний університет України

ОП – операційний підсилювач

ПВХ – полівінілхлорид

ПНС - периферійна нервова система

СКЗ - середньоквадратичне значення

ТП – термоелектричний перетворювач

ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач

ЦНС - центральна нервова система

ЧПУ – числове програмне керування

ЯМР - ядерний магнітний резонанс

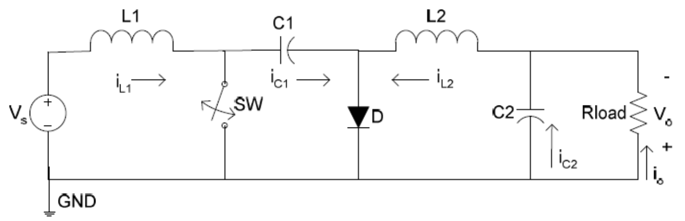
ВСТУП

Актуальність теми.

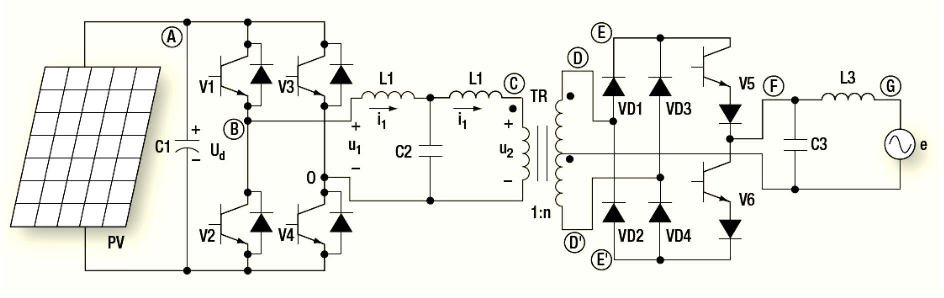
В більшості сучасних ватметрів присутні похибки від фазових зсувів в каналах вимірювання та похибки від власного споживання вхідних ланок, які, крім сильного спотворення результатів вимірювання потужності втрат, призводять до того, що паспортна точність забезпечується тільки при певному співвідношенні номінальних струмів та напруг [1]. Дана робота покликана створити такі структурні рішення, які б дозволили компенсувати похибки від власного споживання та впливу фазових зсувів каналів вимірювання ватметра [2].

В основу роботи було покладено завдання, видане кафедрою автоматизації експериментальних досліджень КПІ імені Ігоря Сікорського, а саме дослідження способів вимірювання потужності та розробка широкосмугового малокосинусного ватметра [1]. Також, на початку роботи, в межах теми даної дисертації в лабораторії Силової електроніки та Автоматичного контролю вищої школи (університет прикладної науки) міста Констанц (Німеччина) HTWG Hochschule Konstanz, було поставлено два завдання. Перше - вимір сумарних втрат в реактивних елементах (в дроселях, трансформаторах, конденсаторах, резонансних контурах), і друге - розділення їх на складові.

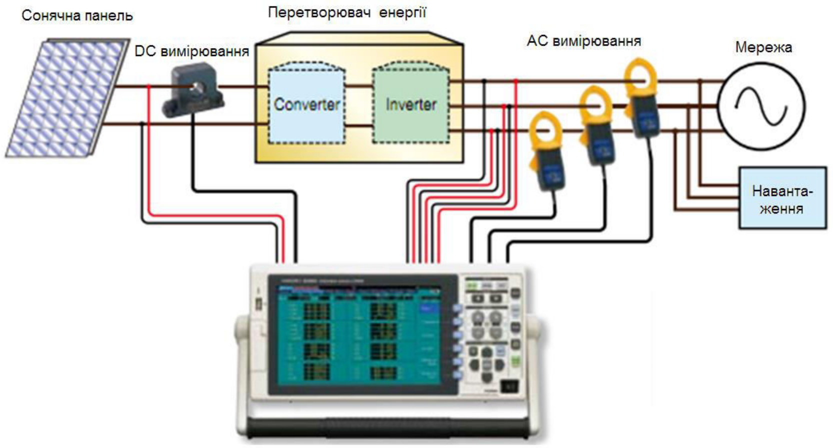
Ці завдання пов’язані з питанням економії електроенергії. До джерел електроживлення висуваються все більш жорсткі вимоги по збільшенню коефіцієнта корисної дії (ККД). Створюється все більше видів перетворювачів електричної енергії від джерел сонячної, вітрової, термальної та інш. енергій, а також перетворювачів промислової частоти, що поліпшують якість напруги живлючої мережі. Найперспективнішим видом джерел живлення є імпульсні джерела (інвертори) (рис. 1). Для зменшення габаритів джерел живлення відбувається проміжне перетворення постійної напруги в змінну високочастотну з подальшим перетворенням в постійну або змінну напругу промислової або іншої частоти. Високочастотна напруга формується за допомогою ключів, дроселів, трансформаторів, конденсаторів та інш. [3].



а



б



в

Рисунок 1 – Схеми та включення інверторів, де а – приклад перетворювача потужності; б - підключення інвертора до сонячної панелі; в – схема підключення сонячної панелі, інвертора та аналізатора потужності.

ККД імпульсних джерел наближається до ста відсотків, в даний час йде боротьба за кожен відсоток, тому головним є питання зниження втрат у всіх вузлах даних джерел. Основні втрати в перетворювачах змістилися від напівпровідникових ключів до дроселів і трансформаторів (індуктивних елементів), які є необхідною складовою будь-якого перетворювача енергії. Зі зростанням частоти роботи перетворювачів, що необхідно для зменшення їх маси та габаритів, починають різко

зростати втрати в реактивних елементах, а це вся активна потужність, що виділяється на них [4].

За визначенням активна електрична потужність P_0 на навантаженні є осередненим визначеним інтегралом добутку миттєвих значень напруги $u(t)$ і струму $i(t)$ [5].

$$P_{\Sigma} = \frac{1}{T}\int_0^T u(t)i(t)dt \quad (1)$$

В ватметрах активної потужності, в той чи інший спосіб, реалізується ця формула. Для цього необхідно виділити та масштабно перетворити напругу, виділити та масштабно перетворити струм, отримати добуток миттєвих значень і виконати інтегрування за один або декілька періодів для періодичних сигналів, або за певний час для неперіодичних сигналів.

Напруга в дроселях перетворювачів насичена вищими гармоніками, а сумарна активна потужність є сумою активних потужностей від кожної гармонічної складової та визначається в тому числі й зсувами фаз між напругою та струмом. Тому навіть при малих значеннях вищих гармонік активна потужність від них може бути суттєвою. Якщо взяти до уваги нелінійність індуктивностей з осердям, то проблема вимірювання втрат виглядає досить складною [6].

Втрати в дроселі мають декілька складових і залежать від матеріалу і геометрії осердя, від матеріалу і геометрії обмотки і від способу намотування дроту дроселя. В ньому на високих частотах виникають значні втрати, які виділяються, крім іншого, у вигляді тепла і знижують ККД всієї схеми. При конструюванні дроселя для зниження втрат необхідно знати, яка складова(і) домінує(ють) [4].

Варто також відзначити, що в даній роботі дросель-накопичувач розглядатиметься як об'єкт, розібрати який, щоб «заглянути» всередину, неможливо (в даний час більшість виробників конструюють свої дроселі саме так). Тому завдання по визначенню втрат, може розглядатися, як завдання неруйнівного контролю.

Для розділення втрат доводиться проводити велику кількість вимірювань зоб вирішити систему нелінійних рівнянь. Але в ході проведення цих вимірів параметри

індуктивності не залишаються постійними. Особливо сильно впливає зміна температури досліджуваного індуктивного елементу. У зв'язку з цим, необхідна автоматизація вимірювальної системи. Використовуючи автоматизовану систему, можна досягти помітного зменшення тривалості вимірювань, тим самим, зменшивши вплив зміни характеристик об'єкту вимірювання в часі.

Вирішення завдання вимірювання втрат дозволяє правильно вибрати конструкцію індуктивного елементу, мінімізувати його розміри, виходячи з компромісу між втратами і масою, оптимізувати його режим роботи.

Одержані результати, також, можуть знайти застосування при вимірюванні активної потужності, що передається в системах бездротової передачі електроенергії. Такі системи використовують резонансні індуктивні контури і вимагають вимірювання, як енергії, що випромінюється так і прийнятої енергії, для правильного проектування і подальшого аналізу. Процеси відбуваються на високих частотах і мають в основі імпульсні блоки живлення.

Актуальним є створення надійної і точної вимірювальної системи - малокосинусного ватметру, який би мав широкий частотний діапазон до одиниць МГц. Існує багато вимірювачів активної потужності, але досить незначна їх кількість має високу точність вимірювання в усьому діапазоні частот (від постійного струму до радіочастотного діапазону). Наприклад: при практичній реалізації класичних методів вимірювання виникають проблеми, обумовлені малим рівнем активної потужності втрат на тлі величезної реактивної потужності індуктивного елементу; точні калориметричні методи складні в реалізації, дорогі та неоперативні; частотний діапазон наявних малокосинусних ватметрів сумо- різницевого типу на статичних перетворювачах [7] та електродинамічних приладів зворотної компенсації [8] не перевищує десятків кілогерц, що є недостатньо для сьогоднішніх потреб [9].

Схожими за кінцевою ціллю (визначенню втрат в реактивних елементах), є вимірювачі добротності - куметри [10]. Куметри вимірюють добротність ланцюга, що є відношенням його реактивного до активного опору. Проте куметри самостійно не в змозі повністю виміряти характеристики реактивних елементів, тому що

параметри елементів в пасивному стані та в робочих режимах можуть сильно відрізнятися під дією різних факторів.

Ватметри поділяються на два види. Перший вид - це ватметри прохідної потужності, які вимірюють потужність, що виділяється у навантаженні за формулою (1), та другий – це ватметри поглинальної потужності, де сама вхідна ланка є навантаженням. Відповідно існують дві сфери їх застосування. Використання ватметрів поглинальної потужності - це дослідження генераторів сигналів та інших джерел. Сфера застосування ватметрів прохідної потужності – це вимірювання активної потужності навантаження, втрат різноманітних реактивних елементів, та використання їх при оптимізації ККД різних систем передачі та перетворення енергії – в інверторах, перетворювачах змінної напруги в постійну на підвищених частотах, системах бездротової передачі електроенергії та інш.

Один і той же добуток (1) може бути отриманий при різних співвідношеннях членів. Тому задана точність вимірювання потужності у ватметрів зазвичай забезпечується при певних співвідношеннях меж напруги та струму, та у невеликій кількості приладів по cosφ. Частотна похибка і частотний діапазон визначаються вхідними ланками приладу. Для розширення меж вимірювання малокосинусного ватметра та для використання його у всіх діапазонах необхідна відповідна розробка вхідного пристрою.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.

Дисертаційна робота пов'язана з дослідженням способів вимірювання активної потужності та з розробкою широкосмугового малокосинусного ватметра. В основу роботи було покладено завдання, що виконувалось кафедрою автоматизації експериментальних досліджень КПІ ім. Ігоря Сікорського, за темою «Підготовка до розробки ватметра для вимірювання потужності витрат в індуктивних елементах при несинусоїдальному струмі. Розробка методів мінімізації похибок від власного споживання в послідовно-паралельних колах ватметра.» (№ держ. реєстрації 0112U005384) [1]. Під час роботи над дисертацією здобувачем була отримана стипендія німецької служби академічних обмінів DAAD для проведення практики в лабораторії Силової електроніки та Автоматичного контролю вищої школи

(університет прикладної науки) міста Констанц (Німеччина) HTWG Hochschule Konstanz, в рамках якої досліджувалося вимірювання сумарних втрат в реактивних елементах (в дроселях, трансформаторах, конденсаторах, резонансних контурах) та розділення їх на складові.

Мета і завдання дослідження.

Метою дисертаційного дослідження є створення нових методів підвищення точності вимірювання активної потужності при великій реактивній складовій в широкому діапазоні частот.

Досягнення поставленої мети передбачає вирішення таких *завдань:*

– створення таких структурних рішень, які дозволять усунути похибки від власного споживання та впливу фазових зсувів каналів вимірювання активної потужності;

– проведення операцій з середньоквадратичними значеннями сигналів без врахування фазових зсувів вимірювальних каналів перетворювача потужності, що дозволить знизити вимоги до характеристик підсилювачів і забезпечити розширення частотного діапазону;

– досягти передачі ефектів фазових зсувів тільки на зону вхідних ланок приладів, які виконуються на пасивних елементах, і тому є найбільш широкосмуговими, та усунути розділення каналів, що є одним з недоліків типового двоканального ватметра;

– забезпечити точне вимірювання потужності на навантаженні незалежно від фактичного споживання вхідних ланок, що дозволить оптимізувати елементи вхідних каналів за критерієм максимальної широкосмуговості;

– створити можливість розширення діапазону частот шляхом компенсації впливу реактивної складової перетворювача струму на кінцевий результат вимірювання, що може бути досягнуто не тільки апаратними засобами, але і введенням розрахункової корекції після вимірювання значень активної та реактивної складової перетворювача струму.

Об'єкт дослідження – процес вимірювання активної потужності при великих реактивних складових в радіочастотному діапазоні, а саме – втрат різноманітних

видів перетворювачів електроенергії та їх елементів, а також прохідної потужності бездротових пристроїв передачі електроенергії.

Предмет дослідження – методи і засоби підвищення точності вимірювання активної потужності при малому співвідношенні активної та повної потужності.

Методи дослідження. Методичну основу проведеного наукового дослідження для розв'язання поставлених задач склали теоретичні та експериментальні методи. При розробці математичних моделей вхідних ланок широкосмугових перетворювачів прохідної потужності використовувалися положення теорії електричних кіл. При аналізі алгоритмів корекції впливу реактивної складової ланки перетворення струму на кінцевий результат вимірювання та корекції характеристики перетворення каналу вимірювання використовувався синтез основних положень теорії вимірювань, теорії структурно-алгоритмічних методів підвищення точності вимірювання, елементи функціонального аналізу. Експериментальне дослідження метрологічних характеристик, як складових частин, так і усього широкосмугового перетворювача прохідної потужності, здійснювалося за допомогою фізичного та віртуального моделювання.

Наукова новизна одержаних результатів полягає в наступному:

– вперше створена багатофакторна модель вимірювання електричної потужності, розв'язок системи рівнянь якої відносно активної потужності навантаження забезпечив інваріантність, щодо похибок від власного споживання та від фазових зсувів вхідних ланок;

– вперше запропоновано метод визначення потужності втрат реактивного елементу за характеристикою резонансного режиму та набув подальшого розвитку метод визначення потужності втрат реактивного елементу за характеристикою перехідного процесу, в яких можливість визначати втрати в реактивному елементі на частоті кожної гармоніки дозволяє опосередковано розрахувати загальну активну потужність;

– вперше створені методи функціональної програмної корекції, що за допомогою кусково-лінійної та кусково-квадратичної корекцій дозволяють

мінімізувати похибки функції перетворення каналу вимірювання активної потужності.

Практичне значення одержаних результатів полягає в тому, що запропоновані методи та засоби вимірювання дозволяють створити інформаційно вимірювальну систему для визначення втрат в індуктивних елементах. Можливість усунути похибку від власного споживання та вплив фазових зсувів каналів вимірювання ватметра дозволяє вимірювати прохідну активну потужність при великих реактивних складових навантаження в радіочастотному діапазоні. Запропоновані методи та засоби дозволяють забезпечити охоплення частотного діапазону від одиниць Гц до 10 МГц, межі діапазону напруг від 1 В до 1000 В, та межі діапазону струму від 0,1 А до 100 А, при очікуваному коефіцієнті потужності близько 0,1, основну похибку 0,05% в середньому діапазоні частот, та основну похибку не гірше 1% в розширеному діапазоні частот.

Результати теоретичних і експериментальних досліджень дозволили створити в підприємстві ТОВ «Росток-Прилад ЛТД» вольтметр Ф5053М, що є складовою системи вимірювання потужності на частотах понад 100 кГц з межею основної похибки 0,2%. В залежності від застосованого у вольтметрі детектора може бути проведене вимірювання середнього, амплітудного та середньоквадратичного значення вхідного сигналу. З метою компенсації нелінійності може бути застосована кусково-лінійна або кусково-квадратична програмна корекція. Там же було створено пристрій ВС5155, що є складовою системи для визначення миттєвої зміни активної потужності в малокосинусному режимі роботи двигунів шліфувальних верстатів. Принцип роботи пристрою базується на обробці миттєвих значень сигналів з використанням алгоритму синхронізації нуль-переходів і може бути використаним на малих та середніх частотах з межею основної похибки до 0,02%.

Результати теоретичних і експериментальних досліджень, серед яких - аналіз вимірювальних сигналів, похибок ватметра прохідної потужності та перетворювачів струму, аналіз метода вимірювання втрат з використанням імпульсного генератора, метода роздільного вимірювання втрат та метода непрямого вимірювання втрат, дозволили вдосконалити конструкцію бездротової системи передачі електроенергії

на основі відкритих резонансних ланцюгів. Дослідження показало ефективність передачі енергії для живлення низько- та середньо-споживаючих пристроїв у промисловості без будь-якої залежності від відносної просторової орієнтації випромінювальних та приймальних пристроїв на відстані до 10 габаритних розмірів відповідних пристроїв. Це відкриває можливість створення безконтактних пристроїв, які можуть розміщуватися на рухомих деталях механізмів, де неможливе підведення постійного живлення. Розроблені рішення, дозволяють створити високочастотний прецизійний вимірювальний прилад, придатний для масового використання, наприклад, в системі обліку електроенергії для бездротової зарядки електричних транспортних засобів.

Особистий внесок здобувача. У колективних опублікованих роботах автору безпосередньо належать такі положення: схема вимірювання потужності з вхідною ланкою з додатковим вимірюванням напруги шунта, рівняння перетворення та моделювання [67, 68]; схема вимірювання потужності з вхідною ланкою з середньою точкою шунта, що створена додатковим резистивним подільником, рівняння перетворення та моделювання [70, 71]; аналіз структурної схеми на наявність похибок [59]; аналіз спектрального складу потужності в залежності від вибраних сигналів напруги та струму [53, 56]; аналіз проблем вимірювання в системі безпровідної передачі електроенергії [18, 61]; аналіз похибок систем вимірювання активної потужності [5]; рівняння визначення параметрів індуктивності за характеристиками перехідного процесу та характеристиками резонансних режимів [62], алгоритм роботи приладу з функціональною програмною кусково-лінійною корекцією [76]; алгоритм роботи приладу з програмною корекцією та алгоритм синхронізації нуль-переходів [77]; аналіз втрат в індуктивних елементах [3]; схема калібратора на основі синтезатора частоти [61].

Апробація результатів дисертації. Результати досліджень, що наведені в дисертації, були висвітлені на Міжнародних і Всеукраїнських науково-технічних та науково-практичних конференціях, зокрема: Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM-2018), Paris, France, July 2018 (представлена робота отримала грант від PTB в рамках секторального проекту: “Support of the Quality Infrastructure -

Sectoral, National, Regional", PN:2015.2066.7/95266-D25); «Technical Using of Measurement – 2018» IV Всеукраїнській науково-технічній конференції у царині метрології м. Славське, 13-18 лютого 2018 року; VII науково-практичній конференції «Метрологічне забезпечення обліку електроенергії в Україні» в ДП «Укрметртестстандарт», липень 2009 року; VII Міжнародній науково-технічній конференції «Гіротехнологія, навігація і управління рухом» в НТУУ «КПІ», 24-25 квітня 2009; VI Міжнародній науково-технічній конференції «Гіротехнології, навігація, управління рухом і побудова авіаційно-космічної техніки» в НТУУ «КПІ», квітень 2007 року.

Публікації За темою дисертації опубліковано 17 наукових робіт: 9 статей - у фахових виданнях, які включенні до міжнародних наукометричних баз; 3 патенти України на корисну модель; 5 тез доповідей - у збірниках матеріалів конференцій, з яких 1 - у виданні іноземної держави.

Структура і об'єм дисертації Дисертація складається із вступу, шести розділів, висновків, списку використаних літературних джерел і чотирьох додатків. Загальний обсяг дисертації - 242 сторінки, у тому числі 183 сторінок основного тексту, 117 рисунків, 29 таблиць, список використаних літературних джерел із 87 найменувань на 10 сторінках.

РОЗДІЛ 1
ОГЛЯД ВІДОМИХ ТЕХНІЧНИХ РІШЕНЬ

1.1 Аналіз об’єкту вимірювання

1.1.1 Аналіз втрат в дросельних елементах

У створюваній системі, одним з об'єктів вимірювання виступають дроселі і трансформатори, що як необхідний елемент схеми входять до складу переважного числа перетворювачів енергії.

Зазвичай, дроселем є індуктивний елемент зі спеціально введеним накопичувачем енергії магнітного поля у вигляді осердя з феромагнітного матеріалу. Використання осердя дозволяє значно понизити габарити дроселів і трансформаторів, але викликає появу межі різкої зміни властивостей дроселя.[11]

В разі ідеального дроселя, накопичення і скидання енергії відбувається без втрат. Кількість накопиченої енергії W_L визначається амплітудою струму I_m, що проходить через дросель, і величиною індуктивності L: $W_L = LI_m^2/2$ і не залежить ні від частоти струму, ні від прикладеної напруги. [3].

У реальному дроселі на етапах накопичення і скидання енергії виникають втрати, тому що в реальному дроселі окрім основного ефекту взаємодії струму і магнітного поля спостерігаються паразитні ефекти, унаслідок яких опір обмотки при дії, наприклад, синусоїдальних струмів не є чисто реактивним і стає рівним $Z = jX_L+r$, де X_L - реактивний опір дроселя, r - опір активних втрат. Саме цей опір і визначає втрати в дроселі, які виділяються в ньому, крім іншого, у вигляді тепла і знижують загальний ККД. Відзначимо, що опір r - непостійний і є функцією від амплітуди струму, частоти (при синусоїдальних або гармонійних струмах) або швидкості зміни струму dI/dt (для негармонійних коливань) дроселя, що залежить від вибраної схеми використання дроселя, тобто від режиму його роботи, що визначається типом вибраного перетворювача енергії [3].

Під словом «втрати» матимемо на увазі активну потужність в дроселі, яка визначається наступним відомим виразом:

$$P_{\Sigma} = \frac{1}{T}\int_0^T u(t)i(t)dt, \tag{1.1.1}$$

де $P_{\sum}$- сумарна активна потужність втрат, *u(t)* - змінна напруга на дроселі, *i(t)* - струм через дросель, *T* - період змінних сигналів *u(t), i(t).*

Втрати в реальному дроселі можна розділити на втрати в осерді і втрати в обмотці [4], що можуть бути записані як:

$$P_{\Sigma} = P_{\text{осерд}} + P_{\text{обм}} = (P_{\text{П}} + P_{\text{ВС}}) + (P_r + P_{CE} + P_{\text{ЕБ}}) \tag{1.1.2}$$

де $P_{\text{осерд}}$ та $P_{\text{обм}}$– втрати в осерді і в обмотці відповідно, і вони містять в собі наступні складові: $P_{\text{П}}$ – втрати на перемагнічування, $P_{\text{ВС}}$– втрати на вихрові струми в матеріалі осердя, P_r – втрати від омічного опору обмотки на постійному струмі, P_{CE}– втрати від скін-ефекта в дроті обмотки, $P_{\text{ЕБ}}$– втрати від ефекту близькості.

Втрати на перемагнічування обумовлені гістерезисом, що властивий феромагнітним матеріалам, з яких в більшості випадків виконане осердя у дросельних елементах імпульсних джерел живлення. Фізично ці втрати пов'язані з витратою енергії на поворот окремих магнітних доменів в матеріалі осердя і визначаються площею петлі гістерезису[12].

Оскільки в обмотці дроселя протікає змінний струм, то він створює змінне магнітне поле. Це магнітне поле замикається через осердя дроселя. Феромагнітні матеріали осердя володіють електричною провідністю, тому, за законом електромагнітної індукції, змінне магнітне поле наведе в провідному матеріалі осердя вихрові струми [13]. Ці струми викликають нагрів осердя і призводять до додаткових втрат.

Втрати, що виникають в осерді, призводять до зміни властивостей дроселя, як системи в цілому, а саме, одночасно зі збільшенням опору активних втрат зменшується індуктивність дроселя L, а отже і накопичена ним енергія W_L.

Втрати в обмотці, на відміну від втрат в осерді, існують також на постійному струмі і визначаються омічним опором дроту обмотки. Проте на змінному струмі ці втрати значно зростають зі зростанням частоти і можуть в декілька разів перевищувати втрати на постійному струмі. На змінному струмі втрати зростають внаслідок впливу скін-ефекту і ефекту близькості.

Опір дроту обмотки на постійному струмі R_{DC} визначається, виходячи з даних про матеріал і геометрію дроту:

$$R_{DC} = \rho \frac{l}{S}, \tag{1.1.3}$$

де ρ – питомий електричний опір матеріалу дроту обмотки, l – довжина дроту обмотки, S – площа поперечного перетину дроту обмотки.

Пояснити фізику процесу виникнення вихрових струмів в провіднику, що призводять до скін-ефекту, можна таким чином. На рисунку 1.1 зліва, показано магнітне поле (силові лінії) усередині і довкола провідника з постійним струмом або із струмом низької частоти. Провідник віднесено далеко від інших джерел електромагнітного поля. При низькій частоті енергія магнітного поля незначна, тому струм розподілений рівномірно по перетину провідника (вказаний штриховими лініями).

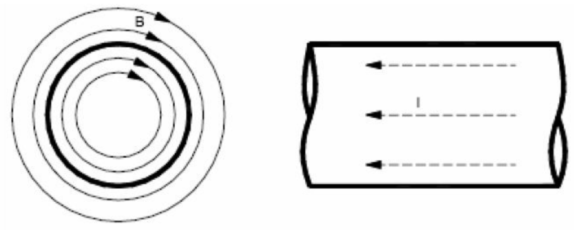


Рисунок 1.1 - Ізольований провідник із струмом низької частоти

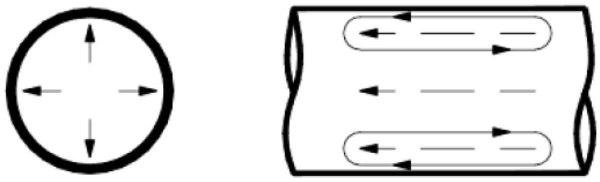


Рисунок 1.2 - Вихрові струми в дроті на високій частоті

При зростанні частоти і відповідно швидкій зміні струму поле усередині провідника змінюється так само швидко. Зміна поля викликає появу вихрових струмів, які показані суцільними лініями на рисунку 1.2 поблизу поверхні дроту. Відзначимо тепер, що напрям вихрового струму збігається з напрямом основного струму на поверхні, але протилежний йому в центрі дроту (справа на рисунку 1.2). В результаті, при підвищенні частоти, щільність струму зростає на поверхні дроту і зменшується в центрі. Струм експоненціально зменшується в напрямку середини

дроту. Частина дроту, що фактично переносить струм, зменшується, і опір на високій частоті (втрати) зростають [4].

При розгляданні ефекту близькості в індуктивності вводиться поняття шарів струму, які є провідниками, що знаходяться в одному і тому ж шарі намотування [14]. На рисунку 1.3 зображена модель дроселя з двошаровою обмоткою. Набір провідників в кожному шарі представлений у вигляді шару струму з прямокутним перетином (шар 1 і шар 2), так, неначе обмотка була виконана із смужки фольги [4].

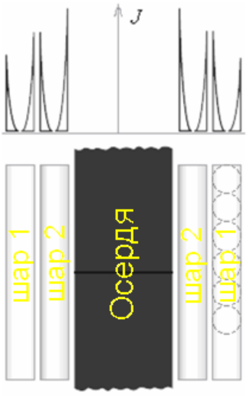


Рисунок 1.3 - Ефект близькості в двошаровій обмотці

Якщо, наприклад, в шарі 2 в площині перпендикулярній площині малюнка тече змінний струм від зовнішнього джерела то він наводить в шарі 1 (по суті, в тому ж дроті) вихрові струми за рахунок змінного магнітного поля, яке оточує шар 2. Але в шарі 1 також тече змінний струм (той же струм, що і в шарі 2), отже, з цього струму відніматимуться ті самі вихрові струми, створені шаром 2 [4].

Оскільки струм в обмотці є змінним, то в цьому провіднику виникає скін-ефект [15], але в результаті явищ, описаних вище, картина розподілу щільності струму J по перетину дроту, характерна для звичайного скін-ефекту, спотворюється і набирає вигляду, зображеного у верхній частині рисунка 1.3. В результаті, в обмотці виникають додаткові втрати внаслідок змінного струму, обумовлені вже не лише скін-ефектом, а і його сукупністю з ефектом близькості.

Варто також відзначити, що ефект близькості має тенденцію ставати панівним в утворенні втрат на високих частотах, особливо коли обмотки

багатошарові. Ефект близькості відсутній тільки, коли є одношарова обмотка без провідного осердя [4].

Відмінність ефекту близькості від скін-ефекта полягає в тому, що ефект близькості виникає в результаті дії зовнішнього змінного поля одного провідника на інший провідник із змінним струмом, а скін-ефект виникає в результаті процесів, що відбуваються усередині окремого провідника і залежить тільки від частоти струму і властивостей матеріалу даного провідника. Тому для зниження впливу ефекту близькості необхідно правильно конструювати обмотку, щоб зовнішні поля сусідніх провідників якомога менше впливали один на одного [4].

Характер залежності втрат, викликаних ефектом близькості, від частоти, наступний - втрати від наведеного струму в провідному кільці пропорційні квадрату амплітуди струму і квадрату частоти змінного магнітного поля.

Отже, втрати в індуктивностях - це вся активна потужність, що виділяється в них і залежить від матеріалу та геометрії осердя та обмотки, а також від способу намотки дроту. У разі неналежного проектування на високих частотах виникають значні втрати, які виділяються, крім іншого, у вигляді тепла та знижують ефективність всієї схеми. Термічне зображення індуктивності із зоною теплових втрат у робочому режимі показано на рис. 1.4

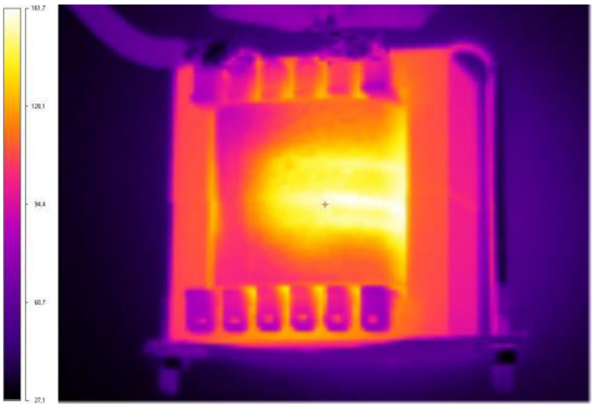


Рисунок 1.4 - Вид робочого дроселя на екрані інфрачервоної відеокамери при вимірюванні температури.

На початковому етапі визначення втрат організовується опосередковане вимірювання активної потужності, спричиненої дією окремих видів втрат,

наприклад, втрат на постійному струмі. Надалі, для повного аналізу втрат, відбувається підключення досліджуваної індуктивності до спеціального генератора, який вводить індуктивність в потрібний режим, із наступним вимірюванням сумарної активної потужності, що виділяється, для складання системи рівнянь і визначення окремих складових. Вимірювач потужності для цих цілей має забезпечувати частотний діапазон не менший ніж від одиниць Гц до одиниць МГц, коефіцієнт потужності має бути не гіршим за 0,1, діапазон напруг має бути від 1В до 1кВ, а діапазон струмів від 0,1 А до 100 А. Враховуючи високі вимоги до коефіцієнта потужності та частотного діапазону, необхідно організовувати такий метод вимірювання, щоб мінімізувати всі похибки від фазових зсувів в каналах вимірювання та похибки від власного споживання вхідних ланок, які, крім сильного спотворення результатів вимірювання активної потужності при малому співвідношенні активної та повної потужності, призводять до того, що паспортна точність забезпечується тільки при певному співвідношенні номінальних струмів та напруг. Структурні рішення, що можуть вирішити це завдання, описані в цій роботі.

1.1.2 Аналіз перетворювачів

Втрати в дроселі залежать від режиму його роботи, що визначається типом вибраного перетворювача енергії. Розглянемо основні варіанти перетворювачів з використанням індуктивних елементів і відповідні для них режими роботи [16], [17]:

1.1.2.1. Резонансні перетворювачі

Резонансні перетворювачі енергії працюють практично при синусоїдальних струмах і частотах понад 50кГц. Форма струму через дросель представлена на рисунку 1.5. Регулювання передачі енергії здійснюється зміною амплітуди струму або перериванням коливального процесу на певний час.

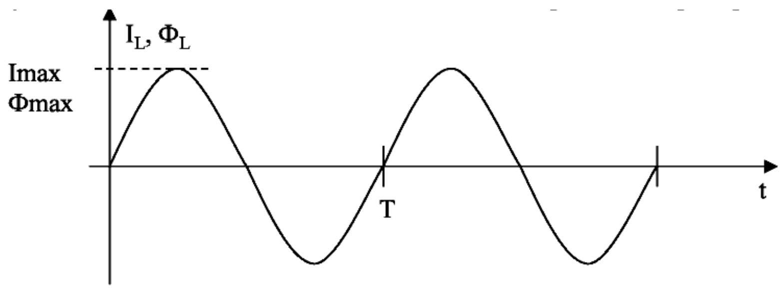


Рисунок 1.5 - Форма струму I_L та магнітного потоку Φ_L через дросель в резонансних перетворювачах.

1.1.2.2. Імпульсні однотактні перетворювачі

Принцип роботи полягає в накопиченні енергії в магнітному полі дроселя і скиданні накопиченої енергії в навантаження. Даний принцип використовується в перетворювачах, що знижують, підвищують, універсальних і зворотньо-ходових. Частотний діапазон роботи таких перетворювачів зазвичай лежить в діапазоні від 10Гц до 100кГц. Форма струму через дросель представлена на рисунку 1.6 .

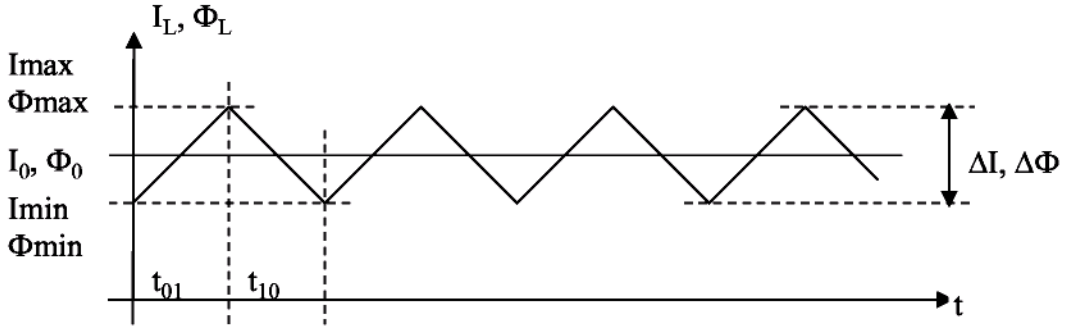


Рисунок 1.6 - Форма струму I_L та магнітного потоку Φ_L в дроселі в імпульсних однотактних перетворювачах.

При малому коефіцієнті використання однотактного перетворювача ($P/P_{ном}$«1), або при спеціальній схемній реалізації існує режим роботи дроселя з переривистими струмами. Він характерний тим, що вся накопичена енергія в магнітному полі дроселя за інтервал часу t_{10}, що задається схемою управління, встигає передатися в навантаження, і струм через дросель якийсь час відсутній (рис 1.7).

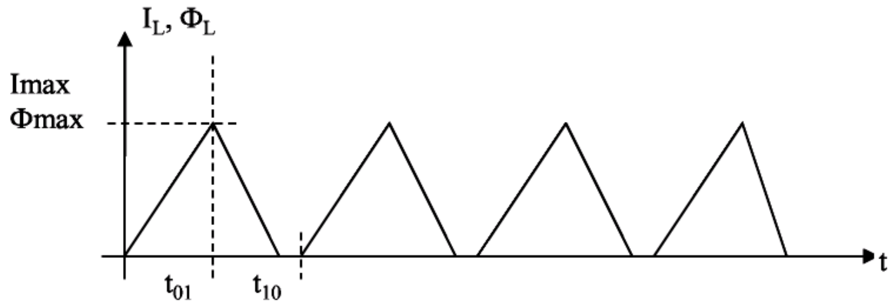


Рисунок 1.7 - Форма струму I_L та магнітного потоку $Ф_L$ в дроселі в режимі з переривистими струмами.

1.1.2.3. Імпульсні двотактні перетворювачі

Форма струму через первинну обмотку трансформатора перетворювача представлена на рисунку 1.8. Магнітний потік в осерді трансформатора, створюваний індуктивною складовою струму первинної обмотки, представлений на рисунку 1.9.

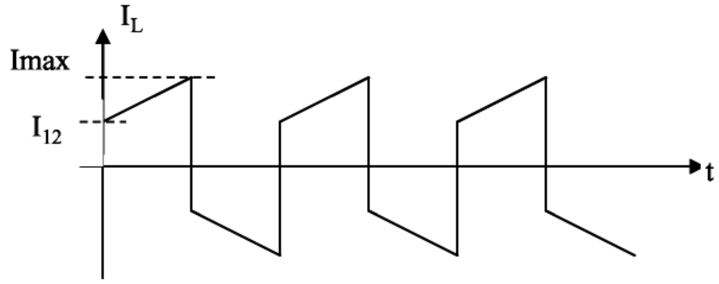


Рисунок 1.8 - Форма струму в дроселі в імпульсних двотактних перетворювачах.

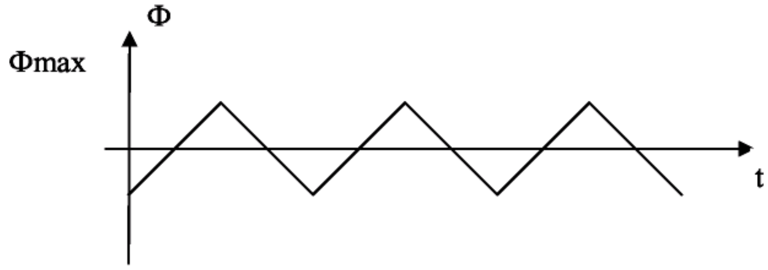


Рисунок 1.9 - Магнітний потік в дроселі в імпульсних двотактних перетворювачах

Струм первинної обмотки складається з двох складових: струму навантаження I_{12} і струму (Imax - I_{12}). Регулювання передачі енергії здійснюється автоматично при зміні навантаження. При цьому змінюється струм I_{12}. Щілинність

роботи таких перетворювачів дорівнює 0.5, позитивний і негативний півперіоди рівні. Тому величина амплітуди індуктивного струму, а отже і потоку в осерді залишається практично незмінною.

Як видно з наведених типів імпульсних перетворювачів, частота їх робочого режиму сягає сотень кГц, а сигнали можуть бути несинусоїдальними з вищими гармоніками, що можуть сягати одиниць МГц. Ці характеристики визначають вимоги до частотного діапазону вимірювача потужності, який може використовуватись разом з імпульсними перетворювачами.

1.1.3 Бездротова система передачі електроенергії

1.1.3.1 Бездротова система передачі енергії на основі змінного електричного поля

Ватметр, що створюється в рамках цієї роботи, може знайти застосування при вимірюванні активної потужності, що передається в системах бездротової передачі електроенергії на основі розімкнутих резонансних контурів з використанням змінного електричного поля [18]. Хоча такі системи сягають корінням ще розробок Н. Тесли [19], вони менше підходять для побутового вжитку, ніж представлені на ринку індуктивні зарядні пристрої, через присутність високих рівнів напруг. Проте, в процесі їх дослідження виникає великий спектр побічних ефектів та можливих використань, які варто досліджувати і можливо вони допоможуть в дослідженні і розумінні певних фізичних ефектів та процесів, які досі мало вивченні.

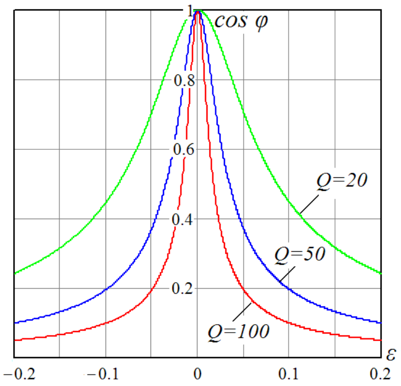
Систему бездротової передачі електроенергії на основі розімкнутих резонансних контурів, що використовувалась в дослідженні, схематично зображено на рис. 1.10. Вона складається з генератора, один полюс якого підключається до землі, а другий - до однополюсного випромінювального резонансного контуру (де в якості індуктивності і ємності виступають індуктивність і паразитна ємність випромінювальної антени відповідно), та приймального однополюсного резонансного контуру, до якого в свою чергу приєднане навантаження. Такі системи, як було виявлено під час дослідження, мають сферичну діаграму

направлeності і не залежать від взаємного просторового розташування випромінювача та приймача.

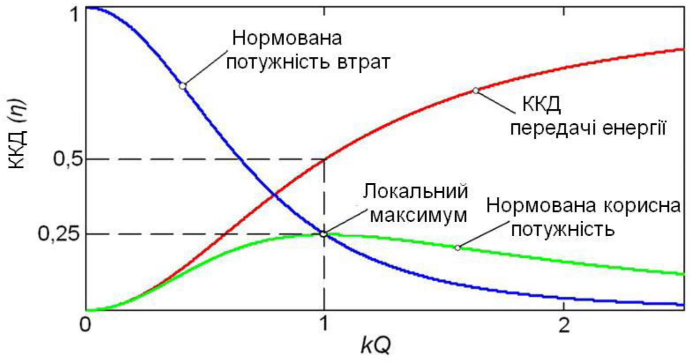
Рисунок 1.10 - Бездротова система передачі енергії.

Для пошуку максимально ефективної конструкції необхідно проводити точні вимірювання корисної активної потужності. Ці вимірювання ускладнюються тим, що відносно малу активну потужність необхідно вимірювати на фоні великих реактивних складових, коли робоча частоти зміщується з резонансної, і виникає фазовий зсув між струмом і напругою (рис. 1.11 а).

Дослідження системи починається з вимірювання активної потужності навантаження приймального резонансного контуру. Проте саме лише вимірювання цієї активної потужності і пошук оптимальної конструкції для її підвищення може призвести до потрапляння в пастку локального максимуму корисної потужності зв’язаних контурів [20], представленої на рис. 1.11 б.



а)



б)

Рисунок 1.11 – а) Відношення активної до повної потужності (cos φ) в резонансному контурі при зміщенні робочої частоти ω від резонансної ω_0, де: $\varepsilon = 2(\omega - \omega_0)/\omega_0$ – відносний розлад; Q – добротність; д) ККД передачі енергії η в системі зв’язаних резонансних контурів, де: k – коефіцієнт зв’язку; Q - добротність.

Максимальна вихідна потужність отримується при η = 0,5 та $k=1/Q$, проте, як видно з графіка на рис.1.11, при більшому значенні kQ можливе більш ефективне рішенням для передачі з меншою вихідною потужністю. Для правильного проектування системи потрібно визначати саме ККД передачі, отже - точно вимірювати активну потужність випромінювального контуру.

Термозображення різних форм випромінювальних резонансних систем з зоною випромінювання та зоною теплових втрат показано на рис. 1.12-1.13

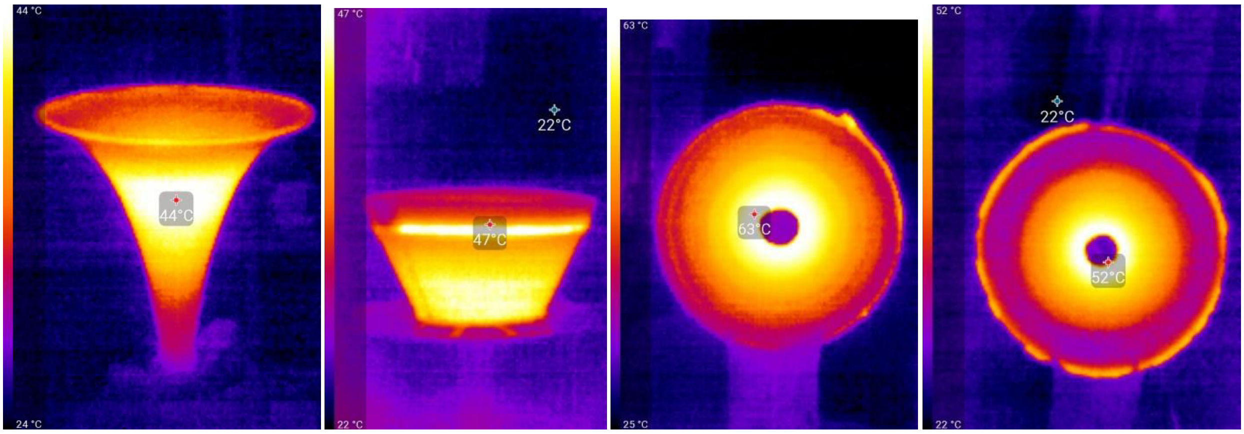


Рисунок 1.12 - Теплове зображення експоненціальних та укорочених антен та плоского диска, утвореного антенами з однорідною обмоткою та обмоткою, виконаною двома різними провідниками у робочому режимі.

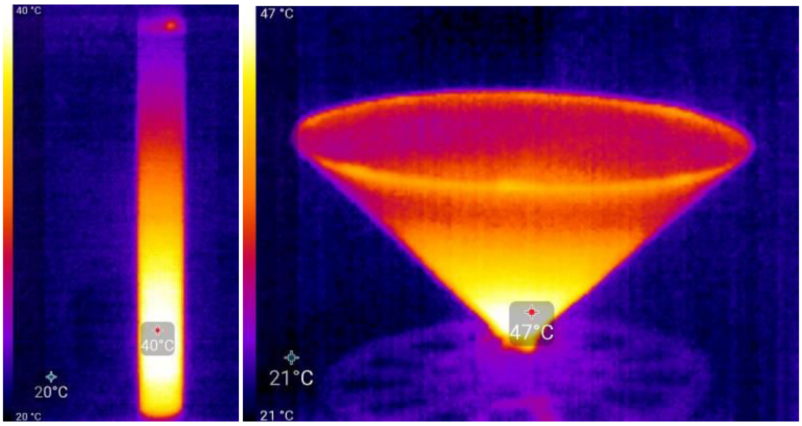


Рисунок 1.13 - Термозображення циліндричної та конусної антен

Для реалізації поставленого завдання необхідно вимірювати активну потужність ватметрами прохідної потужності в двох точках. Перший ватметр підключається між джерелом живлення та радіочастотним генератором. Другий ватметр включається безпосередньо перед навантаженням приймального контуру.

Втрати радіочастотного генератора, у випадку його побудови на основі напівмостової схеми з використанням напівпровідникових ключів, можна врахувати або вважати незначними в порівнянні із загальними втратами в тракті передачі між резонансними контурами. Характер роботи імпульсного генератора викликає насичення прохідної потужності вищими гармоніками, що накладає підвищені вимоги до смуги пропускання ватметра. При можливій частоті роботи бездротової системи від десятків кілогерц до одиниць мегагерц, частотний діапазон ватметра має досягати 10 МГц, коефіцієнт потужності має бути не грішим за 0,2, діапазон напруг має бути від 10В до 1000В, а діапазон струмів від 0,1 А до 10 А. Повністю виключити вплив вищих гармонік можна використовуючи підсилювальний генератор, вихідний сигнал якого є чиста синусоїда. Будова генератора може бути основана на електронних вакуумних лампах або силових транзисторах, проте, їх втрати значно перевищують втрати в тракті передачі між резонансними контурами, а отже їх використання є недоцільно.

1.1.3.2 Бездротова система передачі енергії на основі змінного магнітного поля

Система вимірювання потужності, що створюється в рамках цієї роботи може знайти застосування при вимірюванні енергії, що бездротово передається за допомогою індуктивного заряджання тобто змінного магнітного поля, наприклад: технологія бездротової зарядки, яка буде широко використовуватися в електричних транспортних засобах. Метрологія цього процесу розроблюється в межах проекту "Метрологія для індуктивного заряджання електричних транспортних засобів "(MICEV) [21]. Проект MICEV розроблюється регіональною метрологічною організацією Європи (EURAMET) в межах європейської метрологічної програми для інновацій та досліджень (EMPIR) як інтегрована частина програми "Горизонт 2020", що є структурною програмою ЄС по дослідженню та інноваціям.

Індуктивна зарядка - це бездротова технологія заряджання, яка буде широко використовуватися в електричних транспортних засобах (EV), що має багато переваг перед традиційними та сучасними EV. Проект MICEV спрямований на

посилення індуктивної передачі енергії (IPT) для заряджання EV шляхом розробки методів метрології для вимірювання ефективності передачі енергії та надійної демонстрації відповідності чинним стандартам безпеки від шкідливого впливу на людину.

Індуктивна передача енергії відбувається між двома резонансними ланцюгами, один - під дорогою і інший - на борту, на частоті декількох або багатьох десятків кілогерц, в залежності від вибраних спеціальних технологій. Для відповідних струмів та напруг у цій специфічній системі програма вимагає спеціальних методів вимірювання, які включають адекватне калібрування та визначення характеристик передавачів, особливо в режимі динамічного заряджання. В режимі динамічного заряджання, потужність подається до автомобіля моментально, в момент, коли автомобіль вирівнюється з котушкою під дорогою. Зрозуміло, однак, що перехідний режим що виникає, ускладнює вимірювання потужності, і оцінку впливу на людину. Надійне та точне вимірювання електричної потужності, ефективність передачі та вимірювання магнітного поля необхідні для застосування IPT, спеціально для виробників електричних транспортних засобів або гібридних електромобілів (не тільки в автомобільному секторі), їх постачальників, органів сертифікації та електричних компаній, які підпадають під жорсткі міжнародні вимоги щодо точності, безпеки і, в майбутньому, енергетичному аудиту. У проекті MICEV, будуть розроблені високоточні засоби калібрування для забезпечення відстеження електричних та магнітних вимірювань з достатньою точністю для вимог промисловості.

Проект має чотири головні мети, що відповідають чотирьом технічним роботам. Перші дві мети стосуються лише статичної зарядки і, зокрема, вимірювання потужності на борту транспортного засобу та вимірювання ефективності передачі електроенергії. Третя мета є невід'ємною до вимог вимірювання в режимі динамічного заряджання. Четверта - оцінка впливу магнітних полів на людину [22].

Проект має забезпечити комплексне комп'ютерне моделювання та вимірювання впливу на людину EV системи IPT та протоколи тестування для

польових обстежень та обчислювальної дозиметрії для EV IPT системи (статичні та динамічні), які стануть основою майбутніх стандартів для IPT станцій.

1.2 Методи та засоби вимірювання потужності

Ватметри поділяються на два види. Перший вид - це ватметри прохідної потужності де реалізується вимірювання потужності, що виділяється у навантаженні за формулою (1), та другий – це ватметри поглинальної потужності де сама вхідна ланка є навантаженням. Відповідно існують дві сфери їх застосування. Використання ватметрів поглинальної потужності це аналіз генераторів та інших джерел. А сфера застосування ватметрів прохідної потужності стосується вимірювання потужності втрат різноманітних реактивних елементів, та використання їх при оптимізації ККД різних систем передачі та перетворення енергії – в інверторах, перетворювачах змінної напруги в постійну на підвищених частотах, системах бездротової передачі електроенергії та ін.

Аналіз об'єктів вимірювання, вказує на необхідність використання малокосинусного ватметра прохідної потужності з наступними вимогами. Ватметр має мати розширений частотний діапазон від одиниць Гц до 10МГц. Діапазон напруг і струмів має охоплювати межі для струму від 0.1 А до 100 А; та межі для напруги від 1 В до 1000 В. Коефіцієнт потужності має бути не гіршим за 0,1. Очікувана основна похибка не гірше 1%. В зв'язку з впливом похибок від власного споживання та фазових зсувів вимірювальних каналів на кінцевий результат, ватметр має забезпечувати таке перетворення, яке зменшує цей вплив, що актуально при вимірюванні малих активних потужностей, розширенні діапазону частот та ін.

Розглянемо основні методи та засоби побудови приладів, що задовільняють наведеним вимогам.

1.2.1 Електрична потужність

Розрізняють такі види електричної потужності, як миттєву, активну, реактивну та повну потужності [23-27].

Миттєве значення потужності. У ланцюзі, що містить активний, індуктивний і ємнісний опір, в якому струм I і напруга U в загальному випадку зміщені по фазі на деякий кут φ. Миттєве значення потужності p дорівнює добутку миттєвих значень сили струму i і напруги u. Криву миттєвої потужності р можна отримати перемножуванням миттєвих значень струму і і напруги u при різних кутах $\acute{\omega}t$. Миттєва потужність p(t) у перетині двопровідного електричного кола постійного чи однофазного змінного струму визначається з виразу(1.1.1), як:

$$P = P(t) = V \cdot I, \qquad (1.2.1)$$

де $V = u(t)$); $I = i(t)$ - значення напруги та струму в момент часу t.

З рис. 1.14, а. видно, що в деякі моменти часу, коли струм і напруга спрямовані назустріч один одному, потужність має від'ємне значення. Виникнення в електричному ланцюзі негативних значень потужності є шкідливим. Це означає, що в такі періоди часу приймач повертає частину отриманої електроенергії назад до джерела; в результаті зменшується потужність, що передається від джерела до приймача. Очевидно, що чим більше кут зсуву фаз φ, тим більше час, протягом якого частина електроенергії повертається назад до джерела.

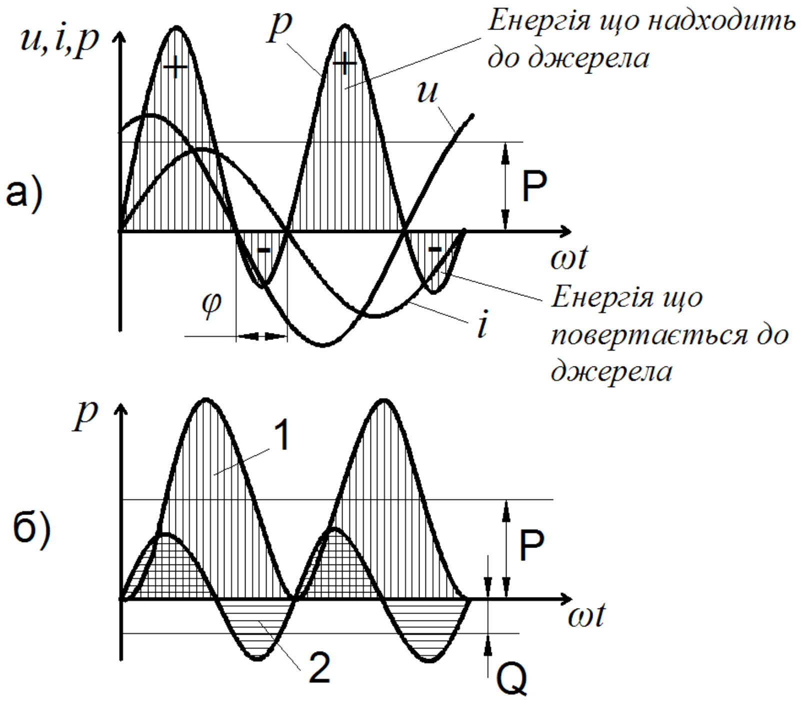


Рисунок 1.14 - Миттєва потужність P (а) та її складові (б)

Активна і реактивна потужності. Миттєва потужність може бути представлена у вигляді суми двох складових 1 і 2 (рис. 1.14, б).

Складова 1 є середнє значення, яке при періодичних струмові та напрузі одержало назву активної потужності і відповідає зміні потужності в ланцюзі з активним опором. Вона є найважливішим функціоналом процесу зміни миттєвої потужності в однофазному електричному колі, визначається як:

$$P_0 = \frac{1}{T}\int_0^T u(t)i(t)dt, \tag{1.2.2}$$

де T - період процесу у контрольованому колі, в динаміці, коли процеси стають неперіодичними, P_0 визначається більш складними формульними виразами. Активна потужність характеризує електричну енергію, котра протягом періоду може бути перетворена на теплову чи інші види енергії. Знак «+» чи «-» у розрахованої потужності по формулі (1.2.2) визначає напрямок потоку енергії.

При синусоїдній напрузі $u(t) = U_m sin\omega t$ та струмі $i(t) = I_m sin(\omega t + \varphi)$ активна потужність визначаються з виразу:

$$P = U \cdot I \cdot cos\varphi \tag{1.2.3}$$

де $U = U_m/\sqrt{2}, I = I_m/\sqrt{2}$ - середньоквадратичні значення напруги та струму; φ- кут зсуву фаз між ними.

Складова 2 змінюється подібно до зміни потужності в ланцюзі з реактивним опором (індуктивним або ємнісним). Середнє її значення дорівнює нулю, тому для оцінки цієї складової користуються її амплітудним значенням, яке називають реактивною потужністю:

$$Q = U \cdot I \cdot sin\varphi \tag{1.2.4}$$

Розглядаючи криві потужності (рис. 1.14), можна встановити, що тільки активна потужність може забезпечити перетворення в приймачі електричної енергії в інші види енергії. Ця потужність протягом всього періоду має позитивний знак, тобто відповідна їй електрична енергія 2, що має назву активна, безперервно переходить від джерела 1 до приймача 4 (рис. 1.15, а). Реактивна потужність ніякої корисної роботи створити не може, оскільки середнє значення її протягом одного періоду дорівнює нулю. Як видно з рис. 1.14, б, ця потужність стає то позитивною,

то негативною, тобто відповідна їй електрична енергія, 3, що має назву реактивна, безперервно циркулює по електричному колу від джерела електричної енергії 1 до приймача 4 і назад (див. рис. 1.15, а).

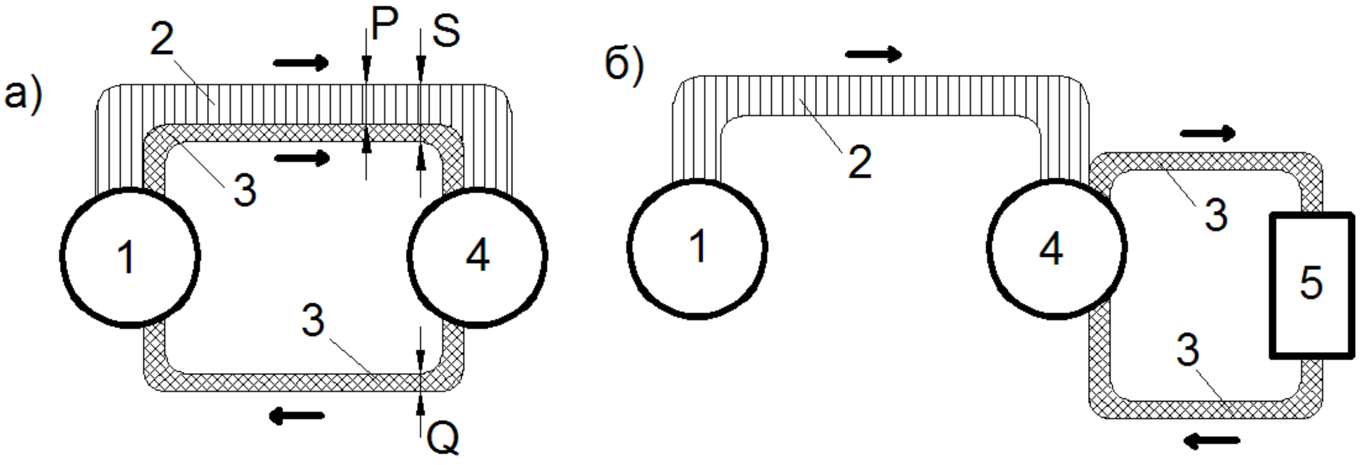


Рисунок 1.15 - Діаграма, яка ілюструє передачу електричної енергії між джерелом і приймачем, що містить активний і реактивний опір, при відсутності компенсатора (а) і при наявності його (б): 1 - джерело; 2,3 - умовні зображення активної та реактивної енергії; 4 - приймач; 5 – компенсатор

Виникнення реактивної потужності в колі змінного струму можливо тільки при включенні в цей ланцюг накопичувачів енергії, таких як котушка індуктивності або конденсатор. Постійна циркуляція реактивної потужності від джерела до приймачів завантажує генератори змінного струму та електричні мережі реактивними струмами, не створюючи корисної роботи, і тим самим не дає можливості використовувати їх за прямим призначенням для вироблення і передачі споживачам активної потужності. Тому у виробничих умовах намагаються по можливості зменшити реактивну потужність.

Деякі виробники аналізаторів потужності виділяють дві складові реактивної потужності. Тобто реактивна потужність може мати дві причини [28].

Перша - це фазовий зсув між напругою та струмом для компонентів сигналу з однаковою частотою, що спричиняє "реактивну потужність фазового зсуву", що називається Qshift, і розраховується наступним чином:

$$Q_{shift} = \sum_{i=1}^{n} U_i I_i sin\varphi_i \qquad (1.2.5)$$

Реактивна потужність фазового зсуву може бути сформована тільки за рахунок одночастотних напруги та струму.

Друга - це комбінація компонентів напруги та струму з різними частотами що викликає "спотворену реактивну потужність" яку позначають, як D чи Qdist.

Геометричним додаванням цих двох типів реактивної потужності є загальна реактивна потужність, яка розраховується за допомогою формули (1.2.6)

$$Q = \sqrt{Q_{shift}^2 + Q_{dist}^2} = \sqrt{Q_{shift}^2 + D^2} \quad (1.2.6)$$

Для кращого розуміння може бути корисним графічне представлення на рисунку 1.16.

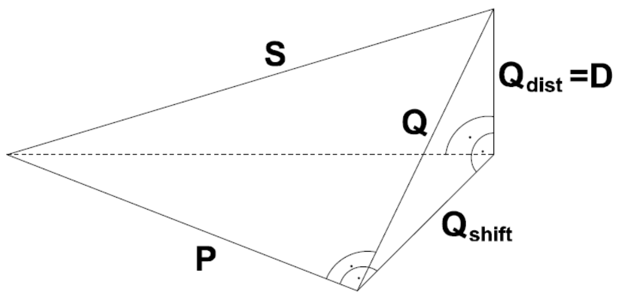


Рисунок 1.16 - Графічне співвідношення різних видів потужності

Спотворення реактивної потужності D системи можна обчислити за формулою визначення спотвореної реактивної потужності:

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q_{shift}^2} \quad (1.2.7)$$

Тобто, можна сформулювати два простих правила: 1 – гармонічні складові струму та напруги з однаковими частотами створюють тільки активну потужність та реактивну потужність фазового зсуву; 2 – компоненти з різними частотами спричинять спотворену реактивну потужність.

Повна потужність. Джерела електричної енергії змінного струму (генератори і трансформатори) розраховані на певний номінальний струм $I_{ном}$ і певне номінальну напругу $U_{ном}$, які залежать від конструкції машини, розмірів її основних частин та ін. Значно збільшити номінальний струм або номінальну напругу не можна, оскільки це може призвести до неприпустимого нагрівання обмоток машини

або пробою їх ізоляції. Тому кожен генератор або трансформатор може тривало віддавати без небезпеки аварії тільки цілком певну потужність, що дорівнює добутку його номінального струму на номінальну напругу. Добуток середньоквадратичних значень струму і напруги називається повною потужністю,

$$S = U \cdot I \tag{1.2.8}$$

У цьому випадку можемо трактувати S, як амплітудне значення змінної складової миттєвої потужності p(t). Повна потужність електричного кола не є фізичною величиною на відміну від миттєвої чи активної потужності, однак є функціоналом, що часто може об'єктивно характеризувати енергетичні процеси в електричних колах

Зв'язок між потужностями P, Q і S визначається як:

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} \tag{1.2.9}$$

Коефіцієнт потужності. З формули (1.2.3) випливає, що активна потужність P залежить не тільки від струму I і напруги U, а й від величини cosφ, що називається коефіцієнтом потужності:

$$cos\varphi = \frac{P}{UI} = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2+Q^2}} \tag{1.2.10}$$

Якщо приймач споживає енергію від джерела при незмінному струмі навантаження, то підвищення cosφ веде до зростання активної потужності P, що використовується приймачем. При cosφ = 1 реактивна потужність дорівнює нулю, і вся потужність, що віддається джерелом, є активною. Тому на всіх підприємствах прагнуть підвищувати коефіцієнт потужності і доводити його по можливості до одиниці.

Підвищення коефіцієнта потужності. cosφ підвищують різними способами. Основний з них - включення паралельно до приймачів електричної енергії спеціальних пристроїв – компенсаторів, це називають компенсацією зсуву фаз, або компенсацією реактивної потужності. В якості останніх найчастіше використовують батареї конденсаторів (статичні компенсатори), можуть бути застосовані також і синхронні електричні машини (обертові компенсатори), а також коректори коефіцієнта потужності Power Factor Corrector (PFC) сучасної будови з

використанням процесорів на ПЛІС (програмована логічна інтегральна схема) архітектурі, швидкісних ключів і каскаду фільтрів-компенсаторів.

При включенні компенсатора 5 (див. рис. 1.15, б) джерело 1 і електрична мережа розвантажуються від реактивної енергії 3, оскільки вона циркулює вже по ланцюгу «приймач - компенсатор». Завдяки цьому досягаються істотне підвищення використання генераторів змінного струму та електричних мереж та зменшення втрат енергії, що виникають при марній циркуляції реактивної енергії між джерелом 1 і приймачем 4. Компенсатор в цьому випадку виконує роль генератора реактивної енергії. В більшості випадків з економічних міркувань в електричних установках здійснюють неповну компенсацію кута зсуву фаз і обмежуються значенням $\cos\varphi =$ 0,95.

1.2.2 Методи вимірювання потужності

Активна потужність P_0 визначається, як інтеграл добутку миттєвих значень напруги навантаження і струму навантаження, за формулою (1.2.2)

Для отримання добутку у виразі (1.2.2) використовуються два види методів.

Перший – **безпосередній метод,** ґрунтується на прямому перемноженні миттєвих значень напруги $u(t)$ і струму $i(t)$ з використанням аналогових або цифрових перемножувачів [].

Другий – це **опосередковане визначення,** серед яких можна виділити:

- ***калориметричний метод***, де визначається кількість тепла, що виділилась в навантаженні;

- за зміною потужності джерела живлення, де враховується споживання перетворювача без досліджуваного навантаження із загальної витраченої енергії***;***

- використання характеристик коливного контуру, де досліджуване навантаження включається в коливний контур***;***

- використання квадратів суми сигналів пропорційних напрузі та струму, що базується на отриманні добутку напруги $u(t)$ і струму $i(t)$ опосередкованим шляхом. Існує декілька алгоритмів для такого виділення потрібного інтегралу добутку миттєвих значень $u(t) \cdot i(t)$, наприклад, метод трьох вольтметрів або трьох

амперметрів [3] з визначенням окремо $U,\ I,\ cos\varphi$ та розрахунку активної потужності по формулі (1.2.3); сумо-різницевий метод [4,5], із використанням квадрата суми сигналів напруги і струму: $[u(t) + Z\cdot i(t)]^2 = u^2(t) + Z^2\cdot i^2(t) + 2Z\cdot u(t)\cdot i(t)$, та $[u(t) + Z\cdot i(t)]^2 - [u(t) - Z\cdot i(t)]^2 = 4Z\cdot u(t)\cdot i(t)$.

Розглянемо деякі з цих методів більш детально.

Непрямий метод вимірювання потужності базується на використанні амперметра та вольтметра [29-31]. Два можливих варіанти схеми вимірювання потужності за допомогою амперметра та вольтметра приведені на рис. 1.17 а і б.

Для схеми зображеної на рис. 1.17,а розрахункове значення потужності:

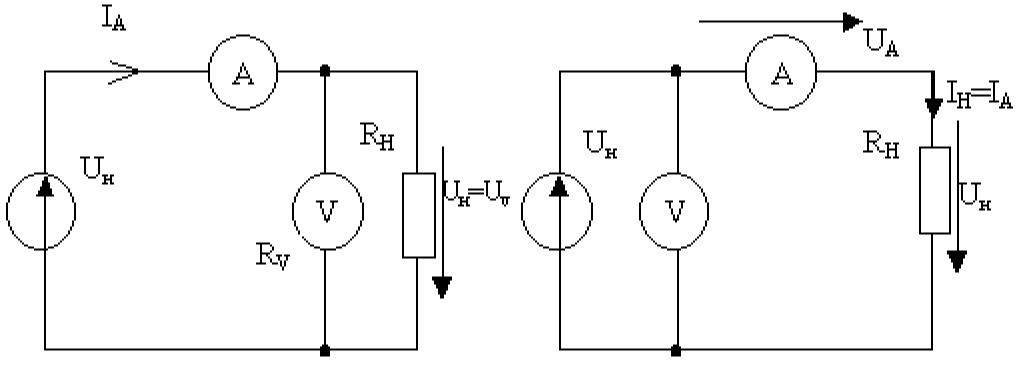
$$P_W = P_H + P_v = U_H I_H + U_H I_v \qquad (1.2.11)$$

Ця потужність відрізняється від потужності, що споживається навантаженням, на величину $P_v = U_H I_v$, що споживається вольтметром.

Для схеми зображеної на рис. 1.17,б розрахункове значення потужності:

$$P_W = P_H + P_A = U_H I_H + U_A I_H \qquad (1.2.12)$$

Ця потужність відрізняється від потужності, що споживається навантаженням, на величину $P_A = U_A I_H$, що споживається амперметром.



а) б)

Рисунок 1.17 – Схеми вимірювання потужності за допомогою амперметра та вольтметра

При вимірюванні потужності в колах змінного струму, формули (1.2.11) та (1.2.12) можна використовувати тільки при резистивному навантаженні, тобто при cosφ=1. Для виключення похибок, викликаних підключенням вимірювальних

пристроїв, в результаті розрахунків вводять поправки $P_V = {U_H}^2 / R_V$ для схеми на рис. 1.17 а, або $P_V = {I_H}^2 \cdot R_A$ для схеми на рис. 1.17.б: де R_v – опір вольтметра, а R_A – опір амперметра.

Прямий метод вимірювання потужності базується на використання електродинамічних, феродинамічних або електронних ватметрів.

Приклади вмикання ватметрів наведені на рис. 1.18. При вмиканні ватметра в коло змінного ступу з напругою $u(t) = U_m sin\omega t$ та струмом $i(t) = I_m sin(\omega t + \varphi)$ кут відхилення рухомої частини дорівнює:

$$\alpha = KUIcos(\varphi + \theta - \delta) \qquad (1.2.13)$$

де K - коефіцієнт пропорційності; U,I - напруга і струм навантаження; φ - фазовий зсув між напругою і струмом навантаження; θ - кут відставання за фазою струму приладу від струму навантаження; δ - кут відставання за фазою струму паралельного кола Iu від напруги U.

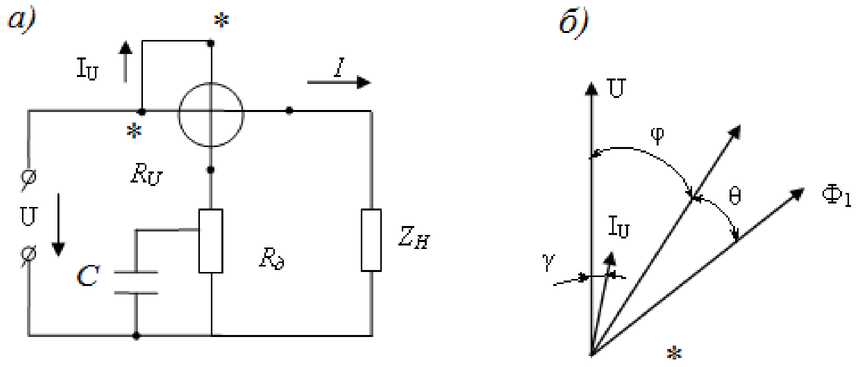


Рисунок 1.18 - Схеми вмикання ватметрів, де:а - електродинамічний ватметр та б - його векторна діаграма.

