

Національна академія наук України
Інститут електродинаміки

Національна академія наук України
Інститут електродинаміки

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

Мороз Роман Миколайович

УДК 621.317.38

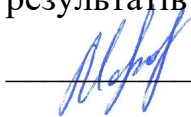
ДИСЕРТАЦІЯ

Принципи побудови вимірювальних підсилювачів потужності

05.11.05 – прилади та методи вимірювання електричних
та магнітних величин

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

 Мороз Р.М.

Науковий керівник Тесик Юрій Федорович, д.т.н., с.н.с., лауреат Державної
премії України

Київ – 2019

АНОТАЦІЯ

Мороз Р.М. Принципи побудови вимірювальних підсилювачів потужності. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.11.05 – прилади та методи вимірювання електричних та магнітних величин. – Інститут електродинаміки, Національна академія наук України, Київ, 2019.

Дисертація присвячена розробці принципів побудови вимірювальних підсилювачів (ВПП), що дозволяють досягати великої точності і якості відтворення змінних напруг, струмів та стійких до факторів впливу нелінійного навантаження (НН) при відтворенні кількісних і якісних параметрів електроенергії (ЕЕ), і створення на їх основі засобів метрологічного забезпечення (МЗ).

Обсяг спожитої енергії фіксується електролічильниками, а її якість контролюється приладами вимірювання показників якості електроенергії (ПЯЕ). Щороку більшість із них підлягає повірці, що виконується метрологічними засобами відтворення нормованих значень потужності ЕЕ та ПЯЕ. Потрібно забезпечити метрологічну підтримку електроенергетики. Електрична енергія характеризується багатьма параметрами, серед яких такі параметри як струм, напруга, потужність та ПЯЕ. Всі ці параметри жорстко нормуються стандартами, але нормовані значення далеко не всіх параметрів забезпечені відповідними МЗ. Таким чином стала нагальна потреба в нових метрологічних засобах відтворення нормованих значень потужності, параметрів електроенергії та ПЯЕ. Такими засобами є метрологічні установки (МУ), що містять в своєму складі або джерела напруг і струмів чи генератор-калібратор (ГК), які відтворюють калібровані значення напруг,

струмів, кутів зсуву фаз і ПЯЕ. Характеристики сигналів значно залежні від характеристик ВПП, які входять до складу МЗ.

Було проведено аналіз характеристик метрологічних установок, які визначаються метрологічними характеристиками (МХ) вимірювальних підсилювачів потужності. Встановлено, що не всі МУ відповідають вимогам сучасних стандартів і мають низку недоліків:

- недостатні функціональні можливості,
- недостатня точність відтворення параметрів електроенергії,
- значний рівень несинусоїдальності на лінійному навантаженні,
- неможливість використання з НН,
- низький ККД вихідних підсилювачів,
- низький рівень або відсутність автоматизації,
- занадто високі ціни на обладнання.

Результатом аналізу є систематизація ВПП за суттєвими ознаками. Це дозволило вибрати найбільш перспективні принципи побудови ВПП для подальшого їх удосконалення. Завдяки проведеній класифікації вдалося виокремити два напрямки розвитку принципів побудови ВПП :

- ВПП, які забезпечують великі вихідні потужності для одночасної перевірки великої кількості засобів обліку ЕЕ за допомогою стаціонарних метрологічних установок .
- ВПП, які забезпечують одночасну перевірку одного або двох засобів вимірювання на місці їх інсталяції, що не потребує великих потужностей і застосовуються в портативних МЗ.

Вибрано найбільш оптимальні принципи побудови ВПП для подальшого покращення їх характеристик.

Досліджено вплив ВПП на точність відтворення параметрів ЕЕ. Зроблено аналіз складової невизначеності відтворення потужності, обумовленої підсилювачами напруги і струму. Задання потужності в умовах малокоsinусних режимів обмежено певним зсувом кута і потребує високої

стабільності кута зсуву фаз вимірювальних підсилювачів у каналах струму і напруги.

Було проведено аналіз кутової похибки створення електричної потужності. Необхідно, щоб ВПП відповідав вимогам по точності відтворення, як кута зсуву фаз вихідного вектора струму чи напруги, так і точності відтворення його амплітудного значення. Було проведено аналіз фазової і амплітудної складової похибки відтворення несиметрії, а також сумарної похибки відтворення нульової послідовності мережі. Одержаний аналітичний вираз дозволяє стверджувати, що похибка, у якій врахований її комплексний характер, у кілька разів вище похибки, яка визначається тільки відхиленням амплітуди одного з векторів. Висновок, що для забезпечення повірки аналізаторів несиметрії кутова похибка відтворюваного підсилювачем сигналу повинна знаходитись у межах 0,005 градуса.

Виведено вираз, за яким розраховується похибка відтворення несиметрії, яка викликана неточністю завдання амплітуд векторів трифазної системи напруг, а також сумарна похибка відтворення нульової послідовності мережі. Встановлено, що похибка, у якій врахований її комплексний характер, у кілька раз вище похибки, яка визначається тільки відхиленням амплітуди одного з векторів.

Розвинуто метод усунення спотворень змінної напруги вихідного підсилювача ГК від НН. Було отримано математичну модель корегуючого пристрою ВПП із зворотним зв'язком. Моделювання проведено за допомогою схемного симулятора Workbench. Аналіз створеної моделі показав зниження спотворень вихідних сигналів ВПП до допустимого рівня 0,5%.

Досягнення високого рівня симетрії неможливе без стабілізації всіх векторів трифазної системи напруг. Було зроблено аналіз статистики стабілізаторів основної гармоніки в діапазоні частот мережі.

Запропоновано розвиток принципів побудови ВПП на основі високовольтних цифро-аналогових перетворювачів (ВЦАП).

Використовуючи основну перевагу цифрового генератора - використання цифрового методу для моделювання трифазної мережі, було розвинуто принципи побудови ВЦАП. Це дозволило уникнути більшості недоліків підсилювачів. Суть роботи ВЦАП зводиться до відтворення напівхвиль синусоїдальної напруги за допомогою діодної схеми комутації постійних напруг, рівні яких підбиралися пропорційно рівням синусоїди відповідно до моментів їхнього включення. Істотне зниження рівня комутованої напруги, значне зниження рівня спотворень вдалося досягти заміною діодів транзисторами з відповідною схемою комутації. Цифровий код, що несе інформацію, керує безпосередньо високовольтними транзисторами, що дозволяє уникнути впливу перешкод і нелінійних спотворень, додаткових витрат на аналоговий лінійний ПП.

Дослідження показали, що принцип прямого синтезу можливо застосувати при побудові каналів струму ГК, що дозволило отримати високі вихідні струми без застосування громіздких вихідних трансформаторів. Вперше запропоновано ВПП на основі цифро-аналогового перетворювача великого струму (ЦАПВС) в якому застосовано принцип підсумовування опорних струмів. Це дозволило створити прецизійні портативні джерела високого змінного струму (до 100 Ампер), на основі ЦАПВС вагою в кілька разів менше ніж у кращих світових взірців.

Особливо гострою є проблема створення синусоїдальних сигналів напруги в портативних ГК для метрології. Було проведено дослідження імпульсних перетворювачів напруги для створення ВПП. Досліджено метод отримання синусоїдальної напруги від ступінчатої напруги декількох послідовно з'єднаних інверторів, які мають на виході прямокутні напруги різних, але кратних частот. Доведено, що запропонований метод складання сигналів прямокутної форми в своїй суті направлений на виключення вищих гармонік, починаючи з найближчої до основної, націлений на відтворення синусоїдального сигналу і дозволяє отримати напругу з наперед заданими

інформативними параметрами і точністю, з застосуванням фільтру низької частоти доцільно для застосування в портативних МЗ.

Проведено аналіз ВПП за допомогою математичних моделей і комп'ютерного моделювання. Досліджено вплив вихідного імпедансу ВЦАП, отримано формули розрахунків коефіцієнту нелінійних спотворень K_{gr} запропонованої транзисторної схеми комутації та діодної. В результаті досліджень доведено, що транзисторна схема комутації для даних умов забезпечує в $\Delta = K_{grd}/K_{gr} \approx 16$ разів менші спотворення вихідного сигналу.

Розроблено та досліджено комп'ютерну модель ВПП на основі ВЦАП з урахуванням реальних характеристик компонентів. Запропонована схемотехнічна модель дозволила більш широко дослідити роботу ВЦАП, визначити оптимальні параметри компонентів, розрахувати МХ ВПП, оцінити спотворення вихідного сигналу, значно зменшити обсяги фізичного моделювання, суттєво скоротити матеріальні та часові витрати.

Достовірність отриманих у роботі результатів обґрунтована співпадінням теоретичних і експериментальних досліджень розроблених МЗ. На основі теоретичних і експериментальних досліджень запропоновано структурні та принципові схеми ВПП, які були покладені в основу трифазних джерел напруги і струму ДНСТ-3, яке атестоване в Укрметртестстандарті України, впроваджено і використовується в підприємстві ЗАТ "ЕЛВІН" (м. Київ), калібратора ДНСТ-3к, серійне виробництво яких розпочато на підприємстві ЗАТ "ЕЛВІН", створено автоматизовану метрологічну установку УАП-3 для повірки електролічильників з розширеним діапазоном робочих струмів від 5 мА до 120А і напруг від кількох одиниць до кількох сотень вольт, яка атестована в Укрметртестстандарті України, впроваджена і використовується в підприємствах ЗАТ "ЕЛВІН", ДП "Херсонстандартметрологія" (м. Херсон) та мобільну метрологічну установку УАП-3М для робочого місця з повірки та калібрування щитових приладів фірми SATEC впроваджену в ДП

“Національна енергетична компанія “Укренерго”, відособлена структурна одиниця – Північна енергетична система.

Ключові слова: відтворення, метрологічне забезпечення, електроенергія, вимірювальні підсилювачі потужності, калібратор, комп’ютерне моделювання.

Список публікацій здобувача

1. Мороз Р.Н., Тесик Ю.Ф. Сравнительный анализ характеристик измерительных усилителей мощности, применяемых в метрологическом оборудовании. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2014. Вип. 37. С. 114-124 (Особистий внесок – брав участь в зібранні даних, аналізі, узагальненні результатів та підготовці статті).
2. Таранов С.Г., Тесик Ю.Ф., Карасинский О.Л., Мороз Р.Н. Развитие принципов построения высоковольтных цифро-аналоговых преобразователей. *Техническая электродинамика*. 2014. № 4. С. 64-66 (Особистий внесок – розвинуто принцип комутації ВЦАП та підготовка статті).
3. Тесик Ю.Ф., Гайдай А.О., Мороз Р.М. Вимірювальні підсилювачі потужності для метрологічного обладнання. *Технології та дизайн*. 2015. № 3. URL: http://nuv.gov.ua/j-pdf/td_2015_3_12.pdf. (дата звернення: 07.12.2015) (Особистий внесок – систематизація ВПП, які використовуються в МО і ГК, структурував інформацію).
4. Tesik Y.F., Moroz R.M. Development of the method of compensating of distortions of output signal of amplifier with non-linear load. *Electronics and control systems*. 2015. № 2. pp. 20-24 (Особистий внесок – запропоновував спосіб, що дозволяє зменшити спотворення підсилювача ГК змінної напруги спричинених НН, брав участь в узагальненні результатів та підготовці статті).

5. Тесик Ю.Ф., Мороз Р.М. Математична модель високовольтного цифро-аналогового перетворювача для розрахунку спотворень вихідного синусоїдального сигналу. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 3. С. 85-90 (Особистий внесок – запропоновано математичні моделі для розрахунку зміни вихідного імпедансу та спотворень вихідного синусоїдального сигналу ВЦАП для різних видів комутації опорних джерел напруг, підготовка статті).
6. Тесик Ю.Ф., Карасинський О.Л., Мороз Р.М. Цифро-аналоговий перетворювач великого струму для застосування в портативних метрологічних установках. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 5. С. 82-84 (Особистий внесок – запропоновано принцип прямого синтезу великого струму для ВЦАП, що застосовується в портативних МУ, підготовка статті).
7. Тесик Ю.Ф., Пронзалева С.Ю., Мороз Р.М. Аналіз статистики стабілізаторів основної гармоніки в діапазоні частот мережі. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2016. Вип. 45. С. 81-86 (Особистий внесок – брав участь в аналізі, узагальненні результатів та підготовці статті).
8. Тесик Ю.Ф., Мороз Р.М. Аналіз процесу формування синусоїди із сигналів прямокутної форми на основі принципу суперпозиції. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2017. Вип. 48. С. 121-126 (Особистий внесок – досліджено метод формування синусоїди, розкрито теоретичні питання формування синусоїдальної напруги і методику дослідження).
9. Тесик Ю.Ф., Карасинський О.Л., Мороз Р.Н. Комп'ютерне моделювання високовольтного цифро-аналогового перетворювача. *Технічна електродинаміка*. 2019. №1. С. 85-88 (Особистий внесок – розроблено комп'ютерну модель ВЦАП, проведено дослідження та обробку даних).

10. Мороз Р.М., Тесик Ю.Ф. Моделювання синусоїдальних сигналів на основі принципу суперпозиції. Мехатронні системи: інновації та інжиніринг: тези доповідей Міжнародної науково-практичної конференції, Київ, 15 червня 2017 р. К.: КНУДТ, 2017. С. 74-75
11. Мороз Р.М., Зайков М.В. Зменшення спотворень вихідної напруги підсилювача калібратора змінної напруги спричинених нелінійним навантаженням: сб. статей VIII Міжнародної науково-технічної конференції молодих вчених «Електроніка-2015», Київ, 15-17 квітня 2015 р. К.: 2015. С. 134-138.
12. Tesyk Iu., Pronzeleva S., Moroz R. Uncertainty reproduction of the three-phase voltages system's asymmetry analysis. Supporting World Development Through Electrical and Electronic Measurements: 22nd IMEKO TC4 International Symposium Et 20th International Workshop on ADC Modelling and Testing 2017: Iași, Romania, 14-15 September 2017. Printed by Curran Associates, Inc. 2018. Vol. 1. 562 p. Pp. 517-521. ISBN: 9781510849761.

ANNOTATION

Moroz R.M. Principles of construction of measuring power amplifiers. – Qualification scientific work with the manuscript copyright.

The thesis for a candidate of science degree in specialty 05.11.05 «Instruments and methods for measuring electrical and magnetic quantities». – The Institute of Electrodynamics, Kyiv, 2019.

The dissertation is devoted to development of principles of construction of measuring power amplifiers (MPA), which allow to achieve high accuracy and quality of reproduction of alternating voltages, currents and resistant to factors of influence of nonlinear load (NL) at reproduction of quantitative and qualitative

parameters of electricity (EE), and creation on their basis metrological equipment (ME).

The amount of energy consumed is recorded by electricity meters, and its quality is monitored by devices for measuring electricity quality indicators (EQI). Each year, most of them are subject to verification by metrological means of reproducing the normalized values of EE and EQI. There is a need to provide metrological support for electricity. Electricity is characterized by many parameters, among which are parameters such as current, voltage, power and EQI. All of these parameters are rigidly normalized by Standards, but not all of the normalized parameter values are provided with the corresponding ME. Thus, there was an urgent need for new metrological means of reproducing the normalized values of power, parameters of electricity and EQI. Such means are metrological arrangement (MA) containing either voltage and current sources or a generator-calibrator (GC) that reproduce the calibrated values of voltages, currents, phase offsets and EQI. The characteristics of the signals are significantly dependent on the characteristics of the MPA that are part of them.

The characteristics of MA determined by metrological characteristics (MC) of measuring power amplifiers were analyzed. It is established that not all MA meet the requirements of modern Standards and have a number of disadvantages:

- insufficient functionality,
- insufficient accuracy of reproduction of electricity parameters,
- significant level of non-sinusoidal on linear load
- inability to use with NL,
- low efficiency of the output amplifiers,
- low level or lack of automation,
- equipment prices are too high.

The result of the analysis is the systematization of MPA by essential indications. This allowed to choose the most promising MPA building principles

for further improvement. Due to the classification, two directions of development of MPA principles were distinguished:

- MPA that provide high output capacity for simultaneous verification of a large number of EE metering devices using stationary metrology facilities,
- MPA that provide simultaneous verification of one or two measuring devices at the installation site, which does not require high power, and is used in portable ME.

The most optimal MPA construction principles have been selected to further improve their characteristics.

The effect of MPA on the accuracy of reproduction of EE parameters is investigated. An analysis of the constituent uncertainty of power generation due to voltage and current amplifiers is made. Setting the power in low-cosine modes is limited by a certain angle shift and requires high stability of the phase shift of the measuring amplifiers in the current and voltage channels.

An angular error of electric power generation was analyzed. MPA must meet the requirements for the accuracy of reproduction, both the phase angle of the output current or voltage vector, and the accuracy of reproduction of its amplitude value. The analysis of the phase and amplitude component of the error of asymmetry reproduction, as well as the total error of reproduction of the zero sequence of the network. The analytical expression obtained allows us to claim that the error in which its complex nature is taken into account is several times higher than the error, which is determined only by the deviation of the amplitude of one of the vectors. The conclusion is that in order to ensure the asymmetry of the analyzers, the angular error of the signal reproduced by the amplifier must be within 0.005 degrees.

The expression by which the asymmetry reproduction error is calculated, caused by the inaccuracy of the amplitude of the vectors of the three-phase voltage system, and the total error of the reproduction of the zero sequence of the network, is calculated. It is found that the error, which takes into account its complex nature,

is several times higher than the error, which is determined only by the deviation of the amplitude of one of the vectors.

A method of eliminating the distortion of the AC voltage of the output amplifier GK from NL has been developed. A mathematical model of a feedback MPA device was obtained. The simulation was done using the Workbench circuit simulator. The analysis of the created model showed a decrease in the distortion of the MPA output signals to the permissible level of 0.5%.

Achieving a high level of symmetry is impossible without stabilizing all vectors of the three-phase voltage system. The analysis static of the fundamental harmonic stabilizers in the frequency range of the network were analyzed.

The development of MPA construction principles based on high-voltage digital-to-analog converters (HVDAC) is proposed. Using the main advantage of a digital generator - the use of the digital method for modeling a three-phase network, the principles of construction HVDAC were developed. This avoided most of the disadvantages of amplifiers. The essence of the work of HVDAC is to reproduce half-waves of a sinusoidal voltage by means of a diode circuit of switching of constant voltages, the levels of which were selected in proportion to the levels of the sinusoids according to the moments of their inclusion.

A significant reduction in the level of the switching voltage, a significant reduction in the level of distortion was achieved by replacing the diodes of transistors with the corresponding circuit switching. The digital code that carries the information directly controls the high-voltage transistors, which avoids the effects of interference and non-linear distortions, and the additional cost of an analog linear power amplifier.

Studies have shown that the principle of direct synthesis can be applied in the construction of channels of current GK, which allowed to obtain high output currents without the use of bulky output transformers. The MPA was first proposed on the basis digital-to-analog converter of the high-current (DACHC), which applied the principle of summation of reference currents. This made it possible to

create high-precision portable high-current (up to 100 Ampere) portable sources based on DACHC, weighing several times less than in the world's best models.

Particularly acute problem of creating sinusoidal voltage signals is in portable GC for metrology. The study of impulse voltage converters to create the MPA. The method of obtaining sinusoidal voltage from the stepped voltage of several series-connected inverters having output rectangular voltages of different but multiple frequencies is investigated. It is proved that the proposed method of composing rectangular signals in its essence is aimed at eliminating higher harmonics, from the closest to the main, aimed at the reproduction of a sinusoidal signal and allows to obtain a voltage with predetermined informative parameters and accuracy, using a low frequency filter is expedient for use in portable ME.

Using mathematical models and computer simulation of MPA was analysis. The influence of the output impedance of the HVDAC is investigated, formulas of calculations of the coefficient of nonlinear distortions K_{gr} of the proposed transistor SC and diode are obtained. As a result of studies it is proved that the transistor switching circuit for these conditions provides $\Delta = K_{grd}/K_{gr} \approx 16$ times less distortion of the output signal.

A computer model of a MPA based on HVDAC was developed and investigated, taking into account the real characteristics of the components. The proposed circuit model has allowed to study more widely the work of HVDAC, to determine the optimal parameters of the components, to calculate the MC of MPA, to estimate the distortion of the output signal, to significantly reduce the volume of physical modeling, to significantly reduce material and time costs.

The reliability of the results obtained in the work is substantiated by the coincidence of theoretical and experimental studies of the developed ME. On the basis of theoretical and experimental researches structural and basic schemes of MPA have been proposed, which were the basis of three-phase sources of voltage and current DNST-3 which is certified in the State Consumer Standard of Ukraine, implemented and used in the enterprise of "ELVIN" (Kyiv), generator-calibrator

DNST-3k, serial production of which was started in the enterprise of “ELVIN”, the automated arrangement UAP-3 for calibration of electric meters with extended range of working currents from 5 mA to 120A and voltages from several units to several hundreds of volts has been created, which is successfully certified in the State Consumer Standard of Ukraine, implemented and used in the enterprise “ELVIN”, SE "Khersonstandartmetrologiya" (Kherson) and the UAP-3M mobile metrology arrangement for the workplace for verification and calibration of switchboard devices by SATEC company, implemented in SE “National Energy Company“ Ukrenergo ”, a separate structural unit - Northern Power System.

Key words: reproduction, metrology equipment, electricity, measuring power amplifiers, calibrator, computer simulation

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ	18
ВСТУП	20
РОЗДІЛ 1 АНАЛІЗ ІСНУЮЧИХ ПРИНЦИПІВ ПОБУДОВИ ВИМІРЮВАЛЬНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ МЕТРОЛОГІЧНОГО ОБЛАДНАННЯ	29
1.1 Огляд характеристик вимірювальних підсилювачів потужності, які застосовуються у метрологічному обладнанні	29
1.2 Аналіз частотних характеристик вимірювальних підсилювачів потужності	48
1.3 Класифікація вимірювальних підсилювачів потужності	51
1.4 Висновки до розділу 1	55
РОЗДІЛ 2 ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ ВИМІРЮВАЛЬНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ ПОТУЖНОСТІ НА ТОЧНІСТЬ ВІДТВОРЕННЯ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ	58
2.1 Аналіз складової невизначеності відтворення потужності, обумовленої підсилювачами напруги і струму	58
2.2 Аналіз кутової похибки відтворення електричної потужності	62
2.3 Аналіз невизначеності відтворення несиметрії трифазної системи напруг	67
2.4 Висновки до розділу 2	73
РОЗДІЛ 3 РОЗРОБКА НОВИХ ПРИНЦИПІВ ПОБУДОВИ ВИМІРЮВАЛЬНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ ПОТУЖНОСТІ	75
3.1 Усунення спотворень змінної напруги вихідного	

	підсилювача генератора-калібратора від нелінійного навантаження	75
3.2	Аналіз статичної стабілізаторів основної гармоніки в діапазоні частот мережі	80
3.3	Розвиток принципів побудови високовольтних цифро-аналогових перетворювачів	89
3.4	Цифро-аналоговий перетворювач великого струму для застосування в портативних метрологічних установках	94
3.5	Аналіз процесу формування синусоїди із сигналів прямокутної форми на основі принципу суперпозиції	98
3.6	Висновки до розділу 3	108
РОЗДІЛ 4	АНАЛІЗ ВИМІРЮВАЛЬНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ ПОТУЖНОСТІ ЗА ДОПОМОГОЮ МАТЕМАТИЧНИХ ТА КОМП'ЮТЕРНИХ МОДЕЛЕЙ	110
4.1	Дослідження спотворень вихідного синусоїдального сигналу високовольтного цифро-аналогового підсилювача за допомогою математичної моделі	110
4.2	Дослідження комп'ютерної моделі вимірювального підсилювача потужності на основі цифро- аналогового перетворювача	120
4.3	Практична реалізація результатів досліджень	127
4.3.1	Мобільна метрологічна установка	128
4.3.2	Широкодіапазонний калібратор параметрів електричної мережі	129
4.3.3	Джерело напруги та струму	131
4.3.4	Автоматизована метрологічна установка	132
4.4	Висновки до розділу 4	134

	17
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ	136
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	138
ДОДАТОК А Список опублікованих праць за темою дисертації та відомості про апробацію результатів дисертації	156
ДОДАТОК Б Практичне застосування результатів роботи	159

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ ТА УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

АКГ – активний кондиціонер гармонік;
АЧХ – амплітудно-частотна характеристика;
БЖ – блок живлення;
БТ – біполярний транзистор;
БТІЗ – біполярний з ізолюваним затвором транзистор;
ВПП – вимірювальний підсилювач потужності;
ВПН – вольтметра постійної напруги;
ВТН – вимірювальний термоперетворювач напруги;
ВЦАП – високовольтний цифро-аналоговий перетворювач;
ГК – генератор-калібратор;
ГОН – генератор опорної напруги;
ДКПН – джерело каліброваної постійної напруги;
ЕЕ – електроенергія;
ЕП – еталон потужності;
ЗВ – засіб вимірювання;
ККД – коефіцієнт корисної дії;
КНС – коефіцієнт нелінійних спотворень;
КП – коректуючий пристрій;
КСС – коефіцієнт спотворення синусоїдальності;
МЗ – метрологічне забезпечення;
МО – метрологічне обладнання;
МУ – модуль управління;
МХ – метрологічні характеристики;
НН – нелінійне навантаження;
ОП – операційний підсилювач;
ПЗН – підсилювач змінної напруги;
ПК – персональний комп'ютер;
ПОЕ – прилад обліку електроенергії;

ПП – підсилювач потужності;

ПС – підсилювач струму;

ПТІЗ – польовий транзистор з ізольованим затвором;

ПЧК – перетворювач частоти в код;

ПЯЕ – показник якості електроенергії;

СДАЗС – стабілізоване джерело амплітуди змінного струму;

СКЗ – середньоквадратичне значення;

СК – схема комутації;

ТН – трансформатор напруги;

ФК – фазовий коректор;

ФНЧ – фільтр нижніх частот;

ФЧХ – фазо-частотна характеристика;

ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач;

ЦАПВС – цифро-аналоговий перетворювач великого струму;

ШІМ – широтно-імпульсна модуляція.

ВСТУП

Обґрунтування вибору теми дослідження

У підвищенні енергетичної безпеки України, покращення якості електричної енергії (ЕЕ) [87, 99, 104] та підвищення точності її обліку, вирішальну роль відіграє забезпечення автоматизації обліку електричної енергії з контролем показників якості електроенергії (ПЯЕ), що є Енергетичною стратегією України на період до 2030 року [1]. Енергетична безпека України, особливо з огляду на останні події, – це одне з найважливіших питань незалежності держави [64]. Однією з складових цієї проблеми є облік та якість електричної енергії [65, 72].

Обсяг спожитої енергії фіксується електролічильниками, а її якість контролюється приладами для вимірювання показників якості. Щороку більшість із них підлягає повірці, що виконується метрологічними засобами відтворення нормованих значень потужності електроенергії та ПЯЕ [108]. Для цього потрібно забезпечити метрологічну підтримку електроенергетики [37, 116].

Електрична енергія характеризується багатьма параметрами, серед яких такі параметри як струм, напруга, потужність та ПЯЕ. Всі ці параметри жорстко нормуються стандартами, але нормовані значення далеко не всіх параметрів забезпечені відповідними метрологічними засобами так як в розвинених країнах ці стандарти створюються та удосконалюються роками, а Україна має впроваджувати їх в стислий термін. Основним завданням Енергетичної стратегії України на період до 2030 р. [1] є приведення енергетичного комплексу країни у відповідність до світових вимог щодо економічності, екологічності, надійності тощо. Технічне оновлення галузі має супроводжуватись одночасним переглядом чинних та впровадженням нових нормативних документів, що призводить до удосконалення та адаптації нормативно правової бази енергетики України до міжнародних

законів і стандартів. Міжнародні стандарти на норми якості електроенергії ІЕС 1000 та ІЕС 61400-21 введено в дію вже більше десяти років (ДСТУ ІЕС 61400-21), а Міжнародний стандарт EN 50160 зовсім не давно (ДСТУ EN 50160). У цих стандартах вимоги до точності відтворення ПЯЕ зросли у 10 разів.

Загальний стан галузі електроенергетики визначається тим, що більшість метрологічного обладнання (МО) введено в дію в кінці 90-х років минулого сторіччя чи на початку двадцять першого. Також експлуатується і більш застаріле обладнання [62], метрологічні засоби (МЗ) потребують негайного оновлення.

Таким чином стала нагальна потреба в нових метрологічних засобах відтворення нормованих значень потужності, електроенергії та ПЯЕ.

Сучасне обладнання провідних фірм Європи коштує мільйони євро. Тому в Україні необхідно розвивати власні технології і виготовляти метрологічне обладнання, яке буде сучасним за технічним та ергономічним рівнем, а також матиме значно меншу ціну. Це дозволить закрити дефіцит метрологічних засобів та створити додаткові робочі місця.

Біля джерел створення фундаментальних основ метрології стояли такі українські вчені, як чл.-кореспонденти НАН України Таранов С.Г., Кузнецов В.Г., Волков І.В., Шидловська Н.А., доктори технічних наук Тесик Ю. Ф., Грінберг І.П., Гриб О.Г., канд. техн. наук Брайко В.В., Карасинський О.Л., Мірфайзієв О.М., Торосян А.І та зарубіжні: Лауг О.Б., Оленский А., Вілсон А., Ніколас Х.Т., Кестер В.

Вказані причини та закон про електроенергетику свідчать про те, що нагальною стала потреба в нових приладах, які б могли забезпечити підвищення точності вимірювання параметрів електроенергії та їх контроль. Метрологічними засобам відтворення нормованих значень потужності, електроенергії та ПЯЕ відводиться першочергова роль в цьому

питанні, особливо вимірювальним підсилювачам потужності (ВПП), як найважливішій їх складовій.

Аналіз інформаційних джерел показав, що на сьогоднішній день недостатньо приділено уваги принципам побудови ВПП для створення сучасного МО. Тому подана робота присвячена питанням розвитку принципів побудови вимірювальних підсилювачів потужності, як основної складової метрологічних засобів відтворення параметрів електромережі, що дозволяють аналізувати процеси забезпечення метрологічної точності, надійності, є важливою науково-прикладною задачею, а тема досліджень у цьому напрямку - актуальною.

Це обумовило тему представленої дисертаційної роботи.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами
Представлена дисертація є результатом виконання багаторічної традиційної тематики відділу контролю параметрів електромагнітних процесів Інституту електродинаміки НАН України по створенню окремих приладів, інформаційно-вимірювальних систем і засобів метрологічного забезпечення електроенергетики у частині вимірювання параметрів електричних мереж. Автор брав безпосередню участь у виконанні науково-дослідних та дослідно-конструкторських робіт, які проводились в межах Державної науково-технічної програми 1.9.2.7, „Метрологічне забезпечення, методи і засоби діагностики і підвищення надійності електроенергетичного обладнання” за завданнями Президії Національної академії наук України, а саме: „ЮПТЕР-5” - “Розвиток теоретичних основ створення вимірювально-обчислювальних систем обліку і оцінки якості електроенергії та комплексів метрологічного забезпечення” (№ДР 0109U007913, 2010-2014 р.р.) – співвиконавець; „Розробка та впровадження в серійне виробництво засобів вимірювання кутів зсуву фаз в електричних мережах ОЕС України” - „ОБ’ЄДНАННЯ.3.6-13”, (№ДР 0113U005242, 2013-2015 р.р.) – співвиконавець; „Межа-3” - розвиток наукових засад побудови вектормірних засобів нового покоління та

створення їх діючих зразків (№ДР 0112U002290, 2012-2016 р.р) – співвиконавець; „ЮПТЕР-6” - “Розробка нових методів відтворення параметрів електричної енергії та принципів побудови високоточних засобів вимірювання для потреб електроенергетики” (№ДР 0115U00280, 2015-2019 р.р.) – співвиконавець.

Мета і завдання дослідження

Метою роботи є розробка нових принципів та засобів підсилення, нечутливих до впливу нелінійного навантаження, які забезпечать метрологічну атестацію і перевірку вимірювачів потужності та параметрів якості електричної енергії.

Для досягнення поставленої в роботі мети необхідно вирішити наступні завдання:

- виконати порівняльний аналіз принципів побудови та характеристик вимірювальних підсилювачів потужності, що застосовуються в засобах відтворення параметрів ЕЕ;
- проаналізувати можливість роботи ВПП з нелінійним навантаженням (НН) для гарантування їх метрологічних характеристик (МХ);
- класифікувати ВПП за різними ознаками та узагальнити їх принципи побудови та структури;
- створити математичні та комп'ютерні моделі ВПП з метою забезпечення можливості прогнозування та удосконалення їх характеристик без макетування;
- дослідити ВПП за допомогою створених математичних та комп'ютерних моделей для розрахунку спотворень вихідного синусоїдального сигналу;
- теоретично дослідити стабільність ВПП та створити на основі проведених досліджень прецизійні ВПП придатні для подальшої автоматизації відтворення параметрів електричної мережі;

- експериментально дослідити розроблені ВПП та запровадити отримані результати наукових досліджень в серійних засобах відтворення параметрів електричної енергії.

Об'єкт дослідження – процеси відтворення параметрів трифазної мережі промислової частоти та їх нормованих значень у розширених діапазонах частоти, змінних струмів, напруг та кутів зсуву фаз з заданою точністю.

Предмет дослідження – вимірювальні підсилювачі потужності для створення прецизійних, багатофункціональних і автоматизованих засобів метрологічного забезпечення приладів обліку електричної енергії та параметрів її якості.

Методи дослідження

При виконанні роботи використовувались методи теоретичної електротехніки та математики, методи фізичного, математичного моделювання, математичний апарат рядів Тейлора та Фур'є, матричного обчислення і числового моделювання на електронних обчислюваних машинах. Достовірність отриманих у роботі результатів обґрунтована співпадінням теоретичних і експериментальних досліджень на розроблених з участю автора засобах метрологічного забезпечення.

Наукова новизна отриманих результатів дослідження полягає в розвитку принципів побудови вимірювальних підсилювачів потужності і створення на їх основі засобів метрологічного забезпечення електроенергетики.

Наукову новизну роботи становлять наступні результати і положення:

1. Вперше обґрунтовано вплив похибок вимірювальних підсилювачів на похибку відтворення потужності, що дозволило сформулювати вимоги до граничних рівнів окремих складових похибок ВПП.

2. Вперше проаналізовано комплексну невизначеність відтворення несиметрії трифазної системи напруг, що дозволило одержати коефіцієнт підвищення вимог за точністю до засобів відтворення параметрів якості трифазних електричних мереж.

3. Вдосконалено спосіб усунення спотворень змінної напруги вихідного підсилювача від НН, що дозволило зменшити коефіцієнт несинусоїдальності змінної напруги та застосувати його в портативному МО;

4. Проаналізовано та вдосконалено принципи побудови тракту корекції похибок стабілізаторів основної гармонійної складової вихідних струмів і напруг підсилювачів, які дозволили забезпечити стабільність калібрувальних сигналів у розширеному частотному діапазоні.

5. Запропоновано новий принцип побудови джерел струмів і напруг на основі ЦАП, що дало можливість його використання в точних, високостабільних і автоматизованих засобах метрологічного забезпечення приладів вимірювання потужності та параметрів якості ЕЕ.

6. Вперше створено математичну модель ВПП на базі ВЦАП, за допомогою якої доведено перевагу принципів його побудови та спроектовано підсилювач з заданою точністю відтворення амплітуди змінного сигналу і з очікуваним рівнем нелінійних спотворень.

7. Розроблено комп'ютерну модель ВПП на основі ВЦАП, за допомогою якої проведено дослідження метрологічних характеристик ВЦАП, що підтвердили точність відтворення амплітуд змінних сигналів та коефіцієнт їх нелінійних спотворень, отриманих за результатами математичного моделювання.

Практичне значення отриманих результатів

На основі теоретичних і експериментальних досліджень запропоновано структурні та принципові схеми ВПП, які були покладені в основу трифазних джерел напруги і струму ДНСТ-3, яке атестоване в

Укрметрестандарті України, впроваджено і використовується в підприємстві ЗАТ “ЕЛВІН” (м. Київ), калібратора ДНСТ-3к, серійне виробництво яких розпочато на підприємстві ЗАТ “ЕЛВІН”, створено автоматизовану метрологічну установку УАП-3 для повірки електролічильників з розширеним діапазоном робочих струмів від 5 мА до 120А і напруг від кількох одиниць до кількох сотень вольт, яка атестована в Укрметрестандарті України, впроваджена і використовується в підприємствах ЗАТ “ЕЛВІН”, ДП “Херсонстандартметрологія” (м. Херсон) та мобільну метрологічну установку УАП-3М для робочого місця з повірки та калібрування щитових приладів фірми SATEC впроваджену в ДП “Національна енергетична компанія “Укренерго”, відособлена структурна одиниця – Північна енергетична система. Копії документів, що підтверджують впровадження розробок, представлені в Додатках дисертаційної роботи.

Особистий внесок здобувача

Всі наукові положення і результати роботи, які винесені на захист, належать автору особисто. У роботах, опублікованих у співавторстві, здобувачеві належать: [85] – проведено порівняльний аналіз характеристик вимірювальних підсилювачів потужності, [109] - проведена систематизація вимірювальних підсилювачів потужності, які використовуються в метрологічному обладнанні і генераторах-калібраторах, встановлено чіткі взаємозв'язки між ними, структурована інформація; [83, 150] – запропоновано спосіб, розроблено та досліджено пристрій, що дозволяє зменшити спотворення підсилювача генератора-калібратора змінної напруги, спричинених нелінійним навантаженням; [101] – розвинуто принцип комутації високовольтного цифро-аналогового перетворювача; [115] - запропоновано дві спрощені математичні моделі, призначені для розрахунку зміни вихідного імпедансу та спотворень вихідного синусоїдального сигналу високовольтного цифро-аналогового перетворювача для різних видів

комутації опорних джерел напруг; [112] - запропоновано цифро-аналоговий перетворювач великого струму, заснований на принципі прямого синтезу, для застосування в портативних метрологічних установках, що дозволяє отримувати струми до сотні ампер, [114] – проведено аналіз статистики стабілізаторів основної гармоніки в діапазоні частот мережі, [84, 113] – досліджено метод формування синусоїди з групи сигналів прямокутної форми на основі принципу суперпозиції, розкрито теоретичні питання формування синусоїдальної напруги і методику дослідження, [149] – проаналізовано невизначеність відтворення статичних параметрів якості електроенергії з урахуванням їх комплексного характеру, [111] – досліджено комп’ютерну модель високовольтного цифро-аналогового перетворювача для застосування в портативних метрологічних установках.

Апробація результатів дисертації

Матеріали дисертаційної роботи доповідались та обговорювались на 6-х Міжнародних науково-технічних конференціях:

- XIII Міжнародній науково-технічній конференції „Проблеми сучасної електротехніки - 2014” (2-6 червня 2014, Київ),
- VII Міжнародній науково-технічній конференції молодих вчених «Електроніка-2015» (15-17 квітня 2015, Київ),
- XIV Міжнародній науково-технічній конференції „Проблеми сучасної електротехніки - 2016” (6-10 червня 2016, Київ),
- Міжнародній науково-практичній конференції „Мехатронні системи: інновації та інжиніринг” (15 червня 2017, Київ),
- 22nd IMEKO TC4 International Symposium & 20th International Workshop on ADC Modelling and Testing „SUPPORTING WORLD DEVELOPMENT THROUGH ELECTRICAL&ELECTRONIC MEASUREMENTS” (IASI, ROMANIA, September 14-15, 2017),
- XV Міжнародній науково-технічній конференції „Проблеми сучасної електротехніки - 2018” (4-8 червня 2018, Київ).

Обсяг і структура дисертації

Дисертація складається зі вступу, чотирьох розділів, висновків, двох додатків і списку використаних джерел з 154 найменувань. Загальний обсяг роботи становить 164 сторінок, з них 134 сторінки основного тексту, 57 рисунки, 6 таблиць.

РОЗДІЛ 1

АНАЛІЗ ПОБУДОВИ МЕТРОЛОГІЧНОГО ОБЛАДНАННЯ ТА ЗАСТОСОВАНИХ ВИМІРЮВАЛЬНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ

1.1 Огляд характеристик вимірювальних підсилювачів потужності, які застосовуються у метрологічному обладнанні

Електроенергія сьогодні є одним з найбільш затребуваних видів сировини в усьому світі. Відбувається постійний розвиток електроенергетики, збільшення обсягів її виробництва й вартості. Як будь-який товар, електроенергія повинна відповідати необхідній якості [3], їхня точність вимірювання нормуються Держстандартом ГОСТ 13109-97 [2] у СНД і міжнародним стандартом МЕК 61000-4-30 [8]. Ці вимоги постійно жорсткішають в країнах Європи, США, Росії й, відповідно, Україні. У свою чергу це веде до зростання вимог до точності обліку електроенергії [133] й вимірювання ПЯЕ [18 - 20, 23, 24, 29, 98, 103, 107]. Свідчення цьому, - заміна Держстандарту ГОСТ 26035-83 на ГОСТ 30207-94 [7] і ГОСТ 30206-94 [6] на засоби обліку й Держстандарту ГОСТ 13109-67, ГОСТ 13109-87 на ГОСТ 13109-97. Виходячи із цього, можна прогнозувати, що вимоги до метрологічних характеристик засобів обліку електроенергії й вимірювання ПЯЕ (далі ЗВ) будуть посилюватися.

