

Національна академія наук України
Інститут електродинаміки

МОРОЗ РОМАН МИКОЛАЙОВИЧ

УДК 621.317.38

**ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ ВИМІРЮВАЛЬНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ
ПОТУЖНОСТІ**

Спеціальність 05.11.05 „Прилади та методи вимірювання електричних
та магнітних величин”

Автореферат
дисертації на здобуття наукового ступеня
кандидата технічних наук

Київ – 2020

Дисертацією є рукопис.

Робота виконана в Інституті електродинаміки НАН України (м. Київ).

Науковий керівник: – доктор технічних наук,
старший науковий співробітник,
лауреат Державної премії України
Тесик Юрій Федорович,
Інститут електродинаміки НАН України,
провідний науковий співробітник відділу
електричних і магнітних вимірювань.

Офіційні опоненти: – доктор технічних наук, професор
Туз Юліан Михайлович, Національний
технічний університет України «Київський
політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського»
МОН України, завідувач кафедри автоматизації
експериментальних досліджень;

– кандидат технічних наук,
Курсін Сергій Миколайович,
ДП «Укрметртестстандарт» Науково-виробничий
відділ вимірювань радіоелектронних величин та
іонізуючих випромінювань, начальник
науково-виробничої лабораторії вимірювань
густини потоку енергії і параметрів антен та
НВЧ-трактів.

Захист дисертації відбудеться “ ___ ” _____ 2020 р. о 11 годині на засіданні спеціалізованої вченої ради Д 26.187.02 в Інституті електродинаміки НАН України за адресою: 03057, Київ–57, проспект Перемоги, 56. Тел. 366-26-45.

З дисертацією можна ознайомитися в бібліотеці Інституту електродинаміки НАН України за вищевказаною адресою.

Автореферат розісланий « ___ » _____ 2020 р.

Вчений секретар
спеціалізованої вченої ради
кандидат технічних наук

Є.О. Зайцев

ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА РОБОТИ

Обґрунтування вибору теми досліджень. У підвищенні енергетичної безпеки України, покращення якості електричної енергії (ЕЕ) 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.

Основним завданням Енергетичної стратегії України на період до 2030 р. є приведення енергетичного комплексу країни у відповідність до світових вимог щодо економічності, екологічності, надійності. Технічне оновлення галузі має супроводжуватись як одночасним переглядом чинних, впровадженням нових нормативних документів, адаптації нормативно правової бази енергетики України до міжнародних стандартів так і забезпеченням сучасними МЗ. Міжнародні стандарти на норми якості ЕЕ ІЕС 1000 та ІЕС 61400-21 введено в дію більше десяти років (ДСТУ ІЕС 61400-21), а міжнародний стандарт EN 50160 зовсім недавно (ДСТУ EN 50160). У цих стандартах вимоги до точності відтворення ПЯЕ зросли за остання десятиліття у 10 разів, отож метрологічні засоби (МЗ) потребують негайного оновлення.

Загальний стан електроенергетики визначається тим, що більшість метрологічного обладнання (МО) введено в дію в кінці 90-х років минулого сторіччя чи на початку нинішнього. Також експлуатується і більш застаріле обладнання. ЕЕ характеризується багатьма параметрами, серед яких такі як струм, напруга, потужність та ПЯЕ. Назріла нагальна потреба в нових МЗ відтворення нормованих значень потужності ЕЕ та ПЯЕ. Такими засобами є метрологічні установки (МУ), що містять в своєму складі або джерела напруг і струмів, або генератор-калібратор (ГК), які відтворюють калібровані значення напруг, струмів, кутів зсуву фаз і ПЯЕ.

Суттєвий вплив на розвиток фундаментальних основ метрології здійснили відомі українські вчені: Таранов С.Г., Кузнецов В.Г., Волков І.В., Шидловська Н.А., Тесик Ю. Ф., Грінберг І.П., Гриб О.Г., Брайко В.В., Карасинський О.Л., Мірфайзієв О.М., Торосян А.І та зарубіжні: Лауг О.Б., Оленський А., Вілсон А., Ніколас Х.Т., Кестер В.