У **електродинамічних ватметрах** присутні додаткові похибки викликані впливом температури, частоти змінного струму, зовнішніх магнітних полів та власним споживанням потужності катушок. Для захисту ватметрів від впливу зовнішніх магнітних полів вимірювальний механізм екранують. Вплив температури обумовлюється зміною опору паралельного кола ватметра та пружності пружин або розтяжок.

Для вимірювання малих потужностей при великих кутах фазових зсувів між напругою і струмом навантаження (наприклад, втрат на гістерезис, в магнітних підсилювачах, в діелектриках, в ємності, в індуктивності і т.д.) застосовують **електродинамічні малокосинусні ватметри** з номінальним $\cos\varphi_н$=0,1.

Електронні ватметри прохідного типу містять перемножувач, що виконує операцію перемноження миттєвих значень напруги та струму, а також електронний вольтметр середнього або амплітудного значення напруги, як окремими блоками так і в складі однієї мікросхеми у вигляді алгоритму. Структурна схема електронного ватметра середньої потужності приведена на рис. 1.19

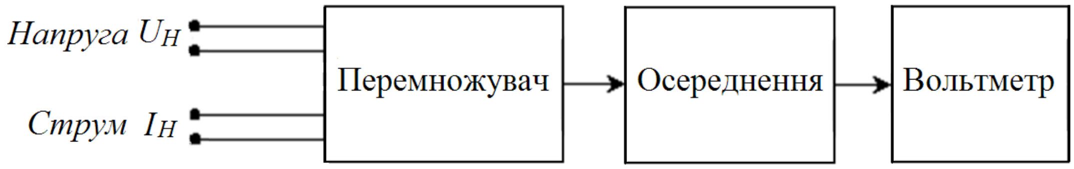


Рисунок 1.19 – Структурна схема електронного ватметра

В якості перемножувачів використовують різні електронні або ж напівпровідникові прилади – електронні лампи, діоди, транзистори, інтегральні мікросхеми. Широкого розповсюдження набули ватметри з перемножувачами на перетворювачах Холла.

Особливо важливе значення має вимірювання потужності на високих частотах. В діапазоні ВЧ вимірювання цих величин є ускладненим, оскільки розміри вхідних кіл вимірювальних пристроїв співрозмірні з довжиною хвилі. Будь-яка відмінність опорів джерела та навантаження від характеристичного опору передаточного тракту прзводить до неоднозначності відліку напруги. Тому на високих та надвисоких частотах вимірювання потужності виконують по еквівалентному тепловому ефекту за допомогою ватметрів поглинального типу .

Найбільше поширення набули прилади, що базуються на теплових методах вимірювання потужності. До їх числа відносять калометричні ватметри, де вимірюють приріст температури робочого тіла, а потужність розраховують як $P = k\theta$, де k – коефіцієнт пропорційності, що визначається експериментально, θ-

різниця між температурою робочого тіла калориметра та навколишнього середовища. Або $P = \frac{Q}{\Delta T}$, де Q– кількість тепла, що виділилась під час дослідження, що є функцією від початкової та кінцевої температури, ΔT – час вимірювання. коефіцієнт пропорційності, що визначається експериментально, θ- різниця між температурою робочого тіла калориметра

Болометричні ватметри засновані на властивостях деяких речовин змінювати свій опір під дією потужності електромагнітних коливань, що поглинається ними. В ватметрах на основі термо перетворювачів вимірюють термо-ЕРС термопари, та розраховують як $P = \frac{U_{\text{тэдс}}}{k_{\text{пр}}}$, де $U_{тэдс}$ – термо-ЕРС , $k_{пр}$ – коефіцієнт перетворення термопари.

Метод трьох вольтметрів і трьох амперметрів.

У діапазоні звукових і високих частот визначення потужності, що споживається довільним навантаженням $R_н$, можна виконати в результаті використання схем для вимірювання $cos\varphi$ [29]. У способі трьох вольтметрів послідовно з навантаженням $R_н$ під’єднують додатковий резистор R (рис.1.20). Результати вимірювання дозволяють побудувати трикутник напруг і з нього визначити

$$cos\varphi = \frac{U_1^2 - U_2^2 - U_3^2}{2U_2U_3} \qquad (1.2.14)$$

Опір резистора R повинен мати значення, близьке до значення $Rн$. Бажано, також, щоб внутрішній опір вольтметрів у багато разів перевершувало значення $Rн$. З цієї причини спосіб трьох вольтметрів використовують в тих випадках, коли опір $Rн$ досить малий.

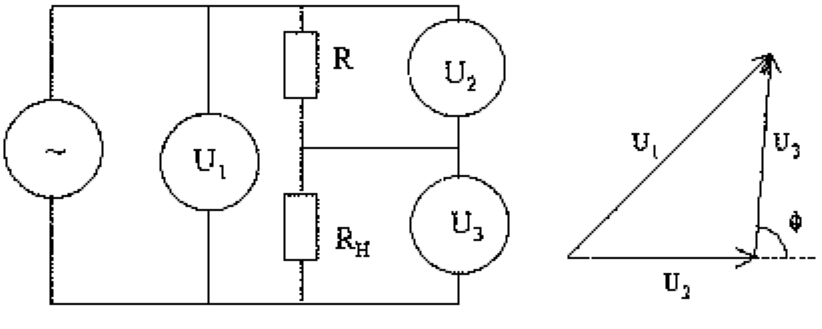


Рисунок 1.20 - Спосіб вимірювання потужності методом трьох вольтметрів

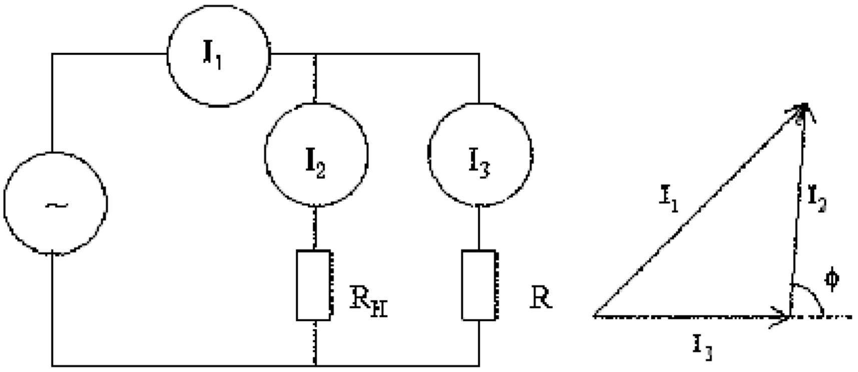


Рисунок 1.21 - Спосіб вимірювання потужності методом трьох амперметрів

Спосіб трьох амперметрів (рис. 1.21.) використовується в основному при достатньо великих значеннях *Rн*. За показами амперметрів будується трикутник струмів, з якого визначають шукане значення:

$$cos\varphi = \frac{I_1^2 - I_2^2 - I_3^2}{2I_2I_3} \tag{1.2.15}$$

При цьому бажано використовувати амперметри, власне опір яких малий в порівнянні з величиною навантаження.

1.2.3 Вимірювачі потужності

Найкращими пристроями для вимірювання потужності втрат є аналізатори потужності. На сьогодні розроблено велику кількість аналізаторів потужності. Розглянемо можливість їх використання в високочастотному малокосинусному режимі. Першим до огляду візьмемо прецензійний аналізатор фірми **Newtons4th серії** PPA5500 та PPA1500 (рис. 1.22) [32], що має частотний діапазон до 2МГц

Рисунок 1.22 – Зовнішній вигляд приладу PPA5500

Похибка вимірювання потужності PPA5500 в залежності від частоти kHz, меж вимірювання Rng та вхідної ємності pf визначається, як *δP=[0.03% + 0.03%/pf +(0.01% x kHz)/pf] Rdg + 0.03%VA Rng.*

Вхідна ємність цього приладу в залежності від вибраного типу комплектації може становити від 1пФ (ULCP Ultra Low Capacitance Probe) до 50 пФ (KinetiQ). Відповідно, похибка цього приладу на частоті в 100 кГц, та межах вимірювання 1 А та 100 В, при вимірюванні 80 Вт повної потужності при cosφ= 0,1, тобто при 8 Вт активної потужності в залежності від вхідної ємності буде: $\delta P(1pF) = (0{,}03\% + 0{,}03\% + (0{,}01\% \cdot 100)) + \frac{(0{,}03\cdot 1\text{А}\cdot 100\text{В}\cdot 100\%)}{8\text{Вт}} = 38{,}56\%$. Або $\delta P(50pF) = (0{,}03\% + 0{,}03\% \cdot 50 + (0{,}01\% \cdot 100 \cdot 50)) + \frac{(0{,}03\cdot 1\text{А}\cdot 100\text{В}\cdot 100\%)}{8\text{Вт}} = 87{,}53\%$

Похибка в тому ж режимі при вимірюванні 40 Вт повної потужності при cosφ= 0,1, тобто при 4Вт активної потужності в залежності від вхідної ємності буде $\delta P(1pF) = (0{,}03\% + 0{,}03\% + (0{,}01\% \cdot 100)) + \frac{(0{,}03\cdot 1\text{А}\cdot 100\text{В}\cdot 100\%)}{4\text{Вт}} = 76{,}06\%$. Або $\delta P(50pF) = (0{,}03\% + 0{,}03\% \cdot 50 + (0{,}01\% \cdot 100 \cdot 50)) + \frac{(0{,}03\cdot 1\text{А}\cdot 100\text{В}\cdot 100\%)}{4\text{Вт}} = 126{,}53\%$. Використання цього приладу є неприйнятним для вимірювання потужності в малокосинусних режимах на частотах вищих за 100 кГц.

Іншим прикладом аналізатора потужності є точні вимірювачі потужності **ряду LMG ZES ZIMMER -** LMG610, і LMG500 для точних вимірювань. Ряд LMG став синонімом точного і розширеного вимірювання електричної потужності (рис. 1.23) [33], [34], з частотним діапазоном до 10 Мгц

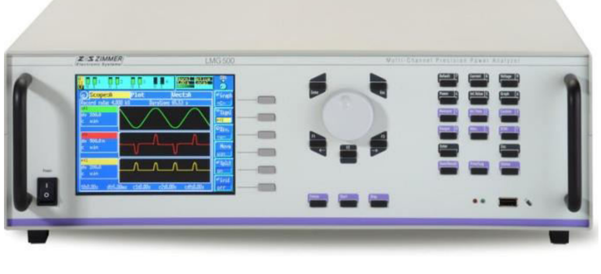


Рисунок 1.23 – Аналізатора потужності LMG500 (зліва) та LMG610

Похибка вимірювання потужності LMG500 в діапазоні частот 100-500кГц та в діапазоні частот 1-3МГц в залежності від виміряного значення та від вибраного діапазону визначається, як *δP(100-500)=0.8 % of measuring value+ 1.0 % of measuring range* та *δP(1-3)= f/1MHz*3.2% of measuring value + f/1MHz*2.5% of measuring range.*

Відповідно, похибка цього приладу на частоті в 100 кГц, та межах вимірювання 1,2 А та 130 В, при вимірюванні 80 Вт (1 А, 80 В) повної потужності при cosφ= 0,1, тобто при 8 Вт активної потужності буде: $\delta P(100\text{кГц}) = (0{,}8\%) + \frac{(0{,}01\cdot 1.2\text{А}\cdot 130\text{В}\cdot 100\%)}{8\text{Вт}} = 20{,}3\%$. Або $\delta P(1\text{МГц}) = (3{,}2\%) + \frac{(0{,}025\cdot 1.2\text{А}\cdot 130\text{В}\cdot 100\%)}{8\text{Вт}} = 51{,}95\%$

Як показано в розділі (2.1.3 Аналіз похибок ватметра прохідної потужності) додаткова фазова складова похибки ватметра LMG500 на частоті 100 кГц становить 1,88 % , а на частоті 1 МГц – 18,8 %. Використання цього приладу призведе до надмірних похибок при вимірюванні потужності в малокосинусних режимах на частотах вищих за 100 кГц.

Ще одними представникам аналізаторів потужності є аналізатори компанії Yokogawa **WT3000** з похибкою смугою пропускання від постійного струму до 1 МГц, та **PX8000** (рис. 1.24) з смугою пропускання від постійного струму до 20 МГц [35].

Рисунок 1.24 – Вигляд аналізатора WT3000 (зліва) та PX8000

Похибка вимірювання потужності WT3000 в діапазоні частот 100 кГц < f ≤ 500 кГц та в діапазоні частот 500 кГц < f ≤ 1 МГц в залежності від виміряного значення та від вибраного діапазону визначається, як *δP(100-500)= 0.012 × f(кГц)%*

of reading + 1% of range, та *δP(500-1000) =(0.048 × f (кГц)– 19)% of reading + 2% of range*

Відповідно, похибка цього приладу на частоті в 100 кГц, та межах вимірювання 1 А та 100 В, при вимірюванні 80 Вт (1 А, 80 В) повної потужності при cosφ= 0,1, тобто при 8Вт активної потужності буде: $\delta P(100\text{кГц}) = (0.012\,\% \cdot 100) + \frac{(0{,}01\cdot 1\text{А}\cdot 100\text{В}\cdot 100\%)}{8\text{Вт}} = 13{,}7\%$. Або $\delta P(1\text{МГц}) = \left(0.048\,\% \cdot (1000 - 19)\right) + \frac{(0{,}02\cdot 1\text{А}\cdot 100\text{В}\cdot 100\%)}{8\text{Вт}} = 72{,}088\%$

Як видно з наведених даних використання цього приладу призведе до надмірних похибок на високих гармонічних складових при вимірюванні потужності в малокосинусних режимах на частотах вищих за 100 кГц.

NORMA D6000 – це широкосмуговий аналізатор електричної потужності (рис. 1.25) [36]. Смуга частот від постійного струму до 1 Мгц;

Рисунок 1.25 – Вигляд аналізатора потужності NORMA D 6000

У NORMA D6000 для коефіцієнта потужності 0,1 максимальна частота вимірювання становить 10кГц, вимірювання потужності в малокосинусних режимах на вищих частотах буде призводити до надмірних похибок.

Power **Analizer 3390-10** та **PW3336** зображені на рисунку 1.26 [37]**.** В аналізаторах фірми HIOKI висока точність вимірювання зберігається при перемиканні з одного режиму вимірювання на інший на всьому діапазоні.

Похибка вимірювання потужності Yokogawa WT3000 в діапазоні частот 100 кГц < f ≤ 150 кГц в залежності від вибраного діапазону визначається, як *δP(100-150)= ±20% full scale*

Відповідно, похибка цього приладу на частоті в 100 кГц, та межах вимірювання 1 А та 100 В, при вимірюванні 80 Вт (1 А, 80 В) повної потужності при

cosφ = 0,1, тобто при 8 Вт активної потужності буде:

$$\delta P(100\text{кГц}) = \frac{(0{,}2\cdot 1\text{А}\cdot 100\text{В}\cdot 100\%)}{8\text{Вт}} = 250\%$$

Рисунок 1.26 – Зовнішній вигляд аналізатора потужності 3390-10 (зліва) та PW3336.

Як видно з формули використання цього приладу при вимірюванні потужності в малокосинусних режимах на частотах вищих за 100кГц призводить до значного спотворення результату.

В Таблиці 1.1 приведені порівняльні характеристики вимірювачів потужності.

Окремо треба відзначити розробки фірми Tektronix в області двохканального вимірювання потужності в імпульсних перетворювачах за допомогою високоточного осцилографа і спеціального програмного забезпечення, що дозволяє зменшити фазові похибки вимірювальних каналів, ці розробки є перспективними та вартість вимірювальної системи значно зростає.

Отже, на наш час, існують багато аналізаторів потужності, які забезпечують похибки вимірювання потужності починаючи з 0,1 до 0,01%. Дивлячись на порівняльні таблиці 1.1 можна зробити висновки, що похибка аналізаторів потужності в стандартних режимах досить мала, а при вимірюваннях основними є похибки вимірювальних щупів та датчиків струму. Отже, їх точність передачі даних до вимірювального пристрою є надзвичайно важливою.

Варто зазначити, що в усіх представлених аналізаторах потужності виникають великі похибки, що можуть перевищувати 100%, при вимірюванні на

високих частотах та при малому коефіцієнті потужності, що значно зменшує можливості їх використання, у зв'язку з чим, виникає необхідність розробки такої схеми ватметра, яка б дозволяла мінімізувати похибки у відповідних режимах.

Таблиця 1.1

Порівняльна таблиця вимірювачів потужності

Тип приладу	Напруга	Струм	Діапазон часто	Мін.похибка вимірювання потужності
LMG 610	3мВ – 1000В	500мкА – 32А	DC – 10Мгц	0.015%
PPA 1500 ZES Zimmer	1мВ – 3В Максимальна вхідна 3000Впік	100мА пік – 300Апік (20 А скз)	10мГц-1Мгц	0,01%
PPA 5500 ZES Zimmer	300мкВ – 3В Максимальна вхідна 3000Впік	100мА пік – 300Апік (20 А скз)	10мГц-2Мгц	0,03%
WT3000 Yokogawa	15 - 1000В при коефіцієнті амплітуди 3	5мА-2А при коефіцієнті амплітуди 3	0,1Гц-1Мгц	0,02%
Fluke 430(435)	1 - 1000В	0 – 20 КА	6Гц – 2,1кГц	1%
N1911A, N1912A Agilent Technologies	60В	< 100мкА	50 Мгц	0,4%
Norma D 6000 LEM	±10.5В	2мА	0 - 1МГц	0,1%
Power Analizer 3390-10 HIOKI	15 – 1500 В	400 мА – 500 А	0 – 150 кГц	0,1%
Ватметри малокосинусні Д5092, Д5093, Д5094, Д5095	Діапазони: 30В, 75В, 150В, 300В, 450В, 600В	Діапазони: 0,25А, 0,5А, 1А, 2,5А, 5А, 10А	45-500Гц	0,1%

1.2.4 Перетворювачі напруги

Основним інструментом окрім внутрішнього подільника для вимірювання напруги у вимірювальному каналі ватметра по напрузі або у двохканального вимірювання потужності за допомогою високоточного осцилографа є вимірювальний щуп.

Для різних сфер застосування створенні різні типи вимірювальних щупів. Але усі вони розподілені на основних категорії: активні та пасивні щупи.

Пасивні щупи містять низькоомний резисторний подільний та компенсувальний високо-резистивний, пасивний подільник. Останній тип включає високовольтні щупи.

Активні щупи поділяються на дві основні категорії: щупи на польових транзисторах та не-польових(біполярних). Окремий випадок активних щупів є диференційні щупи.

Кожен із щупів має невід'ємні резистивні, індуктивні та ємнісні навантаження, які не можуть бути повністю усунені. Резистивні навантаження впливають на напругу, ємнісні – на синхронізацію, часові константи, а індуктивні – спотворюють сигнали.

Для того, щоб підібрати потрібний щуп, необхідно вирішити які параметри: часова затримка чи сигнал напруги, є більш важливими. Також необхідно мати уявлення про еквівалентну схему пристрою, що тестується. І звичайно, потрібно володіти знаннями про очікуваний сигнал, особливо, його час встановлення та спектральний склад, що є важливим для розуміння можливого впливу резистивного, ємнісного та індуктивного навантаження. Ці знання, разом дають змогу отримати найбільш точні результати вимірювань.

1.2.5 Перетворювачі струму

Зазвичай розробники аналізаторів потужності, осцилографів, також виготовляють перетворювачі струму типу кліщі, які можливо використовувати окремо, або як доповнення до вимірювального пристрою.

Датчики струму компанії ZES Zimmer LMG – Z406/Z407. Зовнішній вигляд якого показаний на рисунку 1.27 [33]. Він має високу базову точність 0,2%, що базується на таких параметрах, як форма струму та температура навколишнього середовища (ном. 23^0). Основні характеристики : номінальний вхідний струм - 40A; макс. Trms значення - 80A; діапазон вимірювання - 120A пік; макс.вх. значення, перевантажувальна здатність - 500A для 1с; смуга пропускання - 5Гц до 50кГц.

Рисунок 1.27 – Зовнішній вигляд LMG – Z406/Z407

Датчики струмів компанії **LEM серії LA 25-200-P** та **LA 100-P** (рис. 1.28) [38]. Датчики цієї серії характеризуються високою точністю, малим температурним дрейфом, високою стійкістю до зовнішніх впливів.

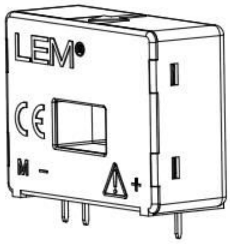


Рисунок 1.28– Зовнішній вигляд датчика струму LA 100-P

Розглянемо датчик струму **SAA200 фірми TDK** (рис. 1.29) [39]. Перевагами даного вимірювача SAA-200 є те, що для досягнення високої точності вимірювання був використаний пропорційний та метод магнітного балансу. TDK, у своїх датчиках струму застосовує останній метод. В м’якомагнітному матеріалі робиться отвір, де розміщується датчик Холлу. Магнітний потік B1, що проходить через елемент датчика Холла, зростає або ж спадає зі зміною вимірювального струму. Вихід датчика Холла з’єднаний із операційним підсилювачем, який в свою чергу з’єднаний до кола зворотнього зв’язку, через яке проходить магнітний потік B2. Зворотній зв'язок потрібен для забезпечення рівності B1 та B2.

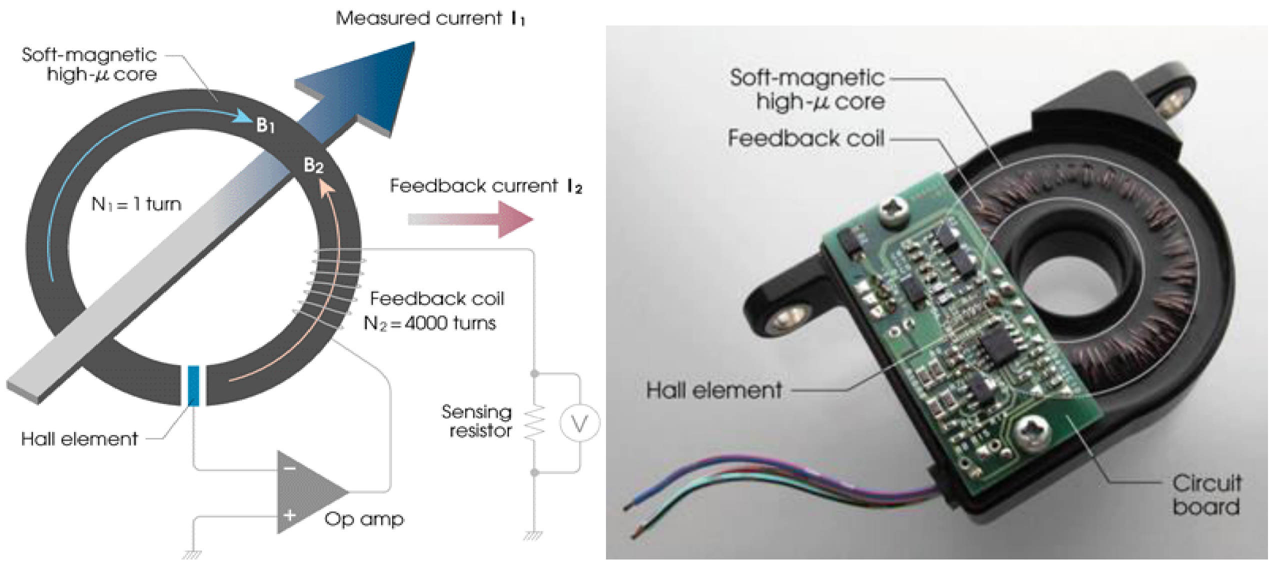


Рисунок 1.29 – Схема вимірювання струму (зліва) та вигляд без передньої кришки перетворювача струму SAA-200 на основі датчика Холла, де: I_1(A) – величина вимірювального струму; N_1(витки) – кількість витків на шляху струму; I_2(A) – величина струму, що проходить через коло зворотнього звязку;N_2(витки) – кількість витків у колі зворотнього зв'язку; За законом рівності Ампера: $I_1 \times N_1 = N_2 \times I_2$. Якщо I_1 =200A, N_1 = 1виток, N_2 =4000 витків, то маємо $200 \times 1 = I_2 \times 4000 = 200$(AT) і отримаємо, що I_2=0.05(A). Це означає, що 0,05 A струму зворотного зв'язку тече через детекторний резистор, отже вимірювальний струм може бути вірно визначений через вимір напруги на обох кінцях резистору.

1.2.6 Шунти

Ще одними із найпоширеніших пристроїв для вимірювання струмів є шунти (рис. 1.30). Як було визначено раніше вимірювання мають проходити на всьому діапазоні часто, тобто починаючи з постійного до змінного струму. Розглянемо найбільш високоточні.

Рисунок 1.30 - Зовнішній вигляд шунта **500 A, 75 mV**, 0,5 ГОСТ 8042 61, Б 75 ШСМ

A40B – це високоточні шунти фірми **Fluke**. Вони мають низький коєфіцієнт потужності та індуктивність, висока швидкість вимірювання.

L95-SH 100 – шунти фірми **ZES Zimmer** можуть використовуватися як з аналізаторами потужності даної фірми, так і з іншими вимірювачами. Максимальне розсіювання за потужністю складає 1 Вт для низькоомних шунтів та 0,5 Вт для шунтів номіналом 2 –1000 Ом. Має широкий діапазон вимірювання.

Шунти серії **CS50** фірми **OHM-Labs** [40] призначені для високоточних вимірювань. Вони забезпечують відмінну довготривалу стабільність та дуже малі температурні коефіцієнти(менше 5 ppm/°).

Шунти фірми **GuildLine Instruments серії 7350** (рис. 1.31) [41] мають високу точність та стабільність. Не мають індуктивних елементів, мають малий реактивний опір. Для широкого робочого діапазону ця серія шунтів забезпечує розсіювальну здатність до 10 Вт та максимальний струм до 25 А.

Рисунок 1.31 – Зовнішній вигляд шунтів фірми GuildLine Instruments серії 7350

Шунти з геометрією типу «клітка» фірми Fluke серії **A40B** Precision DC and AC Current Shunts представлені на рисунок 1.32.

Шунти A40B демонструють виняткову омічну стійкість, мають низький коефіцієнт саморозігріву, низький температурний коефіцієнт і дуже пологу частотну характеристику до 100 кГц. Шунти дозволяють безпосереднє вимірювання від постійного струму до 100 кГц.

Для більшої наочності характеристики приведених прикладів перетворювачів струму наведені в порівняльній таблиці 1.2.

Рисунок 1.32–Зовнішній вигляд шунтів фірми Fluke серії A40B

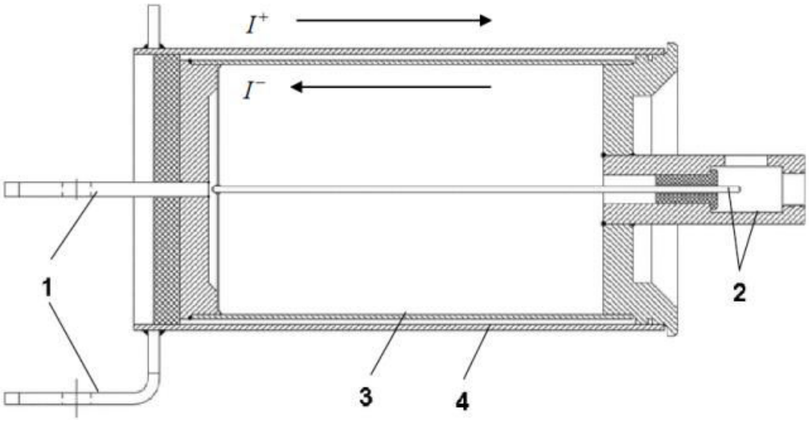
Таблиця 1.2

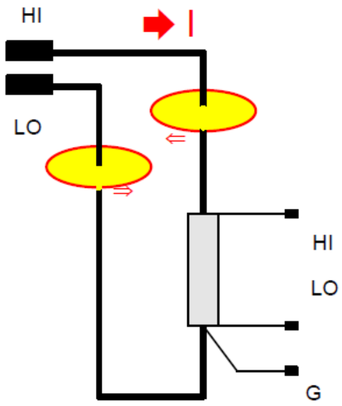
Порівняльна таблиця перетворювачів струму

Датчик	Мін. частота	Макс. частота	Точн.	Макс. струм	Тип датчика
LMG Z 406/-407	5Гц	50кГц	0,2%	40А	кліщі
Agilent 1144A	DC	800 МГц	0,4%	40А	кліщі
L45 Z10/-Z11	2Гц	40кГц	0,15%	1000А	Трансформатор
LA 55-P LEM	DC	200 кГц	0,65%	70А	Трансформатор
L50-Z29-Hall1000	DC	150кГц	0,4%	1000А	з еф.Холла
L95-SHx	DC	100кГц	0,15%	мкА-1А	Шунти
CS1000 ABB	DC	100кГц	0,5%	1000А	з еф.Холла
CLN25(FWBell)	DC	150кГц	0,5%	25А	-‖-
CLN300(FWBell)	DC	100кГц	0,5%	300А	-‖-
CLSM -1000B	DC	100кГц	0,5%	100А	-‖-
NT – 25	DC	100кГц	<0,3%	75А	-‖-
NT - 50	DC	100кГц	<0,3%	150А	-‖-
LA 100-P	DC	200кГц	0,45%	100А	-‖-
LA 1500-T/SP48	DC	100кГц	0,2%	1500А	-‖-
A40B	DC	100кГц	0,035%	100А	Шунт
HIOKI 9709	DC	100кГц	0,06%	500А	
GUILDLINE INSTRUMENTS 7350 Series	DC	100кГц	0,01%	25А	Шунт
OHM-Labs CS50	DC	20 кГц	0,01%	50А	Шунт

Коаксіальні або тріаксіальні шунти

Для розширення частотного діапазону доцільно використовувати коаксіальні або тріаксіальні шунти, які мають найкращі технічні показники на сьогодні. Конструкція коаксіального шунта приведена на рис. 1.33, а. Триаксіальний шунт, схематично показано на рис. 1.33, б, реалізується на базі GUARD технології, що дозволяє досягти високого значення придушення синфазної складової CMR, в ньому клеми для струму та потенціалів рознесені (принцип Кельвіна), а високий потенціал HI, низький потенціал LO та заземлення G під'єднанні безпосередньо через триаксіальний роз'єм до каналу вимірювання струму аналізатора потужності.





а б

Рисунок 1.33 – а- конструкція коаксіального шунта, де 1 - струмові виводи; 2 - потенціальні виводи; 3 - циліндр з манганіну; 4 - мідний циліндр; б- триаксіальний шунт.

Резистивний елемент шунта має форму труби, що забезпечує більшу поверхню, що разом зі спеціальним матеріалом забезпечує коефіцієнт навантаження менше ніж $1{,}5\cdot10^{-6}$ (%/A^2). Шунти приєднанні напряму до вимірювального каналу мають діапазон значень від 3 мА до100 А, зовнішні шунти розміщуються біля тестового об'єкта і мають діапазон значень від 100 А до 1400 А.

Коаксіальні шунти з геометрією типу «клітка»

Коаксіальні шунти з геометрією типу «клітка» спеціально розроблені для забезпечення низької індуктивності [42]. Основними компонентами коаксіальних шунтів є друковані плати (PCB) і прецизійні резистивні елементи. Конструкцію

забезпечує кілька паралельних струмових доріжок (стійок), кожен з яких оснащений власним резистивним елементом. Кожен струмовий шлях через стійки є симетричним, щоб мінімізувати взаємну індуктивність. Резистивні елементи складаються з 1 до 8 дискретних високоточних об'ємних фольгових резисторів на стійці в залежності від номінального струму шунта.

Відокремлені стійки друкованих плат, зібрані в циліндричній конструкції для зменшення впливу зовнішніх магнітних полів, утворюють шлях для струму через шунт. На рисунку 1.34 показано шлях струму через один з елементів стійки / резистора.

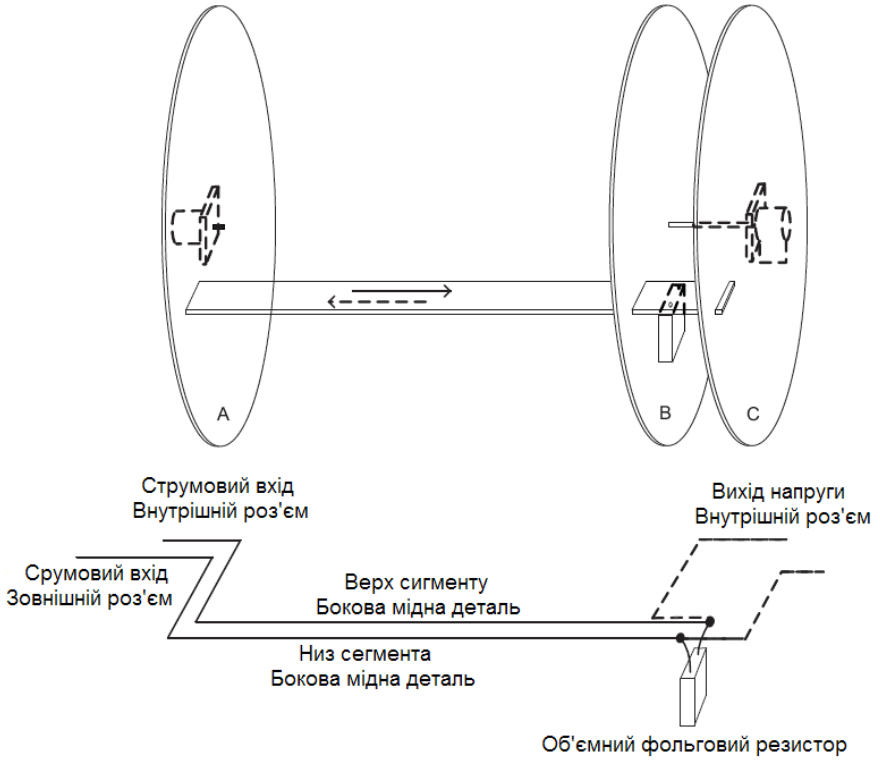


Рисунок 1.34 - Струмовий коаксіальний шунт з геометрією типу «клітка» - спрощена електрична схема

Обидві сторони друкованої плати, позначеної А на рисунку 1.34, фольговані міддю. Друковані плати В і С є односторонніми. Струм протікає в шунт через вхідний роз'єм по одній стороні друкованої плати А уздовж одного боку стійок до резистора. Повернення струму здійснюється через резистор, вздовж іншої сторони стійок, і через кінець друкованої плати на вхідний роз'єм. Напруга на резисторі

переноситься стійкою до кінця подвійний друкованої плати (В і С на рисунку 1.34) і у вихідний роз’єм.

Паралельні шляхи струму, що забезпечуються стійками і кінцями друкованої плати, зводять до мінімуму взаємну індуктивність. Використання одразу декількох об'ємних фольгових резисторів зменшує скін-ефект в резистивному елементі і забезпечує відмінну стабільність.

Шунти в корпусі для малих струмів

Струмові шунти в корпусі до 1 мА мають простішу електричну конструкцію, ніж коаксіальні версії. Індуктивність і саморозігрів становлять меншу проблему, тому резистивні елементи можуть бути закриті для зменшення зовнішніх впливів. До складу струмового шунта на 1 мА можуть входити підсилювач з живленням від батареї, щоб відокремити опір шунта від впливу ефектів навантаження.

Шунти для вимірювань на 10 А та до 1 МГц:

Найскладнішим для вимірювання є діапазон в якому великі рівні струму поєднуються з високими частотами. За багато років різні національні інститути метрології (NMI) розробили власні шунти на основі різних структур та технологій. [43], [44]

Шунти на основі геометрії "клітки"засновані на наборі вивідних резисторів, які встановлюються через друковані плати та складені у формі збірки з геометрією типу "клітка". Ця геометрія створює низьку індуктивність що веде до невеликої фазової похибки. Для 10 А шунта фазовий кут менше 100 мкРд при 100 кГц і температурний коефіцієнт (ТК) менше ніж 2 ppm/°C.

Фольговані шунтові стандарти створюються об’єнанням 3 циліндрів з латуні, міді та манганіну з товщиною до 20 мкм, що створюють резистивну частину шунта. На 100 kHz різниця між постійним опором і змінним менше 200 ppm і ТК менше ніж 8 ppm / ° C.

Шунт на основі резисторів MELF що (рис 1.35), для якого відмінність на постійному і змінному струмі на частотах від 10 Гц до 100 кГц розрахована з невизначеностями менш ± 9 мкА / А у діапазон струму 30 мА-10 А. Для шунтів 5 А змінного струму різниця менше, ніж 20 ppm при 100 кГц. Ці шунти демонструють

варіації квадратичного імпедансу що перевищує 100 кГц, що веде до різниці ac-dc значно вище 100 ppm на частоті 1 МГц.

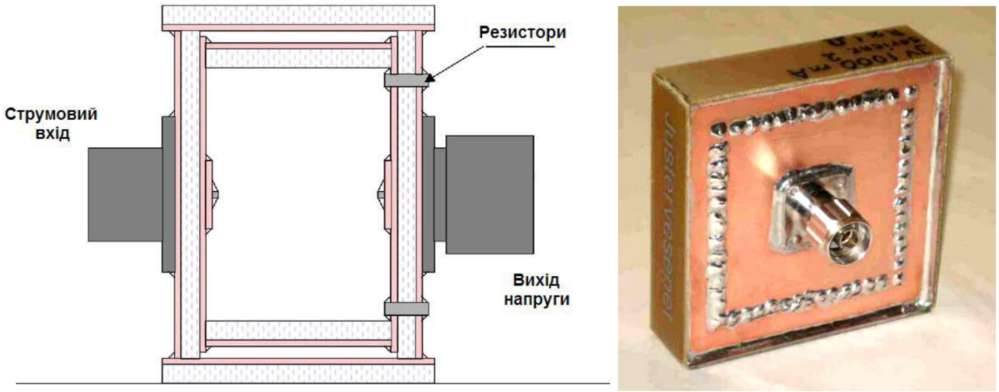


Рисунок 1.35 – Загальний вид шунта на основі резисторів MELF.

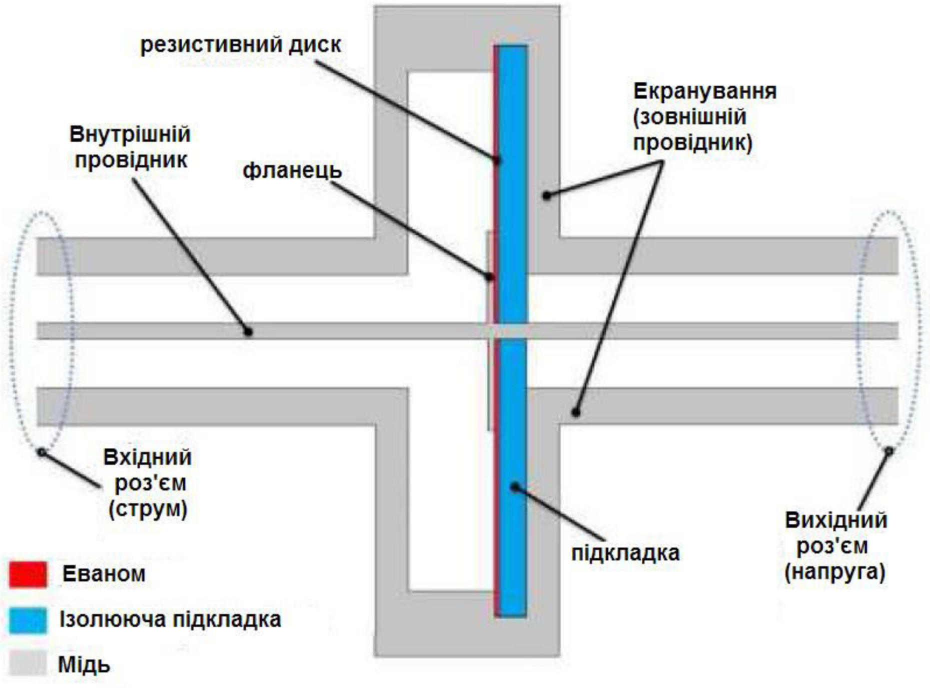


Рисунок 1.36 – Структура шунта з диском для 10 А на частотах до 1 МГц.

Ще один струмовий шунт для високочастотного діапазону складається з резистивного диска і коаксіальної лінії (рисунок 1.36), що складається з внутрішнього і зовнішнього провідника (екрану). Два роз'єми N-Type приварені до внутрішнього провідника з обох боків коаксіальної лінії: перший роз'єм використовується для введення струму, а інший для вимірювання вихідної напруги. Ці з'єднувачі розташовані на тій самій осі, що і внутрішній провідник коаксіальної лінії. Електричний опір шунта одержують шляхом використання твердого

резистивного круглого диска з рівномірною товщиною і отвором в його центрі. Внутрішній провідник проходить через резистивний диск, який підключений електрично до внутрішніх і зовнішніх провідників (Рисунок 1.36). Матеріал резистивного диска, як правило, є еваномом (сплав міді). Резистивний шар (товщина 5 мкм) розміщується на ізоляційній підкладці (товщиною 3 мм). Можливе використання різного діелектрика: макор(ε_r = 5,7), нітрид бору (ε_r = 4.3) і шапал (ε_r = 7.3).

В таблиці 1.3 наведені порівняння зміни опору різних конструкцій шунтів які використовуються на 10 А на високих частотах

Таблиця 1.3

Порівняльна таблиця зміни опору різних конструкцій шунтів

	100 кГц	1 МГц
Шунт "структура клітка"	62 мкОм/Ом	-
Шунт "Резистивна фольга"	37 мкОм/Ом	-
Шунт з MELF резисторів	2 мкОм/Ом	-
Шунт з диском	0,2 мкОм/Ом	25 мкОм/Ом

1.2.7 Калібрування шунтів

Основною похибкою ватметра на частотах до 1 МГц є похибка низькоомного шунта. Це гостро ставить питання визначення характеристик шунта і відповідно його калібрування. Розглянемо сучасні методи калібрування шунтів.

Широкосмугові датчики струму можуть бути відкалібровані відносно стандарту струмового шунта, для якого імпеданс $Z_{шунт}$ повинен бути відомим для амплітуди і фази в залежності від частоти [44]. Частотна зміна опору $Z_{шунт}$ шунта може бути охарактеризована як:

1) Частотна зміна величини імпедансу в порівнянні з його величиною на постійному струмі (ac-dc різниця δ), як правило визначається як:

$$\delta = \frac{|Z_{шунт}| - R_{DC}}{R_{DC}}, \qquad (1.2.16)$$

де R_{DC} - це опір шунта на постійному струмі.

2) Фазовий кут імпедансу поточного шунта визначається як:

$$\varphi = arctan\left(\frac{J[Z_{\text{шунт}}]}{R[Z_{\text{шунт}}]}\right), \qquad (1.2.17)$$

Де $J[Z_{\text{шунт}}]$ - уявна частина опору шунта, а $R[Z_{\text{шунт}}]$ - реальна частина опору шунта.

1.2.7.1 Метод порівняння

Один з нових методів визначення похибки фазового кута струмових шунтів представлений на рисунку 1.37. Перед початком вимірювання один канал калібрується калібратором, а потім різниця між каналами вимірюється шляхом підключення однакової напруги до всіх каналів[45]. Відносний фазовий зсув між шунтами в наборі вимірюється шляхом порівняння. Для визначення абсолютної похибки фазового кута шунта необхідний еталонний шунт з відомими похибками фазового кута.

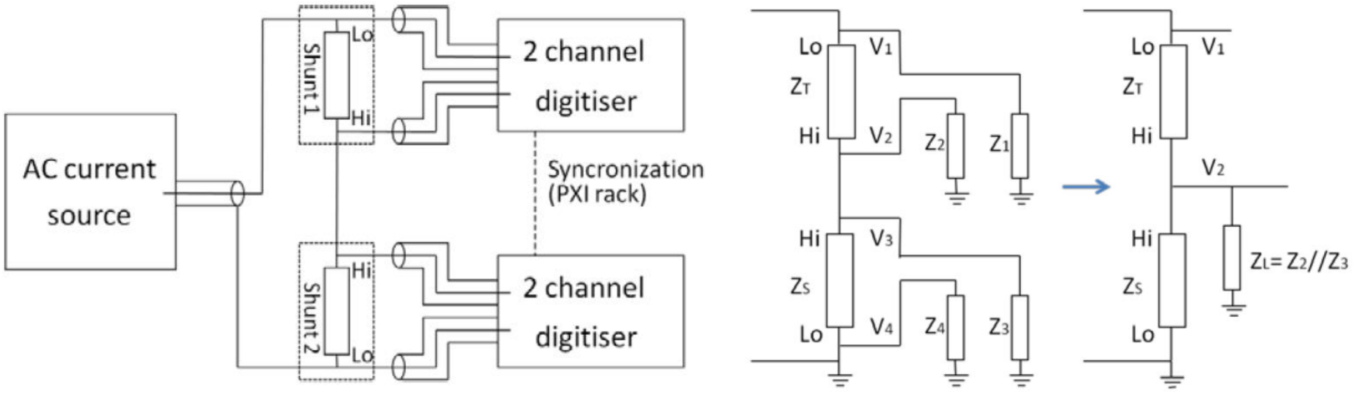


Рисунок 1.37 - Система вимірювання для порівняння струмів шунтів та схематичне зображення вимірювальної системи

Поточна система вимірювання для струмового шунта складається з джерела змінного струму, струмового Т-конектора та двох двоканальних цифрових вольтметрів із частотою дискретизації до 15 МГц. Два поточних шунти, що підлягають порівнянню, сполучаються послідовно з використанням струмового Т - з'єднувача. Оскільки вихідний низький струм джерела підключений до “землі”,

шунт буде на "високому" потенціалі. Тоді, двоканальні цифрові вольтметри використовуються для вимірювання потенціалів високої та низької вихідної напруги відносно “землі” обох шунтів. Напруга між високим Hi і низьким Lo потенціалом розраховується для кожного шунта, а співвідношення між шунтами визначається за допомогою відповідного алгоритму.

Але співвідношення буде не точним, якщо струм втрат через вхідний імпеданс каналів цифрових вольтметрів Z2 і Z3 є значним, рис 1.37. Ця похибка може бути зменшена шляхом здійснення другого вимірювання струму через шунти, зміненого в напрямку за допомогою внутрішньо-змінного струмового Т-роз'єму. На основі спрощеної схеми праворуч на рисунку 1.37 представлені два комплексних співвідношення, A та B:

$$A = \frac{V_1' - V_2'}{V_2'} = \frac{Z_T}{Z_S || Z_L} \text{ та } B = \frac{V_1'' - V_2''}{V_2''} = \frac{Z_S}{Z_T || Z_L} \quad (1.2.18)$$

і скоректоване комплексне співвідношення D може бути розраховане як:

$$D = \frac{A+1}{B+1} = \frac{Z_T}{Z_S} \quad (1.2.19)$$

1.2.7.2 Метод з вимірюванням співвідношень комплексних опорів

Певним продовженням попереднього є метод отримання абсолютних фазових характеристик та опору на змінному струмі шунтів за вимірюванням співвідношень комплектних опорів [46]. Цей метод добре підходить для визначення фазових характеристик магазинів шунтів, де шунти мають ідентичну конструкцію.

Для цього метода використовується набір трьох коаксіальних струмових шунтів з геометрією типу «клітка», кожен з 48 резисторів яких, з'єднаний паралельно (Рис. 1.38). Три шунти ідентичні за винятком значення резисторів, Припущення полягає в тому, що три шунти мають однакову індуктивність L, змінну ємність C і змінний опір r = Rac-Rdc, де Rac є загальним опором шунта при змінному струмі, а Rdc – відкаліброваним dc значення шунтового опору. Паразитна ємність формується в основному на друкованих платах, в той час, як індуктивність це ефект створений резисторними ногами та резисторної фольги, що формує

індуктивні напівкільця над друкованими платами. Зміна опору головним чином обумовлена скін-ефектом у резисторних ніжках (рис. 1.38, збільшення), і тому не залежить від опору шунта. Оскільки резисторна фольга в корпусі резистора набагато тонша глибини скін-ефекту, впливу на зміну опору зі зміною частоти це не вносить.

Рисунок 1.38 - Три шунти, що можуть використовуватись в такому методі. Вони мають однакову структуру з різним опором. Наприклад: 0,40 Ом (2 А номінальний струм), 0,27 Ом (3 А) та 0,16 Вт (5 А) відповідно. Збільшена картинка праворуч показує індивідуальні резистори; стрілка вказує на металевий дріт ("нога резистора"), який припаяний до плати. Ці провідники вносять основний вклад в індуктивність та опір змінного струму шунтів.

Співвідношення комплексних опорів Z_1/Z_2, Z_2/Z_3 і Z_3/Z_1 шунтів 1-3 (довільна нумерація) вимірюється за допомогою цифрового імпедансного мосту, вимірювання проводяться кілька разів і усереднюються. Потім визначається співвідношення амплітуди та різниця фаз (i; j = 1..3, $\varphi_i = arg\ Zi$) як

$$A_{ij} = \left|Z_i/Z_j\right|, \qquad (1.2.20)$$

$$\varphi_{ij} = \varphi_i - \varphi_j \qquad (1.2.21)$$

Фаза φ_i коаксіального шунта постійного опору R_i з малою фазовою похибкою може бути добре апроксимована при заданій кутовій частоті ω, як

$$\varphi_{ij} = \frac{\omega L}{R_i} - \omega R_i C. \qquad (1.2.22)$$

Тоді фазові різниці будуть:

$$\begin{cases} \varphi_{12} = \omega \left[L\left(\frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_2}\right) - C(R_1 - R_2) \right] \\ \varphi_{23} = \omega \left[L\left(\frac{1}{R_2} - \frac{1}{R_3}\right) - C(R_2 - R_3) \right] \end{cases} \quad (1.2.23)$$

і відповідно для φ_{31}. Вирішення цих рівнянь для L і C дає нам

$$\omega L = \frac{R_1 R_2 R_3}{R_1 - R_3} \left(\frac{\varphi_{12}}{R_1 - R_2} - \frac{\varphi_{23}}{R_2 - R_3} \right) \quad (1.2.24)$$

$$\omega C = \frac{-1}{R_1 - R_3} \left(\frac{R_1 \varphi_{12}}{R_1 - R_2} - \frac{R_3 \varphi_{23}}{R_2 - R_3} \right) \quad (1.2.25)$$

де використовуються відкалібровані на постійного струмі значення для R1, R2 і R3. Потім повторюється розрахунок (1.2.24) та (1.2.25) за допомогою комбінації φ_{23}, φ_{31} та φ_{31}, φ_{12} відповідно, щоб отримати три різні значення з L і C, а потім беруться середні значення, щоб отримати абсолютну фазу трьох шунтів.

1.2.7.3 Метод калібрування за допомогою векторного мережевого аналізатора

Завдання по вимірюванню характеристик сучасних шунтів до 1 МГц і для рівня електричного струму вище ніж 1 А є дуже складним [47]. Наявні методи калібрування класифікують за трьома основними підходами: метод прямого порівняння, термічний метод перенесення та методом потенціометра.

Для наявних методів вимірювання відносна невизначеність (k = 2) фазового кута та різниця опору від змінного струму до 100 кГц і для поточного рівня 10 А складає 50 мкРд і 9 ppm відповідно. В даний час не існує методу, що дозволяв одночасно вимірювати різницю опору змінного та постійного струму та фазовий кут вище 1 МГц для такого високого рівня струму. Простежуваність вимірювань не дуже добре зарекомендувала себе за межами 1 МГц.

Один з методів калібрування базується на високо частотному підході, де схема узгодження імпедансу підключена до векторного мережевого аналізатора (VNA). Цей інструмент використовується для визначення параметрів розсіювання (S-parameters) вимірювання струму шунта. S-параметри, як правило, вимірюються з найнижчої доступної частоти (нижче декількох десятків кілогерців) до декількох десятків мегагерц. Вимірювання зазвичай виконуються від 9 кГц до 100 МГц

Характерний імпеданс VNA становить 50 Ом, а імпеданс шунта типово менше ніж 1 Ом для вимірювань високих рівні струмів. Через ці неузгодженості в імпедансах між пристроєм, що перевіряється і VNA, експерименти виконуються в діапазоні низької чутливості VNA, що призводить до не оптимальної точності вимірювання параметрів розсіювання. Для підвищення точності вимірювань може бути використана схема узгодження імпедансу (Рис. 1.39), що дозволяє визначати параметри шунта без впливу навантаження.

Рисунок 1.39 - Система вимірювання імпедансу струмового шунта.

Для реалізації відповідної імпедансної схеми використовуються два підходи:

- схема на основі реактивних (індуктивність і конденсаторні блоки) або резистивних компонентів;

- схема на основі трансформатора імпедансу.

Перший - може бути реалізований на реактивних або резистивних елементах (як правило, резистор 50 Ом), пов'язаних з лінією передачі. Невизначеності, пов'язані з цим підходом сильно залежать від допустимих значень дискретних компонентів, що використовуються для створення відповідного імпедансу ланцюгу.

Другий - заснований на використанні трансформатора. Узгоджений імпеданс між імпедансом джерела Zs (VNA) і імпедансом навантаження ZL (шунт) отримується через співвідношення m перетворень. Похибка відповідності схеми в основному викликана невизначеністю коефіцієнта трансформації та конденсаторів доданих у вторинну і первинну обмотку трансформатора. Невизначеність для цього методу на частоті 1 МГц для визначення різниці опору на постійному струмі і на змінному становить $4.6 \cdot 10^{-2}$ та для визначення фазового кута становить 16 мрад.

Ще один метод калібрування, що базується на високо частотному підході, де векторний мережевий аналізатор (VNA) використовується для вимірювання

параметрів розсіювання (S-параметрів) струмового шунта. S-параметри вимірюються як правило, з найнижчої доступної частоти VNA (нижче декількох десятків кілогерців) до декількох десятків мегагерц. [48] VNA калібрується, і шунт підключається до VNA де його S-матриця вимірюється на заданій частотній смузі. Система вимірювання параметрів двох-портового шунта показано на рис.1.40.

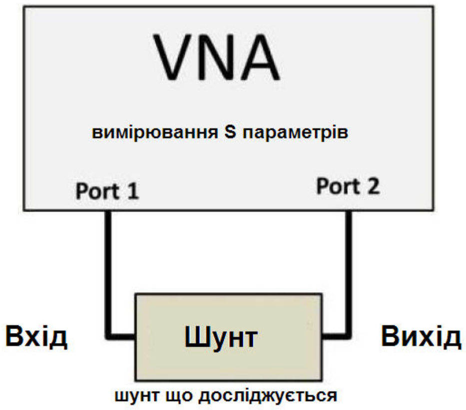


Рисунок 1.40 - Вимірювання S-параметрів коаксіального шунта змінного струму з використанням VNA

Як правило, імпеданс Zshunt двох портового стандартного шунта визначається як його імпеданс передачі Z_{21} з порту 1 (струмовий вхід) до порту 2 (вихідна напруга). Тому цей імпеданс розраховується із значень S-параметрів виміряних VNA і відповідним опором Z_0 зазвичай рівним 50 Ом:

$$Z_{21} = Z_{\text{шунт}} = Z_0 \frac{2S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}} \qquad (1.2.26)$$

Реальна частина імпедансу вимірюється на постійному струмі за допомогою каліброваного мультиметра.

Щоб покращити вимірювання VNA, здебільшого низько точні через різницю в опорі між приладом VNA (50 Ом) і стандартним шунтом (загалом менше, ніж 1 Ом) на VNA застосовується поліноміальна регресія вимірювання. Потім ці інтерполяційні значення використовуються для моделювання шунта.

Еквівалентний ланцюг шунта складається або з ланцюга RL (резистор послідовно з індуктивністю) або RC-ланцюга (резистор паралельно з конденсатором). Їх еквівалентні схеми показані на рисунку 1.41. Вибір конфігурації

еквівалентної схеми відбувається в залежності від знаку уявної частини опору шунта: наприклад, якщо уявна частина опору шунта негативна, застосовується ланцюгова модель (R, C).

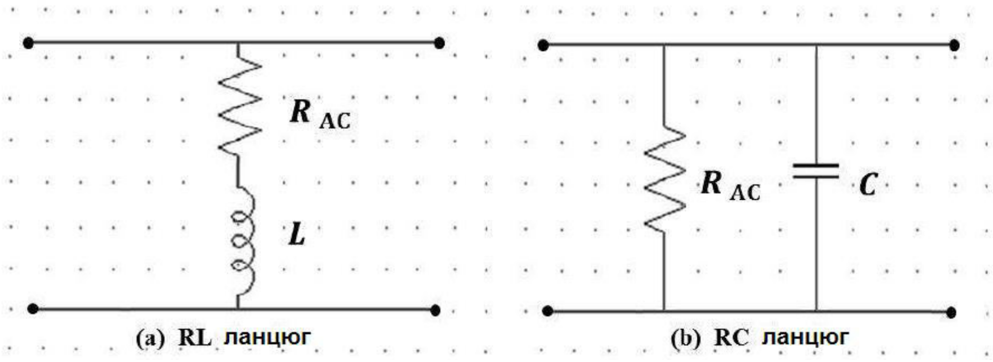


Рисунок 1.41 - Еквівалентна схема шунта, де (a) - схема RL, (b) - схема RC.

Після визначення значень електричного моделювання, реальні і уявні частини Zshunt і, нарешті, ac-dc Різниця δ і фаза φ шунта може бути легко обчислена. Zshunt у випадку (R, C) еквівалентної схеми, буде:

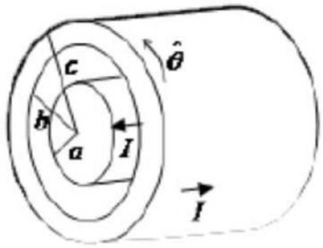
$$Z_{21} = Z_{\text{шунт}} = \frac{R_{AC} - jR_{AC}^2 C\omega}{1 + (R_{AC} C\omega)^2} \qquad (1.2.27)$$

1.2.7.4 Метод вимірюванням магнітного поля за допомогою ЯМР

Вимірювання струму високої інтенсивності можна виконувати шляхом вимірювання падіння напруги на резистивному елементі або шляхом визначення інтенсивності сформованого магнітного поля. Перший варіант є переважним для постійного струму та низьких частот. Його надійність залежить від геометрії пристрою та температури (нагрівання за ефектом Джоуля). Ефективність на високих частотах обмежується скін-ефектом. У другому випадку існує безліч індуктивних датчиків, таких як котушки Роговського (трансформатори струму) та струмові кліщі.

Альтернативний метод для визначення струму шунта використовує вимірювання магнітного поля, що створює струм який протікає через шунт в робочому режимі за допомогою ефекту ядерного магнітного резонансу (ЯМР) у потоці води пропущеної через шунт [49].

Використовується коаксіальна геометрія конструкції шунта. Ця конфігурація має такі переваги, як низька індуктивність, мінімальне зовнішнє поле і висока завадостійкість. Магнітне поле B у кільцевому просторі (a <r <b) задано, як показано на рисунку 1.42. Якщо r добре відомо, тоді абсолютне значення B достатньо для визначення струму I.



$$\vec{B} = \frac{\mu_0}{2\pi r} I \hat{\theta}$$

Рисунок 1.42 – Магнітне поле коаксіального шунта.

Коли поперечне збудження від змінного струму B_{EXC} на певній частоті діє на зонд ЯМР, вода поглинає енергію і втрачає поляризацію. У цій ситуації інтенсивність B пропорційна до частоти Лармора, і константа пропорційності є екранованим протонним гіромагнітним співвідношенням понад 2π: *Gp* =42,57638507(53) МГц/Т. Отже, простежуваність B формується від фізичних констант і від частотних стандартів.

$$B = f/G_p \tag{1.2.28}$$

Протони поглинають енергію і втрачають поляризацію на частоті Лармора, навіть якщо поле B швидко змінюється. Коли модуль B дорівнює нулю, частота Лармора також прямує до нуля, і поляризація буде легко втрачена. З цієї причини певний рівень поля постійного струму повинен бути накладеним на поле змінного струму для проведення коректних вимірювань (B_{DC}> B_{ACpeak}).

На рисунку 1.43 та 1.44 представлений шунт з ЯМР вимірюванням магнітного поля. Внутрішній провідник - це трубка Cu (Øcu = 28,0 мм) і потік води прокачується через 30 витків гнучкої ПВХ трубки (Øзовн = 3,0 мм; Øвнутр = 2,0 мм), що намотана безпосередньо на трубку Cu. Поперечне збудження забезпечується покриттям соленоїдної котушки поверх ПВХ трубки. Тут

застосовується поле зміщення B_{DC} накладене постійним струмом до змінного струму, але можливі варіанти де B_{DC} створюється тороїдальною котушкою, що містить проточні водяні лінії. Весь пристрій встановлено всередині магнітної нульової камери, щоб уникнути впливу магнітного шуму від навколишнього середовища.

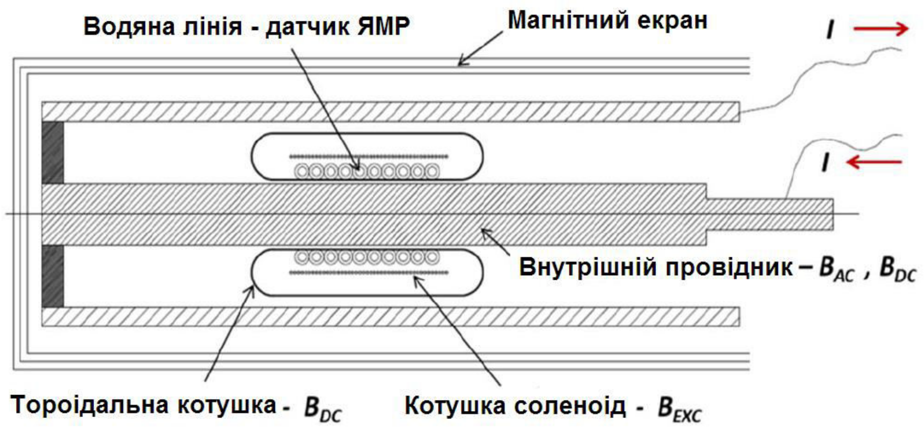


Рисунок 1.43 – Схематика перерізу шунта з ЯМР вимірюванням магнітного поля.

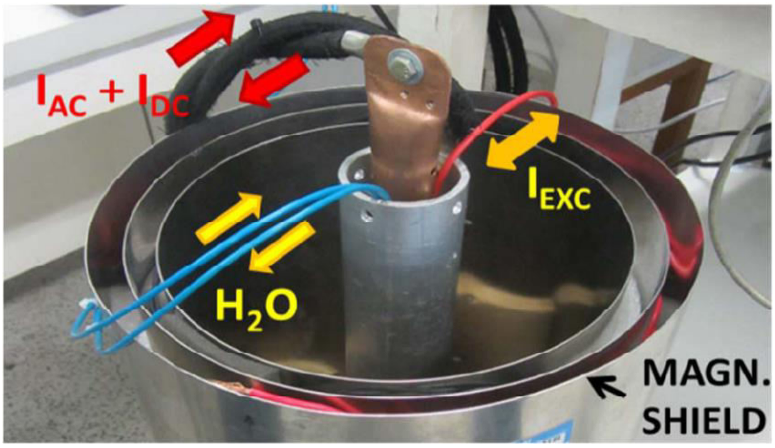


Рисунок 1.44 – Вид на «верх» коаксіального шунта з ЯМР вимірюванням магнітного поля

Магнітна поляризація (рівень поляризації) води вимірюється на половині висоти сигналу поглинання ЯМР і визначає інтенсивність B з якої визначається струм шунта. Визначення опору шунта, його фазових характеристик та форми

сигналу струму відбувається після вимірювання напруги падіння на шунті стандартними методами.

1.2.8 Калібрування систем вимірювання електричної потужності

Для контролю ватметра, що розроблюється в межах даної роботи, а також багатьох приладів, що зараз пропонують виробники ватметрів з пропускною здатністю в діапазоні декількох МГц, виникає необхідність калібрування цих інструментів. Як приклад розглянемо систему калібрування опорної потужності для частоти до 1 МГц приведеної в [50].

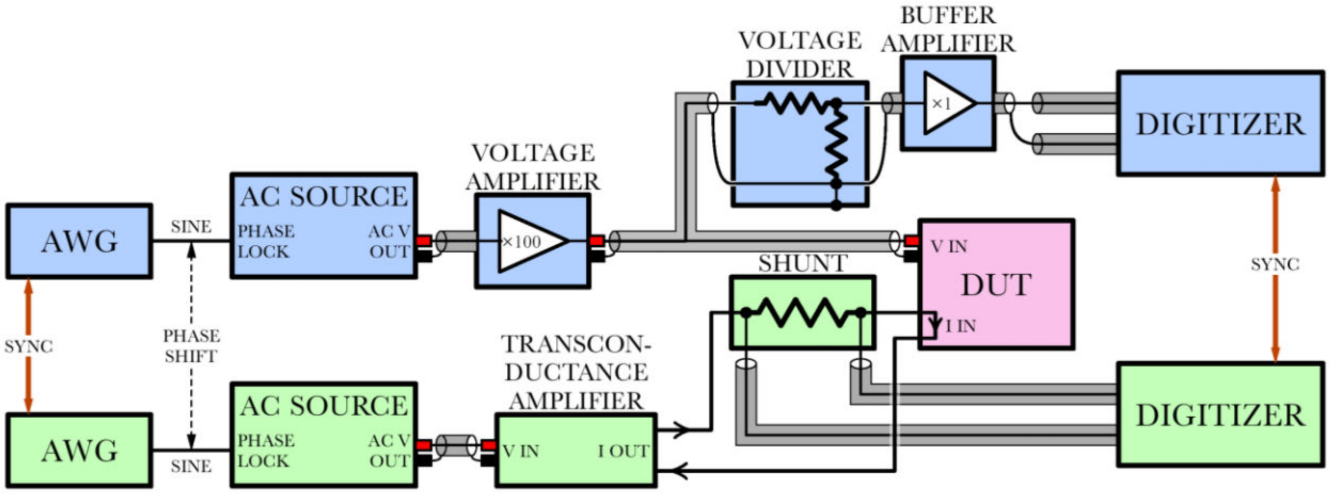


Рисунок 1.45 - Схематичне зображення компонентів системи та випробуваного пристрою (DUT).

На малюнку 1.45 ілюструються компоненти, які складають система. Кольори показують канал напруги верхній (синій), поточний канал струму знизу (зелений) і пристрій що випробовується DUT (рожевий). Фаза між сигналом струму та напругою створюється двома генераторами довільної форми сигналу AWG (National Instruments NI PXI-5421/5441), які подають сигнали синхронізованих синусоїд на вхід фазового входу джерела змінного струму AC Source (Fluke 5700A).

Джерело змінного струму для поточного каналу може виводити струм безпосередньо, або через підсилювач (Clarke-Hess 8100). Напруга шунта

вимірюється диференційно за допомогою двох двоканальних цифрових вольтметрів (National Instruments NI PXI- 5922).

Джерело змінного струму для каналу напруги виводить напругу безпосередньо або забезпечує вхідну напругу для підсилювача напруги (Fluke 5205).

Також, можна навести в приклад, державний первинний еталон одиниці електричної потужності та коефіцієнта потужності ДЕТУ 08-08-02 (рис 1.46), що працює на частотах 40-70 Гц, має наступні характеристики [51], [52]: діапазон значень електричної потужності - від 1 Вт до 6000 Вт (однофазний режим) та від 3 Вт до 18000 Вт (трифазний режим); діапазон значень коефіцієнта потужності - від мінус 1 до 1; робочий діапазон сили струму - від 0,1 А до 10 А; середній квадратичний відхил результату вимірювань електричної потужності - від $3 \cdot 10^{-6}$ до $6 \cdot 10^{-6}$, при коефіцієнті потужності 1; від $5 \cdot 10^{-6}$ до $2 \cdot 10^{-5}$, при коефіцієнті потужності ±0,5; від $5 \cdot 10^{-6}$ до $9 \cdot 10^{-6}$, при коефіцієнті потужності ±0,866.

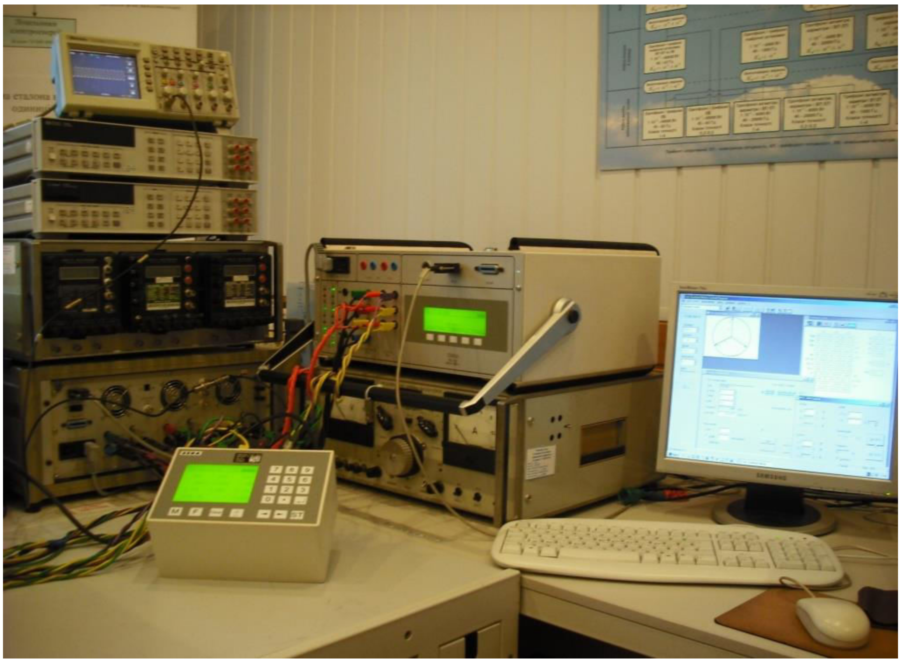


Рисунок 1.46 - Державний первинний еталон одиниць електричної потужності та коефіцієнта потужності ДЕТУ 08-08-02.

Висновки до розділу 1 та постановка завдань під час дослідження

В розділі проведено аналіз та напрямки наукових досліджень проблеми. Проаналізовано об'єкти вимірювання, зокрема індуктивні дросельні елементи і втрати в них, різноманітні види перетворювачів електроенергії та бездротові системи передачі електроенергії.

В розділі проаналізовано електричну потужність і її характеристики: миттєву, активну, реактивну і повну потужність; коефіцієнт потужності та методи його підвищення. Розглянуто основні методи вимірювання активної потужності: непрямі, прямі, трьох вольтметрів і трьох амперметрів та ін. Розглянуто основні засоби вимірювання потужності: перетворювачі напруги - подільники, щупи; перетворювачі струму – шунти, коаксіальні та тріаксіальні шунти, шунти з геометрією типу «клітка», шунти в корпусі для малих струмів, шунти для вимірювань до 10 А та до 1 МГц, кліщі, трансформатори, перетворювачі на основі ефекту Холла.

Як пристрої для вимірювання потужності втрат розглянуті аналізатори потужності, що забезпечують похибки вимірювання потужності до 0,01%. Проте при вимірюванні на високих частотах та при малому коефіцієнті потужності в них виникають великі похибки, що можуть перевищувати 100%. Однією з основних є похибки перетворювачів струму. У зв'язку з цим розглянуті методи калібрування шунтів: метод порівняння; з вимірюванням співвідношень комплексних опорів; калібрування за допомогою векторного мережевого аналізатора; вимірюванням магнітного поля за допомогою ЯМР. Описано калібрування систем вимірювання електричної потужності.

Аналіз об'єктів вимірювання вказує на необхідність розробки малокосинусного ватметра прохідної потужності. Ватметр повинен мати частотний діапазон від одиниць Гц до 10 МГц. Діапазон напруг і струмів має охоплювати межі для струму від 0.1 А до 100 А та межі для напруги від 1 В до 1000 В. Коефіцієнт потужності має бути не гіршим за 0,1. Межа основної похибки на високих частотах - не гірше 1%.