Існує велика кількість різних ЗВ, що дозволяють вимірювати ПЯЕ й вести облік електроенергії [41], але вони, як і всі інші ЗВ, підлягають регулярній повірці. Для проведення перевірки й атестації необхідне джерело напруги й струму або спеціалізований генератор-калібратор (ГК), призначений для відтворення широкого ряду параметрів фазних напруг мережі, струмів, потужності й ПЯЕ. Загальна структурна схема включення ГК і ЗВ при перевірці представлена на рис. 1.1.

На структурній схемі позначений: БУ – блок управління й обробки даних, ЗВ №1 – ЗВ № k – ЗВ від 1 до k -го, ЕЗВ – еталонний засіб вимірів.

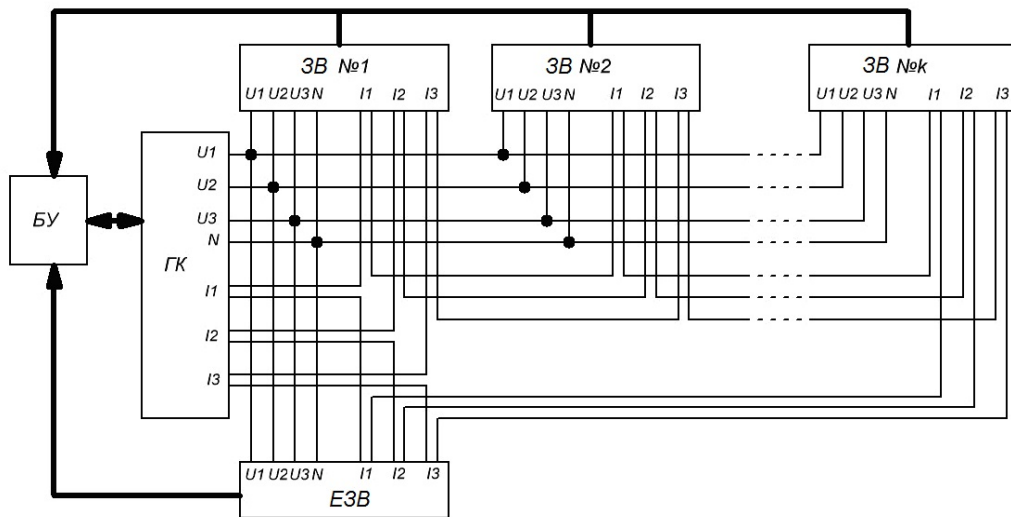


Рис. 1.1. Структурна схема включення ГК і ЗВ при перевірці

На виході генератора формуються фазні напруги U_1 , U_2 , U_3 і струми I_1 , I_2 , I_3 . Включення чотирипровідне з нейтраллю N . Напруги й струми подаються на ЗВ №1 - № k й еталонний ЗВ. Блок управління керує ГК, зчитує показання, що перевіряються й еталонного приладів, обчислює похибку вимірювання. Для проведення перевірки ЗВ №1 - № k еталонним ЗВ, дана схема дозволяє одержати «фантомну» активну потужність 3-х фазної мережі $P_{3\phi}$

$$P_{3\phi} = U_1 I_1 \cos \varphi_1 + U_2 I_2 \cos \varphi_2 + U_3 I_3 \cos \varphi_3, \quad (1.1)$$

де $\cos \varphi$ – кут фазового зсуву між струмом і фазною напругою. Отже, для високої точності перевірки необхідно встановлювати калібровані значення параметрів U , I , φ . При цьому похибка відтворення ПЯЕ повинна бути мінімум в 3 рази менше похибки вимірювання відповідно до ГОСТ 22261-94 [4].

Всі сучасні ЗВ є електронними приладами. Відповідно, мають потребу в електроживленні електронних ланцюгів для функціонування. Незважаючи на велику розмаїтість, багато ЗВ отримують електроживлення по лініях вимірювань фазних напруг. Електронні ланцюги блоку живлення представляють нелінійне навантаження на лінії фазних напруг ГК [48]. Нелінійний характер ланцюга визначається наявністю в ній

напівпровідникових нелінійних елементів (випрямляючих мостів, діодів, тиристорів і т.д.). Нелінійні електроспоживачі є причинами гармонічних спотворень, у результаті складання основної (1-ої) гармоніки номінальної частоти мережі з вищими гармоніками, що з'явилися по різних причинах. Було виявлено вплив багатьох ЗВ на вихідні сигнали. Це погіршує параметри якості тестового сигналу рис. 1.2.

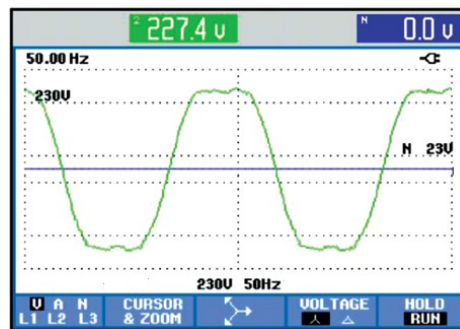


Рис. 1.2. Спотворення тестового сигналу

Наявність спотворень вносить неточність у калібрування ЗВ [46], тому що алгоритми роботи і їхнє конструктивне виконання [49, 55, 96] припускає відсутність спотворень [69]. Коефіцієнт спотворень синусоїдальності (КСС) кривої напруги K_U і його рівень обмежений стандартами [2, 4]. Тому ГК повинен забезпечувати роботу на нелінійне навантаження з мінімальним коефіцієнтом нелінійних спотворень K_U . Також, зростаюча кількість ЗВ вимагає збільшення вихідної потужності каналів відтворення напруги й струму. Збільшення вихідної потужності каналів напруги дозволяє перевіряти або калібрувати більшу кількість ЗВ одночасно. А їхній високий клас точності підвищує вимоги до спотворень синусоїдальності (робота на нелінійне навантаження) і стабільності сигналу. Сучасні ЗВ дозволяють пропускати прямі струми в 200 Ампер. Звідси й вимоги до ГК забезпечувати струми такої амплітуди.

Генератори-калібратори сьогодні промислово випускають ряд закордонних фірм в дальньому зарубіжжі і в Росії. На жаль, в Україні серійно не виробляються. Розглянемо ГК, які є доступними на ринку. Проаналізуємо

їхню структуру, принципи роботи, характеристики, здатність працювати з нелінійним навантаженням і задовольняти вищевказаним вимогам. Детально розглянемо вихідні підсилювачі, що формують сигнали струму й напруги на навантаженні. Основні метрологічні характеристики вихідних підсилювачів представлені в табл. 1.1 й 1.2. Необхідно відзначити, що ГК - дороге устаткування, їхня ціна починається від 0,5 млн. грн. (російський ГК «Энергоформа 3.3») до 2 млн. грн. (закордонний одноканальний ГК «Fluke 6100A», для 3-х фазної системи необхідно 3 блоки) [132], мають значну масу й габаритами.

Трифазний ГК змінної напруги «Парма ГС8.031» (ТОВ «Парма», м. Санкт-Петербург) має канали напруги «А, В и С», з'єднані за схемою «зірка» із загальною точкою «0», формує сигнали змінної напруги складної форми, що складаються із синусоїдального сигналу основної частоти й n -их гармонічних складових [33]. Структурна схема представлена на рис. 1.3.

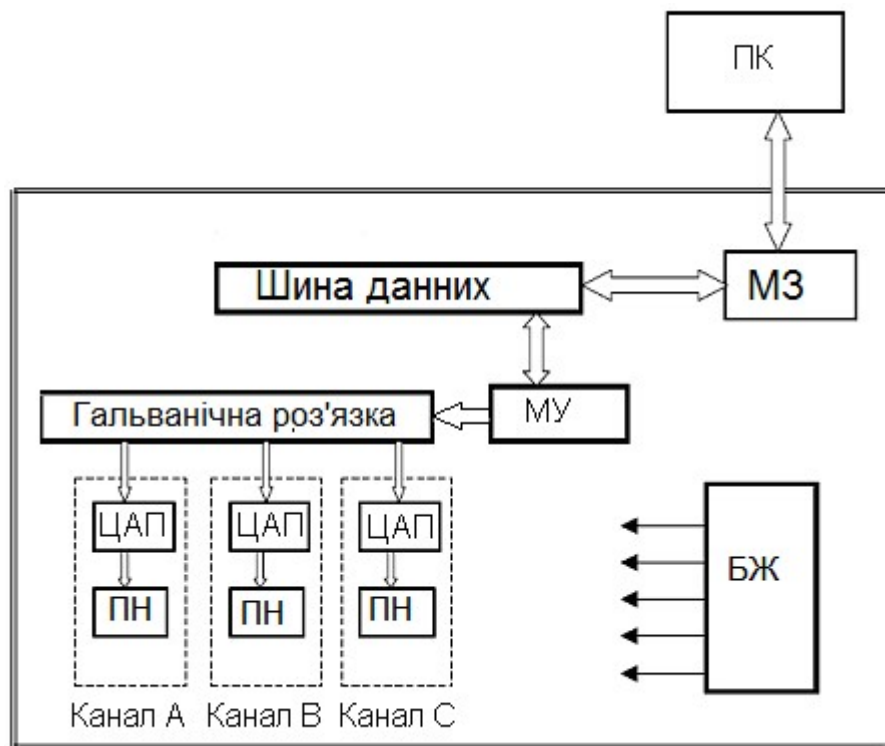


Рис. 1.3. Структурна схема трифазного ГК «Парма ГС8.031»

Персональний комп'ютер (ПК) із програмним забезпеченням призначений для керування роботою генератора, що зібраний у єдиному

блоці. Модуль зв'язку (МЗ) забезпечує зв'язок генератора з комп'ютером по інтерфейсу USB. Модуль управління (МУ) робить завантаження параметрів сигналів, що генерує, передає коди миттєвих значень вихідних сигналів у цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП) і формує часові параметри вихідних сигналів. ЦАП перетворює послідовні коди з модуля управління в низьковольтний аналоговий сигнал. Підсилювачі напруги (ПН) підсилюють напругу із ЦАП до необхідного рівня. Блок живлення (БЖ) виробляє напругу живлення для роботи всіх вузлів генератора. Канали струму відсутні.

«Парма ГС8.033» трифазний ГК формує сигнали змінної напруги й струму складної форми, що складаються із синусоїдального сигналу основної частоти й n -их гармонійних складових. Може застосовуватися для проведення перевірочних і регулювальних робіт, здійснюваних у процесі виробництва й експлуатації приладів, що вимірюють параметри трьох або однофазної системи напруг і струмів. Управління роботою ГК проводиться за допомогою панелі керування через клавіатуру (КЛ) і рідкокристалічний індикатор (РКІ), тому що модуль керування містить процесор, а також за допомогою ПК [35]. Структурна схема представлена на рис. 1.4.

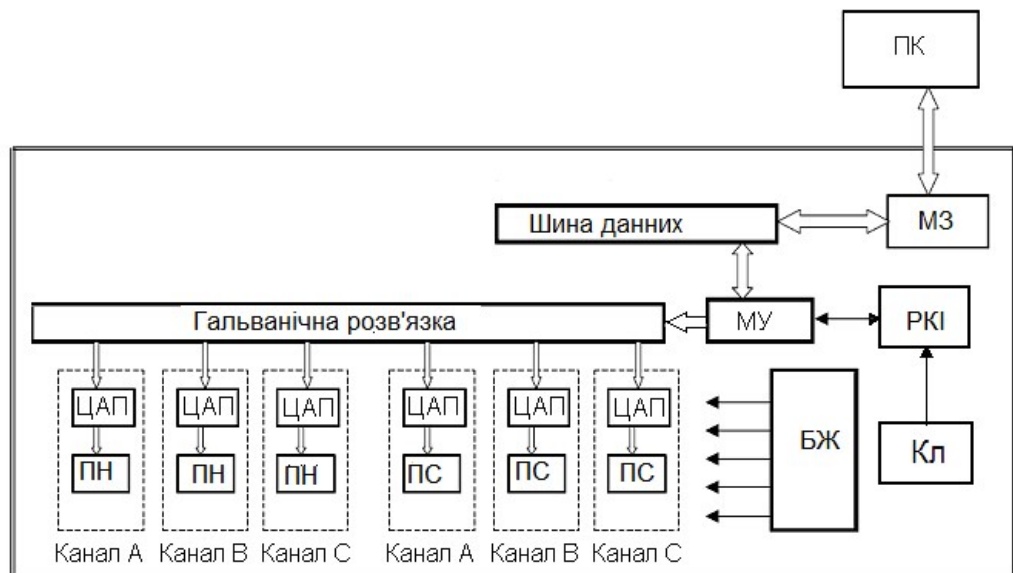


Рис. 1.4. Структурна схема трифазного ГК «Парма ГС8.033»

Принцип роботи подібний попередньому, але цей ГК має канали виходу струму. Підсилювачі струму (ПС) підсилюють сигнали від ЦАП до необхідного рівня струму на навантаженні.

Трифазне програмоване джерело змінного струму й напруги «Энергоформа 3.3» (ТОВ НПП «Марсэнерго», м. Санкт-Петербург) призначено для формування трифазної або однофазної системи струмів і напруг відповідно до запрограмованої цифрової моделі сигналу. Може застосовуватися при перевірці ЗВ активної, реактивної і повної потужності й енергії, при перевірці ЗВ показників якості електроенергії відповідно до ГОСТ 13109-97; при перевірці ЗВ діючого значення напруги й струму промислової частоти [34]. Управління аналогічно «Парма ГС8.033», але має інтерфейс RS-232. Структурна схема аналогічна рис. 1.4.

Робота джерела, як і попередніх, заснована на використанні принципу ЦАП. Підсилювачі напруги являють собою три високовольтних операційних підсилювачі (ОП) з польовими транзисторами на виході [129]. Всі три канали зібрані на одній платі, на якій також міститься БЖ вихідних транзисторів, вихідна напруга якого $\pm 350\text{В}$. На виході кожного каналу напруги встановлені запобіжники 0.25А. Підсилювачами струму є потужні ОП з негативним зворотним зв'язком по струму, що знімається зі зразкового шунта. Підсилювачі кожного каналу зібрані на окремих платах разом зі своїми блоками живлення. Управління діапазонами по струму й напрузі здійснюється командами модуля управління, що надходять на реле, які перемикають шунти. Виконання модульне в блоці.

«Энергоформа 3.1» - генератор трифазний, використовується у складі установки перевірконої універсальної «УППУ-МЭ 3.1К». Має три канали для формування струмів і напруг одно- чи трифазної мережі змінного струму. Відрізняється від попереднього ГК потужнішими підсилювачами, тому складається із блоків. Структурна схема й принцип роботи аналогічні наведеним вище. До складу установки «УППУ-МЭ 3.1К» входять три блоки підсилювачів струму «УТ-3.1» канали А, В і С. Сигнали, що задають форму і

величину вихідного струму та напруги, надходять з виходів генератора-синтезатора «Энергоформа-3.1» на входи підсилювачів струму й напруги фаз А, В, С, відповідно. Блок підсилювачів напруги «УН-3.1» складається із трьох незалежних підсилювачів напруги по каналах А, В и С [40].

ГК «Ресурс-К2» (фірма «Энерготехника» м. Пенза) відтворює вихідні електричні сигнали змінної напруги й струму трифазної системи зі значеннями, що задають довільно, ПЯЕ, для формування напруг й аналогічними для параметрів струмів [36]. Структурна схема й принцип роботи аналогічні «Энергоформа 3.3», але відсутнє ручне управління. Відрізняється блоком підсилювачів із програмованим коефіцієнтом підсилення, що здійснює попереднє підсилення й регулювання вихідних напруг. Підсилювачі мають два значення коефіцієнта підсилення, забезпечуючи два діапазони вихідних напруг і струмів. Вихідні підсилювачі мають двоканальну структуру: потужний трансформаторний силовий канал і прецизійний канал. Містять у своєму складі попередні підсилювачі, а також потужні вихідні підсилювачі. Три трансформатори напруги забезпечують необхідні значення вихідних напруг, а три трансформатори струму - необхідні значення вихідних струмів. Виконання моноблочне.

Установка «ЦУ6800И» (ЗАТ «Энергомера», м. Ставрополь) призначена для регулювання й перевірки ЗВ. Формує номінальні значення вихідних величин фазних напруг і струмів, завдання виконується вручну за допомогою перемикачів і регуляторів. Установлювані номінальні значення частот вихідних стабілізованих синусоїдальних сигналів відповідають значенням 50, 100, 200, 400, 500, 1000 Гц. Діапазон плавного регулювання частоти не менш $\pm 25\%$. На відміну від попередніх генераторів не може формувати гармонійні складові. Конструктивно установка складається з пульта управління, блоків напруги й струму, стенду. Прилади, що перевіряють, встановлюються на стенд. Стабілізовані вихідні напруги формуються блоками напруги ИНЕС.423146.006-03 [31] і струму ИНЕС.423146.005-03 [32]. Нестабілізовані вихідні напруги й струми формуються пультом управління за допомогою

трансформаторів й автотрансформаторів від мережі. Частота дорівнює частоті мережі живлення [38]. Структурна схема установки наведена на рис. 1.5. Структурні схеми й принцип роботи блоків напруги й струму подібні описаними вище ГК і відрізняються тим, що не можуть керуватися з комп'ютера.

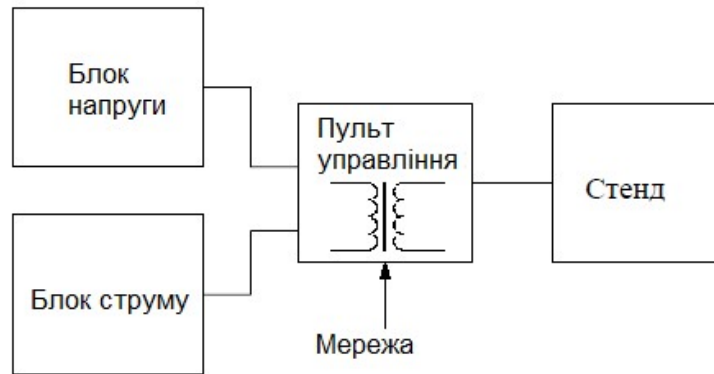


Рис. 1.5. Структурна схема установки

Для забезпечення спільної роботи блоків, з виходу генератора блоку напруги подаються імпульси, які синхронізують роботу генератора блоку струму. Вихідні каскади підсилювачів напруги і струму зібрані за мостовою схемою й працюють у режимі "В", охоплені зворотним зв'язком по постійному й змінному струму, мають захист від перевантаження. Для забезпечення необхідної стабільності вихідних струмів, напруги з вимірювальних трансформаторів подаються на схеми стабілізації, розташовані в підсилювачі. Вимірювальні трансформатори, які призначені для одержання напруги, пропорційної вихідному струму, що використовується для здійснення зворотного зв'язку по вихідному струму. Зміна значення вихідного струму отримується шляхом перемикання обмоток вимірювальних і вихідних трансформаторів та регулюванням значення опорної напруги. Конструктивно виконані в закінчених приладових блоках.

Установка «ЦУ6804М» забезпечує перевірку засобів вимірювання потужності й енергії, відтворюючи калібрований сигнал електричної потужності й видачу заданої кількості електричної енергії.

Таблиця 1.1

Характеристики підсилювачів російських ГК

Характеристики підсилювачів	Генератори						
	Парма ГС8.031	Парма ГС8.033	Энерго-форма 3.3	Энергоформа 3.1	Ресурс-К2	ЦУ6800И	ЦУ6804М
Діюче значення фазної напруги U_I , В і межі основної допустимої похибки, %	0 – 316,8 $\pm(0,02+0,01 \cdot (220/U_I-1))$	10 – 308 $\pm(0,016+0,0015 \cdot (220/U_I-1))$	20 – 240 ± 2	20 – 480 $\pm(1,0+0,5 \cdot ((60/U_I-1)) \pm(1,0+0,5 \cdot ((220/U_I-1))$	1 – 316,8 $\pm(0,05+0,01 \cdot (U_{НОМ}/U_I-1))$ $U_{НОМ}=100$ або 220	13 – 420 $\pm 0,1$	20 – 288 $\pm 0,33$ В
Діюче значення сили змінного струму I_I , А і межі основної допустимої похибки, %	Відсутні канали струму	0,05 – 7 $\pm(0,1+0,002 \cdot (7/I_I-1))$	0,05 – 7 ± 2	0,002 – 50 (або 100) $\pm(1,0+0,5 \cdot (50/I_I-1))$	0,001 – 7,5 $\pm(0,05+0,01 \cdot (I_{НОМ}/I_I-1))$ $I_{НОМ}=1$ або 5 А	0,005 – 10 (100 А з мережі) $\pm 0,1$	0,001 – 10 $\pm 0,11$
Нестабільність напруги/струму не більше за хвилину, %	немає даних. / -	немає даних / немає даних	0,03	$\pm 0,02$	немає даних / немає даних	$\pm 0,1$	$\pm 0,01/\pm 0,1$

Продовж. табл. 1.1

КСС напруги K_U / струму K_I , % (вид навантаження)	0.01 (немає даних)	0.01 (немає даних)	1 (на лінійному опорі)	2 (немає даних)	0,01/0.05 (немає даних)	> 2, як у мережі, без стабілізації (немає даних)	> 1 (немає даних)
Частота основної гармоніки f , Гц	45 – 55	45 – 55	45,7 – 55	45 – 70	45 – 65	37,5 – 62,5	47,5 – 63
Кількість гармонік, n	2 – 40	2 – 40	2 – 40	2 – 40	2 - 40	100 – 1000 Гц	1
Максимальна вихідна потужність ПН P_{Umax} ,/ПС P_{Imax} , В·А	10/—	15/31	10/5	15/50	15/14	25/17,5 або (200 ВА без стабілізації)	20/15
Підсилювачі напруги/ струму	немає даних / -	немає даних / немає даних	Високо- вольтний ОП/ низьковольтний ОП	немає даних/ немає даних	Аналогові підсилювачі із трансформаторним виходом	Підсилювачі в режимі В з трансформаторними виходами	Підсилювачі із ШІМ і трансформаторним виходом
Маса ГК, кг.	8	10	12		35		40
Ціна, млн. грн.	0,5	1,2	0,72	1,4 – 2,04	0,9	2,4	1,35

Вона складається з базового блоку й стенда [39]. На відміну від «ЦУ6800» має автоматичний режим. Відтворює тільки основну частоту стабілізованого струму до 10 А. Структурна схема базового блоку установки й принцип роботи аналогічні «Энергоформа 3.3». Вихідні підсилювачі являють собою підсилювачі із широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ). Вихідний сигнал з підсилювачів подається на блок трансформаторів, що узгоджують підсилювачі потужності з навантаженням.

Установки та ГК виробників дальнього зарубіжжя представлені нижче наступним устаткуванням.

Багатофункціональний генератор «Fluke 6100A» (фірма «Fluke», Нідерланди) забезпечує однофазні електричні сигнали (для розширення струмового діапазону застосовується додатковий підсилювач струму (ПС) «Fluke 6101A») з параметрами, необхідними для тестування й перевірки вимірювального устаткування [154]. Відтворює спотворення електричного сигналу, такі як гармонічні спотворення, зміну фази, пульсації й зміни напруги, перенапруги і т.д. Щоб сформувати трифазну систему напруг, необхідно додати допоміжні блоки «Fluke 6101A», які керуються інтерфейсом користувача головного блоку «6100A». Відрізняються від основного відсутністю інтерфейсу користувача. Управління ГК, завдання параметрів вихідних сигналів здійснюється через вбудований комп'ютер із програмним забезпеченням [151].

Одномісна система для випробувань засобів обліку електроенергії «MTS 301» (фірма «Zera», Німеччина) містить генератор струму, напруги «MTS 301» і настільну вимірювальну систему [143]. Джерело струму й напруги «SPE 120.3» входить до складу перевірконої установки «МТЕ-Е» (фірма «МТЕ», Швейцарія) для випробувань і перевірки ЗВ. Вихідні підсилювачі напруги й підсилювачі струму працюють за принципом ШІМ [144]. ГК «С300» (фірма «Calmet», Польща) використовується для регулювання, контролю й перевірки ЗВ. Являє собою трифазне джерело живлення змінного струму й напруги із програмованим значенням гармонік

[152]. Забезпечує трифазні сигнали напруги й струму складної форми, що складаються із синусоїдального сигналу основної частоти й n -их гармонічних складових. Управління проводиться за допомогою комп'ютера із програмним забезпеченням через інтерфейс RS 232.

У документації іноземних генераторів-калібраторів немає структурних схем, крім «4500Fx» [135]. Але, виходячи з опису принципу роботи, структури й функціональних можливостей, можна вважати, що вони подібні представленим вище (рис. 1.4).

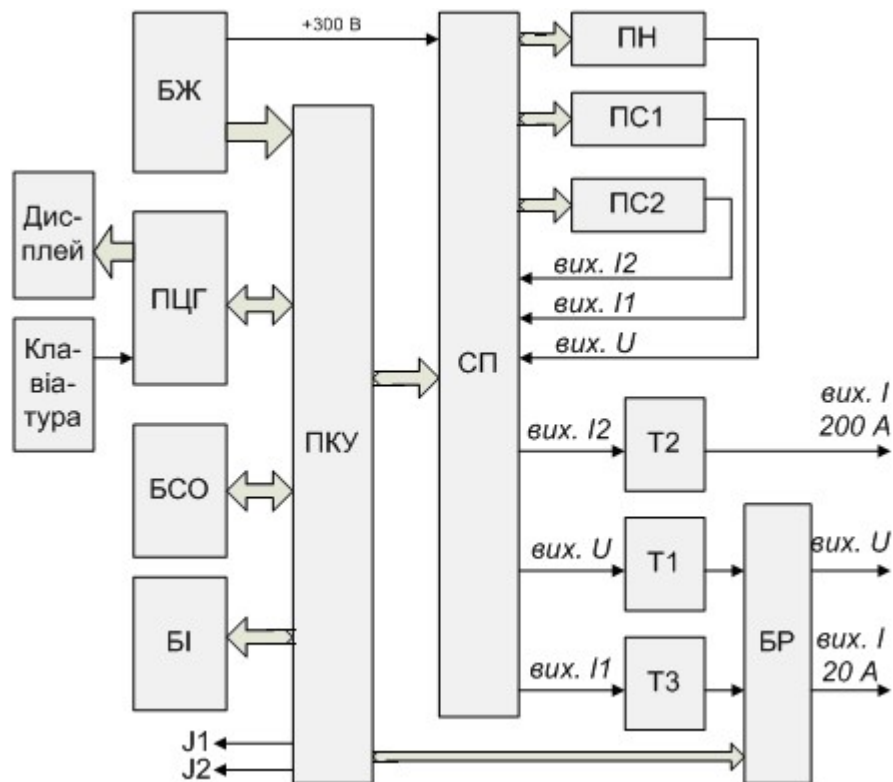


Рис. 1.6. Структурна схема генератора «4500Fx»

Генератор змінної напруги й струму «4500Fx» (фірма «California Instruments», США) забезпечує однофазні електричні сигнали тільки основної частоти. Щоб сформувати трифазну систему напруг, необхідно додати ще два генератори «4500Fx», які будуть працювати синхронізовано з основним. Управління здійснюється вручну за допомогою внутрішнього контролера через вбудовану клавіатуру [135]. Структурна схема генератора наведена на рис. 1.6. Програмований цифровий генератор (ПЦГ) формує гармонійні сигнали для ПН й струму (ПС1 й ПС2) та сигнали управління і

вимірювання. Він містить у собі мікропроцесор, ЦАП для одержання гармонійного сигналу, аналого-цифровий перетворювач (АЦП) для вимірювання і підключений до плати контролю й управління (ПКУ). Остання забезпечує керування, передачу сигналів і контроль функціональності. До неї підключені блок струмового обмеження (БСО), БЖ, блок реле (БР), блок індикації (БІ), силова плата (СП). Із цифрового генератора гармонійні сигнали проходять через плати контролю й силову, надходячи на підсилювачі напруги й струму (ПС1 або ПС2), які працюють у ключовому режимі (підсилювачі із ШІМ) на частоті 200 кГц. Силові каскади живляться від постійної напруги амплітудою 300 В. Вихідні сигнали з підсилювачів передаються на силову плату, а потім на первинні обмотки трансформаторів напруги Т1 і струму Т2, Т3. Вторинні обмотки трансформаторів Т1, Т3 комутуються блоком реле на вихідні затискачі, відповідно до необхідному діапазону. Блок струмового обмеження забезпечує захист вихідних підсилювачів від перевантаження по вихідному струму й керує коефіцієнтом підсилення підсилювачів. Синхронізація блоків здійснюється через роз'єми J1 й J2.

Зробивши аналіз характеристик ГК російського виробництва можна стверджувати, що вони мають ряд недоліків і не повною мірою відповідають стандартам. Серед недоліків розглянемо тільки ті, на які впливають характеристики підсилювачів струму й напруги.

Генератор «Парма ГС8.031» не має каналів струму, відповідно, не може використовуватись для перевірки й атестації ЗВ з каналами струму. Має найнижчу вихідну потужність на рівні 10 ВА. Відповідно до стандартів ІЕС1036 (1996-9), ГОСТ 13109-97, сумарна споживана потужність в ланцюзі напруги, включаючи джерело живлення, не повинна перевищувати в номінальному режимі 2 Вт чи 10 ВА. Дуже часто номінальне значення споживаної потужності становить 7 ВА. Тому, метрологічні характеристики при граничному і, до того ж нелінійному навантаженні, будуть сильно погіршені. КСС кривої напруги рівний 0,01% один з кращих,

Таблиця 1.2

Характеристики підсилювачів зарубіжних ГК

Характеристики підсилювачів	Генератори				
	Fluke 6100A	MTS 301	SPE 120.3	C300B	4500Fx
Діюче значення фазної напруги U_I , В і межі допустимої основної похибки, %	1 - 1008 ±0,01	0 - 320 ±0,01	30 - 300 ±0,05	0,5 - 560 ±0,05	0 - 270 ±0,02
Діюче значення сили змінного струму I_I , А і межі основної допустимої похибки, %	0,01 - 80 ±0,01	0,001 - 120 ±0,01	0,001 - 200 ±0,05	0,005 - 120 ±0,05	0,02 - 200 ±0,05
Нестабільність напруги /струму не більше за хвилину, %	немає даних	немає даних	±0,025	немає даних	±0,04 В/ ±0,05 % за 24 год.
КСС напруги K_U /струму K_I , % (вид навантаження)	0,1/0,316 (на лінійному опорі)	0,5 (на лінійному опорі)	0,5 (на лінійному опорі)	0,5 (немає даних)	< 1/< 1.5 (на лінійному опорі)
Частота основної гармоніки f , Гц	16 – 850	40 – 70	45 – 65	45 – 70	47 – 66
Кількість гармонік, n	2 - 100	2 – 10	2 - 20	2 – 31	1
Максимальна вихідна потужність ПН P_{Umax} /ПС P_{Imax} , В·А	50/160	30/200	600/600	35/60	1500/1500
Застосовані підсилювачі напруги/струму	немає даних	немає даних	Підсилювачі із ШІМ	немає даних	Підсилювачі ШІМ з трансформаторами
Маса ГК, кг.	30	80	100	34	75
Ціна ГК, млн. грн.	2,1	7,5	4,5	1,5	3,6

але не зазначено вид навантаження.

З наведених вище даних, можна зробити висновок, що воно має бути лінійним. Може застосуються лише для перевірки ЗВ ПЯЕ по напрузі із зовнішнім живленням. «Парма ГС8.033», «Ресурс-К2» мають канали струму, але максимальне значення відтворення струму обмежене на рівні 7А. Мають високу стабільність і точність вихідних сигналів. КСС кривої напруги на рівні 0,01%, але вид навантаження не вказаний. Так як вихідна потужністю підсилювача напруги дорівнює 15 ВА, як було показано вище, заявлені характеристики можуть бути гарантовані тільки на лінійному навантаженні. Межі похибки відповідають стандарту [2] з урахуванням того, що похибка відтворення ПЯЕ в 3 рази менше похибки вимірювання [4], тобто не більше 0,17%. Можуть використовуватися для атестації ЗВ тільки із зовнішнім живленням. «Енергоформа 3.3», «Енергоформа 3.1», «ЦУ6800І», «ЦУ6804М» через високу похибку відтворення фазної напруги (від 1 до 2% при необхідній 0,17%), відповідно до [2, 4], не придатні для атестації та перевірки ЗВ ПЯЕ і засобів обліку електроенергії з вимірювачем ПЯЕ. В установках «ЦУ6800І», «ЦУ6804М» немає можливості задавати гармоніки. Також, високий КСС кривої напруги (2%) і невелика (максимально 25 ВА) вихідна потужність підсилювачів приводить до висновку, що метрологічні характеристики ГК гарантуються тільки на лінійному навантаженні. В описі ГК «Енергоформи 3.3» вказується, що заявлене значення спотворень гарантується на лінійному опорі. До достоїнств «Енергоформи 3.1» можна віднести максимальний вихідний струм в 100А. Такий же вихідний струм може забезпечити «ЦУ6800І», але тільки без стабілізації, через трансформатор струму з електромережі, з великою похибкою, низькою стабільністю, високим КСС кривої струму, рівним значенню мережі (> 4%). Тому її не можна застосовувати для перевірки й атестації ЗВ високого класу, тим більше, що вимірюють ПЯЕ.

Закордонні ГК мають кращі характеристики. «Fluke 6100А», «MTS 301», «SPE 120.3», «С300В», «4500Fх» мають низьку похибку відтворення

вихідних напруг і струмів (0,01 – 0,05%), високу стабільність, більш високою вихідною потужністю (35 – 1500 ВА), відтворюють струми великої амплітуди (80 – 200 А). Можуть використатися для перевірки й атестації ЗВ ПЯЕ й засобів обліку електроенергії високого класу, відповідно до стандартів [2, 4], крім «4500Fx». В 4500Fx немає можливості відтворювати гармонічні складові. ГК забезпечують низький КСС кривих напруг (0,1 - 1%) і струмів (0,3 - 1%), але гарантовано тільки на лінійному навантаженні. Таким чином дотримання заявлених характеристик не гарантується при підключенні ЗВ з живленням від ліній напруги. До недоліків також можна віднести те, що устаткування світових виробників значно дорожче російського. Що до переваг - мають менші габарити при більшій вихідній потужності, більші функціональні можливості, кращі метрологічні характеристики.

Таким чином, проаналізувавши характеристики всіх перерахованих ГК можна відзначити, що забезпечення заявлених метрологічних характеристик вихідних підсилювачів гарантується тільки на лінійному навантаженні.

Узагальнимо принципи побудови ГК, виходячи зі структурних схем (рис. 1.3 – 1.6) і описів. На підставі цих даних, складена загальна структурна схема, що спрощено представлена на рис. 1.7. До вузлів, які є основними у всіх цих приладах, належать: МУ (може містити в собі процесор, порт підключення до комп'ютера, органи управління (КЛ, дисплей кнопки, перемикачі й т.д.), ЦАП, підсилювачі (напруги й/або струму), БЖ.

Принцип роботи полягає в наступному. МУ по команді з ПК або органів управління генерує цифровий код, що надходить на ЦАП. На виході ЦАП формується аналоговий сигнал низького рівня. Генерування сигналів для відтворення напруг і струмів електромережі мережі відбувається на основі цифро-аналогового перетворення, інша його назва прямий цифровий синтез (DDS - Direct Digital Synthesis) [126]. Потім отриманий сигнал, підсилюється підсилювачем напруги або струму. Вихідні сигнали подаються на навантаження прямо або через трансформатори. Підсилювачі можуть бути як аналогові, так ключові із ШІМ, які більш ефективні. БЖ формує необхідні

напруги живлення. Багатофазність генератора забезпечується відповідною кількістю ЦАП і підсилювачів напруги і струму. Пристрої з невеликою вихідною потужністю побудовані в одному конструктивному блоці, з високою - у вигляді окремих блоків.

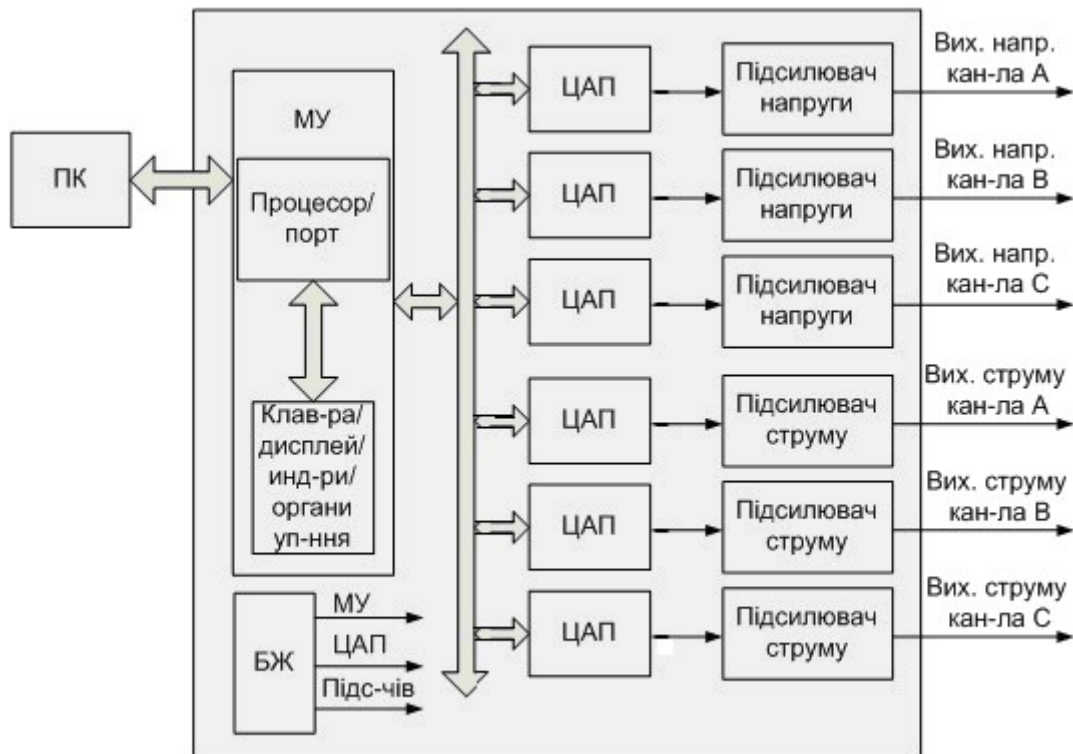


Рис. 1.7. Загальна структурна схема ГК

Не складно помітити, що навіть ідеально синтезований сигнал ЦАП може бути помітно погіршений при посиленні вихідним підсилювачем низького класу. Характеристики ГК і метрологічного обладнання сильно залежать від характеристик підсилювачів і навантаження. Тому необхідно застосовувати вимірювальні підсилювачі потужності, які будуть із мінімальними відхиленнями відтворювати величини з виразу (1) при низькому значенні спотворень K_U не тільки на лінійному опорі, але й на нелінійному навантаженні.

Таблиця 1.3

Необхідні параметри вихідних підсилювачів ГК

Необхідні параметри вихідних підсилювачів	Генератори											
	Парма ГС8.031	Парма ГС8.033	Энерго-форма 3.3	Энерго-форма 3.1	Ресурс-К2	ЦУ 6800И	ЦУ 6804М	Fluke 6100A	MTS 301	SPE 120.3	C300B	4500 Fx
Діюче значення фазної напруги U_I , від 22 до 323 В	—	—	—	+	—	+	—	+	—	—	+	—
Відносна похибка відтворення $\leq 0,17\%$	+	+	—	—	+	+	—	+	+	+	+	+
Діюче значення сили змінного струму I_I , від 1 мА до 200 А	Немає каналів струму	—	—	—	—	—	—	—	—	+	—	+
Відносна похибка відтворення $\leq 0,17\%$	Немає каналів струму	+	—	—	+	+	—	+	+	+	+	+

Вивченню й розробці систем на основі цифрового синтезу присвячено досить багато робіт, наприклад [75, 141, 152]. Але питанням дослідження й розробці вимірювальних підсилювачів потужності, особливо тим, що працюють із нелінійним навантаженням, приділено дуже мало уваги [42, 152]. Розглянуті генератори тому підтвердження. Виходячи із цього, даний напрямок є перспективним і важливим.