РОЗДІЛ 2
ВДОСКОНАЛЕННЯ ТА АНАЛІЗ МЕТОДІВ ВИМІРЮВАННЯ АКТИВНОЇ ПОТУЖНОСТІ

2.1 Аналіз гармонічних складових вимірювальних сигналів ватметра

За визначенням активна електрична потужність P_a на деякому навантаженні є осередненим визначеним інтегралом добутку миттєвих значень напруги *U(t)* і струму *I(t).* Напруга в дроселях перетворювачів насичена вищими гармоніками, а сумарна активна потужність є сумою активних потужностей від кожної гармонічної складової і визначається в тому числі і зсувами фаз між напругою та струмом. Тому навіть при малих значеннях вищих гармонік активна потужність від них може бути суттєвою [53].

Кількість гармонік, які слід враховувати, повинна бути такою, щоб активна потужність неврахованих гармонік була меншою від заявленої похибки з деяким обумовленим запасом [53].

З радіотехніки відомо, що завжди можна підібрати ряд гармонійних (синусоїдальних) сигналів з такими амплітудами, частотами і початковими фазами, алгебраїчна сума ординат яких у будь-який момент часу дорівнює ординаті досліджуваного не синусоїдального сигналу [54], [55].

Гармонійна складова, період якої дорівнює періоду несинусоїдального сигналу, називається першою або основною гармонікою сигналу. Решта всіх складових називається вищими гармонійними складовими. Гармоніка, частота якої в k раз більше першої гармоніки, називається k - ою гармонікою. Виділяють також середнє значення функції за період, яке називають нульовою гармонікою. У загальному випадку ряд Фур'є записують у вигляді суми нескінченного числа гармонійних складових різних частот:

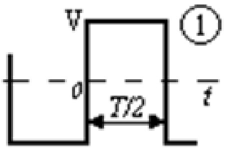
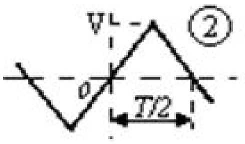
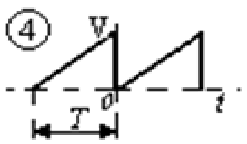
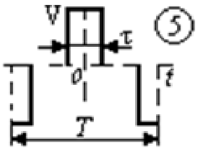
$$u(t) = U_0 + \sum_{k=1}^{\infty} U_{m_k} sin(k\omega t + \Psi_k), \qquad (2.1.1)$$

де k - номер гармоніки; $\omega_k=k\omega$- кутова частота k - ої гармоніки; $\omega_1=\omega=2\pi/T$ - кутова частота першої гармоніки; U_0 - нульова гармоніка, Ψ_k фазовий зсув k - ої гармоніки

У таблиці 2.1 приведені розкладання деяких форм періодичних сигналів, де початок системи координат вибрані так, як це вказано на малюнках зліва; при зміні початку відліку часу t змінюватимуться початкові фази гармонік, амплітуди гармонік при цьому залишаться такими ж.

Таблиця 2.1

Розкладання в ряд Фур'є періодичних функцій

Графік $f(t)$	Ряд Фур'є функції $f(t)$	Примітки
	$f(t)=\frac{4V}{\pi}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{sink\omega t}{k}$	k=1,3,5,…; $\omega=2\pi/T$
	$f(t)=\frac{8V}{\pi^2}\sum_{k=1}^{\infty}(-1)^{\frac{k-1}{2}}\frac{sink\omega t}{k^2}$	k=1,3,5,…; $\omega=2\pi/T$
	$f(t)=\frac{4V}{\omega\tau\pi}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{sink\omega\tau}{k^2}sink\omega t$	k=1,3,5,…; $\omega=2\pi/T$
	$f(t)=\frac{V}{2}-\frac{V}{\pi}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{1}{k}sink\omega t$	k=1,2,3,4,5…; $\omega=2\pi/T$
	$f(t)=\frac{4V}{\pi}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{1}{k}sin\frac{k\omega\tau}{2}cosk\omega t$	k=1,3,5,…; $\omega=2\pi/T$

Розрахуємо потужність для несинусоїдальної напруги і струму.

Наприклад, приймемо що напруга має форму меандру, а струм – симетричну пилкоподібну форму. Їх гармонічний склад буде таким [56]: форма напруги

математично описується виразом (2.1.2), а форма струму виразом (2.1.3). Кожна гармоніка цих несинусоїдальних сигналів має свій фазовий зсув φ

$$U(t) = \frac{4U}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin((2k-1)\omega t + \varphi_k)}{(2k-1)}, \tag{2.1.2}$$

$$I(t) = \frac{8I}{\pi^2} \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^{\frac{k-1}{2}} \frac{\sin((2k-1)\omega t + \varphi_k)}{(2k-1)^2}, \tag{2.1.3}$$

де k=1,2,3,…; $\omega=2\pi/T$; φ_k – фазовий зсув k - ої гармоніки.

Вираз потужності матиме вигляд:

$$P = \frac{1}{T}\int_0^T \left(\frac{4U}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin((2k-1)\omega t + \varphi_k)}{(2k-1)} \right) \cdot \left(\frac{8I}{\pi^2} \sum_{i=1}^{\infty} (-1)^{\frac{i-1}{2}} \frac{\sin((2i-1)\omega t + \varphi_i)}{(2i-1)^2} \right) dt, \tag{2.1.4}$$

Формулу (2.1.4) приведемо до наступного вигляду:

$$\begin{aligned} P = \frac{32UI}{T\pi^3} \int_0^T & \left(\sin(\omega t + \varphi_{U1}) + \frac{\sin(3\omega t + \varphi_{U2})}{3} + \frac{\sin(5\omega t + \varphi_{U3})}{5} + \ldots \right) \times \\ & \times \left(\sin(\omega t + \varphi_{I1}) - \frac{\sin(3\omega t + \varphi_{I2})}{3^2} + \frac{\sin(5\omega t + \varphi_{I3})}{5^2} - \ldots \right) dt \end{aligned}, \tag{2.1.5}$$

Перемноживши по черзі члени в (2.1.5):

$$P = \frac{32UI}{T\pi^3} \int_0^T \begin{pmatrix} \sin(\omega t + \varphi_{U1}) \cdot \sin(\omega t + \varphi_{I1}) - \sin(\omega t + \varphi_{U1}) \cdot \frac{\sin(3\omega t + \varphi_{I2})}{3^2} + \sin(\omega t + \varphi_{U1}) \cdot \frac{\sin(5\omega t + \varphi_{I3})}{5^2} - \ldots. + \\ + \frac{\sin(3\omega t + \varphi_{U2})}{3} \cdot \sin(\omega t + \varphi_{I1}) - \frac{\sin(3\omega t + \varphi_{U2})}{3} \cdot \frac{\sin(3\omega t + \varphi_{I2})}{3^2} + \frac{\sin(3\omega t + \varphi_{U2})}{3} \cdot \frac{\sin(5\omega t + \varphi_{I3})}{5^2} - \ldots + \\ + \frac{\sin(5\omega t + \varphi_{U3})}{5} \cdot \sin(\omega t + \varphi_{I1}) - \frac{\sin(5\omega t + \varphi_{U3})}{5} \cdot \frac{\sin(3\omega t + \varphi_{I2})}{3^2} + \frac{\sin(5\omega t + \varphi_{U3})}{5} \cdot \frac{\sin(5\omega t + \varphi_{I3})}{5^2} - \ldots \end{pmatrix} dt, \tag{2.1.6}$$

або

$$\begin{aligned} P = \frac{32UI}{T\pi^3} \int_0^T & ((\cos(\Delta\varphi_{11}) - \cos(2\omega t + \Delta'\varphi_{11})) - \frac{1}{9 \cdot 2}(\cos(2\omega t + \Delta\varphi_{12}) - \cos(4\omega t + \Delta'\varphi_{12})) + \\ & + \frac{1}{25 \cdot 2}(\cos(4\omega t + \Delta\varphi_{13}) - \cos(6\omega t + \Delta'\varphi_{13})) - \ldots. + \\ & + \frac{1}{3 \cdot 2}(\cos(2\omega t - \Delta\varphi_{21}) - \cos(4\omega t + \Delta'\varphi_{21})) - \frac{1}{27 \cdot 2}(\cos(-\Delta\varphi_{22}) - \cos(6\omega t + \Delta'\varphi_{22})) + \\ & + \frac{1}{75 \cdot 2}(\cos(2\omega t + \Delta\varphi_{23}) - \cos(8\omega t + \Delta'\varphi_{23})) - \ldots + \\ & + \frac{1}{5 \cdot 2}(\cos(4\omega t - \Delta\varphi_{31}) - \cos(6\omega t + \Delta'\varphi_{31})) - \frac{1}{45 \cdot 2}(\cos(2\omega t - \Delta\varphi_{32}) - \cos(8\omega t + \Delta'\varphi_{32})) + \\ & + \frac{1}{125 \cdot 2}(\cos(\Delta\varphi_{33}) - \cos(10\omega t + \Delta'\varphi_{33})) - \ldots) dt \end{aligned}, \tag{2.1.7}$$

де $\Delta\varphi$ сума і різниця фазових зсувів напруги і струму відповідних гармонік

Враховуючи, що інтеграл від косинусоїдальних складових за період Т дорівнює нулю, в (2.1.7) під інтегралом залишаються тільки постійні складові

$$P = \frac{16UI}{T\pi^3}\int_0^T (\cos(\Delta\varphi_{11}) - \frac{1}{27}\cos(\Delta\varphi_{22}) + \frac{1}{125}\cos(\Delta\varphi_{33}) - ...)dt\,, \qquad (2.1.8)$$

Таким чином, розкриваючи інтеграл можна записати

$$P = \frac{16}{\pi^3}\sum_{i=1}^{\infty} U_i I_i \cos\Delta\varphi_i\,, \qquad (2.1.9)$$

де $U_i = \frac{U}{(2i-1)}_i$; $I_i = \frac{I}{(2i-1)^2}_i$.

З отриманого виразу (2.1.9) можна зробити висновок, що сигнал потужності міститиме тільки ті гармоніки, частоти яких однаково присутній, як в струмі так і в напрузі, а решта всіх гармонік відпадає. Частота смуги пропускання вимірювального каналу повинна визначатися гармоніками, що входять в суму з рівнем більше заданого.

Розраховуючи частотні характеристики каналу потрібно також врахувати, що кожна з гармонік, що залишилися, входить зі своїм коефіцієнтом впливу $\cos\varphi_i$, де φ_i – фазовий зсув. Фазовий зсув кожної гармоніки може бути нестабільним. Тоді потрібно враховувати, що зміна косинуса при кутах близьких до 90° значно менша ніж при кутах близьких до 0°.

З отриманого виразу (2.1.9) відповідну активну потужність в навантаженні в загальному вигляді можна записати як:

$$P_a = kUI\sum_{k=1}^{n}\frac{\cos\varphi_k}{\left(2k+1\right)^3}\,, \qquad (2.1.11)$$

Аналіз формул (2.1.2), (2.1.3) та (2.1.11) показує, що гармонічні складові потужності затухають швидше, ніж гармонічні складові напруги і струму і присутня складова косинусу зсуву фаз $\cos\varphi_k$ між одно-частотними гармоніками. Гіпотетичним є випадок, коли кут зсуву фаз першої гармоніки ближчий до ±90°, ніж вищих

гармонік. Тоді вищі гармоніки матимуть більшу питому вагу ніж перша. Це залежить від характеру ланки, потужність в якій вимірюється.

Якщо ця ланка є аперіодичною першого порядку, наприклад, послідовне включення індуктивності і активного опору, або паралельне включення ємності і активного опору, то з ростом номеру гармоніки кут зсуву фаз кожної наступної гармоніки буде ближчим до $90°$ і, відповідно, косинус зсуву фаз ближчим до нуля і питома вага потужності вищих гармонік складових буде меншою.

Якщо навантаження буде ланкою другого і вищих порядків або резонансною ланкою, то питома вага вищих гармонічних складових через фазові зсуви може перевищувати питому вагу першої гармонічної складової потужності, тоді частотний діапазон ватметра повинен значно перевищувати частоту першої гармоніки.

Як приклад, для однієї бездротової системи, що використовується в дослідженні з фундаментальною резонансною частотою 146,7 кГц, друга та третя резонансні частоти склали відповідно 384,6 та 609,4 кГц. Якщо генератор Радіо частоти, що використовується в такій системі, не є синусоїдальним і базується на імпульсній напівмостовій архітектурі. Тоді, напруга генератора матиме вигляд меандру, який розкладається в нескінченну серію затухаючих непарних гармонік. Очікувана третя та п'ята гармонік в даному випадку складають 440,1 та 735,5 кГц, відповідно. Якщо частота генератора змінюється відносно фундаментального резонансу, це, в свою чергу, може збільшити ефект вищих гармонік.

2.2 Аналіз похибок ватметра прохідної потужності

Проаналізуємо похибку, яку привносить фазовий зсув каналів вимірювання ватметра на високих частотах. Потужність при синусних напрузі і струмі $P = UI\cos\varphi$. Відносна похибка добутку згідно [53] дорівнює:

$$\xi_P = \xi_U + \xi_I + \xi_{\cos\varphi} + \xi_U\xi_I + \xi_U\xi_{\cos\varphi} + \xi_I\xi_{\cos\varphi} + \xi_U\xi_I\xi_{\cos\varphi} . \qquad (2.2.1)$$

Нехтуючи в (2.2.1) похибками другого і третього порядків, отримаємо

$$\xi_P \cong \xi_U + \xi_I + \xi_{\cos\varphi} , \qquad (2.2.2)$$

де ξ_U – похибка вимірювання напруги, ξ_I – похибка вимірювання струму, $\xi_{\cos\varphi}$ – складова фазової похибки каналів.

Якщо $\varphi = \varphi_H + \Delta\varphi$, де - φ_H – кут зсуву фаз між напругою і струмом навантаження Z_H, а $\Delta\varphi$ – кут зсуву фаз між вимірювальними каналами напруги і струму ватметра, то відносна похибка $\cos\varphi$, що зумовлена фазовою похибкою каналів ватметра буде:

$$\xi_{\cos\varphi} = \frac{\cos(\varphi_H + \Delta\varphi) - \cos\varphi_H}{\cos\varphi_H}, \tag{2.2.3}$$

або

$$\xi_{\cos\varphi} = \cos\Delta\varphi - tg\varphi_H \sin\Delta\varphi - 1. \tag{2.2.4}$$

Виразивши $tg\varphi_H$ через $\cos\varphi_H$, отримаємо

$$\xi_{\cos\varphi} = \cos\Delta\varphi - 1 - \sin\Delta\varphi\sqrt{\frac{1}{\cos^2\varphi_H} - 1}, \tag{2.2.5}$$

або

$$\xi_{\cos\varphi} = -2\sin^2\frac{\Delta\varphi}{2} - \sin\Delta\varphi\sqrt{\frac{1}{\cos^2\varphi_H} - 1}, \tag{2.2.6}$$

тоді

$$\xi_{\cos\varphi} = -2\sin^2\frac{\Delta\varphi}{2} - \frac{\sin\Delta\varphi}{\cos\varphi_H}\sqrt{1 - \cos^2\varphi_H}. \tag{2.2.7}$$

Формула (1.1.31) є точною. Якщо $\cos^2\varphi << 1$, $\cos^2\varphi_H << 1$, $\Delta\varphi << 90^\circ$, можна отримати приблизні формули:

$$\xi_{\cos\varphi} \cong -2\sin^2\frac{\Delta\varphi}{2} - \frac{\sin\Delta\varphi}{\cos\varphi_H}\left(1 - \frac{\cos^2\varphi_H}{2}\right), \tag{2.2.8}$$

або

$$\xi_{\cos\varphi} \cong \frac{\Delta\varphi}{\cos\varphi_H}. \tag{2.2.9}$$

Наприклад, якщо $\cos\varphi_H = 0{,}1$, $\Delta\varphi = 1^\circ$, то $\xi_{\cos\varphi} \cong \frac{\pi \cdot 1^\circ}{180^\circ \cdot 0{,}1} = \frac{\pi}{18} = 0{,}1745 = 17{,}4\%$.

З формули (2.2.9) можна визначити вимоги до фазової похибки каналів ватметра при заданій відносній похибці вимірювання потужності від фазової складової. Якщо $\cos\varphi_H = 0{,}1$, $\xi_{\cos\varphi} = 0{,}01$, то фазова похибка каналів має бути

$$\Delta\varphi^\circ = \frac{180}{\pi} \cdot 0{,}1 \cdot 0{,}01 = 0{,}0573^\circ. \tag{2.2.10}$$

Виходячи з формули (2.2.2) видно, що для досягнення похибки вимірювання потужності на навантаженні з $\cos\varphi_H = 0{,}1$ у значенні 3%, необхідно забезпечити точність вимірювання напруги і струму з похибкою не більше 1 % і фазовий зсув між каналами не більше 0,057°.

В ватметрах на основі цифрової обробки сигналів при високій частоті дискретизації забезпечується досить висока точність вимірювання напруги і струму та мала фазова похибка. Наприклад, ZES ZIMMER в ватметрах серії LMG500 [57] задають різницю затримки каналів в часі, дозволяючи таким чином користувачеві ватметра самому визначити фазові похибки в залежності від частоти. Так в багатоканальному ватметрі LMG500 нормована затримка Δt становить $3\cdot10^{-9}$ сек. Для такого значення Δt в таблиці 2.2 в залежності від частоти, наведені фазовий зсув $\Delta\varphi = \omega\Delta t$, та фазова складова похибки LMG500 при $cos\varphi_H = 0{,}1$.

Таблиця 2.2

Фазова складова похибки LMG500

f, кГц	$\Delta\varphi$,*рад*	$\Delta\varphi$, °	$\xi_{\cos\varphi}$, %
0,05	$0{,}94\cdot10^{-6}$	$54{,}5\cdot10^{-6}$	$0{,}9\cdot10^{-3}$
1	$1{,}88\cdot10^{-5}$	$1{,}077\cdot10^{-3}$	$1{,}88\cdot10^{-2}$
10	$1{,}88\cdot10^{-4}$	$1{,}077\cdot10^{-2}$	0,188
100	$1{,}88\cdot10^{-3}$	$1{,}077\cdot10^{-1}$	1,88
1000	$1{,}88\cdot10^{-2}$	1,077	18,8
10000	$1{,}88\cdot10^{-1}$	10,77	188

Таким чином, фазова складова похибки ватметра LMG500 на частоті 100 кГц становить 1,88 %, а на частоті 1 МГц – 18,8 %, що призведе до надмірних похибок на високих гармонічних складових. Для порівняння в таблиці 2.3 приведені паспортні данні точності вимірювання активної потужності LMG500 без врахування фазового зсуву.

Таблиця 2.3

Точність вимірювання активної потужності LMG500 в залежності від частоти

Частотний діапазон	0.05 Гц….45Гц 65Гц….3кГц	45 Гц…65 Гц	15 кГц…. 100 кГц	100 кГц... 500 кГц
Точність вимірювання ±(% від показів + % від діапазону)	0.028+0.03	0.015+0.01	0.24+0.3	0.8+1.0

При високих частотах канали ватметра стають дуже чутливими до фазових похибок. Потрібно мінімізувати ланки, які викликають фазові зсуви. У зв’язку з цим важливим є правильна побудова вхідних ланок ватметра і таке перетворення, яке забезпечить операції з модулями сигналів без врахування фазових зсувів. Для вирішення цієї задачі доцільно використання широкосмугового ватметра прохідної потужності з корекцією похибки від власного споживання, описаного в [2], [58]-[60], для мінімізації втрат та оптимізації системи.

2.3 Дослідження фазового зсуву перетворювача струму

Для перевірки можливості використання перетворювача струму типу кліщі з ефектом Холла для вимірювання активної потужності в реактивних елементах на високій частоті в рамках цієї роботи було проведено експериментальне дослідження параметрів перетворювача струму.

При дослідженні використовувались наступні прилади:

1. Генератор сигналу Fynction Generator Instek GFG-82-10 (1MHz);
2. Підсилювач потужності 0-40кГц, ±16В, 25А;
3. Джерело опорної напруги Dual Power Supply EX354D (280W), 2*35В*4А;
4. Обмежувальний резистор 5 Ом, 1000Вт;
5. Безіндукційний шунт ISM 3P/100, 100mΩ±1%, 3KA, 1,8ns, $1{,}3\times10^3 A^2s$;
6. Цифровий осцилограф (двоканальний) LeCroy Waverunner LT342 500MHz(500Ms/s) DSO;
7. Перетворювач струму Current probe LeCroy AP015, DC-50MHz, Max Peak 50A, Max Perm DC 30A;
8. Роздільний трансформатор для розділення живлення генератора і підсилювача потужності від промислової мережі.

Для дослідження фазового зсуву була використана схема вимірювання, що приведена на рис. 2.1.

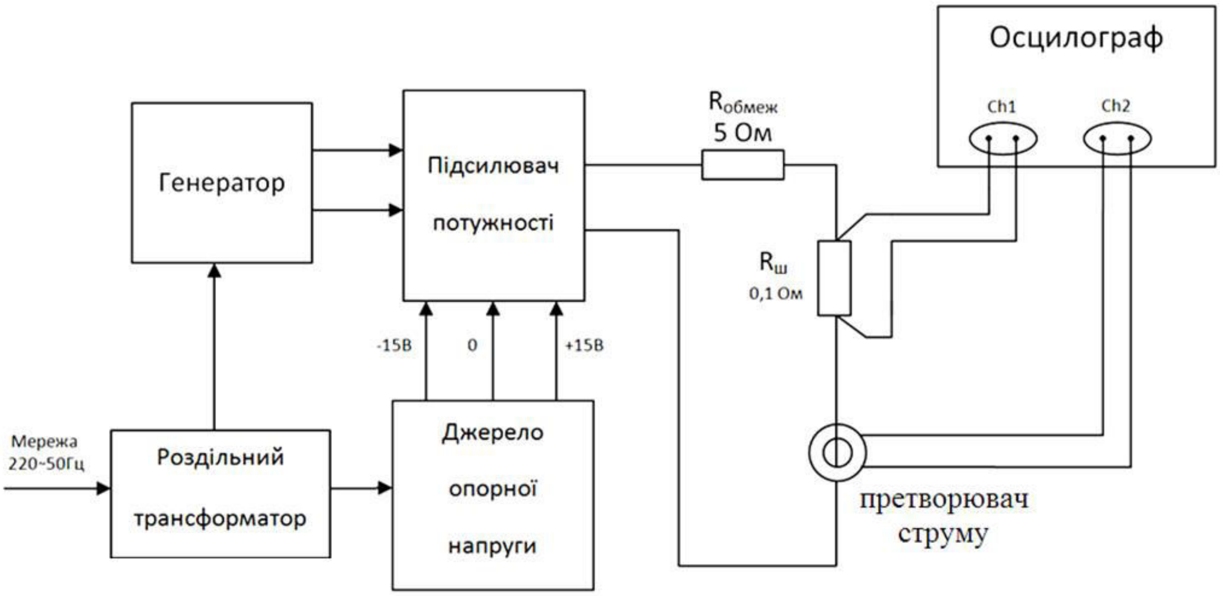


Рисунок 2.1 - Схема дослідження перетворювача струму

Данні та розрахунки проведеного дослідження наведені в Додатку В. Висновки. Під час експериментального дослідження було виявлено, що використання перетворювачів струму для вимірювання малокосинусних сигналів потужності на високих частотах призводить до надмірних похибок спричинених фазовим зсувом перетворювачів, ці похибки можуть перевищувати 100%. Відповідно використання таких перетворювачів для дослідження втрат у високочастотних реактивних елементах є неприйнятним.

2.4 Вимірювання втрат з використання імпульсного генератора

2.4.1 Імпульсний генератор

Вимірювання втрат в дроселях є важливим і не простим завданням, як це може здатися на перший погляд. Існують досить точні методи оцінки втрат в трансформаторах, де відносно легко виміряти вхідну і вихідну активні потужності і по їх різниці визначити величину втрат. З дроселем справа ускладнюється тим, що в ланцюзі, в який включений досліджуваний дросель, присутня велика реактивна складова, що обумовлена індуктивністю самого дроселя. І на тлі великої реактивної потужності треба провести виміри порівняно малих активних втрат. Зсув фази у вимірюваному ланцюзі – малокосинусний, він складає близько 88-89°

Як вже мовилося раніше, всі перетворювачі за типом можна розбити на імпульсні і резонансні. Для аналізу дроселів, що працюють в імпульсних перетворювачах необхідно вводити їх у відповідний режим роботи. Для цих цілей використовується спеціалізований імпульсний генератор.

Будь-який імпульсний генератор можна представити у вигляді двох джерел постійної напруги, які поперемінно підключаються до випробовуваного дроселя L, створюючи в ньому задану форму струму (рис 2.2).

Змінюючи величини напруги джерел і алгоритм їх поперемінного підключення до дроселя L, можна моделювати будь-який з імпульсних режимів роботи дроселя в реальній схемі.

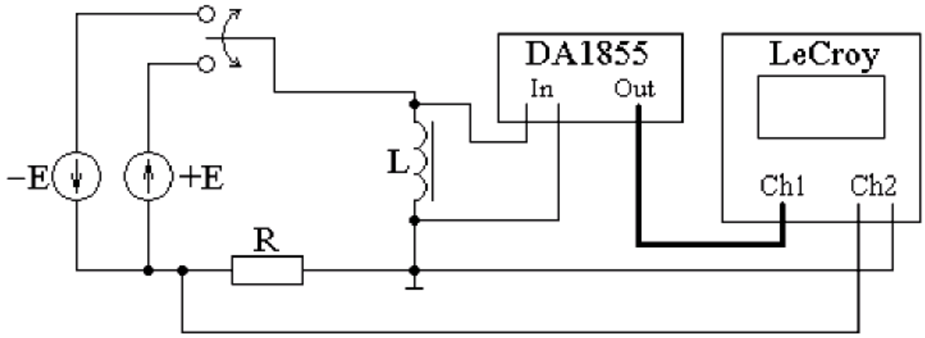


Рисунок 2.2 – Вимірювання з використанням імпульсного генератора. Де L - випробовуваний дросель; R - струмовий шунт; -E і +E - регульовані джерела напруги; DA1855 - диференціальний підсилювач; LeCroy - цифровий двохканальний осцилограф

Наведемо приклад розробленого в лабораторії Вищої Школи Силової Електроніки та Автоматичного Контролю (університет прикладної науки) міста Констанц (Німеччина) HTWG Hochschule Konstanz імпульсного генератора, він може підключати для роботи одне регульоване джерело ЕРС до 400В і дозволяє варіювати пороги мінімального Imin і максимального Imax струмів в діапазоні від -20А до +20А. (рис. 2.3 та 2.4).

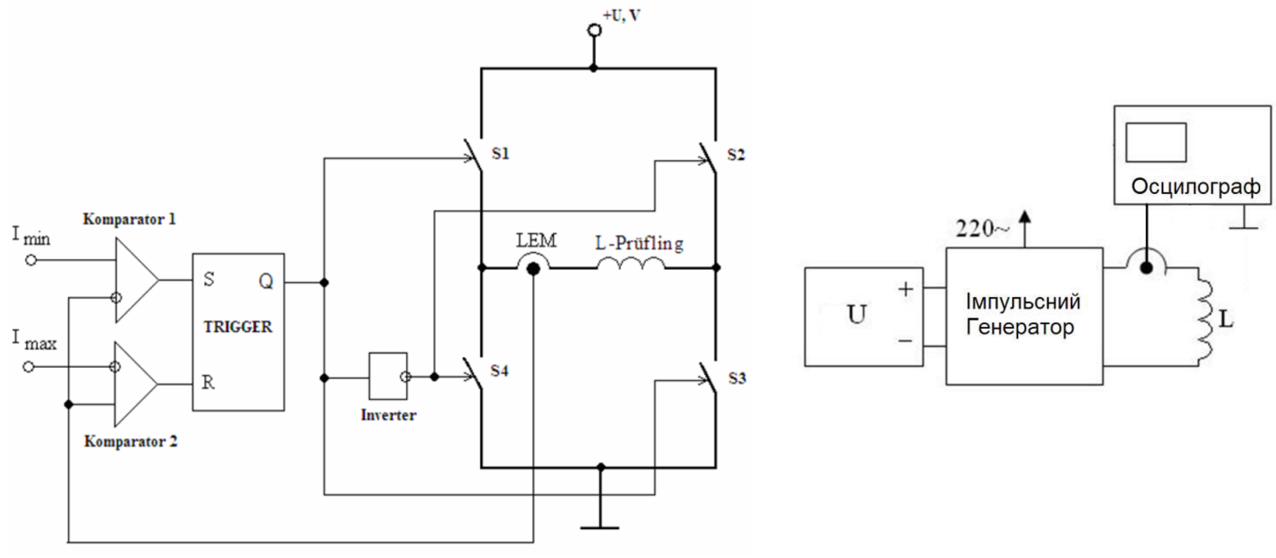


Рисунок 2.3 - Структурна схема імпульсного генератора (ліворуч) та блок схема експериментальної установки

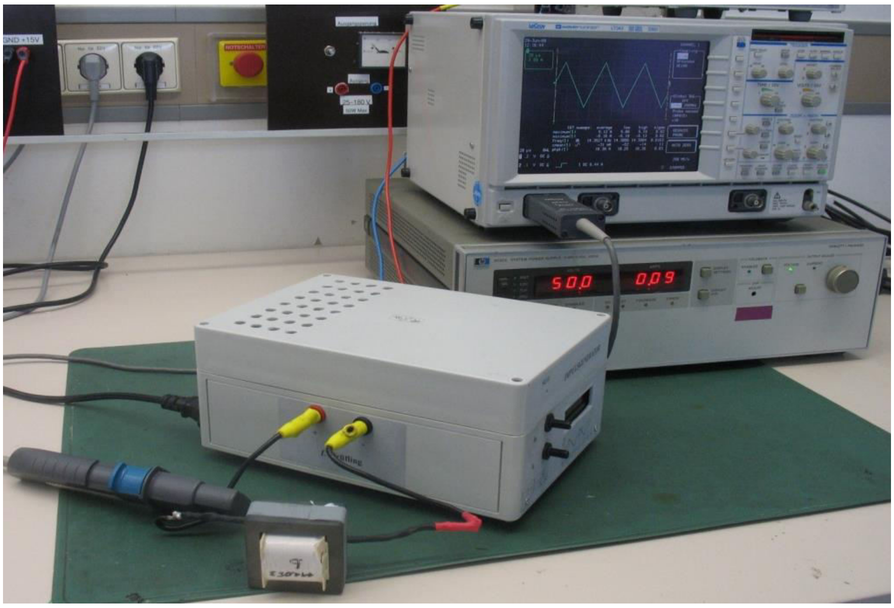


Рисунок 2.4 - Імпульсний генератор на робочому місці

Максимальна частота роботи розробленого імпульсного генератора складає 100 кГц. За допомогою такого генератора у випробовуваному дроселі можна створювати струм та напругу наступної форми представленої на рис 2.5 :

Час наростання і спаду струму в дроселі визначаються як:

$$\begin{cases} t_{01} = \tau_L \cdot ln\left(\frac{E - I_{min} \cdot (R_L + R_G)}{E - I_{max} \cdot (R_L + R_G)}\right) \\ t_{12} = \tau_L \cdot ln\left(\frac{E + I_{max} \cdot (R_L + R_G)}{E + I_{min} \cdot (R_L + R_G)}\right) \end{cases}, \tag{2.4.1}$$

де τ_L= $L/(R_L+R_G)$, де L - індуктивність дроселя, E — ЕРС джерела живлення, R_L - активний опір дроселя, R_G - вихідний опір генератора.

Період пилкоподібних коливань буде:

$$T = t_{01} + t_{12}, \tag{2.4.2}$$

Значення активної потужності дорівнюватиме інтегралу за період від миттєвої потужності дроселя. Для зручності розіб'ємо інтеграл на дві часини:

$$P = \frac{1}{T}\int_0^T pdt = \frac{1}{T}\int_0^{t_1}\big(U_L \cdot I_{01}(t)\big)dt + \frac{1}{T}\int_{t_1}^{t_2}\big(-U_L \cdot I_{12}(t)\big)dt, \tag{2.4.3}$$

де напруга на дроселі $u_L = E - i_L \cdot R_G$,

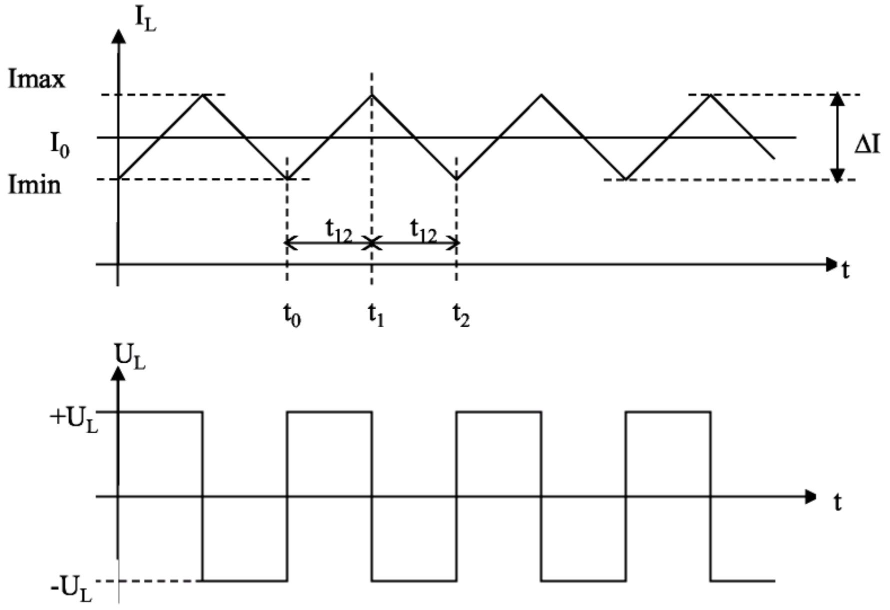


Рисунок 2.5 - Струм (зверху) та напруга імпульсного генератора

2.4.2. Методика безпосереднього вимірювання

Найпростішим способом вимірювання активної потужності є безпосередній вимір миттєвих значень струму і напруги, їх перемножування і обчислення середнього значення за період. Але, даний метод дає велику невизначеність, викликану наявністю постійних фазових зсувів в вимірювальних каналах приладу, що може призвести до великої похибки, що перевищує в деяких випадках результат у декілька разів.

До методів безпосереднього вимірювання варто віднести калориметричний метод. В цьому методі втрати вимірюються безпосередньо по тепловій енергії, яка

виділяється в дроселі. Цей метод можна вважати еталонним у деяких випадках і калібрувати будь-який інший метод по ньому. До недоліків цього метода варто віднести великий час встановлення результату і необхідність довгого утримування дроселя у відповідному режимі, а також те, що існують режими, в яких не вся енергія перетворюється в тепло, що збільшує похибку метода

2.4.3 Метод роздільного вимірювання

Представимо струм через дросель і напругу на ньому у вигляді суми змінної і постійної складових. Проведення вимірювання постійних складових сигналів дроселя дозволяє опосередковано визначати певні частини загальних втрат. Проте, як показує практика, результати вимірювань, отриманих по даній методиці, є дуже нестабільними і погано повторюваними.

Для усунення недоліку методу вимірювання постійних складових був запропонований метод роздільного вимірювання постійної і змінної складових струму і напруги. Схематично установка по роздільному вимірюванню представлена на рисунку 2.6.

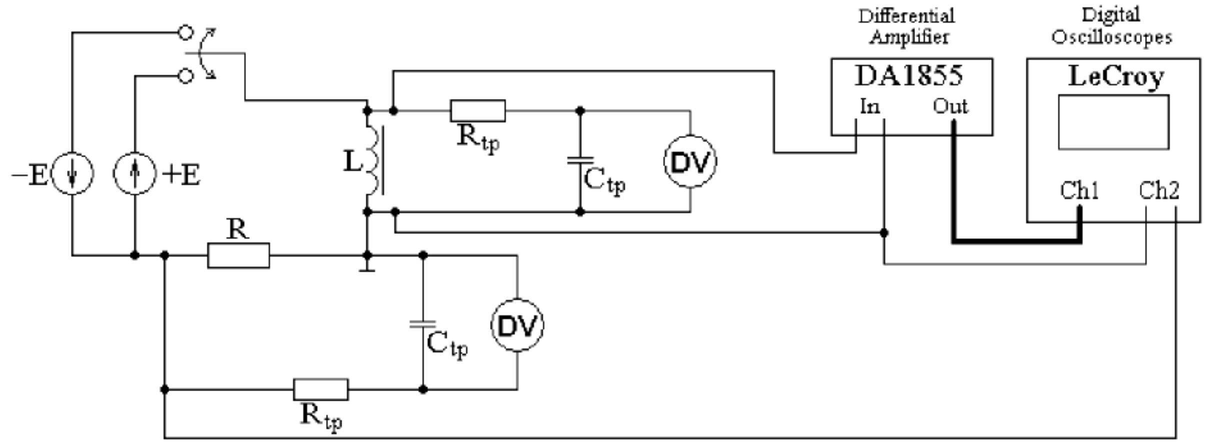


Рисунок 2.6 - Структурна схема роздільного вимірювання, де R_{tp}, C_{tp} - елементи низькочастотного фільтра; DV - цифрові вольтметри

Дана схема частково була реалізована в межах роботи. Одним з етапів, було створення автоматизованого блоку, що вимірює постійні складові сигналів струмів і напруги. Цей блок повинен був замінити цифрові вольтметри і бути здатним

передавати результат вимірів на комп'ютер, де повинна була проводитися операція розділення втрат на складові. Під час роботи експериментальний зразок такого блоку був створений.

У даному блоці відбувається вимір постійних складових струму і напруги. Напруга вимірюється підключенням RC фільтру прямо на індуктивний елемент. Струм вимірюється на шунті включеному послідовно в ланцюзі генератор-дросель. Постійна складова струму також вимірюється за допомогою RC фільтру. У створеному блоці використовується два процесори PIC16F767. Блок з'єднується з персональним комп'ютером по засобах протоколу RS232. На комп'ютері з допомогою пакету LabView створювалася програма, яка повинна об'єднувати всю систему і проводити розділення втрат на складові.

Для різних рівнів струмів і напруги передбачено декілька шунтів різного номіналу, а також декілька фільтрів. Планувалося перемикання між фільтрами за допомогою реле. Шунти у зв'язку з великими струмами планувалося перемикати шляхом перекидання клем. У експериментальній моделі використовується тільки одна пара фільтрів і один шунт.

Аналіз вимірювання по даному методу показав, що при вимірюванні втрат в дроселі виникає додатковий ряд похибок, пов'язаних з тим, що частоти вимірюваних струмів і напруги лежать в діапазоні до 100 кГц, а форма вимірюваних сигналів не синусоїдальна і має широкий частотний спектр. На результат вимірювання впливає: точність вимірювальних приладів; похибка взаємодії; набіги фаз у вимірювальних каналах; кінцевий час встановлення при швидкозмінних вхідних сигналах; нелінійність АЦП. Для підвищення точності, вимірювання необхідно проводити по чотирьох-затискній схемі, оскільки струми дроселя можуть сягати 20 А. Ще одним додатковим і значним джерелом похибки може бути взаємний вплив приладів та імпульсного генератора через мережу живлення. Тому необхідно надійно розділяти вимірювальні прилади від силової частини генератора. Найкращим способом є живлення імпульсного генератора від акумуляторної батареї. В результаті впливу наведених вище факторів результати вимірювань, отриманих по даній методиці, є нестабільними і складно повторюваними.

2.4.4 Метод непрямого вимірювання втрат

Під час роботи було проведено дослідження ще одного методу вимірювання втрат – метод непрямого вимірювання. В основі методу лежить вимір втрат енергії всієї системи «імпульсний генератор-дросель» і віднімання від неї енергії споживаної тільки імпульсним генератором. Для знаходження втрат генератора в певному режимі, до генератора підключався тестовий дросель. Тестовий дросель вводився в робочий режим, потім калориметричним шляхом вимірювалися втрати в ньому. Паралельно вимірювалися спільні втрати системи. Потім віднімалися від спільних втрат системи втрати в дроселі і отримували втрати генератора. Напрацьовувався масив даних, по яких потім опосередкованим шляхом, знаючи втрати генератора в кожному режимі, можна було, вимірюючи спільні втрати системи дізнатися втрати в дроселі.

При проведенні експериментів за допомогою цього метода, в більшості режимів були отримані хороші результати. В деяких випадках, особливо в режимах де використовувалися дроселі з малими індуктивностями і великими струмами, метод давав великі помилки. Визначення всіх режимів де метод був не застосовний, а також визначення причини помилок не було завершене, оскільки, повні дослідження по цьому методу не були проведені. Треба відзначити, що проведення експериментів має сенс тільки для конкретного імпульсного генератора [61], оскільки при зміні конструкції генератора всі дані, про його втрати в різних режимах необхідно визначати знову. Це вимагає багато часу, оскільки використовуваний для перевірки калориметричний метод, не оперативний, і дуже складний для автоматизації.

2.5 Вимірювання втрат в індуктивностях за параметрами перехідного процесу

З метою економії габаритів дроселі працюють в нелінійній області кривої намагнічення аж до насичення [62]. Складність вимірювання втрат в індуктивностях, що працюють в такому режимі, залежить від багатьох чинників. Один з них - це тривалий період встановлення робочого режиму. Унаслідок

розігрівання, при роботі в нелінійної області, міняється магнітна проникність матеріалу дроселя і міняється індуктивність. Для вимірювання втрат у фіксованих умовах бажано забезпечити режим швидкого вимірювання. Оскільки дросель є нелінійним елементом, то зміна температури у момент входу в робочий режим сильно впливає, як на саме значення індуктивності, так і на втрати в ньому. Швидкий вимір на різних робочих режимах через це буде складним. Використання калориметричних методів призведе до невиправдано високих часових витрат. Використання малокосинусних ватметрів обмежується фазовими зсувами вхідних вимірювальних каналів. Необхідно створити систему, яка забезпечувала б вимірювання втрат в індуктивностях при імпульсних режимах роботи. Система повинна проводити вимірювання оперативно, без необхідності чекання стабілізації всіх параметрів індуктивного елементу. Вимірювальна система повинна також відрізнятися максимальною простотою виконання і не високою вартістю. Оскільки потужність розраховується, як сума потужностей гармонійних складових, то вирішити завдання можна шляхом вимірювання втрат в котушці на частотах кожної гармоніки, що входить в активну потужність, а потім опосередкованим шляхом розрахувати активну потужність, що виділяється в індуктивності. Найшвидше вимірювання – це обробка миттєвих значень сигналів і знаходження сумарних втрат шляхом вимірювання втрат на кожній гармонійній складовій.

Коли котушка індуктивності не має осердя працює при малих рівнях сигналу, форма струму майже повністю пропорційна інтегралу від напруги. У імпульсному режимі роботи при феромагнітному осерді і високих рівнях сигналів все йде інакше.

Активна потужність складатиметься з суми потужностей гармонійних складових, тобто міститиме лише ті гармоніки, частоти яких однаково присутні, як в струмі, так і в напрузі. Новий метод частково включає метод вимірювання добротності рис.2.7. Необхідно вимірювати параметри затухаючого коливального процесу рис. 2.8, збудженого в LC контурі єдиним замиканням ключа [62].

Мета - визначити втрати в котушці на частотах кожної гармоніки, що входить в активну потужність, а потім опосередковано розрахувати активну потужність, що виділяється в індуктивності в робочому імпульсному режимі.

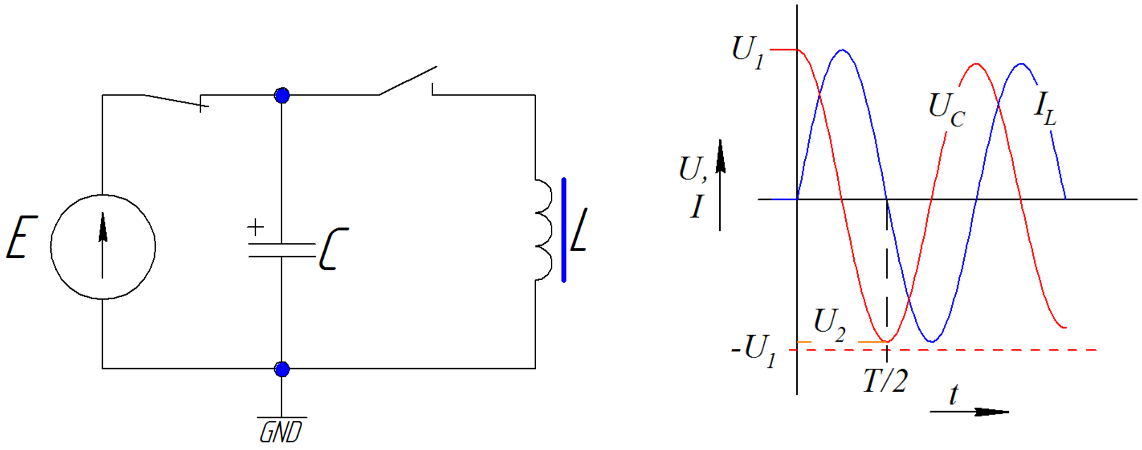


Рисунок 2.7 - Схема коливального контуру та форма сигналів в коливальному контурі після замикання ключа

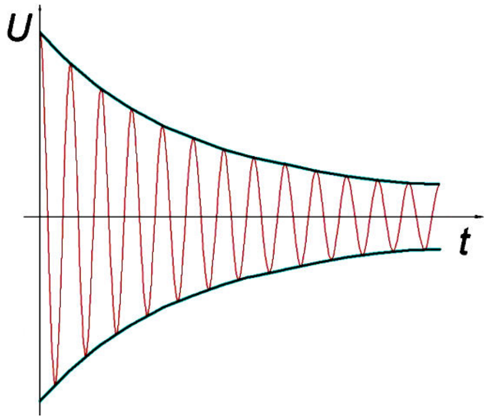


Рисунок 2.8 - Затухаючий коливальний процес

Частота затухаючого процесу f визначатиметься індуктивністю досліджуваного дроселя L і ємністю паралельно під'єднаного конденсатора C (2.5.1)

$$f = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{LC}}, \qquad (2.5.1)$$

Конденсатор повинен мати низькі втрати.

Для того, щоб виміряти втрати на кожній гармоніці, необхідний магазин ємкостей, для кожної частоти потрібна своя ємність. Приклад підключення магазина ємкостей C1...Cn приведений на рис. 2.9. Ємкості магазина повинні змінюватися по формулі (2.5.2), тоді забезпечується проста установка частоти кожної наступної гармоніки, що входить в сигнал потужності

$$C_{i+1} = \frac{C_i}{(2i-1)^2}, \qquad (2.5.2)$$

де i =0,1,2,.n.

Спочатку заряджають ємкості C1…Cn магазина ємкостей до необхідного рівня, всі ключі K1…Kn знаходяться в положенні а. Після заряду ємність, необхідна для формування затухаючої гармоніки, від'єднується від джерела і паралельно під'єднується до досліджуваної індуктивності L. Проводиться вимірювання. Після повного загасання коливального процесу ємність, що розрядилася, знову заряджається. Потім індуктивність підключається до нової зарядженої ємності з магазина ємкостей. Процес вимірювання на новій частоті повторюється. Ємкості C1…Cn з магазина повинні мати низькі втрати.

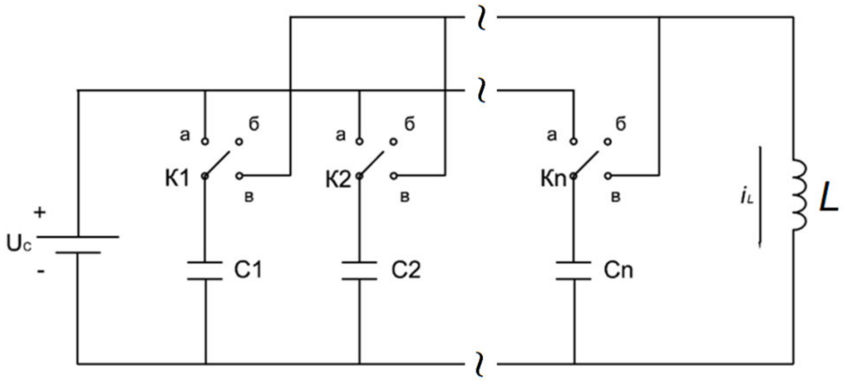


Рисунок 2.9 - Підключення магазина ємкостей (C1...Cn)

Потужність *P*, що втрачається в контурі, розрахуємо наступним чином.

Диференційне рівняння такого розряду конденсатору буде мати вигляд(2.5.3) [8]

$$\frac{d^2U_C}{dt^2}+\frac{r}{L}\frac{dU_C}{dt}+\frac{U_C}{LC}=0, \tag{2.5.3}$$

Де *L* – індуктивність дроселя, *Uc*- напруга на конденсаторі, *C* - ємність конденсатора, *r* - активний опір в контурі, при мінімізованих втратах на ключах і конденсаторі цей опір є еквівалентним опором втрат в дроселі.

Рішенням цього диференційного рівняння буде наступне рівняння (2.5.4)

$$U_C=\frac{U_0}{p_1-p_2}(-p_2e^{p_1t}+p_1e^{p_2t}), \tag{2.5.4}$$

де

$$p_1 = -\frac{r}{2L} + \sqrt{\frac{r^2}{4L^2} - \frac{1}{LC}}, \qquad (2.5.5)$$

$$p_2 = -\frac{r}{2L} - \sqrt{\frac{r^2}{4L^2} - \frac{1}{LC}}, \qquad (2.5.6)$$

При виконанні умови $\frac{1}{LC} \rangle \frac{r^2}{4L^2}$ будемо мати $p_1 = -b + j\omega_0$ та $p_2 = -b - j\omega_0$, де $b = \frac{r}{2L}$ та $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{r^2}{4L^2}}$ затухання коливань з частотою ω_0

Після підставлення коренів p_1 та p_2 в рівняння (2.5.4) отримаємо

$$U_C = \frac{U_0 e^{-bt}}{\omega_0}\left(b \sin \omega_0 t + \omega_0 \cos \omega_0 t\right), \qquad (2.5.7)$$

де U_0 – напруга на конденсаторі в момент часу $t = 0$.

Амплітуда коливань в момент часу $t_1 = t$

$$U_{C1} = \frac{U_0 e^{-bt_1}}{\omega_0}\left(b \sin \omega_0 t_1 + \omega_0 \cos \omega_0 t_1\right), \qquad (2.5.8)$$

і в момент часу $t_2 = t_1 + T$, тобто через один період

$$U_{C2} = \frac{U_0 e^{-bt_2}}{\omega_0}\left(b \sin \omega_0 (t_1 + T) + \omega_0 \cos \omega_0 (t_1 + T)\right), \qquad (2.5.9)$$

Звідки із (2.5.8) і (2.5.9) отримаємо

$$\frac{U_{C1}}{U_{C2}} = \frac{e^{-bt_1}}{e^{-bt2}} = e^{-bt_1 + b(t_1 + T)} = e^{bT}, \qquad (2.5.10)$$

тоді

$$\ln \frac{U_{C1}}{U_{C2}} = bt = \frac{r}{2L} T = \frac{r}{2Lf}, \qquad (2.5.11)$$

і

$$\ln \frac{U_{C1}}{U_{C2}} = \frac{r\pi}{2Lf\pi} = \frac{\pi}{Q}, \qquad (2.5.12)$$

$$Q = \frac{\pi}{\ln \frac{U_{C1}}{U_{C2}}}, \qquad (2.5.13)$$

знаючи, що

$$Q = 2\pi \frac{W_c}{P_{втрат}}, \qquad (3.5.14)$$

де $W_c = \frac{CU_{C1}^2}{2}$ - енергія запасена в контурі на початку, $P_{втрат}$ - енергія, що втрачається в контурі за один період.

$$P_{втрат} = CU_{C1}^2 \ln \frac{U_{C1}}{U_{C2}}, \qquad (2.5.15)$$

Відмінність даного методу від стандартного методу вимірювання добротності, де вимірюється загасання коливального процесу за певний час, в тому, що тут необхідно виміряти загасання єдиного періоду коливання за допомогою детектування позитивних піків напруги на конденсаторі, коли струм в індуктивності досягне необхідного заданого. Необхідність вимірювання єдиного періоду затухаючого процесу також пов'язана з тим, що індуктивність є нелінійним об'єктом, а втрати в ній мають нелінійний характер. При різних рівнях струмів, що протікають через індуктивність, змінюються і втрати в ній [4].

Також використання даного методу забезпечує термічну стабільність індуктивності під час проведення вимірювань [62]. Немає потреби вводити дросель в робочий режим і чекати доки стабілізується його температура, яка прямо впливає на рівень втрат в нім.

Складність даного методу полягає в тому, що зміна амплітуди напруги на конденсаторі ΔU за періоду може бути вельми незначним і його важко буде детектувати. Розв'язання цього питання можливе, використовуючи високоточні детектори.

Схема вимірювання позитивних піків напруги на індуктивності приведена на рис. 2.10.

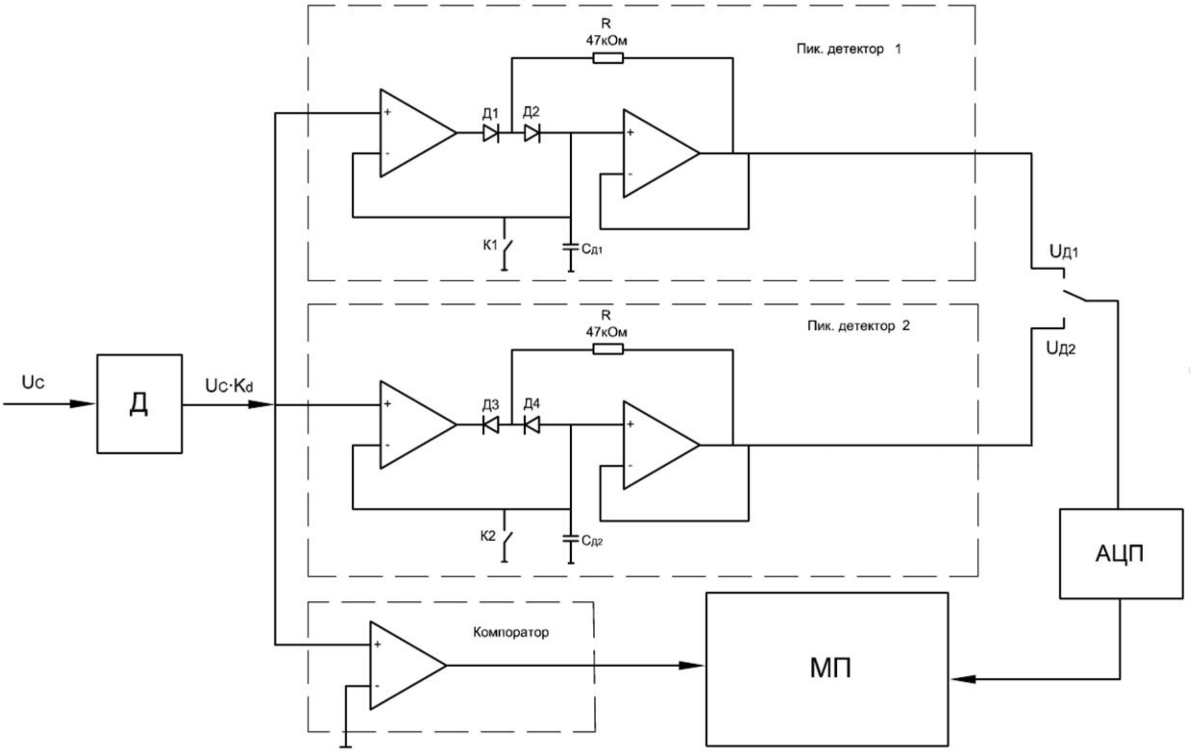


Рисунок 2.10 - Схема вимірювання пікової напруги

Сигнал з коливального контуру U_C подається на дільник Д. З виходу дільника сигнал йде на два пікові детектори і компаратор. Пікові детектори детектують піки амплітуди затухаючого сигналу. Ключі К1 і К2 забезпечують скидання пікових детекторів. АЦП виконує перетворення детектованої напруги в цифровий сигнал і посилає його на мікропроцесор МП. Сигнал з компаратора подається на мікропроцесор, він використовується для визначення частоти затухаючого процесу, та для формування сигналів скидання пікових детекторів.

Для зменшення впливу швидкості наростання сигналу на виході вхідних операційних підсилювачів пікових детекторів конденсатори $C_{Д1}$ і $C_{Д2}$ можна заздалегідь зарядити на певну напругу приблизно до рівня 80% від очікуваного сигналу, відносно напруги заряду магазина конденсаторів. На похибку вимірювання пікової напруги впливатиме, в основному, не ідеальність подільника і напруга зсуву входу операційних підсилювачів пікових детекторів. Напруга зсуву сучасних точних операційних підсилювачів знаходиться на рівні 1-10мкВ. Якщо взяти це значення як похибку установки напруги детектування, тоді при врахуванні точного вхідного дільника можна розглянути наступний приклад.

При L = 700 мкГн, C = 1 мкФ, U = 400 В отримаємо експериментальним шляхом ΔU = 0,208 В. При цьому частота затухаючого процесу буде на рівні 6 кГц. Номінальна амплітудна напруга сигналу на індуктивності 400В, її зменшуємо в подільнику до номінальних 5В. Потім сигнал поступає на схему детектування. В даному випадку схема здатна детектувати різницю між абсолютним значенням позитивного і негативного піка на рівні 0,2 мВ, що цілком достатньо для вимірювання ΔU.

Крім того, при замиканні ключа втрачається енергія і потужність втрат на перемикання ключа також входить в похибку. Даний недолік можна виключити, використовуючи високоякісний низькоомний ключ, або під'єднавши декілька ключів паралельно.

Якщо ж виконувати вимірювання по декілька періодів, то енергія втрат єдиного перемикання ключа впливає менше, але зростає неточність вимірювання внаслідок змін параметрів всього дроселя при зміні рівня струму, що протікає через нього.

При використанні декількох періодів можливі також дві схеми: з ключем в LC контурі і поза контуром (рис. 2.11) [62].

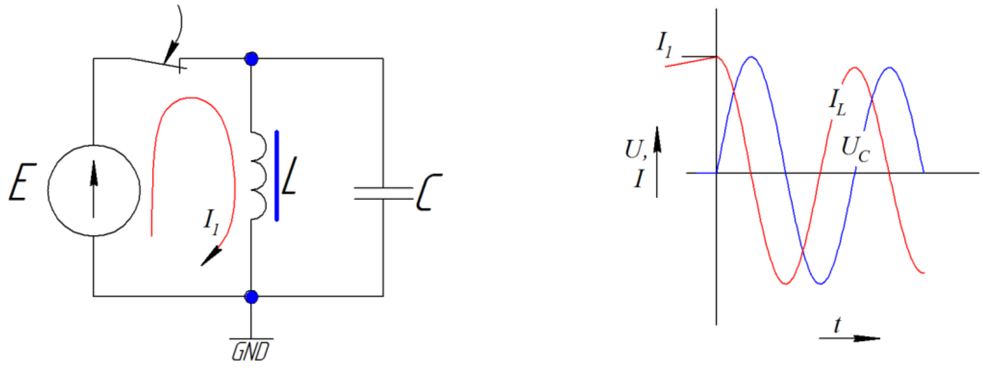


Рисунок 2.11 - Схема з ключем поза контуром

Тут використовується інший спосіб накачування енергії в контур. Струм в дроселі піднімається до рівня I_1, розмикається ключ, що замикав ланцюг протікання струму, і в контурі виникають коливання. При цьому не виникає похибки від втрат на опір каналу R_{dson} ключа.

Недолік методу – внаслідок паразитної індуктивності конденсатора у момент розмикання може бути великий викид напруги.

Для обох схем для вимірювання втрат необхідно обробити сигнал напруги на конденсаторі.

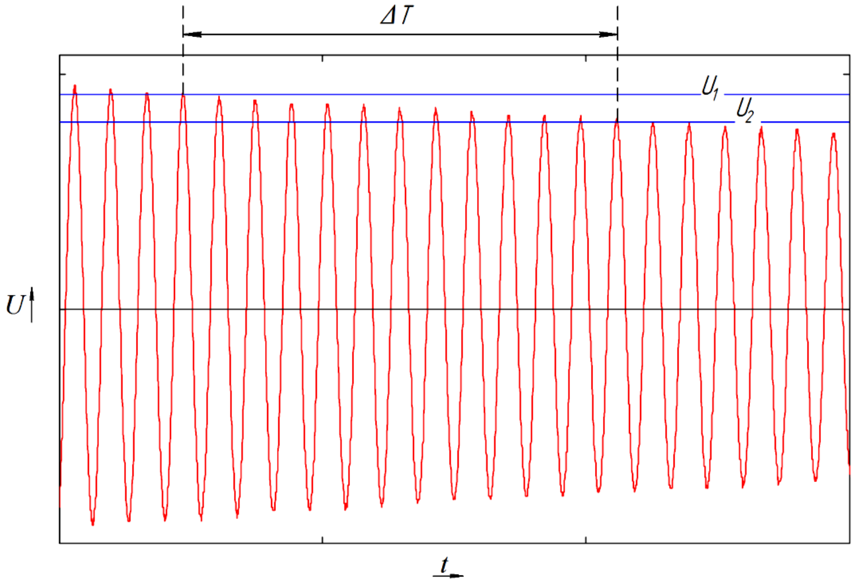


Рисунок 2.12 - Вимірювання втрат за кількома періодами

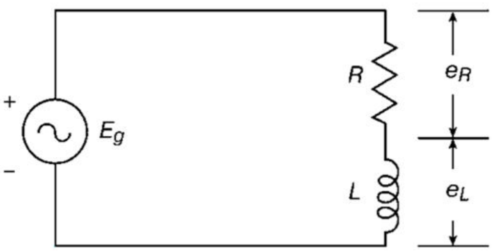
На рисунку 2.12 розкривається один з можливих варіантів обробки сигналу напруги. Даний підхід втілює ідею вимірювання періоду *ΔT* від початку коливального процесу, або від останнього перетину затухаючою напругою рівня U_1, заданого мікропроцесором і до останнього перетину затухаючою напругою рівня U_2. Потужність втрат буде розраховуватися по формулі (2.5.16) [62]

$$P_{втрат} = \frac{CU_{C1}^2 \ln\frac{U_{C1}}{U_{Cn}}}{n}, \qquad (2.5.16)$$

де n – кількість періодів коливань, що відбулися за час ΔT.

Для схеми на рисунку 2.11 також можна записати ідеальну частоту, яка б утворилася у випадку відсутності активного опору r в контурі:

$$\omega_0 ідеальне = \sqrt{\frac{1}{LC}}, \qquad (2.5.17)$$



$$iR + L\frac{di}{dt} = E_g$$

Рисунок 2.13 – Еквівалентна схема реальної індуктивності

У випадку реальної індуктивності на рис 2.13, де присутнє послідовне з’єднання індуктивності та паразитного опору, частота затухаючого коливального процесу буде [62]:

$$\omega_0 реальне = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{r^2}{4L^2}}, \qquad (2.5.18)$$

Для режиму з почерговим підключенням двох ємностей C_1 та C_2, і відповідним до них резонансним частотам f_1 та f_2, можна вирахувати індуктивність за формулою

$$L = \frac{C_1 - C_2}{C_1 \cdot C_2} \cdot \frac{1}{4\pi^2 (f_2^2 - f_1^2)}, \qquad (2.5.19)$$

Активний опір індуктивності, що відповідає втратам в ній розраховуватиметься за формулою

$$R = \sqrt{\frac{4L}{C_1} - 16\pi^2 \cdot L^2 \cdot f_1^2}, \qquad (2.5.20)$$

Для формування незатухаючих коливань з частотою що відповідає резонансній до досліджуваного контуру можна використати схему резонансного генератора на рис. 2.14 розробленого в лабораторії Силової електроніки та Автоматичного контролю вищої школи (університет прикладної науки) міста Констанц (Німеччина). В ньому перемикання рівнів напруги відбувається в момент переходу струму через нуль, тим самим частота процесу встановлюється рівна резонансній частоті контуру. Схема підключення генератора представлена на рисунку 2.15.

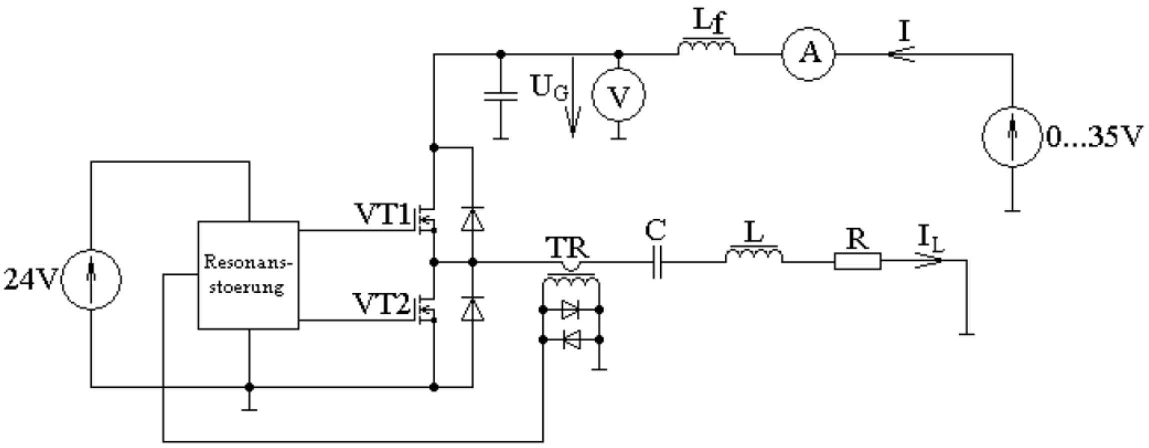


Рисунок 2.14 - Схема резонансного генератора

Форми струму *I* і напруги *U* в резонансному контурі під'єднаному до даного генератора буде мати вигляд (Рис. 2.16)

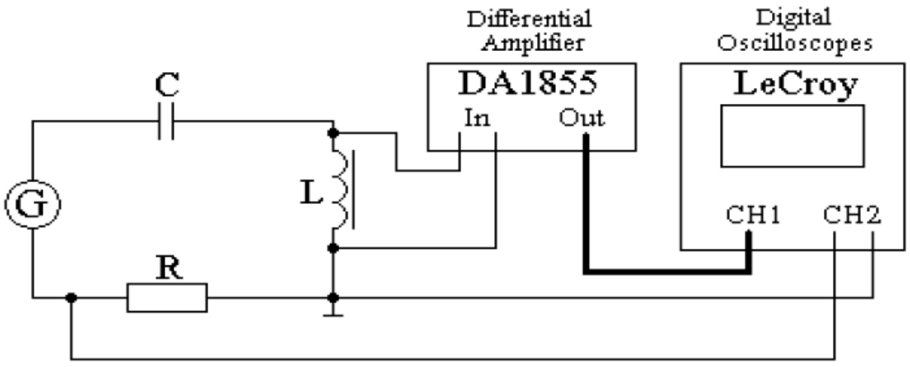


Рисунок 2.15 - Схема підключення резонансного генератора

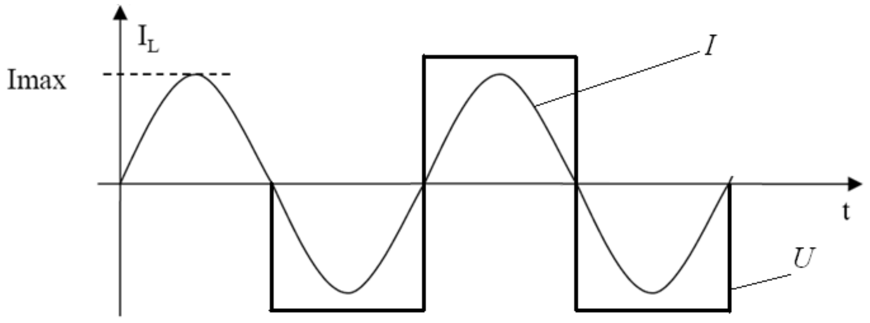


Рисунок 2.16 - Сигнали в контурі під'єднаного до резонансного генератора

2.6 Одноканальна схема вимірювання потужності

Основними причинами, які заважають розширенню частотного діапазону малокосинусних ватметрів активної потужності є фазові похибки вхідних пристроїв і підсилювачів, що включаються перед схемами перемноження миттєвих значень.

Підвищенню чутливості заважають похибки від власного споживання у вхідних ланках та адитивні похибки підсилювачів і блоків перетворення. Ці похибки можна суттєво знизити за допомогою створення додаткових рівнянь. Вплив фазових похибок підсилювачів можна вилучити, якщо в алгоритмі ватметра передбачити перетворення тільки модулів змінної напруги. Похибку від власного споживання можливо вилучити після її виділення [2], [5], [63].

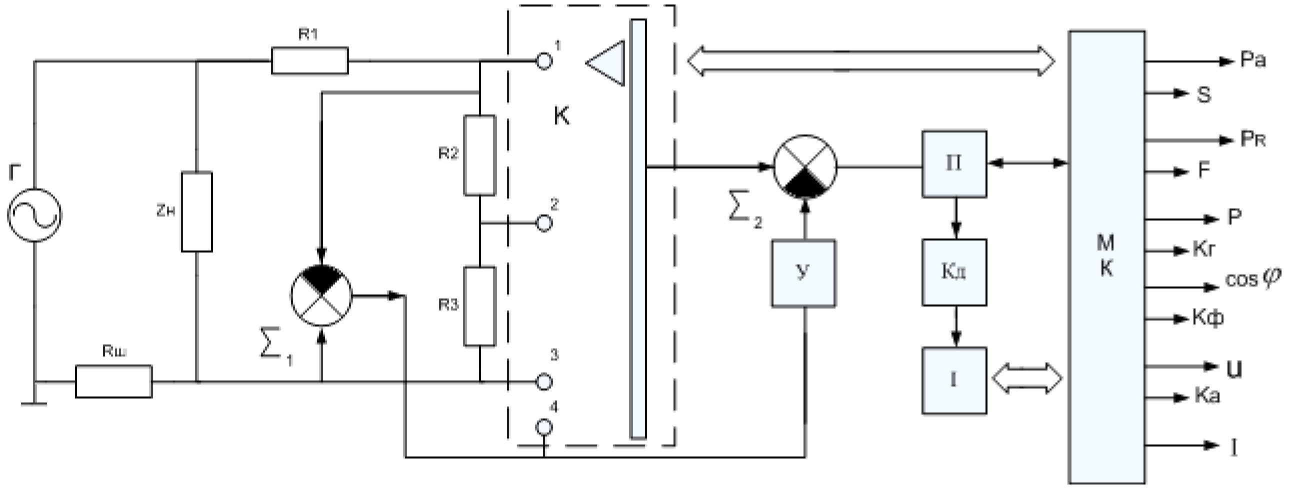


Рисунок 2.17 – Структурна схема системи, де: Г – генератор сигналів; Z_H - об'єкт дослідження; $R_ш$, R_1, R_2, R_3 - опори шунта та подільника напруги; К- комутатор; Σ_1,Σ_2 - суматори; У - узгоджувач; П, $К_Д$, I - широкосмуговий підсилювач, квадратор, інтегратор; МК - мікроконтролер; P, P_a, P_R - повна, активна, реактивна потужності; $\cos\varphi$ - коефіцієнт потужності; u - напруга; I - струм; $К_Г$, $К_Ф$, $К_а$ - коефіцієнти гармонік, форми, амплітуди; F, S - частота і спектральний склад.

Розв'язання проблеми базується на підході, який найкраще пояснити за допомогою структурної схеми системи вимірювання електричних параметрів елементів енергозберігаючих перетворювачів електричної енергії (рис. 2.17).

Система працює наступним чином.

В трьох положеннях комутатора на виході суматора Σ_2 отримуємо напруги $U_1(t) = kU_H(t) + U_Ш(t)$, $U_2(t) = kmU_H(t) + U_Ш(t)$, $U_3(t) = U_Ш(t)$, де де *Uн* і *Uш* - падіння напруги на навантаженні і на шунт відповідно, $m = R_3/(R_2 + R_3)$ - коефіцієнт передачі допоміжного подільника, $k = (R_2 + R_3)/(R_1 + R_2 + R_3)$- коефіцієнт передачі вхідного

подільника. Четверте положення комутатора використовується для вимірювання напруги навантаження.

Після підсилення, піднесення до квадрата миттєвих значень напруг, інтегрування і осереднення відповідно за проміжки часу Δt, Δt_2, Δt_3 створюється за допомогою мікроконтролера сума $N = K_П^2 K_Д K_М \left[\frac{1}{\Delta t_2} \int_0^{\Delta t_2} U_2^2(t)dt - \frac{1}{\Delta t_1} \int_0^{\Delta t_1} U_1^2(t)dt - \frac{1}{\Delta t_3} \int_0^{\Delta t_3} U_3^2(t)dt \right]$, де K_M – коефіцієнт масштабного перетворення мікропроцесором.

При виконані умов інваріантності $\Delta t_1 : \Delta t_2 : \Delta t_3 = m^2 : 1 : \left(1 - m^2\right)$ отримаємо результат, прямо пропорційний вимірюваній потужності P: $N = 2\frac{\Delta t_2}{\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3} m(1-m) K_П^2 K_Д K_М P$, коефіцієнт m - може набирати значень від 0 до 1. Максимум добутку $m(1-m)$ має місце при $m = 0{,}5$. Якщо $m = 0{,}5$, $\Delta t_2 / \left(\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3\right) = 0{,}5$, тоді $N = 0{,}25 K_П^2 K_Д K_М P$.

Для метрологічної атестації даного ватметра пропонується калориметричний метод. Використання такого ватметра дозволить визначити складові втрат шляхом складання і розв'язання системи рівнянь, отриманих при різних режимах роботи досліджуваних електромагнітних елементів та отримання числових параметрів їх моделі.

Структурна схема та алгоритм, що розглядалися, дозволяють досягти декількох важливих переваг: відсутність вимог до фазових характеристик підсилювача, що забезпечує найбільшу широкосмуговість; перенесення впливу фазових зсувів тільки в зону вхідних ділянок схеми, які виконані на пасивних елементах і тому є найбільш широкосмуговими; компенсація похибки від власного споживання у вхідних колах ватметра; відсутність просторового розділення каналів, яка є однією з суттєвих вад типових двоканальних ватметрів; зменшення адитивних похибок каналу; завдяки мінімізації похибки від власного споживання з'являється можливість збільшення опору шунта і зменшення опору подільника напруги, що дозволить збільшити їх широкосмуговість.

2.7 Вхідна ланка ватметра з розподіленим шунтом

У вольтметрах прохідної потужності існують специфічні похибки від власного споживання в колах перетворення напруги або струму, або і того й іншого. Наявність цих похибок призводить до того, що висока точність має місце тільки при певних співвідношеннях напруги і струму.

Розглянемо схему вхідної ланки (ВЛ), що містить розподілений шунт. [64], [65]. Схема ВЛ з розподіленим шунтом наведена на рисунку 2.18

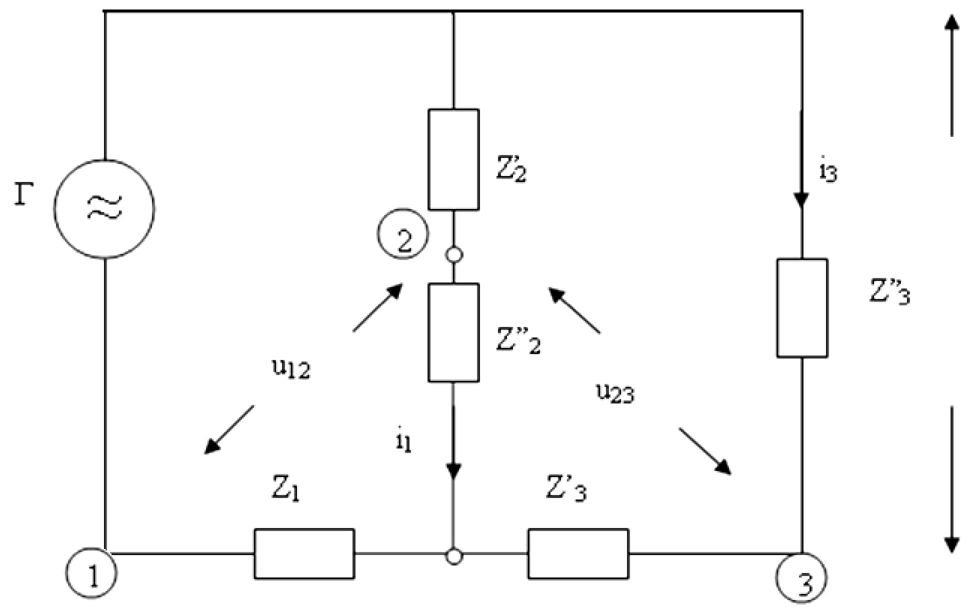


Рисунок 2.18- Еквівалентна схема ВЛ ватметра з розподіленим шунтом, де Z_1, Z_3' - опори частин розподіленого шунта; Z_2', Z_2'' - опори подільника напруги; $Z_3'' = Z_i$ - опір навантаження; Г - джерело сигналу; $i_3 = i_H$ - струм навантаження; $i_3 Z_3'' = u_H$ - напруга навантаження; $Z_2 = Z_2' + Z_2''$ - загальний опір подільника напруги

При такій схемі ВЛ виникає можливість реалізації сумо-різницевого методу. Для вимірювання потужності створюється різниця квадратів напруг u_{12}та u_{23}. Для врахування похибки від втрат у вхідних колах ватметра (шунт та подільник напруги) необхідно скласти систему рівнянь та розв’язати її відносно добутку напруги та струму навантаження.

$$P = i_H u_H = \frac{u_{12}^2 - \left[1 + \frac{Z_3'(1+\alpha)}{K \cdot Z_2}\right]^2 u_{23}^2}{4 Z_3' K (1-K)} \cdot \frac{1}{\left[1 + \frac{Z_3'(1+\alpha)}{K \cdot Z_2}\right]^2} \qquad (2.7.1)$$

Позначимо: $$\beta = \frac{Z_3'(1+\alpha)}{K \cdot Z_2} \qquad (2.7.2)$$

тоді $(1+\beta)^2 = 1 + 2\beta + \beta^2$, виконавши ділення $\frac{1}{1+2\beta+\beta^2} = 1 - \frac{\beta(2+\beta)}{(1+\beta)^2}$ і підставивши результат у (2.7.2) отримаємо:

$$P = i_H u_H = \frac{u_{12}^2 - [1+\beta]^2 u_{23}^2}{4 Z_3' K (1-K)} \cdot \left[1 - \frac{\beta(2+\beta)}{(1+\beta)^2}\right] \qquad (2.7.3)$$

Якщо β <<1 отримаємо приблизне значення потужності:

$$P = \frac{u_{12}^2 - u_{23}^2}{4 Z_3' K (1-K)} \qquad (2.7.4)$$

Висновки: формула (2.7.1) дає точне значення потужності з урахуванням втрат в елементах ВЛ перетворювача ватметра (в шунті та подільнику напруги). Формула (2.7.4) дає наближене значення потужності. Оскільки на значення Z_2не накладено ніяких обмежень, то подільник напруги можна оптимізувати за критерієм мінімізації частотної похибки і завдяки цьому розширити діапазон частот.

Перевагою ватметра за схемою ВЛ Рис. 2.18 є те, що якщо вимірювання u_{12}та u_{23} реалізувати у 2 такти одним каналом, буде зменшений вплив його адитивної похибки.

Недоліком схеми ВЛ ватметра Рис. 2.18 є те, що вимірювані напруги u_{12}та u_{23} повинні бути віртуальними відносно точки заземлення, також те, що для її реалізації необхідно мати 2 шунти, при чому опори шунтів різні заради досягнення інваріантності щодо квадратів напруги і струму.

Висновки до розділу 2

Розділ присвячений вдосконаленню та аналізу методів вимірювання активної потужності втрат, що створені в рамках наукової роботи

Проведено аналіз складових вимірювальних сигналів ватметра. Напруга в дроселях перетворювачів насичена вищими гармоніками, а сумарна активна

потужність є сумою активних потужностей від кожної гармонічної складової, і визначається в тому числі і зсувами фаз між напругою та струмом.Кількість гармонік, які слід враховувати, повинна бути такою, щоб активна потужність неврахованих гармонік була меншою від заявленої похибки з деяким обумовленим запасом.

Проведено аналіз похибок ватметра прохідної потужності. При високих частотах канали ватметра стають дуже чутливими до фазових похибок. У зв’язку з цим важливим є правильна побудова вхідних ланок ватметра і такий метод, який забезпечить операції з середньоквадратичними значеннями сигналів без врахування фазових зсувів.

Проведене дослідження фазового зсуву перетворювача струму типу «кліщі» з ефектом Холла виявило, що їх використання для вимірювання малокосинусних сигналів потужності на високих частотах призводить до надмірних похибок.

Висвітлено створеного методу вимірювання втрат з використання імпульсного генератора. Змінюючи величини напруги джерел і послідовність їх поперемінного підключення до дроселя, можна моделювати будь-який з імпульсних режимів роботи дроселя в реальній схемі. Проведено аналіз створених методів безпосереднього та роздільного вимірювання, калориметричного методу та методу непрямого вимірювання втрат.

В розділі проведено аналіз створеного методу вимірювання втрат в реактивних елементах за параметрами перехідного процесу, де вимірюються параметри затухаючого коливального процесу, збудженого в LC контурі єдиним замиканням ключа. Також розглянуто створений метод визначення втрат за характеристиками резонансних режимів. Мета цих методів - визначити втрати в реактивному елементі на частотах кожної гармоніки, що входить в активну потужність, а потім опосередковано розрахувати сумарну активну потужність.

В розділі наведено одноканальну схему вимірювання потужності та схему із вхідною ланкою з паралельно розподіленим шунтом. Обидві схеми не враховують вплив індуктивності шунта, що є значним недоліком.

РОЗДІЛ 3
ОТРИМАННЯ АНАЛІТИЧНО-ДЕТЕРМІНОВАНИХ МОДЕЛЕЙ ТА РІВНЯНЬ ПЕРЕТВОРЕННЯ СХЕМ РОЗШИРЕННЯ МЕЖ ВИМІРЮВАННЯ

3.1 Вхідна ланка ватметра з паралельним розподіленим шунтом

Як було показано вище в більшості сучасних ватметрів присутні похибки від фазових зсувів в каналах вимірювання та похибки власного споживання вхідних ланок, які крім іншого призводять до того, що паспортна точність вимірювання забезпечується тільки при певному співвідношенні номінальних струму та напруги. Частотний діапазон та частотні похибки визначаються вхідними ланками. В цьому розділі розглянемо створені структурні рішення, які дозволяють компенсувати похибку від власного споживання та вплив фазових зсувів каналів вимірювання ватметра.

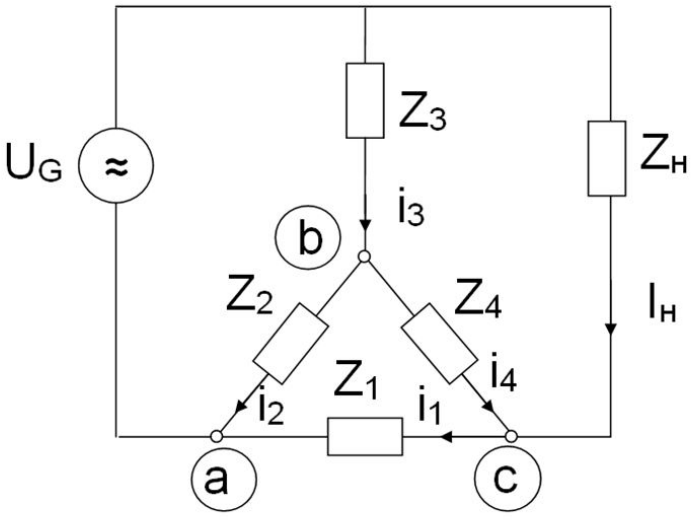


Рисунок 3.1 – Схема вхідної ланки ватметра з паралельним розподіленим шунтом, де: Z_1– основний шунт; Z_2, Z_4–допоміжний шунт з двох частин; Z_3– додатковий опір в подільнику напруги; $i_н$–струм навантаження; $i_н \cdot Z_н = u_н$ – напруга навантаження

Варіант вхідної ланки, представленої на рисунку 3.1 [59], що містить паралельний розподілений шунт, дає можливість задавати різні коефіцієнти при вимірюваннях напруги, внаслідок чого виконуються умови інваріантності щодо

квадратів струму та напруги та забезпечується компенсація похибки від власного споживання ватметра.

Схему опишемо такою системою рівнянь:

$$\begin{cases} i_2 - i_3 + i_4 = 0 \\ i_1 - i_4 = i_н \\ i_3 Z_3 + i_4 Z_4 = u_н \\ i_1 Z_1 - i_2 Z_2 + i_4 Z_4 = 0 \end{cases} \tag{3.1.1}$$

Напруги u_{ba} і u_{bc} :

$$\begin{cases} u_{ba} = i_2 Z_2 \\ u_{bc} = i_4 Z_4 \end{cases} \tag{3.1.2}$$

Миттєві значення струму $i_н$ та напруги $u_н$ навантаження $Z_н$ з рівнянь (3.1.1) та (3.1.2) приймають вид:

$$\begin{cases} i_н = \frac{u_{ba} - u_{bc}}{Z_1} - \frac{u_{bc}}{Z_4} \\ u_н = u_{bc} + \left(\frac{u_{ba}}{Z_2} + \frac{u_{bc}}{Z_4}\right) Z_3 \end{cases} \tag{3.1.3}$$

Добуток миттєвих значень струму $i_н$ та напруги $u_н$, є:

$$i_н u_н = \frac{u_{bc} Z_4 - u_{bc}(Z_1 + Z_4)}{Z_1 Z_4} \cdot \frac{u_{bc} Z_2 (Z_4 + Z_3) + u_{ba} Z_3 Z_4}{Z_2 Z_4}, \tag{3.1.4}$$

або

$$i_н u_н = \frac{Z_3}{Z_1 Z_2} {u_{ba}}^2 + \frac{\left(Z_2(Z_4 + Z_3) - Z_3(Z_1 + Z_4)\right)}{Z_1 Z_2 Z_4} u_{ba} u_{bc} - \frac{(Z_1 + Z_4) \cdot Z_2 (Z_4 + Z_3)}{Z_1 Z_2 Z_4^2} {u_{bc}}^2 \tag{3.1.5}$$

При виконанні умови:

$$Z_2(Z_4 + Z_3) = Z_3(Z_1 + Z_4), \tag{3.1.6}$$

формула (3.1.5) набуває виду:

$$i_н u_н = \frac{Z_3}{Z_1 Z_2} \cdot \left({u_{ba}}^2 - \left(1 + \frac{Z_1}{Z_4}\right)^2 {u_{bc}}^2\right) \tag{3.1.7}$$

За [66] середньоквадратичне значення сигналу $x_{с.к.з}$ є корінь суми квадратів його миттєвих значень $X(t): x_{с.к.з} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T X^2(t)dt},$ а активна потужність P – є визначений

осереднений інтеграл добутку миттєвих значень струму $i(t)$ та напруги $u(t)$

$$P = \frac{1}{T}\int_0^T u(t)i(t)dt,$$

Для розрахунку активної потужності, використаємо формулу (4.2.7) зі значеннями миттєвих вибірок, отримуємо:

$$P = \frac{1}{N}\int_0^T u_н(t)i_н(t)dt = \frac{1}{N}\int_0^T \frac{Z_3}{Z_1 Z_2}\cdot\left(u_{ba}^2(t) - \left(1+\frac{Z_1}{Z_4}\right)^2 u_{bc}^2(t)\right)dt \qquad (3.1.8)$$

Запишемо формулу (4.2.7) прийнявши за u_{ba} та u_{bc} середньоквадратичні значення відповідних напруг

$$\frac{Z_3}{Z_1 Z_2}\cdot\left(\left(\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T u_{ba}{}^2(t)dt}\right)^2 - \left(1+\frac{Z_1}{Z_4}\right)^2\left(\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T u_{bc}{}^2(t)dt}\right)^2\right) = \frac{1}{N}\int_0^T \frac{Z_3}{Z_1 Z_2}\cdot\left(u_{ba}^2(t) - \left(1+\frac{Z_1}{Z_4}\right)^2 u_{bc}^2(t)\right)dt \qquad (3.1.9)$$

Очевидно, що формули (3.1.8) та (3.1.9) є рівні. Таким чином, формула (3.1.7) дає значення активної потужності при умові, що u_{ba} та u_{bc} є середньоквадратичними значенням відповідних напруг, а у Z_1, Z_2, Z_3, Z_4 відсутні реактивні складові.

3.2 Вхідна ланка ватметра з додатковим вимірюванням середньоквадратичного значення напруги шунта

Виведемо формулу для активної потужності при невиконанні умови (3.1.6), коли опори додаткового подільника та шунта відрізняються від розрахованих.

Знаючи з (3.1.1), що $i_1 Z_1 = u_{ba} - u_{bc}$, аналогічно можна вивести:

$$\begin{cases} i_1 = \frac{u_{ba} - u_{bc}}{Z_1} \\ i_3 = \frac{u_н - u_{bc}}{Z_3} \end{cases} \qquad (3.2.1)$$

Струми i_2 та i_4, виходячи з рівнянь (1):

$$\begin{cases} i_2 = i_3 - i_4 \\ i_4 = i_1 - i_н \end{cases} \qquad (3.2.2)$$

Підставимо (3.1.2) та (3.2.1) в (3.2.2), отримаємо:

$$\begin{cases}\frac{u_{ba}}{Z_2}=\frac{u_н-u_{bc}}{Z_3}-\frac{u_{bc}}{Z_4}\\ \frac{u_{bc}}{Z_4}=\frac{u_{ba}-u_{bc}}{Z_1}-i_н\end{cases}, \qquad (3.2.3)$$

або

$$\begin{cases}u_{ba}=\frac{Z_2}{Z_3Z_4}\left(Z_4u_н-u_{bc}(Z_4+Z_3)\right)\\ u_{bc}=\frac{Z_4Z_1}{Z_1+Z_4}\left(\frac{u_{ba}}{Z_1}-i_н\right)\end{cases}. \qquad (3.2.4)$$

Після перетворення, отримаємо

$$\begin{cases}u_{ba}=\frac{Z_2}{Z_3Z_4}\left(Z_4u_н-\frac{Z_4Z_1(Z_4+Z_3)}{Z_1+Z_4}\left(\frac{u_{ba}}{Z_1}-i_н\right)\right)\\ u_{bc}=\frac{Z_4Z_1}{Z_1+Z_4}\left(\frac{Z_2}{Z_1Z_3Z_4}\left(Z_4u_н-u_{bc}(Z_4+Z_3)\right)-i_н\right)\end{cases}, \qquad (3.2.5)$$

або

$$\begin{cases}u_{ba}\left(1+\frac{Z_2(Z_4+Z_3)}{Z_3(Z_1+Z_4)}\right)=\frac{Z_2}{Z_3}\left(u_н+\frac{Z_4+Z_3}{Z_1+Z_4}\cdot Z_1i_н\right)\\ u_{bc}\left(1+\frac{Z_2(Z_4+Z_3)}{Z_3(Z_1+Z_4)}\right)=\frac{Z_4}{Z_1+Z_4}\left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н-Z_1i_н\right)\end{cases}. \qquad (3.2.6)$$

При виконанні умови (3.1.6) $Z_2(Z_4+Z_3)=Z_3(Z_1+Z_4)$ система (3.2.6) набуває виду:

$$\begin{cases}u_{ba}=\frac{1}{2}\left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н+Z_1i_н\right)\\ u_{bc}=\frac{1}{2}\cdot\left(\frac{Z_4}{Z_1+Z_4}\right)\cdot\left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н-Z_1i_н\right)\end{cases} \qquad (3.2.7)$$

Для знаходження добутку $u_нi_н$ з (15) приведемо обидві сторони рівнянь до квадрата та приймемо:

$$k=1+\frac{Z_2(Z_4+Z_3)}{Z_3(Z_1+Z_4)}=\frac{Z_3(Z_1+Z_4)+Z_2(Z_4+Z_3)}{Z_3(Z_1+Z_4)} \qquad (3.2.8)$$

Тоді,

$$\begin{cases}{u_{ba}}^2=\left(\frac{1}{k}\right)^2\left(\frac{Z_2}{Z_3}\right)^2\left((u_н)^2+2u_нi_н\frac{Z_1(Z_4+Z_3)}{Z_1+Z_4}+\left(\frac{Z_4+Z_3}{Z_1+Z_4}\right)^2(Z_1i_н)^2\right)\\ {u_{bc}}^2=\left(\frac{1}{k}\right)^2\left(\frac{Z_4}{Z_1+Z_4}\right)^2\left(\left(\frac{Z_2u_н}{Z_3}\right)^2-2u_нi_н\frac{Z_1Z_2}{Z_3}+(Z_1i_н)^2\right)\end{cases} \qquad (3.2.9)$$

При відніманні другого рівняння від першого, маємо:

$$u_{ba}{}^2 - u_{bc}{}^2\left(\frac{Z_1+Z_4}{Z_4}\right)^2 = \left(\frac{1}{k}\right)^2\left(2u_н i_н \frac{Z_1Z_2}{Z_3}\left(\frac{Z_2}{Z_3}\frac{(Z_4+Z_3)}{(Z_1+Z_4)}+1\right)+\left(\left(\frac{Z_2}{Z_3}\frac{(Z_4+Z_3)}{(Z_1+Z_4)}\right)^2 - 1\right)(Z_1 i_н)^2\right) \quad (3.2.10)$$

Взявши до уваги (3.2.8), маємо:

$$\frac{Z_3}{Z_1Z_2}\left(u_{ba}{}^2 - u_{bc}{}^2\left(\frac{Z_1+Z_4}{Z_4}\right)^2\right) = \frac{2}{k}\,u_н i_н + \frac{Z_3}{Z_1Z_2}\,(Z_1 i_н)^2\left(\frac{\left(Z_2(Z_4+Z_3)\right)^2-\left(Z_3(Z_1+Z_4)\right)^2}{\left(Z_3(Z_1+Z_4)+Z_2(Z_4+Z_3)\right)^2}\right), \quad (3.2.11)$$

або

$$u_н i_н = \frac{k}{2}\frac{Z_3}{Z_1Z_2}\left(u_{ba}{}^2 - u_{bc}{}^2\left(\frac{Z_1+Z_4}{Z_4}\right)^2 - (Z_1 i_н)^2\left(\frac{Z_2(Z_4+Z_3)-Z_3(Z_1+Z_4)}{Z_3(Z_1+Z_4)+Z_2(Z_4+Z_3)}\right)\right), \quad (3.2.12)$$

тоді, активна потужність P визначатиметься, як

$$P = u_н i_н = \frac{Z_3(Z_1+Z_4)+Z_2(Z_4+Z_3)}{2Z_1Z_2(Z_1+Z_4)}\left(u_{ba}{}^2 - u_{bc}{}^2\left(\frac{Z_1+Z_4}{Z_4}\right)^2 - Z_1 i_н{}^2\left(\frac{Z_2(Z_4+Z_3)-Z_3(Z_1+Z_4)}{Z_3(Z_1+Z_4)+Z_2(Z_4+Z_3)}\right)\right), \quad (3.2.13)$$

де $(Z_1 i_н)^2$ розраховується наступним чином. Струм навантаження, знаходиться використовуючи формулу

$$i_н = \frac{u_{ac}}{Z_1} - \frac{u_{bc}}{Z_4}, \quad (3.2.14)$$

тоді

$$(Z_1 i_н)^2 = u_{ac}{}^2 - 2\frac{Z_1}{Z_4}u_{ac}u_{bc}cos\varphi_{acbc} + \left(\frac{Z_1}{Z_4}\right)^2 (u_{bc})^2 \quad (3.2.15)$$

Косинус кута зсуву $cos\varphi_{acbc}$ між напругами u_{ac} та u_{bc}, знаходиться з трикутника $u_{ba} - u_{ac} - u_{bc}$ використовуючи формулу

$$cos\varphi_{acbc} = \frac{(u_{ba})^2-(u_{ac})^2-(u_{bc})^2}{2u_{ac}u_{bc}} \quad (3.2.16)$$

Тоді,

$$(Z_1 i_н)^2 \; = \; {u_{ac}}^2 \; - \frac{Z_1}{Z_4}((\,u_{ba})^2 - (u_{ac})^2 - (u_{bc})^2) + \left(\frac{Z_1}{Z_4}\right)^2 (u_{bc})^2 \qquad (3.2.17)$$

Варто зауважити, що в більшості випадків, при реактивному характері навантаження, та при умові, що $Z_1 \ll Z_4$, сигнал середньоквадратичного значення струму навантаження $Z_1 i_н \approx u_{ac}$.

З формули (3.2.13) та (3.2.17), можна зробити висновок, що при довільних значеннях опорів подільника та шунта і невиконанні умови (3.1.6) в такій схемі необхідно проводити додаткове вимірювання середньоквадратичного значення напруги шунта u_{ac}, (Рисунок 3.2.) а формула (3.2.13) дає значення активної потужності при умові, що u_{ba} , u_{bc} та u_{ac} є середньоквадратичними значенням відповідних напруг, а у Z_1, Z_2, Z_3, Z_4 відсутні реактивні складові [67], [68].

Розрахуємо значення активної потужності та $cos(\varphi)$ при наявності реактивної складової в шунті Z_1. З формули (3.2.6), враховуючи (3.2.8) маємо:

$$\begin{cases} u_{ba}k = \frac{Z_2}{Z_3}\left(u_н + \frac{Z_4+Z_3}{Z_1+Z_4} \cdot Z_1 i_н\right) \\ u_{bc}k = \frac{Z_4}{Z_1+Z_4}\left(\frac{Z_2}{Z_3} u_н - \; Z_1 i_н\right) \end{cases} \qquad (3.2.18)$$

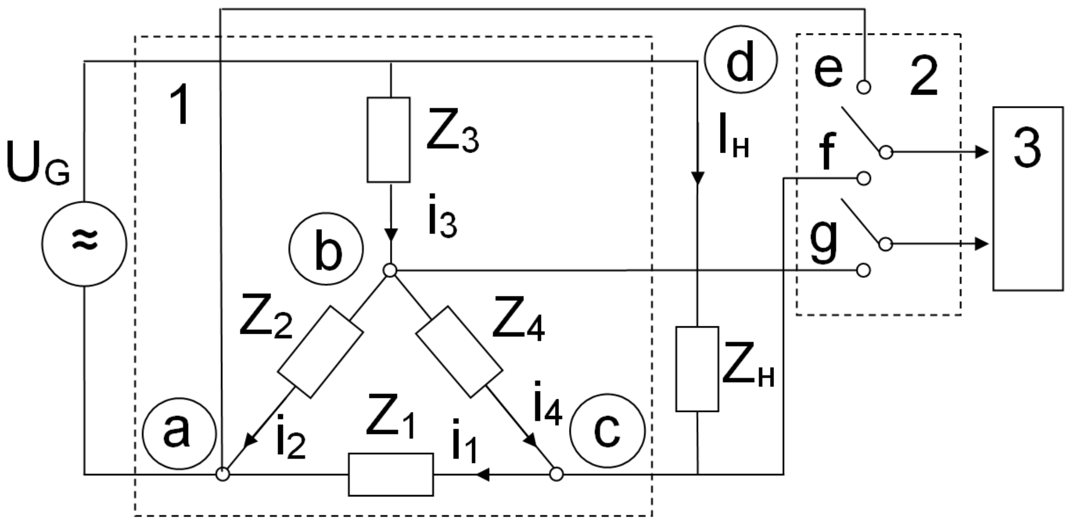


Рисунок 3.2. Вхідна ланка ватметра прохідної потужності з додатковим вимірюванням середньоквадратичного значення напруги шунта, де: 1 - вхідний пристрій на основі елементів активного електричного опору, 2 - комутатор, 3 - квадратичний детектор та блок обчислення.

Векторна діаграма на рисунку 3.3 побудована на основі (3.2.18) з врахуванням кута φ між $u_н$ та $i_н$, що визначається реактивною складовою опору $Z_н$, та кута φ_{Z1}, що визначається дією реактивної складової опору шунта Z_1 на струм $i_н$

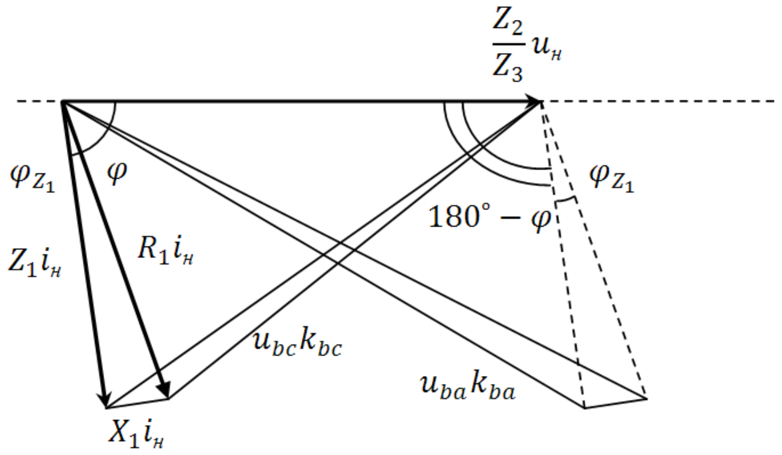


Рисунок 3.3 – Векторна діаграма для схеми ватметра з паралельним розподіленим шунтом

де
$$\begin{cases} k_{ba} = k \\ k_{bc} = \frac{Z_1+Z_4}{Z_4} k \end{cases} \quad (3.2.19)$$

Таким чином за теоремою косинусів маємо:

$$\begin{cases} cos(\varphi - \varphi_{z1}) = \dfrac{(u_{ba}k)^2 - \left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2 - \left(\frac{Z_2(Z_4+Z_3)}{Z_3(Z_1+Z_4)} \cdot Z_1 i_н\right)^2}{2\frac{Z_2}{Z_3}u_н \frac{Z_2(Z_4+Z_3)}{Z_3(Z_1+Z_4)} \cdot Z_1 i_н} \\ cos(180° - (\varphi - \varphi_{z1})) = \dfrac{\left(\frac{Z_1+Z_4}{Z_4}u_{bc}k\right)^2 - \left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2 - (Z_1 i_н)^2}{2\frac{Z_2}{Z_3}u_н \cdot Z_1 i_н} \end{cases} \quad (3.2.20)$$

Знайдемо суму двох рівнянь системи (3.2.20) і враховуючи, що $cos(180° - \alpha) = -cos\alpha$, отримуємо

$$-\left(\frac{Z_1+Z_4}{Z_4}u_{bc}k\right)^2 + \left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2 + (Z_1 i_н)^2 = \frac{(u_{ba}k)^2 - \left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2 - \left(\frac{Z_2(Z_4+Z_3)}{Z_3(Z_1+Z_4)} \cdot Z_1 i_н\right)^2}{\frac{Z_2(Z_4+Z_3)}{Z_3(Z_1+Z_4)}} \quad (3.2.21)$$

Звідки

$$\left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2\left(1+\frac{Z_3(Z_1+Z_4)}{Z_2(Z_4+Z_3)}\right)=(\,u_{ba}k)^2\frac{Z_3(Z_1+Z_4)}{Z_2(Z_4+Z_3)}+\left(\frac{Z_1+Z_4}{Z_4}u_{bc}k\right)^2-(Z_1i_н)^2\left(\frac{Z_2(Z_4+Z_3)}{Z_3(Z_1+Z_4)}+1\right)$$

(3.2.22)

Знаючи з (3.2.8), що $k\Big/\left(1+\frac{Z_3(Z_1+Z_4)}{Z_2(Z_4+Z_3)}\right)=\frac{Z_2(Z_4+Z_3)}{Z_3(Z_1+Z_4)}$, зробимо необхідні перетворення в (3.2.22) і отримаємо:

$$\left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2=(\,u_{ba})^2k+\left(\frac{Z_1+Z_4}{Z_4}\right)^2(u_{bc})^2k\left(\frac{Z_2(Z_4+Z_3)}{Z_3(Z_1+Z_4)}\right)-(Z_1i_н)^2\left(\frac{Z_2(Z_4+Z_3)}{Z_3(Z_1+Z_4)}\right), \quad (3.2.23)$$

або

$$\frac{Z_2}{Z_3}u_н=\sqrt{(\,u_{ba})^2k+\left(\frac{Z_1+Z_4}{Z_4}\right)^2(u_{bc})^2k\left(\frac{Z_2(Z_4+Z_3)}{Z_3(Z_1+Z_4)}\right)-(Z_1i_н)^2\left(\frac{Z_2(Z_4+Z_3)}{Z_3(Z_1+Z_4)}\right)}. \quad (3.2.24)$$

Середньоквадратичне значення напруги навантаження, визначається по формулі

$$u_н=\frac{Z_3}{Z_2}\sqrt{(\,u_{ba})^2k+\left(\frac{Z_1+Z_4}{Z_4}\right)^2(u_{bc})^2k\left(\frac{Z_2(Z_4+Z_3)}{Z_3(Z_1+Z_4)}\right)-(Z_1i_н)^2\left(\frac{Z_2(Z_4+Z_3)}{Z_3(Z_1+Z_4)}\right)}. \quad (3.2.25)$$

Або

$$u_н=\frac{Z_3}{Z_2}\sqrt{(\,u_{ba})^2\left(1+\frac{Z_2(Z_4+Z_3)}{Z_3(Z_1+Z_4)}\right)+\left(\frac{Z_1+Z_4}{Z_4}\right)^2(u_{bc})^2\left(1+\frac{Z_2(Z_4+Z_3)}{Z_3(Z_1+Z_4)}\right)\left(\frac{Z_2(Z_4+Z_3)}{Z_3(Z_1+Z_4)}\right)-(Z_1i_н)^2\left(\frac{Z_2(Z_4+Z_3)}{Z_3(Z_1+Z_4)}\right)}.$$

(3.2.26)

Тут $(Z_1i_н)^2$ розраховується по формулі (3.2.15), причому формула (3.2.16) в цьому випадку набуває виду:

$$cos(\varphi_{acbc}+\varphi_{z1})=\frac{(\,u_{ba})^2-(u_{ac})^2-(u_{bc})^2}{2u_{ac}u_{bc}} \quad (3.2.27)$$

Косинус кута зсуву фаз $cos\varphi_{acbc}$ між напругами u_{ac} та u_{bc}, з врахуванням впливу спричиненого зсувом фази φ_{z1}, визначається за формулою:

$$cos\varphi_{acbc} = cos(\varphi_{acbc} + \varphi_{z1}) \cdot cos(\varphi_{z1}) + \sqrt{1 - cos^2(\varphi_{acbc} + \varphi_{z1})} \cdot \sqrt{1 - cos^2\varphi_{z1}} \qquad (3.2.28)$$

Струм навантаження, знаходиться використовуючи формулу

$$i_н = \frac{1}{Z_1}\sqrt{{u_{ac}}^2 - 2\frac{Z_1}{Z_4}u_{ac}u_{bc}cos\varphi_{acbc} + \left(\frac{Z_1}{Z_4}\right)^2 (u_{bc})^2}. \qquad (3.2.29)$$

Використовуючи (3.2.23) та (3.2.24) друге рівняння з формули (3.2.20) набуває виду:

$$-cos(\varphi - \varphi_{z1}) = \frac{\left(\frac{Z_1+Z_4}{Z_4}u_{bc}k\right)^2 - (u_{ba})^2k - \left(\frac{Z_1+Z_4}{Z_4}\right)^2(u_{bc})^2k\left(\frac{Z_2(Z_4+Z_3)}{Z_3(Z_1+Z_4)}\right) + (Z_1i_н)^2\left(\frac{Z_2(Z_4+Z_3)}{Z_3(Z_1+Z_4)}\right) - (Z_1i_н)^2}{2Z_1i_н\sqrt{(u_{ba})^2k + \left(\frac{Z_1+Z_4}{Z_4}\right)^2(u_{bc})^2k\left(\frac{Z_2(Z_4+Z_3)}{Z_3(Z_1+Z_4)}\right) - (Z_1i_н)^2\left(\frac{Z_2(Z_4+Z_3)}{Z_3(Z_1+Z_4)}\right)}}, \qquad (3.2.30)$$

або

$$cos(\varphi - \varphi_{z1}) = \frac{(u_{ba})^2k - \left(\frac{Z_1+Z_4}{Z_4}\right)^2(u_{bc})^2k\left(k - \frac{Z_2(Z_4+Z_3)}{Z_3(Z_1+Z_4)}\right) + (Z_1i_н)^2\left(1 - \frac{Z_2(Z_4+Z_3)}{Z_3(Z_1+Z_4)}\right)}{2\frac{Z_2}{Z_3}u_н \cdot Z_1i_н} \qquad (3.2.31)$$

Знаючи $k = 1 + \frac{Z_2(Z_4+Z_3)}{Z_3(Z_1+Z_4)}$,

$$cos(\varphi - \varphi_{z1}) = \frac{(u_{ba})^2\left(1 + \frac{Z_2(Z_4+Z_3)}{Z_3(Z_1+Z_4)}\right) - \left(\frac{Z_1+Z_4}{Z_4}\right)^2(u_{bc})^2\left(1 + \frac{Z_2(Z_4+Z_3)}{Z_3(Z_1+Z_4)}\right) + (Z_1i_н)^2\left(1 - \frac{Z_2(Z_4+Z_3)}{Z_3(Z_1+Z_4)}\right)}{2\frac{Z_2}{Z_3}u_н \cdot Z_1i_н} \qquad (3.2.32)$$

Легко переконатися, що при $\varphi_{z1} = 0$, активна потужність $P = u_нi_нcos(\varphi)$ набуває вид (3.2.13)

При виконанні умови (4.2.6) $Z_2(Z_4 + Z_3) = Z_3(Z_1 + Z_4)$, відповідно до (3.2.8) k=2, рівняння (3.2.23) набуває виду:

$$\left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2 = 2(u_{ba})^2 + 2\left(\frac{Z_1+Z_4}{Z_4}\right)^2(u_{bc})^2 - (Z_1i_н)^2 \qquad (3.2.33)$$

або

$$\frac{Z_2}{Z_3}u_н = \sqrt{2(u_{ba})^2 + 2\left(\frac{Z_1+Z_4}{Z_4}\right)^2(u_{bc})^2 - (Z_1i_н)^2} \qquad (3.2.34)$$

Припустивши, що $\varphi_{z1} = 0$ та тоді при виконанні умови (3.1.6) використовуючи (3.2.33) та (3.2.34) формула (3.2.32) набуває виду:

$$cos(\varphi) = \frac{(u_{ba})^2 - \left(\frac{Z_1 + Z_4}{Z_4}\right)^2 (u_{bc})^2}{\frac{Z_2}{Z_3} u_н \cdot Z_1 i_н} \qquad (3.2.35)$$

Таким чином, при наявності реактивності в шунті *Z1*, необхідно проводити корекцію, спричинену наявністю зсуву фаз φ_{z1}.

В загальному випадку значення опору

$$Z1 = R1 - jX1, \qquad (3.2.36)$$

або

$$|Z1| = \sqrt{R1^2 + X1^2} \qquad (3.2.37)$$

Для проведення корекції необхідно визначити кут φ_{z1}, його косинус:

$$cos(\varphi_{z1}) = \frac{R1}{|Z1|} \qquad (3.2.38)$$

Необхідно розрахувати *Z1* та *X1* знаючи активний опір шунта *R1* та його еквівалентну схему. Якщо шунт являє собою послідовне з'єднання опору *R1* та індуктивності *L1*, причому індуктивність є незмінна та заздалегідь виміряна, тоді вимірюючи частоту *F* змінного струму можна визначити *X1* за формулою

$$X1 = 2\pi \cdot F \cdot L1 \qquad (3.2.39)$$

Тоді кут φ_{z1} набуває виду:

$$\varphi_{z1} = arccos\left(\frac{R1}{\sqrt{R1^2 + (2\pi \cdot F \cdot L1)^2}}\right) \qquad (3.2.40)$$

Також, можна розрахувати *Z1,* використовуючи калориметричний метод. В цьому методі необхідно вимірювати різницю температур ΔT шунта, що є пропорційна через коефіцієнт *K* активній потужності *P,* що на ньому виділяється, та вимірювати середньоквадратичну напругу шунта u_{ac} .

$$\Delta T = PK = \frac{KU_ш{}^2}{R1} \qquad (3.2.41)$$

$$U_ш = \sqrt{\Delta T \frac{R1}{K}} \qquad (3.2.42)$$

$$cos(\varphi_{z1}) = \frac{U_ш}{u_{ac}} = \frac{\sqrt{\Delta T\frac{R1}{K}}}{u_{ac}} \quad (3.2.43)$$

Корекція впливу спричиненого зсувом фази φ_{z1} буде розраховуватись по формулі:

$$cos(\varphi) = cos\left(arccos\left(cos(\varphi - \varphi_{z1})\right) + arccos\left(cos(\varphi_{z1})\right)\right) =$$

$$cos(\varphi - \varphi_{z1}) \cdot cos(\varphi_{z1}) - \sqrt{1 - \left(cos(\varphi - \varphi_{z1})\right)^2} \cdot \sqrt{1 - \left(cos(\varphi_{z1})\right)^2} \quad (3.2.44)$$

Активна потужність, при наявності реактивної складової в опорі шунта, буде розраховуватись по формулі

$$P = i_н u_н cos(\varphi) \quad (3.2.45)$$

Таким чином, розширення частотного діапазону може бути досягнуто не тільки апаратними засобами (зменшення індуктивності шунта), а й введенням розрахункової корекції після вимірювання значень активної та реактивної складової шунта.

Моделювання.

На частотах вище 1 МГц, доцільно провести моделювання в пакеті Multisim з наступним розрахунком отриманих при моделюванні даних [67].

Для проведення моделювання вхідної ланки ватметра прохідної потужності з додатковим вимірюванням середньоквадратичного значення напруги шунта в системі Multisim, значення резисторів вхідної ланки визначається наступним чином:

– розраховується опір шунта, виходячи з номінального значення струму навантаження $i_{нн}$ та номінального падіння напруги на шунті $u_{шн}$: $Z_1 = \frac{u_{шн}}{i_{нн}}$;

– обирається опір частини допоміжного подільника Z2=Z4, виходячи з оптимальної частотної характеристики;

– опір частини подільника напруги Z3 розраховують, виходячи з номінальної напруги навантаження $u_{нн}$ так, щоб падіння напруги на частини допоміжного шунта Z4, дорівнювало номінальному падінню напруги на шунті: $Z_3 = 0{,}5Z_4\left(\frac{u_{нн}}{u_{шн}} - 1\right)$;

При вибраних $i_{нн} = 1$ А, $u_{шн} = 0,1$ В та $u_{нн} = 100$ В можна провести розрахунок схеми, моделювання якої представлено на рис.3.4. В моделі шунт формується послідовним з'єднанням активного опору R1 =100 мОм та паразитної індуктивності L1 = 0,5 нГн, середньоквадратична напруга генератора U_G= 100 В, опори вхідної ланки мають значення R2=R4=100 Ом, а R3=49950 Ом, до кожного з опорів послідовно під'єднано паразитну індуктивність в 4 нГн.

Результати моделювання в системі Multisim та розрахунків активної потужності представлені в табл.3.1.

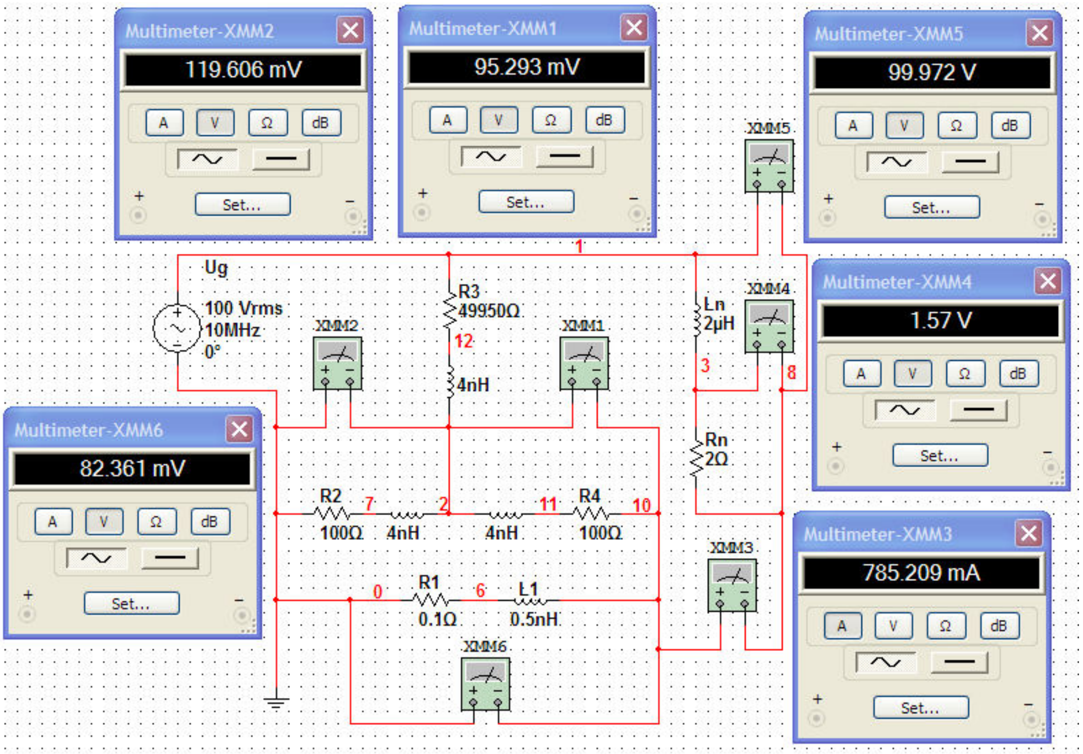


Рисунок. 3.4 - Модель вхідної ланки ватметра прохідної потужності з додатковим вимірюванням середньоквадратичного значення напруги шунта в системі Multisim

Для отримання на високих частотах значення потужності вимірюється середньоквадратичне значення напруг uba, ubc та uac та розраховується напруга, струм навантаження та косинус зсуву фаз між ними, враховується похибка від реактивної складової ланки шунта та отримується значення активної потужності.

Як видно з таблиці 3.1 та рис 3.4, внесок обраної реактивної компоненти шунта значно збільшує відносну похибку розрахунку за (3.1.8) на високих частотах, обмежуючи використання схеми на рис.3.1 низькими частотами. Також, в результаті

корекції реактивної компоненти шунта в схемі на рис.3.6 розрахункова відносна похибка активної потужності за (3.2.44) залишається прийнятною для проведення вимірювань активної потужності на частотах до 10 МГц та cosφ на навантаження до 0,1 [67].

Таблиця 3.1.

Результати розрахунків та моделювання в системі Multisim

Виставлені значення	Частота генератора, F, кГц	100	100	1.000	1.000	10.000	10.000
	Індуктивність навантаження, $L_н$, мкГн	200	200	20	20	2	2
	Опір навантаження, $R_н$, Ом	20	2	20	2	20	2
	cosφ навантаження	0,157	0,016	0,157	0,016	0,157	0,016
Данні симуляції в пакеті Multisim	Напруга навантаження, u_n, В	99,986	99,997	99,98	99,995	99,962	99,972
	Струм навантаження, i_n, А	0,7759	0,7854	0,776	0,7854	0,7757	0,7852
	Напруга, U_{ba},мВ	112,89	108,17	113,9	109,21	123,63	119,61
	Напруга, U_{bc},мВ	101,3	106,67	100,2	105,63	89,547	95,293
	Напруга,U_{ac},мВ	77,564	78,503	77,6	78,541	81,381	82,361
Розраховані значення за формулами	Струм навантаження, in9 за (3.2.29), А	0,776	0,785	0,776	0,785	0,776	0,786
	Напруга навантаження,un8 за (3.2.26), В	99,988	99,997	99,985	99,996	99,969	99,980
	Cosφ навантаження за (3.2.43)	0,155	0,016	0,155	0,016	0,156	0,017
	Активна потужність, P_{real}, Вт	12,040	1,234	12,04	1,234	12,034	1,233
	Активна потужність, Р3 за (3.1.8), Вт	12,283	1,481	14,458	3,712	36,219	26,003
	Активна потужність, Р14 за (3.2.44), Вт	12,042	1,235	12,051	1,245	12,141	1,329
	Абсолютна похибка розрахунку активної потужності за (3.1.8), Δрр3= Р3 - Preal, Вт	0,24	0,25	2,42	2,48	24,18	24,77
	Абсолютна похибка розрахунку активної потужності за (3.2.44), Δрр14= Р14 - Preal, Вт	0,0027	0,0009	0,0118	0,0118	0,1071	0,0957
	Відносна похибка розрахунку активної потужності за (3.1.8), σрр3 = 100·Δрр3 / Preal, %	2,02	20,07	20,09	200,92	200,98	2008,77
	Відносна похибка розрахунку активної потужності за (3.2.44), $\sigma_{pp14} = 100 \cdot \Delta_{pp14} / P_{real}$, %	0,023	0,074	0,098	0,956	0,890	7,759

Основною похибкою ватметра є в вплив низькоомного шунта Z1. Для розширення частотного діапазону доцільно використовувати коаксіальні або тріаксіальні шунти [1]. Виконання вхідного пристрою ватметра із додатковим вимірюванням напруги шунта, дозволяє позбавитись впливу похибки від власного

споживання та підвищити точність вимірювання потужності на високих частотах. В середньому діапазоні частот очікувана основна похибка ватметра виготовленого за таким методом складає 0,05%. Результати дослідження готуються до впровадження на ТОВ «Росток-Прилад ЛТД».[69]

3.3 Вхідна ланка ватметра з паралельним розподіленим шунтом та середньою точкою

Розглянемо варіант створеної схеми вхідної ланки, що містить середньою точку шунта створену діленням шунта на дві рівні частини представлену на рисунку 3.5, та схеми з середньою точкою створеною додатковим резистивним подільником представлену на рисунку 3.6. Такі схеми дають можливість проводити всі вимірювання відносно однієї точки, забезпечувати компенсацію похибки від власного споживання ватметра та проводити програмну корекцію похибки спричиненої впливом реактивної компоненти шунта. [70], [71].

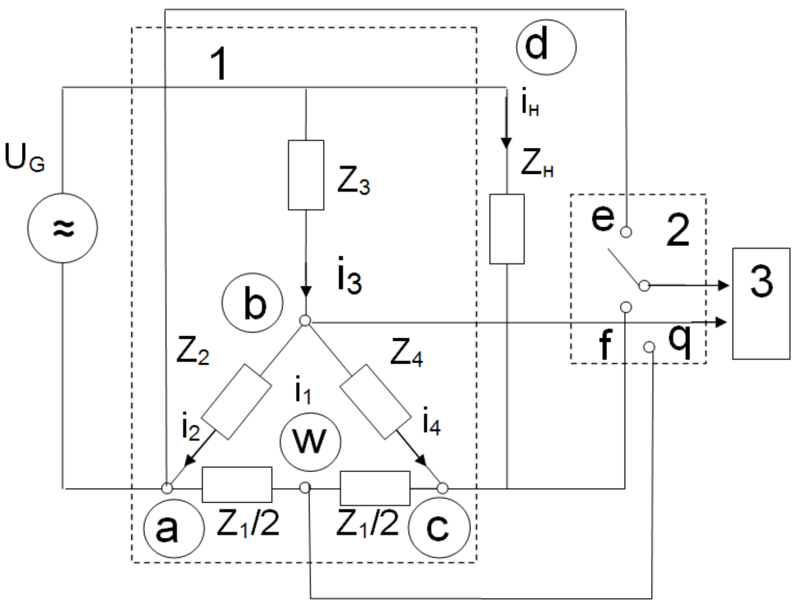


Рисунок 3.5 – Схема вхідної ланки ватметра з паралельним розподіленим шунтом та середньою точкою , де: 1 - вхідний пристрій на основі елементів активного електричного опору, 2 - комутатор, 3 - квадратичний детектор та блок обчислення; $Z_1/2$ – два рівні шунти, з опором рівним половині основного шунта, для створення середньої точки

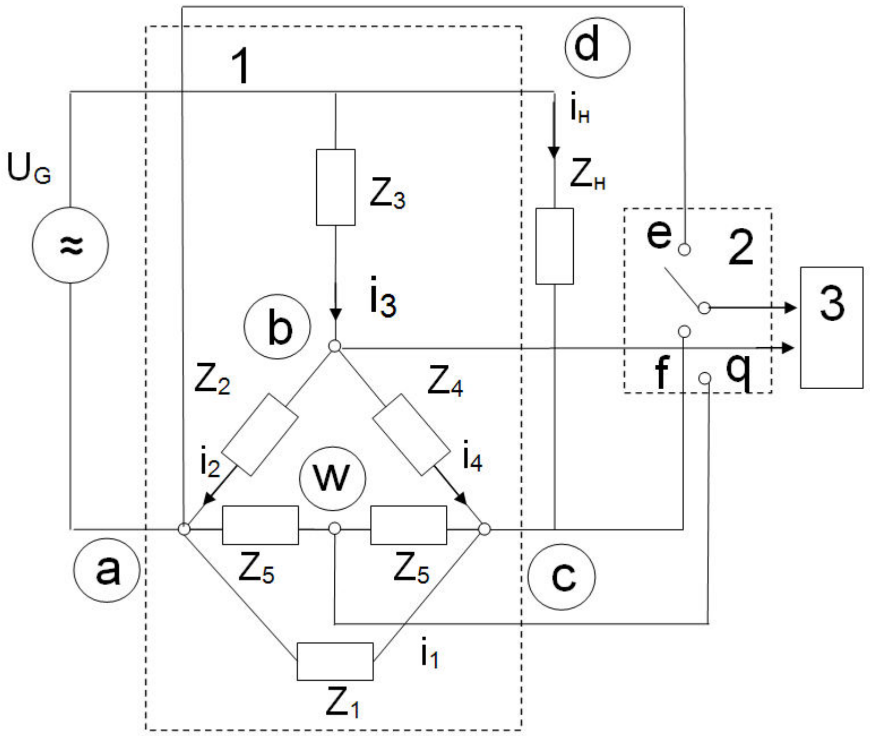


Рисунок 3.6 – Схема вхідної ланки ватметра з паралельним розподіленим шунтом та додатковим подільником з середньою точкою , де: 1 - вхідний пристрій на основі елементів активного електричного опору, 2 - комутатор, 3 - квадратичний детектор та блок обчислення; Z_1– основний шунт;.; Z_2, Z_4–допоміжний шунт з двох частин; Z_3– додатковий опір в подільнику напруги; $i_н$–струм навантаження; $i_н \cdot Z_н = u_н$– напруга навантаження; Z_5 – допоміжний подільник з двох однакових опорів для створення середньої точки, при його виборі має виконуватись умова $Z_5 \gg Z_1$.

Для спрощення розрахунків приймемо варіант коли виконується умова (3.1.6). Векторна діаграма для даних схем представлена на рисунку 3.7. Вона будується, використовуючи формулу (3.2.7), добудовуючи векторну діаграму, представлену на рисунку 3.3, векторами $\underset{u_{ba}}{\longrightarrow}$ та $\underset{u_{bc}}{\longrightarrow}$, що починаються відносно початку вектора $\underset{\frac{Z_2}{Z_3}u_н}{\longrightarrow}$.

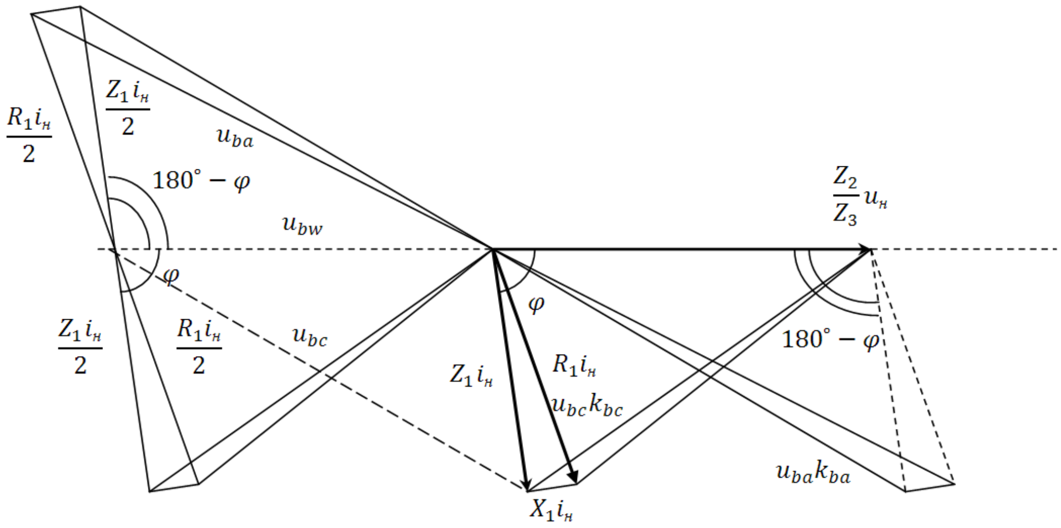


Рисунок 3.7 – Векторна діаграма для схеми ватметра з паралельним розподіленим шунтом та середньою точкою

Значення $\frac{Z_2}{Z_3}u_н$ розраховується наступним чином. При виконанні умови (3.1.6), маємо:

$$\begin{cases} u_{ba} = \frac{1}{2}\left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н + Z_1 i_н\right) \\ \frac{Z_1+Z_4}{Z_4}u_{bc} = \frac{1}{2}\cdot\left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н - Z_1 i_н\right) \end{cases}. \tag{3.3.1}$$

Звідки

$$\begin{cases} u_{ba} - \frac{Z_1+Z_4}{Z_4}u_{bc} = Z_1 i_н \\ u_{ba} + \frac{Z_1+Z_4}{Z_4}u_{bc} = \frac{Z_2}{Z_3}u_н \end{cases}, \tag{3.3.2}$$

або

$$\begin{cases} (u_{ba} - u_{bc}) - \frac{Z_1}{Z_4}u_{bc} = Z_1 i_н \\ (u_{ba} + u_{bc}) + \frac{Z_1}{Z_4}u_{bc} = \frac{Z_2}{Z_3}u_н \end{cases}. \tag{3.3.3}$$

Для схем на рисунку 3.5 та 3.6 із середньою точкою шунта буде справедливим:

$$\begin{cases} u_{ba} - u_{bc} = u_{ac} \\ u_{ba} + u_{bc} = 2u_{bw} \end{cases}. \tag{3.3.4}$$

Тоді, використовуючи (3.3.3) та (3.3.4), отримаємо:

$$\frac{Z_2}{Z_3}u_н = u_{ba} + u_{bc} + \frac{Z_1}{Z_4}u_{bc} = 2u_{bw} + \frac{Z_1}{Z_4}u_{bc}, \qquad (3.3.5)$$

або

$$\left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2 = (2u_{bw})^2 + 2(2u_{bw})\frac{Z_1}{Z_4}u_{bc}\cdot\cos(\pi - \varphi_{bwbc}) + \left(\frac{Z_1}{Z_4}u_{bc}\right)^2, \qquad (3.3.6)$$

або

$$\left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2 = (2u_{bw})^2 - 4\frac{Z_1}{Z_4}\,u_{bw}u_{bc}\cdot\cos(\varphi_{bwbc}) + \left(\frac{Z_1}{Z_4}u_{bc}\right)^2. \qquad (3.3.7)$$

При невиконанні умов інваріантності (3.3.6) $Z_2(Z_4 + Z_3) = Z_3(Z_1 + Z_4)$.

$$\frac{Z_2}{Z_3}u_н = u_{bc}\frac{Z_2(Z_3+Z_4)}{Z_3Z_4} + u_{b\mathrm{a}} = u_{bc}\left(\frac{Z_2(Z_3+Z_4)}{Z_3Z_4} - 1\right) + 2u_{bw}, \qquad (3.3.8)$$

або

$$\left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2 = (2u_{bw})^2 - 4\left(\frac{Z_2(Z_3+Z_4)}{Z_3Z_4} - 1\right)u_{bw}u_{bc}\cdot cos\varphi_{bwbc} + \left(\left(\frac{Z_2(Z_3+Z_4)}{Z_3Z_4} - 1\right)u_{bc}\right)^2 (3.3.9)$$

Косинус кута зсуву $cos\varphi_{bwbc}$ між напругами u_{bw} та u_{bc}, знаходиться з трикутника $u_{bw} - \frac{1}{2}u_{ab} - \frac{1}{2}u_{bc}$ використовуючи формулу

$$cos\varphi_{bwbc} = \frac{\left(\frac{1}{2}u_{ba}\right)^2 - (u_{bw})^2 - \left(\frac{1}{2}u_{bc}\right)^2}{u_{bw}u_{bc}} \qquad (3.3.10)$$

Тоді,

$$\left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2 = (2u_{bw})^2 - 4\frac{Z_1}{Z_4}\left(\left(\frac{1}{2}u_{ba}\right)^2 - (u_{bw})^2 - \left(\frac{1}{2}u_{bc}\right)^2\right) + \left(\frac{Z_1}{Z_4}\right)^2(u_{bc})^2 \qquad (3.3.11)$$

Середньоквадратичне значення напруги навантаження, визначається по формулі

$$u_н = \frac{Z_3}{Z_2}\sqrt{(2u_{bw})^2 - 4\frac{Z_1}{Z_4}\left(\left(\frac{1}{2}u_{ba}\right)^2 - (u_{bw})^2 - \left(\frac{1}{2}u_{bc}\right)^2\right) + \left(\frac{Z_1}{Z_4}\right)^2(u_{bc})^2}. \qquad (3.3.12)$$

Або, при невиконанні умов інваріантності (3.1.6)

$$\left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2 = (2u_{bw})^2 - 4\left(\frac{Z_2(Z_3+Z_4)}{Z_3Z_4} - 1\right)\cdot\left(\left(\frac{1}{2}u_{ba}\right)^2 - (u_{bw})^2 - \left(\frac{1}{2}u_{bc}\right)^2\right) +$$
$$\left(\left(\frac{Z_2(Z_3+Z_4)}{Z_3Z_4} - \right)u_{bc}\right)^2 \quad (3.3.13)$$

Середньоквадратичне значення напруги навантаження, визначається по формулі

$$u_н = \frac{Z_3}{Z_2}\sqrt{(2u_{bw})^2 - 4\left(\frac{Z_2(Z_3+Z_4)}{Z_3Z_4} - 1\right)\cdot\left(\left(\frac{1}{2}u_{ba}\right)^2 - (u_{bw})^2 - \left(\frac{1}{2}u_{bc}\right)^2\right) + \left(\left(\frac{Z_2(Z_3+Z_4)}{Z_3Z_4} - 1\right)u_{bc}\right)^2}. \quad (3.3.14)$$

Варто зауважити, що в більшості випадків, при реактивному характері навантаження, та при умові, що $Z_1 \ll Z_4$, сигнал середньоквадратичного значення напруги навантаження буде рівним $u_н \approx 2\frac{Z_3}{Z_2}u_{bw}$

Таким чином за теоремою косинусів маємо:

$$\begin{cases} cos(\varphi - \varphi_{z1}) = \dfrac{(u_{ba}k)^2 - \left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2 - \left(\frac{Z_2(Z_4+Z_3)}{Z_3(Z_1+Z_4)}\cdot Z_1 i_н\right)^2}{2\frac{Z_2}{Z_3}u_н\frac{Z_2(Z_4+Z_3)}{Z_3(Z_1+Z_4)}\cdot Z_1 i_н} \\ cos(180° - (\varphi - \varphi_{z1})) = \dfrac{\left(\frac{Z_1+Z_4}{Z_4}u_{bc}k\right)^2 - \left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2 - (Z_1 i_н)^2}{2\frac{Z_2}{Z_3}u_н\cdot Z_1 i_н} \end{cases} \quad (3.3.15)$$

Знайдемо суму двох рівнянь системи (3.3.15) і враховуючи, що $cos(180° - \alpha) = -cos\alpha$, отримуємо

$$-\left(\frac{Z_1+Z_4}{Z_4}u_{bc}k\right)^2 + \left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2 + (Z_1 i_н)^2 = \frac{(u_{ba}k)^2 - \left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2 - \left(\frac{Z_2(Z_4+Z_3)}{Z_3(Z_1+Z_4)}\cdot Z_1 i_н\right)^2}{\frac{Z_2(Z_4+Z_3)}{Z_3(Z_1+Z_4)}} \quad (3.3.16)$$

Знаючи з (3.2.23),

$$\left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2 = (u_{ba})^2 k + \left(\frac{Z_1+Z_4}{Z_4}\right)^2 (u_{bc})^2 k\left(\frac{Z_2(Z_4+Z_3)}{Z_3(Z_1+Z_4)}\right) - (Z_1 i_н)^2\left(\frac{Z_2(Z_4+Z_3)}{Z_3(Z_1+Z_4)}\right), \quad (3.3.17)$$

звідки

$$(Z_1 i_н)^2\left(1 + \frac{Z_2(Z_4+Z_3)}{Z_3(Z_1+Z_4)}\right) =$$
$$(u_{ba}k)^2\left(\frac{Z_3(Z_1+Z_4)}{Z_2(Z_4+Z_3)}\right) - \left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2\left(1 + \frac{Z_3(Z_1+Z_4)}{Z_2(Z_4+Z_3)}\right) + \left(\frac{Z_1+Z_4}{Z_4}u_{bc}k\right)^2 \quad (3.3.18)$$

Знаючи з (3.2.8), що $k = 1 + \frac{Z_2(Z_4+Z_3)}{Z_3(Z_1+Z_4)}$ та $\left(1 + \frac{Z_3(Z_1+Z_4)}{Z_2(Z_4+Z_3)}\right)\Big/_{k} = \frac{Z_3(Z_1+Z_4)}{Z_2(Z_4+Z_3)}$, зробимо необхідні перетворення в (3.3.18) і отримаємо:

$$(Z_1 i_н)^2 =$$

$$(u_{ba})^2\left(1 + \frac{Z_3(Z_1+Z_4)}{Z_2(Z_4+Z_3)}\right) + \left(\frac{Z_1+Z_4}{Z_4}\right)^2 (u_{bc})^2\left(1 + \frac{Z_2(Z_4+Z_3)}{Z_3(Z_1+Z_4)}\right) - \left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2\left(\frac{Z_3(Z_1+Z_4)}{Z_2(Z_4+Z_3)}\right) \quad (3.3.19)$$

$$Z_1 i_н = \sqrt{(u_{ba})^2\left(1 + \frac{Z_3(Z_1+Z_4)}{Z_2(Z_4+Z_3)}\right) + \left(\frac{Z_1+Z_4}{Z_4}\right)^2 (u_{bc})^2\left(1 + \frac{Z_2(Z_4+Z_3)}{Z_3(Z_1+Z_4)}\right) - \left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2\left(\frac{Z_3(Z_1+Z_4)}{Z_2(Z_4+Z_3)}\right)} \quad (3.3.20)$$

$$i_н = \frac{1}{Z_1}\sqrt{(u_{ba})^2\left(1 + \frac{Z_3(Z_1+Z_4)}{Z_2(Z_4+Z_3)}\right) + \left(\frac{Z_1+Z_4}{Z_4}\right)^2 (u_{bc})^2\left(1 + \frac{Z_2(Z_4+Z_3)}{Z_3(Z_1+Z_4)}\right) - \left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2\left(\frac{Z_3(Z_1+Z_4)}{Z_2(Z_4+Z_3)}\right)} \quad (3.3.21)$$

$$cos(\varphi - \varphi_{z1}) = \frac{-\left(\frac{Z_1+Z_4}{Z_4}u_{bc}k\right)^2 + \left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2 + (u_{ba})^2 k\left(\frac{Z_3(Z_1+Z_4)}{Z_2(Z_4+Z_3)}\right) + \left(\frac{Z_1+Z_4}{Z_4}\right)^2 (u_{bc})^2 k - \left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2\left(\frac{Z_3(Z_1+Z_4)}{Z_2(Z_4+Z_3)}\right)}{2\frac{Z_2}{Z_3}u_н \cdot Z_1 i_н}$$

(3.3.22)

$$cos(\varphi - \varphi_{z1}) = \frac{(u_{ba})^2 k\left(\frac{Z_3(Z_1+Z_4)}{Z_2(Z_4+Z_3)}\right) - \left(\frac{Z_1+Z_4}{Z_4}\right)^2 (u_{bc})^2 k\left(\frac{Z_2(Z_4+Z_3)}{Z_3(Z_1+Z_4)}\right) + \left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2\left(1 - \frac{Z_3(Z_1+Z_4)}{Z_2(Z_4+Z_3)}\right)}{2\frac{Z_2}{Z_3}u_н \cdot Z_1 i_н} \quad (3.3.23)$$

або

$$cos(\varphi - \varphi_{z1}) =$$

$$\frac{(u_{ba})^2\left(1 + \frac{Z_3(Z_1+Z_4)}{Z_2(Z_4+Z_3)}\right) - \left(\frac{Z_1+Z_4}{Z_4}\right)^2 (u_{bc})^2\left(1 + \frac{Z_2(Z_4+Z_3)}{Z_3(Z_1+Z_4)}\right)\left(\frac{Z_2(Z_4+Z_3)}{Z_3(Z_1+Z_4)}\right) + \left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2\left(1 - \frac{Z_3(Z_1+Z_4)}{Z_2(Z_4+Z_3)}\right)}{2\frac{Z_2}{Z_3}u_н \cdot Z_1 i_н} \quad (3.3.24)$$

При виконанні умови (3.1.6) $Z_2(Z_4 + Z_3) = Z_3(Z_1 + Z_4)$, відповідно k=2, рівняння набувають виду:

$$\begin{cases} cos(\varphi - \varphi_{z1}) = \dfrac{(u_{ba})^2 - \left(\frac{1}{2}\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2 - \left(\frac{1}{2}Z_1 i_н\right)^2}{2\frac{1}{2}\frac{Z_2}{Z_3}u_н \cdot \frac{1}{2}Z_1 i_н} \\ cos(180° - (\varphi - \varphi_{z1})) = \dfrac{\left(\frac{Z_1+Z_4}{Z_4}u_{bc}\right)^2 - \left(\frac{1}{2}\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2 - \left(\frac{1}{2}Z_1 i_н\right)^2}{2\frac{1}{2}\frac{Z_2}{Z_3}u_н \cdot \frac{1}{2}Z_1 i_н} \end{cases} \quad (3.3.25)$$

та

$$(u_{ba})^2-\left(\frac{1}{2}\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2-\left(\frac{1}{2}Z_1 i_н\right)^2=-\left(\frac{Z_1+Z_4}{Z_4}u_{bc}\right)^2+\left(\frac{1}{2}\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2+\left(\frac{1}{2}Z_1 i_н\right)^2 \quad (3.3.26)$$

Звідки

$$\left(\frac{1}{2}Z_1 i_н\right)^2=\frac{1}{2}(u_{ba})^2+\frac{1}{2}\left(\frac{Z_1+Z_4}{Z_4}u_{bc}\right)^2-\left(\frac{1}{2}\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2 \quad (3.3.27)$$

або

$$\frac{1}{2}Z_1 i_н=\sqrt{\frac{1}{2}(u_{ba})^2+\frac{1}{2}\left(\frac{Z_1+Z_4}{Z_4}u_{bc}\right)^2-\left(\frac{1}{2}\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2}, \quad (3.3.28)$$

Середньоквадратичне значення струму навантаження, буде

$$i_н=\frac{1}{Z_1}\sqrt{2(u_{ba})^2+2\left(\frac{Z_1+Z_4}{Z_4}u_{bc}\right)^2-\left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2} \quad (3.3.29)$$

Припустивши, що $\varphi_{z1}=0$ та

$$cos(\varphi-\varphi_{z1})=\frac{(u_{ba})^2-\left(\frac{1Z_2}{2Z_3}u_н\right)^2-\frac{1}{2}(u_{ba})^2-\frac{1}{2}\left(\frac{Z_1+Z_4}{Z_4}u_{bc}\right)^2+\left(\frac{1Z_2}{2Z_3}u_н\right)^2}{\frac{Z_2}{Z_3}u_н\cdot Z_1 i_н}, \quad (3.3.30)$$

або

$$cos(\varphi)=\frac{\frac{1}{2}(u_{ba})^2-\frac{1}{2}\left(\frac{Z_1+Z_4}{Z_4}u_{bc}\right)^2}{\frac{Z_2}{Z_3}u_н\cdot Z_1 i_н}. \quad (3.3.31)$$

Тоді,

$$cos(\varphi)=\frac{(u_{ba})^2-\left(\frac{Z_1+Z_4}{Z_4}u_{bc}\right)^2}{\frac{Z_2}{Z_3}u_н\cdot Z_1 i_н}. \quad (3.3.32)$$

Корекція впливу спричиненого зсувом фази φ_{z1} буде розраховуватись по формулі:

$$cos\,\varphi=\ cos(\varphi-\varphi_{z1})\cdot cos\,\varphi_{z1}-\sqrt{1-cos^2(\varphi-\varphi_{z1})}\cdot\sqrt{1-cos^2\varphi_{z1}}. \quad (3.3.33)$$

Активна потужність, при наявності реактивної складової в опорі шунта, буде розраховуватись по формулі

$$P = i_н u_н cos(\varphi) \qquad (3.3.34)$$

Пропонується такий порядок розрахунку значень резисторів Z_1, Z_2, Z_3, Z_4 вхідного пристрою 1:

– розраховують опір шунта $Z_1 = Z_ш$, виходячи з номінального значення струму навантаження $i_{нн}$ та номінального падіння напруги на шунті:$Z_1 = \frac{u_{шн}}{i_{нн}}$;

– обирають опір допоміжного подільника *Z₂*=*Z₄*, виходячи з оптимальної частотної характеристики;

– для схеми на рис. 3.5 опори двох шунтів вибираються рівні $Z_1/2$, а для схеми на рис. 3.6 два опори Z_5 другого допоміжного подільника вибираються з врахуванням $Z_5 \gg Z_1$ та $Z_5 > Z_4$;;

– опір частини подільника напруги Z_3 розраховують, виходячи з номінальної напруги навантаження так, щоб падіння напруги на частини допоміжного шунта Z_4, дорівнювало номінальному падінню напруги на шунті:$i_{нн}Z_1 = \frac{0{,}5Z_4}{Z_3+0{,}5Z_4}u_{нн}$; де $i_{нн}, u_{нн}$ – номінальні значення струму і напруги навантаження. Тобто:$Z_3 = 0{,}5Z_4\left(\frac{u_{нн}}{u_{шн}} - 1\right)$

Для проведення моделювання вхідної ланки ватметра прохідної потужності, що містить середньою точку шунта створену додатковим резистивним подільником в системі Multisim, значення резисторів вхідної ланки розраховується наступним чином [70]:

Таким чином при вибраних $i_{нн} = 1$ А, $u_{шн} = 0{,}1$ В та $u_{нн} = 100$ В, можна провести розрахунок схеми, моделювання якої представлено на рис.3.8. В моделі шунт формується послідовним з’єднанням активного опору R1 =100 мОм та паразитної індуктивності L1 = 0,5 нГн, середньоквадратична напруга генератора U_G= 100 В. Виконуючи умову (3.1.6) опори вхідної ланки мають значення R2=100 Ом, R4=99,8102 Ом, R3=49950 Ом, до кожного з яких під’єднано послідовно паразитну індуктивність в 4 нГн, додатковий подільник, який формує середню точку шунта створений з двох послідовно з’єднаних резисторів 10 кОм з послідовно під’єднаними паразитними індуктивностями в 4 нГн.