Проведено порівняльний аналіз характеристик підсилювачів на відповідність параметрам відповідно до Держстандартів ГОСТ 13109-97 і ГОСТ 30206-94 з врахуванням ГОСТ 22261-94 табл. 1.3 (знак «+» - генератор забезпечує потрібний параметр, знак «-» - ні). Аналіз характеристик підсилювачів (табл. 1.1, 1.2) показує, що існуючі ГК не задовольняють вимогам атестації, перевірки ЗВ ПЯЕ й обліку електроенергії повною мірою (табл. 1.3). Підсилювачі не забезпечують заявлені характеристики на нелінійних навантажувальних ланцюгах ЗВ.

1.2 Аналіз частотних характеристик вимірювальних підсилювачів потужності

Проведені дослідження [85] показали, що метрологічні характеристики калібраторів значною мірою визначаються конструкцією вихідних підсилювачів та їх режимом роботи. Більшість з них працюють у режимі АВ [137], D [153] чи гібридному [136] та часто містять вихідні низькочастотні трансформатори [134]. Спираючись на ці дослідження та роботи [137, 153, 136, 134], зроблено огляд та аналіз технічних рішень побудови ВПП.

Підсилювачі, які працюють в режимі АВ (рис. 1.8) мають ряд переваг, таких як лінійність, стабільність у часі, низький коефіцієнт нелінійних спотворень (КНС). Вихідні кола можуть бути побудовані на біполярних (БТ), біполярних з ізольованим затвором (БТІЗ), польових з ізольованим затвором (ПТІЗ) транзисторах. Частотні характеристики підсилювача на БТ, особливо такі як верхня гранична частота підсилення ВПП f_h , в області високих частот

(ВЧ), визначаються коефіцієнтом передачі струму транзистора h_{FE} , який зменшується зі збільшенням частоти вхідного сигналу [68].

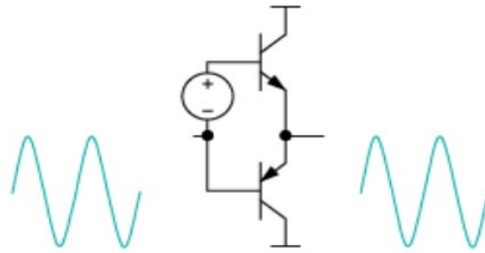


Рис. 1.8. Структурна схема підсилювача режиму АВ

Високовольтні транзистори, що застосовуються при побудові безтрансформаторних ВПП є низькочастотними ($f_T < 3$ МГц) і дозволяють отримати верхню граничну частоту підсилення ВПП близько 100 – 150 кГц.

Підсилювачі на ПТІЗ є деяким покращенням ВПП з БТ. Але у загальному випадку за швидкодією, а отже, частотними властивостями польові транзистори не мають переваг перед біполярними транзисторами. Також гранична частота, як і у БТ, знижується з ростом напруги витік-стік. Підсилювачі на БТІЗ є різновидом вище розглянутих. Застосування низьковольтних транзисторів, які більш високочастотні, не вирішує проблеми, так як для отримання вихідної напруги, рівній мережевій, потрібно застосувати підвищуючий трансформатор напруги (ТН) Т1 (рис. 1.9)

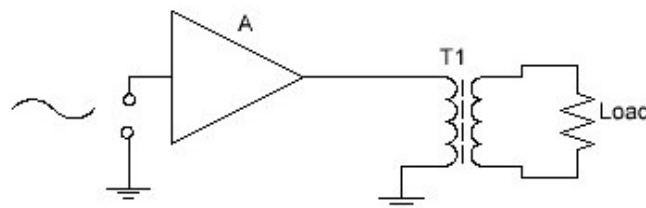


Рис. 1.9. Застосування підвищуючого трансформатора напруги

Граничні частоти ТН з осердям із електротехнічної сталі чи пермалою обмежені частотами приблизно в 50 - 100 кГц, а на дорогому з аморфного заліза – 200 – 300 кГц. При цьому, ТН вносить втрати, що погіршує ККД підсилювача, який для режиму АВ не перевищує 72% (є суттєвим недоліком

даного типу підсилювача), обмежує нижню граничну частота підсилення ВПП f_l та масогабартні показники [45].

Підсилювачі, які працюють в режимі D (рис. 1.10), мають ряд переваг над попередніми. Внаслідок того, що вихідні транзистори працюють в ключовому режимі, головна їх перевага це високий ККД (до 90%), значно менша маса та габарити при зрівняній вихідній потужності. Їхні недоліки - більш високий КНС і рівень шуму, внаслідок перетворенням вхідного сигналу в ШІМ. Через співрозмірність тактової й робочих частот у підсилювачі створюється можливість виникнення ефекту «дроблення імпульсу», коли в тактовий період формується більш одного імпульсу. Це утрудняє формування в навантаженні коливання, що повністю повторює вхідне. Зазначені особливості приводять до збільшення спотворень відновленого сигналу й змушують вибирати тактову частоту в десятки разів більшу верхньої граничної частоти діапазону підсилюваних коливань. Вихідні кола зазвичай побудовані на БТІЗ чи ПТІЗ транзисторах. Таким чином, досяжна частота комутації для цих транзисторів в 200 кГц, а максимальний відтворюваний якісний сигнал буде в діапазоні до 20 кГц. А присутній вихідний фільтр, який потрібний для подавлення несучої частоти, вносить суттєвий фазовий зсув в вихідний сигнал.

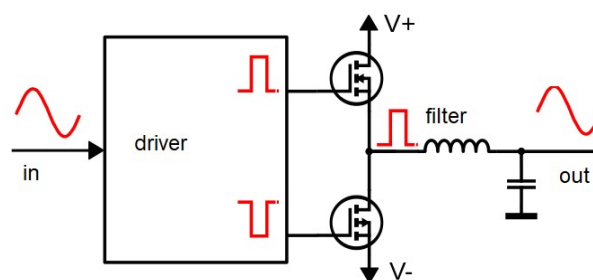


Рис. 1.10. Структурна схема підсилювача режиму D

У гібридних підсилювачів (рис. 1.11) використовується декілька, працюючих по черзі на загальне навантаження, підсилювальних каналів, перемикання яких відбувається залежно від величини миттєвого значення сигналу. Перший з каналів LPA (використовується при малих миттєвих значеннях сигналу) завжди працює в лінійному режимі АВ, інший НРА



Рис. 1.12 Класифікація ВПП по призначенню.

Першою істотною ознакою є призначення ВПП у складі ГК. Всі ВПП можна розділити на два великих класи, це підсилювачі напруги й підсилювачі струму (рис. 1.12). Такий розподіл обумовлений умовами роботи підсилювачів у генераторах, тому що вихідні струми й напруги формуються окремо. Підсилювачі напруги підсилюють вхідний сигнал до необхідного значення напруги на виході [121], підсилювачі струму – до необхідного значення струму. Відповідно, застосовуються для живлення ланцюгів напруги й ланцюгів струму ЗВ. Наступна класифікація зроблена за технічними характеристиками (рис. 1.13).

Всі підсилювачі, у загальному випадку, характеризуються смугою пропускання Δf , що дорівнює різниці верхньої f_v і нижньої f_n граничних частот. Смуга пропускання підсилювача, найчастіше, дорівнює ширині спектра підсилюваного сигналу. Підсилювачі використовуються в складі ГК, що відтворює параметри мережі змінного струму, смуга пропускання, у загальному випадку, визначається вимогами Держстандарту ГОСТ 13109-97 і ГОСТ 22261-94. Тому ВПП діляться на підсилювачі зі смугою підсилення тільки основної гармоніки 45 – 55 Гц або зі смугою пропускання достатньої для підсилення гармонік сигналу, які кратні основній. Кількість гармонік n може бути від 2 до 100.

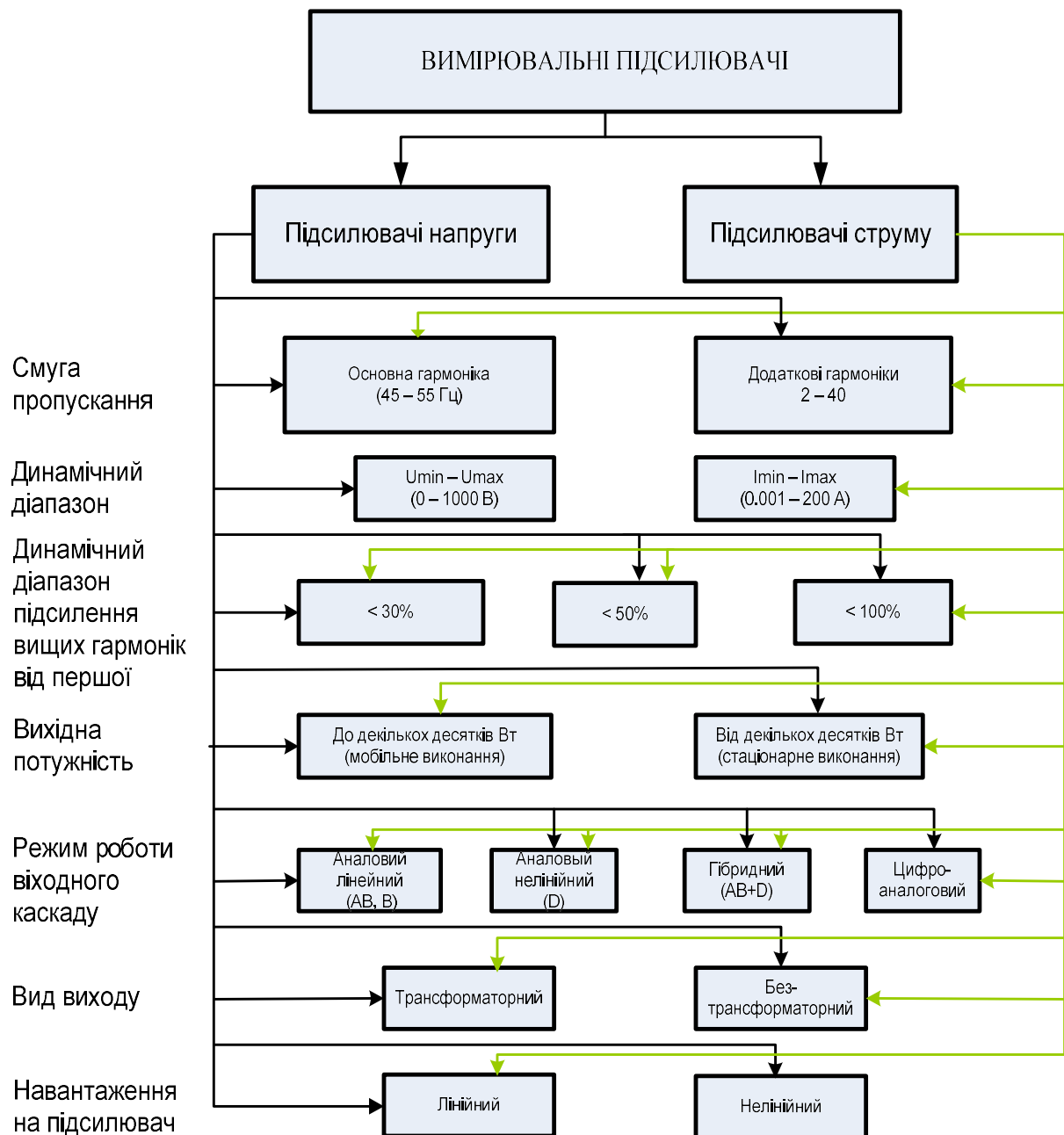


Рис. 1.13. Класифікація ВПП за технічними характеристиками.

Наступною ознакою, характерною для підсилювачів потужності, є динамічний діапазон. Для підсилювачів напруги це мінімальне U_{min} і максимальне U_{max} значення вихідної напруги, а для підсилювачів струму - мінімальний I_{min} і максимальний I_{max} вихідний струм. Мінімальна напруга може становити від частки вольт до декількох десятків або навіть сотень вольт, максимальна напруга - від сотні до тисячі вольт. Також, мінімальне

значення вихідного струму від декількох міліамперів до сотні міліамперів, а максимального від одиниць до декількох сотень амперів.

ВПП відрізняються відносним динамічним діапазоном підсилення вищих гармонік K_U . Вони здатні підсилювати гармоніку основної частоти до 30%, 50% або 100% щодо першої. Дана вимога визначає амплітудно-частотну характеристику (АЧХ) підсилювача. Характеристика особливо важлива для підсилювачів, застосовуваних у генераторах для перевірки впливу гармонік струму й напруги на ЗВ, а також атестації вимірювачів ПЯЕ.

Підсилювачі різняться вихідною потужністю, тому що підсилюють слабкий вхідний сигнал, отриманий з виходу попереднього каскаду, до відповідної потужності навантаження в каналах напруги й струму. Потужність, що розвивається, може бути від десятка до тисяч ВА. Як правило, ВПП у генераторах-калібраторах мобільного або багатофункціонального типу високого класу характеризуються не великою потужністю (рідко досягає 50 ВА), більшої потужності застосовуються в стаціонарному обладнанні, що застосовується для групової перевірки ЗВ.

По режиму роботи вихідного каскаду ВПП класифікують на аналогові лінійні, аналогові нелінійні (імпульсні), гібридні й цифро-аналогові.

Аналогові працюють із прямим підсиленням вхідного сигналу, при цьому вихідний каскад може працювати в режимі В, АВ. Найпоширеніший режим АВ через баланс КПД (до 78%) і КНС, рідше В. Інші режими не застосовуються при побудові ВПП, тому що їм властиві високі значення спотворень або низький ККД.

Імпульсні підсилювачі (режим D) працюють із перетворенням вхідного сигналу в ШІМ, під керуванням модуляторів відбувається комутація вихідних транзисторних ключів, що забезпечує високий ККД (що досягає 90%), дозволяють розвивати більшу потужність, мати відносно менші габарити. Їхні недоліки - більш високий КНС і рівень шуму чим у попередніх. Часто застосовуються в ГК переносного типу або високої потужності.

Гібридні складаються з підсилювача класу АВ, що є основним і доповнюючого, більш потужного підсилювача класу D [136]. Такі підсилювачі мають ККД властивий підсилювачам класу D, а КНС - класу АВ, особливо на малих сигналах.

Цифрові підсилювачі створюють вихідну напругу безпосередньо високовольтним цифро-аналоговим перетворенням [140], шляхом подачі кодів на його входи. Такі підсилювачі є перспективними й розробляються Інститутом електродинаміки НАН України [117 - 120].

По типу виходу можна розділити з трансформаторами і без них. Досить розповсюджені обидва типи виходу. Трансформаторні застосовуються для одержання великих струмів у кілька сотень ампер у підсилювачах струму, у підсилювачах напруги - для розв'язки підсилювальної частини з виходом й одержання високих напруг від декількох сотень до тисяч вольтів, а також для розширення динамічного діапазону [82, 97, 105]. Їхні недоліки - вузький частотний діапазон, нелінійні спотворення, маса, громіздкість, висока ціна.

Остання істотна класифікаційна ознака – це тип навантаження, з яким може працювати ВПП, забезпечуючи задані МХ. Практично, у всіх ГК застосовуються підсилювачі, що гарантують заявлені МХ тільки на лінійному опорі в якості навантаження [85]. Електронні ланцюги блоків живлення сучасних ЗВ й засобів обліку електроенергії представляють нелінійне навантаження для ВПП фазних напруг ГК. Це приводить до спотворення форми вихідних сигналів. Тому, можливість забезпечувати заявлені МХ при нелінійному навантаженні є актуальною проблемою. Відповідно, підсилювачі можна розділити на працюючі з лінійним і нелінійним навантаженням.

1.4 Висновки до розділу 1

1. В результаті налізу побудови існуючого МО відтворення параметрів ЕЕ та застосованих в них ВПП встановлено, що вони не відповідають в повному обсязі стандартам МЕК і України. Існуючі за кордоном засоби

відтворення параметрів ЕЕ не відповідають в повній мірі вимогам стандартів, є дуже коштовні, як наслідок, недоступні для багатьох зацікавлених організацій в Україні.

2. Існуючі ВПП в МО не забезпечують заявлені МХ на НН ланцюгах ЗВ. Актуально розглянути і розробити принципи побудови ВПП, що працюють на НН, з високими показниками точності та забезпечують низький коефіцієнт спотворень. Це дозволить створити ГК, що повністю відповідає вказаним вимогам, а також буде гарантувати більш низьку його вартість, що дозволить здійснити серійне впровадження в Україні та складе конкуренцію імпортному метрологічному устаткуванню.

3. На підставі результатів проведеної роботи, можна стверджувати, що найбільш перспективною схемою вихідних каскадів є безтрансформаторні підсилювачі з використанням цифрового режиму або з ШІМ перетворенням, що забезпечує високий ККД, значну вихідну потужність, з меншими габаритами, масою та вартістю, та дозволить підтримувати задані параметри сигналів синусоїдальної й складної форми і на нелінійному навантаженні.

4. Проведена систематизація ВПП дозволила визначити основні напрямки їхнього розвитку. Це збільшення вихідної потужності, робота з нелінійним навантаженням при забезпеченні високих показників точності, низького коефіцієнта спотворень потужностей, окремого застосовування для стаціонарного обладнання та портативних МЗ.

5. Найбільш перспективними є цифро-аналогові підсилювачі, які створюють вихідний сигнал по цифровому коду, що забезпечує високий ККД, дає більшу вихідну потужність, менші габарити, масу й вартість, підтримку заданих параметрів сигналів синусоїдальної й складної форми на нелінійному навантаженні. Підсилювачі з використанням ключового й гібридного режиму мають ряд достоїнств, але вимагають розвитку та вдосконалення в зазначених вище напрямках.

6. Очевидно, що без створення теоретичних основ розвитку принципів побудови вимірювальних підсилювачів на базі сучасної цифрової

схемотехніки та електроніки з великою ступінню інтеграції та доступних різноманітних монокристальних мікрокомп'ютерів, силових транзисторів, які б дозволили адаптувати засоби метрологічного забезпечення до режимів роботи електричних мереж, вирішення проблеми створення засобів обліку і аналізу якості електроенергії світового рівня не є можливим.

Таким чином, на автора дисертаційної роботи покладалось вирішення наступних задач:

- виконати порівняльний аналіз принципів побудови та характеристик вимірювальних підсилювачів потужності, що застосовуються в засобах відтворення параметрів ЕЕ;
- проаналізувати можливість роботи ВПП з нелінійним навантаженням для гарантування їх метрологічних характеристик;
- класифікувати ВПП за різними ознаками та узагальнити їх принципи побудови та структури;
- створити математичні та комп'ютерні моделі ВПП з метою забезпечення можливості прогнозування та удосконалення їх характеристик без макетування;
- дослідити ВПП за допомогою створених математичних та комп'ютерних моделей для розрахунку спотворень вихідного синусоїдального сигналу;
- теоретично дослідити стабільність ВПП та створити на основі проведених досліджень прецизійні ВПП, придатні для подальшої автоматизації відтворення параметрів електричної мережі;
- експериментально дослідити розроблені ВПП та запровадити отримані результати наукових досліджень в серійних засобах відтворення параметрів електричної енергії.

Посилання: [2-4], [6], [7], [9], [10], [18-20], [23], [24], [29], [31-36], [38-42], [45], [46], [48], [49], [54], [55], [59], [68], [69], [75], [82], [85], [92], [96-98], [103], [105], [107], [117-121], [126], [129], [132-137], [140], [141], [143], [144], [151 – 154], див. список використаних джерел стор. 138 – 155.

РОЗДІЛ 2

ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ ВИМІРЮВАЛЬНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ ПОТУЖНОСТІ НА ТОЧНІСТЬ ВІДТВОРЕННЯ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ

2.1 Аналіз складової похибки відтворення потужності, обумовленої підсилювачами напруги і струму

Еталонною базою країни визначається межа похибок багатьох фізичних величин [89, 90]. Невизначеність вимірювання ЕЕ, яка обумовлена недосконалістю відповідних робочих засобів вимірювань, можна трактувати як еквівалент її втрат. Якщо клас точності первинного еталону 0,05, то облік виробленої електростанціями енергії у державі буде відбуватися робочими лічильниками класу точності не вище ніж 0,2. Якщо клас точності первинного еталону 0,01, то облік виробленої електростанціями енергії у державі буде відбуватися робочими лічильниками класу точності не вище ніж 0,03[88]. У другому випадку невизначеність зменшується майже на порядок. Для України, в якій виробляється 200 млрд. кВт-годин ЕЕ в рік, еквівалентом цієї похибки є електроенергія у обсязі 0,8 млрд. кВт-годин в рік.

Відсутність засобів метрологічного забезпечення гальмує розвиток приладобудування у багатьох напрямках. Прикладом такого гальмування через недостатню точність еталонів в електроенергетиці є відсутність первинних еталонів потужності і електричної енергії, параметрів її якості класів точності 0,003, 0,001. Існуючий в Україні еталон потужності (ЕП) з основною похибкою 0,005% не дозволяє перевіряти робочі еталони класу точності 0,005 і тим самим гальмує створення робочих еталонів класу точності 0,005. В той же час для потреб України потрібен еталон більш високого класу точності, наприклад, 0,003 або 0,001, тобто такого, який мають розвинені держави світу. Подібний стан речей спостерігається і в області відтворення параметрів якості ЕЕ.

На низьких частотах відтворення потужності відбувається за формулою

$$P_1 = U_1 I_1 \cos \varphi_1, \quad (2.1)$$

де P_1 - потужність на основній гармонічній складовій, U_1 - основна гармонічна складова напруги; I_1 - основна гармонічна складова струму; φ_1 - кут зсуву фаз між векторами основних гармонічних складових струму і напруги.

Виходячи з виразу (2.1), граничне значення похибки відтворення потужності δ_{P_1} складається із суми граничних похибок відтворення кожної складової виразу (2.1)

$$\delta_{P_1} = \sqrt{\delta_{U_1}^2 + \delta_{I_1}^2 + \delta_{\cos \varphi_1}^2}, \quad (2.2)$$

де δ_{U_1} - граничне значення основної похибки відтворення першої гармонічної складової напруги; δ_{I_1} - граничне значення основної похибки відтворення першої гармонічної складової струму; $\delta_{\cos \varphi_1}$ - граничне значення основної похибки відтворення кута зсуву фаз між векторами основних гармонічних складових струму і напруги.

Структурна схема відтворення потужності [47, 56, 57, 94] на основі методу заміщення представлена на рис. 2.1. До її складу входять джерело каліброваної постійної напруги ДКПН і джерело змінної регульованої напруги ДЗРН, джерело каліброваного постійного струму ДКПС і джерело змінного регульованого струму ДЗРС, чотири ключі K_1 - K_4 , два вимірювальних термоперетворювача напруги ВТН₁ і ВТН₂, два вольтметра постійної напруги ВПН₁ і ВПН₂, фазорегулятор ФР, фазометр ФМ, підсилювач змінної напруги ПЗН, підсилювач змінного струму ПЗС та ЕП.

Відтворення потужності за представленою схемою відбувається у наступній послідовності [147]. На першому етапі на вхід вимірювальних

термоперетворювачів напруги $ВТН_1$ і $ВТН_2$ через замкнуті ключі K_1, K_3 подаються спочатку калібровані значення постійної напруги $U_{\pm}$ і постійного струму $I_{\pm}$. Значення постійної напруги X_U і струму X_I , які з'являються на виходах $ВТН_1, ВТН_2$ фіксують у $ВПН_1, ВПН_2$. На другому етапі ключі K_1, K_3 розмикають і замикають ключі K_2, K_4 , через які на входи $ВТН_1, ВТН_2$ подають змінні напруги з діючими значеннями U_D, I_D , і регулюють значення змінної напруги і струму до величин, зафіксованих у вольтметрах $ВПН_1, ВПН_2$ на першому етапі, відповідно.

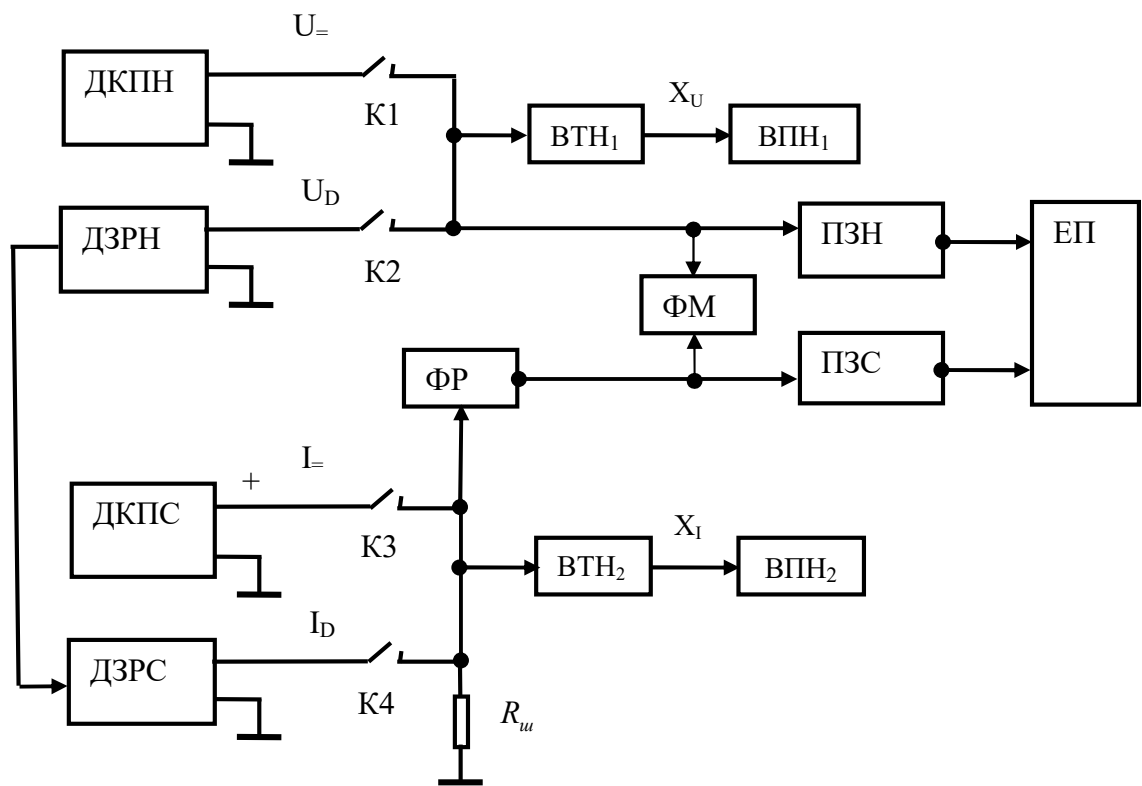


Рис. 2.1. Структурна схема калібрування еталону потужності за методом заміщення

З виразу (2.2) витікає, що забезпечити відтворення потужності з основною похибкою на рівні 0,01% можливо лише у випадку, коли сума похибок відтворення кожної складової виразу (2.2) не буде перевищувати це значення [146]. Уявімо, що кожна із складових виразу (2.2) не перевищує 0,0033%. Тоді гранична похибка γ_1 калібрування напруги і струму за таким

способом не має перевищувати 0,0033% і визначається наступною формулою:

$$\gamma_1 = \gamma_{ВТН} + \gamma_K + \gamma_{НС=} + \gamma_{НС\approx} + \gamma_{НСП\approx}, \quad (2.3)$$

де $\gamma_{ВТН}$ – похибка ВТН₁, ВТН₂; γ_K – похибка калібрування джерела постійного сигналу ДКПН, ДКПС; $\gamma_{НС=}$ – похибка, викликана нестабільністю джерела постійного сигналу ДКПН або ДКПС; $\gamma_{НС\approx}$ – похибка, викликана нестабільністю джерела змінного сигналу ДЗРН або ДЗРС; $\gamma_{НСП\approx}$ – похибка, викликана нестабільністю підсилювача змінного сигналу ПЗН або ПЗС.

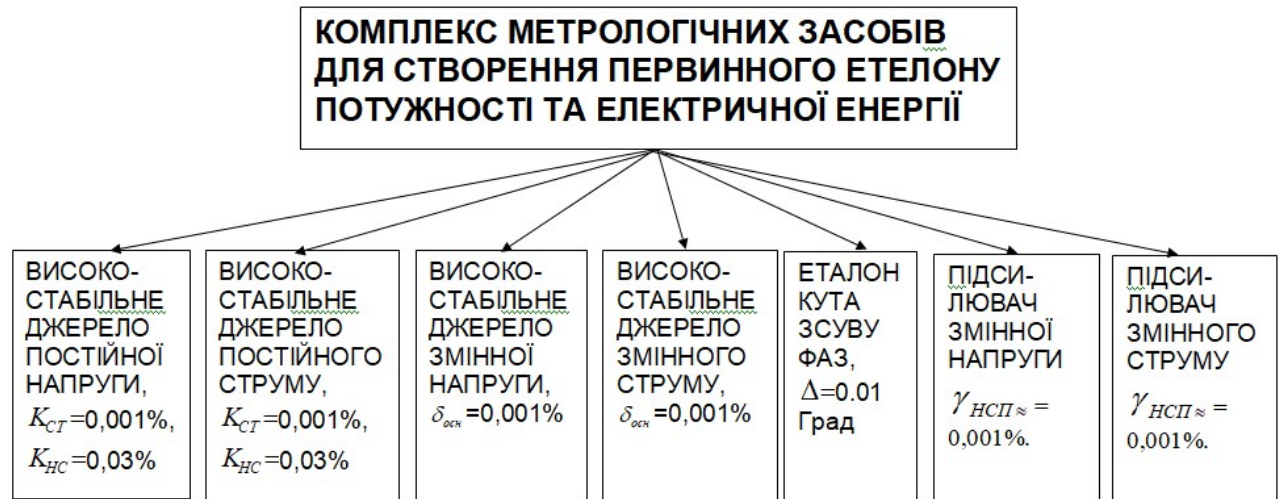
Похибка $\gamma_{ВТН}$ кращих ВТН складає 0,001%, похибка $\gamma_K = 0,0001\%$, похибка $\gamma_{НС=}$ = 0,0001%, похибка $\gamma_{НС\approx}$ = 0,001%. Таким чином, граничне значення похибки γ_1 калібрування змінної напруги за допомогою установки, зібраної за структурною схемою, приведеною на рис. 2.1, становить 0,0022%. Тоді на похибку $\gamma_{НСП\approx}$ від нестабільності підсилювачів змінного сигналу припадає 0,0011%.

Третьою складовою сумарної похибки за виразом (2.2) є похибка завдання $\cos \varphi_1$. Ця складова похибки до певного значення кута зсуву фаз φ_1 майже не залежить від похибки вимірювання цього кута і буде розглянута нижче.

Виходячи із структурної схеми (рис. 2.1), первинний ЕП, являє собою комплекс технічних засобів, який має включати наступне сертифіковане прецизійне устаткування: високостабільне джерело постійного струму, високостабільне джерело постійної напруги, високостабільне джерело змінного струму, високостабільне джерело змінної напруги, прецизійні термоперетворювачі, прецизійний шунт, прецизійний фазометр, вимірювальний підсилювач змінного струму, вимірювальні підсилювачі змінної напруги та струму [30].

На рис. 2.2 представлено комплекс метрологічних засобів для створення первинного еталону потужності та електричної енергії, який

включає поіменоване нижче метрологічне устаткування. Із цього переліку відомі всі вимірювальні засоби і всі їх виробники, крім виробників підсилювачів струму і напруги із зазначеними характеристиками.



K_{CT} – коефіцієнт стабілізації,

K_{HC} – коефіцієнт несинусоїдальності,

$\delta_{осн}$ – основна похибка відтворення струму і напруги,

Δ – основна похибка відтворення кута зсуву фаз,

$\gamma_{НСП} \approx$ – похибка, викликана нестабільністю підсилювача змінного сигналу (ПЗН або ПЗС).

Рис. 2.2. Комплекс метрологічних засобів для створення первинного етелону потужності та електричної енергії

2.2 Аналіз кутової похибки вимірювання електричної потужності

Перетоки електричної енергії протягом доби відбуваються нерівномірно, що призводить до суттєвих змін співвідношення активної і реактивної енергії. В періоди доби, коли навантаження значне і відбираються максимальні обсяги активної енергії, кут зсуву фаз між векторами напруг і струмів мережі близький до нуля. Тому реактивна складова потужності незначна. Вночі, коли навантаження незначне і відбираються мінімальні обсяги активної енергії, кут зсуву фаз між векторами напруг і струмів мережі близький до $\pi/2$. В цьому випадку реактивна енергія превалює над активною,

оскільки інсталяції з індуктивним навантаженням не відключаються. Тому треба оцінити вплив режимів роботи мережі на похибки вимірювання активної і реактивної енергії.

Вимірювання потужності електричної мережі у високовольтних мережах відбувається за структурною схемою [52], яка представлена на рис. 2.3.

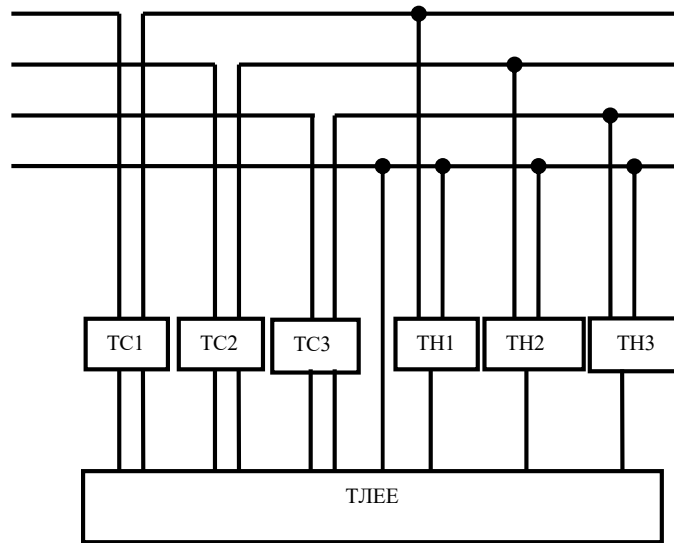


Рис. 2.3. Структурна схема вимірювання потужності електричної мережі у високовольтних мережах

Складовими комірками обліку є три трансформатори струму TC1 – TC3, три трансформатори напруги TH1 – TH3 і трифазний лічильник електричної енергії ТЛЕЕ. Недоліком цієї структури є наявність трансформаторів струму, кут $\Delta\psi$ зсуву фаз вихідних сигналів яких суттєво відрізняється від кутів зсуву фаз вхідних сигналів, що призводить до значних похибок обліку ЕЕ, особливо за умов роботи мереж у малокосинусних режимах.

Активна потужність P визначається за формулою:

$$P = UI \cos \varphi, \quad (2.4)$$

де U - напруга мережі, I – струм мережі, φ - кут зсуву фаз між векторами напруги і струму мережі.

Оскільки між первинними і вторинними векторами вимірювальних трансформаторів струмів і напруг існують певні кути зсуву фаз , формулу (2.4) слід представити наступним чином:

$$P = UI \cos(\varphi - \Delta\varphi), \quad (2.5)$$

де $\Delta\varphi$ - кут зсуву фаз між векторами вторинних вимірювальних трансформаторів напруги і струму .

Представимо формулу (2.5) у вигляді

$$P = UI(\cos \varphi \cos \Delta\varphi + \sin \Delta\varphi \sin \varphi), \quad (2.6)$$

Оскільки значення кута $\Delta\varphi$ близьке до нуля, прийmemo значення функції $\cos \Delta\varphi$, рівним одиниці. Тоді вираз (2.6) набуде наступного вигляду

$$P = UI \cos \varphi + UI \sin \Delta\varphi \sin \varphi, \quad (2.7)$$

Перша складова виразу (2.7) є не що інше як істинне значення активної потужності $P_i = UI \cos \varphi$, тоді як друга складова являє собою абсолютну похибку вимірювання активної потужності, викликану наявністю кута зсуву фаз між вторинними векторами вимірювальних трансформаторів струмів і напруг $\Delta P = UI \sin \varphi \sin \Delta\varphi$. Відносну ж похибку вимірювання активної потужності, викликану кутом $\Delta\varphi$, можна представити наступним чином

$$\delta_p(\varphi) = \frac{\Delta P}{P_i} = \frac{\sin \varphi \sin \Delta\varphi}{\cos \varphi} = \operatorname{tg} \varphi \sin \Delta\varphi, \quad (2.8)$$

де $\delta_p(\varphi)$ - відносна кутова похибка вимірювання потужності.

З виразу (2.8) видно, що відносна кутова похибка вимірювання потужності пропорційна тангенсу кута зсуву фаз між векторами напруги і струму мережі та синусу кута зсуву фаз, який вноситься вимірювальними трансформаторами струму і напруги.

Залежність похибки вимірювання активної потужності від кута зсуву фаз між векторами напруги і струму мережі представлено на рис. 2.4. Оскільки функція $\sin \Delta\varphi$ є постійною величиною, характер цієї залежності повністю визначається функцією $\operatorname{tg} \varphi$.

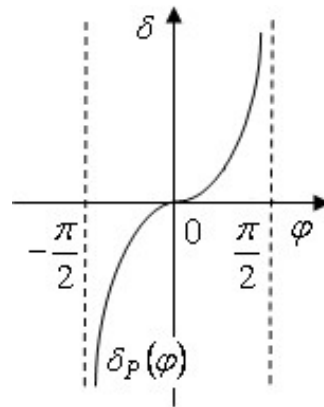


Рис. 2.4. Залежність похибки вимірювання активної потужності від кута зсуву фаз

З рис. 2.4 видно, що на кутах, близьких до 90^0 , відносна кутова похибка вимірювання активної потужності наближається до нескінченності, в той час, як за умови значень кута φ , близьких до 0^0 , ця похибка наближається до нуля.

Тому особлива увага до точності вимірювань засобів обліку активної енергії ЕЕ приділяється в умовах малокосинусних режимів роботи мереж.

Реактивна потужність Q визначається за формулою

$$Q = UI \sin \varphi. \quad (2.9)$$

З урахуванням кута зсуву фаз між вторинними векторами вимірювальних трансформаторів напруги і струму вираз (2.9) можна представити наступним чином

$$Q = UI \sin(\varphi - \Delta\varphi), \quad (2.10)$$

Після перетворень (2.10) одержимо

$$Q = UI \sin \varphi \cos \Delta\varphi + UI \cos \varphi \sin \Delta\varphi, \quad (2.11)$$

Оскільки значення кута $\Delta\varphi$ близьке до нуля, приймемо значення функції $\cos \Delta\varphi$ як і в першому випадку, рівним одиниці. Тоді вираз (2.8) набуде наступного вигляду

$$Q = UI \sin \varphi + UI \sin \Delta\varphi \cos \varphi, \quad (2.12)$$

Перша складова виразу (2.12) є не що інше як істинне значення реактивної потужності $Q_i = UI \sin \varphi$, тоді як друга складова являє собою абсолютну похибку вимірювання реактивної потужності, викликану наявністю кута зсуву фаз між вторинними векторами вимірювальних трансформаторів струмів і напруг $\Delta Q = UI \cos \varphi \sin \Delta \varphi$. Відносну ж похибку вимірювання реактивної потужності, викликану кутом $\Delta \varphi$, можна представити наступним чином

$$\delta_Q(\varphi) = \frac{\Delta Q}{Q_i} = \frac{\cos \varphi \sin \Delta \varphi}{\sin \varphi} = \operatorname{ctg} \varphi \sin \Delta \varphi. \quad (2.13)$$

Залежність похибки вимірювання активної потужності від кута зсуву фаз між векторами напруги і струму мережі представлено на рис. 2.5. Оскільки функція $\sin \Delta \varphi$ є постійною величиною, характер цієї залежності повністю визначається функцією $\operatorname{ctg} \varphi$.

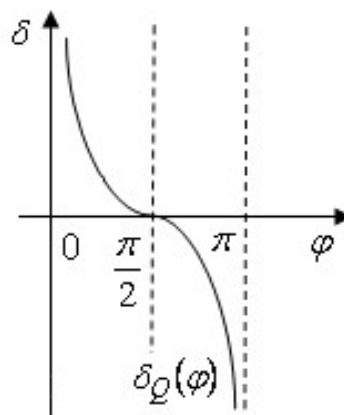


Рис. 2.5. Залежність похибки вимірювання реактивної потужності від кута зсуву фаз

Нижче в табл. 2.1 наведено розрахунки тільки похибок вимірювання активної потужності за умов малокосинусних режимів роботи мережі, оскільки похибки вимірювання реактивної потужності за умов малосинусних режимів роботи мережі будуть аналогічними. Коли кут $\Delta \varphi$ не перевищує $0,001^\circ$, а кут φ дорівнює $89,99^\circ$, похибка $\gamma_p = 97,4\%$. Звичайно, що тут

наведено граничний приклад, але він, поза сумнівом, може траплятися на практиці.

Таблиця 2.1

Похибки вимірювання активної потужності

φ	89,0	89,1	89,2	89,3	89,4	89,5	89,6	89,7	89,8	89,9	89,95	89,99
$tg\varphi$	57,2	63,6	71,6	81,8	95,4	114,5	143,2	190,9	286,4	572,9	1145,9	5729,5
$\gamma_P, \%$	57,2	63,6	71,6	81,8	95,4	114,5	143,2	190,9	286,4	572,9	200,53	999,99

Приведені в табл. 2.1 дані ілюструють рівень похибок, з якими може бути виміряно значення потужності в зоні малих косинусів. Як витікає з табл. 2.1, такі похибки не співмірні з похибками відтворення. Для забезпечення похибки відтворення потужності на рівні 1% (тобто похибка γ_P має бути в 1000 разів менше) $tg\varphi$ має бути меншим в 1000 разів.