Навантаження формується перемінним підключенням послідовного з'єднання індуктивностей з величиною 2, 4, 20, 2000 мкГн та резисторів 2, 2,5, 5, 13, 26, 40, 55 Ом для створення на відповідних частотах 0,01, 1, 5, 10 МГц співвідношення cosφ рівне 0,016, 0,02, 0,04, 0,103, 0,203, 0,303, 0,401.

Середньоквадратичні значення напруги u_{ba}, u_{bc} та u_{bw} визначаються з показань вбудованих Multisim вольтметрів XMM1, XMM2 та XMM3 відповідно. Активна потужність, P_{real}, визначається з показників ватметра XWM1.

Результати моделювання в системі Multisim та розрахунків активної потужності представлені в табл.3.2.

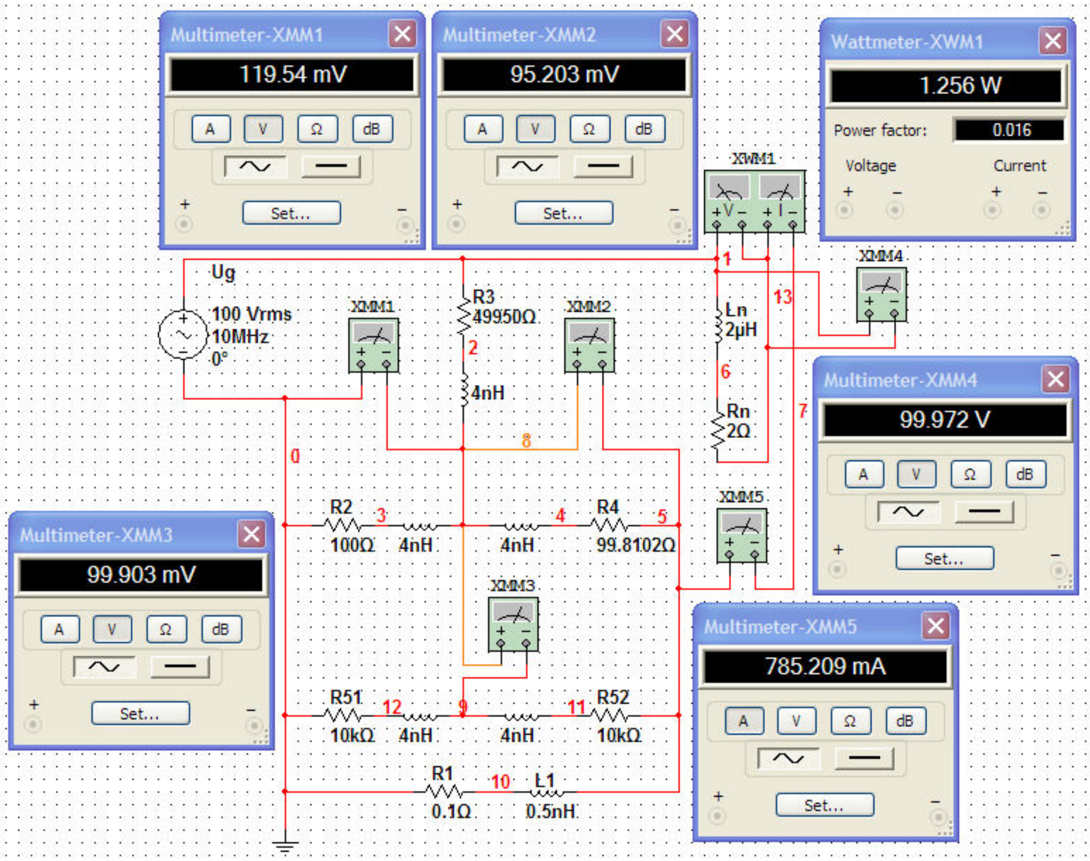


Рисунок 3.8 - Модель вхідної ланки ватметра прохідної потужності, що містить середньою точку шунта створену додатковим резистивним подільником в системі Multisim

Таким чином, для отримання значення потужності вимірюється середньоквадратичне значення напруг uba, ubc та ubw за формулами розраховується

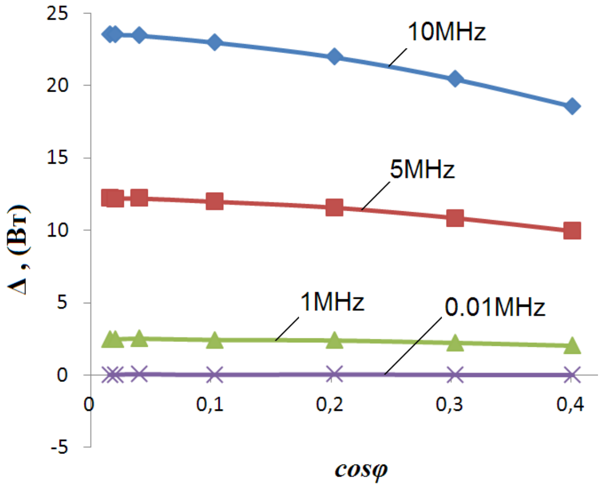
напруга, струм навантаження та косинус зсуву фаз між ними, враховується похибка від реактивної складової ланки шунта та отримується значення активної потужності.

Таблиця 3.2

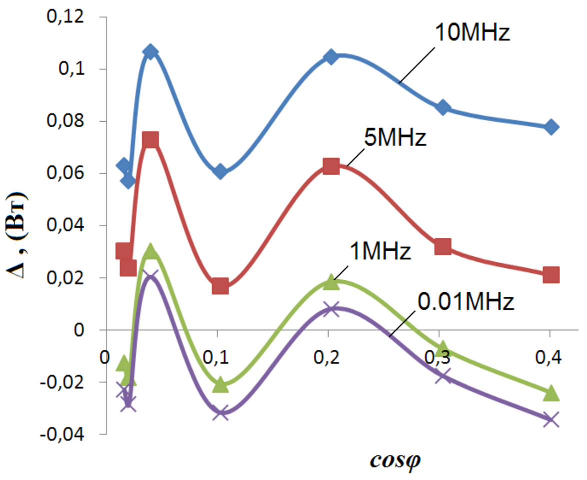
Результати розрахунків та моделювання в системі Multisim

Частота, F, МГц	10	5	1	0.01
cosφ	Абсолютна похибка Δ_I визначення активної потужності P_I розрахованої за (3.1.8), $\Delta_I = (P_I - P_{real})$, Вт			
0.016	23.56	12.23	2.49	0.044
0.02	23.53	12.21	2.49	0.038
0.04	23.48	12.23	2.53	0.084
0.103	23.00	12.00	2.45	0.024
0.203	21.98	11.58	2.40	0.052
0.303	20.44	10.84	2.23	0.013
0.401	18.55	9.92	2.03	-0.017
cosφ	Абсолютна похибка Δ_{II} визначення активної потужності P_{II} розрахованої за (3.3.34), $\Delta_{II} = (P_{II} - P_{real})$, Вт			
0.016	0.063	0.031	-0.012	-0.023
0.02	0.059	0.024	-0.018	-0.029
0.04	0.108	0.073	0.031	0.019
0.103	0.061	0.022	-0.020	-0.033
0.203	0.105	0.064	0.019	0.007
0.303	0.083	0.031	-0.008	-0.018
0.401	0.076	0.020	-0.024	-0.034

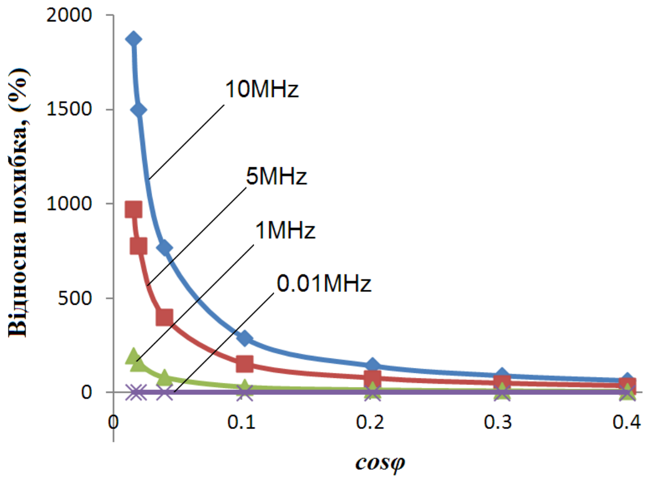
Частота, F, МГц	10	5	1	0.01
cosφ	Відносна похибка σ_I визначення активної потужності P_I розрахованої за (3.1.8), $\sigma_I = 100\cdot(P_I - P_{real})/P_{real}$, %			
0.016	1876	973	198	3.54
0.02	1499	778	158	2.45
0.04	768	400	82.6	2.74
0.103	289	151	30.7	0.307
0.203	143	75.2	15.6	0.335
0.303	91	48.23	9.92	0.0572
0.401	64.9	34.66	7.10	-0.06
cosφ	Відносна похибка σ_{II} визначення активної потужності P_{II} розрахованої за (3.3.34), $\sigma_{II} = 100\cdot(P_{II} - P_{real})/P_{real}$, %			
0.016	5	2.45	-0.918	-1.83
0.02	3.73	1.55	-1.14	-1.81
0.04	3.53	2.38	1.01	0.630
0.103	0.764	0.273	-0.254	-0.409
0.203	0.681	0.415	0.125	0.0478
0.303	0.370	0.139	-0.0344	-0.0786
0.401	0.265	0.0712	-0.0854	-0.119



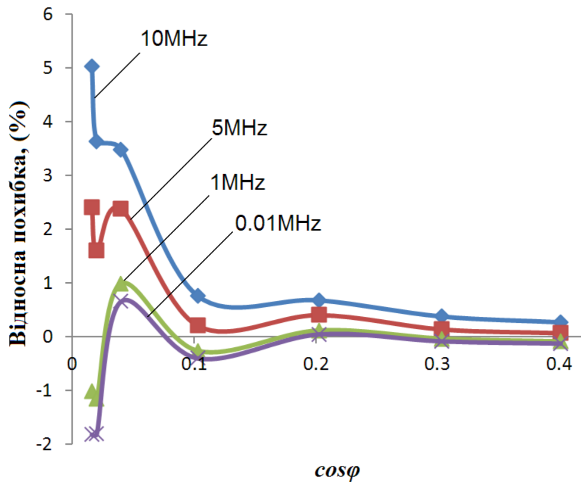
а



б



в



г

Рисунок 3.9 – Результат моделювання вхідної ланки ватметра прохідної потужності, що містить середньою точку шунта створену додатковим резистивним подільником, де а, в – похибки при визначені потужності використовуючи (3.1.8), б, г – похибки визначення потужності використовуючи (3.3.34)

Основною похибкою ватметра є похибка низько-омного шунта Z1. Для розширення частотного діапазону доцільно використовувати коаксіальні або тріаксіальні шунти, які мають найкращі технічні показники на сьогодні. Також, розширення частотного діапазону може бути досягнуто не тільки апаратними засобами (зменшення індуктивності шунта), а й введенням розрахункової корекції після вимірювання значень активної та реактивної складової шунта.

Як видно з таблиці 3.2 та рис 3.9, внесок обраної реактивної компоненти шунта значно збільшує відносну похибку σ_I на високих частотах, обмежуючи використання схеми на рис.3.1 низькими частотами. Також, в результаті корекції реактивної компоненти шунта в схемі на рисунку 3.6 розрахункова відносна похибка активної потужності σ_{II} залишається прийнятною для проведення вимірювань активної потужності на частотах до 10 МГц та cosφ на навантаження до 0,1. Результати дослідження готуються до впровадження на ТОВ «Росток-Прилад ЛТД».[69]

Перевагами ватметра такої конструкції є:

- можливість розширити частотний діапазон шляхом компенсування впливу реактивної складової опору ланки шунта на кінцевий результат вимірювання, що може бути досягнуто не тільки апаратними засобами (зменшення індуктивності шунта), а й введенням розрахункової корекції після вимірювання значень активної і реактивної складової шунта;

- значення елементів вхідного пристрою може бути оптимізовано за критерієм максимальної широкосмуговості, оскільки похибка від власного споживання врахована;

- в схемі застосовується один низькоомний шунт, що здешевлює ватметр;

- мінімізуються адитивні похибки каналу напруг, що підвищує чутливість.

Проаналізувавши наведені вхідні ланки, виберемо для подальшого аналізу вхідну ланку з паралельним розподіленим шунтом, та середньою точкою шунта створеною додатковим резистивним подільником, яка реалізує вимірювання у три такти та має один шунт.

Висновки до розділу 3

Цей розділ дисертації присвячений отриманню аналітично-детермінованих моделей та рівнянь перетворення запропонованих схем розширення меж вимірювання шляхом організації вхідних ланок ватметра, які дозволять компенсувати похибки від власного споживання та впливу фазових зсувів каналів вимірювання ватметра, які, крім іншого, призводять до того, що паспортна точність

вимірювання забезпечується тільки при певному співвідношенні номінальних струму та напруги.

Розглянуто вхідну ланку ватметра з паралельним розподіленим шунтом. При довільних значеннях опорів подільника та шунта і невиконанні умови інваріантності в такій схемі необхідно проводити додаткове вимірювання середньоквадратичного значення напруги шунта. Запропоновано вхідну ланку ватметра з додатковим вимірюванням середньоквадратичного значення напруги шунта, проте в такій схемі вимірювання проводяться не відносно однієї точки. Для подолання цього недоліку розглянуто схеми вхідної ланки ватметра з середньою точкою шунта, що створена діленням шунта на дві рівні частини, та схему з середньою точкою, що створена додатковим резистивним подільником. Такі схеми дають можливість проводити всі вимірювання відносно однієї точки, забезпечувати компенсацію похибки від власного споживання ватметра та проводити програмну корекцію похибки, спричиненої впливом реактивної компоненти шунта. Критичною особливістю схеми вхідної ланки ватметра з середньою точкою шунта, що створена діленням шунта на дві рівні частини є складність виготовлення двох високоточних частин шунта.

Проведено моделювання в пакеті Multisim з наступним розрахунком отриманих при моделюванні даних. За результатами моделювання визначено, що внесок обраної реактивної компоненти шунта значно збільшує відносну похибку розрахунку за схеми з паралельним розподіленим шунтом на високих частотах, обмежуючи використання схеми низькими частотами. Також в результаті корекції реактивної компоненти шунта в схемі з середньою точкою шунта, що створена діленням шунта на дві рівні частини, та схему з середньою точкою, що створена додатковим резистивним подільником розрахункова відносна похибка активної потужності залишається прийнятною для проведення вимірювань активної потужності на частотах до 10 МГц та cosφ на навантаженні до 0,1. В середньому діапазоні частот очікувана основна похибка ватметра виготовленого за таким методом складає 0,05%, та 1% - на на високих частотах.

Аналіз вказує на необхідність вибору для подальшого розгляду вхідної ланки з середньою точкою шунта, що створена додатковим резистивним подільником.

РОЗДІЛ 4
ВДОСКОНАЛЕННЯ ТА АНАЛІЗ ВАТМЕТРА З РОЗШИРЕННЯМ МЕЖ ВИМІРЮВАННЯ

4.1 Структурна схема ватметра

Проведений аналіз вказує на можливість створення трьох окремих спеціалізованих блоків (рис..4.1) які можна використовувати, як доповнення вже до наявних засобів вимірювання для розширення їхніх можливостей, або вони можуть бути об'єднані в окремий прилад.

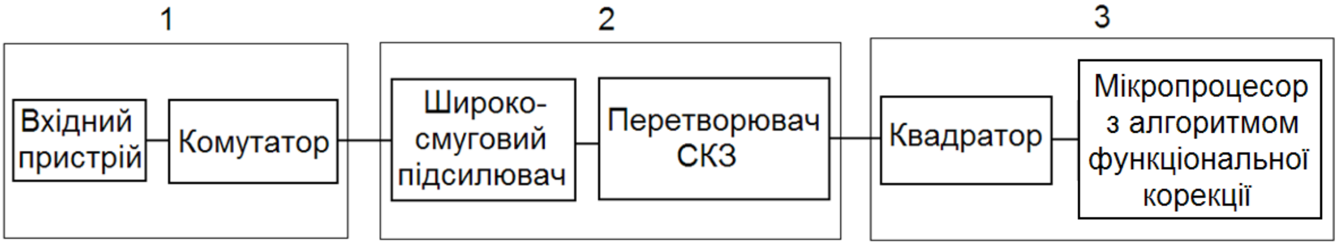


Рисунок 4.1– Блок-схема ватметра без похибки від власного споживання.

Блок 1 містить вхідну ланку та комутатор. Блок 2 є вольтметром середньоквадратичних значень і складається з широкосмугового підсилювача та перетворювача СКЗ. В якості блока 2 може бути використаний один з існуючих широкосмугових вольтметрів змінного струму (наприклад, прилади серії NRVD компанії Rohde&Schwarz). В рамках роботи для реалізації цього блоку був створений спеціалізований вольтметр Ф5053М. Блок 3 має забезпечувати точне піднесення до квадрата та проводити необхідні обчислення. Операція піднесення до квадрата реалізується аналоговим методом або програмно. Блок 3 може бути створений на базі окремого мікропроцесора, чи як елемент програми зовнішнього персонального комп'ютера.

Для створення окремого приладу, в якому об'єднуються всі три наведені вище блоки, запропоновано структурну схему ватметра без похибки від власного споживання, представлену на рисунку 4.2. Вхідний сигнал спочатку потрапляє до блоку аналізатор рівнів напруги та струму вхідного сигналу АРВС, де визначаються рівні напруги та струму. Після цього він надходить до вхідної ланки ватметра ВЛВ.

В залежності, яка ВЛ була вибрана проходить процес підбору значень опорів шунта та інших резисторів, що входять до даної ланки, що розглядалась у розділі 3. Ключем К можна виконати необхідну кількість вимірювання напруг, які необхідно виміряти, щоб визначити потужність. Виміряні напруги проходять через блок лінійного перетворення, де відбувається перетворення середньоквадратичного значення сигналу у відповідну йому постійну напругу. Після блоку лінійного перетворення БЛП сигнал надходить на АЦП, а з нього на мікроконтролер, де програмно підноситься до квадрата і виводиться результат вимірювання напруги за відповідними формулами та визначення потужності згідно з вибраною моделлю вимірювання.

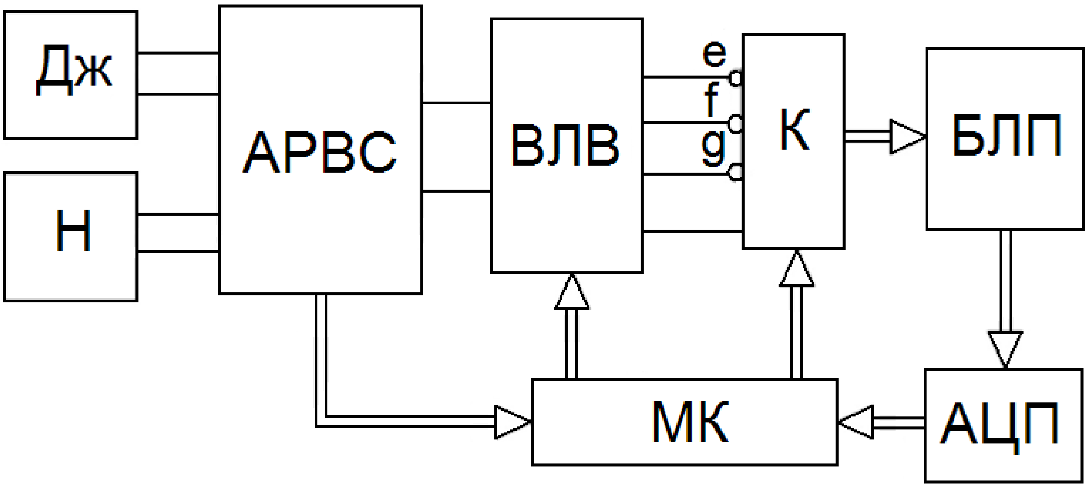


Рисунок 4.2– Структурна схема ватметра без похибки від власного споживання, де: Дж. –джерело вхідного сигналу; Н – навантаження; АРВС – аналізатор рівнів напруги та струму вхідного сигналу; ВЛВ – вхідна ланка ватметра; К – ключ для перемикання тактів вимірювання напруг; БЛП – блок лінійного перетворення; АЦП – аналогово-цифровий перетворювач; МК – мікроконтролер.

4.2 Функціональна схема ватметра

На рисунку 4.3 зображено функціональну схему ватметра без похибки від власного споживання. ВЛ в цьому випадку вибрана розподіленим паралельним шунтом з середньою точкою шунта і додатковим подільником.

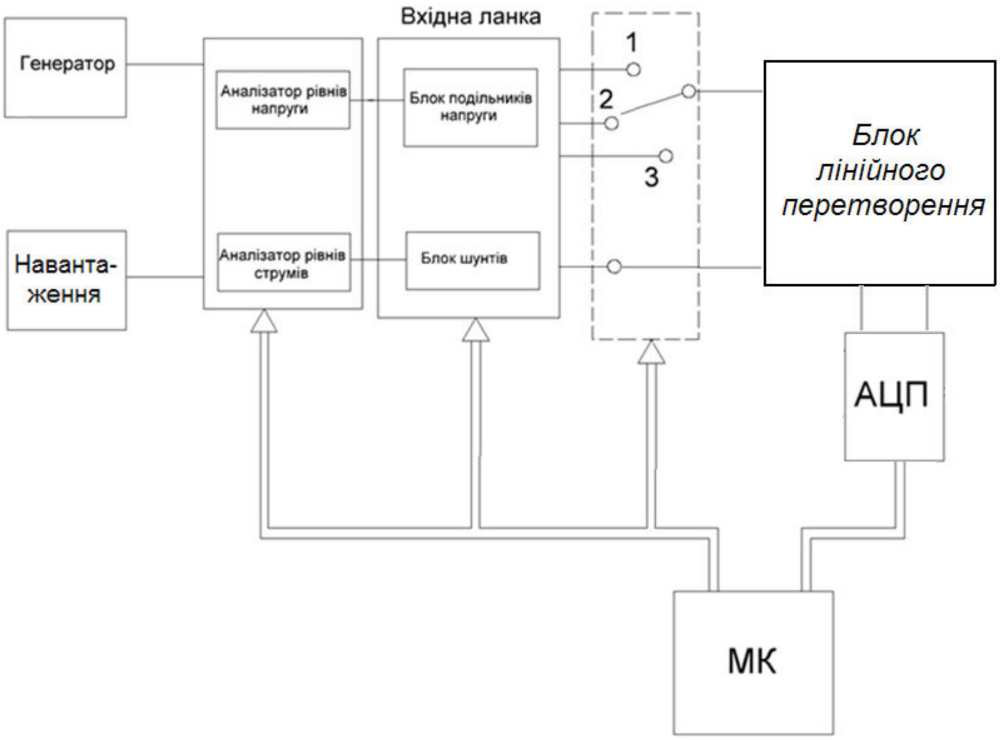


Рисунок 4.3 – Функціональна схема ватметра без похибки від власного споживання

При надходженні сигналу з генератора він потрапляє до аналізаторів рівнів, який складається з аналізатора рівнів напруги та аналізатора рівнів струму. Далі, в залежності від рівнів вхідного сигналу визначаються межі вимірювання. Блок подільників напруги – це набір резисторів, що відповідають опору Z3 частини подільника напруги. Блок шунтів – це набір опорів шунтів. Після визначення рівнів напруги, у блоці подільників напруги вибирається відповідний даній межі вимірювання опір Z3. Після визначення рівнів струмів у блоці шунтів вибирається відповідний даній межі вимірювання струму шунт. ВЛ має 3 виходи, що відповідають 3м вузлам схеми вхідних ланок ватметра на Рисунку 3.6. 4-тий вузол є віртуальною землею. В першому такті вимірювання ключ знаходиться у положенні 1, таким чином вимірюється напруга U_{ba} та поступає в блок лінійного перетворення БЛП. В другому такті вимірювання ключ перемикається у положення 2, таким чином на БЛП надходить напруга U_{bc}. В третьому такті вимірювання ключ перемикається у положення 3, таким чином на БЛП надходить напруга U_{bw}.

Вимірювання сигналу відбувається за допомогою блоку лінійного перетворення та АЦП, що є фактично спеціалізованим широкосмуговим

вольтметром. У широкосмугових вольтметрах для реалізації прецизійних вимірювань застосовують термоелектричні перетворювачі (ТП) [80]. Найпоширеніші – вакуумні, плівкові та напівпровідникові ТП з нагрівальним елементом у вигляді резистора й різними давачами температури: термопарою, напівпровідниковим діодом, транзистором; диференціальні багатоелементні ТП, тощо. Нагрівальний елемент і давач температури мають тепловий зв'язок, тому в ТП вихідна напруга постійного струму залежить від СКЗ вхідної напруги [6].

Розглянемо термоперетворювачі типу ТВБ (термоперетворювач вакуумний безконтактний). Технічні характеристики ТВБ-4: номінальний вхідний струм нагрівального елемента – 10 мА; допустиме значення вхідного струму – 15 мА; номінальне значення термоелектрорушійної сили (термо-ЕРС) – $E_{ЕРС}$ =12-16 мВ; опір нагрівального елемента (нагрівника) – $r_н$ = 40-60 Ом; вихідний опір термопари – $r_{вих}$ = 15-20 Ом; стала часу, що характеризує інерційні властивості ТВБ-4, приблизно дорівнює τ=1-1,5 с. Переваги таких перетворювачів наступні: мала частотна похибка в діапазоні частот до десятків та сотень мегагерц, висока квадратичність характеристики, незалежність похибки від форми кривої вхідної напруги. При звичайному включенні таких ТП в схемі вольтметрів шкала матиме квадратичний характер.

Враховуючи, що виміряні значення напруги в методі, що використовується необхідно піднести до квадрата. Найпростішим варіантом є використання квадраторів на основі термопари. Проте квадраторам, в яких використані елементи з природними нелінійностями властивий ряд недоліків, зокрема: низька точність, великий розкид параметрів окремих елементів, вузький динамічний діапазон.

Для уникнення похибок, що виникають при використанні термопар для створення квадрата, було вирішено застосувати лінійний термоперетворювач, а вже потім піднесення до квадрата цифровим методом. Перевагами термоперетворювачів є те, що вони безпосередньо реагують на СКЗ вхідного сигналу, і широкий частотний діапазон - від одиниць герців до сотень мегагерців, а недоліками - нестабільність в часі та необхідність захисту від електричних і механічних

перевантажень. Тому використовують диференціальне включення ТП, що реалізує метод взаємно-зворотних перетворень [6].

Схему лінійного перетворювача СКЗ змінної напруги (ЛПСКЗН), побудовану за методом взаємно-зворотних перетворень, наведено на рис. 4.4. Експериментально визначена вихідна напруга здвоєного термоперетворювача ТП1 такого ЛПСКЗН представлена на рис. 4.5.

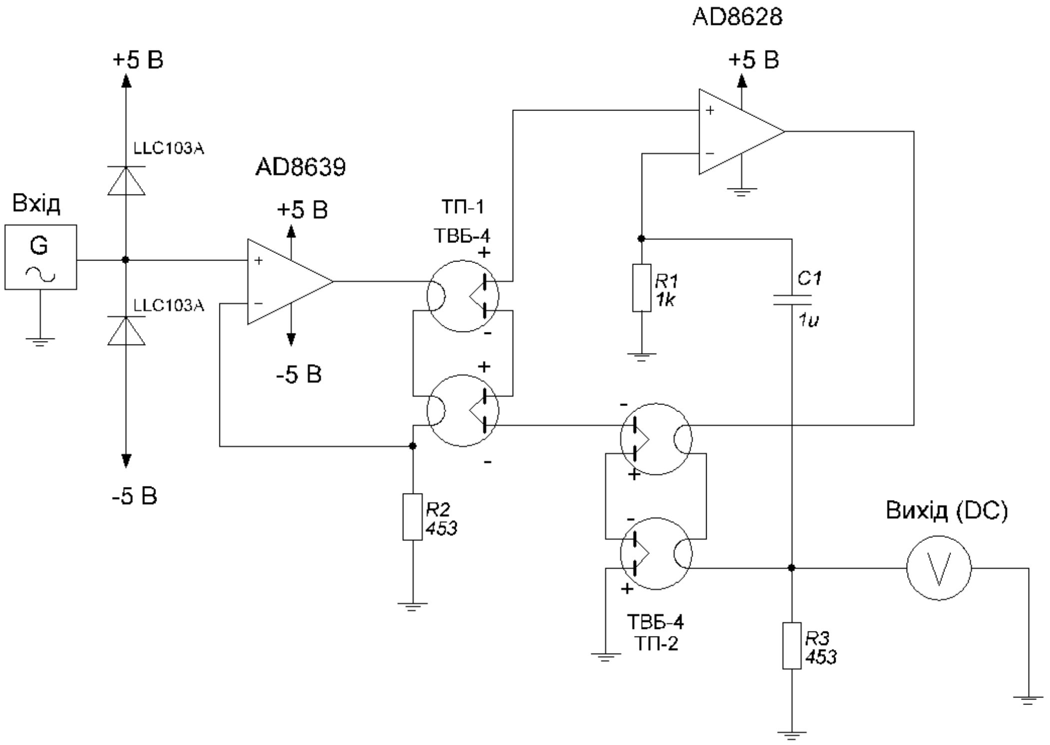


Рисунок 4.4 – Лінійний перетворювач СКЗ змінної напруги

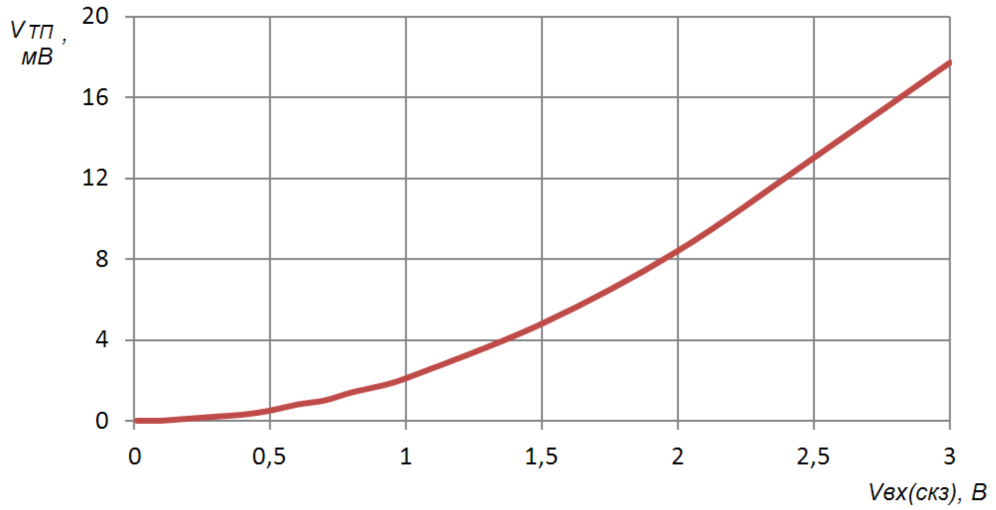


Рисунок 4.5 – Вихідна напруга здвоєного термоперетворювача

Розглянемо статичний режим роботи ЛПСКЗН за середньоквадратичним значенням вхідної напруги та визначимо нелінійність характеристики перетворення. Експериментально визначена характеристика перетворення наведеного на рис. 4.4 ЛПСКЗН представлено на рис. 4.6.

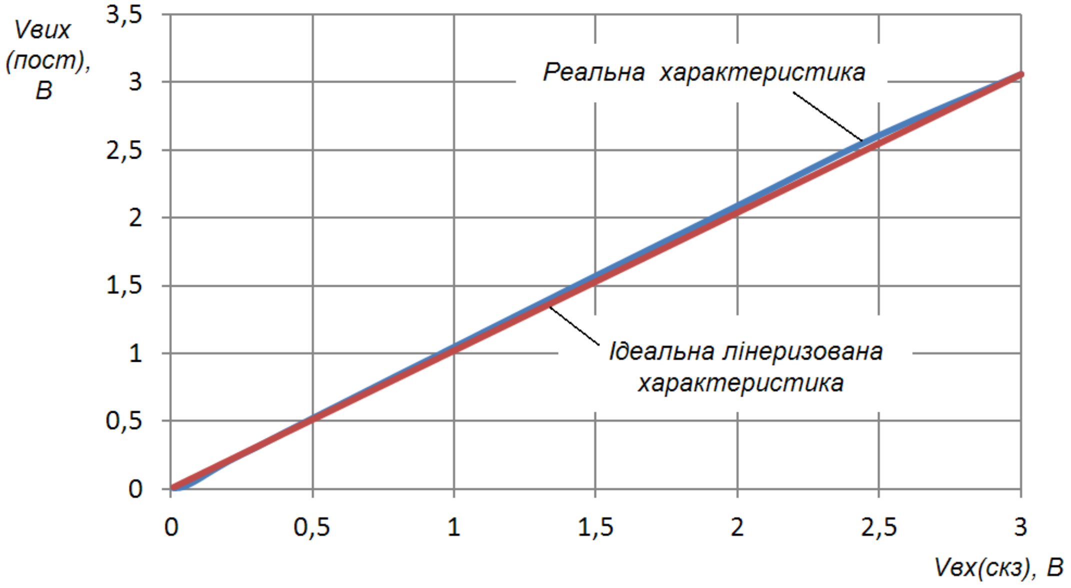


Рисунок 4.6 – Характеристика перетворення ЛПСКЗН

Термо-ЕРС окремого ТП визначається таким чином [6]:

$$E_{\text{ЕРС}} = \alpha_\tau \cdot i_{H_{\text{СКЗ}}} \cdot v_{H_{\text{СКЗ}}} = \frac{\alpha_\tau}{r_H} \cdot v_{H_{\text{СКЗ}}}^2 = \alpha_\tau \cdot r_H \cdot i_{H_{\text{СКЗ}}}^2 \quad , \tag{4.1}$$

де α_τ - коефіцієнт, який враховує ефективність перетворення тепла у вихідну напругу; r_H - опір нагрівника; $i_{H_{\text{СКЗ}}} = v_{H_{\text{СКЗ}}}/r_H$– струм (середньоквадратичне значення) через нагрівач ТП; $v_{H_{\text{СКЗ}}}$ - середньоквадратичне значення змінної напруги безпосередньо на опорі нагрівника ТП.

У схемі на рис. 4.3 струм через нагрівач ТП1 не залежить від значення його опору r_{H1} (режим заданого струму). Враховуючи те, що $v_{R3}(t) = v_{\text{вх}}(t)$, струм $i_{H_{\text{ТП1}}}(t)$ можна визначити наступним чином $i_{H_{\text{ТП1}}}(t) = i_{R3}(t) = v_{\text{вх}}(t)/R2$. Функція перетворення для ТП1 за середньоквадратичним значенням вхідної напруги буде $v_2 = E_{\text{ЕРС}_{\text{ТП1}}} = k_1 \cdot v_{\text{вх}_{\text{СКЗ}}}^2$, де при $E_{\text{ЕРС}_{\text{ТП1}}} = 0{,}0177$ В та $v_{\text{вх}_{\text{СКЗ}}} = 3$ В, відповідно $k_1 = 0{,}00197\ \text{В}/(1\text{В})^2 = 0{,}016\ (^1/_\text{В})$.

Аналогічно для ТП2 $i_{H_{\text{ТП2}}}(t) = v_{\text{вих}}(t)/R3$. Функція перетворення для ТП2 в складі схеми буде $v_5 = E_{\text{ЕРС}_{\text{ТП2}}} = k_2 \cdot v_{\text{вих}}^2$, де де при $E_{\text{ЕРС}_{\text{ТП2}}} = 0{,}0177$ В та $v_{\text{вих}} = 3{,}06$ В , відповідно $k_2 = 0{,}00189\ \text{В}/(1\text{В})^2 = 0{,}016\ (^1/_\text{В})$.

За допомогою підстроювального резистора, включеного послідовно з R3 або R6, можна змінювати k_1 або k_2 і, відповідно, змінювати нахил характеристики перетворення.

Реальна характеристика перетворення ЛПСКЗН за схемою рис. 4.3 у статичному режимі буде визначатися за формулою (4.2) [6]:

$$v_{\text{вих}_=}(v_{\text{вх}_{\text{СКЗ}}}) = \frac{1}{2Kk_2}\left[-1 + \sqrt{1 + 4K^2 k_1 k_2 v_{\text{вх}_{\text{СКЗ}}}^2}\right] , \qquad (4.2)$$

де K - коефіцієнт підсилення підсилювача на постійному струмі. При збільшенні K характеристика претворення наближається до ідеальної лінеаризованої характеристики перетворення:

$$v'_{\text{вих}_=}(v_{\text{вх}_{\text{СКЗ}}}) = \sqrt{\frac{k_1}{k_2}} \cdot v_{\text{вх}_{\text{СКЗ}}} , \qquad (4.3)$$

Похибка $\Delta v_{\text{вих}_=}(v_{\text{вх}_{\text{СКЗ}}})$ від нелінійності спричиненої кінцевим підсиленням підсилювача на постійному струмі буде визначатись як:

$$\Delta v_{\text{вих}_=}(v_{\text{вх}_{\text{СКЗ}}}) = v_{\text{вих}_=}(v_{\text{вх}_{\text{СКЗ}}}) - v'_{\text{вих}_=}(v_{\text{вх}_{\text{СКЗ}}}) , \qquad (4.4)$$

При вибраних $k_1 = 0{,}00197\ (^1/_\text{В})$, $k_2 = 0{,}0189\ (^1/_\text{В})$, та $K = 1000$, модель характеристики перевторення прийме вид забражений на рис. 4.7. Експериментально визначена характеристика перетворення зображена на 4.8

Як видно з рисунка 4.7 та 4.8 в лінійному перетворювачі присутня похибка не лінійності обумовлена не ідеальністю підсилювача постійного струму. Також на не лінійність впливатимуть неквадратичність та не ідентичність характеристик ТП1 та ТП2, яку зменшують підбором ТП з однаковими характеристиками.

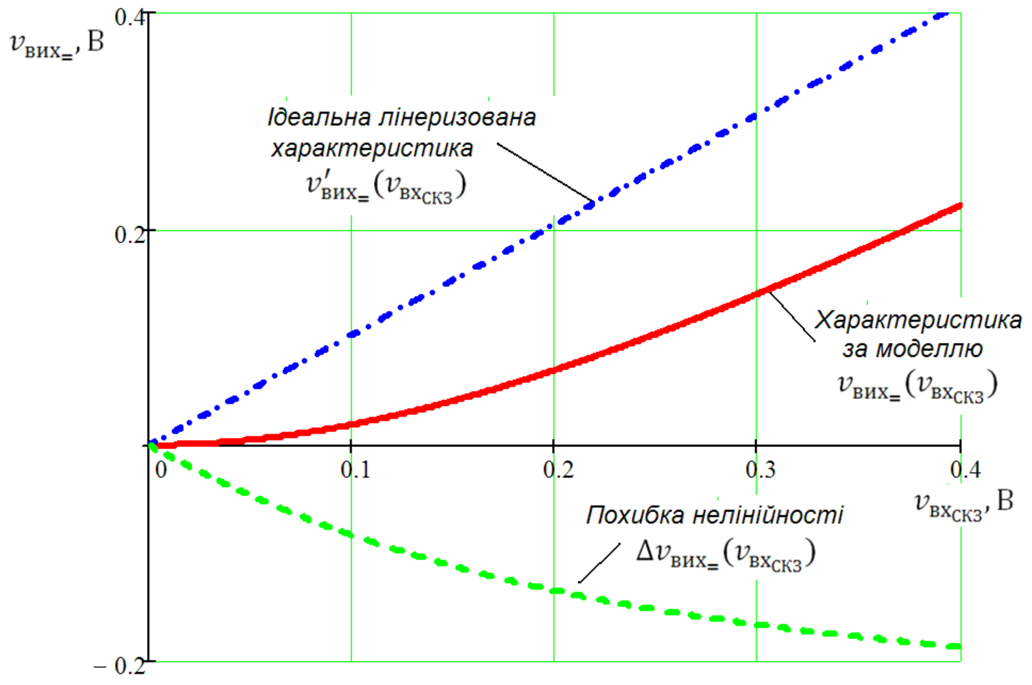


Рисунок 4.7 – Модель характеристики перетворення після лінеаризації.

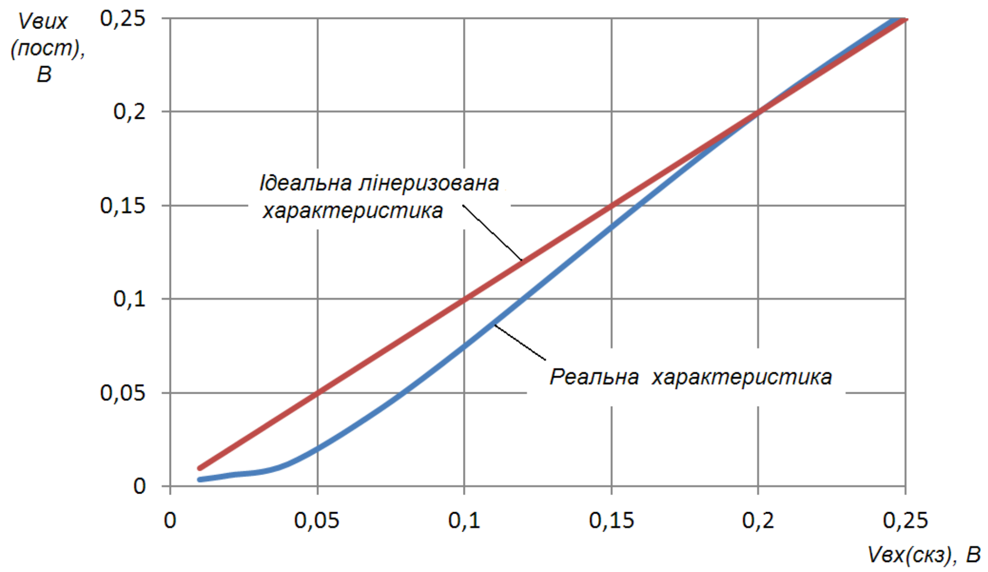


Рисунок 4.8 – Характеристика перетворення ЛПСКЗН на рис. 4.4.

Кінцева нелінійність характеристики перетворення у випадку лінійного перетворювача або неквадратичність у випадку використання окремого ТП мінімізується шляхом введення функціональної кусково-лінійної або кус очно-квадратичної програмної корекції

Якщо розглядати окремий ТВБ в динамічному режимі, то час встановлення вихідної напруги дуже значний, що визначається великим за значенням τ . Метод взаємно-зворотних перетворень також дозволяє суттєво зменшити час встановлення вихідної напруги зі заданою точністю. Якщо ТП1 і ТП2 ідентичні за параметрами, то встановлення вихідної напруги ЛПСКЗН відбувається набагато раніше, ніш встановлення термо-ЕРС окремих термоперетворювачів. Після використання термоперетворювача лінеаризована напруга матиме вигляд, який показано на рисунку 4.9 [6].

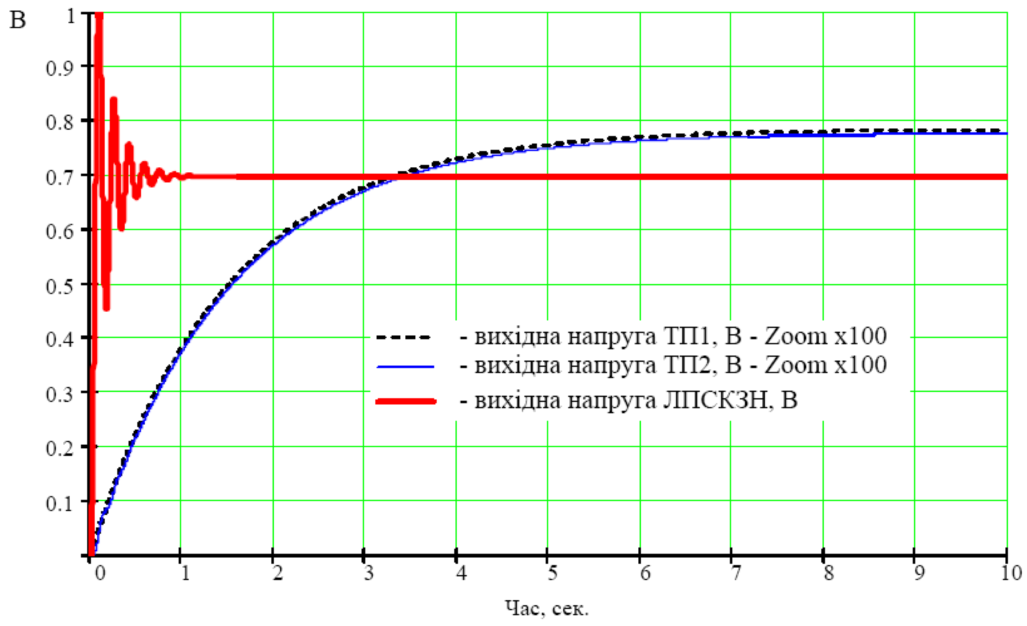


Рисунок 4.9 – Динаміка ЛПСКЗН при підключенні до джерела постійної напруги, якщо K = 1000; стала часу підсилювача τ=0,1 с

Після лініаризації на АЦП надходить сигнал, який після програмної кусково-лінійної корекції, програмно підноситься до квадрата. Таким чином на виході ми отримуємо значення квадратів напруг, які використовуємо, щоб знайти потужність за виведеною моделлю вимірювання.

4.3 Принципова схема ватметра

Для реалізації ватметра без похибки від власного споживання головну роль відіграє вхідна ланка, тому розглянемо та проаналізуємо, що необхідно для її реалізації. У розділі 2 розглянуто вхідну ланку ватметра з середньою точкою шунта

створеною додатковим резистивним подільником, яка реалізує вимірювання у 3 такти має 1 шунт та паралельний розподілений шунт, який слугує подільником напруги, яка показана на рисунку 3.6.

Ватметр змінного струму на рисунку 3.6 містить вхідний пристрій 1 на основі елементів активного електричного опору Z_1, Z_2, Z_3, та Z_4 з'єднаний через комутатор 2 з послідовно сполученими підсилювачем, лінійним перетворювачем, аналогово-цифровим перетворювачем та процесором 3 з можливістю керування комутатором, та аналогово-цифровим перетворювачем, причому зв'язок між аналогово-цифровим перетворювачем і контролером виконано двостороннім. У ватметрі змінного струму паралельно елементу активного електричного опору Z_1 підключений допоміжний подільник з двох однакових опорів Z_5 для створення середньої точки, при його побудові, має виконуватись умова $Z_5 \gg Z_1$.

Вхідна ланка, що містить середньою точку шунта створену додатковим резистивним подільником, дає можливість проводити всі вимірювання відносно однієї точки, забезпечувати компенсацію похибки від власного споживання ватметра та проводити програмну корекцію похибки, спричиненої впливом реактивної компоненти шунта.

Ватметр змінного струму працює таким чином. При знаходженні комутатора 2 у положенні «e» на вхід підсилювача 3 подається напруга u_{ba}, пропорційна геометричній сумі сигналів струму і напруги навантаження.

При знаходженні комутатора 2 у положенні «f» на вхід підсилювача 3 подається напруга u_{bc}, пропорційна геометричній різниці сигналів струму і напруги навантаження.

При знаходженні комутатора 2 у положенні «g» на вхід підсилювача 3 подається напруга u_{bw}, пропорційна напрузі навантаження.

Для отримання значення потужності вимірюється середньоквадратичне або середньоквадратичне значення напруг u_{ba}, u_{bc}, та u_{bw}, за формулами розраховується косинус зсуву фаз між напругою та струмом навантаження, враховується похибка від реактивної складової ланки шунта та отримуються значення повної та активної

потужності. Необхідні формули знаходять з системи рівнянь, що описують електричну схему вхідного пристрою 1 наведеної схеми.

Розрахунок параметрів. Необхідно визначити значення опорів резисторів, що присутні у схемі (рис. 3.6) при заданих номінальних значеннях напруги $u_{нн}$ та струму $i_{нн}$ на навантаженні, тобто опорів резисторів Z_1, Z_2, Z_3, Z_4

Як початкові умови були вибрані межі діапазонів вимірювання за струмом навантаження $i_{нн}$: 0.1 - 100 А; та напругою навантаження $u_{нн}$: 1 - 1000 В.

Для того, щоб задати значення опору шунта Z1, номінальне падіння напруги на шунті обрано $u_{нш}$=100 мВ. Опір шунта $Z_1 = {}^{u_{нш}}/_{i_{нн}}$, де $i_{нн}$- струм навантаження.

Значення резисторів Z2=Z4=100 Ом. Вибираються два опори Z5=10 кОм другого допоміжного подільника з врахуванням $Z_5 \gg Z_1$ та $Z_5 > Z_4$. Опір Z3 частини подільника напруги розраховують, виходячи з номінальної напруги навантаження $u_{нн}$ так, щоб падіння напруги на частині допоміжного шунта Z4 дорівнювало номінальному падінню напруги на шунті $Z_3 = 0{,}5Z_4\left({}^{u_{нн}}/_{u_{нш}} - 1\right)$.

Таблиця 3.3 заповнена розрахованими значеннями резисторів Z_1, Z_2, Z_4, Z_3 при відповідних значеннях напруги та струму навантаження.

Таблиця 4.1

Розрахункові значення резисторів при $U_{НШ}$=100 мВ та Z_2 =Z_4=100Ом

$i_Н$, А	0,1	0,3	1	3	10	30	100
Z_1, Ом	1	0,333333	0,1	0,033333	0,01	0,003333	0,001
Z_2=Z_4, Ом	100	100	100	100	100	100	100
$U_Н$,В	1	3	10	30	100	300	1000
Z_3, Ом	450	1450	4950	14950	49950	149950	499950

Для реалізації вхідної ланки за схемою на рис. 3.6 необхідно забезпечити зміну значень опорів відповідно до зміни меж вимірювання. Для реалізації шунта необхідно мати матрицю резисторів: 1 Ом; 0,333 Ом; 0,1 Ом; 0,033 Ом; 0,01 Ом;

0,0033 Ом; 0,001 Ом, що буде відповідати діапазонам струму 0.1 А; 0.3 А; 1 А; 3 А; 10А; 30 А; 100 А. Для забезпечення подільника напруги необхідна матриця резисторів: 450 Ом; 1450 Ом; 4950 Ом; 14950 Ом; 49950 Ом; 149950 Ом; 499950 Ом, що буде відповідати діапазонам напруги 1 В; 3 В; 10 В; 30 В; 100 В; 300 В; 1000 В.

Реалізація матриць резисторів Z1 та Z3 не є складною задачею. На рисунку 4.10 представлено матрицю шунтів з перемикачами.

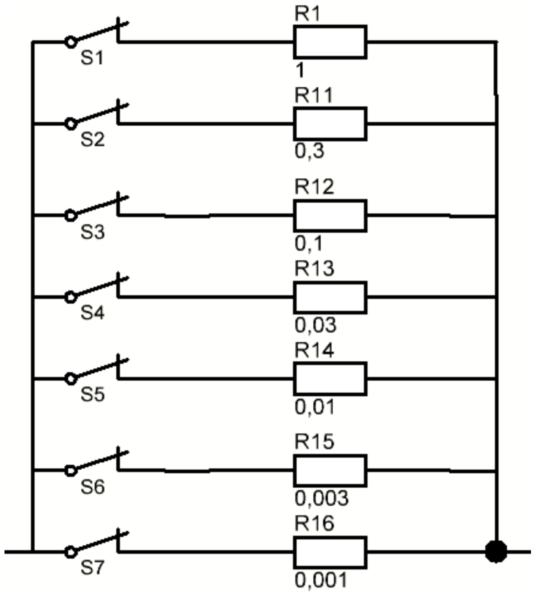


Рисунок 4.10 - Реалізація матриці шунтів

На рисунку 4.11 представлено схемну реалізацію для забезпечення перемикання значень подільника напруги Z3.

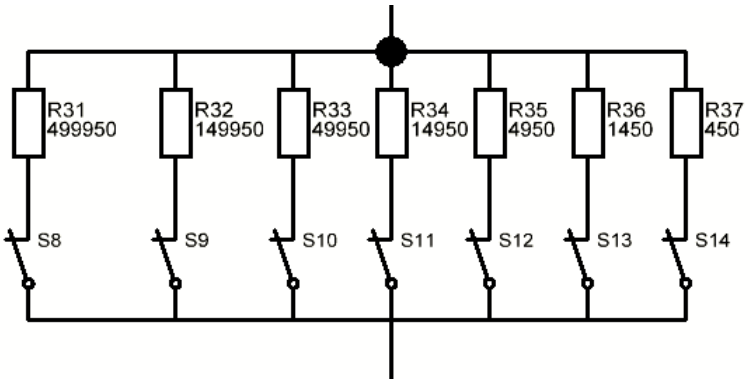


Рисунок 4.11 - Реалізація матриці резисторів Z3

Для реалізації матриці резисторів можливо застосувати цифровий потенціометр. Цифровий потенціометр повинен мати високу розрядність, щоб забезпечити точність задання опорів.

Компанія AnalogDevices випускає потенціометр AD5231 [72], який є 10ти розрядним, тобто має 1024 позицій, функціональна блок схема якого представлена на рисунку 4.12 а . AD5293 має такі номінали опорів: 20 кОм, 50кОм, 100 кОм. При використанні номіналу 100 кОм, значення опорів можна задавати з кроком у 100кОм/1024 = 97.65625Ом.

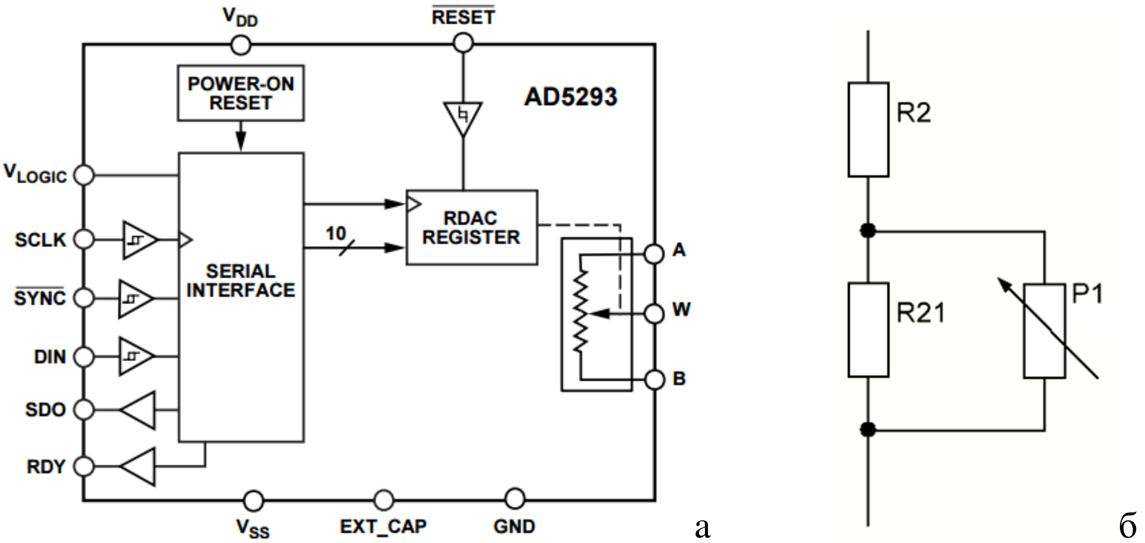


Рисунок 4.12 – Цифровий потенціометр, де: а- функціональна блок-схема AD5293; б - схема шунтування з допомогою цифрового потенціометра

Можливе використання схеми шунтування з цифровим потенціометром для необхідних опорів, що показана на рисунку 4.12 б. Задається основне значення R2, яке буде спільним для всіх меж вимірювання, до нього послідовно підключається резистор R21, який буде шунтуватися резистором і додавати уточнююче значення до R2.

Для організації ланки лінійного перетворювача необхідно вибрати операційні підсилювачі. Для цього беремо операційний підсилювач компанії AnalogDevicesAD8628. Основні параметри: V_{OS}=65 мкВ; I_{BIAS} = 1пА; Смуга пропускання , > 20 МГц; Slew Rate, 12В/мкс;; V_{CC}, 2.7 – 5 В; I_{CC} на канал (макс.), 2мА; T_A,°C від -40° до 125°

АЦП у схемі ватметра має бути швидкодійним та багаторозрядним. Виберемо сігма-дельта АЦП компанії AnalogDevices ADE7913. Це 24-розрядний

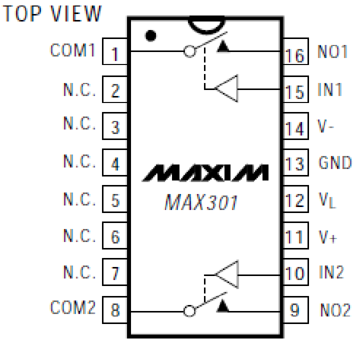
аналогово-цифровий перетворювач із монотонною характеристикою та нелінійністю ± 0,0015%.

В якості термоперетворювача оберемо ДТПТ- 6. Він має такі характеристики: номінальний струм 5мА; ЕРС -12мВ; частотний діапазон до 100 МГц.

Нагрівальний елемент виготовлено з манганіну, що забезпечує стабільність термоперетворювача. Термоперетворювач ДТПТ-6 є диференційним перетворювачем і має 2 окремі нагрівачі і з’єднані термопари.

Для здійснення контролю над цифровими елементами схеми виберемо мікроконтролер компанії MicrochipPIC24FJ128GA010 FAMILY [73]. Основні характеристики: 16-бітна архітектура організації пам’яті; 8 Мбайт (пам’ять коду) 64Кбайти (пам’ять даних); діапазон робочих напруг від 2 В до 3,6 В; 10-бітний, 16-канальний АЦП; 2 модулі I2C; 2 модулі UART

Вибір перемикача вимірювань. В якості ключа для організації 2х тактів вимірювання оберемо прецензійний, швидкодіючий аналоговий ключ компанії MaximMAX 301 (рис. 4.13). Ключ має такі характеристики: низький опір відкритого каналу < 22 Ом; розлагодження опорів каналів <2 Ом; нерівномірність опору відкритого каналу у всьому діапазоні ааналогових сигналів +3 Ом; уніполярне живлення (від +10 В до 30В); біполярне живлення (від +4.5 В до +20 В); струм витоку менше 260 пА при +25^{o} і менше 6 нА при +85^{o} .



MAX301	
LOGIC	SWITCH
0	OFF
1	ON

Рисунок 4.13 – Ключ MAX 301.

Висновки до розділу 4

У розділі описано вдосконалення та аналіз структурної, функціональної та принципової схем ватметра, в основі якого використано вхідну ланку, з середньою точкою шунта, що створена додатковим резистивним подільником.

Аналіз вказує на можливість створення трьох окремих спеціалізованих блоків, які можна використовувати, як доповнення вже до наявних засобів вимірювання для розширення їхніх можливостей, або вони можуть бути об'єднані в окремий прилад.

Для створення окремого приладу, в якому об'єднуються три блоки, запропоновано структурну схему ватметра без похибки від власного споживання.

Блок лінійного перетворення та АЦП є спеціалізованим широкосмуговим вольтметром, в яких для реалізації прецизійних вимірювань застосовані термоелектричні перетворювачі .

Для уникнення похибок, що виникають при використанні ТП, було вирішено застосувати лінійний термоперетворювач з диференціальним включенням ТП, що реалізує метод взаємно-зворотних перетворень з наступним піднесенням до квадрата цифровим методом.

Для мінімізації кінцевої нелінійності характеристики перетворення у випадку лінійного перетворювача або неквадратичності у випадку використання окремого ТП запропоновано введення програмної функціональної корекції.

В розділі розглянута та проаналізована реалізація вхідної ланки. Як початкові умови були вибрані межі діапазонів вимірювання за струмом навантаження $i_{нн}$: 0.1 - 100 А; та напругою навантаження $u_{нн}$: 1 - 1000 В.

У розділі описані варіанти реалізації матриці таких подільників та шунтів, обрані відповідні ключі, операційні підсилювачі, АЦП та процесор.

Проведені вдосконалення ватметра дозволяють мінімізувати похибки нелінійності перетворення каналів, похибки власного споживання та фазових зсувів, що є необхідною умовою для досягнення межі основної похибки в 1% на високих частотах до 10 МГц та при коефіцієнті потужності до 0,1.

РОЗДІЛ 5

ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТРОЛОГІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ВХІДНОЇ ЛАНКИ ВАТМЕТРА

5.1 Аналіз складових моделі похибки вимірювання активної потужності

Необхідно зробити аналіз похибок складових, що входять до формули визначення потужності. Виявити ті, які найбільше впливатимуть на точність вимірювання потужності за виведеною моделлю [74].

Активна потужність, при наявності реактивної складової в опорі шунта, у схемі вхідної ланки ватметра прохідної потужності з середньою точкою шунта буде розраховуватись по формулі

$$P = i_{н} u_{н} cos\,\varphi\,. \tag{5.1}$$

Для зручності аналізу похибок розділимо вираз і проаналізуємо окремі складові наведені в пункті 3.2.

$$cos\,\varphi = cos(\varphi - \varphi_{z1}) \cdot cos\,\varphi_{z1} - \sqrt{1 - cos^2(\varphi - \varphi_{z1})} \cdot \sqrt{1 - cos^2\varphi_{z1}}. \tag{5.2}$$

$$cos\,\varphi_{z1} = \frac{R1}{\sqrt{R1^2 + (2\pi \cdot F \cdot L1)^2}}. \tag{5.3}$$

$$cos(\varphi - \varphi_{z1}) = \frac{(u_{ba})^2\left(1 + \frac{Z_3(Z_1+Z_4)}{Z_2(Z_4+Z_3)}\right) - \left(\frac{Z_1+Z_4}{Z_4}\right)^2 (u_{bc})^2\left(1 + \frac{Z_2(Z_4+Z_3)}{Z_3(Z_1+Z_4)}\right)\left(\frac{Z_2(Z_4+Z_3)}{Z_3(Z_1+Z_4)}\right) + \left(\frac{Z_2}{Z_3}u_{н}\right)^2\left(1 - \frac{Z_3(Z_1+Z_4)}{Z_2(Z_4+Z_3)}\right)}{2\frac{Z_2}{Z_3}u_{н} \cdot Z_1 i_{н}}. \tag{5.4}$$

$$i_{н} = \frac{1}{Z_1}\sqrt{(u_{ba})^2\left(1 + \frac{Z_3(Z_1+Z_4)}{Z_2(Z_4+Z_3)}\right) + \left(\frac{Z_1+Z_4}{Z_4}\right)^2 (u_{bc})^2\left(1 + \frac{Z_2(Z_4+Z_3)}{Z_3(Z_1+Z_4)}\right) - \left(\frac{Z_2}{Z_3}u_{н}\right)^2\left(\frac{Z_3(Z_1+Z_4)}{Z_2(Z_4+Z_3)}\right)}. \tag{5.5}$$

$$u_{н} = \frac{Z_3}{Z_2}\sqrt{(2u_{bw})^2 - 4\left(\frac{Z_2(Z_3+Z_4)}{Z_3Z_4} - 1\right) \cdot \left(\left(\frac{1}{2}u_{ba}\right)^2 - (u_{bw})^2 - \left(\frac{1}{2}u_{bc}\right)^2\right) + \left(\left(\frac{Z_2(Z_3+Z_4)}{Z_3Z_4} - 1\right)u_{bc}\right)^2} \tag{5.6}$$

Проаналізуємо складову $\left(\frac{Z_2(Z_3+Z_4)}{Z_3Z_4}-1\right)$ у $u_н$ (5.6), при $U_{НШ}$=100 мВ та Z_2 $=Z_4$=100Ом маємо $\left(\frac{Z_2(Z_3+Z_4)}{Z_3Z_4}-1\right)=\frac{Z_2Z_3+Z_2Z_4-Z_3Z_4}{Z_3Z_4}=\frac{Z_2}{Z_3}$

Таблиця 5.1

Аналіз складової $\frac{Z_2}{Z_3}$

Uн, В	1	3	10	30	100	300	1000
Z3, Ом	450	1450	4950	14950	49950	149950	499950
Z_2/Z_3	0,2222	0,0690	0,0202	0,0067	0,0020	0,0007	0,0002

Тоді

$$u_н=\frac{Z_3}{Z_2}\sqrt{(\,2u_{bw})^2-4\left(\frac{Z_2}{Z_3}\right)\cdot\left(\left(\frac{1}{2}u_{ba}\right)^2-(\,u_{bw})^2-\left(\frac{1}{2}u_{bc}\right)^2\right)+\left(\left(\frac{Z_2}{Z_3}\right)u_{bc}\right)^2}$$

$$\delta u_н=(\delta Z_3-\delta Z_2)+\frac{1}{2}\frac{1}{(\,2u_{bw})^2-4\left(\frac{Z_2}{Z_3}\right)\cdot\left(\left(\frac{1}{2}u_{ba}\right)^2-(\,u_{bw})^2-\left(\frac{1}{2}u_{bc}\right)^2\right)+\left(\left(\frac{Z_2}{Z_3}\right)u_{bc}\right)^2}\cdot$$

$$\left(4u_{bw}^2 2\delta u_{bw}-4\left(\frac{Z_2}{Z_3}\right)\cdot\left(\left(\frac{1}{2}u_{ba}\right)^2-(\,u_{bw})^2-\left(\frac{1}{2}u_{bc}\right)^2\right)\cdot\right.$$

$$\left.\left((\delta Z_2-\delta Z_3)+\frac{\left(\frac{1}{2}u_{ba}\right)^2 2\delta u_{ba}-(\,u_{bw})^2 2\delta u_{bw}-\left(\frac{1}{2}u_{bc}\right)^2 2\delta u_{bc}}{\left(\frac{1}{2}u_{ba}\right)^2-(\,u_{bw})^2-\left(\frac{1}{2}u_{bc}\right)^2}\right)+\left(\left(\frac{Z_2}{Z_3}\right)u_{bc}\right)^2(2\delta Z_2-2\delta Z_3+2\delta u_{bc})\right)\quad(5.7)$$

Якщо врахувати, що $Z_2\ll Z_3$, тоді відношення $\frac{Z_2}{Z_3}\to 0$, а отже можна знехтувати складовими похибки, де коефіцієнт впливу дорівнює $\left(\frac{Z_2}{Z_3}\right)^2$. Резистори обираються з високим класом точності і їхні похибки мають бути рівні, тому $(\delta Z_3-\delta Z_2)\to 0$. Похибка вимірювання напруг u_{ba} , u_{bc} та u_{bw} залежить від похибки одного вимірювального каналу δu_b, отже можна визначити їх рівними $\delta u_{ba}=\delta u_{bc}=\delta u_{bw}$. Тоді. Після спрощень, отримаємо:

$$\delta u_{н} \approx \frac{1}{2}\cdot\frac{\left(8u_{bw}^2\delta u_{bw}-\frac{Z_2}{Z_3}\cdot\left(2u_{ba}^2\delta u_{bw}-8u_{bw}^2\delta u_{bw}-2u_{bc}^2\delta u_{bw}\right)\right)}{(\,2u_{bw})^2-4\left(\frac{Z_2}{Z_3}\right)\cdot\left(\left(\frac{1}{2}u_{ba}\right)^2-(\,u_{bw})^2-\left(\frac{1}{2}u_{bc}\right)^2\right)}=$$

$$=\frac{1}{2}\cdot\frac{\delta u_{bw}\left(8u_{bw}^2\delta u_{bw}-\frac{Z_2}{Z_3}\cdot\left(2u_{ba}^2-8u_{bw}^2-2u_{bc}^2\right)\right)}{4u_{bw}^2-\left(\frac{Z_2}{Z_3}\right)\cdot((u_{ba})^2-4(\,u_{bw})^2-(u_{bc})^2)}=\;\delta u_{bw} \qquad (5.8)$$

Проаналізуємо складову $\left(\frac{Z_3(Z_1+Z_4)}{Z_2(Z_4+Z_3)}\right)$ в $i_н$ (5.5) при $U_{НШ}$=100 мВ та Z_2 $=Z_4$=100Ом

Таблиця 5.2

Аналіз складової $\frac{Z_2(Z_4+Z_3)}{Z_3(Z_1+Z_4)}$

$\frac{Z_2(Z_4+Z_3)}{Z_3(Z_1+Z_4)}$		$i_н$, А	0,1	0,3	1	3	10	30	100
		Z_1, Ом	1	0,3(3)	0,1	0,03(3)	0,01	0,003(3)	0,001
Uн,В	Z_3, Ом								
1	450		1,21	1,218	1,221	1,222	1,222	1,222	1,222
3	1450		1,06	1,065	1,068	1,067	1,069	1,07	1,069
10	4950		1,01	1,017	1,019	1,02	1,02	1,02	1,02
30	14950		0,997	1,003	1,006	1,006	1,007	1,007	1,007
100	49950		0,992	0,999	1,001	1,002	1,002	1,002	1,002
300	149950		0,991	0,997	0,9997	1,0003	1,0006	1,0006	1,0007
1000	499950		0,99	0,997	0,9992	0,9999	1,0001	1,0002	1,0002

Маємо$\left(\frac{Z_3(Z_1+Z_4)}{Z_2(Z_4+Z_3)}\right)\approx 1$. Тоді вираз для обчислення похибки можна спростити

$$\delta\left(\frac{Z_3(Z_1+Z_4)}{Z_2(Z_4+Z_3)}\right)=(\delta Z_3-\delta Z_2)+\frac{Z_1(\delta Z_1)+Z_4(\delta Z_4)}{Z_1+Z_4}-\frac{Z_4(\delta Z_4)+Z_3(\delta Z_3)}{Z_4+Z_3}=\frac{Z_1(\delta Z_1)}{Z_1+Z_4}+\frac{Z_4(\delta Z_4)}{Z_1+Z_4}-\frac{Z_4(\delta Z_4)}{Z_4+Z_3}-\frac{Z_3(\delta Z_3)}{Z_4+Z_3}=(\delta Z_4)-\frac{Z_4(\delta Z_4)}{Z_4+Z_3}-\frac{Z_3(\delta Z_3)}{Z_4+Z_3}=\frac{Z_3(\delta Z_4)}{Z_4+Z_3}-\frac{Z_3(\delta Z_3)}{Z_4+Z_3}=\frac{Z_3}{Z_4+Z_3}(\delta Z_4-\delta Z_3)\approx 0$$

Проаналізуємо складову $\left(\frac{Z_1+Z_4}{Z_4}\right)^2$, при $U_{НШ}$=100 мВ та Z_2 =Z_4=100Ом

Таблиця 5.3

Аналіз складової $\left(\frac{Z_1+Z_4}{Z_4}\right)^2$

iн, A	0,1	0,3	1	3	10	30	100
Z1, Ом	1	0,333333	0,1	0,033333	0,01	0,003333	0,001
$\left(\frac{Z_1+Z_4}{Z_4}\right)^2$	1,02010	1,00668	1,00200	1,00067	1,00020	1,00007	1,00002

Маємо$\left(\frac{Z_1+Z_4}{Z_4}\right)^2 \approx 1$. Тоді вираз для обчислення похибки можна спростити

$$\delta\left(\left(\frac{Z_1+Z_4}{Z_4}\right)^2\right) = 2\left(\frac{Z_1(\delta Z_1)+Z_4(\delta Z_4)}{Z_1+Z_4} - \delta Z_4\right) = 2\left(\frac{Z_1(\delta Z_1)}{Z_1+Z_4} + \frac{Z_4(\delta Z_4)}{Z_1+Z_4} - \delta Z_4\right)$$
$$\approx 2\left(\frac{Z_4(\delta Z_4)}{Z_1+Z_4} - \delta Z_4\right) \approx 2(\delta Z_4 - \delta Z_4) = 0$$

Тоді, зробивши необхідні спрощення в (5.5) отримаємо

$$i_н \approx \frac{1}{Z_1}\sqrt{2u_{ba}^2+2u_{bc}^2-\left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2} \tag{5.9}$$

$$\delta i_н = -\delta Z_1 + \left(\frac{1}{2}\frac{2u_{ba}^2 2\delta u_{ba}+2u_{bc}^2 2\delta u_{bc}-\left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2 2\left((\delta Z_2-\delta Z_3)+\delta u_{bw}\right)}{2u_{ba}^2+2u_{bc}^2-\left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2}\right) =$$

$$= -\delta Z_1 + \left(\frac{2u_{ba}^2\delta u_{ba}+2u_{bc}^2\delta u_{bc}-\left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2\delta u_{bw}}{2u_{ba}^2+2u_{bc}^2-\left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2}\right) \tag{5.10}$$

Похибка вимірювання напруг u_{ba} , u_{bc} та u_{bw} залежить від похибки одного вимірювального каналу δu, отже можна визначити їх рівними $\delta u_{ba} = \delta u_{bc} = \delta u_{bw} = \delta u$. Тоді

$$\delta i_н = -\delta Z_1 + \left(\frac{2u_{ba}^2\delta u+2u_{bc}^2\delta u-\left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2\delta u}{2u_{ba}^2+2u_{bc}^2-\left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2}\right) = -\delta Z_1 + \delta u\left(\frac{2u_{ba}^2+2u_{bc}^2-\left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2}{2u_{ba}^2+2u_{bc}^2-\left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2}\right) = \delta u - \delta Z_1$$

(5.11)

Враховуючи наведені вище розрахунки, можна спростити значення $cos(\varphi - \varphi_{z1})$ з (5.4)

$$cos(\varphi - \varphi_{z1}) \approx \frac{2u_{ba}^2 - 2u_{bc}^2}{2\frac{Z_2}{Z_3}u_н \cdot Z_1 i_н} = \frac{u_{ba}^2 - u_{bc}^2}{\frac{Z_2}{Z_3}u_н \cdot Z_1 i_н} \tag{5.12}$$

$$\delta(cos(\varphi - \varphi_{z1})) = \left(\frac{u_{ba}^2 2\delta u_{ba} - u_{bc}^2 2\delta u_{bc}}{u_{ba}^2 - u_{bc}^2}\right) - \left((\delta Z_2 - \delta Z_3) + \delta u_н + \delta Z_1 + \delta i_н\right) =$$

$$2\delta u\left(\frac{u_{ba}^2 - u_{bc}^2}{u_{ba}^2 - u_{bc}^2}\right) - (\delta u + \delta Z_1 + \delta u - \delta Z_1) \approx 0 \tag{5.13}$$

Визначимо складові похибки для $cos\,\varphi_{z1} = \frac{R1}{\sqrt{R1^2 + (2\pi \cdot F \cdot L1)^2}}$

$$\delta(\cos\varphi_{z1}) = \delta R1 - \frac{1}{2}\left(\frac{R1^2(2\delta R1) + (2\pi \cdot F \cdot L1)^2(2\delta F + 2\delta L1)}{R1^2 + (2\pi \cdot F \cdot L1)^2}\right) =$$

$$= \delta R1 - \left(\frac{R1^2(\delta R1) + (2\pi \cdot F \cdot L1)^2(\delta F + \delta L1)}{R1^2 + (2\pi \cdot F \cdot L1)^2}\right)$$

$$= \frac{\delta R1(2\pi \cdot F \cdot L1)^2}{R1^2 + (2\pi \cdot F \cdot L1)^2} + \frac{(2\pi \cdot F \cdot L1)^2(\delta F + \delta L1)}{R1^2 + (2\pi \cdot F \cdot L1)^2} =$$

$$= (\delta F + \delta L1 + \delta R1) \cdot \frac{(2\pi \cdot F \cdot L1)^2}{R1^2 + (2\pi \cdot F \cdot L1)^2} \tag{5.14}$$

Варто зазначити що коефіцієнт впливу для суми $(\delta F + \delta L1 + \delta R1)$ є $\frac{(2\pi \cdot F \cdot L1)^2}{R1^2 + (2\pi \cdot F \cdot L1)^2} \leq 1$

Розрахуємо складові похибки для $cos\,\varphi$ з (5.2)

$$\delta(cos\,\varphi) = \frac{cos(\varphi - \varphi_{z1}) \cdot cos\,\varphi_{z1}\delta(\cos\varphi_{z1})}{cos(\varphi - \varphi_{z1}) \cdot cos\,\varphi_{z1} - \sqrt{1 - cos^2(\varphi - \varphi_{z1})} \cdot \sqrt{1 - cos^2\varphi_{z1}}} -$$

$$- \frac{\sqrt{1 - cos^2(\varphi - \varphi_{z1})} \cdot \sqrt{1 - cos^2\varphi_{z1}}\left(\frac{1}{2}\left(\frac{-cos^2\varphi_{z1}\left(2\left(\delta(\cos\varphi_{z1})\right)\right)}{1 - cos^2\varphi_{z1}}\right)\right)}{cos(\varphi - \varphi_{z1}) \cdot cos\,\varphi_{z1} - \sqrt{1 - cos^2(\varphi - \varphi_{z1})} \cdot \sqrt{1 - cos^2\varphi_{z1}}} =$$

$$= \frac{cos\,\varphi_{z1}(\delta(cos\,\varphi_{z1}))\left(cos(\varphi - \varphi_{z1}) - \frac{cos\,\varphi_{z1}\sqrt{1 - cos^2(\varphi - \varphi_{z1})}}{\sqrt{1 - cos^2\varphi_{z1}}}\right)}{cos\,\varphi} =$$

$$= \frac{(\delta F+\delta L1+\delta R1)\cdot\frac{\cos\varphi_{Z1}\cdot(2\pi\cdot F\cdot L1)^2}{R1^2+(2\pi\cdot F\cdot L1)^2}\cdot\left(\cos(\varphi-\varphi_{Z1})-\frac{\cos\varphi_{Z1}\sqrt{1-\cos^2(\varphi-\varphi_{Z1})}}{\sqrt{1-\cos^2\varphi_{Z1}}}\right)}{\cos\varphi} \quad (5.15)$$

Позначимо коефіцієнт впливу для суми похибок $(\delta F+\delta L1+\delta R1)$ як

$$A_{\cos\varphi} = \frac{\frac{\cos\varphi_{Z1}\cdot(2\pi\cdot F\cdot L1)^2}{R1^2+(2\pi\cdot F\cdot L1)^2}\cdot\left(\cos(\varphi-\varphi_{Z1})-\frac{\cos\varphi_{Z1}\sqrt{1-\cos^2(\varphi-\varphi_{Z1})}}{\sqrt{1-\cos^2\varphi_{Z1}}}\right)}{\cos\varphi} \quad (5.16)$$

Тоді вираз (5.15) можна записати, як

$$\delta(\cos\varphi) = (\delta F+\delta L1+\delta R1)\cdot A_{\cos\varphi} \quad (5.17)$$

Складові похибки активної потужності $P = i_{н}u_{н}\cos\varphi$ визначається, як

$$\delta P = \delta i_{н} + \delta u_{н} + \delta\cos\varphi =$$

$$= \delta u - \delta Z_1 + \delta u + \delta\cos\varphi =$$

$$= 2\delta u - \delta Z_1 + (\delta F+\delta L1+\delta R1)\cdot A_{\cos\varphi} \quad (5.18)$$

Визначимо вплив, який створює коефіцієнт $A_{\cos\varphi}$

В моделі шунт формується послідовним з'єднанням активного опору R1 =100 мОм та паразитної індуктивності L1 = 0,5 нГн, частота до $F1$=10 МГц.

Для реактивної складової навантаження, наприклад $\cos\varphi$=0,1 , маємо наступні діапазони значень $A_{\cos\varphi}$ в залежності від паразитної індуктивності L1 в нГн та від робочої частоти $F1$ в Гц:

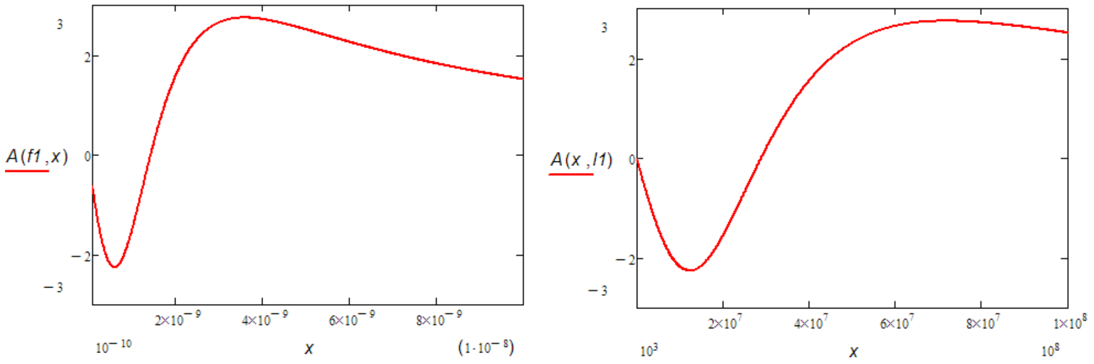


Рисунок 5.1 - Діапазони значень $A_{\cos\varphi}$ при $\cos\varphi$=0,1

Для реактивної складової навантаження, $cos\ \varphi$=0,01, маємо наступні діапазони значень для $A_{cos\ \varphi}$ в залежності від паразитної індуктивності L1 в нГн та від робочої частоти $F1$ в Гц:

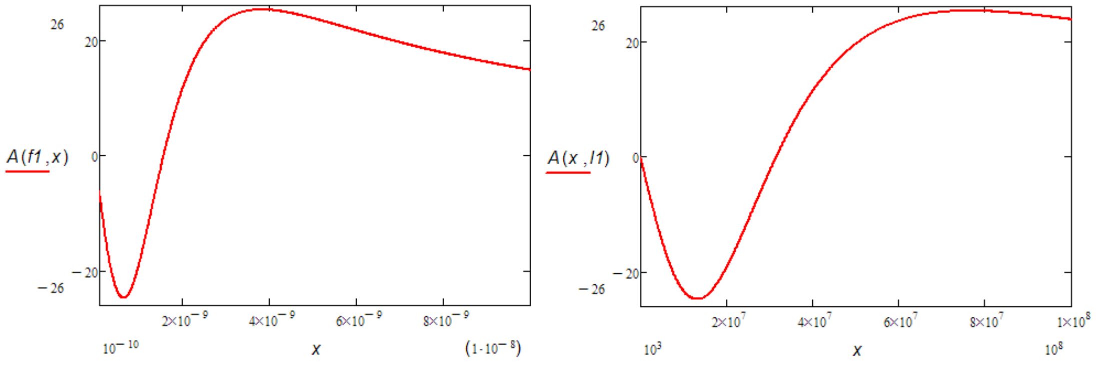


Рисунок 5.2 - діапазони значень $A_{cos\ \varphi}$ при $cos\ \varphi$=0,01

Як видно з моделювання значення $A_{cos\ \varphi}$ нелінійна функція максимум якої залежить від значення $cos\ \varphi$, і набуває рівня $A_{cos\ \varphi} = \pm 2{,}5$ при $cos\ \varphi = 0{,}1$ та $A_{cos\ \varphi} = \pm 25$ при $cos\ \varphi = 0{,}01$

Знайдемо числове значення максимальної похибки при вибраних $i_{нн} = 1А$, $u_{шн} = 0{,}1В$ та $u_{нн} = 100В$, шунт формується послідовним з'єднанням активного опору R1 =100 мОм та паразитної індуктивності L1 = 0,5 нГн, опори вхідної ланки мають значення R2=R4=100 Ом, R3=49950 Ом.

Значення похибок обираємо із розрахунку, що резистори обираються з високим класом точності 0,01. Похибка вимірювання напруг залежить від похибки вимірювального каналу, наприклад δu =0,05%. Параметри шунта і його робоча частота визначаються з високою точністю $\delta F = 0{,}01\%$, $\delta L1 = 0{,}01\%$, та $\delta R1 = 0{,}01\%$.

Підставимо прийняті значення у формулу (5.17) і отримаємо при $cos\ \varphi = 0{,}1$: $\delta P = 2 \cdot 0{,}05 - 0{,}01 \pm 2{,}5 \cdot (0{,}01 + 0{,}01 + 0{,}01) = (0{,}09 \pm 0{,}075)\%$ та при $cos\ \varphi = 0{,}01$: $\delta P = 2 \cdot 0{,}05 - 0{,}01 \pm 25 \cdot (0{,}01 + 0{,}01 + 0{,}01) = (0{,}09 \pm 0{,}75)\%$).

Як видно з аналізу окремих елементів рівняння активної потужності, необхідно оцінити невизначеність результату з усіма діючими коефіцієнтами для визначення складових з максимальним впливом на кінцевий результат

5.2 Модель невизначеності результату вимірювання активної потужності

Для розрахунку невизначеності результату вимірювання використаємо формули та спрощення з пункту 5.1. Згідно з центральною граничною теоремою, враховуючи, що кількість компонентів понад чотири, то кінцевий закон розподілу стандартної невизначеності буде нормальним [75]. Для аналізу використаємо данні симуляції в системі Multisim представленої на рис. 5.3.

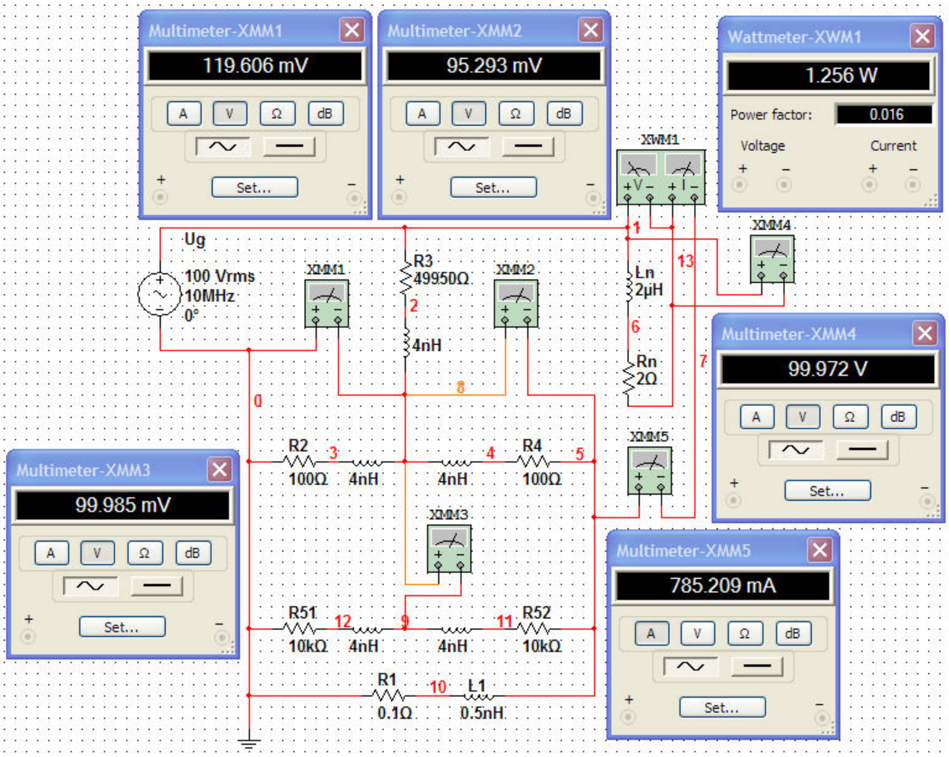


Рисунок 5.3 - Модель вхідної ланки ватметра прохідної потужності, що містить середньою точку шунта створену додатковим резистивним подільником в системі Multisim

При вибраних номінальних значеннях струму $i_{нн} = 1$ А, напруги $u_{нн} = 100$ В та напруги шунта $u_{шн} = 0{,}1$ В опори вхідної ланки мають значення R2=R4=100 Ом, R3=49950 Ом, до кожного з яких під’єднано послідовно паразитну індуктивність в 4 нГн. Додатковий подільник, який формує середню точку шунта, створений з двох послідовно з’єднаних резисторів 10 кОм з послідовно під’єднаними паразитними індуктивностями в 4 нГн.. В моделі шунт заданий послідовним з’єднанням активного опору R1 =100 мОм та паразитної індуктивності L1 = 0,5 нГн,

встановлена середньоквадратична напруга генератора U_G= 100В з частотою F = 10 МГц, а Z навантаження, створюється активним опором 2 Ом та індуктивністю 2 мкГн, що на частоті в 10 Мгц створює cosφ = 0,016. Данні моделювання та розраховане значення активної потужності навантаження наведені в таблиці 5.4.

Таблиця 5.4

Результати розрахунків та моделювання в системі Multisim

Напруга, U_{ba},мВ	119,606
Напруга, U_{bc},мВ	95,293
Напруга,U_{bw},мВ	99,985
Напруга навантаження, u_n,В	99,972
Струм навантаження, i_n, А	0,785209
$cos(\varphi - \varphi_{z1})$	0,316
$\cos\varphi_{z1}$ ланки шунта	0,954
Cosφ навантаження	0,016
Розрахована активна потужність навантаження за (3.2.34), P, Вт	1,319
Встановлена активна потужність навантаження, P_{real}, Вт	1,256

Резистори обираються з високим класом точності $\delta_{Z_3} = \delta_{Z_2} = 0{,}01\%$. Похибка вимірювання напруг залежить від похибки вимірювального каналу, та вибирається рівним $\delta_{u_{ba}} = \delta_{u_{bc}} = \delta_{u_{bw}} = 0{,}05\%$.. Враховуючи, Z_2 =Z_4 з (5.6) маємо

$$u_{н} = \frac{Z_3}{Z_2}\sqrt{(2u_{bw})^2 - 4\left(\frac{Z_2}{Z_3}\right)\cdot\left(\left(\frac{1}{2}u_{ba}\right)^2 - (u_{bw})^2 - \left(\frac{1}{2}u_{bc}\right)^2\right) + \left(\left(\frac{Z_2}{Z_3}\right)u_{bc}\right)^2} \quad (5.19)$$

Точні значення коефіцієнтів чутливості розраховуються за формулами:

$$c_{u_{bw}} = \frac{Z_3}{Z_2}\frac{4\,u_{bw}\left(1+\left(\frac{Z_2}{Z_3}\right)\right)}{\sqrt{(2u_{bw})^2-4\left(\frac{Z_2}{Z_3}\right)\cdot\left(\left(\frac{1}{2}u_{ba}\right)^2-(u_{bw})^2-\left(\frac{1}{2}u_{bc}\right)^2\right)+\left(\left(\frac{Z_2}{Z_3}\right)u_{bc}\right)^2}} \quad (5.20)$$

$$c_{u_{ba}} = \frac{-u_{ba}}{\sqrt{(2u_{bw})^2-4\left(\frac{Z_2}{Z_3}\right)\cdot\left(\left(\frac{1}{2}u_{ba}\right)^2-(u_{bw})^2-\left(\frac{1}{2}u_{bc}\right)^2\right)+\left(\left(\frac{Z_2}{Z_3}\right)u_{bc}\right)^2}} \quad (5.21)$$

$$c_{u_{bc}} = \frac{\left(1+\frac{Z_2}{Z_3}\right)u_{bc}}{\sqrt{(2u_{bw})^2-4\left(\frac{Z_2}{Z_3}\right)\cdot\left(\left(\frac{1}{2}u_{ba}\right)^2-(u_{bw})^2-\left(\frac{1}{2}u_{bc}\right)^2\right)+\left(\left(\frac{Z_2}{Z_3}\right)u_{bc}\right)^2}} \quad (5.22)$$

$$c_{Z_3} = \frac{Z_3\left(\frac{2u_{bw}}{Z_2}\right)^2-\left(\frac{2\cdot\left(\left(\frac{1}{2}u_{ba}\right)^2-(u_{bw})^2-\left(\frac{1}{2}u_{bc}\right)^2\right)}{Z_2}\right)}{\sqrt{\left(\frac{Z_3}{Z_2}\right)^2(2u_{bw})^2-4\left(\frac{Z_3}{Z_2}\right)\cdot\left(\left(\frac{1}{2}u_{ba}\right)^2-(u_{bw})^2-\left(\frac{1}{2}u_{bc}\right)^2\right)+(u_{bc})^2}} \quad (5.23)$$

$$c_{Z_2} = \frac{-\frac{(Z_3)^2}{(Z_2)^3}(2u_{bw})^2+\left(\frac{2\cdot\left(\left(\frac{1}{2}u_{ba}\right)^2-(u_{bw})^2-\left(\frac{1}{2}u_{bc}\right)^2\right)}{(Z_2)^2}\right)}{\sqrt{\left(\frac{Z_3}{Z_2}\right)^2(2u_{bw})^2-4\left(\frac{Z_3}{Z_2}\right)\cdot\left(\left(\frac{1}{2}u_{ba}\right)^2-(u_{bw})^2-\left(\frac{1}{2}u_{bc}\right)^2\right)+(u_{bc})^2}} \quad (5.24)$$

Якщо врахувати, що $Z_2 \ll Z_3$, тоді відношення $\frac{Z_2}{Z_3} \to 0$, а отже при $u_{ba} \approx u_{bc} \approx u_{bw}$ вираз (5.19) можна спростити до:

$$u_{н} \approx \frac{Z_3}{Z_2}\, 2u_{bw} \quad (5.25)$$

Коефіцієнти чутливості в даному випадку будуть розраховуватися, як

$$c_{u_{bw}} = 2\frac{Z_3}{Z_2} \quad (5.26)$$

$$c_{Z_3} = \frac{2u_{bw}}{Z_2} \quad (5.27)$$

$$c_{Z_2} = -\frac{2Z_3u_{bw}}{Z_2^2} \quad (5.28)$$

Невизначеність кожної зі складових x розраховується за формулою невизначеності типу В [75]:

$$u(x) = \delta_x \frac{x}{\sqrt{3}\cdot 100\%} \quad (5.29)$$

Вклад складових в невизначеність $u_н$ для випадку без спрощення:

$$u_{u_{bw}}(u_{н})=\frac{Z_3}{Z_2}\frac{4\,u_{bw}\left(1+\left(\frac{Z_2}{Z_3}\right)\right)\left(\delta_{u_{bw}}\frac{u_{bw}}{\sqrt{3}\cdot 100\%}\right)}{\sqrt{(2u_{bw})^2-4\left(\frac{Z_2}{Z_3}\right)\cdot\left(\left(\frac{1}{2}u_{ba}\right)^2-(u_{bw})^2-\left(\frac{1}{2}u_{bc}\right)^2\right)+\left(\left(\frac{Z_2}{Z_3}\right)u_{bc}\right)^2}}=$$

$$\frac{49950}{100}\frac{4\cdot 0{,}099985\left(1+\left(\frac{100}{49950}\right)\right)0{,}05\frac{0{,}099985}{\sqrt{3}\cdot 100}}{\sqrt{4(0{,}099985)^2-4\left(\frac{100}{49950}\right)\cdot\left(\left(\frac{0{,}1196}{2}\right)^2-(0{,}099985)^2-\left(\frac{0{,}0953}{2}\right)^2\right)+\left(\frac{100}{49950}0{,}0953\right)^2}}=0{,}02887\ \text{В}\quad(5.30)$$

$$u_{u_{ba}}(u_{н})=\frac{-u_{ba}\left(\delta_{u_{ba}}\frac{u_{ba}}{\sqrt{3}\cdot 100\%}\right)}{\sqrt{(2u_{bw})^2-4\left(\frac{Z_2}{Z_3}\right)\cdot\left(\left(\frac{1}{2}u_{ba}\right)^2-(u_{bw})^2-\left(\frac{1}{2}u_{bc}\right)^2\right)+\left(\left(\frac{Z_2}{Z_3}\right)u_{bc}\right)^2}}=$$

$$\frac{0{,}1196\cdot 0{,}05\frac{0{,}1196}{\sqrt{3}\cdot 100}}{\sqrt{4(0{,}099985)^2-4\left(\frac{100}{49950}\right)\cdot\left(\left(\frac{0{,}1196}{2}\right)^2-(0{,}099985)^2-\left(\frac{0{,}0953}{2}\right)^2\right)+\left(\frac{100}{49950}0{,}0953\right)^2}}=-2{,}063\cdot 10^{-5}\ \text{В}\quad(5.31)$$

$$u_{u_{bc}}(u_{н})=\frac{\left(1+\frac{Z_2}{Z_3}\right)u_{bc}\left(\delta_{u_{bc}}\frac{u_{bc}}{\sqrt{3}\cdot 100\%}\right)}{\sqrt{(2u_{bw})^2-4\left(\frac{Z_2}{Z_3}\right)\cdot\left(\left(\frac{1}{2}u_{ba}\right)^2-(u_{bw})^2-\left(\frac{1}{2}u_{bc}\right)^2\right)+\left(\left(\frac{Z_2}{Z_3}\right)u_{bc}\right)^2}}=$$

$$\frac{\left(1+\frac{100}{49950}\right)0{,}0953\cdot 0{,}05\frac{0{,}0953}{\sqrt{3}\cdot 100}}{\sqrt{4(0{,}099985)^2-4\left(\frac{100}{49950}\right)\cdot\left(\left(\frac{0{,}1196}{2}\right)^2-(0{,}099985)^2-\left(\frac{0{,}0953}{2}\right)^2\right)+\left(\frac{100}{49950}0{,}0953\right)^2}}=1{,}312\cdot 10^{-5}\ \text{В}\quad(5.32)$$

$$u_{Z_3}(u_{н})=\frac{\left(Z_3\left(\frac{2u_{bw}}{Z_2}\right)^2-\left(\frac{2\cdot\left(\left(\frac{1}{2}u_{ba}\right)^2-(u_{bw})^2-\left(\frac{1}{2}u_{bc}\right)^2\right)}{Z_2}\right)\right)\left(\delta_{Z_3}\frac{Z_3}{\sqrt{3}\cdot 100\%}\right)}{\sqrt{\left(\frac{Z_3}{Z_2}\right)^2(2u_{bw})^2-4\left(\frac{Z_3}{Z_2}\right)\cdot\left(\left(\frac{1}{2}u_{ba}\right)^2-(u_{bw})^2-\left(\frac{1}{2}u_{bc}\right)^2\right)+(u_{bc})^2}}=$$

$$\frac{\left(49950\left(\frac{2\cdot 0{,}099985}{100}\right)^2-\frac{2\left(\left(\frac{0{,}1196}{2}\right)^2-(0{,}099985)^2-\left(\frac{0{,}0953}{2}\right)^2\right)}{100}\right)\left(\frac{0{,}01\cdot 49950}{\sqrt{3}\cdot 100}\right)}{\sqrt{\left(\frac{49950}{100}\right)^2 4(0{,}099985)^2-4\left(\frac{49950}{100}\right)\cdot\left(\left(\frac{0{,}1196}{2}\right)^2-(0{,}099985)^2-\left(\frac{0{,}0953}{2}\right)^2\right)+(0{,}0953)^2}}=5{,}767\cdot 10^{-3}\ \text{В}\quad(5.33)$$

$$u_{Z_2}(u_{н})=\frac{\left(-\frac{(Z_3)^2}{(Z_2)^3}(2u_{bw})^2+\left(\frac{2\cdot\left(\left(\frac{1}{2}u_{ba}\right)^2-(u_{bw})^2-\left(\frac{1}{2}u_{bc}\right)^2\right)}{(Z_2)^2}\right)\right)\left(\delta_{Z_2}\frac{Z_2}{\sqrt{3}\cdot 100\%}\right)}{\sqrt{\left(\frac{Z_3}{Z_2}\right)^2(2u_{bw})^2-4\left(\frac{Z_3}{Z_2}\right)\cdot\left(\left(\frac{1}{2}u_{ba}\right)^2-(u_{bw})^2-\left(\frac{1}{2}u_{bc}\right)^2\right)+(u_{bc})^2}}=$$

$$\frac{\left(-\frac{(49950)^2}{(100)^3}(2\cdot 0{,}099985)^2+\frac{2\left(\left(\frac{0{,}1196}{2}\right)^2-(0{,}099985)^2-\left(\frac{0{,}0953}{2}\right)^2\right)}{100^2}\right)\left(\frac{0{,}01\cdot 100}{\sqrt{3}\cdot 100}\right)}{\sqrt{\left(\frac{49950}{100}\right)^2 4(0{,}099985)^2-4\left(\frac{49950}{100}\right)\cdot\left(\left(\frac{0{,}1196}{2}\right)^2-(0{,}099985)^2-\left(\frac{0{,}0953}{2}\right)^2\right)+(0{,}0953)^2}}=-5{,}762\cdot 10^{-3}\ \text{В}\quad(5.34)$$

Вклад складових в невизначеність $u_н$ у випадку спрощеного варіанту:

$$u_{u_{bw}}(u_н) = 2\frac{Z_3}{Z_2} \cdot \delta_{u_{bw}} \frac{u_{bw}}{\sqrt{3} \cdot 100\%} = 2\frac{49950}{100} \cdot \frac{0{,}05 \cdot 0{,}099985}{\sqrt{3} \cdot 100} = 0{,}02883 \text{ В} \quad (5.35)$$

$$u_{Z_3}(u_н) = \frac{2u_{bw}}{Z_2} \cdot \delta_{Z_3} \frac{Z_3}{\sqrt{3} \cdot 100\%} = \frac{2 \cdot 0{,}1}{100} \cdot \frac{0{,}01 \cdot 49950}{\sqrt{3} \cdot 100} = 5{,}767 \cdot 10^{-3} \text{ В} \quad (5.36)$$

$$u_{Z_2}(u_н) = -\frac{2Z_3 u_{bw}}{Z_2^2} \cdot \delta_{Z_2} \frac{Z_2}{\sqrt{3} \cdot 100\%} = -\frac{2 \cdot 49950 \cdot 0{,}1}{10000} \cdot \frac{0{,}01 \cdot 100}{\sqrt{3} \cdot 100} = 5{,}767 \cdot 10^{-3} \text{ В} \quad (5.37)$$

Сумарна стандартна невизначеність y розраховується за формулою [75]

$$u_c(y) = \sqrt{\sum_{i=1}^{m} c_i^2 \, u^2(x_i)} \quad (5.38)$$

Результати розрахунку стандартної невизначеності при номінальній межі $u_н = 100$В та R3=49950 Ом, без спрощення:

$$u_c(u_н) =$$

$$\sqrt{c_{u_{bw}}^2 \cdot u^2(u_{bw}) + c_{u_{ba}}^2 \cdot u^2(u_{ba}) + c_{u_{bc}}^2 \cdot u^2(u_{bc}) + c_{Z_3}^2 \cdot u^2(Z_3) + c_{Z_2}^2 \cdot u^2(Z_2)} =$$

$$\sqrt{(0{,}02887)^2 + (2{,}063 \cdot 10^{-5})^2 + (1{,}312 \cdot 10^{-5})^2 + (5{,}767 \cdot 10^{-3})^2 + (5{,}762 \cdot 10^{-3})^2} =$$

$$0{,}029999 \text{ В} \quad (5.39)$$

Для випадку зі спрощенням:

$$u_c(u_н) \approx \sqrt{c_{u_{bw}}^2 \cdot u^2(u_{bw}) + c_{Z_3}^2 \cdot u^2(Z_3) + c_{Z_2}^2 \cdot u^2(Z_2)} =$$

$$\sqrt{(0{,}02883)^2 + (5{,}767 \cdot 10^{-3})^2 + (5{,}767 \cdot 10^{-3})^2} = 0{,}02996 \text{ В} \quad (5.40)$$

Як видно з (5.39) та (5.40) спрощення суттєво не впливає на результат у вибраному випадку симуляції.

Для розрахунку струму $i_н$ необхідно оцінити невизначеність Z_1. Шунт Z_1 формується послідовним з'єднанням активного опору R1 =100 мОм та паразитної індуктивності L1 = 0,5 нГн. Параметри шунта і його робоча частота визначаються з відносно високою точністю $\delta_F = 0{,}5\%$, $\delta_{L1} = 0{,}5\%$, та $\delta_{R1} = 0{,}01\%$. Встановлена частота складає $F = 10$ МГц. Z_1 розрахуємо за формулою

$$Z_1 = \sqrt{R1^2 + (2\pi \cdot F \cdot L1)^2} = \sqrt{0{,}1^2 + (2\pi \cdot 10^7 \cdot 0{,}5 \cdot 10^{-9})^2} = 0{,}1048 \text{ Ом} \quad (5.41)$$

Вклад кожної складової в невизначеність Z_1:

$$u_{R1}(Z_1) = \frac{1}{2}\frac{2R_1\left(\delta_{R_1}\frac{R_1}{\sqrt{3}\cdot 100}\right)}{\sqrt{R1^2+(2\pi\cdot F\cdot L1)^2}} = \frac{0{,}1\left(0{,}01\frac{0{,}1}{\sqrt{3}\cdot 100}\right)}{0{,}1048} = 5{,}509 \cdot 10^{-6} \text{ Ом} \quad (5.42)$$

$$u_F(Z_1) = \frac{1}{2}\frac{4\pi F L1^2\left(\delta_F\frac{F}{\sqrt{3}\cdot 100}\right)}{\sqrt{R1^2+(2\pi\cdot F\cdot L1)^2}} = \frac{2\pi 10^7(0{,}5\cdot 10^{-9})^2\left(0{,}5\frac{10^7}{\sqrt{3}\cdot 100}\right)}{0{,}1048} = 4{,}327 \cdot 10^{-6} \text{ Ом} \quad (5.43)$$

$$u_{L1}(Z_1) = \frac{1}{2}\frac{4\pi L1 F^2\left(\delta_{L1}\frac{L1}{\sqrt{3}\cdot 100\%}\right)}{\sqrt{R1^2+(2\pi\cdot F\cdot L1)^2}} = \frac{2\pi 0{,}5\cdot 10^{-9}(10^7)^2\left(0{,}5\frac{0{,}5\cdot 10^{-9}}{\sqrt{3}\cdot 100}\right)}{0{,}1048} = 4{,}327 \cdot 10^{-6} \text{ Ом} \quad (5.44)$$

Сумарна невизначеність Z_1 визначається, як:

$$u_c(Z_1) = \sqrt{(5{,}509 \cdot 10^{-6})^2 + (4{,}327 \cdot 10^{-6})^2 + (4{,}327 \cdot 10^{-6})^2} = 8{,}234 \cdot 10^{-6} \text{ Ом} \quad (5.45)$$

Врахувавши допустимі спрощення в (5.5) отримаємо

$$i_н \approx \frac{1}{Z_1}\sqrt{2u_{ba}^2+2u_{bc}^2 - \left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2} \quad (5.46)$$

Коефіцієнти чутливості для складових невизначеності $i_н$ будуть розраховуватися, як

$$c_{Z_1} = -\frac{1}{Z_1^2}\sqrt{2u_{ba}^2+2u_{bc}^2 - \left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2} \quad (5.47)$$

$$c_{Z_2} = \frac{1}{Z_1}\frac{-\left(\frac{u_н}{Z_3}\right)^2 Z_2}{\sqrt{2u_{ba}^2+2u_{bc}^2-\left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2}} \quad (5.48)$$

$$c_{Z_3} = \frac{1}{Z_1}\frac{(Z_2 u_н)^2\left(\frac{1}{Z_3}\right)^3}{\sqrt{2u_{ba}^2+2u_{bc}^2-\left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2}} \quad (5.49)$$

$$c_{u_{ba}} = \frac{1}{Z_1}\frac{2u_{ba}}{\sqrt{2u_{ba}^2+2u_{bc}^2-\left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2}} \quad (5.50)$$

$$c_{u_{bc}} = \frac{1}{Z_1}\frac{2u_{bc}}{\sqrt{2u_{ba}^2+2u_{bc}^2-\left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2}} \quad (5.51)$$

$$c_{u_н} = \frac{1}{Z_1}\frac{-\left(\frac{Z_2}{Z_3}\right)^2 u_н}{\sqrt{2u_{ba}^2+2u_{bc}^2-\left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2}} \qquad (5.52)$$

Для зручності розрахунків визначаємо проміжне значення

$$\sqrt{2u_{ba}^2+2u_{bc}^2-\left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2} = \sqrt{2\cdot 0{,}1196^2+2\cdot 0{,}0953^2-\left(\frac{100}{49959}99{,}963\right)^2} = 0{,}08195 \text{ В} \qquad (5.53)$$

Вклад кожної складової в невизначеність $i_н$:

$$u_{Z_1}(i_н) = -\frac{1}{Z_1^2}\sqrt{2u_{ba}^2+2u_{bc}^2-\left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2}\,u_c(Z_1) = -\frac{0{,}08195\cdot 8{,}234\cdot 10^{-6}}{0{,}1048^2} = -6{,}144\cdot 10^{-5} \text{ А} \qquad (5.54)$$

$$u_{Z_2}(i_н) = \frac{1}{Z_1}\frac{-\left(\frac{u_н}{Z_3}\right)^2 Z_2\left(\delta_{Z_2}\frac{Z_2}{\sqrt{3}\cdot 100}\right)}{\sqrt{2u_{ba}^2+2u_{bc}^2-\left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2}} = \frac{-\left(\frac{99{,}972}{49950}\right)^2 100\left(0{,}01\frac{100}{\sqrt{3}\cdot 100}\right)}{0{,}1048\cdot 0{,}08195} = -2{,}693\cdot 10^{-4} \text{ А} \qquad (5.55)$$

$$u_{Z_3}(i_н) = \frac{1}{Z_1}\frac{(Z_2u_н)^2\left(\frac{1}{Z_3}\right)^3\left(\delta_{Z_3}\frac{Z_3}{\sqrt{3}\cdot 100}\right)}{\sqrt{2u_{ba}^2+2u_{bc}^2-\left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2}} = \frac{(9997{,}2)^2\left(\frac{1}{49950}\right)^3\left(0{,}01\frac{49950}{\sqrt{3}\cdot 100}\right)}{0{,}1048\cdot 0{,}08195} = 2{,}693\cdot 10^{-4} \text{ А} \qquad (5.56)$$

$$u_{u_{ba}}(i_н) = \frac{1}{Z_1}\frac{2u_{ba}\left(\delta_{u_{ba}}\frac{u_{ba}}{\sqrt{3}\cdot 100\%}\right)}{\sqrt{2u_{ba}^2+2u_{bc}^2-\left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2}} = \frac{2\cdot 0{,}1196\left(0{,}05\frac{0{,}1196}{\sqrt{3}\cdot 100\%}\right)}{0{,}1048\cdot 0{,}08195} = 9{,}617\cdot 10^{-4} \text{ А} \qquad (5.57)$$

$$u_{u_{bc}}(i_н) = \frac{1}{Z_1}\frac{2u_{bc}\left(\delta_{u_{bc}}\frac{u_{bc}}{\sqrt{3}\cdot 100\%}\right)}{\sqrt{2u_{ba}^2+2u_{bc}^2-\left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2}} = \frac{2\cdot 0{,}0953\left(0{,}05\frac{0{,}0953}{\sqrt{3}\cdot 100\%}\right)}{0{,}1048\cdot 0{,}08195} = 6{,}105\cdot 10^{-4} \text{ А} \qquad (5.58)$$

$$u_{u_н}(i_н) = \frac{1}{Z_1}\frac{-\left(\frac{Z_2}{Z_3}\right)^2 u_н\cdot u_c(u_н)}{\sqrt{2u_{ba}^2+2u_{bc}^2-\left(\frac{Z_2}{Z_3}u_н\right)^2}} = \frac{-\left(\frac{100}{49950}\right)^2\cdot 99{,}972\cdot 0{,}03}{0{,}1048\cdot 0{,}08195} = 1{,}3996\cdot 10^{-3} \text{ А} \qquad (5.59)$$

Сумарна стандартна невизначеність $i_н$ визначається, як:

$$u_c(i_н) = \sqrt{(6{,}144\cdot 10^{-5})^2+2\cdot(2{,}693\cdot 10^{-4})^2+(9{,}617\cdot 10^{-4})^2+(6{,}1\cdot 10^{-4})^2+(1{,}3996\cdot 10^{-3})^2} = 1{,}845\cdot 10^{-3} \text{ А} \qquad (5.60)$$

Враховуючи наведені вище розрахунки та спрощення , значення $cos(\varphi - \varphi_{z1})$ можна записати, як:

$$cos(\varphi - \varphi_{z1}) \approx \frac{u_{ba}^2 - u_{bc}^2}{\frac{Z_2}{Z_3} u_н \cdot Z_1 i_н} \tag{5.61}$$

Враховуючи дані симуляції, вклад кожної складової в невизначеність $cos(\varphi - \varphi_{z1})$:

$$u_{Z_1}\big(cos(\varphi - \varphi_{z1})\big) = -\frac{u_{ba}^2 - u_{bc}^2}{\frac{Z_2}{Z_3} u_н \cdot Z_1^2 \cdot i_н} \cdot u_c(Z_1) = -\frac{(0{,}1196^2 - 0{,}0953^2) \cdot 8{,}234 \cdot 10^{-6}}{\frac{100}{49950} \cdot 99{,}972 \cdot 0{,}1048^2 \cdot 0{,}785} = -2{,}493 \cdot 10^{-5} \tag{5.62}$$

$$u_{Z_2}\big(cos(\varphi - \varphi_{z1})\big) = -\frac{u_{ba}^2 - u_{bc}^2}{\frac{Z_2^2}{Z_3} u_н \cdot Z_1 \cdot i_н}\left(\delta_{Z_2} \frac{Z_2}{\sqrt{3} \cdot 100}\right) = \frac{-(0{,}1196^2 - 0{,}0953^2) \cdot \left(0{,}01 \frac{100}{\sqrt{3} \cdot 100}\right)}{\frac{100^2}{49950} \cdot 99{,}972 \cdot 0{,}1048 \cdot 0{,}785} = -1{,}832 \cdot 10^{-5} \tag{5.63}$$

$$u_{Z_3}\big(cos(\varphi - \varphi_{z1})\big) = \frac{u_{ba}^2 - u_{bc}^2}{Z_2 u_н \cdot Z_1 i_н}\left(\delta_{Z_3} \frac{Z_3}{\sqrt{3} \cdot 100}\right) = \frac{(0{,}1196^2 - 0{,}0953^2)\left(0{,}01 \frac{49950}{\sqrt{3} \cdot 100}\right)}{100 \cdot 99{,}972 \cdot 0{,}1048 \cdot 0{,}785} = 1{,}832 \cdot 10^{-5} \tag{5.64}$$

$$u_{u_{ba}}\big(cos(\varphi - \varphi_{z1})\big) = \frac{2 \cdot u_{ba}}{\frac{Z_2}{Z_3} u_н \cdot Z_1 i_н}\left(\delta_{u_{ba}} \frac{u_{ba}}{\sqrt{3} \cdot 100\%}\right) = \frac{2 \cdot 0{,}1196\left(0{,}05 \frac{0{,}1196}{\sqrt{3} \cdot 100\%}\right)}{\frac{100}{49950} \cdot 99{,}972 \cdot 0{,}1048 \cdot 0{,}785} = 5{,}01 \cdot 10^{-4} \tag{5.65}$$

$$u_{u_{bc}}\big(cos(\varphi - \varphi_{z1})\big) = \frac{-2 \cdot u_{bc}}{\frac{Z_2}{Z_3} u_н \cdot Z_1 i_н}\left(\delta_{u_{bc}} \frac{u_{bc}}{\sqrt{3} \cdot 100\%}\right) = \frac{-2 \cdot 0{,}0953\left(0{,}02 \frac{0{,}0953}{\sqrt{3} \cdot 100\%}\right)}{\frac{100}{49950} \cdot 99{,}972 \cdot 0{,}1048 \cdot 0{,}785} = 3{,}183 \cdot 10^{-4} \tag{5.66}$$

$$u_{u_н}\big(cos(\varphi - \varphi_{z1})\big) = -\frac{u_{ba}^2 - u_{bc}^2}{\frac{Z_2}{Z_3} u_н^2 \cdot Z_1 i_н} u_c(u_н) = \frac{(0{,}1196^2 - 0{,}0953^2) \cdot 0{,}03}{\frac{100}{49950} \cdot 99{,}972^2 \cdot 0{,}1048 \cdot 0{,}785} = -9{,}52 \cdot 10^{-5} \tag{5.67}$$

$$u_{i_н}\big(cos(\varphi - \varphi_{z1})\big) = -\frac{u_{ba}^2 - u_{bc}^2}{\frac{Z_2}{Z_3} u_н i_н^2 \cdot Z_1} u_c(i_н) = \frac{(0{,}1196^2 - 0{,}0953^2) \cdot 1{,}845 \cdot 10^{-3}}{\frac{100}{49950} \cdot 99{,}972 \cdot 0{,}1048 \cdot 0{,}785^2} = -7{,}454 \cdot 10^{-4} \tag{5.68}$$

Сумарна стандартна невизначеність $cos(\varphi - \varphi_{z1})$ визначається, як:

$$u_c\big(cos(\varphi - \varphi_{z1})\big) = \sqrt{(2{,}5 \cdot 10^{-5})^2 + 2 \cdot (1{,}8 \cdot 10^{-5})^2 + (5 \cdot 10^{-4})^2 + (3{,}18 \cdot 10^{-4})^2 + (9{,}5 \cdot 10^{-5})^2 + (7{,}44 \cdot 10^{-4})^2} = 9{,}5854 \cdot 10^{-4} \tag{5.69}$$

Розрахуємо невизначеність $cos\varphi_{z1} = \frac{R1}{Z1}$

Вклад кожної складової в невизначеність $cos\varphi_{z1}$ шунта:

$$u_{R1}(cos\varphi_{z1}) = \frac{1}{Z_1}\delta_{R_1}\frac{R_1}{\sqrt{3}\cdot 100} = \frac{\left(0{,}01\frac{0{,}1}{\sqrt{3}\cdot 100}\right)}{0{,}1048} = 5{,}509\cdot 10^{-5} \quad (5.70)$$

$$u_{Z_1}(cos\varphi_{z1}) = -\frac{R1}{Z1^2}u_c(Z_1) = \frac{0{,}1\cdot 8{,}234\cdot 10^{-6}}{0{,}1048^2} = 7{,}497\cdot 10^{-5} \quad (5.71)$$

Сумарна стандартна невизначеність $cos\varphi_{z1}$ визначається, як:

$$u_c(cos\varphi_{z1}) = \sqrt{(5{,}509\cdot 10^{-5})^2 + (7{,}497\cdot 10^{-5})^2} = 9{,}3\cdot 10^{-5} \quad (5.72)$$

Розрахуємо невизначеність $cos\,\varphi = cos(\varphi-\varphi_{z1})\cdot cos\,\varphi_{z1} - \sqrt{1-cos^2(\varphi-\varphi_{z1})}\cdot sin\,\varphi_{z1} = cos(\varphi-\varphi_{z1})\cdot cos\,\varphi_{z1} - sin(\varphi-\varphi_{z1})\cdot\sqrt{1-cos^2\varphi_{z1}}.$)

Вклад складових в невизначеність $cos\,\varphi$ навантаження:

$$u_{cos(\varphi-\varphi_{z1})}(cos\,\varphi) = \left(cos\,\varphi_{z1} - cos(\varphi-\varphi_{z1})\sqrt{1-cos^2\varphi_{z1}}\right)\cdot u_c\big(cos(\varphi-\varphi_{z1})\big) = \left(0{,}954 - 0{,}316\cdot\sqrt{1-0{,}954^2}\right)\cdot 9.58544\cdot 10^{-4} = 8{,}236\cdot 10^{-4} \quad (5.73)$$

$$u_{cos\,\varphi_{z1}}(cos\,\varphi) = \left(cos(\varphi-\varphi_{z1}) - cos(\varphi_{z1})\sqrt{1-cos^2(\varphi-\varphi_{z1})}\right)\cdot u_c\big(cos(\varphi_{z1})\big) = \left(0{,}316 - 0{,}954\cdot\sqrt{1-0{,}316^2}\right)\cdot 9{,}3\cdot 10^{-5} = -5{,}484\cdot 10^{-5} \quad (5.74)$$

Сумарна невизначеність $cos\varphi$ навантаження визначається, як:

$$u_c(cos\varphi) = \sqrt{(8{,}236\cdot 10^{-4})^2 + (5{,}484\cdot 10^{-5})^2} = 8{,}254\cdot 10^{-4} \quad (5.75)$$

Розрахуємо невизначеність визначення активної потужності P

$$P = i_{н}u_{н}cos\,\varphi\,. \quad (5.76)$$

Вклад складових в невизначеність P:

$$u_{u_{н}}(P) = i_{н}cos\,\varphi\cdot u_c(u_{н}) = (0{,}7852\cdot 0{,}016)\cdot 0{,}03 = 0{,}00038\ \text{Вт} \quad (5.77)$$

$$u_{i_{н}}(P) = u_{н}cos\,\varphi\cdot u_c(i_{н}) = (99{,}972\cdot 0{,}016)\cdot 1{,}845\cdot 10^{-3} = 0{,}002952\ \text{Вт} \quad (5.78)$$

$$u_{cos\,\varphi}(P) = i_{н}u_{н}\cdot u_c(cos\,\varphi) = (99{,}972\cdot 0{,}7852)\cdot 8{,}254\cdot 10^{-4} = 0{,}06479\ \text{Вт} \quad (5.79)$$

Сумарна стандартна невизначеність P визначається, як:

$$u_c(P) = \sqrt{(0{,}00038)^2 + (0{,}002952)^2 + (0{,}06479)^2} = 0{,}06486\ \text{Вт} \quad (5.80)$$

Результат розрахунку активної потужності в симуляції, данні якої наведені в Таблиці 5.4, при $F = 10$ МГц та $\cos\varphi = 0{,}016$, враховуючи розраховану стандартну невизначеність, можна записати, як:

$$P = (1{,}319 \pm 0{,}065)\text{Вт},\ p = 0{,}95 \qquad (5.81)$$

Що є спів розмірним зі значенням встановленої в симуляції активної потужності $P_{real} = 1{,}256$ Вт. Відносна сумарна невизначеність від встановленого значення активної потужності P_{real} складає $\delta_P = 100\%\frac{u_c(P)}{P_{real}} = 5.2\%$, а відносна сумарна невизначеність від добутку номінальних значень меж вимірювання по струму $i_{нн}$ та напрузі $u_{нн}$ складає $\gamma_P = \frac{1.000.000 \cdot u_c(P)}{i_{нн} \cdot u_{нн}} = 649\frac{\text{мкВт}}{\text{В·А}}$.

Використовуючи наведені вище розрахунки для визначення $u_c(P)$ були отримані значення для δ_P та γ_P при збереженні меж вимірювання 100 В та 1 А для різних частот та $cos\varphi$ при різних похибках каналу напруг та похибках визначення параметрів шунта, при вибраних похибках $\delta_{Z_4} = \delta_{Z_3} = \delta_{Z_2} = 0.01,\%$, та $\delta_{R1} = 0.01,\%$. Розрахунки проведені в пакеті Mathcad на основі масиву даних отриманих із симуляцій в пакеті Multisim аналогічних представленим в таблиці 5.4 для кожної нової точки. Результати розрахунків представлені в таблиці 5.5.

В таблиці 5.5 проведений аналіз для наступних змін параметрів: зменшення похибки каналу напруг $\delta_{u_{ba}}, \delta_{u_{bc}}, \delta_{u_{bw}}$; зменшення похибки визначення частоти δ_F та індуктивності шунта δ_{L1}; збільшення коефіцієнту потужності при початкових похибках $\delta_{u_{ba}}$, $\delta_{u_{bc}}$, $\delta_{u_{bw}}$, δ_F, δ_{L1} зменшення частоти F .

Аналіз δ_P та γ_P стандартної невизначеності результату вимірювання активної потужності вказує на те, що похибка вимірювання напруг, $\delta_{u_{ba}} = \delta_{u_{bc}} = \delta_{u_{bw}}$, похибка визначення частоти δ_F та похибка визначення індуктивності шунта δ_{L1} є важливим фактором впливу на результат і підвищення точності вимірювання цих значень призведе до зменшення кінцевої стандартної невизначеності вимірювання активної потужності, на різних частотах та при різних $cos\varphi$ навантаження.

Таблиця 5.5

Результати розрахунків δ_P та γ_P в системі Mathcad з використанням даних моделювання в системі Multisim

Частота F, МГц	Коефіцієнт потужності навант-ня cosφ	Похибка каналу напруги $\delta_{u_{ba}}, \delta_{u_{bc}}, \delta_{u_{bw}}$, %	Похибка визн. частоти δ_{L1}, %	Похибка визн. індукт-ті шунта δ_F, %	$\delta_P = 100\frac{u_c(P)}{P_{real}}$, %	$\gamma_P = \frac{1.000.000 \cdot u_c(P)}{i_{нн} \cdot u_{нн}}$, $\frac{мкВт}{В \cdot А}$
10	0.016	0.05	0.5	0.5	5.178	647
10	**0.016**	**0.02**	**0.5**	**0.5**	**2.367**	**296**
10	0.016	0.02	0.1	0.1	2.354	294
10	**0.203**	**0.05**	**0.5**	**0.5**	**0.595**	**928**
10	0.203	0.02	0.1	0.1	0.279	434
1	**0.203**	**0.05**	**0.5**	**0.5**	**0.504**	**786**
1	0.203	0.02	0.5	0.5	0.231	360
1	**0.203**	**0.02**	**0.1**	**0.1**	**0.231**	**360**
0.01	0.203	0.05	0.5	0.5	0.483	754
0.01	**0.203**	**0.02**	**0.1**	**0.1**	**0.221**	**344**

Наведений вище аналіз проведений для випадку розрахунку активної потужності при корекції $cos\varphi_{z1}$ шунта. При розрахунку активної потужності P' без корекції, тобто без врахування впливу індуктивності шунта $cos\varphi_{z1}$, результат розрахований за (3.1.8) буде рівним:

$$P' = i_н u_н \cdot cos(\varphi - \varphi_{z1}) = i_н u_н \left(cos\varphi \cdot cos\,\varphi_{z1} - \sqrt{1 - cos^2\varphi} \cdot \sqrt{1 - cos^2\,\varphi_{z1}}\right) \quad (5.82)$$

Справжня активна потужність $P = i_н u_н cos\,\varphi$, тоді при $P' = P + \Delta P'$:

$$P' = i_н u_н cos\varphi + i_н u_н \cdot \left(cos\varphi \cdot (cos\,\varphi_{z1} - 1) - \sqrt{1 - cos^2\varphi} \cdot \sqrt{1 - cos^2\,\varphi_{z1}}\right) \quad (5.83)$$

$$\Delta P' = i_н u_н \cdot \left(cos\varphi \cdot (cos\,\varphi_{z1} - 1) - \sqrt{1 - cos^2\varphi} \cdot \sqrt{1 - cos^2\,\varphi_{z1}}\right) \quad (5.84)$$

Для оцінки впливу абсолютної похибки $\Delta P'$ на результат розрахунку P' визначаємо відносну похибку впливу реактивності шунта на визначення активної

потужності від добутку номінальних значень меж вимірювання по струму $i_{нн}$ та напрузі $u_{нн}$ при відсутності корекції, що буде розраховуватись, як $\gamma_{P'} = \frac{\Delta P'}{i_{нн} u_{нн}}, \ \frac{Вт}{В \cdot А}$.

Ця похибка набуває максимуму при $i_н$, $u_н$ є рівними номінальним значенням меж вимірювання $i_{нн}$ та $u_{нн}$, тоді

$$\gamma_{P'} = cos\varphi \cdot (cos\,\varphi_{z1} - 1) - \sqrt{1 - cos^2\varphi} \cdot \sqrt{1 - cos^2\,\varphi_{z1}} \qquad (5.85)$$

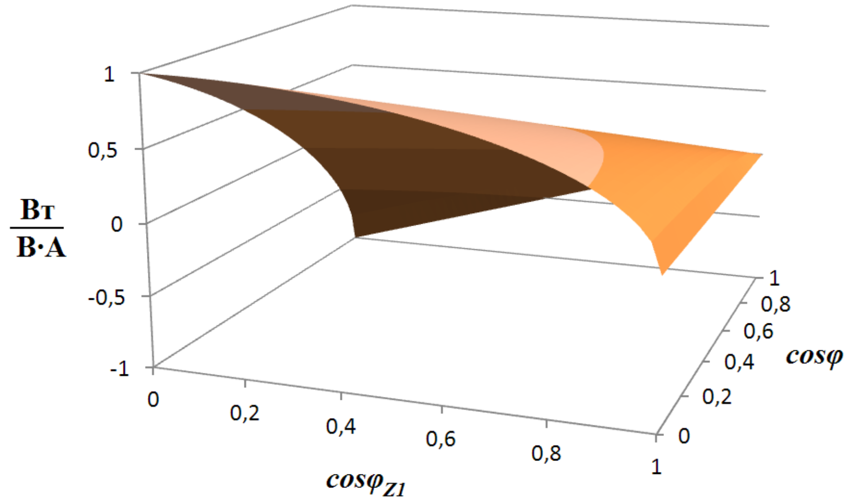


Рисунок 5.4 - Залежність від зміни $cos\varphi$ навантаження та $cos\varphi_{z1}$ шунта похибки вимірювання активної потужності відносно номінальних меж вимірювання при відсутності корекції $cos\varphi_{z1}$ шунта.

Графік залежності $\gamma_{P'}$ при $i_н = i_{нн}$, $u_н = u_{нн}$ в залежності від зміни $cos\varphi$ навантаження та $cos\varphi_{z1}$ шунта представлено на рисунку 5.6.

Як видно з рисунка 5.4 при відсутності індуктивності шунта, тобто при $cos\varphi_{z1} = 1$, вплив відстуній, в усіх інших випадках вплив змінюється і вносить похибку в результат розрахунку, що може досягати рівня повної потужності.

Згідно з ДСТУ IEC 60051-1:2004 та ГОСТ8476-93(МЭК 51-3-84) основну похибку малокосинусних ватметрів дозволяється визначати розрахунком, як суму виміряних і підрахованих похибок γ_r та γ_δ по формулі

$$\gamma = \gamma_r + \gamma_\delta \frac{\alpha}{A}, \qquad (5.86)$$

Де γ_r - похибка у відсотках від кінцевого значення діапазону вимірювання (нормуючого значення), отримана на відмітці α на постійному чи на змінному

струмі при cosφ = 1; γ_δ - фазова похибка ватметра у відсотках від кінцевого значення діапазону вимірювання при зсуві 90° між напругою та струмом та при номінальних значеннях останніх; α – відмітка шкали на якій визначалася похибка; A - відмітка шкали, що відповідає верхньому значенню діапазону вимірювання.

Як видно з формули (5.86) необхідно оцінити вплив меж вимірювання при зміні коефіцієнта потужності від 1 до 0.

Тоді, для аналізу при зміні меж вимірювання та cosφ враховуючи данні наведені в таблиці 3.3, визначимо сумарну стандартну невизначеність при похибках каналу напруги $\delta_{\mathrm{u_{ba}}} = \delta_{\mathrm{u_{bc}}} = \delta_{\mathrm{u_{bw}}} = 0.01, \%$, похибці визначення частоти $\delta_{\mathrm{F}} = 0.001, \%$, похибці визначення індуктивності шунта $\delta_{\mathrm{L1}} = 0.1, \%$, похибці активного опору шунта $\delta_{R1} = 0.01, \%$, та похибці резисторів $\delta_{\mathrm{Z_4}} = \delta_{\mathrm{Z_3}} = \delta_{\mathrm{Z_2}} = 0.01, \%$, враховуючи, що шунт в моделі заданий послідовним з'єднанням активного опору R1 =100 мОм та паразитної індуктивності L1 = 0,5 нГн. Розрахунки проведені в пакеті Mathcad на основі даних симуляції в пакеті Multisim аналогічних представленим в таблиці 5.4 для кожної нової точки. Результати аналізу з корекцією $cos\varphi_{z1}$ шунта на частоті 10 Мгц та 10 кГц представлені в таблицях 5.6 і 5.7, та рисунках 5.5 та 5.6 відповідно. Результати аналізу відносної похибки впливу реактивності шунта від добутку номінальних значень меж вимірювання по струму $i_{нн}$ та напрузі $u_{нн}$, при визначенні активної потужності при відсутності корекції $cos\varphi_{z1}$ шунта представлені в таблицях 5.8.

Як видно з даних таблиці 5.8 розрахунок активної потужності P' без корекції, тобто без врахування впливу індуктивності шунта $cos\varphi_{z1}$, буде призводити до надмірних похибок і не прогнозованості результату спричинених зростанням впливу паразитної індуктивності шунта при зменшенні омічного опору шунта та збільшенні частоти. Порівняння даних таблиці 5.7 та 5.8 вказує на правильність рішення, що до застосування корекції для визначення активної потужності на високих частотах та при зміні коефіцієнту потужності навантаження. Врахування впливу індуктивності шунта дозволяє проводити вимірювання активної потужності навантаження без похибки власного споживання ватметра з прийнятною точністю на частотах до 10

МГц та коефіцієнтом потужності навантаження 0.1, а також визначати значення напруги, струму та коефіцієнт потужності навантаження.

Таблиця 5.6

Результати розрахунків сумарної стандартної невизначеності при зміні меж вимірювання на частоті 10 МГц та 10 кГц

		Сумарна стандартна невизначеність $u_c(P)$, Вт							
		Частота F, 10 МГц				Частота F, 10 кГц			
	Межі	**1 В**	**10 В**	**100 В**	**1000 В**	**1 В**	**10 В**	**100 В**	**1000 В**
cosφ = 1	**0.1 А**	0,000096	0,001199	0,011401	0,1142	0,000098	0,001141	0,0116	0,1162
	1 А	0,000738	0,009169	0,08763	0,8778	0,000968	0,011302	0,11496	1,1515
	10 А	0,00101	0,01199	0,1217	1,2185	0,009658	0,112761	1,14697	11,489
	100 А	0,00594	0,09473	0,9509	9,5188	0,09508	1,109904	11,289	113,08
cosφ = 0.5	**0.1 А**	0,000051	0,000572	0,005791	0,05798	0,00005	0,000563	0,005706	0,05714
	1 А	0,000463	0,005291	0,05373	0,5381	0,000496	0,005587	0,056563	0,5664
	10 А	0,000844	0,01229	0,1281	1,259	0,004966	0,055859	0,566062	5,668
	100 А	0,005318	0,2683	3,6765	38,054	0,05027	0,567159	5,7451	57,527
cosφ = 0.1	**0.1 А**	0,000016	0,000157	0,001581	0,01583	0,000015	0,000148	0,001491	0,01493
	1 А	0,000204	0,002294	0,02326	0,233	0,000146	0,001473	0,01482	0,14835
	10 А	0,000749	0,01164	0,1222	1,228	0,001464	0,01479	0,14896	1,4908
	100 А	0,006443	0,3681	5,445	56,91	0,01522	0,1566	1,579	15,805
cosφ = 0	**0.1 А**	0,000012	0,000115	0,001155	0,01155	0,000012	0,000115	0,00115	0,01151
	1 А	0,000165	0,00182	0,01844	0,1846	0,000125	0,001148	0,01147	0,1147
	10 А	0,000702	0,01089	0,1143	1,149	0,001249	0,01147	0,1146	1,146
	100 А	0,001491	0,37097	5,508	57,56	0,01236	0,11526	1,1538	11,54

Аналіз оцінки стандартної невизначеності результату вимірювання активної потужності на різних частотах при різних cosφ навантаження та на всіх межах вимірювання, вказує на те, що підвищення точності вимірювання напруг та значень елементів вхідної ланки призведе до зменшення кінцевої стандартної невизначеності вимірювання активної потужності, з можливістю досягнення максимально можливої точності, придатної для перевірки Для порівняння,

державний первинний еталон одиниці електричної потужності та коефіцієнта потужності ДЕТУ 08-08-02, що працює на частотах 40-70 Гц, має заявлену розширену невизначеність в СМС – таблицях на сайті BIPM 30-50 мкВт/ВА [51], [52].

Таблиця 5.7

Результати розрахунків відносної сумарної невизначеності від добутку номінальних значень меж вимірювання по струму $i_{нн}$ та напрузі $u_{нн}$ при зміні меж вимірювання на частоті 10 МГц та 10кГц.

		Відносна сумарна стандартна невизначеність $\gamma_P = \frac{1.000.000 \cdot u_C(P)}{i_{нн} \cdot u_{нн}}, \frac{мкВт}{В \cdot А}$							
		Частота F, 10 МГц				Частота F, 10 кГц			
	Межі	**1 В**	**10 В**	**100 В**	**1000 В**	**1 В**	**10 В**	**100 В**	**1000 В**
cosφ = 1	**0.1 А**	959	1199	1140	1142	976	1141	1160	1162
	1 А	738	917	876	878	968	1130	1150	1152
	10 А	101	120	122	122	966	1128	1147	1149
	100 А	59	95	95	95	951	1110	1129	1131
cosφ = 0.5	**0.1 А**	506	571	579	580	500	563	571	571
	1 А	463	529	537	538	496	559	566	566
	10 А	84	123	128	126	497	559	566	567
	100 А	53	268	368	381	503	567	575	575
cosφ = 0.1	**0.1 А**	159	157	158	158	146	148	149	149
	1 А	204	229	233	233	146	147	148	148
	10 А	75	116	122	123	146	148	149	149
	100 А	64	368	545	569	152	157	158	158
cosφ = 0	**0.1 А**	123	115	115	116	124	115	115	115
	1 А	165	182	184	185	125	115	115	115
	10 А	70	109	114	115	125	115	115	115
	100 А	15	371	551	576	124	115	115	115

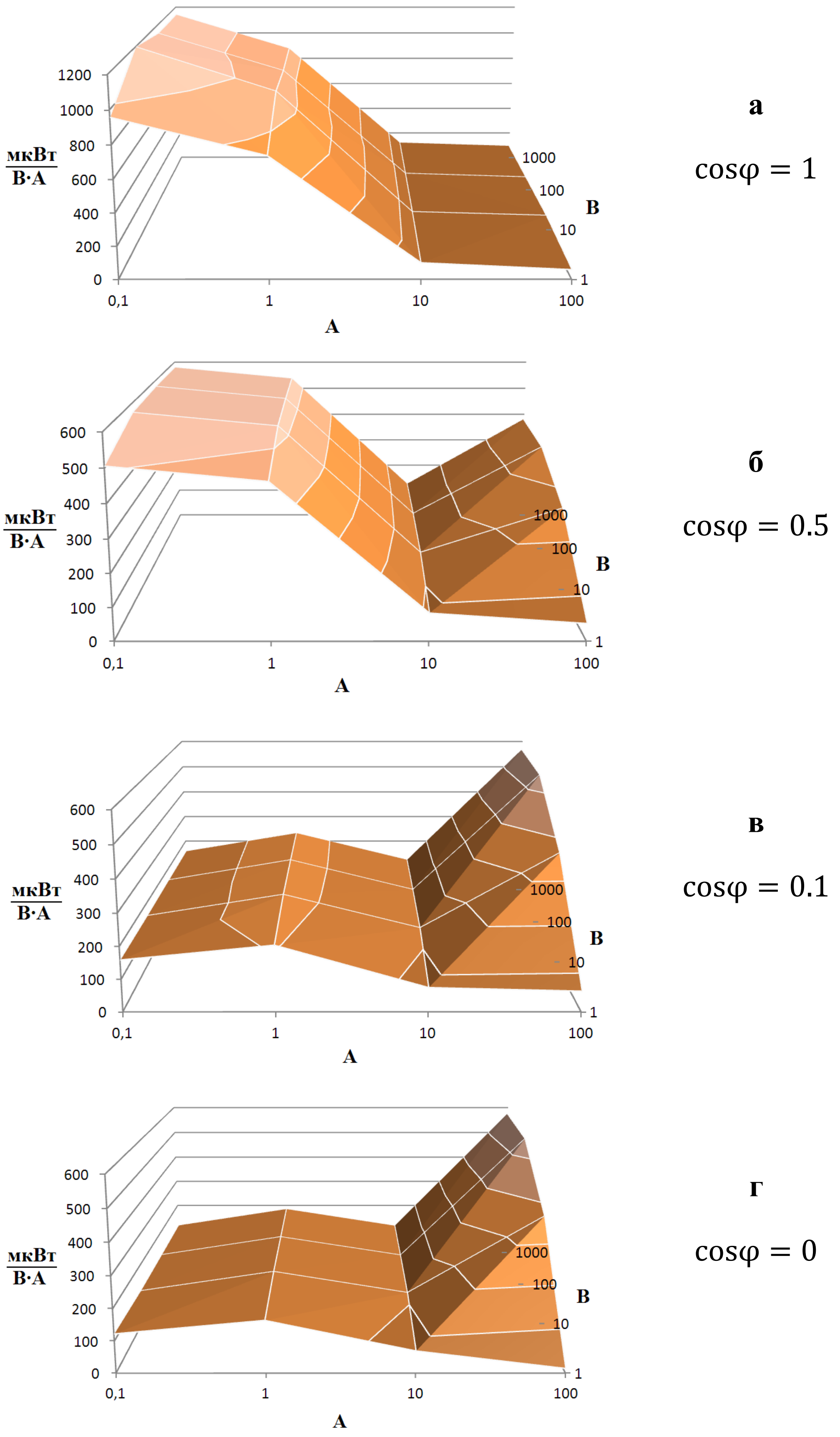


Рисунок 5.5 - Залежність відносної сумарної невизначеності від зміни меж вимірювання на частоті 10 МГц: а - при $\cos\varphi = 1$; б - при $\cos\varphi = 0.5$; в - при $\cos\varphi = 0.1$; г - при $\cos\varphi = 0$;

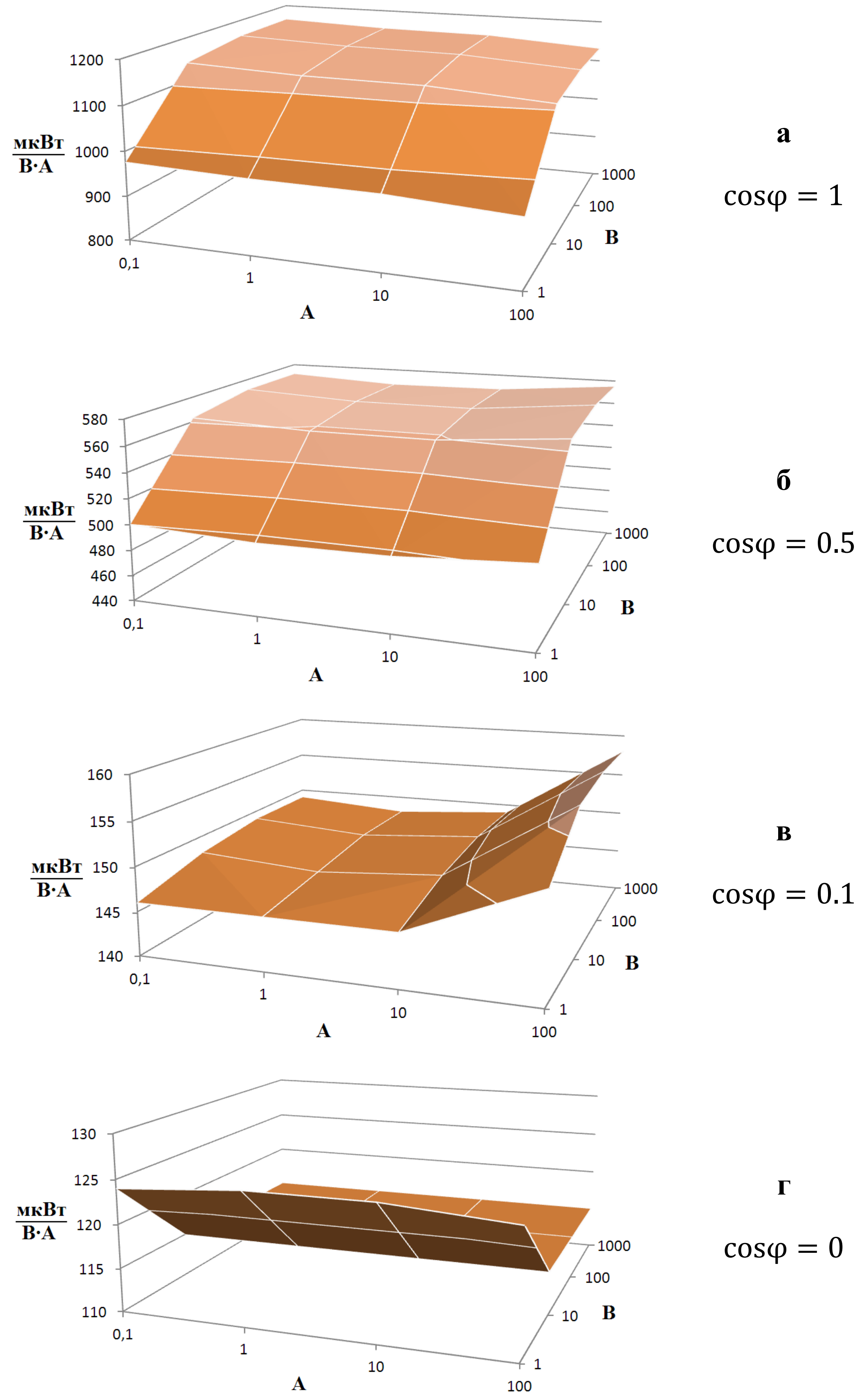


Рисунок 5.6 - Залежність відносної сумарної невизначеності від зміни меж вимірювання на частоті 10 кГц: а - при cosφ = 1; б - при cosφ = 0.5; в - при cosφ = 0.1; г - при cosφ = 0;

Таблиця 5.8

Результати розрахунків відносної похибки впливу реактивності шунта від добутку номінальних значень меж вимірювання по струму $i_{нн}$ та напрузі $u_{нн}$ при визначенні активної потужності без корекції $cos\varphi_{z1}$ шунта при зміні меж вимірювання на частоті 10 МГц та 10кГц.