Відповідно, потрібно забезпечити кут зсуву не 89,99, а 89,99999 градусів, що неможливо здійснити існуючими засобами відтворення кутів.

Отже, відтворення потужності в умовах малокосинусних режимів обмежено певним зсувом кута φ і потребує високої стабільності кута зсуву фаз вимірювальних підсилювачів у каналах струму і напруги.

2.3 Аналіз невизначеності відтворення несиметрії трифазної системи напруг

Методи відтворення однофазної змінної напруги широко відомі в вимірювальних технологіях [80, 81]. Розробники застосовують однакові методи для відтворення показників якості електричної енергії трьохфазних мереж, які складаються з прямих, зворотних та нульових симетричних послідовностей. Однак ці параметри залежать не тільки від амплітуди одного вектора напруги трьохфазної мережі, але і від амплітуд всіх їх, а також від фазового кута між ними, що не враховуються розробниками. Це створює

суттєві розбіжності між реальною невизначеністю та невизначеністю, викликаною лише неточністю значення амплітуди одного вектора напруги мережі. Далі детально проаналізовано невизначеність відтворення одного з параметрів якості електроенергії з урахуванням складного характеру. Приводиться порівняння невизначеності, яка була розрахована з урахуванням її складного характеру та без.

Вимірювання показників якості електроенергії є частиною основної проблеми споживання електроенергії з паралельною оцінкою якості електричної енергії та виявлення винуватця змін, що погіршує цю якість. Проблема має багато особливостей у випадку вимірювання наступних статичних індексів якості електроенергії - коливань трифазної напруги, асиметрії, зміщення нейтральної точки. Необхідно враховувати, що неінформативний параметр (наприклад, пряма симетрична послідовність) може багато разів перевищувати інформативний (наприклад, зворотній симетричний компонент).

Саме тому точність калібрування вимірювального обладнання для інформативних параметрів [74] повинна бути оцінена вище, ніж точність калібрування вимірювального обладнання для неінформативних параметрів.

Вирішення цієї проблеми можливе лише з урахуванням складного характеру невизначеності відтворення ПЯЕ.

Більшість публікацій, присвячених відтворенню параметрів якості електроенергії [8, 35, 36, 151], що існують тільки в трифазних системах напруг і струмів [61], не враховують комплексний характер невизначеності їх відтворення.

До таких параметрів належать складові прямої, зворотної й нульової послідовностей [43, 44].

Зупинимось на визначенні невизначеності складової нульової послідовності. Виходячи з виразу [8]

$$\dot{U}_0 = \frac{1}{3}(\dot{U}_R + \dot{U}_S + \dot{U}_T), \quad (2.14)$$

де $\dot{U}_0$ - вектор нульової складової напруги, $\dot{U}_R, \dot{U}_S, \dot{U}_T$ - вектори трифазної системи напруг, можна стверджувати, що невизначеність відтворення U_0 залежить як від амплітуд векторів напруги у фазах R, S, T так і від відхилень кутів зсуву фаз між цими векторами від значень $2\pi/3$. Інакше кажучи, невизначеність відтворення U_0 складається з амплітудної і фазової складових.

Оцінимо спочатку фазову складову. Приймаючи $U_R = U_S = U_T = U_N$ і $\varphi_{RT} = \varphi_{RS} = 2\pi/3$, як показано на мал. 2.6, невизначеність $\Delta \dot{U}_0$ відтворення симетричної складової $\dot{U}_0$ дорівнює нулю.

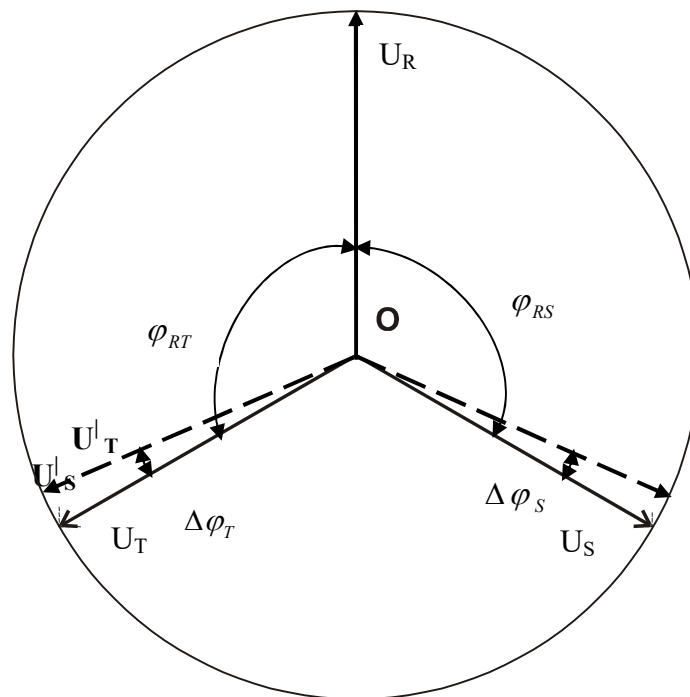


Рис. 2.6. Векторна діаграма формування фазової складової невизначеності відтворення несиметрії

Фазова складова невизначеності $\Delta \dot{U}_{0\varphi}$ виникає коли рівність $\varphi_{RT} = \varphi_{RS} = 2\pi/3$ порушується. У цьому випадку, вираз (2.14) перетвориться до виду

$$\Delta \dot{U}_{0\varphi} = \frac{\dot{U}_N}{3} \left(e^{j\Delta\varphi_R} + e^{j\Delta\varphi_S} e^{j4\pi/3} + e^{j\Delta\varphi_T} e^{j2\pi/3} \right) \quad (2.15)$$

де $e^{j2\pi/3}$, $e^{j4\pi/3}$ - оператори повороту на $2\pi/3$, $4\pi/3$, відповідно, $\Delta\varphi_R$, $\Delta\varphi_S$, $\Delta\varphi_T$ - відхилення кутів зсуву векторів напруг у фазах R, S, T від значень 0, $2\pi/3$, $4\pi/3$, відповідно.

Оскільки для створення симетричної трифазної системи напруг досить забезпечити кути $2\pi/3$ між двома парами векторів, прийнемо $\Delta\varphi_R = 0$. Тоді з виразу (2.15) будемо мати

$$\Delta \dot{U}_{0\varphi} = \frac{\dot{U}_N}{3} \left(1 + e^{j\Delta\varphi_S} e^{j4\pi/3} + e^{j\Delta\varphi_T} e^{j2\pi/3} \right). \quad (2.16)$$

Беручи до уваги, що при $\Delta\varphi_S \rightarrow 0$ й $\Delta\varphi_T \rightarrow 0$, $\cos \Delta\varphi_S \rightarrow 1$ і $\cos \Delta\varphi_T \rightarrow 1$, після розкладання $e^{j\Delta\varphi_S}$ й $e^{j\Delta\varphi_T}$ на уявну й дійсну складові по формулі Ейлера з (2.16), одержимо

$$\Delta \dot{U}_{0\varphi} = \frac{1}{3} \dot{U}_N \left(e^{j2\pi/3} \sin \Delta\varphi_S + e^{j4\pi/3} \sin \Delta\varphi_T \right). \quad (2.17)$$

Найгіршим випадком впливу наявності кутів зсуву фаз $\Delta\varphi_S$, $\Delta\varphi_T$ на несиметрію трифазної системи напруг є їх різнознаковий приріст. Нехай $\Delta\varphi_S = -\Delta\varphi_T$ і $\Delta\varphi_S = \Delta\varphi_T = \Delta\varphi$, як це показано на рис. 2.6. Тоді вираз (2.17) перетвориться до виду

$$\Delta \dot{U}_{0\varphi} = \frac{1}{3} \dot{U}_N \sin \Delta\varphi \left(e^{j2\pi/3} - e^{j4\pi/3} \right). \quad (2.18)$$

Розкривши дужки у формулі (2.18), одержимо наступний вираз фазової складової невизначеності відтворення несиметрії

$$\Delta \dot{U}_{0\varphi} = -\frac{1}{\sqrt{3}} \dot{U}_N \sin \Delta\varphi. \quad (2.19)$$

До фазової складової невизначеності $\Delta \dot{U}_{0\varphi}$ необхідно додати амплітудну складову $\Delta \dot{U}_{0A}$, яка при наявності фазової симетрії

($\varphi_{RT} = \varphi_{RS} = 2\pi/3$) виникає у випадку порушення рівності: $U_R = U_S = U_T = U_N$. Найгіршим випадком амплітудної несиметрії є негативне відхилення одного з векторів мережі на $-\Delta\dot{U}$ й позитивне відхилення двох інших векторів на $\Delta\dot{U}$. Розглянемо цей випадок за допомогою векторної діаграми, представленої на рис. 2.7.

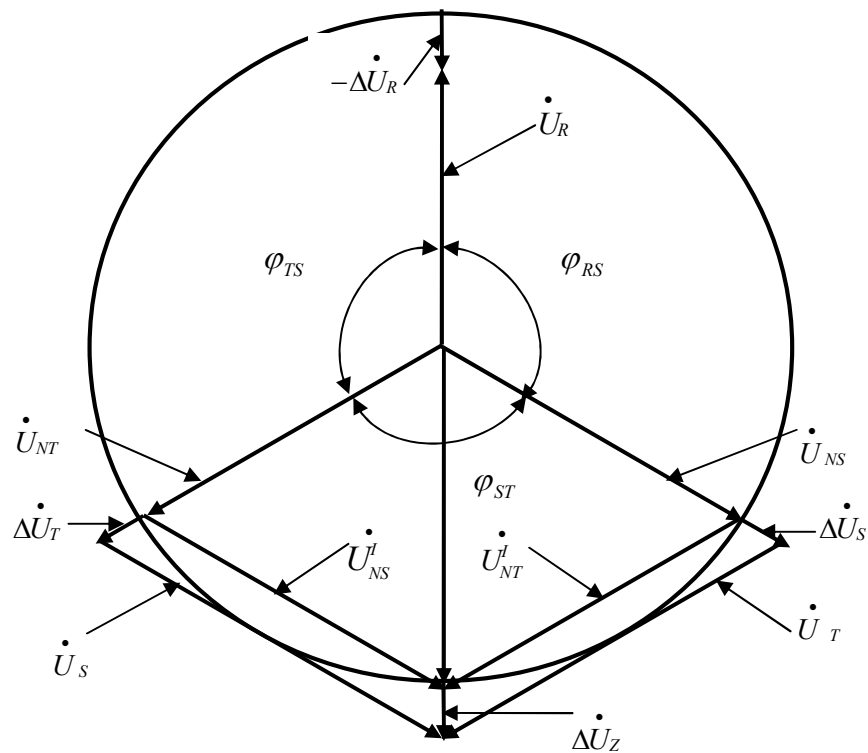


Рис. 2.7. Векторна діаграма формування амплітудної складової невизначеності відтворення несиметрії

Як видно з діаграми, при виконанні умов $\varphi_{RT} = \varphi_{RS} = 2\pi/3$ і $U_{NR} = U_{SN} = U_{NT} = U_N$, після підсумовування векторів $\dot{U}_R$, $\dot{U}_S$ і $\dot{U}_T$ одержимо результуючий вектор $\dot{U}_\Sigma$, рівний

$$\dot{U}_\Sigma = -\Delta\dot{U}_R + \Delta\dot{U}_Z, \quad (2.20)$$

де $\Delta\dot{U}_Z = \Delta\dot{U}_S + \Delta\dot{U}_T$.

Приймаючи $\Delta U_R = \Delta U_Z = \Delta U_T = \Delta U$, з (2.18) одержимо

$$\Delta U_{0A} = U_\Sigma = 2\Delta U. \quad (2.21)$$

Отже, амплітудна складова невизначеності відтворення несиметрії вдвічі вище невизначеності, задекларованої в у паспортах деяких приладів для відтворення параметрів однофазної системи векторів.

Для одержання комплексного виразу амплітудної складової невизначеності у виразі (2.14) підставимо реальні значення векторів $\dot{U}_R, \dot{U}_S, \dot{U}_T$. Нехай $\dot{U}_R = \dot{U}_{NR} - \Delta \dot{U}_R$, $\dot{U}_S = \dot{U}_{NS} + \Delta \dot{U}_S$ і $\dot{U}_T = \dot{U}_{NT} + \Delta \dot{U}_T$ (див. рис. 2.7). Після підстановки цих значень в (2.14) одержимо амплітудну складову невизначеності $\Delta \dot{U}_{0A}$ відтворення $\dot{U}_0$

$$\Delta \dot{U}_{0A} = \frac{1}{3} \left(\dot{U}_{NR} + \dot{U}_{NS} + \dot{U}_{NT} - \Delta \dot{U}_R + \Delta \dot{U}_S + \Delta \dot{U}_T \right). \quad (2.22)$$

Оскільки $U_{NR} = U_{NS} = U_{NT} = U_N$, при справедливості рівності $\varphi_{RT} = \varphi_{RS} = 2\pi/3$ сума векторів $\dot{U}_{NR} + \dot{U}_{NS} + \dot{U}_{NT} = 0$, а вираз (2.22) прийме вид

$$\Delta \dot{U}_{0A} = \frac{1}{3} \left(-\Delta \dot{U}_R + \Delta \dot{U}_S + \Delta \dot{U}_T \right). \quad (2.23)$$

Нехай відхилення фазних векторів рівні між собою $\Delta \dot{U}_R = \Delta \dot{U}_S = \Delta \dot{U}_T = \Delta \dot{U}$, тоді амплітудна складова невизначеності відтворення $\Delta \dot{U}_{0U}$, стане рівною

$$\Delta \dot{U}_{0A} = -\frac{2\Delta \dot{U}}{3}. \quad (2.24)$$

А сумарна невизначеність

$$\Delta \dot{U}_0 = -\frac{1}{\sqrt{3}} \dot{U}_N \sin \Delta \varphi - \frac{2\Delta \dot{U}}{3}. \quad (2.25)$$

Якщо невизначеність відтворення несиметрії трифазної системи векторів калібратора формувати тільки на підставі невизначеності відтворення одного з векторів, одержимо сумарну невизначеність виду

$$\Delta \dot{U}_0 = - \frac{\Delta \dot{U}}{3}. \quad (2.26)$$

Розділивши (2.26) на (2.25), одержимо коефіцієнт підвищення вимог по точності до засобів відтворення параметрів якості трифазних електричних мереж

$$\dot{K} = \sqrt{3} \frac{\dot{U}_N}{\Delta \dot{U}} \sin \Delta \varphi + \frac{2}{3}. \quad (2.27)$$

Вираз (2.27) дозволяє стверджувати, що невизначеність, у якій врахований її комплексний характер, у кілька раз вище невизначеності, яка визначається тільки відхиленням амплітуди одного з векторів. Для калібратора [15], у якого невизначеність ΔU відтворення номінального значення фазної напруги рівна $0,0005 U_N$ і невизначеність $\Delta \varphi$ відтворення кута зсуву фаз між фазними напругами рівна $0,03$ градуса, невизначеність $\Delta \dot{U}_0$ відтворення несиметрії трифазної напруги рівна $2,5 \Delta U$, а не ΔU , тобто в 5 разів вище.

Таким чином, досягнута точність калібрування засобів вимірювання ПЯЕ знаходиться на межі можливостей вимірювальної техніки.

2.4 Висновки до розділу 2

1. В результаті проведеного аналізу складової похибки відтворення потужності встановлено похибку, що обумовлена нестабільністю підсилювачів напруги і струму та визначено її межі.
2. В результаті проведеного аналізу кутової похибки відтворення електричної потужності встановлено, що відтворення потужності в умовах малокосинусних режимів обмежено певним зсувом кута φ і потребує високої точності відтворення нульового значення і

стабільності кута зсуву фаз вимірювальних підсилювачів у каналах струму і напруги

3. Описано спосіб, що дозволяє в кілька разів точніше оцінити невизначеність відтворення несиметрії та показує, що для вирішення проблеми подальшого підвищення точності відтворення ПЯЕ необхідно створити більш точні методи їх відтворення.

Посилання: [8], [15], [30], [35], [36], [43], [44], [47], [52], [56], [57], [61], [74], [80], [81], [88-90], [94], [146], [147], [151], див. список використаних джерел стор. 138 – 155.

РОЗДІЛ 3

РОЗБОРКА НОВИХ ПРИНЦИПІВ ПОБУДОВИ ВИМІРЮВАЛЬНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ ПОТУЖНОСТІ

3.1 Усунення спотворень змінної напруги вихідного підсилювача генератора-калібратора від нелінійного навантаження

Вище встановлено, що всі сучасні ЗВ являються електронними приладами та потребують живлення. Хоча їх існує великий різновид, вони отримують живлення по лініях вимірювання фазних напруг. Електронні кола джерел живлення становлять нелінійне навантаження для вихідних підсилювачів напруги ГК, що є причиною гармонічних спотворень вихідної напруги основної частоти внаслідок додавання напруги вищих гармонік, що призводить до погіршення якості тестового сигналу (рис. 1.2) та вносить похибку в калібрування ЗВ [85]. При цьому, КСС кривої напруги має не перевищувати 0,5% відповідно ГОСТ 13109-97 з урахуванням ГОСТ 22261-94. В [85] відмічено, що виробники ГК не гарантують відтворення тестових сигналів відповідної якості при роботі з НН.

Подолати цю проблему можливо декількома шляхами. Це виготовленням нових ГК з використанням вихідних високовольтних ЦАП [101] чи гібридних підсилювачів з складною схемотехнікою [136]. Чи модернізація обладнання наявного в центрах метрології та сертифікації і підприємствах, як пропонується далі. Зробити це простіше і дешевше.

Дослідження показали, що дане питання актуальне в електроенергетиці давно [53, 58, 60, 63, 67, 71, 73, 77, 79], а за кордоном навіть для побутових споживачів [127, 131, 142]. Характерним НН для електромережі є імпульсні блоки живлення радіоапаратури [76], частотні перетворювачі електродвигунів [78], електротранспорт [66]. Для зменшення спотворення синусоїдальності кривої напруги мережі застосовуються активні кондиціонери гармонік (АКГ), основані на активних фільтрах, що відомі з 70-х [139] роках. АКГ аналізує гармоніки струму, що створює НН, та інjektує їх

в мережу в протилежній фазі. АКГ можуть бути паралельного, послідовного та комбінованого типу. Вони містять в своєму складі DSP (digital signal processor) процесори та потужні ШІМ інвертори [142]. Найбільшого розвитку та застосування набули в Японії [127], в складі електромереж покращують КСС кривої напруги до 1,1%. В Європі для побутових цілей доступні АКГ, як пристрої [131], що зменшують спотворення, спричинені побутовими приладами (комп'ютери, телевізори і т. п.) максимум до рівня 2,9%.

Пропонується розвиток рішення з електроенергетики для застосування в метрології, – використати принцип роботи послідовного АКГ, але без застосування DSP процесора і інвертора. В розробленому пристрої зроблено порівняння вихідного сигналу, приведенного до навантаження, з опорним синусоїдальним (майже ідеальним), в якості якого використовується генератор опорної напруги (ГОН) калібратора. Виділений гармонічний сигнал підсилюється підсилювачем та додається на вихід, що викликає подавлення спотворюючих напруг гармонік. Структурна схема корегувального пристрою (КП) представлена на рис. 3.1.

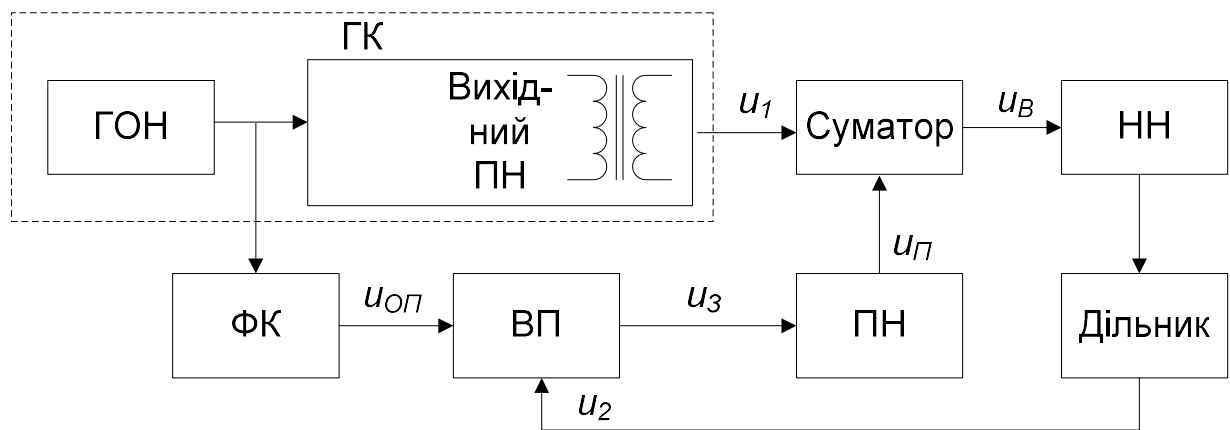


Рис. 3.1. Структурна схема корегувального пристрою

Опорний сигнал з ГОН калібратора подається через фазовий коректор (ФК) на вхід віднімального пристрою (ВП), а на інший вхід подається сигнал напруги з дільника, що підключений до НН. У віднімальному пристрої відбувається порівняння цих сигналів з урахуванням фазування, як результат - отримані виділенні гармоніки, надходить на ПН. З ПН сигнал в протифазі

подається на суматор, де відбувається складання коригувального сигналу й вихідної напруги ГК. Фазування проводиться один раз при налагодженні КП в ФК. Сигнал на виході налаштовують на кут фазового зсуву основної гармоніки сигналу, що надходить з навантаження через подільник, необхідний для зрівняння амплітуди опорного сигналу та сигналу з НН. Суматор - трансформатор значно меншої потужності, чим вихідний в ГК.

Сформулюємо математичну модель КП.

$$u_1 = \sum_{k=1}^{\infty} U_{1k} \sin(k\omega t + \varphi_{1k}), \quad (3.1)$$

де k – номер гармонічної складової, U_{1k} – амплітудне значення k -ї гармонічної складової, $\omega = 2\pi f_1$ – кутова частота, f_1 – частота 1-ї гармоніки змінної напруги, φ_{1k} – початковий кут фазового зсуву k -ї гармонічної складової напруги.

Напруга на виході дільника

$$u_2 = \sum_{k=1}^{\infty} U_{2k} \sin(k\omega t + \varphi_{2k}) = K_{\text{д}} u_1 = K_{\text{д}} \sum_{k=1}^{\infty} U_{1k} \sin(k\omega t + \varphi_{1k}), \quad (3.2)$$

де $K_{\text{д}}$ – коефіцієнт ділення дільника.

Опорна напруга на виході фазового коректора

$$u_o = U_{on} \sin(\omega t + \varphi_o), \quad (3.3)$$

де U_{on} , φ_o – амплітудне значення напруги, початкова фаза кута опорного сигналу, відповідно. За умовами роботи схеми КП, амплітудне значення опорної напруги і її початковий кут зсуву мають бути рівними амплітуді та куту фазового зсуву на виході дільника ВП пристрою

$$u_3 = u_2 - u_o = \sum_{k=2}^{\infty} U_{2k} \sin(k\omega t + \varphi_{2k}) = K_{\text{д}} \sum_{k=2}^{\infty} U_{1k} \sin(k\omega t + \varphi_{1k}). \quad (3.4)$$

Напруга на виході ПН

$$u_n = -u_3 K_{\text{п}} = -K_{\text{п}} K_{\text{д}} \sum_{k=2}^{\infty} U_{1k} \sin(k\omega t + \varphi_{1k}), \quad (3.5)$$

де $K_{\text{п}}$ – коефіцієнт підсилення напруги підсилювача.

Напруга на виході суматора

$$u_B = u_1 + u_{II} = \sum_{k=1}^{\infty} U_{1k} \sin(k\omega t + \varphi_{1k}) - K_C K_{II} K_D \sum_{k=2}^{\infty} U_{1k} \sin(k\omega t + \varphi_{1k}), \quad (3.6)$$

де K_C – коефіцієнт трансформації суматора напруги. K_C вибирається з умови $K_C = 1/(K_{II} K_D)$, маємо

$$u_B = U_{11} \sin(k\omega t + \varphi_{11}). \quad (3.7)$$

Тобто, на виході суматора лишається тільки основна (1-ша) гармоніка напруги.

Отримана математична модель є дещо спрощеною, тому що не враховує частотні властивості елементів схеми. Її розвиток до повної можливий, якщо коефіцієнти в виразах виразити через співвідношення імпедансів, що дозволить використати її для моделювання схеми за допомогою математичних середовищ. Не складний аналіз такої моделі вказує на те, що ефективність зменшення рівня гармонік залежить від точності та стабільності налаштування подільника, елементів ВП, підсилювача, точності фазування в ФК.

Для оцінки ефективності зменшенню рівня гармонічних спотворень КП, спрощена схема моделі без КП (рис. 3.2) та з ним (рис. 3.3) була змодельована в середовищі Electronics Workbench.

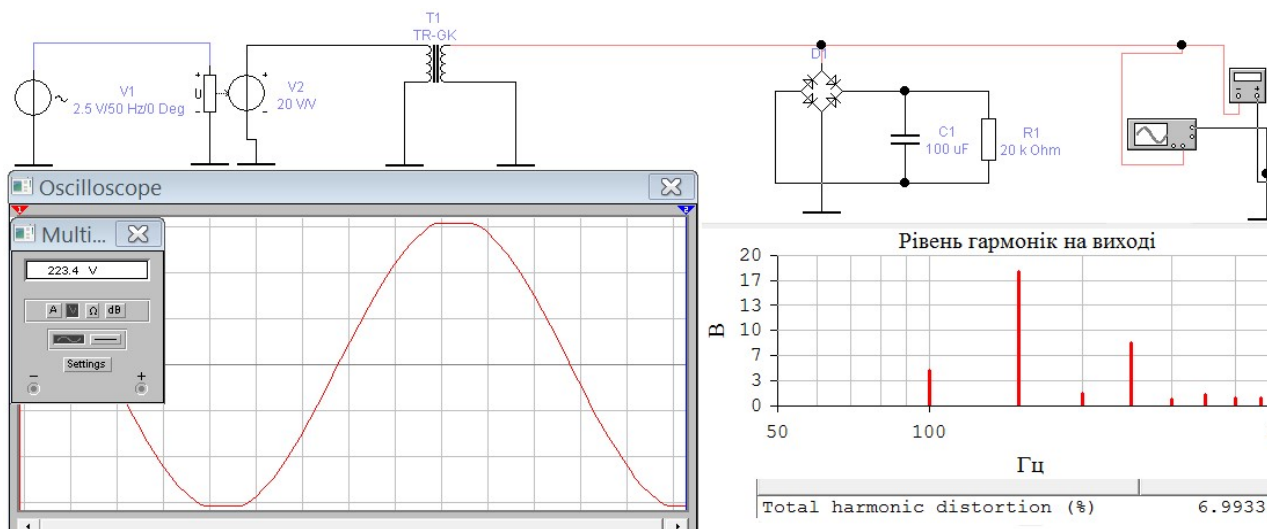


Рис. 3.2 Схема моделі без КП змодельована в Electronics Workbench

На схемі рис. 3.2 генератор ЦУ6804 представлений ГОН V1 та вихідним ПН V2 з трансформатором T1. У властивостях T1 задано реальні значення вхідного та вихідного опору і кількість витків. Елементи ЗВ, три лічильника електроенергії ЦЭ6827И чи НІК 2102, що являють собою НН – випрямляючий діодний міст D1, активний опір R1 та ємність C1. На рис. 3.2 відображено спотворення вихідної напруги, гармонічний склад, та коефіцієнт спотворень (total harmonic distortion) на рівні 6,99%.

На рис. 3.3 показана схема з КП. T2 - трансформатор суматора, R8, R9 – резистори дільника, R4, R5, R6, R7, R11, R12, AP1 – резистори та операційний підсилювач ВП, V3 – підсилювач напруги. ФК не застосовувався, так як в цій моделі відсутній фазовий зсув.

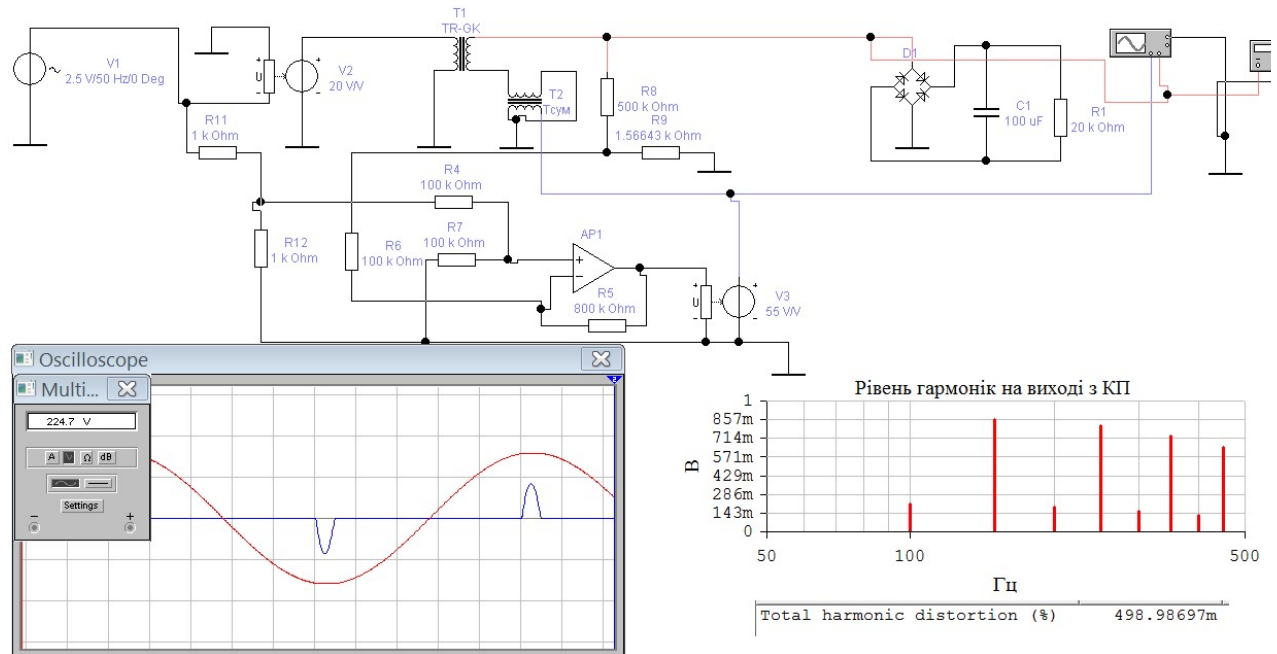


Рис. 3.3. Схема КП для моделювання в Electronics Workbench та результати

На графіку відображено відкоректований та корегуючий сигнали, рівень залишкових гармонік (амплітудою менше 1 В). Моделювання показує зниження спотворень до допустимого рівня 0,499%, тобто в 14 разів, що підтверджує ефективність даного способу і коректуючого пристрою. Також було проведено дослідження експериментального зразка.

Результати експерименту підтвердили отримані данні моделювання. Це дало змогу створити джерело напруги та струму, що відтворює електричну мережу. В ньому було використано класичну схемотехніку підсилювачів ШІМ та застосовано КП в каналі підсилення напруги.

3.2 Аналіз статички стабілізаторів основної гармоніки в діапазоні частот мережі

Створення засобів метрологічного забезпечення приладів контролю величин ПЯЕ [20, 28] неможливе без побудови прецизійної симетричної трифазної системи напруг основної гармоніки та відтворення на її основі самих показників якості [13]. В свою чергу, досягнення високого рівня симетрії неможливе без стабілізації всіх векторів трифазної системи напруг [22, 27, 106].

В [95] показано, що для побудови калібраторів найбільш перспективними є стабілізовані джерела амплітуди змінного струму [25, 26] (СДАЗС) з замкнутою структурною схемою і з регулюванням по відхиленню вихідного сигналу в навантаженні [148]. В таких схемах основними джерелами похибок є напруга задавального генератора, часова та температурна нестабільності опорної напруги [16, 17] і подільника напруги, який розташований на його виході. Знизити похибку амплітудного значення струму чи напруги вдається в схемах, в яких опорним сигналом є періодична напруга прямокутної форми, сформована з синусоїдальної, що стабілізується шляхом обмеження останньої на певному рівні [14].

Тому в кожному каналі такої трифазної системи напруг доцільно використовувати стабілізатори з мультиплікативною корекцією похибки підтримання амплітуд напруги та струму в навантаженні, структурна схема якого приведена на рис. 3.4.

До її складу входять задавальний генератор (ЗГ), підсилювач з керованим коефіцієнтом (ПКК) номінального струму живлення в нормальних умовах, підсилювач потужності (ПП), джерело опорної напруги (ДОН), в

якому за допомогою джерела стабільної постійної напруги та підсилювача-обмежувача формується опорний прямокутний сигнал U_7 , віднімаючий пристрій (ВП), селективний пристрій (СП), фазочутливий детектор (ФД), фільтр нижніх частот (ФНЧ). Принцип роботи структури, побудованої за схемою мультиплікативної корекції похибки стабілізації амплітудного значення струму в навантаженні, заснований на виділенні сигналу, пропорційного відхиленню струму в навантаженні за допомогою його порівняння зі змінним опорним сигналом і подальшим синхронним детектуванням результуючого сигналу, який використовується для керування коефіцієнтом передачі підсилювача. Зміна коефіцієнта відбуваються до тих пір, поки струм живлення в навантаженні не відповідатиме його номінальному значенню.

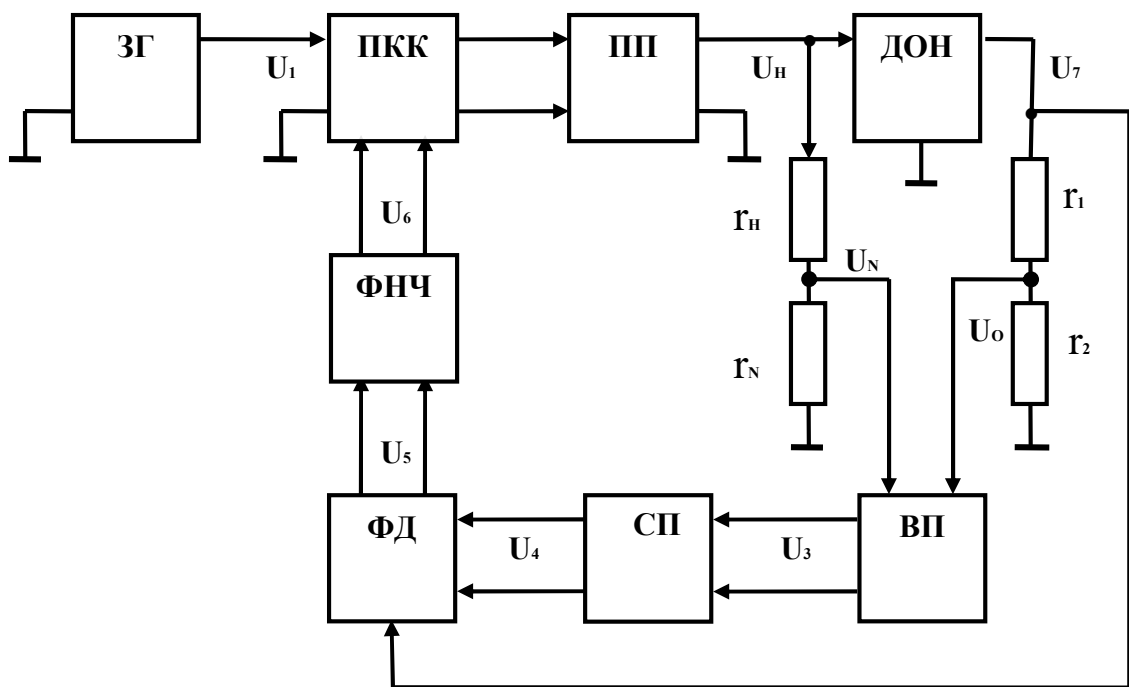


Рис. 3.4. СДАЗС з мультиплікативною корекцією похибки

Основними джерелами похибки цієї схеми є нестабільність вихідної напруги задавального генератора синусоїдального сигналу, нестабільність опору навантаження, нестабільність зразкового опору, їх часова та температурна нестабільність [100].

Проведемо аналіз статички джерел струму, використовуючи схеми для стабілізації амплітуди змінного струму в навантаженні та їх позначення згідно з рис. 3.4. Для проведення статичного аналізу схем з мультиплікативною корекцією похибки визначимо основну систему рівнянь статички схеми та коефіцієнт стабілізації. Запишемо основні співвідношення, що характеризують роботу стабілізованого джерела струму з мультиплікативною корекцією похибки в статичному режимі

$$\left. \begin{aligned} I_H &= \frac{U_1 K_{III} (K_0 + K_{01} U_6)}{r_\Sigma} \\ U_6 &= (U_0 - U_N) K_{ТП} \end{aligned} \right\}, \quad (3.8)$$

де K_{III} - коефіцієнт передачі підсилювача потужності, K_0 - коефіцієнт передачі підсилювача з керованим коефіцієнтом в нормальних умовах, $r_\Sigma = r_H + r_N + r_i$ - сумарний опір, r_i - вихідний опір підсилювача потужності, $r_i \gg r_H + r_N$, де r_H - опір навантаження, r_N - вірцевий опір, $K_{01} U_6$ - зміна коефіцієнта передачі ПКК в залежності від відхилень струму I_H в навантаженні під впливом напруги U_6 керування, U_0 - опорна напруга на виході подільника r_1/r_2 , U_N - напруга на вірцевому резисторі r_N , $K_{ТП} = K_{ВП} K_{СП} K_{ФД} K_{ФНЧ}$ - коефіцієнт передачі тракту порівняння (ТП) дорівнює результату перемноження коефіцієнтів передачі віднімаючого пристрою $K_{ВП}$, селективного пристрою $K_{СП}$, фазочутливого детектора $K_{ФД}$ та фільтра нижніх частот $K_{ФНЧ}$, $K_{III} (K_0 + K_{01} U_6)$ - коефіцієнт передачі основного тракту підсилювача потужності з урахуванням керованого коефіцієнта ПКК. Зазначимо, що основний тракт складається із ЗГ, ПКК, ПП (рис. 3.4).

Ця система рівнянь описує роботу стабілізованого джерела струму з мультиплікативною корекцією похибки у статичному режимі.

Вирішимо систему рівнянь (3.8) відносно струму в навантаженні I_H

$$I_H = \frac{K'_0 + K'_{01} U_7 K_{П} K_{ТП}}{r_\Sigma + U_1 K'_{01} r_N K_{ТП}} U_1, \quad (3.9)$$

де $K'_0 = K_0 K_{III}$ - коефіцієнт передачі підсилювача потужності, $K'_{01} = K_{01} K_{III}$ - припущення коефіцієнта передачі підсилювача при відхиленні струму в навантаженні I_H , K_{II} - коефіцієнт передачі подільника : $K_{II} = r_2 / (r_1 + r_2)$.

За умови, коли коефіцієнт передачі тракту порівняння наближається до нескінченності $K_{III} \rightarrow \infty$, що відповідає номінальному значенню коефіцієнта передачі основного тракту, рівняння (3.9) набуде вигляду

$$I_H = \frac{U_7 K_{II}}{r_N} = \frac{U_1 K'_0}{r_N} . \quad (3.10)$$

З рівнянь (3.9), (3.10) випливає, що збільшення K_{III} веде до наближення вихідної напруги U_1 до значення U_7 підсилювача-обмежувача з коефіцієнтом передачі K_{II} подільника напруги (r_1, r_2) . Це еквівалентно зменшенню залежності значення I_H від нестабільності значень схеми СДАЗС, опору навантаження r_H і вихідного сигналу задавального генератора.