		Відносна похибка впливу реактивності шунта без корекції, $\gamma_{P'} = \frac{1.000.000 \cdot \Delta P'}{i_{нн} \cdot u_{нн}}, \frac{\text{мкВт}}{\text{В} \cdot \text{А}}$.							
		Частота *F*, 10 МГц				Частота *F*, 10 кГц			
	Межі	**1 В**	**10 В**	**100 В**	**1000 В**	**1 В**	**10 В**	**100 В**	**1000 В**
cosφ = 1	**0.1 А**	-288	-326	-328	-329	-0,0003	-0,0003	-0,0003	-0,0003
	1 А	-26847	-30414	-30603	-30642	-0,03	-0,03	-0,03	-0,03
	10 А	-390316	-457830	-463776	-464358	-2,9	-3,2	-3,3	-3,3
	100 А	-109043	-607028	-643988	-645281	-288	-324	-328	-329
cosφ = 0.5	**0.1 А**	16883	18070	18191	18203	17	18	18	18
	1 А	141170	157861	159372	159524	171	183	184	184
	10 А	212626	303920	316133	364118	1711	1824	1835	1837
	100 А	26498	176024	241927	250296	16909	18074	18191	18203
cosφ = 0.1	**0.1 А**	23686	24309	24362	24367	24	24	24	24
	1 А	213820	227755	229123	229258	239	244	244	244
	10 А	433639	650930	681124	684266	2388	2437	2441	2442
	100 А	57504	448549	665579	695574	23728	24314	24363	24367
cosφ = 0	**0.1 А**	24347	24646	24663	24665	24	25	25	25
	1 А	222748	234248	235311	235417	245	247	247	247
	10 А	477162	712310	744818	748307	2451	2467	2468	2468
	100 А	259500	502458	747248	781180	24390	24651	24664	24673

Висновки до розділу 5

У розділі проведено аналіз рівнянь та моделей похибок, що виникають у вхідній ланці під час вимірювання, і отримано модель невизначеності вимірювання потужності за моделлю ватметра з вхідною ланкою з паралельним розподіленим шунтом, що містить середню точку шунта, створену додатковим резистивним подільником. Аналіз окремих елементів рівняння активної потужності вказує на те, що необхідно оцінити невизначеність результату з усіма діючими на кінцевий результат складовими.

Для розрахунку моделі невизначеності результату вимірювання згідно з центральною граничною теоремою, враховуючи, що кількість компонентів понад чотири, кінцевий закон розподілу стандартної невизначеності буде нормальним. Для аналізу використано данні симуляції в системі Multisim.

Відповідно до ДСТУ IEC 60051-1:2004 та ГОСТ8476-93(МЭК 51-3-84) в розділі проведений аналіз оцінки впливу діапазонів вимірювання при зміні коефіцієнта потужності від 1 до 0.

В роботі наведений результат аналізу розрахунку активної потужності P' без корекції, тобто без врахування впливу $\cos\varphi_{z1}$ (індуктивності шунта), така похибка може сягати 100%. Порівняння даних аналізу вказує на правильність рішення щодо застосування корекції для визначення активної потужності на високих частотах та при зміні коефіцієнту потужності навантаження. Врахування впливу індуктивності шунта дозволяє проводити вимірювання активної потужності навантаження без похибки власного споживання ватметра з точністю не гірше 1% на частотах до 10 МГц та коефіцієнтом потужності навантаження 0,1, а також визначати значення напруги, струму та коефіцієнт потужності навантаження.

Аналіз оцінки стандартної невизначеності результату вимірювання активної потужності на різних частотах при різних значеннях $\cos\varphi$ навантаження та на всіх межах вимірювання вказує на те, що підвищення точності вимірювання напруг та значень елементів вхідної ланки призведе до зменшення кінцевої стандартної непевності вимірювання активної потужності.

РОЗДІЛ 6
ЕКСПЕРИМЕНТАЬЛНЕ ЗАСТОСУВАННЯ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ РОЗРОБЛЕНИХ МЕТОДІВ ТА ЗАСОБІВ

6.1 Переналагоджувана програмна корекція

Нові розроблені прилади Ф5053М та ВС5155 є складовими системи вимірювання потужності на високих та низьких і середніх частотах, відповідно[76], [77]. В систему також входить спеціально спроектована вхідна ланка, що включає подільник напруги та шунт із середньою точкою створеною додатковим резистивним подільником, та комутатор. Система забезпечує реалізацію алгоритмів мінімізації похибок від власного споживання, а також забезпечує виключення похибок від фазових зсувів каналів вимірювання струму та напруги. Існує можливість організувати два варіанти вимірювання потужності. Перший варіант базується на перетворенні миттєвих значень сигналів і може бути використаний на малих та середніх частотах, другий варіант – є найбільш широкосмуговим, на основі термоелектричних перетворювачів.

Для системи вимірювання потужності, що розроблюється, важливим є точне піднесення до квадрата. Вимірюючим пристроєм доцільно використовувати термоперетворювачі, що дозволяють визначати середньоквадратичну складову у широкому частотному діапазоні, або АЦП для меншої смуги частот. Будь-який тип перетворювача має відхилення характеристики перетворення від ідеальної [78].

В такому випадку доцільно проводити програмну кусково-лінійну або кусково-квадратичну функціональну корекцію. Цей принцип, закладений в розроблений на київському підприємстві ТОВ «Росток-Прилад ЛТД» вольтметр Ф5053М на базі модернізованого вольтметра середніх значень Ф5053 (рис. 6.1) [69], (Додаток Б). Межа основної похибки приладу складає 0,2%

Модернізація проводиться шляхом заміни аналогової частини вимірювального каналу на аналогово-цифрову, в основі роботи якої головним є цифрова обробка інформаційних сигналів. Підвищення точності відбувається, шляхом визначення похибок реальної характеристики перетворення, створення по

вузловим точкам корегуючої кусково-лінійної залежності, та введення програмних поправок. Встановлений порт зв’язку із зовнішнім комп’ютером, який збільшує можливість ведення корегуючи поправок під час операції повірки та відкриває можливість до створення сучасних недорогих автоматичних повірочних установок для такого класу приладів. Економічний ефект досягається внаслідок зменшення часу необхідного для виготовлення і повірки, зменшення ваги, покращення ремонтопридатності і надійності приладу, перехід на сучасну елементну базу [79].

Рисунок 6.1 – Зовнішній вигляд вольтметра середніх значень Ф5053

Використання простої лінійної функції перетворення, яка реалізовується у вимірювальних каналах аналогових приладів, призводить до появи похибок, яких неможливо виправити змінюючи коефіцієнти лінійної функції. Також, на функцію перетворення можуть впливати додаткові параметри, такі як частота вхідного сигналу та температура зовнішнього каналу [80,88]. Компенсування додаткових факторів аналоговими методами значно збільшує аналогову частину вимірювального каналу. Процедура повірки таких приладів, а особливо ремонт при якому необхідна заміна аналогового вихідного пристрою призводить до невиправдано великих витрат часу.

Для вирішення наведених недоліків, було проведено модернізацію з використанням програмної обробки сигналу. Схему модернізованого приладу показано на рисунку 6.2.

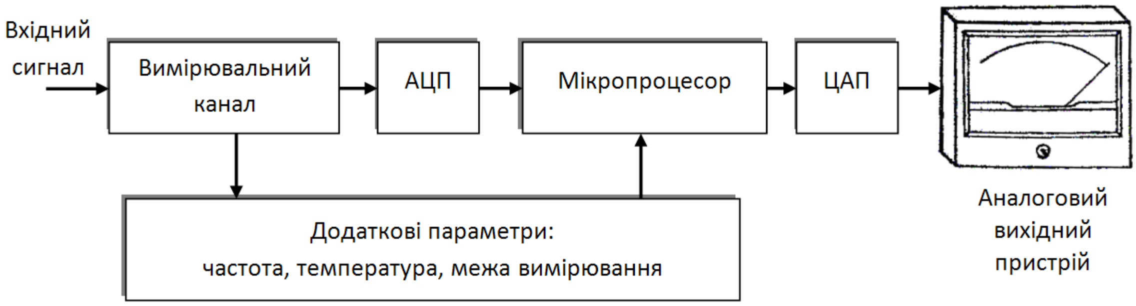


Рисунок 6.2 – Структурна схема модернізації вольтметра Ф5053

В модернізованому приладі вхідний сигнал після мінімальних необхідних перетворень поступає на вхід аналогово-цифрового перетворювача (АЦП). Код з АЦП напряму йде до процесора, де відбувається його цифрова обробка і оброблений сигнал через цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП) подається на стрілковий аналоговий вихідний пристрій магнітно-електричної дії. Також мікропроцесор проводить вимірювання і отримає додаткові параметри, такі як частота вхідного сигналу, температура та межі вимірювання приладу.

Основними джерелами похибки є: похибки підсилювачів вхідного сигналу, детекторів змінного струму, і вихідного аналогового приладу. За значенням цих похибок розраховуються корегуючі коди для виправлення показів приладу при будь-якому режимі. Для корекції цих похибок за наслідками метрологічної атестації використовуються вбудовані АЦП, мікропроцесор та ЦАП. Розрядність АЦП вибирається таким чином, щоб була можливість перекрити великий динамічний діапазон і зменшити кількість каскадів підсилення вхідного сигналу у вимірювальному каналі. Корекція відбувається шляхом перекодування ЦАП.

Ідеальна функція перетворення приладу має вигляд прямої L_i (рис. 6.3), в ній коефіцієнт перетворення є певною незмінною константою на всьому вимірювальному діапазоні. В реальному приладі коефіцієнт перетворення буде змінюватись в залежності від діапазону вимірювання. Кінцева функція перетворення в реальному приладі буде мати вид певної кривої L_p, на неї будуть впливати різні фактори, окремо можна виділити функцію перетворення вимірювального каналу вхідного сигналу в код, та – функцію код-відлік стрілкового покажчика. Функцію перетворення коду вихідного АЦП вимірювального каналу в код ЦАП для

стрілкового покажчика можна представити у вигляді кривої L_p, де по осі x відкладенні значення коду АЦП, а по осі y відповідні значення коду ЦАП. (рис. 6.3).

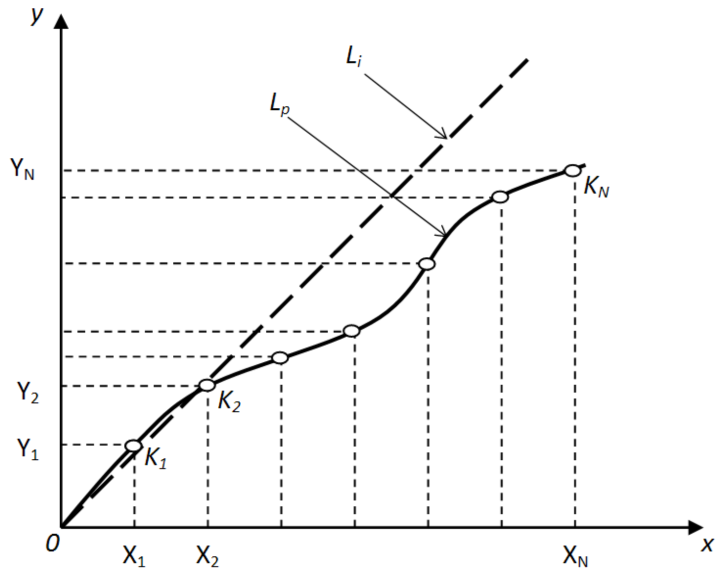


Рисунок 6.3 – Функції перетворення кодів вимірювального приладу: L_i - ідеальна та L_p – реальна функції перетворення.

Програма модернізованого вольтметра Ф5053 використовує перетворення реальної функції L_p в кусково-лінійну $L_к$ (рис. 6.4). Нелінійна функція перетворення розбивається на короткі лінійні ділянки (0-$К_1$), ($К_1$-$К_2$),….,($К_{n-1}$-$К_n$) де точки $К_1$, $К_2$,…, $К_n$ вибираються відповідними до певних міток шкали. Програма запам’ятовує значення кодів АЦП (X_1, X_2,…,X_n), що відповідають певним точкам шкали, та значення відповідних кодів ЦАП (Y_1, Y_2,…,Y_n). Такі масиви будуються для всіх меж вимірювання та для різних додаткових факторів, таких як температура, та частота. На основі цих даних проводиться корекція коду, що видається через ЦАП на стрілковий покажчик.

В процесі вимірювання, для отримання координат для точки *K(X;Y)*, на основі відомої залежності $L_к$ та отриманого з АЦП коду *X,* відповідного вхідному вимірювальному сигналу, розроблена програма, яка визначає номер *n* відрізка [($X_n;Y_n$) - ($X_{n+1};Y_{n+1}$)] кусково-лінійної функції $L_к$, в яку потрапляє код АЦП *X*, і за (6.1) визначає код *Y,* що треба видавати на вихідний ЦАП, до якого під’єднаний вихідний аналоговий пристрій.

$$Y = \frac{(Y_{n+1} - Y_n)}{(X_{n+1} - X_n)} \cdot (X - X_n) + Y_n \tag{6.1}$$

Значення коду для АЦП та ЦАП визначаються незалежно. Фактично, калібрування вимірювального каналу з АЦП та стрілкового покажчика з ЦАП, відбувається незалежно один від одного. Для отримання коду АЦП для певної точки, на вхід приладу подають калібрувальний сигнал, що відповідає необхідній точці. Для отримання кодів ЦАП для певної точки, стрілка покажчика суміщається з необхідною міткою на шкалі і значення коду ЦАП запам’ятовується.

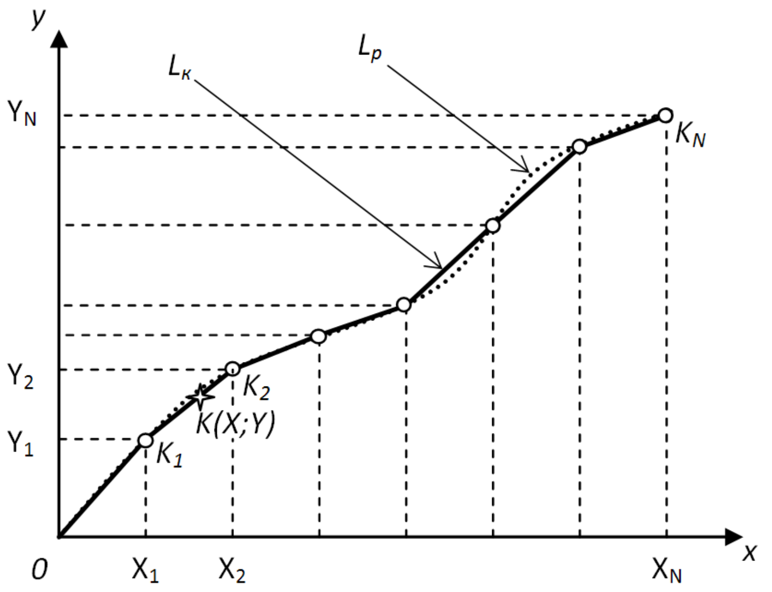


Рисунок 6.4 – Функції перетворення кодів вимірювального приладу:
L_p - реальна функція перетворення та $L_к$ – кусково-лінійна функція.

Даний прилад можна перетворити з вольтметра середніх у вольтметр середньоквадратичних значень або амплітудних, лише змінюючи детектор. Принцип введення корекції залишається незмінним. Приведена модернізація приладів з аналоговими вихідними пристроями, призводить до декількох значних переваг:

- передбачена можливість незалежного калібрування вимірювального каналу і вихідного пристрою, що дозволяє використовувати візуальне спостереження тільки один раз для однієї шкали;

- данні калібрування вихідного пристрою, зроблені тільки один раз, використовуються при калібруванні всього приладу на будь-якій межі вимірювання;

- з’являється можливість змінювати аналоговий вихідний пристрій приладу, без повторного калібрування вимірювального каналу з АЦП з використанням спеціальних калібраторів;

- використання сучасної компонентної бази зменшує розміри плат, вагу приладу, вартість виготовлення окремих вузлів, час, що витрачається на виготовлення та калібрування;

- дозволяє проводити повністю автоматичне калібрування приладу, з’являється можливість створення сучасної недорогої автоматичної повірочної установки;

- дану структуру можна застосувати до великої номенклатури приладів електронної системи з аналоговими вихідними пристроями.

- дозволяє збільшувати точність приладів шляхом збільшування розрядності ЦАП та АЦП.

В залежності від застосованого детектора може бути проведене вимірювання середнього, амплітудного та середньоквадратичного значення вхідного сигналу. В залежності від необхідності, можна реалізовувати корекцію, як квадратичних так і логарифмічних залежностей.

Якщо використовується детектор середньоквадратичних значень на основі термоелектричних перетворювачів, то можна використати цифрову лінеаризацію або корекцію похибки неквадратичності при використанні приладу для вимірювання активної потужності з розробленою в роботі вхідною ланкою.

6.2 Прилади вимірювання та аналізу відносної зміни поточних значень потужності з переналагоджуваною програмною корекцією

Як було вказано вище - вимірювання потужності може бути реалізовано двома шляхами. Перший варіант базується на перетворенні миттєвих значень сигналів і може бути використаним на малих та середніх частотах, другий варіант — на основі термоелектричних перетворювачів. При першому варіанті вимірювання виникає необхідність створення алгоритму синхронізації миттєвих значень. Цей

алгоритм закладено в пристрій ВС5155, що є формувачем сигналу торкання який використовує цифрову обробку сигналів для визначення миттєвої зміни активної потужності в малокосинусному режимі роботи двигунів шліфувальних верстатів [77], (Додаток Б).

Аналізуючи область програмного керування верстатами, ми бачимо далеко не одні лише традиційні електровимірювальні прилади та пристрої ЧПУ. Як тільки верстати знаходять власну периферію (роботи, накопичувачі палет, блоки інструментальних магазинів, інтерфейсні порти тощо), негайно з'являються і додаткові самостійні засоби управління. Крім того, існують і інші програмно керовані технологічні, транспортні, накопичувальні, допоміжні об'єкти. До їх числа відносяться контрольно-вимірювальні машини, транспортні робокари, склади, станції комплектації, станції мийки - сушіння та інш. Таким чином, виробниче середовище насичується різноманітними автономними автоматичними системами програмного керування [81].

Для класу шліфувальних станків існує необхідність створення допоміжного до ЧПУ засобу управління по контролю виробничого процесу, що забезпечить визначення моменту торкання шліфувальним кругом оброблювальної деталі та створить необхідні команди керування. Пристрій такого класу дозволить зекономити час виконання робіт шліфування та створить можливість повної автоматичності виконання робіт. Економія часу досягається шляхом того, що з використанням такого пристрою шліфувальний круг може автоматично переміщуватись до деталі на максимально можливій швидкості. Без такого пристрою переміщення відбувається на мінімальних швидкостях та вимагає контролю оператора для запобігання пошкодження деталі, що шліфується. Такий пристрій разом з ЧПУ та іншою периферією буде об’єднуватися в певну систему-модуль управління.

Застосування сучасної електронної бази дозволяє створити для системи управління такого допоміжного приладу. Програмна калібровка та встановлення порту зв’язку із зовнішнім комп’ютером багаторазово збільшує можливість ведення корегуючи поправок під час роботи такого пристрою. Для вирішення всіх наведених

вище завдань, на базі київського підприємства ТОВ «Росток Прилад ЛТД» було створено формувач сигналу торкання ВС5155 (далі - формувач) (рис. 6.5) [69] призначений для вимірювання потужності, споживаної електродвигуном шліфувального верстата, формування електричного сигналу "Торкання" при збільшенні потужності в момент торкання шліфувальним кругом оброблюваної деталі, а також сигналів "Готовність" і "Перевантажування", залежно від рівнів вхідних сигналів. В основі роботи формувача головним є цифрова обробка інформаційних сигналів.

Рисунок 6.5 – Зовнішній вигляд пристрою ВС5155

Підвищення точності відбувається налаштуванням вимірювального каналу шляхом програмної корекції, введенням програмованого фазового зсуву між вимірювальними каналами струму та напруги, автоматичним переналаштуванням на частоту мережі. Закладена можливість вимірювання температури і введення температурної програмної корекції, а також можливість встановлення порту зв’язку із зовнішнім комп’ютером, який збільшує можливість введення корегуючих поправок під час операції повірки та відкриває можливість до дистанційного контролю стану двигуна верстата.

Прикладом верстата, на який встановлюється реле торкання, є напівавтомат торцешліфувальний високої точності 3Т130Ф3 (рис. 6.6) виробництва ВАТ

"ШліфВерст" (м. Лубни) [82], призначений для шліфування циліндричних, конічних і торцевих поверхонь обертання. На напівавтоматі застосована двох-координатна система BC5410, яка забезпечує програмовані переміщення по осі X і Z в напівавтоматичному режимі. На напівавтоматі передбачається правка шліфувального круга по периферії і торця з компенсацією зносу круга, можливість застосування активного контролю при обробці круглих поверхонь і осьової орієнтації при шліфуванні торців

Рисунок 6.6 – Зовнішній вигляд торцешліфувального верстата

Робота формувача полягає у вимірюванні миттєвих значень струму і напруги і подальшого їх перемноження для визначення поточного значення активної потужності, споживаної електродвигуном. Також розраховуються середньоквадратичні значення струму, напруги та сумарне значення потужності за кілька періодів мережі живлення. При цьому проводиться розрахунок двох середніх значень потужності P_{10} і P_{11} для більшої та меншої кількості періодів мережі живлення (рис. 6.7), що визначаються програмованими параметрами. Це дозволяє, порівнюючи поточні значення P_{10} і P_{11}, визначити збільшення потужності при торканні шліфувальним кругом оброблюваної деталі. Пороговий рівень Рпор встановлюється щодо значення P_{10} і визначається, як $P_{пор} = P_{10} \cdot K$. У момент $t_{тор}$ при перевищенні середнім значенням P_{11} порогового значення $P_{пор}$ за допомогою реле формується вихідна команда «Торкання». Для запобігання формування команди «Торкання» при включенні двигуна програмно формується тимчасова затримка на видачу команди, після перевищення струмом нижньої межі, що визнається

параметром. Якщо значення струму перевищує граничне значення, яке визначається параметром, за допомогою реле формується команда «Перевантажування». Команда «Готовність» формується при знаходженні фазної напруги в заданих параметрами межах

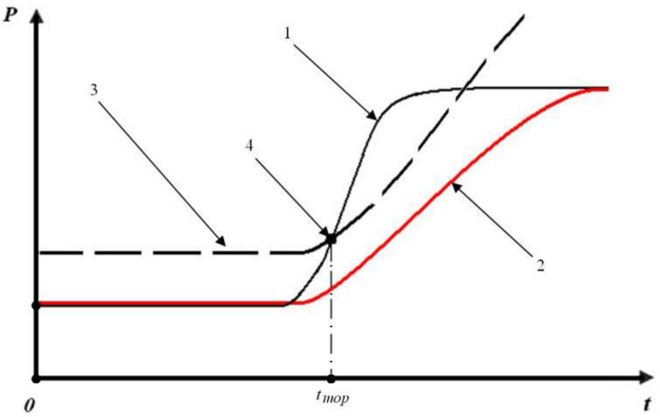


Рисунок 6.7 – Залежність потужності від часу, де 1 – середній рівень активної потужності P_{11} за меншу кількість періодів; 2- середній рівень активної потужності P_{10} за більшу кількість періодів; 3 – програмований пороговий рівень потужності $P_{пор} = P_{10} \cdot К$; 4 – момент формування команди «Торкання» в момент часу $t_{тор}$

Основне завдання формувача – виміряти активну потужність трьохфазного двигуна за один період лінійної напруги – і порівняти з певним пороговим значенням, після чого прийняти рішення про формування команди «Торкання». Стандартно активну потужність трьохфазного двигуна вимірюють методом трьох ватметрів. Та враховуючи необхідність вимірювання відносної зміни активної потужності та майже повної симетрії трифазної мережі, а також для зменшення структурних вузлів, в ВС5155 активну потужність було запропоновано вимірювати методом одного ватметра, що використовується для вимірювання реактивної потужності, та включається за схемою приведеною на рисунку 6.8 а. При такому включенні значення потужності P з урахуванням векторної діаграми приведеної на рисунку 6.8 б, буде розраховуватись за (6.2), де $U_л$ – лінійна напруга, $I_л$ - лінійний струм, а φ – фазовий зсув.

$$P = U_{BC} \cdot I_A \cdot \cos\beta_1 = U_л \cdot I_л \cdot \cos(90° - \varphi) = U_л \cdot I_л \cdot \sin\varphi \qquad (6.2)$$

Як видно з (6.2), для вимірювання активної потужності необхідно ввести програмований фазовий зсув (рис. 6.9) між каналами струму та напруги, рівний 90 градусам. Для визначення активної потужності всієї системи результат необхідно помножити на 3.

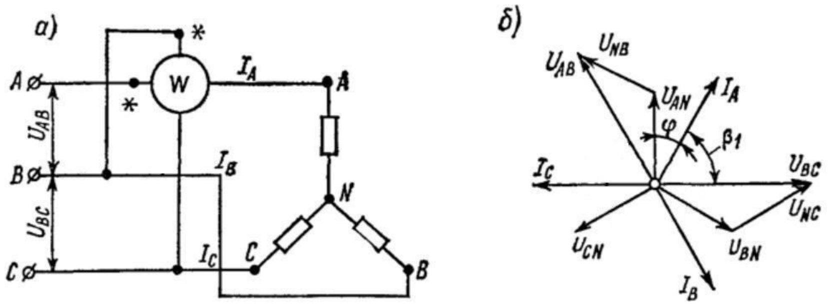


Рисунок 6.8 – Схема включення формувача аналогічна схемі включення ватметра (а) для вимірювання реактивної потужності симетричної трифазної мережі і векторна діаграма (б).

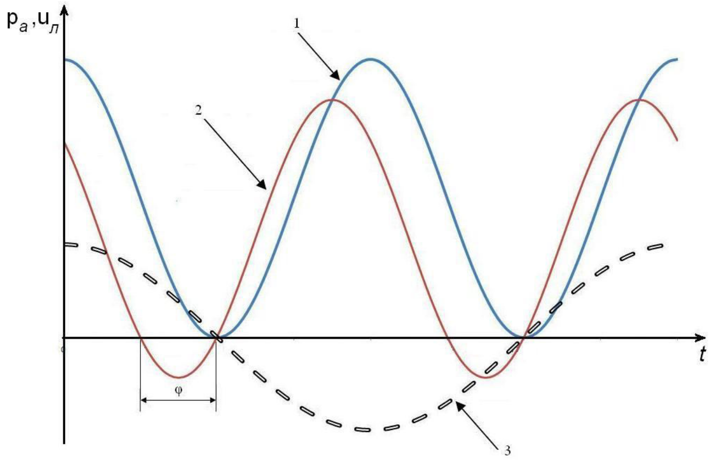


Рисунок 6.9 – Миттєві значення потужності при відсутності фазового зсуву φ (1), при наявності фазового зсуву φ (2), та лінійна напруга (3).

В створеному формувачі вхідні сигнали після мінімальних необхідних перетворень поступають на вхід аналогово-цифрового перетворювача (АЦП). Код з АЦП напряму йде до процесора, де відбувається його цифрова обробка. Мікропроцесор під час обробки використовує параметри, що вводяться оператором при налаштуванні і визначають особливості роботи формувача в складі верстата.

Основними джерелами похибки є: похибки підсилювачів вхідного сигналу, шум перетворювача струму, і швидкість реакції на зміну частоти мережі живлення

верстата. Розрядність АЦП вибирається таким чином, щоб була можливість перекрити великий динамічний діапазон і зменшити кількість каскадів підсилення вхідного сигналу у вимірювальному каналі [2].

Аналіз показує, що внесення одноразового фазового зсуву в 90 градусів, може виявитися недостатньо. В разі холостого ходу двигуна шліфувального круга, навантаження має реактивний характер і кут φ може бути близьким до 90˚. При цьому активна потужність близька до нуля (рис.6.10). В момент торкання шліфувальним колом деталі різко змінюється характер навантаження з реактивного на активний, що призводить до зменшення φ.

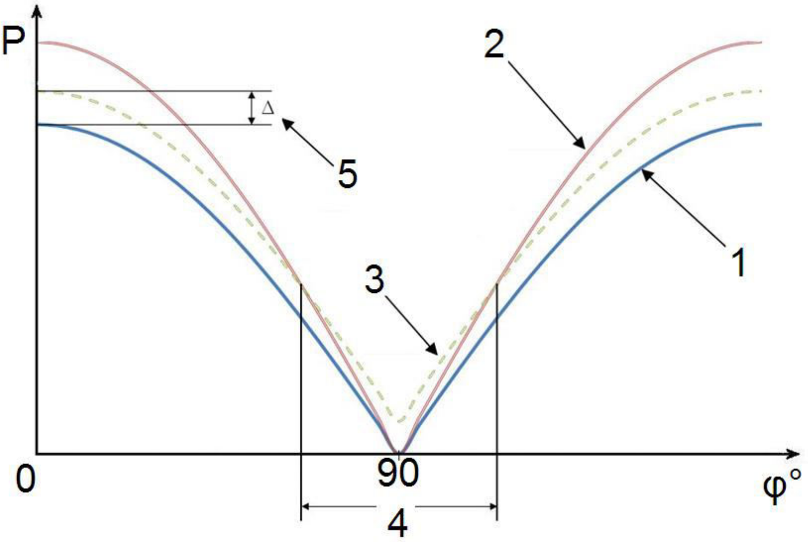


Рисунок 6.10 – Залежність від програмованого фазового зсуву φ між струмом та напругою у випадку повністю реактивного навантаження: активної потужності (1); відносного порогового рівня активної потужності (2); активної потужності (3) з врахуванням абсолютної похибки Δ(5); та зони нестабільної роботи (4)

Характер зміни потужності від фазового зсуву представлено на рисунку 6.10, він має не лінійний характер, а отже існує нерівномірна чутливість зміни потужності на зміну фази. Можуть існувати ситуації коли необхідно зменшити чутливість до фазового зсуву. Наприклад: в пристрої використовується відносний пороговий рівень для формування команди «Торкання», якщо вимірюваний сигнал активної потужності у випадку сильного реактивного характеру навантаження близький до нуля, то це призводить до нестабільної роботи та хибних спрацювань, оскільки на

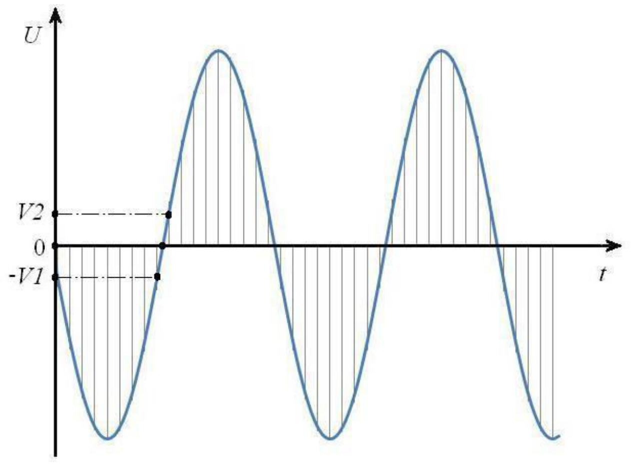
певній ділянці абсолютна похибка вимірювання формувача може перевищувати пороговий рівень.

В такому разі доцільно зробити програмний фазовий зсув змінним, що і було реалізовано в пристрої ВС5155. Формувач дозволяє використовувати для контролю і створенню порогового рівня сигнал потужності із програмованим фазовим зсувом. Це дозволяє правильно визначати момент формування команди «Торкання», при цьому покази активної потужності формувача можуть не відповідати реальній активній потужності.

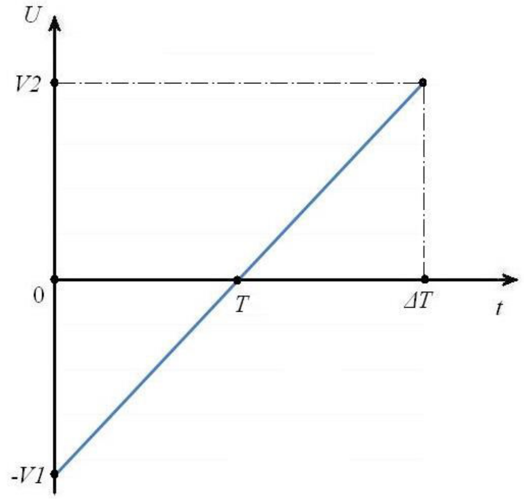
Точність вимірювання активної потужності за один період критично залежить від прив'язки до частоти. Виникає необхідність точного вимірювання частоти лінійної напруги. Створення окремого додаткового каналу для компарування сигналу та вимірювання частоти призводить до додаткових витрат, та може створити зайвий цифровий шум в основному каналі. Також програмна частина вимірювання частоти по окремому каналу звичайно реалізовується наповненням періоду цифровими імпульсами високої частоти. Та тут виникають певні проблеми пов'язані з обмеженим програмним часом. Основний канал вимірювання потужності працює шляхом отримання миттєвих вибірок напруги та струму, що відбуваються через проміжки часу прив'язані до частоти лінійної напруги, і перемноженню цих вибірок з певним зсувом по вибірках, що відповідає необхідному фазовому зсуву. В разі окремого каналу вимірювання частоти початок вимірювання кожного періоду вибірок необхідно прив'язувати до переходу через нуль лінійної напруги, або спрацювання компаратора каналу вимірювання частоти. В момент наступного переходу (закінчення періоду лінійної напруги) програма має миттєво розрахувати точні поправки для наступного періоду. Та це вимагає високо швидкодіючого процесора, що має високу вартість і використання в пристрої такого класу є недоцільним. Тому в ВС5155 закладений інший принцип – вимірювання частоти через цифрову обробку отриманих миттєвих вибірок каналу вимірювання лінійної напруги.

Програма аналізує масив вибірок каналу вимірювання напруги за два останніх періоди та знаходить місця переходу через нуль, і відповідні найближчі

точки до цього переходу з рівнем $-V1$ та $V2$ (рис. 6.11 а). Точний момент часу переходу через нуль невідомий. Тому проводиться лінеаризація ділянки переходу між знайденими точками (рис. 6.11 б)



а



б

Рисунок 6.11 – а- миттєві вибірки каналу напруги із двома найближчими до переходу через нуль вибірками з рівнями $-V1$ та $V2$; б- Лінеаризація ділянки між двома найближчими до переходу через нуль вибірками з рівнями $-V1$ та $V2$

Знаючи точний відрізок часу ΔT між двома вибірками, що програмно задається можна розрахувати за (6.3) час T від вибірки з рівнем $-V1$ до моменту переходу через нуль.

$$T = \frac{V1 \cdot \Delta T}{V2 + V1} \tag{6.3}$$

Далі з масиву миттєвих вибірок шукається наступний перехід з подібним характером (в даному прикладі з мінуса на плюс) і розраховується за (6.4) момент переходу T' враховуючи рівні найближчих до нього вибірок $-V1'$ та $V2'$.

$$T' = \frac{V1' \cdot \Delta T}{V2' + V1'} \tag{6.4}$$

Знаючи точний відрізок часу між вибірками $\Delta T = T_{зад} + T_{прог}$, де $T_{зад}$ – час між вибірками, що програмно встановлюється, $T_{прог}$ – програмна похибка встановлення, кількість вибірок $N_{вим}$ між двома переходами одного характеру і інтервал часу T та T' до переходів від найближчих до них вибірок, можна розрахувати за (6.5) використовуючи (6.3) та (6.4) реальний час періоду $T_{період}$.

$$T_{період} = \left(T_{зад} + T_{прог}\right) \cdot \left(N_{вим} + \frac{V1'}{V2' + V1'} - \frac{V1}{V2 + V1} \right) \qquad (6.5)$$

Новий скорегований час $\Delta T_{нов}$ для керування миттєвими вибірками, з врахуванням (6.5) та $N_{виб}$ – номінальною кількістю вибірок за період, розраховується за (6.6).

$$\Delta T_{нов} = \frac{T_{період}}{N_{виб}} - T_{прог} \qquad (6.6)$$

Вище наведений принцип використовується для пар переходів обох характерів, як для переходів з мінус на плюс, так і з плюс на мінус, що йде наступним. Далі результат кожного розрахунку пропускається через цифровий фільтр, що являє собою масив в якому кожний новий член зсуває всі попередні на одну позицію, а найстарший відкидається. Всі члени масиву сумуються і діляться на кількість членів, отримане значення вноситься, як нове керуюче для миттєвих вибірок. Для стабільної роботи та швидкої реакції на зміну частоти кількість членів масиву має бути близьким до десяти.

У формувачі також закладено програмне напівавтоматичне та автоматичне калібрування каналів вимірювання, що дозволяє зменшити вартість вимірювального каналу, а також підвищити точність і зменшити час налаштування. Закладена можливість з'єднання з персональним комп'ютером, через інтерфейс, що відкриває можливість реалізації деяких функцій ЧПУ.

Принципи, закладені в ВС5155 можна використати для створення недорогих і точних ват- та варметрів зі швидкістю реакції в один період сигналу опорного каналу вимірювання.

Приведені підходи в створеному приладі вимірювання відносної зміни активної потужності, призводять до декількох значних переваг:

- передбачена можливість незалежного калібрування вимірювальних каналів;

- використання сучасної елементної бази зменшує розміри плат, вагу приладу, вартість виготовлення окремих вузлів, час, що витрачається на виготовлення та калібрування;

- дозволяє проводити повністю автоматичне калібрування приладу, з’являється можливість створення недорогої автоматичної повірочної установки;

- дану структуру можна застосувати до великої номенклатури приладів електронної системи.

- дозволяє збільшувати точність приладів шляхом збільшування розрядності АЦП та застосовуючи більш швидкодійні мікропроцесори.

В залежності від необхідності може бути проведене вимірювання, як активної, так і реактивної та повної потужностей з точністю до 0,02% в залежності від вибраного АЦП. Можливо виміряти частоту і температуру. При необхідності всі параметри по додатковому каналу зв’язку можуть бути виведені на ЧПУ і використані для розрахунку інших процесів.

6.3 Оптимізація конструкції бездротової системи передачі енергії на основі розімкнутих резонансних контурів

Правильна оцінка факторів впливу та загальних характеристик резонансної системи передачі електроенергії, таких як: точне вимірювання активної потужності як в схем випромінювання, так і приймача, відповідна смуга частот ватметра та фазові зсуви вимірювальних каналів, дала змогу проводити вимірювання, результати яких дозволили оптимізувати конструкцію бездротової системи передачі енергії на основі відкритих резонансних ланцюгів. Подальша оптимізація вимагає збільшення точності вимірювань, з мінімізацією ланок, що спричиняють фазові зсуви та похибки власного споживання, що є можливим при використанні ватметра, що розробляється.

При вивченні різних форм випромінювальних контурів резонансної однополюсної схеми було зроблено висновок про те, що одношарова спіраль з обмоткою у формі спіралі, аналогічна [83], з поверхнею що формується кривою з формою експоненти, що обертається навколо осі координат, є оптимальною для збільшення ефективності передачі. У такій конструкції власне паразитичне самонагрівання від індукції циркулюючого квазі заряду мінімізується постійним відхиленням витків у просторі від напрямку, на якому накопичується паразитна

складова. Однак ця форма є відносно великою за розміром. Оптимальний по розміру - це контур, створений одношаровою котушкою зі спіральною обмоткою у вигляді плоского диска; де середина такого диска не заповнюється, створюється "бублик", оскільки паразитний індукційний компонент, який призводить до нагрівання контуру, а отже, до втрат, має максимум у центрі.

Контур, побудований в такий спосіб, є високо вибірковим, що має високий коефіцієнт Q, і його потужність передачі обмежується самонагріванням. На протилежному кінці однополюсника (не під’єднаного до ланцюга) виникають великі напруги, викликані коливальними процесами. Це вимагає особливої уваги до ізоляції кінців, а також загального рівня безпеки при роботі з цим типом системи.

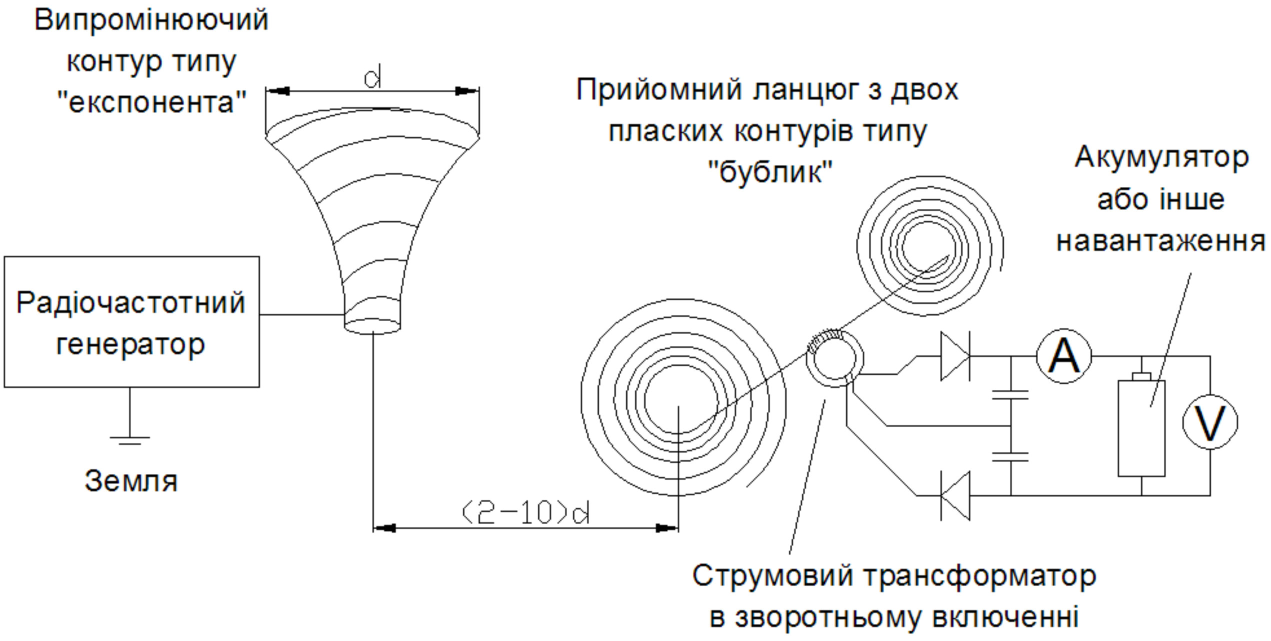


Рисунок 6.12 - Бездротова система, придатна для практичного використання.

Найкращі зафіксовані результати в експериментах з діаметром випромінювального резонансного контуру 50 см показала ефективність 69,5% на відстані 1,5 м та 50,5% на 2 м, без будь-якої залежності від відносної просторової орієнтації випромінювальних та приймальних ланцюгів, що підходить для живлення низько та середньо споживаючих пристроїв у промисловості. Це відкриває можливість для створення безконтактних датчиків та пристроїв, які можуть розміщуватися на високорухомих деталях механізмів, де неможливе підведення постійного живлення.

В ході дослідження було встановлено, що при використанні приймальної схеми, в якій навантаження під'єднаної до землі, насправді формується однопровідна система передачі електричної енергії, в якій земля служить провідником. Однак, якщо навантаження під'єднано до іншого однополюсного резонансного ланцюга, який починає діяти, як віртуальна земля і створює дійсно бездротову систему передачі, показану на рис.6.12. Виникає присутність ефекту "освітлення" прийомного ланцюга. Віртуальний контур землі повинен знаходитися в стані меншої "освітленості", це досягається або завдяки його більшій відстані від ланцюга випромінювання, ніж схема приймання, або зменшенням її ефективної площі або заряду, що створюється конструктивною різницею будови контурів.

Рисунок 6.13 - Бездротова система в роботі. Резонансна частота антени 1,2 МГц

Експериментальний зразок робочої безпровідної системи передачі показаний на рис. 6.13. На основі такої системи, можливе проектування мобільної версії без внутрішнього джерела енергії, як показано на рис.6.14 та рис.6.15. Подальші дослідження визначення впливу випромінювання на біологічні об'єкти (такі як водорості) здійснюються в Національному технічному університеті України Київському політехнічному інституту ім. Ігоря Сікорського на факультеті

біотехнології та біотехніки, показаний на рис.6.16. Результати дослідження знайшли застосування у впровадженні наданому в Додатку В.

Подальша оптимізація вимагає збільшення точності вимірювань, що можливо при використанні такої структури ватметра, що призводить до мінімізації ланок, що викликають фазові зсуви та помилки власного споживання.

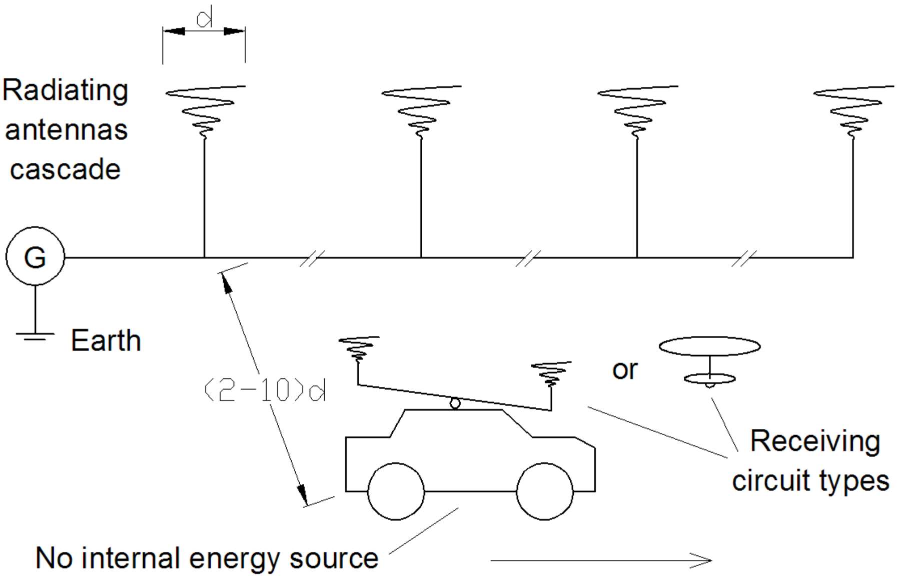


Рисунок 6.14 - Мобільна версія бездротової система передачі енергії.

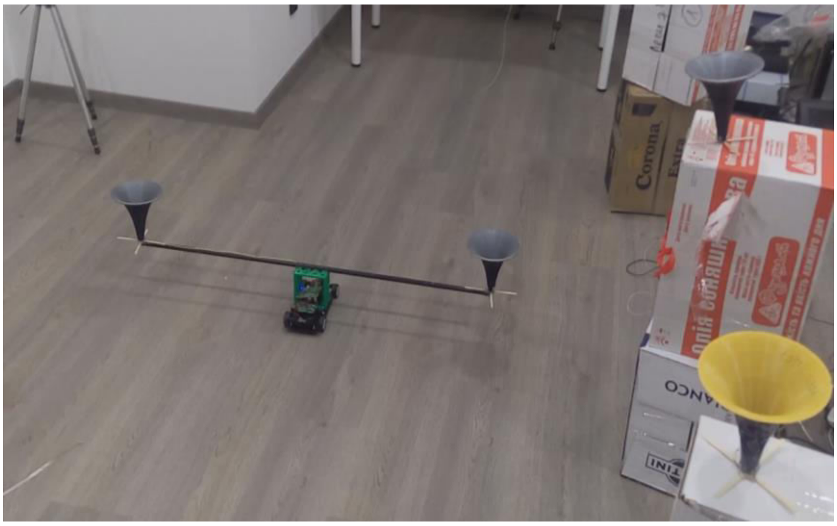


Рисунок 6.15 - Мобільна версія бездротової системи передачі в роботі. Резонансна частота антени 1,3 МГц.

Рисунок 6.16 - Визначення радіаційного ефекту на біологічні об'єкти (водорості), частота резонансу антени 134 кГц

При роботі з таким типом систем гостро постає питання безпеки оператора. В системі, що розглядається, основний зафіксований діючий фактор є напруженість електричного поля, що виникає внаслідок накопичення енергії в резонансному контурі випромінювача. Відповідно, можна висунути припущення, що саме це поле і виступає, як основний фактор впливу. Також, присутні змінні магнітні та електромагнітні компоненти поля, що можуть впливати на оператора [85-86]. Всі ці типи полів виникають, також, і при роботі в інших системах, які досліджуються з використанням високочастотного малокосинусного ватметра прохідної потужності, що представлений в цій роботі, а отже опис їх впливу вимагає детального розгляду. Рекомендації по обмеженню впливу створеного змінними в часі електричними та магнітними полями (від 1 Гц до 100 кГц) наведені в Додатку Г.

Висновки до розділу 6

Розділ присвячений експериментальному застосуванню результатів роботи.

Запропоновані методи та засоби вимірювання дозволяють створити інформаційно-вимірювальну систему для визначення втрат в індуктивних елементах. Можливість компенсувати похибку від власного споживання та вплив

фазових зсувів каналів вимірювання ватметра дозволяє створити широкосмуговий ватметр прохідної потужності для вимірювання активної потужності при великих реактивних складових навантаження в радіочастотному діапазоні.

В розділі описується розроблені за результатами теоретичних і експериментальних досліджень в ТОВ «Росток-Прилад ЛТД» вольтметр Ф5053М, та пристрій ВС5155, що є складовими системи вимірювання потужності на частотах понад 100 кГц. В приладі Ф5053М застосована програмна корекція і в залежності від застосованого детектора може бути проведене вимірювання середнього, амплітудного та середньоквадратичного значення вхідного сигналу з межею основної похибки 0,2%. В ВС5155 використовується цифрова обробка інформаційних сигналів для визначення миттєвої зміни активної потужності в малокосинусному режимі роботи двигунів шліфувальних верстатів. Він базується на обробці миттєвих значень сигналів, використовуючи алгоритм синхронізації нуль-переходів, що дозволяє точно вимірювати частоту сигналу напруги без організації окремого вимірювального каналу, і може бути використаним в системі вимірювання активної потужності на середніх частотах з межею основної похибки 0,02%.

Результати теоретичних і експериментальних досліджень дозволили вдосконалити конструкцію бездротової системи передачі електроенергії на основі відкритих резонансних ланцюгів. Експериментальний аналіз ефективності передачі електроенергії з використанням розроблених методів вимірювання показав, що дана система підходить для живлення низько та середньо споживаючих пристроїв у промисловості без будь-якої залежності від відносної орієнтації випромінювальних та приймальних ланцюгів, на відстані до 10 лінійних розмірів відповідних ланцюгів. Це відкриває можливість створення безконтактних пристроїв, що можуть розміщуватися на рухомих деталях механізмів, де неможливе підведення постійного живлення.

При роботі в системах, які досліджуються з використанням високочастотного малокосинусного ватметра прохідної потужності, що представлений в цій роботі присутні змінні магнітні та електромагнітні компоненти поля, що можуть впливати на оператора, що гостро ставить питання безпеки.

ВИСНОВКИ ПО РОБОТІ

У дисертаційній роботі вирішена актуальна науково-практична задача по розробці та дослідженню нових методів для вимірювання активної потужності при великій реактивній складовій на високих частотах за допомогою створення багатофакторної моделі вимірювання потужності, розв'язок якої відносно активної потужності навантаження забезпечує інваріантність щодо похибок від власного споживання та від фазових зсувів вхідних ланок. Для мінімізації похибки пристрою перетворення активної потужності створені методи функціональної програмної корекції. Коректність моделі підтверджено програмним моделюванням та відповідними розрахунками. Ефективність методів функціональної програмної корекції, реалізованих в складових системи вимірювання потужності підтверджено при їх впровадженні.

Отримані результати дають підстави сформулювати наступні висновки, що мають теоретичне й практичне значення.

1. Створено методи вимірювання, які дозволяють мінімізувати похибки від фазових зсувів та похибки від власного споживання вхідних ланок, за рахунок реалізації добутку миттєвих значень сигналів напруги та струму шляхом піднесення до квадрату суми пов'язаних з ними сигналів, що дозволяє забезпечити:

- застосування часового розділення каналів перетворення вихідних напруг вхідної ланки, що призводить до зменшення адитивних похибок, а вимірювання середньоквадратичного значення сигналів анулює вимоги до фазових характеристик підсилювачів, що сприяє розширенню частотного діапазону;

- вимірювання точних значень потужності на навантаженні незалежно від фактичного споживання вхідним пристроєм;

- можливість оптимізації значення елементів вхідного пристрою за критерієм максимальної широкосмуговості (оскільки він виконуються на пасивних елементах та враховується похибка власного споживання, можна збільшити опір шунта і зменшити опір подільника напруги, що сприяє розширенню частотного діапазону);

- можливість розширення діапазону частот шляхом компенсації впливу реактивної складової ланки шунта на кінцевий результат вимірювання, що може бути досягнуто не тільки апаратними засобами, але і введенням розрахункової корекції після вимірювання значень активної та реактивної складової шунта;

- технічні рішення, що дозволяють створити високочастотний прецизійний вимірювальний прилад, придатний для масового використання, наприклад, в системі обліку електроенергії для індуктивної зарядки електричних транспортних засобів.

2. Для вимірювання втрат окремого реактивного елемента запропоновано метод визначення параметрів за характеристиками перехідного процесу та характеристиками резонансних режимів, що дозволяє визначити втрати в реактивному елементі на частотах кожної гармоніки, що входить в активну потужність, та опосередковано розрахувати сумарну активну потужність.

3. Правильна оцінка факторів впливу та загальних характеристик резонансної системи передачі електроенергії дала змогу проводити вимірювання, результати яких дозволили:

- вдосконалити конструкцію бездротової системи передачі електроенергії на основі відкритих резонансних ланцюгів;

- сконструювати варіант безпровідної системи, де навантаження замість «землі» підключене до іншого однополюсного резонансного ланцюга, що починає діяти як віртуальна «земля» і створює дійсно бездротову систему передачі електроенергії;

- визначити діючі фактори та надати рекомендації по обмеженню впливу створеного змінними в часі електричними та магнітними полями.

4. Проведено аналіз вимірювальних сигналів та похибок перетворювачів прохідної потужності, перетворювачів струму, вимірювання втрат з використанням імпульсного генератора, метода роздільного та метода непрямого вимірювання втрат.

5. На основі виведених формул у програмному середовищі MultiSim промодельовані вхідні ланки перетворювачів потужності. Проведено розрахунок похибок, що виникають у вхідній ланці, і обчислено невизначеність вимірювання потужності за моделлю ватметра з вхідною ланкою, що містить середню точку

шунта, створену додатковим резистивним подільником. Проведено аналіз, який підтвердив правильність створеної моделі та правильність врахування впливу реактивності шунта, що дозволяє проводити вимірювання напруги, струму, коефіцієнта потужності та активної потужності навантаження з точністю до 1% на частотах до 10 МГц та коефіцієнтом потужності навантаження 0,1.

6. Результати роботи використані в підприємстві ТОВ «Росток-Прилад ЛТД» для створення складових системи вимірювання потужності, а саме: вольтметр Ф5053М для роботи в розширеному діапазоні частот, в якому в залежності від застосованого детектора може бути проведене вимірювання середньовипрямленого, амплітудного та середньоквадратичного значення вхідного сигналу, і застосована кусково-лінійна або кусково-квадратична програмна корекція; пристрій ВС5155 для визначення поточного значення активної потужності, який базується на обробці миттєвих значень сигналів напруги та струму і може бути використаним на промислових частотах.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. УДК 681.3.05 № держ. реєстрації 0112U005384 Звіт про науково-дослідну роботу «Підготовка до розробки ватметра для вимірювання потужності витрат в індуктивних елементах при не синусоїдальному струмі. Розробка методів мінімізації похибок від власного споживання в послідовно-паралельних колах ватметра» Туз Ю.М. 30.07.2012

2. Туз Ю.М. Структурные методы повышения точности измерительных устройств. Учебное пособие. 2008 г. -256с.

3. Вдовиченко А.В., Туз Ю.М. Втрати в індуктивних елементах // VII Міжнародна наук.-техн. конф. «Гіротехнологія, навігація і управління рухом». Тези доповідей. – К.: НТУУ «КПІ», 24-25 квітня 2009. – С. 52.

4. Вдовиченко А.В. Аналіз втрат в дросселях-накопичувачах / А.В. Вдовиченко // Енергетика: економіка, технології, екологія.- Випуск №2, - с. 15 -21, - 2010.

5. Туз Ю. М. Система вимірювання і дослідження електричних параметрів в елементах енергозаощаджувальних перетворювачів енергії / Ю. М. Туз, А. В. Вдовиченко // Метрологія та прилади. Науково-виробничий журнал. - Харків: ВКФ "Фавор", - № 6 (26), - с. 18-21, - 2010.

6. Туз Ю.М., Шумков Ю.С. Теорія електричних кіл та сигналів. Навчальний посібник, К.: "Корнійчук", 2012. – 448 с.

7. Зеленєвський В.С. Исследование и разработка высокочувствительных малокосинусных ваттметров повышенной точности: дис. канд. техн. наук. (керівник проф. Ю.М.Туз) – К., 1974. – 185 с.

8. Безикович А.Я., Шапиро Е.З. Измерение электрической энергии в звуковом диапазоне частот. – М.: Энергия, 1986.

9. Розвиток метрологічної вимірювальної техніки в Україні в останній чверті XX ст. 2003 года. Источник: Автореф. дис... канд. іст. наук: 07.00.07 / О.Л. Храмова-

Баранова; НАН України. Центр дослідж. наук.-техн. потенціалу та історії науки ім. Г.М.Доброва. — К., 2003. — 20 с. — укр.

10. Грохольський А. Л. Измерители добротности - куметры. - Новосибирск: Наука, 1968. – 259 с.

11. A.V. Vdovuchenko, “Inductor Losses”, Collected articles of VII Science-Practice Conference “Metrological Ensuring Counting Electrical Energy in Ukraine ”, Kiev SE "UKRMETRTESTSTANDARD", July 2009.

12. Довідник Epcos “Ferrite und Zubehör” (Ферити і осердя). 2002р.

13. Ali M. Niknejad, Robert G. Meyer. Analysis of Eddy-Current Losses Over Conductive Substrates with Applications to Monolithic Inductors and Transformers. (Аналіз втрат на вихрові струми провідних поверхонь в монолітних індуктивностях та трансформаторах) // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. – 2001. - Vol. 49, № 1. - P. 166 – 176.

14. Рей Рідлі. Втрати в обмотках внаслідок ефекту близькості // Сучасна електроніка. - 2005. - №6. - С. 60-64.

15. R. Ridley, “Proximity Loss in Magnetics Windings”, Designers Serie XIII. Switching Power Magazine, - 2005. [Online]. Available: http://ridleyengineering.com/images/phocadownload/13%20proximity%20loss.pdf. Accessed on: Nov 12, 2018.

16. Высокочастотные транзисторные преобразователи./Э.М.Ромаш, Ю.И.Драбович, Н.Н.Юрченко, П.Н.Шевченко -М.:Радио и связь,1988.-288с.

17. А.Г. Полікарпенко, Е.Ф. Сернієнко. Імпульсні регулятори і перетворювачі постійної напруги. - М.: МЭИ. - 1998.

18. A.V.Vdovychenko, Y.M.Tuz, “Power Measurement at Wireless Transmission of Electricity in the Frequency Range from 0.01 to 10 MHz” in Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM-2018), Paris, France, July 2018, pp. 75–76, DOI: 10.1109/CPEM.2018.8500807.

19. Sakko B. Investigation of electromagnetic processes in Tesla experiments / B. Sakko and A.K. Tomilin; - http://viXra.org/abs/1210.0158, - 2013.

20. Мегрецкая И.И., Основы теории цепей.Колебательные цепи: Текст лекций, / И.И. Мегрецкая, Д.А.Дравских. - , СПб.:СЗПИ, - 60с., ил.19, библиогр.4., - 1998.

21. M. Zucca, B. Loader, M. Schmidt, J. Welinder, K. Tammi, J. Bruna Romero, L. Pichon, F.Freschi, P. Bauer, V. Blandow, A. Maffucci, N. Femia, N. Kuster, "The project "Metrology for Inductive Charging of Electric Vehicles"" in Precision Electromagnetic Measurements (CPEM), 2018 Conference on, July 2018, pp. 770–771. DOI: 10.1109/CPEM.2018.8501202.

22. GUIDELINES FOR LIMITING EXPOSURE TO TIME-VARYING ELECTRIC AND MAGNETIC FIELDS (1 Hz TO 100 kHz), International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (ICNIRP) Guidelines, 2010 Health Physics Society.

23. Атамалян Э.Г. Приборы и методы измерения электрических величин. – М.: Высшая школа, 1982.

24. Электрические измерения/ Под ред. В.Н. Малиновского. – М.: Энергоатомиздат, 1985.

25. Электрические измерения физических величин. Методы измерений: учеб. пособие / С. А. Спектор. - Л. :Энергоатомиздат, 1987. - 320 с.

26. Основи електротехніки, К.А.Круг, М.: Державне енергетичне видавництво 1952р.

27. U. Tietze, Ch. Schenk. Halblieterschaltungstechnik. Посібник з практичної електроніки. - 1989.

28. Thomas Jäckle. Power measurement and its theoretical background. Development and Application, Application Note 105, www.zes.com

29. П. Хоровіц, У.Хилл. Мистецтво схемотехніки. Т1 - Т2. - М.: Мир, 1998. – 590 с.

30. Сиберт У.М. Цепи, сигналы, системы. В двух частях. – М.: Мир, 1988.

31. Попов В.П. Основы теории цепей. – М.: Высшая школа, 1985.

32. Power analyzer [електронний ресурс] – Режим доступу:http://www.newtons4th.com/ https://www.newtons4th.com/products/power-analyzers/

33. ZesZimmerPrecisionPowerMeasurements [електронний ресурс] – Режим доступу:http://www.zes.com

34. Zes Zimmer. Electronic Systems. / Multi Channel Precision Power Meter LMG500. [електронний ресурс] – Режим доступу: http://www.zes.com/en/Products/Precision-Power-Analyzers/LMG500 .

35. Yokogawa Products [електронний ресурс] – Режим доступу: http://www.yokogawa.com

36. Fluke Norma High Precision Power Analyzers [електронний ресурс] – Режим доступу: http://www.fluke/com/

37. Hioky power analyzer [електронний ресурс] – Режим доступу: http://www.hioky.com/

38. LEM products [електронний ресурс] – Режим доступу: https://www.lem.com

39. TDK Current sensors [електронний ресурс] – Режим доступу: http:// www.global.tdk.com /

40. Ohm-Labs precision shunts[електронний ресурс] – Режим доступу: http://www.ohm-labs.com/

41. Guideline instruments [електронний ресурс] – Режим доступу: http://www.guideline.com/

42. Fluke A40B Series Precision Current Shunts [електронний ресурс] – Режим доступу: https://flukecal.com

43. Kare Lind ; Tore Sorsdal ; Harald Slinde, ‘’Design, Modeling, and Verification of High-Performance AC–DC Current Shunts From Inexpensive Components”, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement (Volume: 57 , Issue: 1 , Jan. 2008), pp 176 – 181.

44. Mohamed Ouameur, François Ziadé, and Yann Le Bihan, “Design and Modelling of a Shunt for Current Measurements at 10 A andup to 1 MHz: a theoretical approach” in Precision Electromagnetic Measurements (CPEM), 2018 Conference on, July 2018, pp. 688–689.

45. K.-E. Rydler, T. Bergsten, and V. Tarasso, “Determination of phase angle errors of current shunts for wideband power measurement,” in Precision Electromagnetic Measurements (CPEM), 2012 Conference on, July 2012, pp. 284–285.

46. Tobias Bergsten and Karl-Erik Rydler, “Realisation of absolute phase and ac resistance of current shunts by ratio measurements” in Precision Electromagnetic Measurements (CPEM), 2018 Conference on, July 2018, pp. 331–332.

47. Mohamed Ouameur, François Ziadé, and Yann Le Bihan, “Theoretical basis of a high frequency matching approach to calibrate current shunt standards up to 1 MHz” in Precision Electromagnetic Measurements (CPEM), 2018 Conference on, July 2018, pp. 696–697.

48. Mohamed Ouameur, François Ziadé, and Yann Le Bihan, “Calibration of current shunt standards in the megahertz region” in Precision Electromagnetic Measurements (CPEM), 2018 Conference on, July 2018, pp. 890–891.

49. Ramon Valls Martin, Fabrício Gonçalves Torres, “Development of a shunt for high intensity DC and AC currents with NMR measurement of the magnetic field” in Precision Electromagnetic Measurements (CPEM), 2018 Conference on, July 2018, pp. 495–496.

50. T. Bergsten, V. Tarasso and K-E Rydler, “A calibration system for electric power at frequencies up to 1 MHz”, 17th International Congress of Metrology, 2015, Paris, DOI: 10.1051/metrology/20150010003

51. О.М. Величко, С.Р. Карпенко, В.М. Гачок, Оцінка невизначеності при калібруванні робочих еталонів коефіцієнта потужності на державному еталоні одиниці електричної потужності і коефіцієнта потужності. - Системи обробки інформації, 2013, випуск 3 (110) с. 157-160

52. Гачок В.М, Карпенко С.Р, Токар С.П., 08.04.11.03 Результати робіт з удосконалення державного первинного еталона одиниць електричної потужності та коефіцієнта потужності, Київ, 2016

53. Туз Ю. М. Вимірювання активної потужності реактивного навантаження в широкому діапазоні частот / Ю. М. Туз, А. В. Вдовиченко // Інформаційні системи, механіка та керування. Науково-технічний збірник. – Київ: НТУУ «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», - № 18, - с. 5-11, - 2018, DOI: http://dx.doi.org/10.20535/2219-3804182018129503.

54. И.С. Гоноровский. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Радио и связь, 1986 г.

55. Кузнецов Ю.В., Баев А.Б. Спектральный и временной анализ импульсных и периодических сигналов. – М.: МАИ, 2007., 96с

56. Туз Ю.М, Вдовиченко А. В., Проблеми вимірювання активної потужності реактивного навантаження в широкому діапазоні частот. - Тези доповідей, «Technical Using of Measurement – 2018» IV Всеукраїнська науково-технічна конференція у царині метрології м. Славське, 13-18 лютого 2018 року

57. Multi Channel Precision Power Meter LMG500, Zes Zimmer. Electronic Systems GmbH, [Online]. Available: http://www.zes.com/en/Products/Precision-Power-Analyzers/LMG500.

58. Патент на корисну модель UA №94817, Ватметр змінного струму /Туз Ю.М., Архіпова А.О., Артюхова Ю.В., Вдовиченко А.В.; IPC (2014.01), G01R 21/00.

59. Y.M. Tuz, A.A. Oulianova, A.O. Arkhipova, “Wideband wattmeter of transfer power without self consumption error”, Electrotechnic and computer systems, No. 06 (82), pp. 150 – 153, 2012.

60. Вдовиченко А. В. Підвищення точності вимірювання активної потужності при значній реактивні складовій / А. В. Вдовиченко, Ю. М. Туз// Інформаційні системи, механіка та керування. Науково-технічний збірник. – Київ: НТУУ «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», - № 17, - с. 12-18, - 2017., DOI: http://dx.doi.org/10.20535/2219-3804172017121717

AV Vdovichenko, Y. M. Tuz, “Active power measurement accuracy increasing with significant reactive component”, Information Systems, Mechanics and Control. Scientific and technical collection. - Kyiv: National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", - No. 17, - pp. 12-18, - 2017. DOI: 10.20535/2219-3804172017121717.

61. Туз Ю.М, Вдовиченко А.В., «Калібратори змінної напруги», Збірник статей VI Міжнародної науково-технічної конференції «Гіротехнології, навігація, управління рухом і побудова авіаційно-космічної техніки», НТУУ «КПІ», с. 326-333, квітень 2007р.

62. Вдовиченко А.В. Вимірювання втрат в індуктивностях за параметрами перехідного процесу / А. В. Вдовиченко, Ю. М. Туз // Наукові вісті Національного технічного університету України "Київський політехнічний інститут". - 2010. - № 5. - С. 126-132.