Визначимо коефіцієнт K_{cm} стабілізації СДАЗС, яке ми аналізуємо. Під K_{cm} слід розуміти частку від ділення відносної зміни струму в навантаженні до викликавшого цю зміну відносного значення параметра. На підставі виразів (2.9) та (2.10) припущення струму ΔI_H в навантаженні, викликаного нестабільністю коефіцієнта передачі основного тракту, буде наступним:

$$\Delta I_H = \frac{[(K'_0 + \Delta K'_0) + K'_{01} U_7 K_{II} K_{III}] U_1}{r_\Sigma - U_1 K'_{01} r_N K_{III}} - \frac{U_7 K_{II}}{r_N} = \frac{\Delta K'_0 U_1}{r_\Sigma - U_1 K'_{01} r_N K_{III}} . \quad (3.11)$$

Представивши відносну похибку як відношення припущення ΔI_H струму в навантаженні до його дійсного значення I_H , отримаємо для її визначення наступний вираз

$$\gamma_I = \frac{\Delta I_H}{I_H} = \frac{\Delta K'_0 / K'_0}{1 + U_1 K'_{01} K_{III} r_N / r_\Sigma} . \quad (3.12)$$

Тоді коефіцієнт стабілізації основного тракту можна представити у вигляді

$$K_{cm} = 1 + U_1 K'_{01} K_{III} r_N / r_\Sigma \approx U_1 K'_{01} K_{III} r_N / r_\Sigma . \quad (3.13)$$

Визначимо коефіцієнт стабілізації відносно вхідної напруги U_1 задавального генератора

$$\Delta I_H^{U_1} = \frac{(K_0' + K_{01}' U_7 K_{II} K_{III})(U_1 + \Delta U_1)}{r_\Sigma + K_{01}' K_{III} r_N (U_1 + \Delta U_1)} - \frac{U_7 K_{II}}{r_N} = \frac{\Delta U_1 / U_1}{r_\Sigma + K_{01}' K_{III} r_N (U_1 + \Delta U_1)}, \quad (3.14)$$

$$\gamma^{U_1}_I = \frac{\Delta U_1 / U_1}{1 + U_1 K_{01}' K_{III} r_N / r_\Sigma}, \quad (3.15)$$

$$K_{cm}^{U_1} = 1 + U_1 K_{01}' K_{III} r_N / r_\Sigma \approx U_1 K_{01}' K_{III} r_N / r_\Sigma. \quad (3.16)$$

Оскільки $r_i \gg r_H + r_N$, визначимо коефіцієнт стабілізації не відносно зміни значення опору навантаження, а відносно його прирощення

$$\Delta I_H^{r_\Sigma} = \frac{(K_0' + K_{01}' U_4 K_{II} K_{III}) U_1}{(r_\Sigma + \Delta r_\Sigma) + K_{01}' K_{III} r_N U_1} - \frac{U_{II} K_{II}}{r_N} = \frac{\Delta r_\Sigma U_1 K_0'}{r_\Sigma [(r_\Sigma + \Delta r_\Sigma) + K_{01}' K_{III} r_N U_1]}, \quad (3.17)$$

$$\gamma_I^{r_\Sigma} = \frac{\Delta r_\Sigma / (r_\Sigma + \Delta r_\Sigma)}{1 + U_1 K_{01}' K_{III} r_N / (r_\Sigma + \Delta r_\Sigma)}, \quad (3.18)$$

$$K_{cm}^{r_\Sigma} = 1 + U_1 K_{01}' K_{III} r_N / (r_\Sigma + \Delta r_\Sigma) \approx U_1 K_{01}' K_{III} r_N / r_\Sigma. \quad (3.19)$$

Вирази співпали, що означає тракт порівняння в рівній мірі знижує дію раніше перелічених дестабілізуючих факторів на значення амплітуди струму в навантаженні.

Але в цій структурі не враховується ще один фактор впливу. Справа в тому, що селективний підсилювач з високою добротністю має на частоті резонансу надзвичайно стрімкі АЧХ і фазо-частотну характеристики (ФЧХ), як це показано на рис. 3.5 і рис. 3.6, відповідно [50, 51].

Це призводить до різкого зниження коефіцієнта стабілізації із відхиленням робочої частоти від номінального значення, оскільки він напряму залежить від коефіцієнта $K_{ТП}$, що витікає із виразу (3.13).

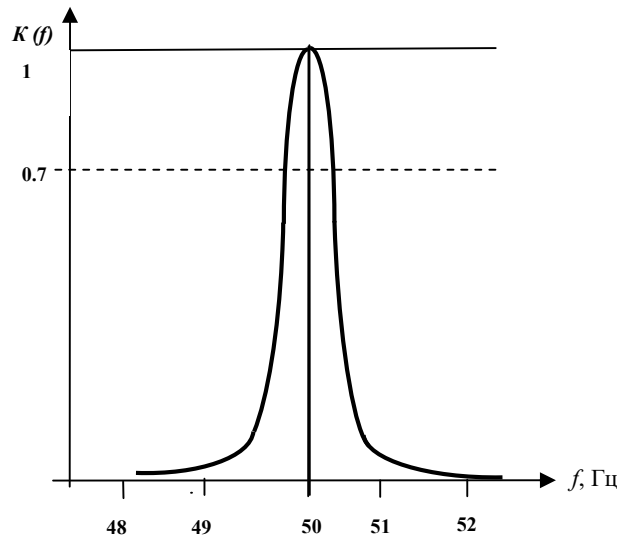


Рис. 3.5 Амплітудно-частотна характеристика селективного підсилювача

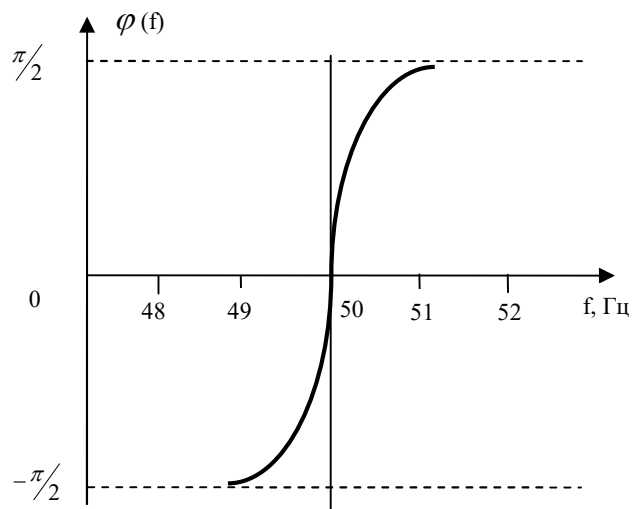


Рис. 3.6. Фазо-частотна характеристика селективного підсилювача

цифрові входи обох ЦАП. На аналогові входи ЦАП підводяться вихідні сигнали 1-го і 2-го каскадів селективного підсилювача.

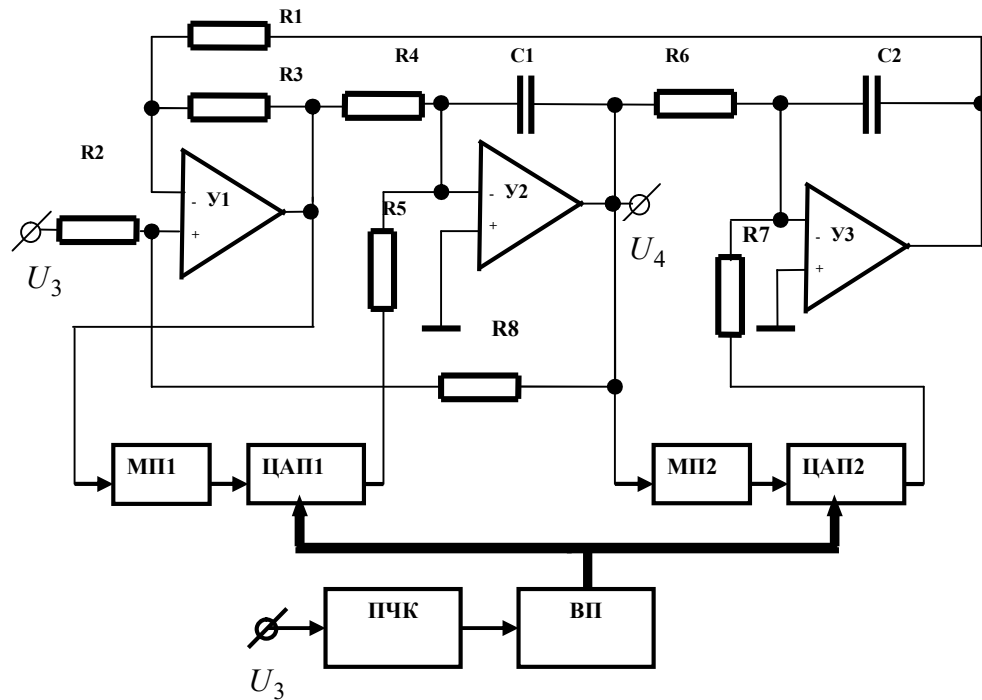


Рис. 3.8 Принципова схема регульованого селективного підсилювача

Якщо частота мережі має номінальне значення 50 Гц, код ПЧК дорівнює нулю і вихідні сигнали обох ЦАП відсутні. З появою відхилень частоти з'являється певний код на цифрових входах ЦАП1, ЦАП2 і відповідні значення їх вихідних сигналів, які підсумовуються з вихідними сигналами 1-го і 2-го каскадів селективного підсилювача і тим самим налаштовують його на частоту резонансу. Завдяки цьому в АЧХ і ФЧХ регульованого селективного підсилювача з'являються ділянки з незмінними коефіцієнтом передачі і кутом зсуву фаз вихідного сигналу у полосі регулювання, як це показано на рис. 3.9 і рис. 3.10, відповідно.

Таким чином, додаткове введення в структурну схему (рис. 3.4) ПЧК і РСП дозволяє забезпечити високу стабільність сигналів основної гармоніки у

розширеному діапазоні частот мережі. Подібного результату можна досягнути і в схемах стабілізаторів з адитивною корекцією.

Розроблений стабілізатор вже використовується в високоточних вимірювальних засобах.

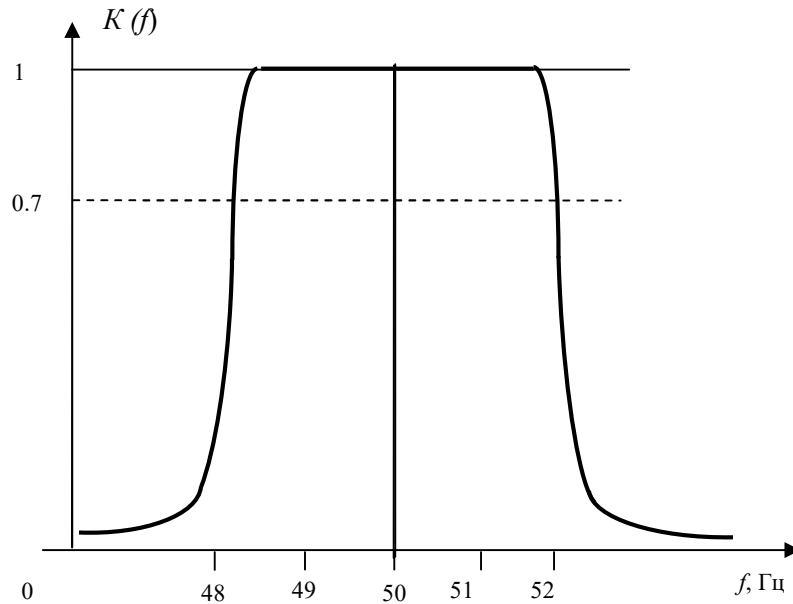


Рис. 3.9. АЧХ регульованого селективного підсилювача

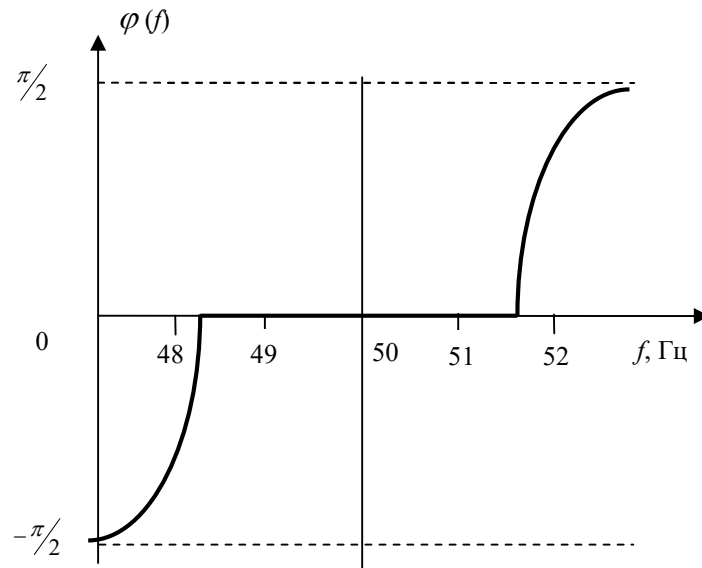


Рис. 3.10. ФЧХ регульованого селективного підсилювача

Завдяки зусиллям по створенню стабілізаторів змінного струму, Україна має єдиний в СНД робочий еталон показників якості електричної

енергії, нестабільність вихідних фазних напруг якого в розширеному діапазоні частот складає 0,001 %.

Його основні метрологічні характеристики:

- номінальний струм навантаження 0,15 А,
- діапазон частот основної гармоніки 30 -70 Гц,
- коефіцієнт нелінійних спотворень 0,1 %,
- припустима нестабільність параметрів основного та корегуючого ланцюгів та навантажень 10 %,
- коефіцієнт стабілізації 4000,
- похибка відтворення амплітуди синусоїдального сигналу 0,01 %,
- час встановлення 0,5 с,
- номінальний опір навантаження 1500 Ом,
- номінальні значення вихідних напруг 100 В, 380 В.

Порівняння характеристик розробленого стабілізатора з еталон-калібратором електричної потужності 6100А відомої компанії “Fluke” [151], демонструє переконливу перевагу нашого стабілізатора, як за ціною так і за точністю відтворення ПЯЕ.

3.3. Розвиток принципів побудови високовольтних цифроаналогових перетворювачів

Для створення метрологічних установок, що проводять перевірку й атестацію, необхідно автоматизований ГК, призначений для відтворення широкого ряду параметрів режиму мережі (рис. 1.7).

У загальному випадку сигнали генератора можна описати наступними залежностями:

$$\begin{aligned}
u_A(t) &= \sum_{k=1}^{K_{\max}} U_{Ak} \sin(k\omega t + \psi_{U_{Ak}}), & i_A(t) &= \sum_{k=1}^{K_{\max}} I_{Ak} \sin(k\omega t + \psi_{I_{Ak}}), \\
u_B(t) &= \sum_{k=1}^{K_{\max}} U_{Bk} \sin(k\omega t + \psi_{U_{Bk}}), & i_B(t) &= \sum_{k=1}^{K_{\max}} I_{Bk} \sin(k\omega t + \psi_{I_{Bk}}), \\
u_C(t) &= \sum_{k=1}^{K_{\max}} U_{Ck} \sin(k\omega t + \psi_{U_{Ck}}), & i_C(t) &= \sum_{k=1}^{K_{\max}} I_{Ck} \sin(k\omega t + \psi_{I_{Ck}}),
\end{aligned} \quad (3.20)$$

де $u(t)$, $u(t)$, $u(t)$, $u(t)$, $u(t)$, $u(t)$ – миттєві значення вихідних сигналів, U_{Ak} , U_{Bk} , U_{Ck} , I_{Ak} , I_{Bk} , I_{Ck} , $\psi_{U_{Ak}}$, $\psi_{U_{Bk}}$, $\psi_{U_{Ck}}$, $\psi_{I_{Ak}}$, $\psi_{I_{Bk}}$, $\psi_{I_{Ck}}$ – амплітуди й початкові кути зсуву фаз k -х гармонік фазних напруг і струмів, $K_{\max}$ – найбільший номер заданої гармоніки, $\omega = 2\pi f_1$, де f_1 – частота 1-ї гармоніки [70].

Основна перевага даного типу генератора - використання цифрового методу для моделювання трифазної мережі, тому що створити універсальний генератор складних форм вихідних сигналів засобами аналогової техніки важко.

До недоліків можна віднести одержання на виході ЦАП сигналу низького рівня, який може піддаватися електромагнітним наведенням, що буде приводити до спотворень. Також вихід ЦАП необхідно коректно узгодити із входом вихідного підсилювача. Вихідні підсилювачі напруги класу АВ, В будуються за дуже складною схемою, тому що повинні забезпечувати високу стабільність посилення сигналу з низьким рівнем спотворень і довгостроковою стабільністю. Вони характеризуються нелінійністю сигналу, мають низький ККД (близько 78%), підвищений нагрів вихідних транзисторів, значні габарити, погано працюють із нелінійним навантаженням, що викликає ріст спотворень. Підсилювачі із ШІМ, хоча й характеризуються високим ККД (близько 90%), але мають більш високий рівень спотворень (більше 0,7%), що росте зі зменшенням вихідного сигналу, тому що рівень несучої залишається незмінним, відрізняються більш низькою тимчасовою стабільністю й точністю підтримки вихідного сигналу, вузьким динамічним і частотним діапазонами. Крім того, у них складна

схема драйвера високовольтного вихідного каскаду, вимагають застосування фільтра, що підвищує вихідний імпеданс, не забезпечують стабільний рівень спотворень при роботі з НН.

Усунути вищі гармоніки на виходах підсилювальних каналів удалося завдяки розробкам зарубіжних учених [138] і Інституту електродинаміки АН України [120]. Суть їх зводилася до відтворення напівхвиль синусоїдальної напруги за допомогою діодної схеми комутації [122] постійних напруг, рівні яких підбиралися пропорційно рівням синусоїди відповідно до моментів їхнього включення. Однак, залишалася невирішена інша частина проблеми: високий та нелінійний опір діодів не дозволяли сформувати сигнали з розширеним діапазоном убік низьких напруг та високих з заданою точністю і низьким рівнем спотворень.

Подальші дослідження показали, що істотного зниження рівня напруги, що комутується, можна досягти шляхом заміни діодів на транзистори з відповідною зміною схеми комутації. У результаті запропоновано розвитку принципів побудови високовольтних цифроаналогових перетворювачів і створення ВЦАП. Принцип роботи схеми полягає в тому, що вихідна напруга формується безпосередньо високовольтним ЦАП шляхом подачі кодів на його входи. Основу високовольтного перетворювача становлять n джерел стабільної постійної напруги (рис. 3.11). Значення амплітуд кожного джерела підпорядковані бінарній логіці. Кожне джерело має амплітуду напруги U_i в 2 рази більше амплітуди попереднього

$$U_i = 2 \cdot U_{i-1}.$$

Напруга джерела старшого розряду становитиме

$$U_n = U_1 2^{n-1}.$$

Напруга кожного джерела стабільна й може бути миттєво підключена в загальний ланцюг для генерації сигналу. Вхідний двійковий код D з

напруги. Сформована напруга U_o (позитивна хвиля синусоїди) надходить на однофазний транзисторний міст $T_{13}, T_{23}, T_{33}, T_{43}$ (рис. 3.11). За допомогою моста створюється двохполярна напруга $U_{вих}$ на навантаженні R_L (рис. 3.12) залежна від часу t :

$$U_{вих}(t) = U_1 D(t).$$

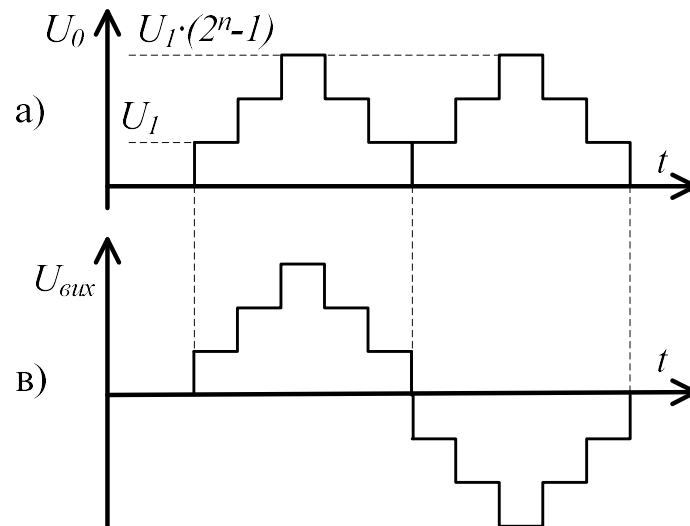


Рис. 3.12. Графіки вихідного сигналу

Таким чином, щоб одержати мережеву напругу номіналом 220 В з похибкою 0,1% необхідно 11 джерел напруги (0,25; 0,5; 1; 2; 4; 8; 16; 32; 64; 128; 256 В). Похибка відтворення визначається мінімальним значенням напруги $U_1 = 0,25$ В. При цьому максимальна амплітуда вихідної напруги $U_{вих}$ складе 511,25 В або 361 В діючого значення, що дозволяє встановити значення перенапруги $1,47 \cdot U_{вих}$ відповідно до Держстандарту ГОСТ 13109-97 з коефіцієнтом спотворення синусоїдальності кривої напруги близько 0,05%.

Запропонований розвиток принципу комутації має ряд переваг. Повністю виключається пряме падіння напруги U_d властиве діодам. Навіть діоди Шоттки, розраховані на високу напругу, мають падіння від 0,7 В. Тому, удалося усунути обмеження точності на рівні $U_1 > U_d \cdot (N - 1)$ В, а також вплив нелінійного опору діодів. Цифровий код, що несе інформацію, керує безпосередньо високовольтними транзисторами, що дозволяє уникнути додаткових витрат на аналоговий ПП, впливу перешкод і нелінійних

спотворень. Досягається висока стабільність амплітуд і фазових зсувів відтворених сигналів. Крім того, забезпечується високий ККД, завдяки ключовому режиму роботи високовольтних транзисторів.

3.4 Цифро-аналоговий перетворювач великого струму для застосування в портативних метрологічних установках

Постійне зростання кількості малих і середніх підприємств призводить до збільшення споживання електроенергії і ПОЕ. В умовах розрізненого розташування ПОЕ виникає потреба в оперативній їх перевірці на місці встановлення і експлуатації. Це можливо зробити тільки застосувавши портативні ГК, що дозволяє контролюючим органам зменшити в кілька разів витрати на проведення перевірки.

Проведені дослідження, як відмічалось в розділі 1 і [85], показали, що наявні портативні ГК не відтворюють струми більші за 15 А, що не дозволяє їх використовувати для повірки більшості ПОЕ прямого включення. Значне обмеження вихідного струму спричинене конструкцією вихідних підсилювачів. Застосовуються підсилювачі, які працюють в режимі АВ [125], D [153] чи гібридному [136] та містять вихідні низькочастотні трансформатори струму. Таким чином, для отримання значного збільшення вихідного струму потрібно збільшувати масу і габарити трансформаторів, а звідси і всього ГК. Портативні установки провідних фірм світу мають вагу 50 кг. Створення прецизійних портативних джерел високого змінного струму (до 100 Ампер) на основі цифро-аналогових перетворювачів великого струму (ЦАПВС), вагою в кілька разів менше ніж у кращих світових взірців, є нагальною потребою.

Вчені Інституту електродинаміки НАН України активно займаються дослідженнями та розробками ГК [70]. Автор брав безпосередню участь у виконанні науково-дослідних та дослідно-конструкторських робіт в результаті було запропоновано напрямок розвитку ВЦАП [101], що дало можливість застосувати їх в метрології для створення високоточних джерел

напруг в ГК. Перетворювач має ряд переваг. Наприклад, відсутність аналогового підсилювача, підвищуючого низькочастотного вихідного трансформатора, невеликі масу і габарити.

Суть його роботи зводилася до відтворення напівхвиль синусоїдальної напруги за допомогою транзисторної схеми комутації джерел постійних напруг, рівні яких підбиралися пропорційно рівням синусоїди відповідно до моментів їхнього включення. За допомогою моста з однопорядних напівхвиль формується двополярна синусоїдальна висока напруга. Даний ВЦАП являє собою ЦАП з послідовним підсумовуванням опорних напруг.

Дослідження показали, що принцип прямого синтезу можливо застосувати при побудові каналів струму ГК, що дозволить отримати високі вихідні струми без застосування громіздких вихідних трансформаторів. Було запропоновано і розроблено цифро-аналоговий перетворювач великого струму. В даному ЦАПВС застосовано принцип підсумовування опорних струмів [123], але вихідним сигналом в нього є не напруга, а струм великої сили, отриманий прямим синтезом. Основу перетворювача великого струму становлять n стабілізаторів (С) струму $I_1, I_2, \dots, I_n$ (рис. 3.13), рівного числу розрядів вхідного коду D та джерела напруги U .

Принцип роботи схеми полягає в тому, що вихідний струм формується шляхом складанням струмів від стабілізаторів безпосередньо ЦАПВС шляхом подачі кодів на його входи. Вхідний двійковий код D з регістра (Р) перетворюється дешифратором (Д) в унітарний позиційний код, безпосередньо керуючий СК ключами-транзисторами $T_1, T_2, \dots, T_n$. Розряди $A_1, A_2, \dots, A_n$ вхідного коду D керують станом транзисторних ключів $T_1, T_2, \dots, T_n$, які при $A_i=1$ подають i -й струм від стабілізатора паралельно в загальний ланцюг. Тому результуючий струм I_L буде дорівнювати сумі струмів I_i , для яких відповідний їм розряд $A_i=1$. Значення амплітуд кожного струму стабілізаторів підпорядковані бінарній логіці. Кожен стабілізатор формує амплітуду струму I_i в 2 рази більше амплітуди попереднього $I_i=2 \cdot I_{i-1}$.

Для двійкового вхідного коду D формула вихідного струму I_L буде:

$$I_L = I_1 \sum_{i=1}^n A_i 2^{i-1} = I_1 (A_1 2^0 + A_2 2^1 + \dots + A_n 2^{n-1}) = I_1 D, \quad (3.21)$$

де $I_1 = \frac{I_{o\max}}{2^n - 1}$ - значення струму молодшого розряду, $I_{o\max}$ - необхідне найбільше значення амплітуди вихідного струму ЦАПВС. При цьому $I_n = I_1 2^{n-1}$.

Оскільки вихідний струм змінюється в часі t , то формула (3.21) набуде вигляду:

$$I_L(t) = I_1 D(t). \quad (3.22)$$

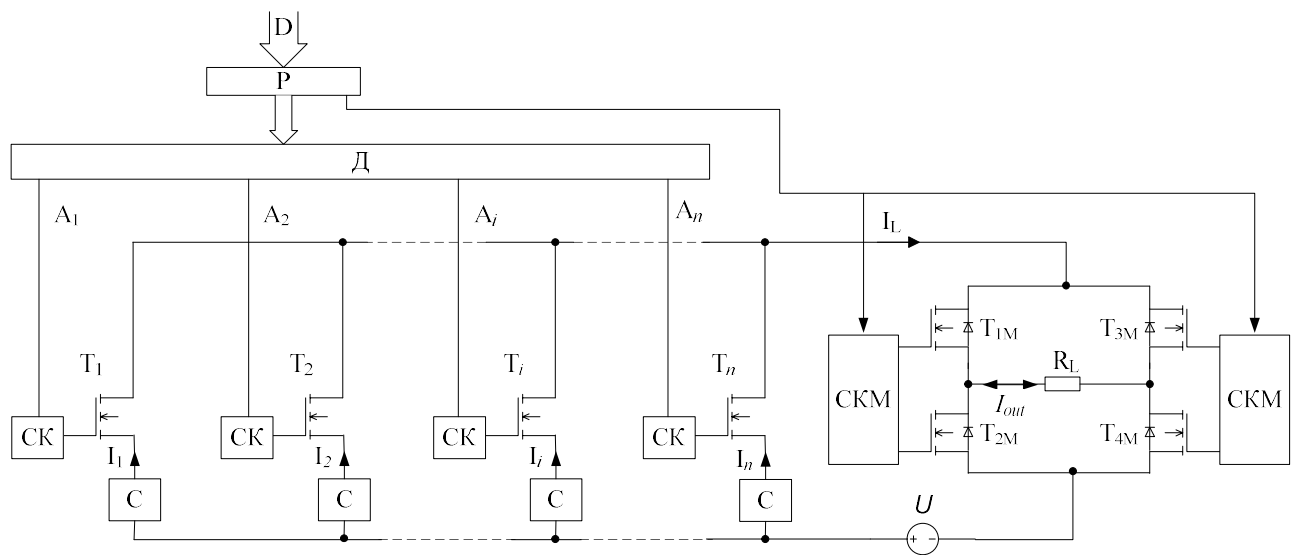


Рис. 3.13. Структурна схема перетворювача великого струму.

Таким чином, подаючи вхідний код $D(t)$, що описує синусоїдальну напівхвилю, отримаємо безпосередньо півхвилю струму $I_L(t)$, що за допомогою мосту на транзисторах-ключах T_{1M} , T_{2M} , T_{3M} , T_{4M} і схеми комутації мосту (СКМ) перетворюється в повноцінний синусоїдальний струм $I_{out}(t)$ на навантаженні R_L (рис. 3.14).

Відповідно, щоб одержати змінний вихідний струм з діючим значенням 60 А і похибкою 0,2% (достатньо для перевірки побутових ПОЕ), необхідно 10 джерел струму (0,088; 0,1762; 0,3525; 0,705; 1,41; 2,82; 5,64; 11,28; 22,56; 45,12 А). Похибка відтворення задається значенням струму молодшого розряду $I_1=0,088$ А. При цьому максимальна амплітуда вихідного струму I_{out}

складе 90,24 А або 64 А діючого значення з коефіцієнтом спотворення синусоїдальності кривої струму близько 0,5%.

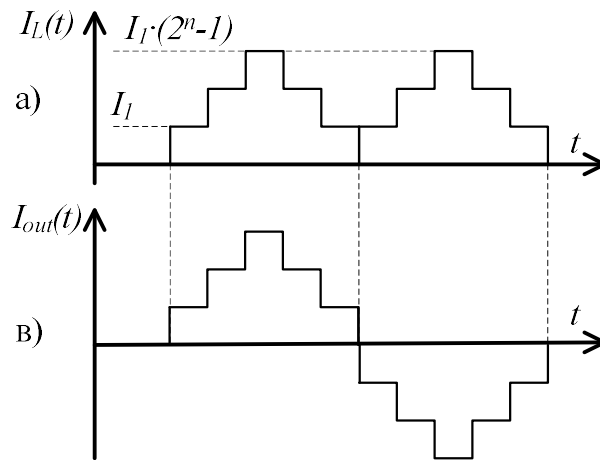


Рис. 3.14. Графіки вихідного сигналу

Запропонований принцип прямого синтезу великого струму, втілений в ЦАПВС, має ряд важливих переваг. Найбільш суттєвим являється відмова від громіздкого і масивного вихідного трансформатора струму. Це приводить до значного зменшення ваги і габаритів джерела струму, що дуже важливо при створенні портативних ГК. Наприклад, вихідний трансформатор для вище приведених умов важить близько 3 кг, а для 3х фазного джерела їх потрібно 3 шт. Сучасний розвиток напівпровідників дає можливість комутувати струми до сотні ампер одним малогабаритним транзистором [128] без суттєвих втрат. Це дозволяє створювати ЦАПВС з меншими габаритами в декілька разів ніж підсилювач. Безпосереднє керування силовими транзисторами за допомогою цифрового коду дозволяє уникнути додаткових витрат на ПП, впливу перешкод і нелінійних спотворень. Досягається висока стабільність амплітуд і фазових зсувів відтворених сигналів. Крім того, забезпечується високий ККД, завдяки ключовому режиму роботи транзисторів.

В Інституті електродинаміки створено експериментальну портативну метрологічну установку на струм до 60 А на основі ЦАПВС, яка успішно

пройшла метрологічну атестацію в Укрметртестстандарті. Продовжуються роботи по підвищенню робочого струму до 100А.

Використовуючи запропонований ЦАПВС, оснований на принципі прямого синтезу великого струму, можливо створювати портативні ГК з вихідним струмом до сотень ампер і вагою в кілька разів меншою ніж в калібраторах провідних фірм світу. Розрахунки показують, що вага шестиканального калібратора струмів і напруг, створеного на основі ВЦАП і ЦАПВС не перевищуватиме 12 кг.

Серійне виробництво ГК дасть можливість задовольнити потреби держави у портативних метрологічних установках для забезпечення оперативної перевірки ПОЕ без їх демонтажу.

3.5 Аналіз процесу формування синусоїди із сигналів прямокутної форми на основі принципу суперпозиції

Імпульсні перетворювачі напруги широко використовуються для побудови вторинних джерел та систем живлення в промисловості, транспортних засобах і побуті. Силкові перетворювачі напруги – інвертори, перетворюють постійний струм в змінний, але форма сигналу залишається далекою від синусоїдальної.

Силова схема інверторів виконана на ключах-транзисторах ($S1, \dots, S4$), які можуть знаходитися тільки в одному з двох станів: «ввімкнено»\«вимкнено» (ключ відкритий, ключ закритий), та створюють мостову перетворювальну комірку (рис. 3.15). Форма вихідної напруги – прямокутна.

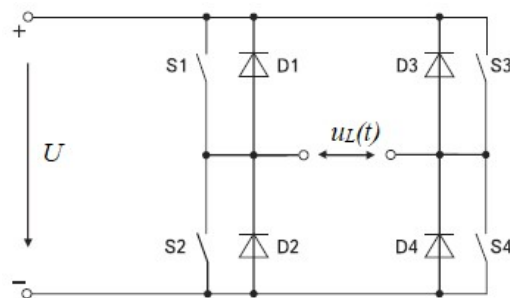


Рис. 3.15. Мостова перетворююча клітинка

Для багатьох видів навантаження така форма є допустима, але не для ПОЕ і МЗ, які потребують синусоїдальної форми напруги з чітко визначеними інформативними параметрами. Особливо гостро проблема створення синусоїдальних сигналів стоїть в метрології. Близьку до синусоїдальної напруги з малим значенням коефіцієнта гармонік може бути сформовано за допомогою різного виду імпульсної модуляції. В основі створення інверторів лежать процеси імпульсної модуляції напруги і наступної її фільтрації.

В [120, 86] згадується метод отримання ступінчатої напруги від декількох послідовно з'єднаних синхронізованих інверторів [11], які мають на виході прямокутні напруги різних, але кратних частот. Якщо основний інвертор (I) дає прямокутну напругу амплітудою E з частотою f , а додаткові (II, n) - прямокутні напруги з амплітудами $E/3, E/5, \dots$, із частотами $3f, 5f, \dots$, (рис. 3.16) то складанням цих напруг можливо досягнути значного наближення форми сигналу напруги на навантаженні Z_L до синусоїдального з заданою точністю. Таке виконання інвертора дозволяє зменшити масу й габарити.

Вважалось [120], що застосування декількох інверторів значно ускладнює схему, потребує схем синхронізації управління окремими інверторами і, як наслідок, може призвести до збоїв в роботі та не доцільно для застосування в силовій техніці.

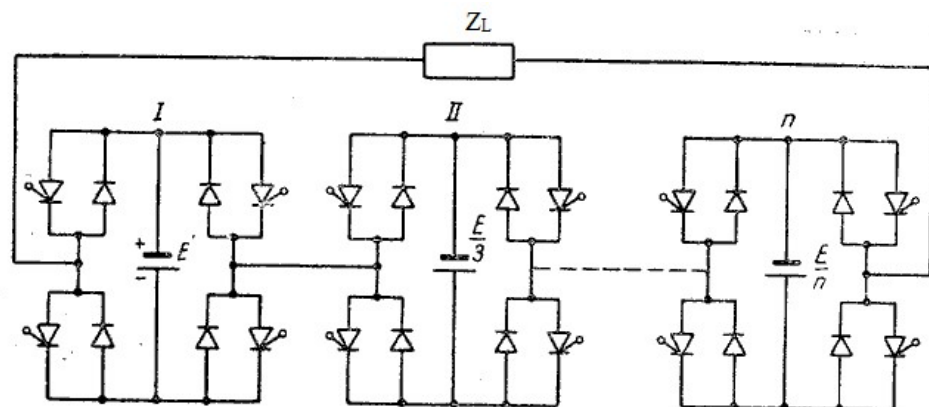


Рис. 3.16. Схема інвертора основана на принципі суперпозиції меандрів

На сьогоднішній день інтенсивний розвиток цифрової електроніки, схем управління та узгодження, що реалізовані в різноманітних інтегральних мікросхемах, широка номенклатура польових транзисторів, що є значимою альтернативою тиристорам, спрощує побудову силових вихідних каскадів. Це дозволяє створити перетворювач сигналів з цифровим управлінням та застосовувати його не тільки в силовій техніці, а і в метрології, де потрібна точність, стабільність та синусоїдальність тестових сигналів.

За допомогою математичного апарату і сучасних методів комп'ютерного моделювання далі буде доведено, що метод складання сигналів прямокутної форми в своїй суті направлений на виключення вищих гармонік, починаючи з найближчої до основної, тобто націлений на відтворення синусоїдального сигналу і при запропонованому розвитку дозволяє отримати напругу з наперед заданими інформативними параметрами і точністю, доведено його перспективність для застосування в метрології в портативних ГК. На основі проведених теоретичних досліджень дані рекомендації щодо оптимальної кількості складових тестових сигналів.

Дослідження синусоїдальних сигналів, одержаних на основі принципу суперпозиції з прямокутних сигналів, базується на методиці, в основі якої лежить розкладання складних періодичних сигналів $u_1(t), \dots, u_n(t)$ прямокутної форми (рис. 3.17) в ряд Фур'є [91], а також на застосуванні моделі, створеної в схемному симуляторі NI Multisim.

Пропустивши математичні перетворення, маємо розклади в ряд для прямокутних періодичних сигналів відповідних частот

$$u_1(t) = \frac{4E}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin k\omega t}{k}, \quad (3.23)$$

$$u_2(t) = \frac{4E}{3\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin k3\omega t}{k}, \quad (3.24)$$

$$u_3(t) = \frac{4E}{5\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin k5\omega t}{k}, \quad (3.25)$$

$$u_4(t) = \frac{4E}{7\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin k7\omega t}{k} \dots, \quad (3.26)$$

де $k=1,3,5,\dots$, $\omega = 2\pi f$ – кутова частота.

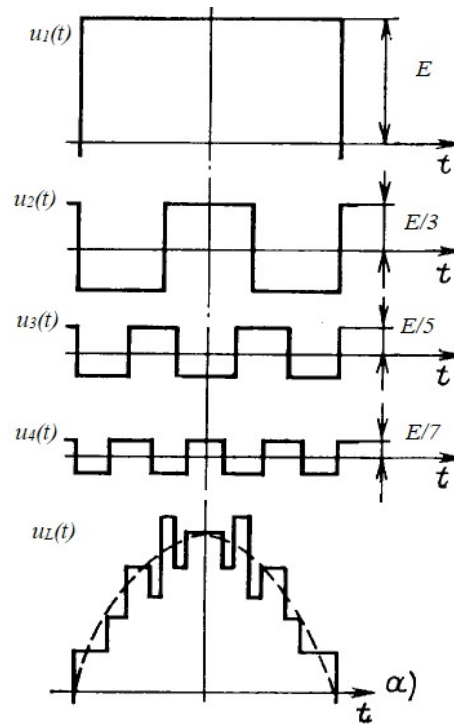


Рис. 3.17. Меандри мостових клітинок та результуючий сигнал інвертора

Не важко помітити, що перші гармоніки додаткових прямокутних сигналів з кратними частотами до сигналу основної частоти співпадають за амплітудою, кутом зсуву фаз і частотою з гармоніками прямокутного сигналу основної частоти:

$$u_1(t) = \frac{4E}{\pi} \sin \omega t + \frac{4E}{3\pi} \sin 3\omega t + \frac{4E}{5\pi} \sin 5\omega t + \frac{4E}{7\pi} \sin 7\omega t + \frac{4E}{9\pi} \sin 9\omega t + \frac{4E}{11\pi} \sin 11\omega t \dots \quad (3.27)$$

Підсумувавши розкладання сигналів в ряд зі зворотнім знаком, з метою виключення із спектру вищих гармонік (рис. 3.17), отримуємо математичну модель вихідного сигналу $u_L(t)$ на навантаженні

$$u_L(t) = \frac{4E}{\pi} \sin \omega t + \frac{4E}{\pi} \sum_{k=3}^{\infty} \frac{\sin k\omega t}{k} - \frac{4E}{3\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin k3\omega t}{k} - \frac{4E}{5\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin k5\omega t}{k} - \frac{4E}{7\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin k7\omega t}{k} \dots \quad (3.28).$$

Проаналізувавши кожну складову формули (3.28), можна побачити, що вводити прямокутні сигнали частотою рівною, квадрату попередньої складової (наприклад 9ї) не потрібно, бо вона вже попередньо вирахувана, є складовою меандру з частотою кратною трьом до основної, а складові з частотами рівними добутку попередніх (наприклад 15ї) потрібно не віднімати, а додавати, оскільки ця гармоніка вже вирахувана два рази меандрами з частотою кратних 3-й та 5-й від основної.

Синусоїдальність вихідної напруги, тобто приближення її форми до синусоїдальної, прийнято характеризувати перш за все коефіцієнтом гармонік K_{gr} , що визначається як відношення діючого значення вищих гармонік до діючого значення першої (основної) гармоніки

$$K_{gr} = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^n U_{iRMS}^2}}{U_{1RMS}} \cdot 100\%, \quad (3.29)$$

де U_{1RMS} - діюче (середньоквадратичне) значення (СКЗ) напруги 1-ї гармоніки, U_{iRMS} - діюче значення напруги i -ї гармоніки, n – номер кінцевої гармоніки.

Згідно ГОСТ 13109-97 можна не враховувати гармонічні складові, значення яких менше 0,1%, та обмежитись $n = 40$.

Таким чином, необхідно розрахувати коефіцієнт гармонік K_{gr} для різної кількості меандрів в суперпозиції, щоб знайти оптимальну їх кількість при формуванні синусоїдального сигналу та оцінити рівень спотворень.

Критерієм оптимальності буде слугувати найменше значення коефіцієнта гармонік з мінімальною кількістю N меандрів.

Спочатку потрібно порахувати СКЗ кожної гармонічної складової сигналу $u_L(t)$ з (3.28), що лишились не компенсовані в кожному випадку і підставити в формулу (3.29). Почнемо з випадку коли використано три меандри.

Для будь-якої неперервної функції $U(t)$ в інтервалі $T_1 - T_2$ середньоквадратичне значення можна розрахувати за формулою

$$U_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T_2 - T_1} \int_{T_1}^{T_2} (U(t))^2 dt}. \quad (3.30)$$

З використанням формули (3.30) запишемо вирази середньоквадратичного значення гармонік U_{1RMS} , U_{2RMS} , U_{3RMS} , ... та розрахуємо їх для функцій на періоді $0 - 2\pi$. Позначення гармонік у порядку підсумовування в формулі (3.28), тому що парні гармоніки в сигналі відсутні.

Для випадку сигналу, отриманого за умови суперпозиції 3-х меандрів $u_{L3}(t)$, форма сигналу матиме вигляд:

$$u_{L3}(t) = \frac{4E}{\pi} \sin \omega t + \frac{4E}{7\pi} \sin 7\omega t + \frac{4E}{11\pi} \sin 11\omega t + \frac{4E}{13\pi} \sin 13\omega t + \frac{4E}{17\pi} \sin 17\omega t \dots \quad (3.31)$$

СКЗ для основної та наступних:

$$U_{1RMS} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(\frac{4E}{\pi} \sin(\omega t)\right)^2 dt} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E, \quad (3.32)$$

$$U_{2RMS} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(\frac{4E}{7\pi} \sin(7\omega t)\right)^2 dt} = \frac{2\sqrt{2}}{7\pi} E, \quad (3.33)$$

$$U_{3RMS} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(\frac{4E}{11\pi} \sin(11\omega t)\right)^2 dt} = \frac{2\sqrt{2}}{11\pi} E, \quad (3.34)$$

$$U_{4RMS} = \frac{2\sqrt{2}}{13\pi} E, \quad (3.35)$$

$$U_{sRMS} = \frac{2\sqrt{2}}{15\pi} E \dots \quad (3.36)$$

За аналогією з (3.32 – 3.36) знаходимо СКЗ інших гармонік, що є складовими в (3.21). Обчислимо коефіцієнт гармонік K_{gr3} для сигналу за умови суперпозиції 3-х меандрів. Підставивши в (3.29) отримані СКЗ, маємо

$$K_{gr3} = \frac{\pi \sqrt{8\left(\frac{E}{7\pi}\right)^2 + 8\left(\frac{E}{11\pi}\right)^2 + 8\left(\frac{E}{13\pi}\right)^2 + 8\left(\frac{E}{15\pi}\right)^2 + \dots}}{2\sqrt{2}E} \cdot 100\% = 22.98\%. \quad (3.37)$$

Подібним чином розраховано коефіцієнт гармонік K_{gr} і отримано коефіцієнт гармонік K_{grs} в схемному симуляторі для випадків до 9-ти меандрів. Результати наведено в табл. 3.1.

Таблиця 3.1

Коефіцієнти гармонік розрахований та отриманий в симуляторі

N	Меандри, кратні до основної частоти	K_{gr} , %	K_{grs} , %
3	1,3,5	22,98	22,16
4	1,3,5,7	18,9	18,58
5	1,3,5,7,11	16,57	15,98
6	1,3,5,7,11,13	17,43	16,4
7	1,3,5,7,11,13,15	15,33	14,7
8	1,3,5,7,11,13,15,17	14,9	17,6
9	1,3,5,7,11,13,15,17,19	12,4	19,3

За результатами розрахунків побудований графік залежності коефіцієнта гармонік K_{gr} вихідного сигналу (суцільна лінія на рис. 3.18) та відображена залежність коефіцієнта гармонік K_{grs} , отриманого в схемному симуляторі NI Multisim (перервна лінія) від кількості підсумованих сигналів прямокутної форми в суперпозиції N.

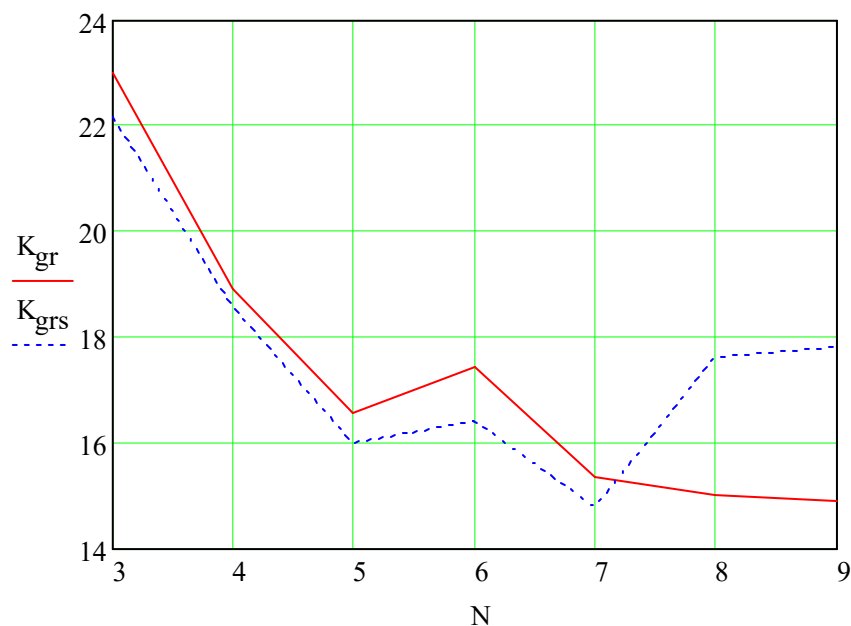


Рис. 3.18. Залежність коефіцієнту гармонік від кількості складових меандрів

Для підтвердження теоретичних розрахунків та дослідження, було змодельовано еквівалентну схему інвертора в NI Multisim (рис. 3.19), яка складається з однополярного джерела прямокутного сигналу основної частоти – $g1$, джерел однополярних прямокутних сигналів з відповідними частотами, кратними основній – $g3...g15$, для отримання двополярного сигналу введені відповідні джерела постійної напруги, рівень якої дорівнює половині амплітуди меандрів. Сигнал формується на навантажувальному резисторі Z_L , до якого підключено аналізатор гармонік та осцилограф. За допомогою аналізатора гармонік було отримано значення коефіцієнта гармонік K_{grs} для випадків ввімкнення від 3 до 9 джерел меандрів (рис. 3.18).

З рис. 3.18 видно, що результати теоретичних розрахунків майже повністю співпадають з результатами моделювання в схемному симуляторі, деяке відхилення обумовлено обмеженістю кількістю складових в розкладанні і розрахунках.

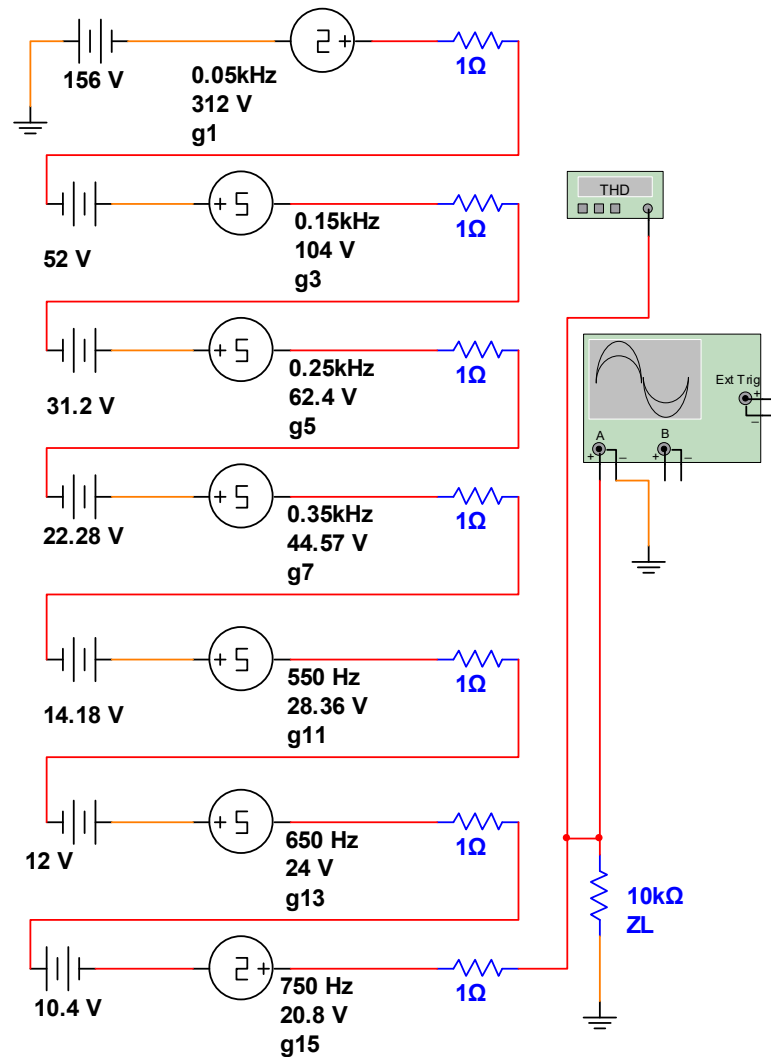


Рис. 3.19. Модель еквівалентної схеми інвертора в NI Multisim

Спираючись на отримані результати (табл. 3.1), сім є оптимальною кількістю меандрів для формування напруги, при цьому, як зазначалось вище, не використовується меандр з частотою 9-ї гармоніки, а джерело з частотою коливань, кратною 15, додається до основного.

Використавши математичну модель сигналу (3.28), було розраховано вихідний сигнал інвертора за допомогою математичного редактора MathCad (рис. 3.20) та змодельовано (рис. 3.22) в схемному симуляторі NI Multisim. Результати, приведені на рисунках, підтверджують правильність теоретичних викладок. Проте, як видно з рис 3.20 - 3.22, отриманий сигнал має ще значний коефіцієнт спотворень.

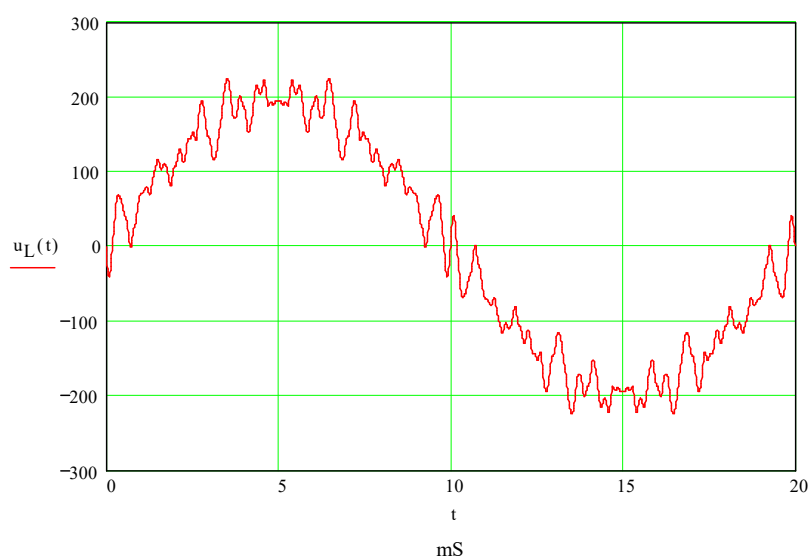


Рис. 3.20 Вихідний сигнал розрахований за допомогою математичного редактора MathCad

Для зниження рівня гармонік K_{gr} до потрібного значення необхідно застосувати фільтр низької частоти який, спираючись на вище приведені розрахунки, має придушити гармоніки, починаючи з 17-ої. Фур'є аналіз сигналу (рис. 3.21) на виході схеми (рис. 3.19), проведений в симуляторі, це підтверджує (рис. 3.22).

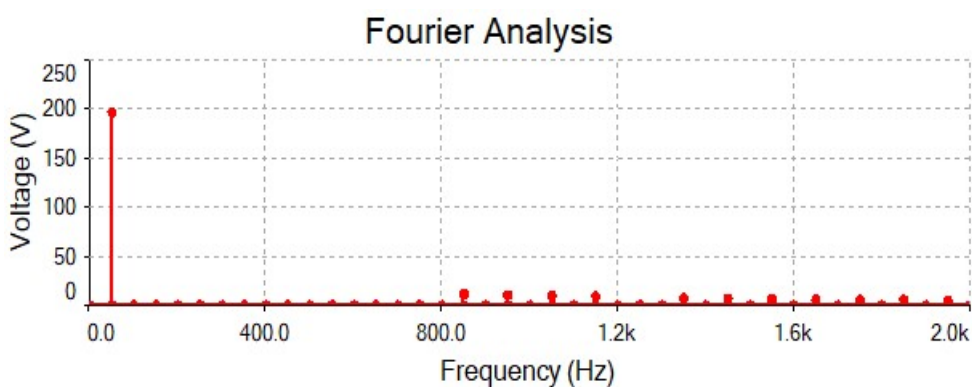


Рис. 3.21. Спектр Фур'є сигналу інвертора
отриманий в схемному симуляторі



Рис. 3.22. Вихідний сигнал змодельований в схемному симуляторі, до ФНЧ і після фільтра

Оскільки сигнал містить тільки гармоніки вищих порядків, достатньо буде застосувати не складний LC фільтр. Наприклад, ФНЧ з частотою зрізу 500 Гц зменшує коефіцієнт гармонік з 15% до 0,6%, що вже є прийнятним для формування тестових сигналів, призначених для перевірки засобів обліку електроенергії [5]. Для узгодження з різноманітними навантаженнями можливо підібрати та розрахувати інші фільтри, які достатньо докладно розглянуті в [86].

3.6 Висновки до розділу 3

1. Запропоновано розвиток способу зниження рівня нелінійних спотворень вихідного синусоїдального сигналу спричинених нелінійними колами ЗВ, що дозволило зменшити похибку при калібруванні, а ВПП гарантувати заявлені МХ з НН. Ефективність була

підтверджена комп'ютерним моделюванням, лабораторними випробуваннями створеного зразка.

2. Запропоновано структурну схему компенсації мультиплікативної та адитивної корекції похибок за рахунок введення схеми корекції похибок відтворення сигналу в розширеному діапазоні частот.
3. Запропоновано розвиток принципів ВЦАП, що дозволило уникнути додаткових витрат на аналоговий ПП, впливу перешкод і нелінійних спотворень. При цьому досягається висока стабільність амплітуд і фазових зсувів відтворених сигналів. Крім того, забезпечується високий ККД.
4. Вперше запропоновано принцип прямого синтезу великого струму, який втілений в ЦАПВС, що дозволив відмовитись від громіздкого і масивного вихідного трансформатора струму. Це дало значне зменшення ваги і габаритів джерела струму, що дуже важливо при створенні портативних ГК.
5. Проведено дослідження математичної моделі, яка описує синусоїдальний сигнал, сформований з групи меандрів на основі принципу суперпозиції, в результаті чого доведено доцільність застосування вказаного методу для створення ВПП, який використовується для відтворення тестових сигналів в портативних МЗ.

Посилання: [5], [11], [13], [14], [16], [17], [20, 22], [25-28], [34], [35], [50], [51], [53], [58], [60], [63], [66], [67], [70], [71], [73], [76-79], [82], [85], [86], [91], [95], [100], [101], [106], [120], [122], [123], [125], [127], [128], [131], [136], [138], [139], [142], [148], [151], [153], див. список використаних джерел стор. 138 – 155.

РОЗДІЛ 4

АНАЛІЗ ВИМІРЮВАЛЬНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ ПОТУЖНОСТІ ЗА ДОПОМОГОЮ МАТЕМАТИЧНИХ ТА КОМП'ЮТЕРНИХ МОДЕЛЕЙ

4.1 Дослідження спотворень вихідного синусоїдального сигналу високовольтного цифро-аналогового підсилювача за допомогою математичної моделі

Відтворення синусоїдальних сигналів з малим коефіцієнтом нелінійних спотворень є однією з умов правильного вимірювання електронними приладами високого класу точності [130, 145].

Існують різні підходи для відтворення сигналів змінного струму: аналогові, імпульсні, цифро-аналогові.

Всі ці методи мають певні недоліки. Один з таких методів заснований на високовольтному перетворювачі з використанням тиристорів і діодів [120] та транзисторів і діодів [138]. Перетворювачі, побудовані за такими схемами, мають низьку синусоїдальність вихідної напруги, що не дозволяє використовувати їх для відтворення метрологічних тестових сигналів.

В розділі 3 було запропоновано принципу побудови ВЦАП та використано його для точного відтворення синусоїдальної напруги мережі і застосуванню в МЗ [85] (рис. 4.1).

Принциповою відмінністю в [120, 138] від приведеної схеми є те, що замість ключів T_{12} , T_{22} , ... T_{n2} використані діоди. Оцінити вплив на якість вихідного сигналу схемних реалізацій можливо математичним моделюванням. Це дозволить створювати портативні і прецизійні засоби метрологічного забезпечення на основі ВЦАП з прогнозованими спотвореннями вихідних сигналів.

Даний ВЦАП являє собою ЦАП з послідовним підсумовуванням [123] опорних напруг U_1 , U_2 , ... U_n для отримання вихідної напруги U_0 . Його спрощена структурна схема приведена на рис. 4.1.

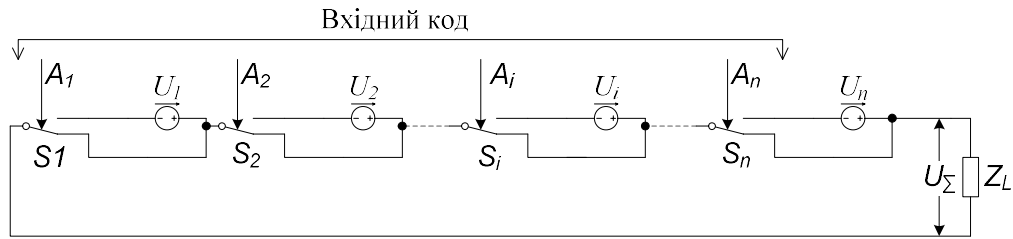


Рис. 4.1. Спрощена структурна схема ВЦАП

Підключення джерел до імпедансу навантаження Z_L відбувається за допомогою ключів $S_1, S_2, \dots, S_n$, що керуються вхідним кодом. Якщо $A_i=1$, то джерело U_i підключене, якщо $A_i=0$, то навпаки, виключене із сумарної напруги. Величина вихідної напруги U_Σ визначається формулою:

$$U_\Sigma = U_1 \sum_{i=1}^n A_i 2^{i-1} = U_1 (A_1 2^0 + A_2 2^1 + \dots + A_n 2^{n-1}) = U_1 D, \quad (4.1)$$

де $A_1, A_2, \dots, A_n$ розряди цифрового коду D , $U_1 = \frac{U_{o \max}}{2^n - 1}$ - значення напруги молодшого розряду, що подається на навантаження, коли $A_1=1$ (молодший розряд вхідного коду), а $A_1 = A_2 = \dots = A_n = 0$. $U_{o \max}$ - найбільше значення амплітуди вихідної напруги ЦАП. При цьому $U_n = U_1 2^{n-1}$.

Щоб мати змогу створити математичну модель, необхідно ускладнити структурну схему рис. 4.1, додавши до неї імпеданси $Z_{s1}, Z_{s2}, \dots, Z_{sn}$ комутуючих елементів – транзисторів $T_{12}, T_{22}, \dots, T_{n2}$ (рис. 4.2).

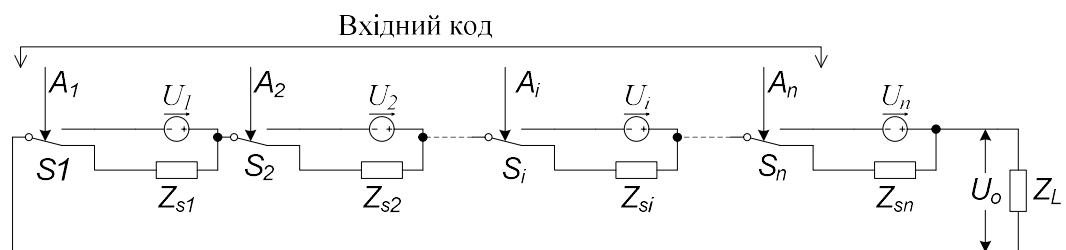


Рис. 4.2. Структурна схема ВЦАП з імпедансами комутуючих елементів

Покращення характеристик запропонованої схеми з ключами-транзисторами відносно схем з діодами здійснимо шляхом порівняння

результатів їх моделювання. Для цього схему на рис. 4.1 змінимо з урахуванням властивостей діодів [102], внаслідок чого отримаємо схему рис. 4.3.

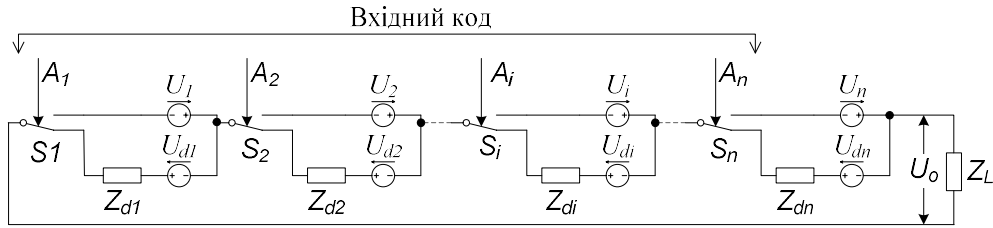


Рис. 4.3. Структурна схема ВЦАП з урахуванням властивостей діодів

$Z_{d1}, Z_{d2}, \dots, Z_{dn}$ – опори діодів, $U_{d1}, U_{d2}, \dots, U_{dn}$ – пряме падіння напруги на р-п переходах діодів.

Спочатку звернемось до рис. 4.2. Як видно з нього, ЦАП має внутрішній опір Z_D , що дорівнює сумі імпедансів $Z_{s1}, Z_{s2}, \dots, Z_{sn}$ ключів $S_1, S_2, \dots, S_n$ і буде змінюватись в залежності від вхідного коду D . Закономірність включення ключів буде протилежна закономірності включення джерел. Їх кількість можна порахувати, підсумувавши бінарні одиниці у вхідному коді, розклавши десяткове значення коду методом запису цілочисельного залишку від ділення на 2 і віднявши від загальної кількості ключів N . Оскільки імпеданси ключів однакові $Z_{s1} = Z_{s2} = \dots = Z_{sn}$, величина внутрішнього опору Z_D буде визначатись формулою

$$Z_D = Z_{s1} \left(N - \sum_{n=0}^{N-1} \delta_1, \left[\frac{D}{2^n} \right] \bmod(2) \right), \quad (4.2)$$

де δ_1 – дельта Кронекера.

На основі зроблених викладок можна представити еквівалентну схему ВЦАП (рис. 4.4).

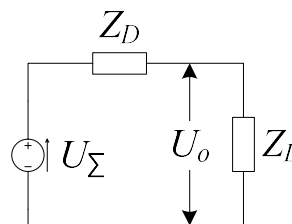


Рис. 4.4. Еквівалентна схема ВЦАП

Сигнал на навантаженні буде визначатись формулою

$$U_o = U_{\Sigma} \cdot K_D, \quad (4.3)$$

де K_D – коефіцієнт передачі ВЦАП з навантаженням Z_L :

$$K_D = Z_L / (Z_L + Z_D) = 1 / (1 + (Z_D / Z_L)). \quad (4.4)$$

Розглянемо вплив коефіцієнта передачі ВЦАП з навантаженням на сформований з джерел синусоїдальний сигнал U_{Σ} для одного періоду 2π

$$U_{\Sigma} = U_{o\max} \sin(\omega t), \quad (4.5)$$

де $\omega = 2\pi f$ – кутова частота.

Для цього необхідно вивести закон зміни внутрішнього імпедансу Z_D від зміни сигналу. Спочатку необхідно отримати n розрядний код синусоїдального сигналу $U_{\Sigma}(k)$ з кількістю кроків k та підставити його в формулу розрахунку внутрішнього опору (4.2), а потім апроксимувати функцією. Позбудемось впливу дискретизації, спрямувавши кількість кроків до нескінченності, а їх ширину $\gamma = 2\pi/k$ до нуля. Взявши для прикладу $U_{o\max} = 255$ В, $U_l = 1$ В, $N = 8$, $k = 256$, $Z_{sl} = 0,2$ Ом, отримаємо графік зміни опору Z_D (гістограма) рис. 4.5 при змінах вхідного коду управління за синусоїдальним законом (рис. 4.6).

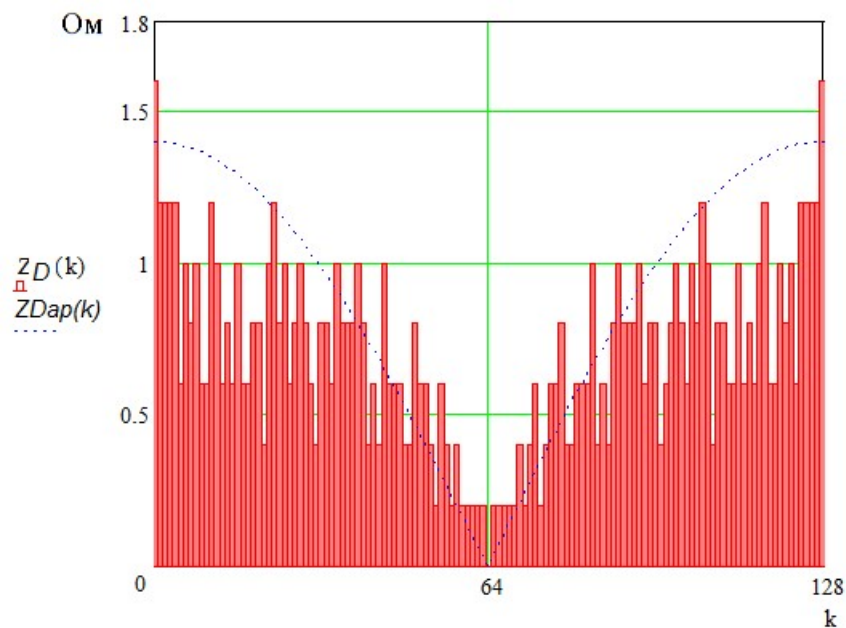


Рис. 4.5. Гістограма зміни опору Z_D і апроксимуючий графік Z_{Dap}

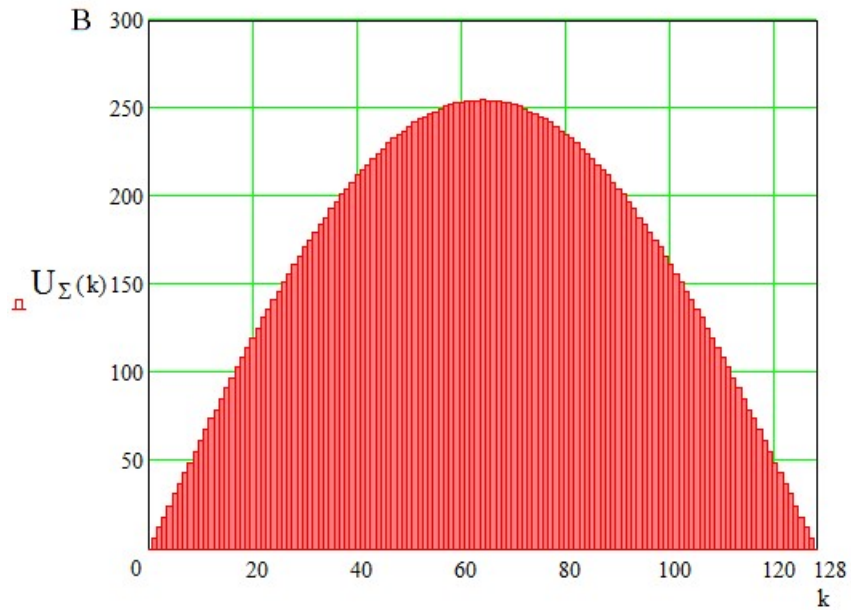


Рис. 4.6. Зміна вихідного сигналу по коду управління за синусоїдальним законом

Графіки на рис. 4.5 і 4.6 побудовані для половини періоду π синусоїдального сигналу U_Σ щоб не ускладнювати розрахунки, оскільки негативна півхвиля отримується переключенням мосту ВЦАП і буде мати дзеркальне відображення відносно вісі абсцис. Зміна ж вихідного опору Z_D на другому півперіоді відбудеться так само, як відображено на рис. 4.5. Проаналізувавши гістограму на рис. 4.5 і рис. 4.6, приходимо до висновку, що закон зміни вихідного імпедансу при відтворенні синусоїдального сигналу теж синусоїдальний, але зсунутий на чверть періоду $\pi/2$, а функція завжди має позитивне значення. Таким чином, апроксимуюча функція зміни внутрішнього імпедансу Z_{Dap} матиме вигляд

$$Z_{Dap} = Z_{s1} (N - 1) \cdot \left| \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) \right| = Z_{s \max} |\cos(\omega t)|, \quad (4.6)$$

де $Z_{s \max}$ – максимальне значення вихідного імпедансу ВЦАП для сигналу, коли ввімкнено одне з послідовно підключених джерел напруг.

На рис. 4.5 приведено графіки для порівняння апроксимуючої Z_{Dap} (позначена перервною лінією) та реальної функції Z_D (гістограма), які підтверджують зроблені висновки.

Підставивши отриману апроксимуючу функцію (4.6) в формулу коефіцієнта передачі (4.4), маємо

$$K_D = 1 / (1 + (Z_{s \max}^* / Z_L \cdot |\cos(\omega t)|)) = 1 / (1 + (Z_{s \max}^* |\cos(\omega t)|)), \quad (4.7)$$

де $Z_{s \max}^*$ - відносна величина опору, для спрощення запису обчислень.

Щоб оцінити вплив функції передачі сигналу, залежної від зміни вихідного імпедансу (4.6), на синусоїдальний сигнал U_o , розкладемо (4.7) в ряд Тейлора. Так як (4.7) легко зводиться до табличної функції, опустивши математичні викладки отримуємо

$$K_D = 1 - (Z_{s \max}^* |\cos(\omega t)|) + (Z_{s \max}^* |\cos(\omega t)|)^2 - (Z_{s \max}^* |\cos(\omega t)|)^3 + \dots \quad (4.8)$$

До уваги візьмемо перші сім складових, як найбільш значущі з ряду, підставимо (4.8) і (4.7) в (4.3)

$$U_o = U_{o \max} \sin(\omega t) - U_{o \max} \sin(\omega t) (Z_{s \max}^* |\cos(\omega t)|) + \\ + U_{o \max} \sin(\omega t) (Z_{s \max}^* |\cos(\omega t)|)^2 - U_{o \max} \sin(\omega t) (Z_{s \max}^* |\cos(\omega t)|)^3 + \dots \quad (4.9)$$

Вихідний сигнал на навантаженні складається з основної (першої) гармоніки $U_{g1} = U_{o \max} \sin(\omega t)$ та вищих, що представлені складовими в (4.9). Оскільки функція, що описує вхідний синусоїдальний сигнал, помножується на несиметричну функцію, яка описує коефіцієнт передачі залежний від зміни вихідного опору ВЦАП, то сигнал на навантаженні міститиме парні та непарні гармонічні складові. Таким чином, можливо кількісно оцінити вплив вихідного імпедансу ВЦАП, порахувавши КНС K_{gr} за відомою формулою

$$K_{gr} = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^n U_{iRMS}^2}}{U_{1RMS}} \cdot 100\%, \quad (4.10)$$

де U_{iRMS} - діюче (середньоквадратичне) значення напруги i -ї гармоніки.

Для будь-якої неперервної функції $U(t)$ в інтервалі $T_1 - T_2$ середньоквадратичне значення можна розрахувати за формулою

$$U_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T_2 - T_1} \int_{T_1}^{T_2} (U(t))^2 dt}. \quad (4.11)$$

З урахуванням формули (4.11) запишемо вирази СКЗ гармонік U_{1RMS} , ... U_{7RMS} та розрахуємо його для функцій на періоді $0 - 2\pi$.

$$U_{1RMS} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (U_{o\max} \sin(\omega t))^2 d\omega t} = \frac{U_{o\max}}{\sqrt{2}}, \quad (4.12)$$

$$U_{2RMS} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (U_{o\max} \cdot Z_{s\max}^* (\sin(\omega t)) \cdot |\cos(\omega t)|)^2 d\omega t} = \frac{U_{o\max}}{\sqrt{8}} \cdot Z_{s\max}^*, \quad (4.13)$$

$$U_{3RMS} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (U_{o\max} \cdot Z_{s\max}^* (\sin(\omega t)) \cdot |\cos(\omega t)|^2)^2 d\omega t} = \frac{U_{o\max}}{4} \cdot (Z_{s\max}^*)^2, \quad (4.14)$$

$$U_{4RMS} = \sqrt{\frac{5}{128}} U_{o\max} \cdot (Z_{s\max}^*)^4, \quad (4.15)$$

$$U_{5RMS} = \frac{\sqrt{7}}{16} U_{o\max} \cdot (Z_{s\max}^*)^6, \quad (4.16)$$

$$U_{6RMS} = \frac{\sqrt{21}}{32} U_{o\max} \cdot (Z_{s\max}^*)^8, \quad (4.17)$$

$$U_{7RMS} = \frac{\sqrt{66}}{64} U_{o\max} \cdot (Z_{s\max}^*)^{10}. \quad (4.18)$$

Математичну модель спотворень вихідного сигналу отримано підстановкою в формулу КНС (4.10) виразів (4.12) – (4.18) та виконавши математичні спрощення

$$K_{gr} = 0,12 Z_{s\max}^* \sqrt{(512 + 25 Z_{s\max}^{*2} + 16 Z_{s\max}^{*4} + 11 Z_{s\max}^{*6} + 84 Z_{s\max}^{*8} + 66 Z_{s\max}^{*10}) / 32} \cdot 100\%. \quad (4.19)$$

Запишемо математичну модель схеми з діодами, щоб мати можливість порівняти результати впливу схем на вихідний сигнал. Оскільки всі обґрунтування роботи подібні зробленим вище, матеріал буде поданий в скороченій формі. Звернемось до схеми на рис. 4.3, її можливо замінити

еквівалентною схемою (рис. 4.7), Z_{Dd} - внутрішній опір ВЦАП з діодами, U_{Dd} – загальне пряме падіння напруги на р-n переходах діодів.

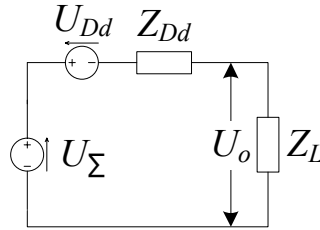


Рис. 4.7. Еквівалентна схема ВЦАП з діодами

Внутрішній опір Z_{Dd} дорівнює сумі імпедансів $Z_{d1}, Z_{d2}, \dots, Z_{dn}$ діодів при включенні $S_1, S_2, \dots, S_n$, теж буде змінюватись в залежності від вхідного коду D . Імпеданси діодів однакові $Z_{d1} = Z_{d2} = \dots = Z_{dn}$, логіка ввімкнення така як і для схеми на рис. 4.4. На основі сказаного вище, маємо функцію апроксимації, яка описує вихідний імпеданс:

$$Z_{Ddap} = Z_{d1} (N - 1) \cdot \left| \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) \right| = Z_{d \max} |\cos(\omega t)|, \quad (4.20)$$

де $Z_{d \max}$ – максимальне значення вихідного імпедансу ВЦАП для сигналу, коли ввімкнено одне джерело напруги.

Закономірність зміни прямого падіння напруги на р-n переході діодів U_{Dd} від вхідного коду буде аналогічна закономірності зміни внутрішнього імпедансу, тоді

$$U_{Dd} = U_{d1} \left(N - \sum_{n=0}^{N-1} \delta_1, \left[\frac{D}{2^n} \right] \bmod(2) \right). \quad (4.21)$$

Зважаючи на те, що діоди мають однакове пряме падіння напруги $U_{d1} = U_{d2} = \dots = U_{dn}$, виконаємо перетворення формули (4.20) так само, як формули (4.8) і отримаємо апроксимуючу функцію зміни спільного прямого падіння напруги на р-n переходах діодів U_{Ddap} від вхідного коду

$$U_{Ddap} = U_{d1} (N - 1) \cdot \left| \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) \right| = U_{d \max} |\cos(\omega t)|, \quad (4.22)$$

де $U_{d \max}$ – максимальне значення прямого падіння напруги на p - n переходах діодів ВЦАП для сигналу, коли ввімкнено будь-яке одне з джерел напруги.

З урахуванням приведеного вище, відповідно до рис. 4.7 сигнал на навантаженні буде визначатись формулою

$$U_o = (U_{\Sigma} - U_{Ddap}) \cdot K_{Dd}, \quad (4.23)$$

де K_{Dd} – коефіцієнт передачі схеми ВЦАП на основі діодів з навантаженням Z_D .

Тобто, в схемі з використанням діодів вихідний сигнал U_o буде визначатись змінним коефіцієнтом передачі ВЦАП і міститиме в собі корисний синусоїдальний сигнал U_{Σ} та спотворюючий U_{Ddap} , викликаний змінним падінням напруги на p - n переходах діодів, позначений на рис. 4.7 джерелом U_{Dd} .

Виконавши перетворення (4.20) та (4.23), аналогічні (4.6), (4.7) при виведенні виразу (4.8), маємо

$$K_{Dd} = 1 - \left(Z_{d \max}^* |\cos(\omega t)| \right) + \left(Z_{d \max}^* |\cos(\omega t)| \right)^2 - \left(Z_{d \max}^* |\cos(\omega t)| \right)^3 + \dots, \quad (4.24)$$

де $Z_{d \max}^* = Z_{d \max} / Z_L$ - відносна величина опору, для спрощення запису обчислень.

Підставивши (4.22) і (4.24) в (4.23), отримаємо формулу вихідного сигналу ВЦАП з діодами

$$U_o = \left(U_{o \max} \sin(\omega t) - U_{d \max} |\cos(\omega t)| \right) \left[1 - \left(Z_{d \max}^* |\cos(\omega t)| \right) + \left(Z_{d \max}^* |\cos(\omega t)| \right)^2 - \left(Z_{d \max}^* |\cos(\omega t)| \right)^3 \dots \right]. \quad (4.25)$$

З виразу (4.25) випливає, що вихідний сигнал на навантаженні складається з основної (першої) гармоніки $U_{g1} = U_{o \max} \sin(\omega t)$ та вищих, викликаних впливом коефіцієнта передачі на основний сигнал і на паразитний (4.22).