63. Туз Ю.М., Серпилин К.Л., Синицкий О.П. Ватметры переменного тока. Авторське свідоцтво № 464838. - 01.06.1973.

64. УДК 681.3.05 № держ. реєстрації 0112U005384 Звіт про науково-дослідну роботу «Підготовка до розробки ватметра для вимірювання потужності витрат в індуктивних елементах при не синусоїдальному струмі. Розробка методів мінімізації похибок від власного споживання . послідовно-паралельних колах ватметра» Туз Ю.М. 30.07.2012.

65. Патент на корисну модель UA №94816, Ватметр змінного струму /Туз Ю.М., Архіпова А.О.; МПК (2014.01), G01R 21/00.

66. П.П. Орнатский, Теоретические основы информационно измерительной техники. – Киев, Вища школа, 1983, 455 с.

67. Вдовиченко А. В. Підвищення точності вимірювання активної потужності шляхом додаткового вимірювання напруги на шунті / А. В. Вдовиченко, Ю. М. Туз// Метрологія та прилади. Науково-виробничий журнал. – № 3 (71). – Харків : ВКФ "Фавор", 2018. – С. 11-16

68. Патент на корисну модель UA №128592, Ватметр змінного струму / Вдовиченко А. В., Туз Ю.М.; МПК ((2018.01), UA, G01R 21/00.

A.V. Vdovychenko, Y.M. Tuz, “Watmeter of alternating current”, Patent for utility model No. 128592, UA, IPC (2018.01), G01R 21/00.

69. Росток прилад [електронний ресурс] – Режим доступу: http://rostok-pribor.com/.

70. Вдовиченко А. В. Підвищення точності вимірювання активної потужності за значної реактивної складової навантаження створенням середньої точки шунта / А. В. Вдовиченко, Ю. М. Туз// Вимірювальна техніка та метрологія. Науковий журнал. № (1)79. – Львів: Національний Університет “Львівська політехніка”, 2018. - с. 76-81, http://dx.doi.org/10.23939/istcmtm2018.01.076

71. Патент на корисну модель UA №128005, Ватметр змінного струму / Вдовиченко А. В., Туз Ю.М.; МПК ((2018.01), UA, G01R 21/00.

A.V. Vdovychenko, Y.M. Tuz, “Watmeter of alternating current”, Patent for utility model No. 128005, UA, IPC (2018.01), G01R 21/00.

72. Analog devices datasheets [електронний ресурс] – Режим доступу: http://analogdevices.com

73. Microcontroller datsheet [електронний ресурс] – Режим доступу: http:// www.microchip.com

74. Пампуро С.М. Анализ радиоцепей и их схемной принадлежности. К., «Техніка», 1967

75. Захаров И.П..Неопределенность измерений для чайников и … начальников: учеб. пособие, 6-е изд., перераб. И дополн./ И. П. Захаров. – Харьков: 2017.-60 с.

76. Туз Ю.М, Вдовиченко А.В., Токовенко С.О./ Вимірювальні прилади з переналагоджуваною програмною корекцією // Метрологія та прилади. Науково-виробничий журнал. – № 3 (29). – Харків : ВКФ "Фавор", 2011. – С. 17-21.

77. Туз Ю.М, Вдовиченко А.В., Токовенко С.О./ Прилади вимірювання та аналізу відносної зміни поточних значень потужності з переналагоджуваною програмною корекцією// Метрологія та прилади. Науково-виробничий журнал. – № 1 (45). – Харків : ВКФ "Фавор", 2014. – С. 17-22.

Y.M. Tuz, A.V. Vdovuchenko, S.O. Tokovenko “Measuring and analysis power current values relative change devices with versatile software correction”, Metrology and devices. Scientific and production magazine, Kharkiv: FCF "Tabor", № 1 (45), pp. 17-22, 2014.

78. Y.M. Tuz, A.V. Vdovuchenko, “AC Voltage Calibrator”, Collected articles of VI International science-technical conference “Girotechnologies, Navigation, Motion Control and Constructing Aviation-Cosmic Technics ”, NTUU ‘KPI’, pp. 326-333, April 2007.

79. Безикович А.Я., Прицкер В.И., Эскин С.П. Автоматизация поверки электроизмерительных приборов. – Л.:Энергия, 1976. – 216 с.

80. Туз Ю.М., Гапченко Л.М., Серпилин К.Л. Електронні вольтметри змінного струму. – К.:Техніка, 1967. – 181 с.

81. Minck John. Justifying automatic calibration systems.(Обґрунтування автоматичних повірочних систем) – «Instrum. And Contr. Sys.t», 1972, 45, T 10, p. 49-51.

82. ШліфВерст [електронний ресурс] – Режим доступу: http://www.shlifwerst.com.ua

83. V.G. Kryuk, V.A. Jacishin, M.M. Beldiy, “Device for transmission of electricity without wires”, Patent for invention, UA, 85476 C2, IPC (2009), H01Q 19/00, H02J 17/00.

84. ГОСТ 12.0003-74 ССБТ «Опасные и вредные производственные факторы. Классификация»

85. «ГОСТ 12.1.013-78 «Строительство. Электробезопасность. Общие требования».

86. Охорона праці в галузі телекомунікацій: підруч. / С.А. Гавриш, А.С. Гавриш. – К.: НТУУ «КПІ», 2011. – 440 с.

87. Fuad M. Alkoot. Investigating Levels of Low Frequency Magnetic Field in the Inhabited Vicinity of Power Transmission Lines of Kuwait. Energy and Power Engineering, 2015, 7, http://dx.doi.org/10.4236/epe.2015.76028.

ДОДАТКИ

ДОДАТОК А

Данні та розрахунки дослідження перетворювача струму

Результат **дослідження №1** представлені в таблиці А.1. Дослідження фазового зсуву проведене при частоті до 40 кГц та форма сигналу **меандр**. Параметри: $U_{шунта}$=192,7 мВ; $I_{щ}$=1,957 А; $U_{ген}$=21,9 В;

Таблиця А.1

Результат дослідження №1

Орієнтовна частота, кГц	Період, мкс	Частота, Гц	Фаза, мілі%	Абсолютне значення фазового зсуву, мкс
40	24,91	40144,52	157	0,039109
30	33,3	30030,03	164	0,054612
20	49,9	20040,08	142	0,070858
10	99,4	10060,36	80	0,07952
5	199,8	5005,005	46,3	0,092507
2	498,1	2007,629	10	0,04981
1	998	1002,004	0,3	0,002994
0,5	2000	500	4,6	0,092
0,1	9800	102,0408	2,3	0,2254
0,05	19970	50,075113	1	0,1997
0,01	99800	10,02004	0,1	0,0998

Розрахунок фазового зсуву у градусах від частоти знаючи, що $\varphi_{рад} = 2\pi\frac{\tau}{T}$ та $\varphi_{град} = \frac{\varphi_{рад} \cdot 360°}{2\pi}$ представлений в таблиці А.2 та на рис. А.1

Таблиця А.2

Розрахунок фазового зсуву у градусах

Орієнтовна частота в кГц	Фазовий зсув у радіанах	Фазовий зсув у градусах
40	0,009864601	0,5652
30	0,010304424	0,5904
20	0,008922123	0,5112
10	0,005026548	0,288
5	0,002909115	0,16668
2	0,000628319	0,036
1	1,88496E-05	0,00108
0,5	0,000289027	0,01656
0,1	0,000144513	0,00828
0,05	6,28319E-05	0,0036
0,01	6,28319E-06	0,00036

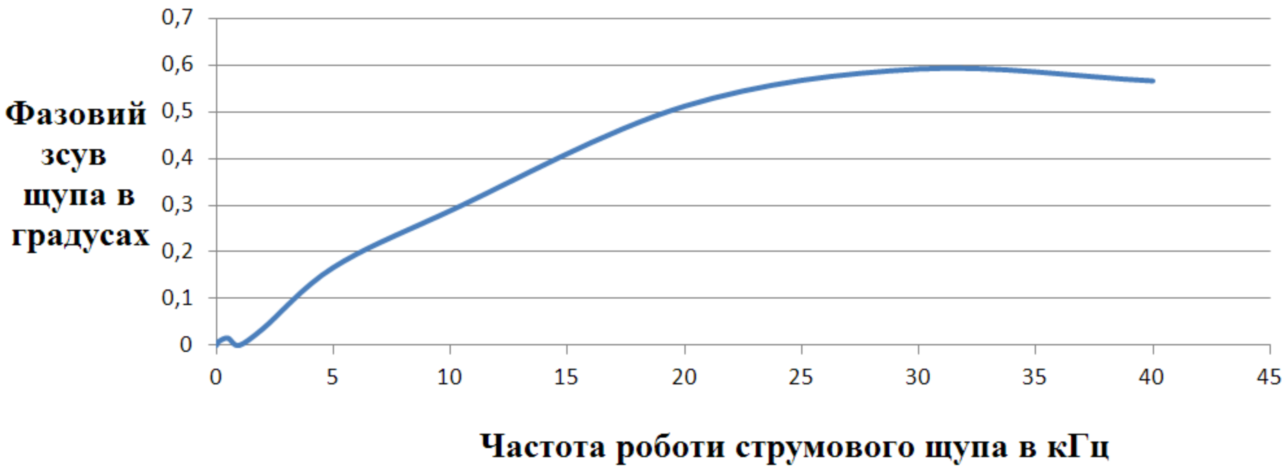


Рисунок А.1 – Фазовий зсув у градусах в залежності від частоти при формі сигналу меандр

Результат **дослідження №2** представлені в таблиці А.3. Дослідження фазового зсуву проведене при частоті до 40 кГц та форма сигналу **пила**. Параметри: $U_{шунта}$=380 мВ; $I_{щ}$=3,81 А;

Розрахунок фазового зсуву у градусах від частоти представлений в таблиці А.4 та на рис. А.2

Таблиця А.3

Результат дослідження №2

Орієнтовна частота, кГц	Період, мкс	Частота, Гц	Фаза, мілі%	Абсолютне значення фазового зсуву, мкс
40	24,96	40064,103	380	0,094848
30	33,3	30030,03	295	0,098235
20	49,8	20080,321	415	0,20667
10	99,4	10060,362	382	0,379708
5	199,8	5005,005	310	0,61938
2	498,5	2006,0181	220	1,0967
1	988	1012,1457	116	1,14608
0,5	1990	502,51256	70	1,393
0,1	9900	101,0101	14	1,386
0,05	19900	50,251256	77	15,323
0,01	99500	10,050251	110	109,45

Таблиця А.4

Розрахунок фазового зсуву у градусах

Орієнтовна частота в кГц	Фазовий зсув у радіанах	Фазовий зсув у градусах
40	0,023876104	1,368
30	0,018535397	1,062
20	0,026075219	1,494
10	0,024001768	1,3752
5	0,019477874	1,116
2	0,013823008	0,792
1	0,007288495	0,4176
0,5	0,00439823	0,252
0,1	0,000879646	0,0504
0,05	0,004838053	0,2772
0,01	0,006911504	0,396

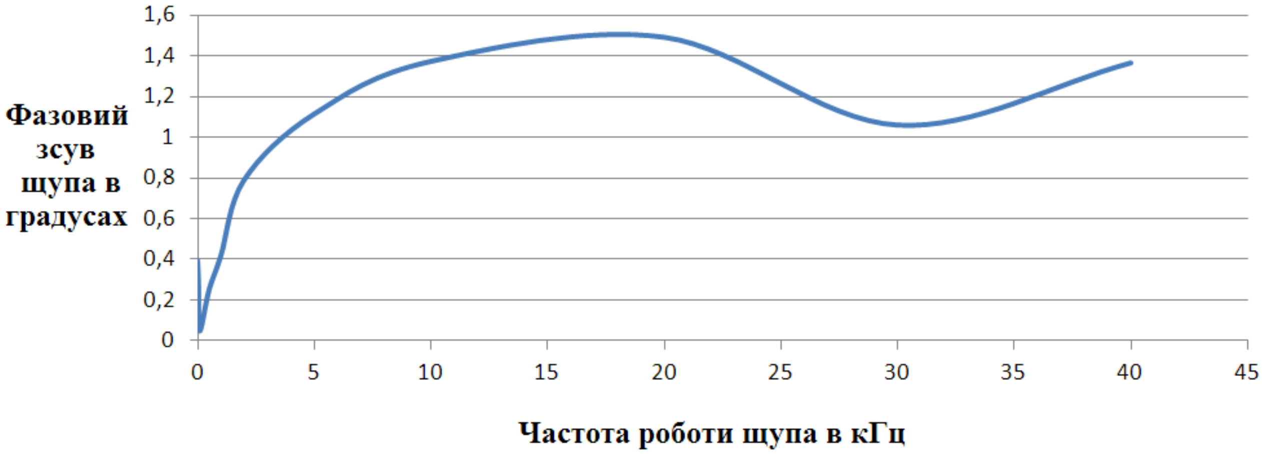


Рисунок А.2- Фазовий зсув у градусах в залежності від частоти при формі сигналу пила

Результат **дослідження №3** представлені в таблиці А.5. Дослідження фазового зсуву проведене при частоті до 40 кГц та форма сигналу **синусоїда**.

Таблиця А.5

Результат дослідження №2

Орієнтовна частота, кГц	Період, мкс	Частота, Гц	Фаза, мілі%	Абсолютне значення фазового зсуву, мкс
40	24,99	40016,006	261	0,065224
30	33,32	30012,005	207	0,068972
20	49,9	20040,08	144	0,071856
10	99,7	10030,09	205	0,204385
5	199,9	5002,5013	190	0,37981
2	499,8	2000,8003	140	0,69972
1	997	1003,009	50	0,4985
0,5	1999	500,25013	10	0,1999
0,1	9980	100,2004	27	2,6946
0,05	19960	50,1002	30	5,988
0,01	99560	10,044194	70	69,692

Розрахунок фазового зсуву у градусах від частоти представлений в таблиці А.6 та на рис. А.3

Таблиця А.6

Розрахунок фазового зсуву у градусах

Орієнтовна частота в кГц	Фазовий зсув у радіанах	Фазовий зсув у градусах
40	0,016399114	0,9396
30	0,013006194	0,7452
20	0,009047787	0,5184
10	0,01288053	0,738
5	0,011938052	0,684
2	0,008796459	0,504
1	0,003141593	0,18
0,5	0,000628319	0,036
0,1	0,00169646	0,0972
0,05	0,001884956	0,108
0,01	0,00439823	0,252

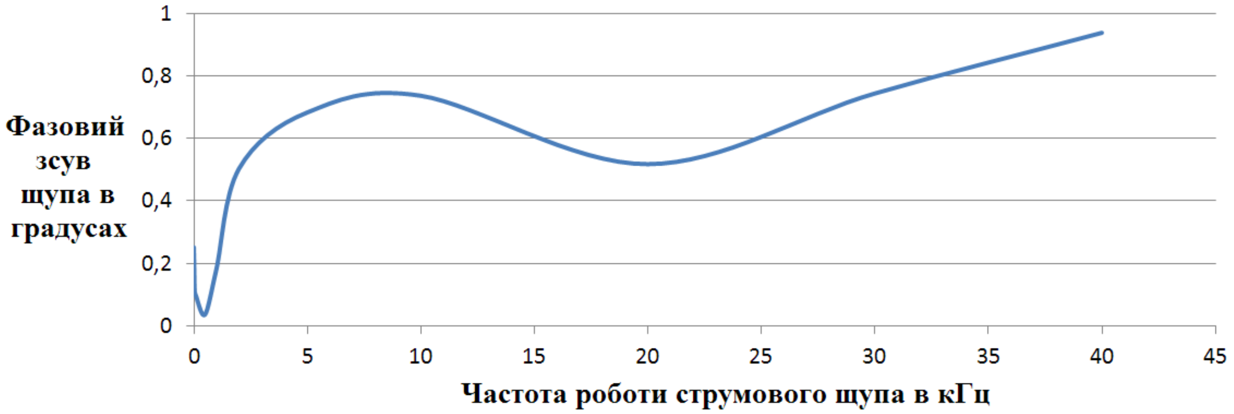


Рисунок А.3 - Фазовий зсув у градусах в залежності від частоти при формі сигналу синусоїда

Дослідження №4.

Визначення фазового зсуву, що вносить шунт 0,1 Ом.

Фазовий зсув шунта буде максимальним при найвищій частоті дослідження 40 кГц.

Значення фазового зсуву шукаємо за формулою

$$\varphi = arctg(\omega\tau) = arctg(2\pi f\tau) \qquad (А.1)$$

Знаючи, що $\tau_{шунта} = 1{,}9$нс, тоді $\varphi = arctg(2\pi \cdot 4 \cdot 10^4 \cdot 1{,}8 \cdot 10^{-9}) = 0{,}02591°$

Висновок – враховуючі данні досліджень №1-3 фазовий зсув, що вносить шунт, на порядок менше ніж вплив перетворювача, отже їм можна знехтувати надалі вважаючи, що він відсутній.

Дослідження №5.

Дослідимо вплив фазового зсуву перетворювача струму на вимірювання потужності при малокосинусних синусоїдальних сигналах тобто при малих значеннях косинуса між сигналами струму та напруги .

Потужність вимірюється за формулою $P_д = UI\cos\varphi_н$ та $P\text{в} = UI\cos(\varphi_н \mp \Delta\varphi)$, де U=150 В та I=10 А відомі;

Похибка вимірювання потужності γ_P вираховується за формулою

$$\gamma_P = \frac{P_В - P_д}{P_д} \cdot 100\% \qquad (А.2)$$

Побудуємо графік залежності γ_P як функції від фазового зсуву $\varphi_н$ та $\Delta\varphi$, данні $\gamma_P = F(\varphi_н; \Delta\varphi)$ результати представлені в таблиці А.7 та рис А.4.

Побудуємо графік залежності похибки вимірювання потужності від частоти при малокосинусних синусоїдальних сигналах, враховуючи фазовий зсув на цих частотах. Результати представлені в таблиці А.8 та рис А.5.

Під час експериментального дослідження було виявлено, що використання струмових перетворювачів для вимірювання малокосинусних сигналів потужності на високих частотах призводить до надмірних похибок спричинених фазовим зсувом перетворювача струму. Як видно з таблиць А.7 та А.8 ці похибки можуть перевищувати 100%. Відповідно використання перетворювача струму для дослідження втрат у високочастотних реактивних елементах є неприйнятним.

Таблиця А.7

Похибка вимірювання потужності $\gamma_P = F(\varphi_н; \Delta\varphi)$ у % при малих значеннях косинуса між сигналами струму та напруги в залежності від фазового зсуву шунта

фазовий зсув шунта в градусах	Фазовий зсув між сигналами струму та напруги градуси										
	80	81	82	83	84	85	86	87	88	89	89,5
	Похибка вимірювання потужності $\gamma_P = F(\varphi_н; \Delta\varphi)$ у %										
0,01	-0,099	-0,11	-0,12	-0,14	-0,17	-0,20	-0,25	-0,33	-0,5	-1	-2
0,05	-0,49	-0,55	-0,62	-0,71	-0,83	-1	-1,25	-1,67	-2,5	-5	-10
0,1	-0,99	-1,1	-1,24	-1,42	-1,66	-2	-2,5	-3,33	-5	-10	-20
0,15	-1,49	-1,65	-1,86	-2,13	-2,49	-2,99	-3,74	-5	-7,5	-15	-30
0,2	-1,98	-2,2	-2,48	-2,84	-3,32	-3,99	-4,99	-6,66	-10	-20	-40
0,25	-2,48	-2,76	-3,11	-3,55	-4,15	-4,99	-6,24	-8,33	-12,5	-25	-50
0,3	-2,97	-3,31	-3,73	-4,27	-4,98	-5,99	-7,49	-9,99	-15	-30	-60
0,35	-3,47	-3,86	-4,35	-4,98	-5,81	-6,98	-8,74	-11,66	-17,49	-35	-70
0,4	-3,96	-4,41	-4,97	-5,69	-6,64	-7,98	-9,99	-13,32	-19,99	-40	-80
0,45	-4,46	-4,96	-5,59	-6,40	-7,48	-8,98	-11,23	-14,99	-22,49	-45	-90
0,5	-4,95	-5,51	-6,21	-7,11	-8,31	-9,98	-12,48	-16,66	-24,99	-50	-100

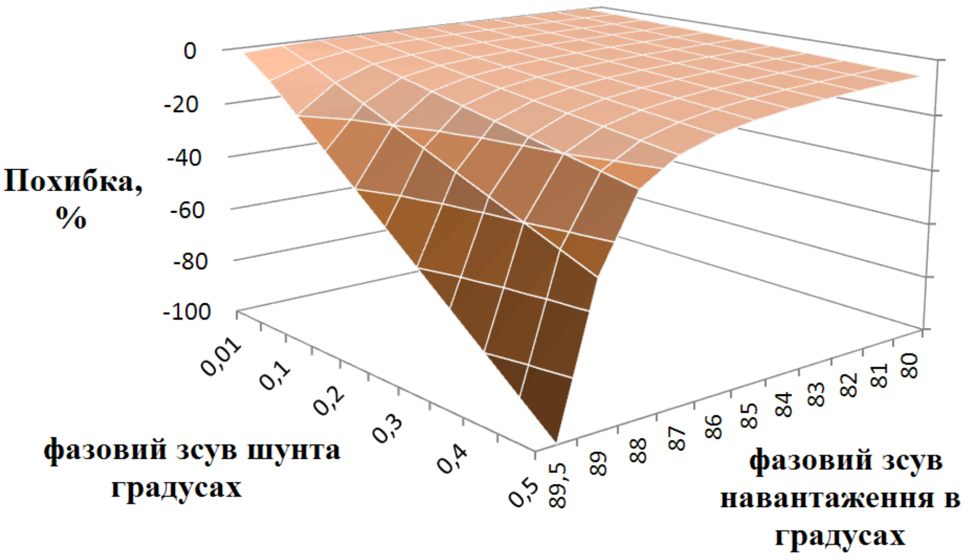


Рисунок А.4 - Похибка вимірювання потужності у % при малих значеннях косинуса між сигналами струму та напруги навантаження в залежності від фазового зсуву шунта

Таблиця А.8

Похибка вимірювання потужності у % при малих значеннях косинуса між сигналами струму та напруги в залежності від частоти

частота, кГц	Фазовий зсув між сигналами струму та напруги градуси										
	80	81	82	83	84	85	86	87	88	89	89,5
	Похибка вимірювання потужності у %										
40	-9,31	-10,37	-11,68	-13,37	-15,62	-18,76	-23,46	-31,30	-46,97	-93,96	-187,92
30	-7,38	-8,22	-9,26	-10,60	-12,38	-14,87	-18,61	-24,83	-37,25	-74,52	-149,04
20	-5,14	-5,72	-6,44	-7,37	-8,61	-10,35	-12,94	-17,27	-25,91	-51,84	-103,68
10	-7,31	-8,14	-9,17	-10,50	-12,26	-14,73	-18,43	-24,59	-36,89	-73,8	-147,6
5	-6,78	-7,54	-8,50	-9,73	-11,37	-13,65	-17,08	-22,79	-34,19	-68,4	-136,8
2	-4,99	-5,56	-6,26	-7,17	-8,37	-10,06	-12,58	-16,79	-25,19	-50,4	-100,8
1	-1,78	-1,98	-2,24	-2,56	-2,99	-3,59	-4,49	-5,99	-9	-18	-36
0,5	-0,36	-0,40	-0,45	-0,51	-0,60	-0,72	-0,90	-1,20	-1,8	-3,6	-7,2
0,1	-0,96	-1,07	-1,21	-1,38	-1,61	-1,94	-2,43	-3,24	-4,86	-9,72	-19,44
0,05	-1,07	-1,19	-1,34	-1,54	-1,79	-2,15	-2,70	-3,60	-5,4	-10,8	-21,6
0,01	-2,50	-2,78	-3,13	-3,58	-4,19	-5,03	-6,29	-8,39	-12,60	-25,2	-50,4

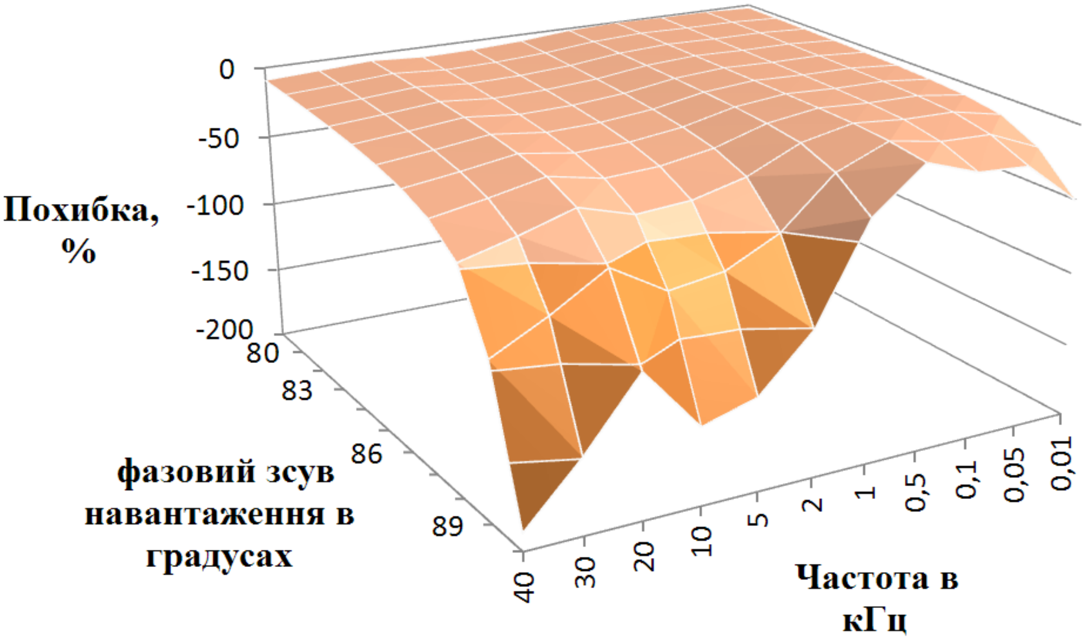


Рисунок А.5 - Похибка вимірювання потужності у % при малих значеннях косинуса між сигналами струму та напруги в залежності від частоти

ДОДАТОК Б

Акт впровадження результатів дисертаційної роботи

ПрАТ "Компанія РОСТОК"
ТОВАРИСТВО З ОБМЕЖЕНОЮ ВІДПОВІДАЛЬНІСТЮ
"РОСТОК-ПРИЛАД ЛТД"

Адреса: б.Вацлава Гавела, 4, м.Київ, 03124, УКРАЇНА
Телефон/факс: (044) 408-03-31 , (044) 454-06-90, E-mail rostok@rostok-pribor.com
Р/р № 26009124071 АТ "Райффайзен Банк АВАЛЬ" в м.Києві, МФО 380805
Код ЄДРПОУ 21513258, ІПН 215132526581

____________№______________

ЗАТВЕРДЖУЮ
Директор
ТОВ «РОСТОК-ПРИЛАД ЛТД»
С.О.Токовенко

АКТ

впровадження в ТОВ «РОСТОК-ПРИЛАД ЛТД»
результатів дисертаційної роботи
Вдовиченка Антона Валерійовича

Цей акт складено про те, що в ТОВ «РОСТОК-ПРИЛАД ЛТД» **розроблено і впроваджено** такі результати дисертаційної роботи Вдовиченка А.В.:

- методи компенсації нелінійності на основі кусочно-лінійної програмної корекції;
- алгоритм обробки миттєвих значень сигналів потужності з використанням синхронізації нуль-переходів.

Форма впровадження:

- серійний вольтметр Ф5053М, що в залежності від застосованого у вольтметрі детектора може проводити вимірювання середнього, амплітудного та середньоквадратичного значення вхідного сигналу. Прилад Ф5053М може використовуватися в складі системи вимірювання потужності на високих частотах;
- серійний пристрій цифрової індикації ВС5155, що є складовою системи вимірювання потужності для визначення миттєвої зміни активної потужності в малокосинусному режимі роботи двигунів шліфувальних верстатів. Принцип роботи ВС5155 базується на обробці миттєвих значень сигналів струму та напруги з використанням алгоритму синхронізації нуль-переходів, і може бути використаним для вимірювання напруги, струму та потужності на малих та середніх частотах.

Цей акт не є основою для фінансових розрахунків.

Керівник виробничого відділу
ТОВ «РОСТОК-ПРИЛАД ЛТД» О.В.Виговський

ЗАТВЕРДЖУЮ
Головний інженер
ЛВЗ АТ «Мотор Січ»

_____________ С.В.Плахутін

АКТ

впровадження в ЛВЗ АТ «Мотор Січ»
результатів дисертаційної роботи
Вдовиченка Антона Валерійовича

Цей акт складено про те, що в ЛВЗ АТ «Мотор Січ» **апробовано** і **впроваджено** такі результати дисертаційної роботи Вдовиченка А.В.:

- алгоритм обробки миттєвих значень сигналів потужності з використанням синхронізації нуль-переходів.

- методи квадратичної програмної корекції структурної нелінійності та температурної нестабільності характеристики перетворення аналогово-цифрового каналу вимірювання побудованого з використанням цифрових потенціометрів;

Форма впровадження:

- серійний пристрій цифрової індикації ВС5155, що є складовою системи вимірювання потужності для визначення миттєвої зміни активної потужності в малокосинусному режимі роботи двигунів шліфувальних верстатів. Принцип роботи ВС5155 базується на обробці миттєвих значень сигналів струму та напруги з використанням алгоритму синхронізації нуль-переходів, і може бути використаним для вимірювання напруги, струму та потужності на малих та середніх частотах.

- серійний пристрій цифрової індикації А580, що забезпечує визначення поточного віброперемещення досліджуваної деталі (ротора) на заданій частоті. Принцип роботи А580 базується на вимірюванні миттєвих значень сигналу багатоцільового акселерометра, пропорційних миттєвим значенням прискорення з використанням переналагоджуваного аналогово-цифрового фільтра з подальшим програмним аналізом отриманих даних, що дозволяє досягти мінімального часу реакції на зміну віброперемещення досліджуваної деталі.

Цей акт не є основою для фінансових розрахунків.

Головний конструктор
ЛВЗ АТ «Мотор Січ» М.І Мартюк

ДОДАТОК В

Акт впровадження результатів дисертаційної роботи

ЗАТВЕРДЖУЮ
Директор ТОВ «Гелон Груп»
__________________ А.І. Голубєй.
«___» _______________2018р.

АКТ

впровадження технології
одержання біомаси мікроводоростей *Chlorella vulgaris* (стадія П) ТОВ «Гелон Груп»

В процесі розробки розділу «Технологія виробництва» проектної документації «Одержання біомаси мікроводоростей *Chlorella vulgaris* ТОВ «Гелон Груп» були використанні технологічні рішення дисертаційного дослідження Вдовиченка Антона Валерійовича.

Запропонована технологія передбачає вирощування біомаси мікроводоростей за використання трубчатих фотореакторів при застосування природного та світлодіодного освітлення визначеними довжинами хвиль. Для інтенсифікації приросту біомаси прийнято технологічне рішення, яке полягає у опроміненні культури щодоби протягом 1 хвилини комбінацією електричного та магнітного полів за резонансної частоти 134 кГц на відстані 1 – 6 метрів. Температура вирощування коливається в межах 20 – 30 ^{0}С.

Перевагами розробленої технології одержання біомаси мікроводоростей *Chlorella vulgaris* є:

- Підвищення виходу біомаси в 2 рази;
- використання опромінення дозволяє підвищити вихід ненасичених жирних кислот та каратиноїдів, що дає можливість застосовувати одержану біомасу як біодобавку для годівлі тварин та птахів.

Директор ТОВ «Гелон Груп»	__________	Голубєй А.І.
Професор кафедри екобіотехнології та біоенергетики «КПІ ім. Ігоря Сікорського», професор, д.т.н.	__________	Голуб Н.Б.
Інженер-технолог ПП «Київбудпроект», к.т.н.	__________	Козловець О. А.
Асистент кафедри автоматизації експериментальних досліджень «КПІ ім. Ігоря Сікорського»	__________	Вдовиченко А.В.

ДОДАТОК Г

Рекомендації по обмеженню впливу створеного змінними в часі електричними та магнітними полями (від 1 Гц до 100 кГц)

При роботі із системами безпровідної передачі електроенергії та іншими об'єктами вимірювання розробленого в цій роботі ватметра, оператор може піддаватись дії змінних електричних та магнітних полів (ЕМП) [87].

В цьому розділі встановлені керівні принципи захисту людей, що зазнали впливу електричних та магнітних полів в низькочастотному діапазоні електромагнітного спектра ICNIRP (International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection) [22].

Ціллю є низькочастотний діапазон від 1 Гц до 100 кГц. Вище 100 кГц, ефекти, такі як нагрівання потрібно розглядати окремо. Однак, захист в діапазоні частот від 100 кГц до приблизно 10 МГц від низькочастотних ефектів на нервову систему, а також високочастотних ефектів необхідно розглядати в залежності від умови експозиції. Тому деякі керівництва в цьому розділі продовжені до 10 МГц, щоб покрити вплив на нервову систему в цьому діапазоні частот.

Г.1 Механізми взаємодії між полями та тілом

Органи людей та тварин істотно реагують на просторову зміну низькочастотного електричного поля. На низьких частотах організм є гарним провідником, особливо при наведених зовнішнім до тіла полем силових ліній, перпендикулярних поверхні тіла. Заряди індукуються на поверхню відкритого тіла та створюють струми всередині тіла. Основні особливості дозиметрії впливу на людину низькочастотних електричних полів включають [22]:

електричне поле, індуковане всередині тіла, значно менше зовнішнього електричного поля, наприклад, від п'ять до шести порядків при 50-60 Гц;

для даного зовнішнього електричного поля найсильніші поля індукуються, коли людський організм перебуває в ідеальному контакті з землею через ноги (електрично заземленого), а найслабші індуковані поля - для тіла, ізольованого від землі (у "вільному просторі");

загальний струм, що тече в організмі в ідеальному контакті із землею, більше визначається розміром і формою тіла (включаючи позу), а не провідністю тканини;

розподіл індукованих струмів через різні органи та тканини визначається провідністю цих тканин; і існує також непрямий ефект, коли струм в організмі утворюється шляхом контакту з провідним об'єктом, що знаходиться в електричному полі.

Для магнітних полів проникність тканини така ж, як і повітря, тому поле в тканині таке ж, як зовнішнє поле. Людські та тваринні тіла істотно не змінюють поле. Основною взаємодією магнітних полів є індукція Фарадея електричних полів та пов'язаних з ними струмів у тканинах. Електричні поля також можуть бути індуковані рухом у статичному магнітному полі. Основні особливості дозиметрії впливу на людину низькочастотних магнітних полів включають [22]:

для заданої сили та орієнтації магнітного поля виникають вищі електричні поля в тілах більших людей, оскільки можливі контури провідності більші;

індуковане електричне поле і струм залежать від орієнтації зовнішнього магнітного поля до тіла. Взагалі, індуковані поля в тілі найбільші, коли поле прикладене з фронтальної до задньої частини тіла, проте для різних органів найвищий вплив виникає для різних орієнтації полів;

слабкі електричні поля індукуються магнітним полем, орієнтованим уздовж основної осі тіла; і

розподіл індукованого електричного поля впливає на провідність різних органів і тканин.

Г.2 Вплив на здоров'я та дозиметрія.

Гострі ефекти.

Існує ряд добре зареєстрованих гострих ефектів впливу низькочастотних ЕМП на нервову систему: пряма стимуляція нервової і м'язової тканини та індукція фосфенів сітківки. Є також непрямі наукові докази того, що функції мозку, такі як візуальна обробка та координація рухів, можуть бути тимчасово змінені під впливом від індукованих електричних полів. Всі ці ефекти мають порогове значення, нижче якого вони не виникають, і його можна уникнути, дотримуючись відповідних основних обмежень на електричні поля, індуковані в організмі [22].

За дотриманням рекомендацій, що стосуються керівних принципів щодо обмеження впливу статичних магнітних полів відповідає (ICNIRP 2009), ICNIRP вважає, що існують професійні обставини, за яких з відповідною порадою та навчанням працівники добровільно і свідомо можуть перебувати під впливом ефектів ЕМП, таких як вплив на фосфени сітківки і можливі незначні зміни в деяких функціях мозку, оскільки вони, як наразі визначено, не призводять до довготермінових або патологічних наслідків для здоров'я. Експозиція всіх частин тіла за цих обставин повинна бути обмежена, щоб уникнути периферичної та центральної мієлінованої нервової стимуляції. ICNIRP відзначає відносно невелику межу між сприйняттям периферичних нервів та порогами болю. Для обох типів нервів пороги збільшуються вище 1-3 кГц через дуже короткі постійні часу мембрани в результаті мієлінування і нижче 10 Гц внаслідок пристосування до повільно деполяризуючого подразника.

Уникаючи впливу на фосфени сітківки, слід захищатися від будь-яких можливостей впливу на функцію головного мозку. Фосферні пороги, при яких слід застосовувати обмеження на стимуляцію периферичного нерва мають мінімум близько 20 Гц і швидко зростають на вищих і нижніх частотах, що перетинаються з порогами для периферичної та центральної нервової стимуляції. Для працівників, які не пройшли навчання, і які можуть

не знати і не контролювати свій стан впливу, встановлено основне обмеження щоб уникнути цих тимчасових, але потенційно тривожних наслідків впливу. Для громадськості до порогу впливу на фосфени застосовується коефіцієнт скорочення 5.

Вплив низькочастотних електричних полів викликає чітко визначені біологічні реакції через поверхневі ефекти електричного заряду. Запобігання болючим ефектам поверхневого електричного заряду, індукованого на організм, розглядається за допомогою еталонних рівнів.

Хронічні ефекти.

Інститут раку ВООЗ IARC (Міжнародне агентство з дослідження раку) оцінив низькочастотні магнітні поля у 2002 році та класифікував їх у категорії 2В, що означає "можливо канцерогенний для людини". Основою цієї класифікації були епідеміологічні результати на дитячу лейкемію [22].

ICNIRP вважає, що наявні в даний час наукові дані про те, що тривалий вплив низькочастотних магнітних полів, є пов'язаним зі збільшенням ризику дитячої лейкемії занадто слабким, щоб сформувати основу для правил впливу. Зокрема, якщо вплив не є постійним, то ніякої користі для здоров'я не виникає від зменшення експозиції.

Дозиметрія.

Історично моделі магнітного поля передбачали, що тіло має однорідну та ізотропну провідність і застосовували прості круглі електропровідні моделі для оцінки індукованих струмів в різних органах та ділянках тіла. Електричні поля, індуковані змінними в часі електричними та магнітними полями, були обчислені за допомогою простої однорідної моделі еліпсоїда. В останні роки більш реалістичні розрахунки, засновані на анатомічних та електричних гетерогенних моделях призвели до набагато кращого моделювання внутрішніх електричних полів в організмі наведених впливом зовнішніх електричних та магнітних полів [22].

Найбільш корисні дозиметричні результати для цілей цих рекомендацій отримані з розрахунків високої роздільної здатності

індукованого електричного поля з розмірами нижче 4 мм. Максимальне електричне поле індукується в тілі, коли зовнішні поля є однорідними і направлені паралельно осі тіла (Е-поле) або перпендикулярно (Н-поле). Згідно з цими розрахунками, максимальне місцеве пікове електричне поле індукована магнітним полем 50 Гц в головному мозку, становить приблизно 23-33 мВ/м на мТ, залежно від орієнтації поля та моделі тіла. В даний час відсутній коефіцієнт перерахунку периферичних нервових тканин. Тому шкіра, яка містить периферичні нервові закінчення, була вибрана як найменша цільова тканина. Електричне поле, індуковане на шкірі таким полем, становить приблизно 20-60 мВ/м на мТ. Максимальне локальне електричне поле, індуковане електричним полем 50 Гц у мозку, становить приблизно 1,7-2,6 мВ/м на кВ/м, а в шкірі - приблизно 12-33 мВ/м на кВ/м.

З огляду на невизначеність наявної дозиметрії, а також на вплив параметрів тіла при виведенні контрольних рівнів, ICNIRP використовує консервативний підхід у виведенні контрольних рівнів з основних обмежень.

Г.3 Рекомендації з обмеження експозиції електричних та магнітних полів.

Окремі керівництва по впливу надаються для професійного персоналу та для загального населення.

Впливу на професійний персонал стосується дорослих, що піддаються впливу змінних електричних та магнітних полів від 1 Гц до 10 МГц на своїх робочих місцях, як правило, за відомих умов, і в результаті виконання їх регулярної або призначеної робочої діяльності. Термін "загальне населення" стосується осіб будь-якого віку та різного стану здоров'я, що може збільшити мінливість індивідуальної сприйнятливості. У багатьох випадках представники громадськості не знають про вплив електричних та магнітних полів на них. Ці міркування лежать в основі прийняття більш жорстких обмежень експозиції для громадськості, ніж для працівників, коли вони на робочому місці.

Наукова невизначеність.

Всі наукові дані та їх інтерпретація є певною мірою невизначеність. Прикладами є методологічна індивідуальна мінливість, між різновидами та різниця між штамами. Така невизначеність у знаннях меж компенсуються шляхом зменшення коефіцієнтів. Однак існує недостатня інформація про всі джерела невизначеності, що створює суворі обмеження та скорочення в усьому діапазону частот і для всіх моделей. Тому ступінь застосування обережності при інтерпретації наявної бази даних та визначення факторів скорочення значною мірою залежить від експертного судження [22].

Основні обмеження та контрольні рівні.

Обмеження впливу, які базуються на фізичній кількості чи характеристиках безпосередньо пов'язаних із встановленими наслідками для здоров'я, називаються основними обмеженнями. У цьому керівництві фізична величина, яка використовується для визначення основних обмежень щодо впливу електричних та магнітних полів, є внутрішньою електричною силою поля E_i, оскільки це електричне поле, яке впливає на нервові клітини та інші електрично чутливі клітини. Сила внутрішнього електричного поля важко оцінити Тому для цілей практичного оцінювання впливу надаються еталонні рівні впливу. Більшість еталонних рівнів виведено з відповідних базових обмежень за допомогою вимірювань та/або обчислень, але деякі з них стосуються сприйняття (електричного поля) та несприятливих непрямих ефектів впливу ЕМП. Похідні величини - напруженість електричного поля (E), сила магнітного поля (H), густина магнітного потоку (B) і струми, що течуть через кінцівки (I_L). Величина, яка стосується непрямих ефектів, - контактний струм (I_C). У будь-якій конкретній ситуації експозиції, виміряні чи розраховані значення будь-якої з цих величин можна порівняти з відповідним контрольним рівнем. Відповідність основному рівню забезпечить відповідність основним обмеженням. Якщо виміряне або розраховане значення перевищує контрольний рівень, це не обов'язково

означає, що основне обмеження буде перевищено. Проте, кожного разу, коли контрольний рівень перевищений, необхідно перевірити відповідність основним обмеженням і визначити, чи потрібні додаткові захисні заходи [22].

Г.4 Основні обмеження впливу електричних та магнітних полів

Ціль обмежень - забезпечити захист від несприятливих наслідків для здоров'я, ризики пов'язані з тимчасовими реакціями нервової системи, включаючи периферичну (ПНС) і центральну нервову стимуляцію (ЦНС), індукцію фосфенів сітківки та можливий вплив на деякі аспекти функціонування мозку.

Щодо частот у діапазоні від 10 Гц до 25 Гц, професійне опромінення повинно обмежуватися полями, які викликають напруженість електричного поля в тканині ЦНС голови (тобто головного мозку та сітківки) менше ніж 50 мВ/м щоб уникнути індукції фосфенів сітківки. Ці обмеження також повинні запобігати будь-яким можливим змінним впливам на роботу мозку. Ці ефекти не вважаються несприятливими для здоров'я; однак, вони можуть викликати занепокоєння в деяких професійних умовах, і його слід уникати, але жодний додатковий коефіцієнт зменшення не застосований. Фосфенні пороги швидко зростають на вищих і нижніх частотах, перетинаються з порогами для периферичної та центральної мієлінованої нервової стимуляції при 400 Гц. На частотах вище 400 Гц межі стимуляції периферичного нерва застосовуються у всіх частинах тіла [22].

Експозиція в контрольованих середовищах, де працівники інформовані про можливі тимчасові ефекти від такого впливу, повинні бути обмежені полями, які провокують електричні поля в голові та тілі менш ніж 800 мВ/м, щоб уникнути периферичної та центральної мієлінованої нервової стимуляції. Коефіцієнт редукції 5 був застосований до порогу стимуляції 4 В/м з метою пояснення невизначеностей, описаних вище. Такі обмеження піднімаються вище 3 кГц.

Для широкої громадськості для тканини центральної нервової системи голови застосовують редукційний коефіцієнт 5, що дає основне обмеження 10 мВ/м між 10 та 25 Гц. Вище та нижче цих значень пороги основних обмежень зростають. На 1000 Гц вони перетинаються з основними обмеженнями, які захищають від впливу що призводить до периферичної та центральної мієлінованої нервової стимуляції. Тут коефіцієнт редукції 10 призводить до базового обмеження 400 мВ/м, який слід застосовувати до тканин усіх частин тіла. Основні обмеження наведено в Таблиці Г.1 та Рис. Г.1.

Таблиця Г.1.

Основні обмеження впливу змінних електричних та магнітних полів.

<table>
<tr><th colspan="2">Коефіцієнт експозиції.</th><th>Частотний діапазон</th><th>Внутрішнє електричне поле (В/м)</th></tr>
<tr><td rowspan="7">Експозиція на професійний персонал</td><td rowspan="5">ЦНС тканини голови</td><td>1-10 Гц</td><td>0,5 / f</td></tr>
<tr><td>10 Гц-25 Гц</td><td>0,05</td></tr>
<tr><td>25 Гц-400 Гц</td><td>$2 \cdot 10^{-3} f$</td></tr>
<tr><td>400 Гц-3 кГц</td><td>0,8</td></tr>
<tr><td>3 кГц-10 МГц</td><td>$2.7 \cdot 10^{-4} f$</td></tr>
<tr><td rowspan="2">Всіх тканин голови та тіло</td><td>1 Гц-3 кГц</td><td>0,8</td></tr>
<tr><td>3 кГц-10 МГц</td><td>$2.7 \cdot 10^{-4} f$</td></tr>
<tr><td rowspan="7">Експозиція на загальне населення</td><td rowspan="5">ЦНС тканини голови</td><td>1-10 Гц</td><td>0,1/f</td></tr>
<tr><td>10 Гц-25 Гц</td><td>0,01</td></tr>
<tr><td>25 Гц-1000 Гц</td><td>$4 \cdot 10^{-4} f$</td></tr>
<tr><td>1000 Гц-3 кГц</td><td>0,4</td></tr>
<tr><td>3 кГц-10 МГц</td><td>$1.35 \cdot 10^{-4} f$</td></tr>
<tr><td rowspan="2">Всіх тканин голови та тіло</td><td>1 Гц-3 кГц</td><td>0,4</td></tr>
<tr><td>3 кГц-10 МГц</td><td>$1.35 \cdot 10^{-4} f$</td></tr>
</table>

Примітки: - f - частота в Гц.

- Всі значення – rms – середньоквадратичні.

- У частотному діапазоні вище 100 кГц необхідні базові обмеження розглядати додатково. Обмеження впливу електрично-магнітних полів, що змінюються за часом, в ICNIRP [22].

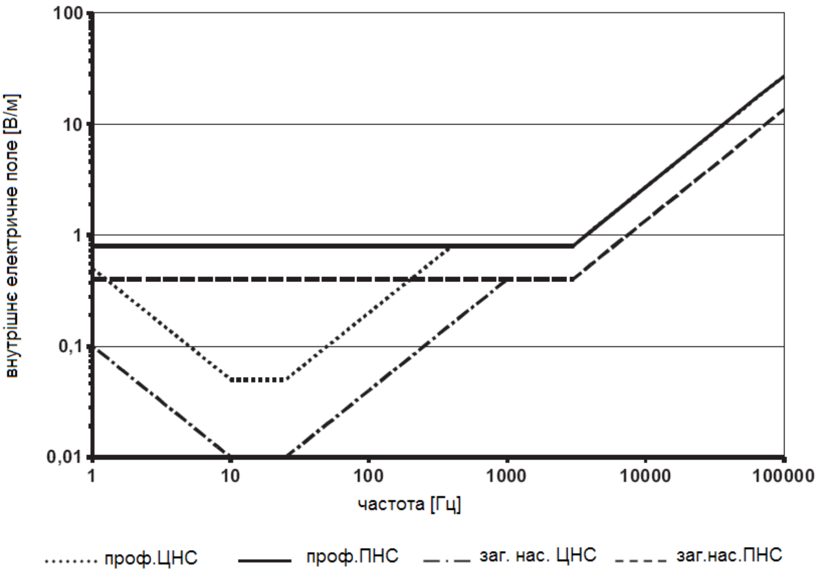


Рисунок Г.1. - Основні обмеження для впливу на загальне населення та професійний персонал з урахуванням напруженості електричного поля щодо впливу на ЦНС та ПНС.

Усереднення в часі

ICNIRP рекомендує вважати, що обмеження на внутрішні електричні поля, індуковані електричними або магнітними полями, включаючи короткочасні або короткочасні пікові поля, розглядаються, як миттєві значення, які не повинні бути середніми (дивитись розділ про несинусоїдальну експозицію) [22].

Просторове усереднення індукованого електричного поля

При обмеженні несприятливого впливу індукованих електричних полів на нервові клітини та системи важливо визначити відстань або об'єм, де необхідно усереднити локальне індуковане електричне поле. Як практичний компроміс, що задовольняє вимогам біологічних норм та обчислювальних обмежень, ICNIRP рекомендує визначити індуковане електричне поле як векторне середнє значення електричного поля в невеликій суміжній тканині

об'ємом 2х2х2 мм^3. Для конкретної тканини 99-відсоткове значення електричного поля є відповідним значенням для порівняння з основним обмеженням.

Як правило, обсяг усереднення не повинен виходити за межі тканини, за винятком таких тканин, як сітківка і шкіра, які занадто тонкі, щоб покрити весь усереднений куб. Для шкіри можна вважати такий самий усереднений об'єм 2х2х2 мм^3, і він може поширюватися на підшкірну клітковину. Для сітківки об'єм усереднення може поширюватись на тканини попереду і позаду від неї.

Г.5 Референтні рівні

Референтні або опорні рівні отримуються з основних обмежень математичним моделюванням за допомогою опублікованих даних (Dimbylow 2005, 2006). Вони обчислюються за умови максимального впливу поля на опромінену особу, таким чином забезпечуючи максимальний захист. Враховується частотна залежність та дозиметричні невизначеності. Представлені контрольні рівні розглядають два різних ефекти як приблизне поєднання індукованих електричних полів в мозку, що мають відношення до впливу ЦНС, і індукованих електричних полів у тканинах будь-де в організм, які не є ЦНС, що стосується ПНС-ефектів. Тобто, на частоті 50 Гц, коефіцієнт, який використовується для перетворення базового обмеження для ефектів ЦНС до зовнішнього впливу магнітного поля, становить 33 Вт/м на Т, і для ефекту ПНС 60 Вт/м на Т. Додатковий коефіцієнт редукції 3 був застосований до цих розрахованих значень для дозиметричної невизначеності [22].

Крім того, опорний рівень електричного поля для професійного опромінення до 25 Гц включає достатній запас для запобігання ефекту стимуляції від контакту. Від 25 Гц до 10 МГц еталонні рівні ґрунтуються на базовому обмеженні лише індукованих електричних полів і можуть таким

чином не забезпечувати достатнього запасу для запобігання ефектів стимуляції від контактних струмів при всіх можливих умовах у цій смузі частот.

Довідкові рівні електричного поля для широкого загальнодоступного впливу до 10 МГц запобігають несприятливим непрямим ефектам (потрясінням та опіками) більш ніж на 90% опроміненої особистості. Крім того, опорні рівні електричного поля для широкого загальнодоступного впливу до 50 Гц містять достатній запас для запобігання ефектам поверхневого електричного заряду, таким що відчутні у більшості людей.

У таблицях Г.2 та Г.3 узагальнені опорні рівні професійного та загальнодоступного опромінення населення відповідно, а контрольні рівні наведені на рисунку Г.2 та Г.3.

Референтні рівні передбачають експозицію рівномірним (однорідним) полем людського тіла [22].

Таблиця Г.2

Опорні рівні впливу на професійний персонал змінних електрично-магнітних полів (середньоквадратичні значення).

Діапазон частот	Е-поле сила Е (кВ/м)	Магнітне поле сила Н(А/м)	Магнітна щільність потоку В (Т)
1 Гц-8 Гц	20	$1.63 \times 10^5 / f^2$	$0{,}2 / f^2$
8 Гц-25 Гц	20	$2 \times 10^4 / f$	$2.5 \times 10^{-2} / f$
25 Гц-300 Гц	$5 \times 10^2 / f$	8×10^2	1×10^{-3}
300 Гц-3 кГц	$5 \times 10^2 / f$	$2.4 \times 10^5 / f$	$0.3/ f$
3 кГц-10 МГц	1.7×10^{-1}	80	1×10^{-4}

Примітки: - f в Гц.

Таблиця Г.3

Опорні рівні впливу на загальне населення змінних електрично-магнітних полів (середньоквадратичні значення).

Діапазон частот	Е-поле сила Е (кВ/м)	Магнітне поле сила H(A/м)	Магнітна щільність потоку В (Т)
1 Гц-8 Гц	5	$3.2 \times 10^4 / f^2$	$4 \times 10^{-2} / f^2$
8 Гц-25 Гц	5	$4 \times 10^3 / f$	$5 \times 10^{-3} / f$
25 Гц-50 Гц	5	1.6×10^2	2×10^{-4}
50 Гц-400 Гц	$2.5 \times 10^2 / f$	1.6×10^2	2×10^{-4}
400 Гц-3 кГц	$2.5 \times 10^2 / f$	$6.4 \times 10^4 / f$	$8 \times 10^{-2} / f$
3 кГц-10 МГц	8.3×10^{-2}	21	2.7×10^{-5}

Примітки: - f в Гц.

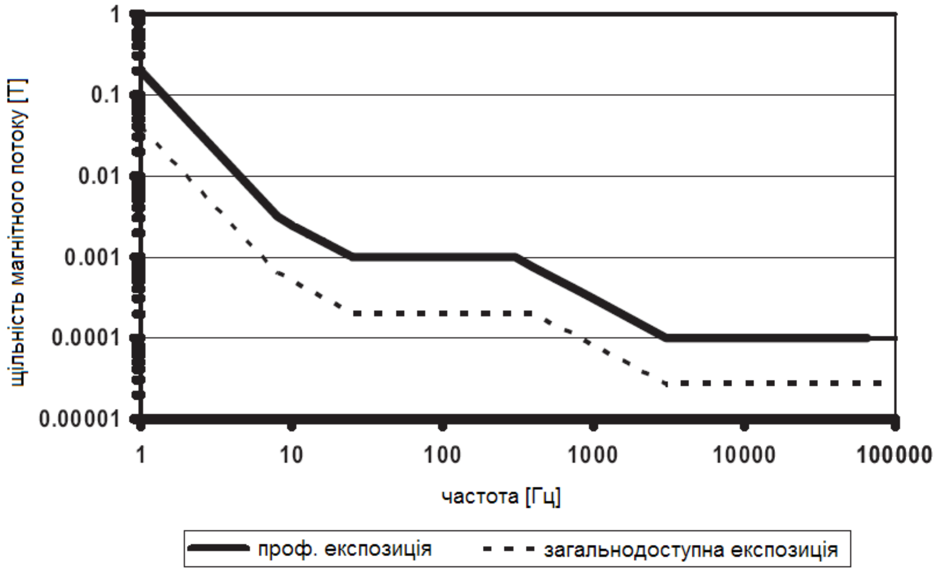


Рисунок Г.2 - Опорні рівні для впливу змінного магнітного поля (порівняння Таблиці Г.2 та Г.3).

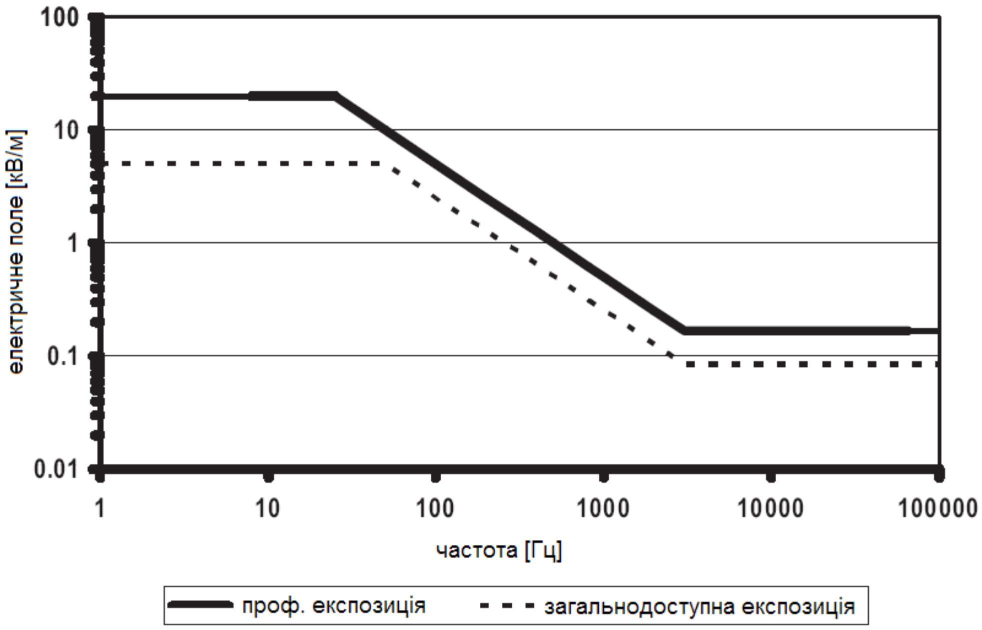


Рисунок Г.3 - Опорні рівні для впливу змінного електричного поля (порівняння Таблиці Г.2 та Г.3).

Просторове усереднення зовнішнього електричного та магнітного полів

Визначені опорні рівні для умов експозиції, коли зміна електричного або магнітного поля над площею, зайнятою тілом, відносно невелика. Проте в більшості випадків відстань до джерела поля настільки близька, що розподіл поля неоднорідний або локалізований до невеликої частини тіла. У цих випадках вимірювання максимальної сили поля в об’ємі простору, зайнятого тілом, завжди призводить до правильної, хоча й дуже консервативної оцінки впливу.

Для дуже локалізованого джерела, розташованого на відстані декількох сантиметрів від тіла, єдиним реалістичним варіантом оцінки впливу є визначення дозиметричного індукованого електричного поля, залежно від випадку. Якщо відстань перевищує 20 см, розподіл поля стає менш локалізованим, але все ще неоднорідним, і в цьому випадку можна визначити просторову середню вздовж тіла або її частини [22]. Просторовий середній вплив не повинен перевищувати контрольний рівень. Місцева експозиція може перевищувати контрольний рівень, але важливим положенням є, що

базове обмеження не повинно перевищуватись. Це завдання органів стандартизації надавати подальші вказівки щодо конкретних виявлених ситуацій, в яких може бути застосовано просторове усереднення. Ці рекомендації повинні ґрунтуватися на добре розробленій дозиметрії. Органи стандартизації також можуть виводити нові контрольні рівні для спеціальних типів неоднорідної експозиції.

Адитивність впливу електричних та магнітних полів

Кожне із зовнішніх електричних та магнітних полів індукує компонент електричного поля, який додає в тканини силовий вектор. У випадку аналізу експозиції на основі зовнішніх електричних та магнітних полів консервативним підходом було б припустити, що як електричні, так і магнітні компоненти поля досягають максимального значення в тій же критичній точці на тій же фазі. Це означатиме, що експозиції зовнішніх електричних та магнітних полів мають сумарний вплив [22]. Такі ситуації, однак, вважаються дуже рідкісними, беручи до уваги велику різницю у розподілі магнітно та електрично наведених електричних полів.

Г.6 Контрольні рівні для контактних струмів

Наведені контрольні рівні для контактного струму до 10 МГц, для яких необхідно дотримуватися обережності, щоб уникнути шкідливого впливу та небезпечного ураження. Точкові контактні опорні рівні представлені в Таблиці Г.4. Оскільки поріг контактних струмів, які викликають біологічні реакції у дітей, становить приблизно половину для дорослих чоловіків, то контрольні рівні контактного струму для широкої громадськості встановлюються нижче у двічі, ніж значення для професійного впливу. Слід зазначити, що опорні рівні не призначені для запобігання сприйняття, а для уникнення болючих потрясінь. Сприйняття контактного струму не є небезпечним, але може розглядатися як роздратування. Запобігання надлишкових контактних струмів можливе технічними засобами.

Таблиця Г.4

Опорні рівні для змінних струмів контакту від провідних об'єктів.

Характеристики експозиції	Частотний діапазон	Максимальний контактний струм (мА)
Професійна експозиція	До 2,5 кГц	1,0
	2,5-100 кГц	0,4•f
	100 кГц-10 МГц	40
Загальнодоступне опромінення	до 2,5 кГц	0,5
	2,5-100 кГц	0,2•f
	100 кГц-10 МГц	20

Примітка: f - частота в кГц.

Г.7 Сумарний вплив змінних полів різної частоти

Важливо визначити, чи в ситуаціях одночасного впливу полів різної частоти їх ефекти додаються у впливі. Наведені нижче формули застосовуються до відповідних частот у практичних ситуаціях експозиції. Для електричної стимуляції, відповідної для частот до 10 МГц, внутрішні електричні поля слід додати відповідно до [22]

$$\sum_{j=1\,Hz}^{10\,MHz} \frac{E_{\mathrm{i,j}}}{E_{\mathrm{L,j}}} \leq 1 \qquad (Г.1)$$

де $E_{i,j}$ є внутрішньою напруженістю електричного поля, що створюється на частоті j, і $E_{L,j}$ є індукованим обмеженням напруженості електричного поля на частоті j, як зазначено в таблиці Г.2. Для практичного застосування основних обмежень слід застосовувати, такі критерії щодо контрольних рівнів сили поля:

$$\sum_{j=1\,Hz}^{10\,MHz} \frac{E_{\mathrm{j}}}{E_{\mathrm{R,j}}} \leq 1 \qquad (Г.2)$$

і

$$\sum_{j=1\,Hz}^{10\,MHz} \frac{H_{\mathrm{j}}}{H_{\mathrm{R,j}}} \leq 1 \qquad (\Gamma.3)$$

Де E_j - сила електричного поля на частоті j; $E_{R,j}$ еталонний рівень напруженості електричного поля на частоті j; H_j - сила магнітного поля на частоті j; $H_{R,j}$ - еталонний рівень напруженості магнітного поля на частоті j, як вказано в таблицях Г.2 та Г.3.

Для струму кінцівок та контактного струму, відповідно, слід застосовувати наступні вимоги:

$$\sum_{j=1\,Hz}^{10\,MHz} \frac{I_{\mathrm{j}}}{I_{\mathrm{L,j}}} \leq 1 \qquad (\Gamma.4)$$

де I_j - контактний струмовий компонент на частоті j та $I_{L,j}$ - контрольний рівень контактного струму на частоті j, як наведено в таблиці Г.4.

Несинусоїдальна експозиція

На низьких частотах нижче 100 кГц електронні та особливо магнітні поля в більшості випадків спотворюються гармонічними компонентами, розподіленими у великій частотній смузі. Отже, хвилі полів створюють складні, часто імпульсні, закономірності. Завжди можна розбити таке поле на дискретні спектральні компоненти, використовуючи, наприклад, технології перетворення Фур'є і застосовуючи правило декількох частот, що описане вище. Ця процедура базується на припущенні, що спектральні компоненти додаються у фазу, тобто всі максимуми збігаються одночасно і призводять до гострого піку. Це є реалістичним припущенням, коли кількість спектральних компонентів обмежена, а їхні фази не когерентні, тобто вони варіюються випадковим чином. Для фіксованих когерентних фаз припущення може бути необґрунтовано. Крім того, відбір зразків та візуалізація в спектральному аналізі можуть створювати невірні частоти, які можуть штучно збільшити

коефіцієнт експозиції. Альтернативним варіантом спектрального методу є вага зовнішніх електричних і магнітних полів, індуковане електричне поле та індукований струм з функцією фільтрації, яка пов'язана з основним обмеженням або контрольним рівнем [22]. У випадку широкосмугового поля, що складається з гармонічних компонентів, обмеження, накладене на фільтрацію можна математично представити як

$$\left| \sum_{i} \frac{A_i}{EL_i} \cos(2\pi f_i t + \theta_i + \varphi_i) \right| \leq 1, \qquad (Г.5)$$

де t - час, а EL - межа експозиції і-го гармонічної частоти fi, де Ai,θi, φi - амплітуди поля, фазові кути поля та фазові кути фільтра на частотах гармонік.

Г.8 Захисні заходи

ICNIRP зазначає, що захист людей, що зазнають впливу електричних та магнітних полів, може бути забезпечений відповідністю всім аспектам цих рекомендацій. Заходи щодо захисту працівників включають інженерно-адміністративний контроль та програми індивідуального захисту. Необхідно вжити відповідні захисні заходи, коли вплив на робочому місці призводить до перевищення основних обмежень. В якості першого кроку слід вживати інженерні засоби контролю, де це можливо, для зменшення впливу змінних полів до прийнятних рівнів. Такий контроль містить правильну конструкційну безпеку та, де це необхідно, використання фізичного блокування або подібних механізмів захисту здоров'я [22].

Адміністративні засоби контролю, такі як обмеження доступу та використання чутливих та видимих попереджень, повинні використовуватися разом з інженерним контролем. Особисті заходи захисту, такі як захисний одяг, хоча і корисні за певних обставин, повинні розглядатися, як останній засіб забезпечення безпеки працівника, і, де це можливо, пріоритет має

надаватися інженерним та адміністративним перевіркам. Крім того, коли такі предмети, як ізольовані рукавички використовуються для захисту людей від електричного удару, основні обмеження не повинні перевищуватись, оскільки ізоляція захищає тільки від непрямого впливу полів.

За винятком захисного одягу та іншого особистого захисту, ті самі заходи можуть бути застосовані для широкого загалу, коли існує можливість перевищення загальнодоступних контрольних рівнів. Також важливо встановити та запровадити правила, які запобігатимуть:

- вплив на медичне електронне обладнання та пристрої (включаючи кардіостимулятори);

- детонації електроприладів (детонаторів);

- пожежі та вибухи внаслідок запалення горючих матеріалів іскорками, викликаними індукованими полями, контактними струмами або розрядами іскри.

Довготривалий вплив

Епідеміологічні дослідження встановили, що повсякденна хронічна експозиція магнітного поля з низькою інтенсивністю (вище 0,3-0,4 мТ), пов'язана з підвищеним ризиком дитячої лейкемії. IARC класифікував такі поля, як можливо, канцерогенних. Проте причинно-наслідковий зв'язок між магнітними полями та дитячою лейкемією не встановлено та не виявлено інших довгострокових ефектів. Відсутність встановленої причинності означає, що цей ефект не можна розглядати в основних обмеженнях. Проте рекомендації щодо управління ризиками, включаючи міркування щодо запобіжних заходів, були надані ВООЗ (2007a та b) та іншими організаціями [22].

ДОДАТОК Д

Список публікацій здобувача

1. Вдовиченко А. В. Підвищення точності вимірювання активної потужності шляхом додаткового вимірювання напруги на шунті / А. В. Вдовиченко, Ю. М. Туз// Метрологія та прилади. Науково-виробничий журнал. – № 3 (71). – Харків : ВКФ "Фавор", 2018. – С. 11-16

2. Патент на корисну модель UA №128592, Ватметр змінного струму / Вдовиченко А. В., Туз Ю.М.; МПК ((2018.01), UA, G01R 21/00.

3. Патент на корисну модель UA №128005, Ватметр змінного струму / Вдовиченко А. В., Туз Ю.М.; МПК ((2018.01), UA, G01R 21/00.

4. Патент на корисну модель UA №94817, Ватметр змінного струму /Туз Ю.М., Архіпова А.О., Артюхова Ю.В., Вдовиченко А.В.; IPC (2014.01), G01R 21/00.

5. Вдовиченко А. В. Підвищення точності вимірювання активної потужності за значної реактивної складової навантаження створенням середньої точки шунта / А. В. Вдовиченко, Ю. М. Туз// Вимірювальна техніка та метрологія. Науковий журнал. № (1)79. – Львів: Національний Університет "Львівська політехніка", 2018. - с. 76-81, http://dx.doi.org/10.23939/istcmtm2018.01.076

6. Туз Ю. М. Вимірювання активної потужності реактивного навантаження в широкому діапазоні частот / Ю. М. Туз, А. В. Вдовиченко // Інформаційні системи, механіка та керування. Науково-технічний збірник. – Київ: НТУУ «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», - № 18, - с. 5-11, - 2018, DOI: http://dx.doi.org/10.20535/2219-3804182018129503.

7. Вдовиченко А. В. Підвищення точності вимірювання активної потужності при значній реактивні складовій / А. В. Вдовиченко, Ю. М. Туз// Інформаційні системи, механіка та керування. Науково-технічний збірник. – Київ: НТУУ «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», - №

17, - с. 12-18, - 2017., DOI: http://dx.doi.org/10.20535/2219-3804172017121717

8. Вдовиченко А.В. Аналіз втрат в дроселях-накопичувачах / А.В. Вдовиченко // Енергетика: економіка, технології, екологія. - Випуск №2, - с. 15 -21, - 2010.

9. Туз Ю. М. Система вимірювання і дослідження електричних параметрів в елементах енергозаощаджувальних перетворювачів енергії / Ю. М. Туз, А. В. Вдовиченко // Метрологія та прилади. Науково-виробничий журнал. - Харків: ВКФ "Фавор", - № 6 (26), - с. 18-21, - 2010.

10. Вдовиченко А.В. Вимірювання втрат в індуктивностях за параметрами перехідного процесу / А. В. Вдовиченко, Ю. М. Туз // Наукові вісті Національного технічного університету України "Київський політехнічний інститут". - 2010. - № 5. - С. 126-132.

11. Туз Ю.М, Вдовиченко А.В., Токовенко С.О./ Вимірювальні прилади з переналагоджуваною програмною корекцією // Метрологія та прилади. Науково-виробничий журнал. – № 3 (29). – Харків : ВКФ "Фавор", 2011. – С. 17-21.

12. Туз Ю.М, Вдовиченко А.В., Токовенко С.О./ Прилади вимірювання та аналізу відносної зміни поточних значень потужності з переналагоджуваною програмною корекцією// Метрологія та прилади. Науково-виробничий журнал. – № 1 (45). – Харків : ВКФ "Фавор", 2014. – С. 17-22.

13. A.V.Vdovychenko, Y.M.Tuz, “Power Measurement at Wireless Transmission of Electricity in the Frequency Range from 0.01 to 10 MHz” in Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM-2018), Paris, France, July 2018, pp. 75–76, DOI: 10.1109/CPEM.2018.8500807.

14. Туз Ю.М, Вдовиченко А. В., Проблеми вимірювання активної потужності реактивного навантаження в широкому діапазоні частот. - Тези доповідей, «Technical Using of Measurement – 2018» IV Всеукраїнська науково-технічна конференція у царині метрології м. Славське, 13-18 лютого 2018 року.

15. Вдовиченко А.В., «Втрати в індуктивних елементах», Збірник статей VII науково-практичної конференції «Метрологічне забезпечення обліку електроенергії в Україні», Київське ДП «Укрметртестстандарт», липень 2009 року.

16.Вдовиченко А.В., Туз Ю.М. Втрати в індуктивних елементах // VII Міжнародна наук.-техн. конф. «Гіротехнологія, навігація і управління рухом». Тези доповідей. – К.: НТУУ «КПІ», 24-25 квітня 2009. – С. 52.

17. Туз Ю.М, Вдовиченко А.В., «Калібратори змінної напруги», Збірник статей VI Міжнародної науково-технічної конференції «Гіротехнології, навігація, управління рухом і побудова авіаційно-космічної техніки», НТУУ «КПІ», с. 326-333, квітень 2007 р.