Використовуючи формулу (4.11), запишемо вирази СКЗ гармонік U_{1RMS} , $\dots U_{7RMS}$ корисного сигналу і U_{1dRMS} , $\dots U_{7dRMS}$ сигналу спотворень та розрахуємо їх на періоді $0 - 2\pi$, по аналогії з (4.12) – (4.18) маємо:

$$\begin{aligned}
U_{1RMS} &= \frac{U_{o\max}}{\sqrt{2}}, \quad U_{2RMS} = \frac{U_{o\max}}{\sqrt{8}} \cdot Z_{d\max}^*, \quad U_{3RMS} = \frac{U_{o\max}}{4} \cdot Z_{d\max}^{*2}, \\
U_{4RMS} &= \sqrt{\frac{5}{128}} U_{o\max} \cdot Z_{d\max}^{*4}, \quad U_{5RMS} = \frac{\sqrt{7}}{16} U_{o\max} \cdot (Z_{d\max}^*)^6, \\
U_{6RMS} &= \frac{\sqrt{21}}{32} U_{o\max} \cdot (Z_{d\max}^*)^8, \quad U_{7RMS} = \frac{\sqrt{66}}{64} U_{o\max} \cdot (Z_{d\max}^*)^{10}, \\
U_{1dRMS} &= \frac{U_{d\max}}{\sqrt{2}}, \quad U_{2dRMS} = \sqrt{\frac{3}{8}} \cdot U_{d\max} \cdot Z_{d\max}^{*2}, \quad U_{3dRMS} = \frac{\sqrt{5}}{4} \cdot U_{d\max} \cdot Z_{d\max}^{*4}, \quad (4.26) \\
U_{4dRMS} &= \frac{\sqrt{70}}{16} \cdot U_{d\max} \cdot Z_{d\max}^{*6}, \quad U_{5dRMS} = \frac{3\sqrt{7}}{16} \cdot U_{d\max} \cdot Z_{d\max}^{*8} \\
U_{6dRMS} &= \frac{\sqrt{231}}{32} \cdot U_{d\max} \cdot Z_{d\max}^{*10}, \quad U_{7dRMS} = \frac{\sqrt{858}}{64} \cdot U_{d\max} \cdot Z_{d\max}^{*12}.
\end{aligned}$$

Математичну модель спотворень вихідного сигналу при схемі комутації з діодами, отримуємо підстановкою в формулу КНС (4.10) виразів (4.26), оскільки всі гармоніки спотворюючого сигналу є гармонічними складовими вихідного сигналу, виконавши математичні перетворення, маємо

$$\begin{aligned}
K_{gr} &= 0,125 \sqrt{\left(512 + 256 Z_{s\max}^{*2} + 160 Z_{s\max}^{*4} + 112 Z_{s\max}^{*6} + 84 Z_{s\max}^{*8} + 66 Z_{s\max}^{*10} \right) Z_{s\max}^{*2} / 32 -} \\
&- \left(2048 + 24 Z_{d\max}^{*4} + 1280 Z_{d\max}^{*6} + 1120 Z_{d\max}^{*8} + 1008 Z_{d\max}^{*10} + 924 Z_{d\max}^{*12} + 858 Z_{d\max}^{*14} \right) \times \\
&\times \left(\frac{U_{d\max}}{4U_{0\max}} \right)^2 \cdot 100\%. \quad (4.27)
\end{aligned}$$

Маючи математичні моделі ВЦАП (4.17) і (4.27), можливо поррахувати спотворення синусоїдального сигналу для схеми комутації тільки на транзисторах і з діодами та провести кількісне порівняння. Наприклад, при $U_{o\max} = 255$ В, $N = 8$, $Z_{s1} = 0,2$ Ом, $Z_L = 800$ Ом маємо КНС $K_{gr} = 0,088$ % для транзисторної схеми комутації, а при схемі з діодами, коли $Z_{d1} = 0,9$ Ом, $U_d = 0,7$ В маємо КНС $K_{gr} = 1,415$ %. Як бачимо, транзисторна схема комутації для даних умов забезпечує в $\Delta = K_{grd}/K_{gr} \approx 16$ раз менші спотворення вихідного сигналу. Отримані теоретичні результати підтверджені даними лабораторних випробувань ВЦАП.

4.2 Дослідження комп'ютерної моделі вимірювального підсилювача потужності на основі цифро-аналогового перетворювача

У розділі 3 було запропоновано розвиток принципу побудови ВЦАП для точного відтворення синусоїдальної напруги і використанні у метрології [101], зокрема, в портативних ГК. Це дозволило створити ВПП на базі ВЦАП з рядом переваг: відмови від аналогового підсилювача, підвищуючого низькочастотного вихідного трансформатора, отримати невеликі масу і габарити. Вище було зроблено оцінку впливу на якість вихідного сигналу схемних реалізацій за допомогою математичного моделювання [115]. Хоча, були допущені спрощення, аналітичні вирази для розрахунку вихідного сигналу і рівня спотворень досить складні.

Щоб підтвердити будь які теоретичні дослідження потрібно провести фізичне моделювання. Це потребує значних часових та фінансових затрат. Пропонується на початку замінити фізичне моделювання комп'ютерним схемотехнічним моделюванням, застосувавши комп'ютерну схемотехнічну модель для досліджень. Створення та дослідження комп'ютерної схемотехнічної моделі ВЦАП підтвердить теоретичні розрахунки [115] та дозволить поглиблено дослідити вплив розрядності та характеристик пропускних транзисторних ключів на якість вихідного сигналу, що значно спрощує розробку прецизійних портативних джерел напруги на основі ВЦАП з прогнозованими спотвореннями.

З цією метою доцільно використовувати операційне середовище NI Multisim, що дозволяє моделювати як цифрову частину - схеми регістра, дешифратора, управління вихідними транзисторами перетворювача, їх роботу, так і аналогову - формування синусоїдального сигналу на навантажені, його вимірювання і обробку. В середовищі представлено широкий асортимент контрольно-вимірювальних приладів, що відповідають їх реальним аналогам за зовнішнім виглядом та функціональними можливостями [124].

Розглянемо ВЦАП [101] з вихідною напругою $U_{вих}$ для мереж номінальною напругою 3х57.7В для вторинних вимірювальних кіл. Відповідно до ГОСТ 13109-97 необхідно відтворювати номінальну напругу з діапазоном відхилення $\pm 20\%$ з коефіцієнтом несинусоїдальності (спотворень) K_{gr} не більше 2% та перенапругу значенням $1,47U_{вих}$, похибкою відтворення менше 2%. Таким чином, ВЦАП для фазної напруги має бути сформований з мінімальної кількості опорних джерел і задовольняти вказаним вимогам. Відповідно до [101] має бути достатньо п'яти опорних джерел для відтворення, проте, рівень спотворень $K_{gr} = 1,2\%$ розрахований по (19) з [115] для максимального рівня сигналу, а для розрахунку спотворень номінального значення вказаний вираз не є коректним. Щоб отримати необхідні данні застосуємо комп'ютерне моделювання.

Дослідимо вплив розрядності ВЦАП на якість вихідної напруги $U_{вих}$ для заданих вимог та отримаємо оптимальну кількість опорних джерел. Для дослідження роботи ВЦАП запропонована комп'ютерна схемотехнічна модель ВЦАП з включеними в її кола віртуальними вимірювальними приладами, датчиками (рис. 4.8).

Отримання вхідного двійкового коду D імітує аналогово-цифровий перетворювач DD1, який перетворює аналоговий синусоїдальний сигнал частотою 50 Гц з функціонального генератора XFG1 та тактується генератором прямокутних імпульсів XFG2. Рівень вхідного сигналу можна змінювати задавши амплітудне значення в генераторі XFG1. Таким чином, змодельовано фізичний цифровий генератор на мікропроцесорі, що формує двійковий код синусоїди. Отриманий код потрапляє на регістр, який складається з двох чотирьох розрядних селектор-мультиплексорів DD2, DD3 та резистора R22. Код з регістра передається на дешифратор сформований з елементів «виключаючого або» DD4, DD5A, DD5B, DD5C, резисторів R1 – R21, комутуючих транзисторів Q1 – Q7. Код з дешифратора потрапляє на схеми комутації вихідними ключами-транзисторами T1 – T7 та шунтуючих

ключів-транзисторів T11, T12, .. T72. Схеми комутації забезпечують розв'язку цифрової керуючої частини та вихідних кіл ВЦАП. Імітовано СК за допомогою оптопар DA5 – DA11, резисторів R34 – R47, джерел напруг живлення G1 – G14, що являють собою моделі розв'язаних перетворювачів постійної напруги DC/DC.

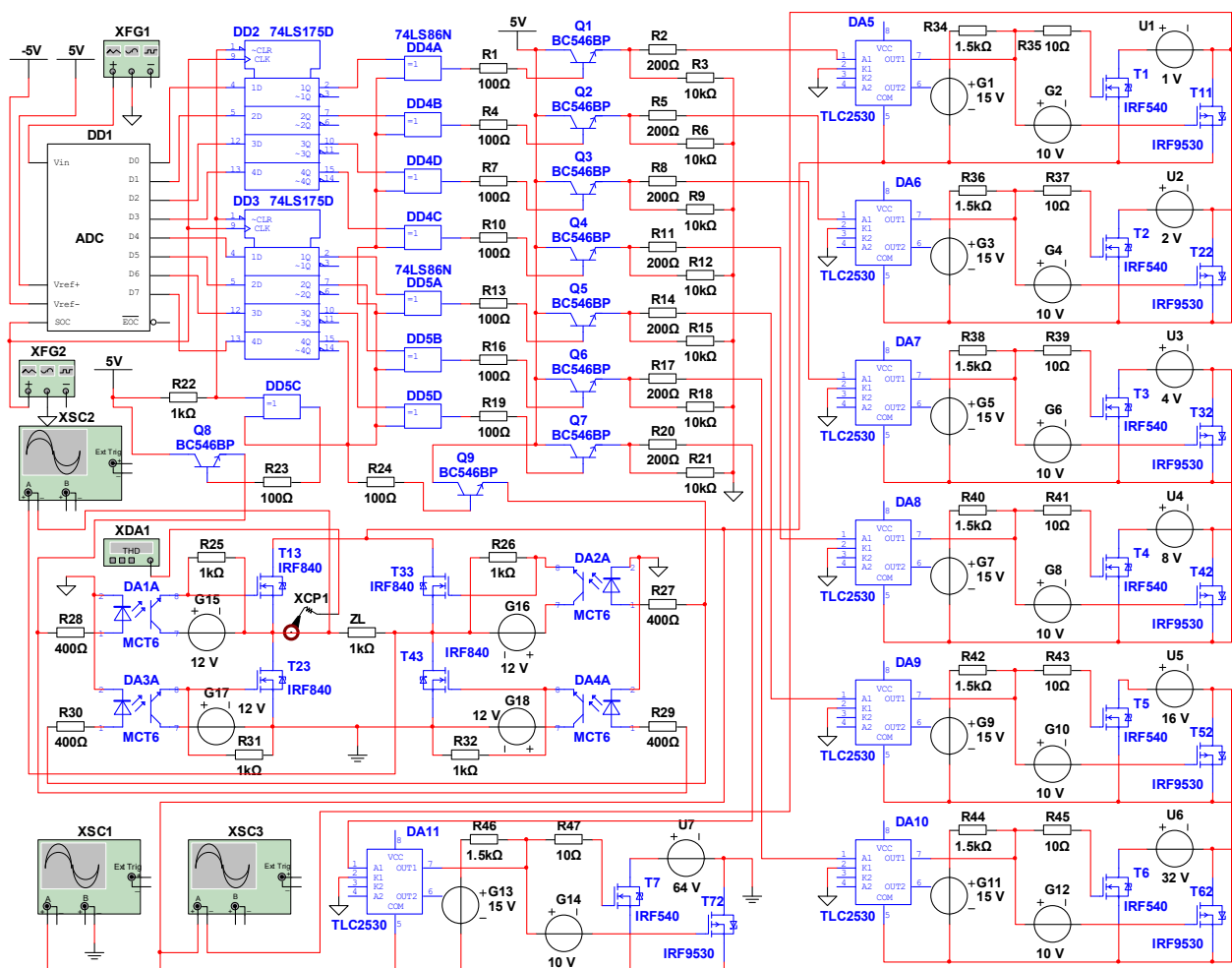


Рис. 4.8. Комп'ютерна схемотехнічна модель ВЦАП

Джерела опорних постійних напруг $U_1, U_2, \dots, U_n$ [115] представлені джерелами U1 – U7. Схема комутації мосту складеться з оптопар DA1A – DA4A, елемента «виключаючого або» DD5C, транзисторів Q8 – Q9, резисторів R23 – R32. Відповідно, транзисторний міст складається з транзисторів T13, T23, .. T43, а вихідний сигнал отримується на резисторі навантаження ZL. До виходу мосту підключений осцилограф XSC2, що

використовується для візуального спостереження і вимірювання параметрів вихідної напруги, крім того в коло вихідного навантаження ввімкнено датчик струму XDA1, який підключений до аналізатора спотворень XDA1, що вимірює гармонічні спотворення вихідного сигналу. Датчик струму необхідно використовувати для того, щоб виміряти спотворення аналогового сигналу на навантаженні, який створюється з імпульсного, що потрапляє на вхід мосту відносно вихідної загальної шини. Осцилограф XSC1 включений на вхід мосту, а осцилограф XSC3, в даному випадку, - на вихід ключа першого розряду для спостереження форми напруги. В процесі моделювання осцилограф XSC3 підключається до виходу кожного розряду, що дозволяє підібрати оптимальне управління та тип транзистора. Запропонована модель має сім опорних джерел, що дозволяє сформувати семи розрядне значення амплітуди U_0 вихідного сигналу. Зниження розрядності імітується установкою нульових значень опорних джерел молодших розрядів U_1 , U_2 , інші значення розраховуються як зазначено в розділах 3.3, 3.4 і [115]. Модель дозволяє змодельовати вихідний сигнал і його спотворення для ВЦАП розрядністю від п'яти до семи та різних значень амплітуди вихідного сигналу.

Після проведення моделювання ВЦАП, для п'яти розрядної амплітуди вихідного сигналу отримано значення спотворень для заданого діапазону амплітудних значень напруги (табл. 4.1., колонка 1). Встановлено, що спотворення номінальної напруги більші за 2% та не задовольняють поставленим вимогам. Для порівняння результатів моделювання був створений експериментальний зразок ВЦАП на п'ять розрядів, проведено вимірювання спотворень (табл. 4.1, колонка 2). На рис. 4.9а – 4.9в показано осцилограму вихідного сигналу за умови використання п'ятирозрядного ВЦАП, змодельовану і зняту з експериментального зразка, та спектр відповідно. Отримані дані співпадають з результатами моделювання, що вказує на достовірність комп'ютерної моделі.

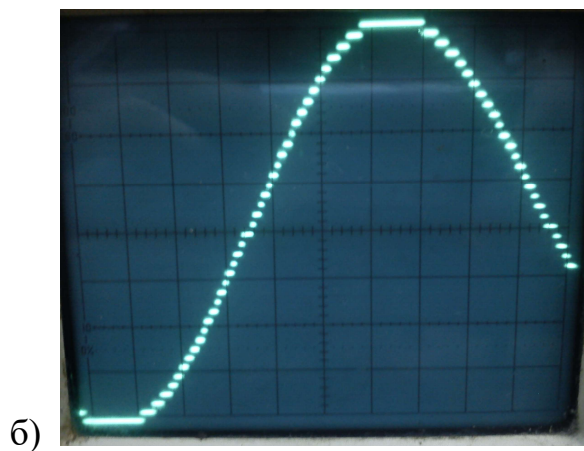
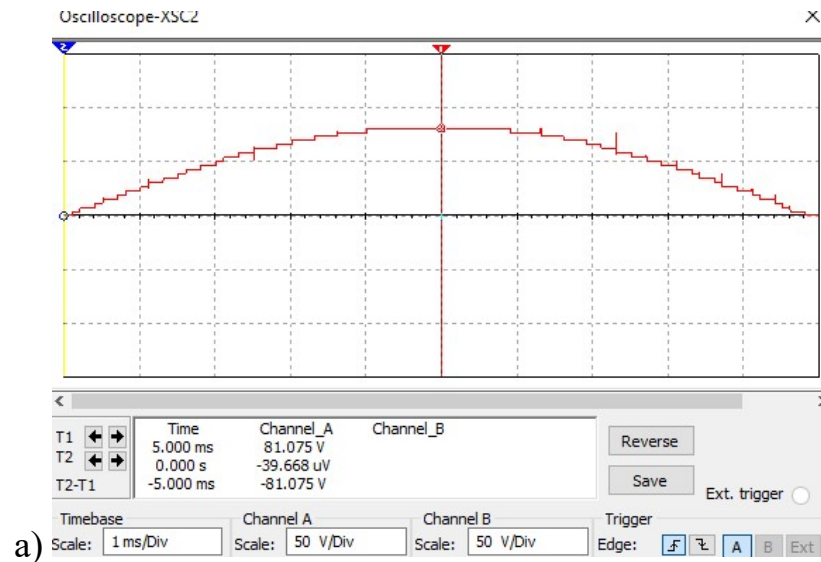


Рис. 4.9. Осцилограми вихідного сигналу п'ятирозрядного ВЦАП, змодельована (а), знята з експериментального зразка (б) і його спектр (в)

Проте вони свідчать, що рівень квантування недостатній для даних умов, тому потрібно збільшити дискретність відтворення амплітуди вихідного сигналу, що має привести до зниження спотворень. З аналізу результатів дослідження, наведених у табл. 4.1 (колонка 3 та 4), видно, що тільки ВЦАП на сім розрядів повністю задовольняє задані умови (табл. 4.1, колонка 4).

Таблиця 4.1

Результати дослідження

U_0 , В	K_{gr} , %			
	1	2	3	4
Дискретність ВЦАП	5	5(зразок)	6	7
$1,47U_{вих} = 119,65$	1,41	1,41	0,78	0,56
Ном. значення: 81,36	2,11	2,18	1,32	0,71
-20% ном. знач.: 65,08	3,62	3,70	2,1	0,85

Отримані осцилограма вихідного сигналу та спектр приведені на рис. 4.10. Підвищення розрядності значно знижує рівень низькочастотних гармонік та зменшує ступінчастість амплітуди вихідного сигналу.

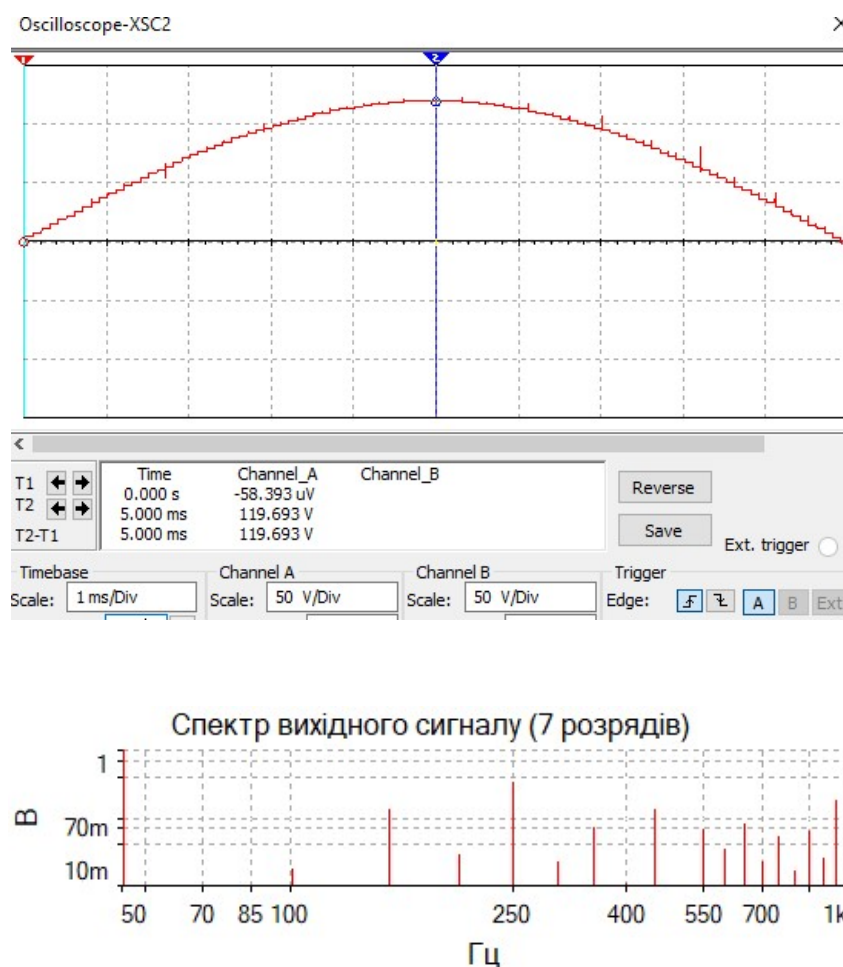


Рис. 4.10. Осцилограма вихідного сигналу та спектр ВЦАП сім розрядів

Тому, при створенні ВЦАП для відтворення напруги з потрібним рівнем спотворень в широкому діапазоні, необхідно збільшити рівень квантування на два розряди. Знята осцилограма вихідного сигналу з експериментального зразку ВЦАП на сім розрядів приведена рис. 4.11. З рисунку видно, що сигнал має значно кращу форму за рахунок зниження ступінчастості.

Було проведено дослідження впливу опору пропускних ключів на якість вихідного сигналу для семи розрядного ВЦАП. В результаті моделювання отримано коефіцієнт спотворень максимального вихідного сигналу на рівні 0,56%, а розраховане значення становить 0,23%, що вказує на те, що комп'ютерна модель враховує більше факторів. При цьому, використано транзистори з опором 0,2 Ом, при застосуванні транзисторів з мінімальним опором 0,06 Ом, результат моделювання - 0,27%, при застосуванні широко доступних транзисторів з опором 0,8 Ом – 1,11 %. Це вказує на те, що значення опору пропускних ключів T11, T22, .. T72 прямим чином впливає на якість вихідного сигналу. Збільшення опору приводить до погіршення якості вихідного сигналу, як і зазначено в [115]. Крім цього, приведена модель дозволяє підібрати потрібну комбінацію транзисторних ключів з різними характеристиками транзисторів для отримання мінімальних спотворень вихідного сигналу.

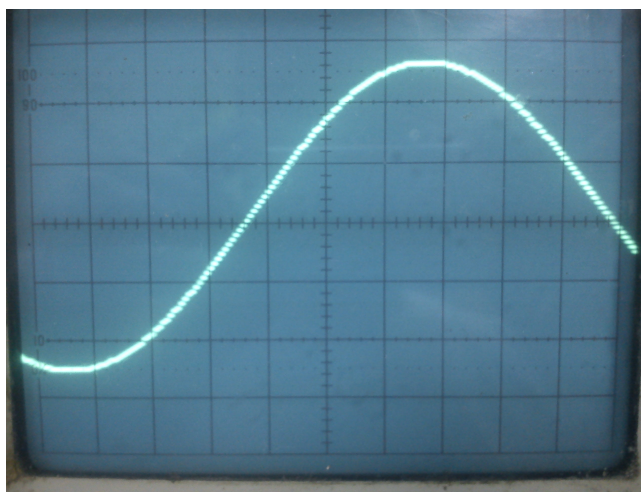


Рис. 4.11. Осцилограма вихідного сигналу експериментального зразку ВЦАП на сім розрядів

Приведена комп'ютерна модель є максимально наближеною до реальної та використовує математичні моделі реально існуючих компонентів, проведене моделювання підтверджує теоретичні розрахунки [115] і дозволило більш широко дослідити роботу ВЦАП. Досліджено вплив розрядності ЦАП на якість вихідного сигналу та рекомендовано збільшити розрядність для зниження спотворень в діапазоні $\pm 20\%$ від номінальної напруги. Досліджено вплив опору пропускних транзисторних ключів на якість вихідного сигналу, та встановлено, що зменшення опору приводить до покращення якості вихідного сигналу на навантаженні. Запропонована модель дозволила значно зменшити обсяги фізичного моделювання, що суттєво скоротило матеріальні та часові витрати при створенні ВЦАП з заданою точністю відтворення напруги та прогнозованими спотвореннями сигналів. В результаті спроститься промислове виробництво ГК, що дозволить забезпечити метрологічні установи вітчизняними калібрувальними засобами.

4.3 Практична реалізація результатів досліджень

Для успішного розвитку енергетики повинна розвиватись приладобудівна галузь, яка забезпечить єдність вимірювання в енергетиці. В Україні використовується понад 22 мільйони електролічильників, сотні тисяч одиниць приладів контролю технічного стану енергетичного обладнання, десятки тисяч еталонів та вимірювачів ПЯЕ. Це зобов'язує мати метрологічне забезпечення для їх атестації та повірки, яке в своєму складі матиме спеціалізоване джерело напруги та струму чи ГК.

ІЕД НАН України приділяє значну увагу цьому напрямку в електроенергетиці, розвиваючи відповідне приладобудування.

Було створено і впроваджено в серійне виробництво мобільну метрологічну установку УАП-3М, джерело напруги та струму ДНСТ-3, генератор ДНСТ-3к та автоматизовану метрологічну установку УАП-3.

Автор брав безпосередню участь в розробці та створенню вимірювальних підсилювачів потужності в цьому обладнанні.

4.3.1 Мобільна метрологічна установка

Мобільна метрологічна установка УАП-3М призначена для повірки робочих і еталонних електролічильників з основною похибкою 0.2% і вище, а також для повірки приладів контролю якості електроенергії, використання в робочому місці з повірки та калібруванні щитових приладів фірми SATEC.

Склад: ЕП і електричної енергії класа точності 0,05 і параметрів якості електроенергії СТО-3W7E чи ЕП і ЕЕ класа точності 0,02 та ПЯЕ СТО-4W7E; джерело напруг і струмів трифазний програмно-керований ДНСТ-3м; ноутбук; програмне забезпечення. Фото УАП-3М приведено на рис. 4.12.

Основні метрологічні характеристики:

- фазова напруга: 10 – 264 В,
- фазовий струм: 0,001 – 60 А,
- похибка установки напруги та струму: не більше 0,05%,
- коефіцієнт нелінійних спотворень вихідних напруг і струмів 0,5%,
- потужність в одному каналі струму або напруги: 50 ВА,
- діапазон робочих частот: 10 – 5000 Гц,
- похибка установки робочих частот: не більше 0,1 Гц,
- діапазон робочих кутів зсуву фаз між струмами та напругами:
 $0 \pm 180^\circ$,
- точність установки кутів зсуву фаз: $\pm 0,1$ градусів,
- часова нестабільність: не більше 0,1 %/хв.,
- коефіцієнт несиметрії трифазних систем напруг: не більше 0,7 %,
- функція відтворення струмів, напруг, гармонічних складових, показників якості і кутів зсуву фаз, працює з нелінійним навантаженням,
- автоматизоване керування.



Рис. 4.12. Мобільна метрологічна установка УАП-3М

4.3.2 Широкодіапазонний калібратор параметрів електричної мережі

Широкодіапазонний калібратор параметрів електричної мережі ДНСТ-3к призначений для живлення вимірювальних кіл трифазних вимірювальних приладів (трифазних і однофазних лічильників електроенергії, перетворювачів потужності, ватметрів, амперметрів, вольтметрів, вимірювачів ПЯЕ), з основною похибкою 0,1% і більш грубих, при проведенні налагоджувальних, градуювальних та атестаційних робіт, як автономно так і в складі вимірювальних комплексів. Управління роботою – ручне чи за допомогою комп'ютера. Є можливість експлуатуватися

портативно, має невелику вагу та розміри. На рис. 4.13 представлено фото ГК.

Основні метрологічні характеристики:

- фазова напруга: 1,0 – 264 В,
- фазовий струм: 0,001 – 10 А,
- похибка установки напруг та струмів: не більше 0,02%,
- коефіцієнт нелінійних спотворень вихідних напруг і струмів 0,1%,
- потужність в одному каналі струму або напруги: 50 ВА,
- діапазон робочих частот: 10 – 10000 Гц,
- похибка установки робочих частот: не більше 0,05 Гц,
- діапазон робочих кутів зсуву фаз між струмами та напругами:
 $0 \pm 180^\circ$,
- точність установки кутів зсуву фаз: $\pm 0,1$ градусів,
- часова нестабільність: не більше 0,1 %/хв.,
- коефіцієнт несиметрії трифазних систем напруг: не більше 0,5 %,
- функція відтворення струмів, напруг, гармонічних складових, показників якості і кутів зсуву фаз, працює з нелінійним навантаженням,
- автоматизоване та ручне керування.



Рис. 4.13. Широкодіапазонний калібратор параметрів електричної мережі
ДНСТ-3к

4.3.3 Джерело напруги та струму

Джерело напруги та струму ДНСТ-3 автоматизоване (фото на рис. 4.14) застосовується для метрологічної атестації засобів обліку електроенергії з основною похибкою 0,2% і більш грубих.

Призначено для робіт в лабораторних умовах з комп'ютерним управлінням, має широкі діапазони робочих струмів і високу вихідну потужність.

Основні метрологічні характеристики:

- діапазон відтворення фазової напруги: 49 – 270 В,
- діапазон відтворення фазового струму: 0,005 – 120 А,
- похибка установки напруг та струмів: не більше 0,05 %,
- коефіцієнт нелінійних спотворень вихідних напруг і струмів: 0,5%,
- потужність в одному каналі струму або напруги: 250 ВА,
- діапазон робочих частот: 40 – 1000 Гц,
- похибка установки робочих частот: не більше 0,1 Гц,
- діапазон робочих кутів зсуву фаз між струмами та напругами:
 $0 \pm 180^\circ$,
- точність установки кутів зсуву фаз: $\pm 0,2$ градусів,
- часова нестабільність: не більше 0,2 %/хв.,
- коефіцієнт несиметрії трифазних систем напруг: не більше 1 %,
- має функцію відтворення струмів, напруг, гармонічних складових, показників якості і кутів зсуву фаз, працює з нелінійним навантаженням,
- автоматизоване керування.



Рис. 4.14. Джерело напруги та струму ДНСТ-3 автоматизоване

4.3.4 Автоматизована метрологічна установка

Розроблене джерело напруги та струму було використано при створенні автоматизованої компактної установки УАП-3 для перевірки засобів обліку та аналізу якості електроенергії, представленої на рис. 4.15.

Установка призначена для перевірки електронних та індукційних одно- і трифазних лічильників активної та реактивної енергії. Дозволяє автоматично повірити від 1 до 6 лічильників.

Має високу міру автоматизації програмного забезпечення та механізації місць підключення лічильників. Автоматизована настройка фотодатчиків. Висока швидкість підключення лічильників та проведення перевірки. Сучасний дружній інтерфейс оператора.



Рис. 4.15. Автоматизована метрологічна установка компактна

Основні метрологічні характеристики:

- діапазон відтворення фазової напруги: 49 – 270 В,
- діапазон відтворення фазового струму: 0,005 – 120 А,
- похибка установки напруг та струмів: не більше 0,5 %,
- коефіцієнт нелінійних спотворень вихідних напруг і струмів 0,5%,
- потужність в одному каналі струму і напруги: не менше 250 ВА,
- діапазон робочих частот: 40 – 53 Гц,
- похибка установки робочих частот: не більше 0,1 Гц,
- діапазон робочих кутів зсуву фаз між струмами та напругами:
 $0 \pm 180^\circ$,

- точність установки кутів зсуву фаз: $\pm 0,2$ градусів,
- часова нестабільність: не більше 0,5 %/хв.,
- коефіцієнт несиметрії трифазних систем напруг: не більше 2 %,
- має функцію відтворення струмів, напруг, кутів зсуву фаз, працює з нелінійним навантаженням,
- автоматизоване керування.

4.4 Висновки до розділу 4

1. Створено математичну модель ВЦАП, яка дозволяє на етапі проектування ВПП на основі ВЦАП розраховувати очікуємий рівень нелінійних спотворень.
2. Запропонована математична модель дозволила створити ВЦАП з спотвореннями вихідного сигналу на рівні 0,05% та заданою точністю відтворення амплітуди напруги.
3. Розроблено комп'ютерну модель підсилювача на основі ВЦАП максимально наближену до реальної в якій використовуються математичні моделі реально існуючих компонентів, проведене моделювання підтвердило проведені теоретичні дослідження та дозволило проводити налагодження, покращення схем на етапі їх проектування.
4. На основі результатів теоретичних досліджень, проведених в дисертаційній роботі, розроблено та впроваджено в виробництво наступні прилади:
 - автоматизовану мобільну метрологічну установку УАП-3М для перевірки робочих і еталонних електролічильників с основної похибкою 0.2% і вище,
 - широкодіапазонний калібратор параметрів електричної мережі ДНСТ-3к для живлення вимірювальних кіл трифазних вимірювальних приладів,

- автоматизоване джерело напруги та струму ДНСТ-3 для метрологічної атестації засобів обліку електроенергії з основною похибкою 0,2%,
- унікальну компактну автоматизовану метрологічну установку типу УАП-3 з робочим струмом 120 А.

Посилання: [85], [101], [102], [115], [120], [123], [124], [130], [138], [145], див. список використаних джерел стор. 138 – 155.

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

В дисертаційній роботі вирішено актуальну науково-технічну задачу розвитку принципів побудови вимірювальних підсилювачів напруги, стійких до впливу нелінійного навантаження, що дозволяють досягати високої точності і якості відтворення змінних напруг, струмів, при відтворенні потужності, ЕЕ та параметрів її якості і створити на цій основі засоби автоматизованого метрологічного забезпечення.

При цьому отримано такі результати:

1. Проведено класифікацію, аналіз принципів побудови та структур ВПП, що дозволило визначити перспективи і напрямки розвитку ВПП для створення автоматизованого метрологічного обладнання в області електроенергетики.
2. Формалізовано складові похибки відтворення активної і реактивної потужностей та несиметрії трифазної електричної мережі, обумовлені недосконалістю метрологічних характеристик вимірювальних підсилювачів.
3. Вдосконалено спосіб побудови ВЦАП шляхом прямого перетворення коду в сигнал, що дозволило створити прецизійні вимірювальні підсилювачі для відтворення сигналів напруг і струмів з низьким рівнем КНС.
4. Створено математичні та комп'ютерні моделі ВПП, які дозволяють проектувати підсилювачі з заданою точністю відтворення амплітуди змінного сигналу і з очікуваним рівнем нелінійних спотворень, проводити дослідження їх метрологічних характеристик та удосконалювати принципові схеми без макетування.
5. Проведено державну метрологічну атестацію еталонних та робочих пристроїв відтворення фізичних величин, створених на основі

запропонованих принципових та структурних схем підсилювачів і отримано відповідні державні сертифікати.

6. Засоби вимірювальної техніки з використанням технічних рішень, запропонованих у дисертаційній роботі, запроваджені у серійне виробництво в спільному українсько-литовському підприємстві закритому акціонерному товаристві “ЕЛВІН” (м. Київ) у вигляді генератора ДНСТ-3к, джерела напруги та струму ДНСТ-3, автоматизованої метрологічної установки УАП-3, мобільної метрологічної установки УАП-3М та використовуються в організаціях Укрметртестстандарту України та Національній енергетичній компанії «Укренерго».
7. Результати дисертаційної роботи, а саме методи відтворення електричних величин на основі створених прецизійних підсилювачів, можуть бути в подальшому застосовані для створення та зберігання Національних еталонів України електричної потужності та енергії, її показників якості організаціями Укрметртестстандарту України; планується також впровадження теоретичних результатів роботи за контрактами з українськими та зарубіжними фірмами. Низка теоретичних положень дисертації може бути використана в учбовому процесі вищих навчальних закладів, наприклад, на курсах „Електричні і магнітні вимірювання”, „Інформаційно-вимірювальні системи”, „Метрологія”, „Електротехніка”, під час підготовки магістрів й аспірантів з цих спеціальностей.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. *Енергетична стратегія України на період до 2030 року*. Схвалена Розпорядженням Кабінету Міністрів України від 24 липня 2013 р. № 1071-р.
2. ГОСТ 13109-97. Межгосударственный стандарт. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. Минск: Изд-во стандартов, 1998.
3. ГОСТ 15467-79. Управление качеством продукции. Основные понятия. Термины и определения. М.: Изд-во стандартов, 1979. 16 с.
4. ГОСТ 22261-94. Межгосударственный стандарт. Средства измерений электрических и магнитных величин. Общие технические условия. Минск: Изд-во стандартов, 1995.
5. ГОСТ 26035-83. (Межгосударственный стандарт СНГ) Счетчики электрической энергии переменного тока электронные. Общие технические условия. М.: Издво стандартов, 1984. 22 с.
6. ГОСТ 30206-94. Статические счетчики Ватт-часов активной энергии переменного тока. (Классы точности 0,2S и 0,5S). М.: Изд-во стандартов, 1996. 47 с.
7. ГОСТ 30207-94. Статические счетчики Ватт-часов активной энергии переменного тока. (Классы точности 1 и 2). М.: Изд-во стандартов, 1997. 16 с.
8. ДСТУ ІЕС 61000-4-30:2010. Електромагнітна сумісність. Частина 4-30. Методи випробування та вимірювання. Вимірювання показників якості електричної енергії (ІЕС 61000-4-30:2008, IDT). К.: Держспоживстандарт України. 2010. 126 с.

9. ДСТУ ІЕС 61036:2001. Лічильники активної енергії змінного струму статичні. Класів точності 1 та 2. К.: Держспоживстандарт України, 2004. 40 с.
10. ДСТУ ІЕС 61268-2001. Лічильники реактивної енергії змінного струму статичні (Класів точності 2 та 3). К.: Держстандарт України, 2002. 34 с.
11. А. с. 173306 СРСР. Преобразователь постоянного тока в переменный. В. Е. Скороваров. Оpubл. 21.07.1965. Бюл. №15.
12. А. с. 198401 СССР, МКИ Н 02 J 3/25. Генератор синусоидальных колебаний инфранизкой частоты. В.В. Смеляков [и др.] (СССР); опубл. 1967, Бюл. № 14.
13. А. с. 262255 СССР, МКИ G 05 F 1/44. Стабилизатор амплитуд переменного тока. В. В. Брайко [и др.]. Оpubл. 1970, Бюл. № 7. 2 с.
14. А. с. 262995 СССР. Стабілізоване джерело амплітуди змінного струму Таранов С. Г., Брайко В. В., Маршаленко Б. А. (СССР). Оpubл. 1970, Бюл. №7.
15. А. с. 319934 СССР, МКИ G 05 F 1/44. Стабилизатор переменного тока. В. В. Брайко, С. Г. Таранов (СССР). Оpubл. 1972, Бюл. № 33.
16. А. с. 329636 СРСР. Стабілізатор змінного струму. Маршаленко Б. А., Рудой А. И., Таранов С. Г. (СРСР). Оpubл. 1972, в Бюл. №7.
17. А. с. 612360 (СССР). Способ преобразования однофазного напряжения в многофазную систему напряжений. В. В. Брайко [и др.]; опубл. в 1978, Бюл. № 23.
18. А. с. 643813 СССР, МКИ G 01 R 29/16. Фильтр симметричных составляющих. А. Н. Куровская (СССР). Оpubл. 1979, Бюл. № 3.
19. А. с. 758013 СССР, МКИ G 01 R 29/16. Фильтр симметричных составляющих. В. В. Брайко, С. Г. Таранов, Ю. Ф. Тесик (СССР). № 2619488/24-07; заявл. 15.05.78; опубл. 23.08.80, Бюл. № 31.

20. А. с. 828126 СССР, МКИ G 01 R 29/16. Измеритель напряжения прямой и обратной последовательностей трехфазной сети. В. В. Брайко, О. Л. Карасинский, С. Г. Таранов, Ю. Ф. Тесик (СССР). Опубл. 07.05.81, Бюл. № 17.
21. А. с. 849106 СССР, МКИ G 01 R 29/16. Фильтр симметричных составляющих. В. В. Брайко, И. П. Гринберг, С. Г. Таранов, Ю. Ф. Тесик (СССР). № 2784344/18-09; заявл. 19.07.79; опубл. 23.07.81, Бюл. № 27.
22. А. с. 849165 СССР, МКИ G 05 F 1/44. Стабилизированная трехфазная система питания. В.В.Брайко и др. (СССР). Опубл. 1981, Бюл. № 22.
23. А. с. 875310 СССР, МКИ G 01 R 29/16. Трехфазный фильтр симметричных составляющих. В. В. Брайко, С. Г. Таранов, Ю. Ф. Тесик (СССР). № 2884335/18-21; заявл. 19.02.80; опубл. 23.10.81, Бюл. № 39.
24. А. с. 907470 СССР, МКИ G 01 R 29/16. Фильтр симметричных составляющих. В. В. Брайко, С. Г. Таранов, Ю. Ф. Тесик (СССР). № 2671810/18-21; заявл. 05.09.78; опубл. 23.02.82, Бюл. № 7.
25. А. с. 983673 СССР, МКИ G 05 F 1/44. Стабилизированная трехфазная система питания. В. В. Брайко, В. В. Бузинянов, Ю. Ф. Тесик (СССР). Опубл. 23.12.82, Бюл. № 47.
26. А. с. 1029157 СРСР. Стабілізатор амплітуди змінного струму. Маршаленко Б. А., Чигірін Ю. Т. (СРСР). Опубл. 1983, Бюл. № 26.
27. А. с. 1065836 СССР, МКИ G 05 F 1/44. Стабилизированная трехфазная система питания. В. В. Брайко (СССР). № 3469830, заявл. 16.07.82; опубл. 07.01.84, Бюл. № 1. 3 с.
28. А. с. 1095110 СССР, МКИ G 01 R 29/16. Устройство для измерения симметричных составляющих трехфазной сети. В. В. Брайко, И. П. Гринберг, С. Г. Таранов, Ю. Ф. Тесик (СССР). № 3336803/18-21; заявл. 08.10.81; опубл. 30.05.84, Бюл. № 20.

29. А. с. 1109679 СССР, МКИ G 01 R 29/16. Фильтр симметричных составляющих. В. В. Брайко, С. Г. Таранов, Ю. Ф. Тесик (СССР). №2663770/18-21; заявл. 16.08.78; опубл. 23.08.84, Бюл. № 31.
30. Тесик Ю. Ф. Спосіб калібрування значення змінного сигналу. Патент України на винахід UA 85632. МПК G 01 R 35/00, № а 200706855. Заявл. 18.06.2007; опубл. 10.02.2009, бюл. №14.
31. Блок напряжения. Паспорт. URL:
http://www.energomera.ru/documentations/voltage_p.pdf (дата звернення 17.02.2013).
32. Блок тока. Паспорт. URL:
http://www.energomera.ru/documentations/current_p.pdf (дата звернення 17.02.2013).
33. Генератор напряжения многофункциональный «Парма ГС8.031». Руководство по эксплуатации. URL:
http://www.parma.spb.ru/sites/default/files/Rukovodstvo_po_ekspluatacii_GS_8.031.pdf (дата звернення 12.02.2013).
34. Источник переменного тока и напряжения трехфазный программируемый «Энергоформа 3.3». Руководство по эксплуатации. URL:
http://www.mars-ergo.ru/files/catalog/9/manual_EF33_red7.pdf (дата звернення 20.02.2013).
35. Калибратор напряжения и тока многофункциональный «Парма ГС8.033». Руководство по эксплуатации URL:
http://www.parma.spb.ru/sites/default/files/Rukovodstvo_po_ekspluatacii_GS_8.033.pdf (дата звернення 26.02.2013) .
36. Калибраторы переменного тока «Ресурс-K2». Руководство по эксплуатации. URL:
<http://www.entp.ru/documentation/K2/2/download?PHPSESSID=1916a76953d42973c94cf4c766f08c54> (дата звернення 12.03.2013)

37. Метрологічне забезпечення приладів обліку електроенергії. URL: <http://www.bcdst.kiev.ua/index.php/home/827-2014-08-20-06-55-29> (дата звернення 07.11.2017).
38. Установка для поверки и регулировки счетчиков электроэнергии ЦУ6800. Техническое описание и инструкция по эксплуатации. URL: http://www.energomera.ru/documentations/cu6800_to.pdf (дата звернення 19.02.2013).
39. Установка для поверки и регулировки счетчиков электроэнергии ЦУ6800М. Руководство по эксплуатации. URL: http://www.energomera.ru/documentations/cu6804m_re.pdf (дата звернення 19.02.2013)
40. Установка поверочная универсальная «УППУ-МЭ 3.1к» Руководство по эксплуатации. URL: http://www.mars-ergo.ru/files/catalog/1/manual_UPPU31K_red2.pdf (дата звернення 10.03.2013).
41. Автоматизовані системи обліку та якості електричної енергії / Праховник А. В., Тесик Ю. Ф., Жаркін А. Ф., Новський В. О., Гриб О. Г, Калінчик В. П., Карасінський О. Л., Довгалюк О. М., Лазуренко О. П., Ходаківський А. М., Васильченко В. І., Светелік О. Д. Харків: ПП «Ранок-НТ», 2012. 516 с.
42. Адаменко А. И., Кисленко В. И. Преобразование однофазного тока в многофазный. К.: Техніка, 1971. С. 270.
43. Анчарова Т. В. Некоторые результаты эксперимента по исследованию отклонения напряжения в осветительных сетях предприятия транспортного машиностроения и воздействию их на производительность труда. Оптимизация внутризаводского энергоснабжения. М.: Труды МЭИ. 1975. Вып. 18. С. 21–24.
44. Анчарова Т. В. Об отклонении напряжения в осветительных сетях предприятия машиностроительной отрасли. Труды МЭИ. 1974. Вып. 182. С. 148–152.

45. Атабеков Г. И. Теоретические основы электротехники. Линейные электрические цепи: [учебник для вузов] в 3-х ч., ч. 1. М.: Энергия, 1978. 592 с.
46. Ахмеджанов Р. А., Куровская А. Н., Исакова Л. Е. Влияние высших гармоник на поведение фильтров симметричных составляющих напряжения. Труды Омского института инженеров железнодорожного транспорта. 1971. Т. 125.
47. Безикович А. Я., Шапиро Е. Измерение электрической мощности в звуковом диапазоне частот. Л.: Энергия. Ленингр. отд-ние, 1980. 168 с.
48. Бессонов П. А. Нелинейные электрические цепи. М.: Высш. Школа, 1977. 343 с.
49. Брайко В. В. Дослідження вимірювальних пристроїв, заснованих на використанні ефекту Холлу: автореф. дис. ... канд. техн. наук: 05.11.05 / Інститут електродинаміки НАН України. Київ, 1968.
50. Брайко В. В., Таранов С. Г., Тесик Ю. Ф.. Принципы построения избирательных фильтров симметричных составляющих. “Структурные методы повышения точности, быстродействия и чувствительности измерительных устройств и систем”: Республ. науч.-техн. конф.: тезисы докл. К.: РДЭ НТП. 1981. С. 273–274.
51. Брайко В. В., Таранов С. Г., Тесик Ю. Ф. Структурные методы повышения точности фильтров симметричных составляющих. Устройства преобразования информации для контроля и правления в энергетике: республ. науч.-техн. конф.: тезисы докл. Харьков, 1982. С. 34–35.
52. Буденный В. Ф. Исследование входных параметров трехфазных трансформаторных преобразователей числа фаз и неуправляемых выпрямителей несимметрии и несинусоидальности трехфазных напряжений: дис. кандидата техн. наук. К., 1978. 170 с.

53. Бурба А. В. Оценка экономического ущерба от некачественного напряжения в коммунальных электрических сетях. Труды АН ЛитССР. Серия Б. 1972. № 2 С. 105–114.
54. Вайсбурд Ф. И., Панаев Г. А., Савельев. Б. Н.. Электронные приборы и усилители. Изд. 4-е стереотипное. М.: КомКнига, 2007. 408 с.
55. Вайсс Г. Физика гальваномагнитных полупроводниковых приборов и их применение. Пер. с нем. Под ред. О.К. Хомерики. М.: «Энергия». 1974.
56. Векслер М. С., Попов М. В. Проблемы метрологического обеспечения средств измерений мощности и энергии переменного тока в широком диапазоне частот. М.: Машиностроение, 1983. 48 с.
57. Векслер М. С., Теплинский А. М. Шунты переменного тока. Л.: Энергоатомиздат, 1987. 120 с.
58. Вершинин П. П. Об эффективности стабилизации напряжения в осветительных сетях. Повышение качества электрической энергии. Т. 1. 1978. С. 31–35.
59. Войшвилло Г. В. Усилительные устройства. Войшвилло Г. В. . Учебник для вузов. 2-е изд. М.: Радио и связь, 1983.
60. Галицкий Р. М. Анализ влияния качества электроэнергии на технико-экономическое состояние предприятия. Повышение качества электрической энергии. Т. 1. 1978. С. 61–63.
61. Дубровский В. П. Компенсация напряжения небаланса в фильтрах симметричных составляющих. Труды Омского института инженеров железнодорожного транспорта. 1967. Т. 83. С. 31–38.
62. Энергетический комплекс СССР / Под ред. Мелентьева Л. А. и Макарова А. А. М.: Экономика. 1983. 264 с.
63. Эльдаров О. А., Лях Е. В. Влияние качества электроэнергии на экономичность потребителей нефтеперерабатывающей

- промышленности. Повышение качества электрической энергии. Т. 1. 1978. С. 72–73.
64. Єрмілов С.Ф. Сучасна енергетична політика України: необхідні складові у макровимірі: [Енергетична політика України: енергоефективність, енергобезпека, екологічне збалансування]. Енергоінформ. 2006. 19–25 квітня, №16. С. 6–7.
65. Жаркін А. Ф., Новский В.О., Малахатка Д.О. Комплексне покращення якості електроенергії та забезпечення електробезпеки в локальних системах електропостачання при застосуванні гібридних фільтрокомпенсуючих перетворювачів. *Технічна електродинаміка*. 2018. №1. С. 69–77.
66. Железко Ю. С. Колебания напряжения в сетях с ударными нагрузками большой мощности и возможности экономической оценки ущерба колебаний. Тезисы докладов на третьем всесоюзном совещании по качеству электрической энергии. Баку. 1973. С. 67–70.
67. Зебелова В. Ф. Влияние качества напряжения на экономические характеристики осветительной нагрузки предприятия. Труды московского института инженеров железнодорожного транспорта. 1976. Вып. 487. С. 103–130.
68. Исаков Ю. А. Основы промышленной электроники. К.: Техніка, 1976. 283 с.
69. Карасинский О. Л., Тесик Ю. Ф. Влияние динамических характеристик электронных счетчиков на полноту учета электрической энергии. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*: зб. наук. пр. 2002. №2. С. 91–94.
70. Карасинский О.Л., Тесик Ю.Ф. Многофазный генератор для моделирования параметров трехфазной сети. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України. Електротехніка*. 2001. С. 98–104.
71. Китушин В. Г. Оценка ущерба низкого качества электроэнергии. Повышение качества электрической энергии. Т. 1. 1978. С. 52– 54.

72. Козленко Л. Г. Енергетична політика ЄС в контексті забезпечення енергетичної безпеки . Енергоінформ. 2006. №48. С. 3–4.
73. Козлова Н. М. О качестве электрической энергии в распределительной сети лавы. Промышленная энергетика. 1978. № 11. С. 29–31.
74. Константинов Б.А. Допустимые отклонения напряжения у электроприемников. Регулирование напряжения в электрических сетях. М.: Энергия, 1968. С. 181–187.
75. Коровина О., Калибратор показателей качества электроэнергии: дис.канд. тех. наук: 05.11.01 / Московский энергетический институт. М. 2010. 218 с.
76. Мальков Л. И. Анализ влияния качества электроэнергии на работу бытовых электроприемников. Повышение качества электрической энергии. 1978. Т. 1. С. 44–45.
77. Мальченко В. М. Проблема контроля и повышения качества электроэнергии в электрических сетях судостроительных предприятий. Повышение качества электроэнергии в распределительных сетях. К.:ИЭД АН УССР, 1974. С. 29–31.
78. Манеулов С. И. Аналитическое исследование влияния измерения частоты и напряжения питающей сети на режимы работы мощных синхронных двигателей повышенной частоты. Ученые записки Азербайджанского сельскохозяйственного института, серия «Электрификация». 1972. № 2. С.12–19.
79. Марков Н. А. Некоторые результаты исследований колебаний напряжений в системе Куйбышевэнерго. Методы и средства повышения качества электрической энергии в распределительных сетях. К.: Знание, 1974. С. 10–12.
80. Методы повышения точности воспроизведения переменных напряжений и токов / Брайко В. В., Карасинский О. Л., Тесик Ю. Ф.,

- Таранов С. Г., Мирфайзиев О. М., Пронзелева С. Ю. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2011. вип. 29. С. 104–111.
81. Мирфайзиев О. М. Принципы построения прецизионных источников величин показателей качества электроэнергии: дис. кандидата техн. наук: 05.11.15. К., 2004. 165 с.
 82. Мирфайзиев О. М. Многофазный генератор квазисинусоидального напряжения для измерения параметров качества электроэнергии ИВК. Вопросы улучшения технических параметров универсальных электроизмерительных приборов: республ. науч.-техн конф.: тезисы докл. Житомир. 1979. С. 198–200.
 83. Мороз Р.М., Зайков М.В. Зменшення спотворень вихідної напруги підсилювача калібратора змінної напруги спричинених нелінійним навантаженням. VIII Міжнародна науково-технічна конференція молодих вчених «Електроніка-2015», Київ, 15–17 квітня 2015р.: зб. статей. К.: 2015. С. 134 – 138.
 84. Мороз Р. М., Тесик Ю. Ф., Моделювання синусоїдальних сигналів на основі принципу суперпозиції. Мехатронні системи: іновації та інжиніринг: тези доповідей Міжнародної науково-практичної конференції, Київ, 15 червня 2017. К.: КНУДТ, 2017. С. 74 – 75.
 85. Мороз Р. Н., Тесик Ю. Ф. Сравнительный анализ характеристик измерительных усилителей мощности, применяемых в метрологическом оборудовании. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2014. Вип. 37. С. 114–124.
 86. Моин В. С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. М.: Энергоатомиздат, 1986. 376 с.
 87. Музыченко А. Д. О критерии оценки качества трехфазных напряжений в электрических сетях. Методы и средства повышения качества электрической энергии. К.: “Наукова думка”, 1976. С. 163–169.

88. Нормирование метрологических характеристик электронных счетчиков электроэнергии / Д. Г. Горелик, Ю. М. Докучаев, Е. А. Кубышкин, А. В. Семеренко. Измерительная техника. 1983. № 6. С. 54–55.
89. Обозовский С. С., Рабешко М. М. О расчете, нормировании и идентификации погрешностей измерителей мощности. Метрология. 1978. № 6. С. 20–26.
90. Обозовский С. С. Нормирование характеристик погрешностей и метрологическая совместимость средств измерений и автоматизации. Контрольно-измерительная техника. Л.: Вища школа. 1984. Вып. 35. С. 12–17.
91. Осипов Ю.М. Частотный и временной анализ стационарных и переходных характеристик линейных электрических цепей. Учебное пособие по курсам электротехники и ТОЭ. Ч. 2. СПб: СПбГИТМО (ТУ), 2002. 99 с.
92. Остапенко Г. О. Усилительные устройства. Учеб. пособие для вузов. М.: Радио и связь. 1989. 400 с.
93. Писаревский Э. А. Электрические измерения и приборы. М., «Энергия». 1970. 432 с.
94. Попов В.С., Желбаков И. Н. Измерение среднеквадратического значения напряжения. М. Энергоатомиздат. 1987. 120 с.
95. Пронзалева С. Ю. Прецизійні стабілізатори амплітуди синусоїдального сигналу. *Технічна електродинаміка*, 2009. № 4. С. 75–78.
96. Принципи побудови перетворювачів струму на основі давачів Холлу / Брайко В. В., Таранов С. Г., Тесик Ю. Ф., Карасінський О. Л., Пронзалева С. Ю., Шувалов Г. І. *Праці Ін-ту Електродинаміки НАН України*. 2013. вип. 35. С. 87–91.
97. Принципы построения прецизионных источников статических показателей качества электроэнергии / Таранов С. Г., Брайко В. В.,

- Тесик Ю. Ф., Мирфайзиев О. М. . *Технічна електродинаміка*. 2003. № 4. С. 73–76.
98. Принципы построения фильтров симметричных составляющих экстремального регулирования / Брайко В. В., Карасинский О. Л., Таранов С. Г., Тесик Ю. Ф. Сб.: тезисы докл. Всесоюзной конференции по измерительным информационным системам ИИС-83. Куйбышев, 1983. С. 49–50.
 99. Раджабов Ф. Н. Исследование качества электроэнергии и его регулирование в сельских электрических сетях. Повышение качества электрической энергии. 1978. Т. 1. С. 34–35.
 100. Развитие методов экстремального регулирования применительно к трехфазным сетям / Таранов С. Г., Карасинский О. Л., Тесик Ю. Ф., Пронзелева С. Ю. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2014. вип. 38. С. 114–120.
 101. Развитие принципов построения высоковольтных цифро-аналоговых преобразователей. Таранов С. Г., Тесик Ю. Ф., Карасинский О. Л., Мороз Р. Н. *Техническая электродинамика*. 2014. № 4. С. 64–66.
 102. Ровдо А. А. Полупроводниковые диоды и схемы с диодами. М.: ЛайтЛтд., 2000. 288 с.
 103. Сысолятин А. В., Ахмеджанов Р. А. Анализ и синтез фильтров симметричных составляющих повышенной точности. Повышение качества электроэнергии. К.: ИЭД, 1978. Т. 2. С. 28–30.
 104. Тайц А. В., Царева Н. П. Основные мероприятия по обеспечению качества электроэнергии. Повышение качества электрической энергии. Т. 1. 1978. С. 14–16.
 105. Таранов С. Г., Брайко В. В., Маршаленко Б. А. Стабілізоване по амплітуді джерело змінного струму. Науково-технічна конференція “Вдосконалення пристроїв для вимірювання комплексних параметрів і величин у широкому діапазоні частот”. Київ, 1968.

106. Таранов С. Г., Тесик Ю. Ф. Обобщенный метод гармонической линеаризации для анализа динамики самонастраивающихся измерительных приборов. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*: зб. наук. пр. 2005. № 2(11). С. 82–83.
107. Тесик Ю.Ф. Прецизионные измерительные преобразователи параметров трехфазной сети на основе фильтров симметричных составляющих: дис. ... к-та техн. наук.: 05.11.05 / Інститут електродинаміки НАН України. Київ. 1985. 213 с.
108. Тесик Ю.Ф. Створення адаптивних засобів обліку та аналізу якості електроенергії: дис. ... д-ра техн. наук: 05.11.05 / Інститут електродинаміки НАН України. К., 2010. 333 с.
109. Тесик Ю. Ф., Гайдай А. О., Мороз Р. М. Вимірювальні підсилювачі потужності для метрологічного обладнання. *Технології та дизайн*. 2015. № 3. С. 1-6. URL: http://nbuv.gov.ua/j-pdf/td_2015_3_12.pdf (дата звернення 12.02.2016).
110. Тесик Ю.Ф., Карасинский О.Л. Многофазный генератор для моделирования параметров трехфазной сети. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. Електротехніка. 2001. С. 98–104.
111. Тесик Ю.Ф., Карасинський О.Л., Мороз Р.Н. Комп'ютерне моделювання високовольтного цифро-аналогового перетворювача. *Технічна електродинаміка*. 2019. №1. С. 85–88.
112. Тесик Ю. Ф., Карасинський О. Л., Мороз Р. М. Цифро-аналоговий перетворювач великого струму для застосування в портативних метрологічних установках. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 5. С. 82–84.
113. Тесик Ю. Ф., Мороз Р.М. Аналіз процесу формування синусоїди із сигналів прямокутної форми на основі принципу суперпозиції. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2017. Вип. 48. С. 121–125.

114. Тесик Ю. Ф., Пронзелева С.Ю., Мороз Р. М. Аналіз статистики стабілізаторів основної гармоніки в діапазоні частот мережі. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2016. Вип. 45. С. 81 – 86.
115. Тесик Ю. Ф., Мороз Р. М. Математична модель високовольтного цифро-аналогового перетворювача для розрахунку спотворень вихідного синусоїдального сигналу. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 3. С. 85–90.
116. Тесик Ю.Ф., Пронзелева С.Ю. Вплив метрологічного забезпечення на ефективність використання електроенергії. "Гідротехнології, навігація, керування рухом і конструювання авіаційно-космічної техніки": Х-та міжнар. наук.-техніч. конф., Київ, 16-17 квітня, 2015р.: тези доп. К.: 2015. С. 229–233.
117. Тонкаль В. Е. Синтез автономных инверторов модуляционного типа. К.: Наук. думка, 1979. 207 с.
118. Тонкаль В. Е. Полупроводниковые преобразователи модуляционного типа с промежуточным звеном повышенной частоты. К.: Наук. думка, 1981. 252 с.
119. Тонкаль В. Е., Гречко Э. Н., Бухинский Е. И. Многофазные автономные инверторы напряжения с улучшенными характеристиками. К.: Наук. думка, 1980. 182 с.
120. Тонкаль В. Е., Липковский К.А, Мельничук Л.П. Способы улучшения качества выходного напряжения автономных инверторов. Киев: Ин-т электродинамики АН УССР, 1972. 93 с. (Препринт-49/ИЭД АН УССР).
121. Туз Ю. М., Афанасьев М. А. Широкополосні високовольтні вимірювальні підсилювачі. Наукова монографія. К.: Корнійчук, 2012. 92 с.
122. Управляемые полупроводниковые вентили: пер. с нем. / Джинтри Ф., Гутцвиллер Ф., Голоньяк Н., Зостров Э. М.: Мир, 1967. 455 с.

123. Федоров В. А., Телец В. А. Микросхемы ЦАП и АЦП функционирование, параметры, применение. М.: Энергоатомиздат, 1990. 319 с.
124. Хернитер Марк Е. Multisim 7. Современная система компьютерного моделирования и анализа электронных устройств. М.: ДМК Пресс. 2006. 488 с. [Herniter M.E. Schematic Capture with Multisim 7. Person Education Inc. 2005.].
125. Чухломин И. Е. Принципы построения калибратора переменного напряжения и тока повышенной точности. Научный поиск. Технические науки: материалы третьей науч. конф. аспирантов и докторантов. Издательский центр ЮУрГУ, 2011. Т. 2. С. 149–151. Библиогр.: с. 151.
126. A Technical Tutorial on Digital Signal Synthesis Analog Devices Inc 1999. URL: http://www.analog.com/static/imported-files/tutorials/450968421DDS_Tutorial_rev12-2-99.pdf (accessed at 6.02.2013).
127. Akagi H. New trends in active filters for improving power quality. Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth, 1996. Proceedings International Conf. on 417. 425 p. Vol.1.
128. AOB1404L. Datasheet URL: http://www.aosmd.com/res/data_sheets/AOB1404L.pdf (accessed at 12.01.2016).
129. Apex Microtechnology. Product summary guide. URL: <https://www.apexanalog.com/resources/productbulletins/Product-Summary-Guide.pdf> (accessed at 17.01.2019).
130. Bakshi U.A., Bakshi A.V. Electrical measurements and measuring instruments. Technical Publications. Pune, 2009. Page(s): 716.

131. Bettega E., Fiorina J. N. Active Harmonic Conditioners and Unity Power Factor Rectifiers. Cahier Technique Schneider Electric. 1999. ECT 183. 28 p.
132. Fluke Corporation. Printed in United Kingdom by Graphics Master Ltd. 09/2002.1779013-B-ENG-N A.DS264.
133. Gervasoni Ugo. Neue Anforderungen ein Elektrizitätszähler. Ugo Gervasoni Technische Rundschau. 1985. T. 77, № 17. C. 50 - 53.
134. Ihlenfeld W. G. A Simple, Reliable, and Highly Stable AC Voltage Amplifier for Calibration Purposes. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. 2005. 54(5). pp. 1964-1967. doi:10.1109/tim.2005.853229
135. Instruction manual 4500Fx. URL: http://www.elgar.com/products/FX/downloads/FX_User_Manual_3009-961-RvD.PDF (accessed at 18.02.2013).
136. Lavric H., Voncina D. A precision hybrid amplifier for voltage calibration systems. MIDEM 34. 2004. Number 1. P. 37 42.
137. Laug O. B. A precision power amplifier for power/energy calibration applications. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. 1987. IM-36(4). pp. 994 1000. doi:10.1109/tim.1987.6312597
138. Multilevel bipolar high voltage pulse source - interlock dead time reduction. / Petkovsek M., Zajec P., Nastran J., Voncina D. EUROCON 2003. Computer as a Tool. The IEEE Region 8. Volume: 2. 2003. Page(s): 240-243.
139. Murphy I. A. Ups and regulator devices. Modern date system Vol. 5. 1972. Number 5. P. 34 35.
140. Nyquist H. Certain topics in telegraph transmission theory. Trans. AIEE. vol. 47. pp. 617 644. Apr. 1928.
141. Olencki A., Szmytkiewiecz J., Urbascki K. Voltage and current calibrators. Measurements models system and design. WKJ, 2007. P. 77–94.

142. Shri K. Harmonics. Active Harmonic Conditioners. Power Quality Application Guide. Copper Development Association. MGE UPS Systems Ltd. March 2001. (Version 0b. November 2001).
143. Single position meter testing system MTS 301 - ZERA GmbH. URL: http://www.zera.de/fileadmin/dl/meter_test/en/MTS301_PROS_EXT_GB_V101.pdf (accessed at 18.02.2013).
144. Static three phase power source Version 200A. URL: http://mte.ch/data/files/SPE_120_3_200A%20english.pdf (accessed at 14.03.2013).
145. Svensson S., Verification of a calibration system for power quality instruments. IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference. St. Paul. Minnesota. USA. 1998. pp. 1271–1275.
146. Taranov S., Karasynsky O., Tesyk Iu., Pronseleva S. AC Calibrator of alternative voltage based on the method of reproduction of value of direct voltage. IMEKO XIX World Congress: “Fundamental and Applied Metrology”. Lisbon. Portugal. September (6–11) 2009. P. 896–900.
147. Taranov S., Karasynsky O., Tesyk Iu., Pronseleva S. AC Standard for electric Power Quality Indexes Calibrator. IMEKO XVII Symposium: “Instrumentation for the Information and Communication Technology Era”. Coshice. Slovakia. September (8–11). 2010. P. 91.
148. Taranov S., Tesik Y., Olencki A. Estimation of dynamic error for multi-loop measuring systems. Przegląd elektrotechniczny R: LXXIX 7-8. 2003. P. 508–510.
149. Tesyk Iu., Pronzeleva S., Moroz R. Uncertainty reproduction of the three-phase voltages system’s asymmetry analysis. 2nd IMEKO TC4 International Symposium & 20th International Workshop on ADC Modelling and Testing «Supporting world». Proceedings of a meeting held/ 14-15 September. Iasi. Romania. 2017.

150. Tesik Yu. F., Moroz R. M. Development of the method of compensating of distortions of output signal of amplifier with non-linear load. *Electronics and control systems*. 2015. № 2. Pp. 20–24.
151. The Fluke 6100A Electrical Power Standard URL: http://assets.fluke.com/manuals/6100a_umeng0600.pdf (accessed at 12.02.2013) .
152. Three Phase Power Calibrator and Power Engineering Devices Tester. URL: <http://www.calmet.com.pl/pdf/C300%20data%20sheet.pdf> (accessed at 12.02.2013).
153. Zajec P., Nastran J. Power calibrator using switched mode voltage source. *IEEE Transactions on instrumentation and measurement*. August 2000. Vol. 49. Number 4.
154. 6105A, 6100B Electrical Power Quality Calibrator. URL: <https://eu.flukecal.com/products/electrical-calibration/electrical-calibrators/6105a-6100b-electrical-power-quality-calibrat> (accessed 08.11.2017).

ДОДАТОК А

Список опублікованих праць за темою дисертації та відомості про апробацію результатів дисертації

Наукові праці в яких опубліковані основні наукові результати дисертації

1. Мороз Р.Н., Тесик Ю.Ф. Сравнительный анализ характеристик измерительных усилителей мощности, применяемых в метрологическом оборудовании. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2014. Вип. 37. С. 114-124 (Особистий внесок – брав участь в зібранні даних, аналізі, узагальненні результатів та підготовці статті).
2. Таранов С.Г., Тесик Ю.Ф., Карасинський О.Л., Мороз Р.Н. Развитие принципов построения высоковольтных цифро-аналоговых преобразователей. *Техническая электродинамика*. 2014. № 4. С. 64-66 (Особистий внесок – розвинуто принцип комутації ВЦАП та підготовка статті).
3. Тесик Ю.Ф, Гайдай А.О., Мороз Р.М. Вимірювальні підсилювачі потужності для метрологічного обладнання. *Технології та дизайн*. 2015. № 3. URL: http://nuv.gov.ua/j-pdf/td_2015_3_12.pdf (дата звернення: 07.12.2015). (Особистий внесок – систематизація ВПП, які використовуються в МО і ГК, структурував інформацію).
4. Tesik Y.F., Moroz R.M. Development of the method of compensating of distortions of output signal of amplifier with non-linear load. *Electronics and control systems*. 2015. № 2. pp. 20-24 (Особистий внесок – запропоновував спосіб, що дозволяє зменшити спотворення підсилювача ГК змінної напруги спричинених НН, брав участь в узагальненні результатів та підготовці статті).

5. Тесик Ю.Ф., Мороз Р.М. Математична модель високовольтного цифро-аналогового перетворювача для розрахунку спотворень вихідного синусоїдального сигналу. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 3. С. 85-90 (Особистий внесок – запропоновано математичні моделі для розрахунку зміни вихідного імпедансу та спотворень вихідного синусоїдального сигналу ВЦАП для різних видів комутації опорних джерел напруг, підготовка статті).
6. Тесик Ю.Ф., Карасинський О.Л., Мороз Р.М. Цифро-аналоговий перетворювач великого струму для застосування в портативних метрологічних установках. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 5. С. 82-84 (Особистий внесок – запропоновано принцип прямого синтезу великого струму для ВЦАП, що застосовується в портативних МУ, підготовка статті).
7. Тесик Ю.Ф., Мороз Р.М. Аналіз статистики стабілізаторів основної гармоніки в діапазоні частот мережі. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2016. Вип. 45. С. 81-86 (Особистий внесок – брав участь в аналізі, узагальненні результатів та підготовці статті).
8. Тесик Ю.Ф., Мороз Р.М. Аналіз процесу формування синусоїди із сигналів прямокутної форми на основі принципу суперпозиції. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2017. Вип. 48. С. 121-126. (Особистий внесок – досліджено метод формування синусоїди, розкрито теоретичні питання формування синусоїдальної напруги і методику дослідження).
9. Тесик Ю.Ф., Карасинський О.Л., Мороз Р.Н. Комп'ютерне моделювання високовольтного цифро-аналогового перетворювача. *Технічна електродинаміка*. 2019. №1. С. 85-88 (Особистий внесок – розроблено комп'ютерну модель ВЦАП, проведено дослідження та обробку даних).

Наукові праці апробаційного характеру:

10. Мороз Р.М., Тесик Ю.Ф. Моделювання синусоїдальних сигналів на основі принципу суперпозиції. Мехатронні системи: інновації та інжиніринг: тези доповідей Міжнародної науково-практичної конференції. Київ, 15 червня 2017 р. К.: КНУДТ, 2017. С. 74-75.
11. Мороз Р.М., Зайков М.В. Зменшення спотворень вихідної напруги підсилювача калібратора змінної напруги спричинених нелінійним навантаженням: сб. статей VIII Міжнародної науково-технічної конференції молодих вчених «Електроніка-2015». Київ, 15-17 квітня 2015 р. К.: 2015. С. 134-138.
12. Tesyk Iu., Pronzeleva S., Moroz R. Uncertainty reproduction of the three-phase voltages system's asymmetry analysis. Supporting World Development Through Electrical and Electronic Measurements: 22nd IMEKO TC4 International Symposium Et 20th International Workshop on ADC Modelling and Testing 2017: Iași, Romania, 14-15 September 2017. Printed by Curran Associates, Inc. 2018. Vol. 1. 562 p. Pp. 517-521. ISBN: 9781510849761.

ДОДАТОК Б

Практичне застосування результатів роботи

„Затверджую”

Директор Інституту
електродинаміки НАН України
академік

О.В. Кириленко

2012р.

„Затверджую”

Технічний директор
СП ЗАТ «ЕЛВІН»

М.В. Зайков

2012р.

АКТ

впровадження результатів досліджень за темою

“ Розвиток теоретичних основ створення вимірювально-обчислювальних систем
обліку і оцінки якості електроенергії та комплексів метрологічного забезпечення”
шифр теми: “ЮПТЕР-5”

м. Київ

19 грудня 2012р.

Ми, що підписалися нижче, головний метролог науково-впроваджувального підприємства СП ЗАТ «ЕЛВІН» Ю.Б.Дудар і зав. відділом контролю параметрів електромагнітних процесів Інституту електродинаміки Тесик Ю.Ф. склали цей акт про те, що у відповідності до договору № 1130-12 від 01.02.2012 Інститутом електродинаміки НАН України разом з підприємством СП ЗАТ „ЕЛВІН” виготовлено, налагоджено та метрологічно досліджено широкодіапазонний калібратор параметрів електричної мережі ДНСТ-3 класів точності 0,2; 0,1; 0,05 та 0,02 для перевірки засобів обліку та контролю показників якості електроенергії з робочим діапазоном за струмом від 1мА до 10А та за напругою від 10В до 264В.

Широкодіапазонний калібратор параметрів електричної мережі ДНСТ-3 класу точності 0,1 для перевірки засобів обліку та контролю показників якості електроенергії з робочим діапазоном за струмом від 1мА до 10А та за напругою від 10В до 264В зав.№ 28 передано в підприємство СП ЗАТ „ЕЛВІН” з метою подальшого удосконалення і впровадження у серійне виробництво.

Зав. відділом контролю
параметрів електромагнітних
процесів Інституту електро-
динаміки НАН України, д.т.н.

Головний метролог
СП ЗАТ «ЕЛВІН»

Ю.Ф.Тесик

Ю.Б. Дудар



ДЕРЖАВНЕ ПІДПРИСМСТВО ВСЕУКРАЇНСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ НАУКОВО-ВИРОБНИЧИЙ
ЦЕНТР СТАНДАРТИЗАЦІЇ, МЕТРОЛОГІЇ, СЕРТИФІКАЦІЇ ТА ЗАХИСТУ ПРАВ СПОЖИВАЧІВ
(ДП "Укрметртестстандарт")

НАУКОВО-ВИРОБНИЧИЙ ІНСТИТУТ МЕТРОЛОГІЧНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ
ВИМІРЮВАНЬ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ВЕЛИЧИН
(НВІ МЗ ВЕМВ)

СВІДОЦТВО

про державну метрологічну атестацію
№ 25-02/A-176 від "12" червня 2012 р.

Установка автоматизована УАП-3, № 026, 2012 р.

назва, позначення, порядковий номер, дата виготовлення засобу виміральної техніки

Виробник: Українсько-литовське спільне підприємство у формі ЗАТ "ЕЛВІН"

назва підприємства

Належить: ДП "Херсонстандартметрологія"

назва підприємства або організації

Призначення (галузь застосування) ЗВТ: для повірки лічильників електричної енергії однофазних та трифазних
класу точності 0,5 та нижче

Результати метрологічних досліджень

Назва метрологічної характеристики	Одержане значення метрологічної характеристики	Назва, тип робочих еталонів, застосованих під час атестації
Основна відносна похибка установки при вимірюванні активної енергії змінного струму при напрузі від 3x57,7/100 В до 3x220/380 В; при силі струму від 0,01 до 120 А: при $\cos \varphi = 0,5$ (інд.), $\cos \varphi = 1$, $\cos \varphi = 0,8$ (смін.) та при $\cos \varphi = -0,5$ (інд.), $\cos \varphi = -1$, $\cos \varphi = -0,8$ (смін.)	Від мінус 0,04 %; до 0,05 %;	
Основна відносна похибка установки при вимірюванні реактивної енергії змінного струму при напрузі від 3x57,7/100 В до 3x220/380 В; при силі струму від 0,01 до 120 А; при $\sin \varphi = 0,5$ (інд.), $\sin \varphi = 1$, $\sin \varphi = 0,8$ (смін.) та при $\sin \varphi = -0,5$ (інд.), $\sin \varphi = -1$, $\sin \varphi = -0,8$ (смін.)	Від мінус 0,05 %; до 0,04 %;	
Основна відносна похибка установки в режимі відтворення напруг: 49; 57,7 В; 100 В; 220 В; 253 В	Від мінус 0,2 % до 0,35 %;	вимірювач еталонний багатифункціональний PWS 2.3PLUS
Основна відносна похибка установки в режимі відтворення сили струму: 0,01 А; 0,1 А; 0,5 А; 1 А; 5 А; 120 А	Від мінус 0,64 % до 0,62 %;	вимірювач нелінійних спотворень С6-13
Коефіцієнт нелінійних спотворень	До 0,9 %	вимірювач різниці фаз Ф2-34
Абсолютна похибка установки в режимі відтворення частоти	Від 0,01 Гц; до 0,07 Гц	
Абсолютна похибка установки в режимі відтворення кутів зсуву фаз	Від мінус 0,03° до 0,03°	

За результатами державної метрологічної атестації (протокол № А-176 від "12" червня 2012 р.)

Установка автоматизована УАП-3, № 026, 2012 р.

назва, позначення, порядковий номер, дата виготовлення засобу виміральної техніки

визнана такою, що відповідає настанові з експлуатації підприємства-виробника

назва технічної документації, яка містить вимоги до метрологічних характеристик

та придатна до застосування.

АКТ
приймання-передачі робочого місця з повірки та калібрування
щитових приладів фірми SATEC за договором
№ 207-21КП-12/1132-12 від 02.08.2012р..

м. Харків

"20" 12 2012 р.

Ми, що підписалися нижче, від імені **Покупця**, директор Державного підприємства "Національна енергетична компанія "Укренерго" відособлена структурна одиниця – Північна електроенергетична система Михайло Петрович Позігун, і від імені **Постачальника**, директор Інституту електродинаміки Національної академії наук України Кириленко Олександр Васильович, склали цей Акт про наступне:

1. Інститут електродинаміки Національної академії наук України передає, а Державне підприємство "Національна енергетична компанія "Укренерго" відособлена структурна одиниця – Північна електроенергетична система приймає:

№ п/п	Найменування	Кількість, шт.	Ціна за одиницю без ПДВ, грн.	Сума без ПДВ, грн.
1	Робоче місце з повірки та калібрування щитових приладів фірми SATEC	1	209897,00	209897,00
без ПДВ:				209897,00
ПДВ (20%):				41979,40
Всього з ПДВ:				251876,40

2. Продукція укомплектована і відповідає вимогам нормативно-технічної документації та технічним умовам:

претензії по кількості: немає

претензії по якості: немає

3. Чинний Акт укладено в 2-х примірниках, по одному для кожної з його сторін.

Підписи сторін:

„Прийняв”

Директор Державного підприємства "Національна енергетична компанія "Укренерго", відособлена структурна одиниця – Північна електроенергетична система



М.П.Позігун

„Передав”

Директор Інституту електродинаміки Національної академії наук України



О.В.Кириленко



ДЕРЖАВНЕ ПІДПРИЄМСТВО ВСЕУКРАЇНСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ НАУКОВО-ВИРОБНИЧИЙ
ЦЕНТР СТАНДАРТИЗАЦІЇ, МЕТРОЛОГІЇ, СЕРТИФІКАЦІЇ ТА ЗАХИСТУ ПРАВ СПОЖИВАЧІВ
(ДП "Укрметрестандарт")

НАУКОВО-ВИРОБНИЧИЙ ІНСТИТУТ МЕТРОЛОГІЧНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ
ВИМІРЮВАНЬ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ВЕЛИЧИН
(НВІ МЗ ВЕМВ)

СВІДОЦТВО

про державну метрологічну атестацію

№ 25-02/А-048

від "11" лютого 2013 р.

Джерело напруги та струму трифазне ДНСТ-3, № 028, 2013 р.

назва, позначення, серійний номер, дата виготовлення згідно актиральності техніки

Виробник: ЗАТ СП "ЕЛВІН"

назва підприємства

Належить: ЗАТ СП "ЕЛВІН"

назва підприємства або організації

Призначення (галузь застосування) ЗВТ: для регулювання та повірки амперметрів та вольтметрів класу
точності 0,2 та нижче

Результати метрологічних досліджень

Назва метрологічної характеристики	Схрещане значення метрологічної характеристики	Назва, тип робочих еталонів, застосованих під час атестації
Основна відносна похибка установки в режимі відтворення напруг: 10; 57,7 В; 100 В; 220 В; 260 В	Від мінус 0,03 % до 0,04 %	Лічильник еталонний СТО-1
Основна відносна похибка установки в режимі відтворення сили струму: 0,001 А; 0,01 А; 0,1 А; 1 А; 5 А; 10 А	Від 0,01 % до 0,48 %	

За результатами державної метрологічної атестації (протокол № А-048 від "08" лютого 2013 р.)

Джерело напруги та струму трифазне ДНСТ-3, № 028, 2013 р.

назва, позначення, серійний номер, дата виготовлення згідно актиральності техніки

визнане таким, що відповідає настановам з експлуатації підприємства-виробника

назва технічної документації, яка містить вимоги до метрологічних характеристик

та придатне до застосування.

Повірку проводити відповідно до

ПМА 081/25.215-06 та настанови з експлуатації підприємства-виробника

Повірку провести не пізніше лютого 2014 р.

Директор НВІ МЗ ВЕМВ



М.П.

О.М. Величко
протокол, підпис



„Затверджую”

Директор Інституту
електродинаміки НАН України
академік

О.В. Кириленко

2016р.

„Затверджую”

Технічний директор
СП ЗАТ «ЕЛВІН»

М.В. Зайков

« » 2016р.

АКТ

впровадження результатів досліджень за темою
 "Розвиток наукових засад побудови вектормірних засобів нового
 покоління та створення їх діючих зразків", яка виконувалась в
 Інституті електродинаміки НАН України у 2012-2016 роках.
 Шифр теми: „Межа-3”

м. Київ

19 грудня 2016р.

Ми, що підписалися нижче, головний метролог науково-впроваджувального підприємства СП ЗАТ «ЕЛВІН» Ю.Б.Дудар і зав. відділом контролю параметрів електромагнітних процесів Інституту електродинаміки Тесик Ю.Ф. склали цей акт про те, що у відповідності до договору № 1137-16 від 01.01.2016 Інститутом електродинаміки НАН України разом з підприємством СП ЗАТ „ЕЛВІН” виготовлено, налагоджено та метрологічно досліджено портативну повірочну установку класу точності 0,05 для перевірки засобів обліку та контролю показників якості електроенергії з робочим діапазоном за струмом від 1мА до 60А, за напругою від 10В до 264В та за частотою від 10Гц до 5000Гц.

Широкодіапазонна за частотою і струмом портативна повірочна установка класу точності 0,05 для перевірки засобів обліку та контролю показників якості електроенергії з робочим діапазоном за струмом від 1мА до 60А, за напругою від 10В до 264В та за частотою від 10Гц до 5000Гц передано в підприємство СП ЗАТ „ЕЛВІН” з метою подальшого удосконалення і впровадження у серійне виробництво.

Зав. відділом контролю
 параметрів електромагнітних
 процесів Інституту електро-
 динаміки НАН України, д.т.н.

Головний метролог
 СП ЗАТ «ЕЛВІН»

Ю.Ф.Тесик

Ю.Б. Дудар