Проте, аналіз інформаційних джерел показав, що на сьогоднішній день недостатньо приділено уваги принципам побудови вимірювальних підсилювачів потужності (ВПП) для створення сучасного МО. Характеристики МУ суттєво залежать від характеристик ВПП. Тому подана робота, присвячена розвитку принципів побудови ВПП, є безсумнівно актуальною.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Дисертаційна робота 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. Робота повністю виконана відповідно до державних та галузевих програм, науково-технічних досліджень 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 вимірально-обчислювальних систем обліку і оцінки якості електроенергії та комплексів метрологічного забезпечення” (№ДР 0109U007913, 2010-2014р.р.); „Розробка та впровадження в серійне виробництво засобів вимірювання кутів зсуву фаз в електричних мережах ОЕС України” - „ОБ’ЄДНАННЯ.3.6-13” (№ 0113U005242, 2013-2015р.р.); наукової роботи №:ІІІ-22-15, „Межа-3” - розвиток наукових засад побудови вектор-мірних засобів нового покоління та створення їх діючих зразків (№ДР 0112U002290, 2012-2016р.р.); „ЮПТЕР-6” - “Розробка нових методів відтворення параметрів електричної енергії та принципів побудови високоточних засобів вимірювання для потреб електроенергетики” (№ДР 0115U002805, 2014 – 2019р.р.).

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 ВПП, 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 – вимірвальні 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 обчислювальних машинах. Достовірність отриманих у роботі результатів обґрунтована співпадінням теоретичних і експериментальних досліджень на розроблених МЗ.

Наукова новизна отриманих результатів полягає в наступному:

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.

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

Особистий внесок здобувача. Всі наукові положення і результати роботи, які винесені на захист, належать автору особисто. У роботах, опублікованих у співавторстві, здобувачеві належать: [1] – порівняльний аналіз характеристик ВПП, [3] – систематизація ВПП, які використовуються в МО і ГК, встановлено чіткі взає-

мозв'язки між ними, структурована інформація; [4,11] – запропоновано спосіб, що дозволяє зменшити спотворення підсилювача ГК змінної напруги спричинених НН, розроблено та досліджено коректуючий пристрій; [2] – розвинуто принцип комутації ВЦАП; [5] – запропоновано дві спрощені математичні моделі, призначені для розрахунку зміни вихідного імпедансу та спотворень вихідного синусоїдального сигналу ВЦАП для різних видів комутації опорних джерел напруг; [6] – запропоновано ЦАПВС, заснований на принципі прямого синтезу для застосування в портативних МУ, що дозволяє отримувати струми до сотні ампер; [7] – проведено аналіз статистики стабілізаторів основної гармоніки в діапазоні частот мережі; [8,10] – досліджено метод формування синусоїди з групи сигналів прямокутної форми на основі принципу суперпозиції, розкрито теоретичні питання формування синусоїдальної напруги і методу дослідження; [12] – проаналізовано невизначеність відтворення статичних параметрів якості електроенергії з урахуванням їх комплексного характеру; [9] – комп'ютерне моделювання ВЦАП.

Апробація результатів дисертації. Матеріали дисертаційної роботи доповідались та обговорювались на 6-ти Міжнародних науково-технічних конференціях: XIII Міжнародній науково-технічній конференції „Проблеми сучасної електротехніки - 2014” (2 – 6 червня 2014, м. Київ), VII Міжнародній науково-технічній конференції молодих вчених «Електроніка-2015» (Київ, 2015), XIV Міжнародній науково-технічній конференції „Проблеми сучасної електротехніки - 2016” (6 – 10 червня 2016, м. Київ), Міжнародній науково-практичній конференції «Мехатронні системи: інновації та інжиніринг» (15 червня 2017, м. 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, м. Київ).

Публікації. Основні результати дисертаційної роботи відображено у 12 наукових працях у наукових фахових виданнях, з яких 5 робіт опубліковані у виданнях, що цитуються у міжнародних наукометричних базах SCOPUS, а інші в GoogleScholar, РИНЦ і ін. та 6 тез доповідей на міжнародних науково-технічних конференціях.

Структура та обсяг дисертаційної роботи. Дисертація складається із вступу, чотирьох розділів, висновків, двох додатків та списку використаних джерел з 154 найменувань. Загальний обсяг роботи становить 164 сторінки, у тому числі 134 сторінки основного тексту, 57 рисунків і 6 таблиць.

ОСНОВНИЙ ЗМІСТ РОБОТИ

У вступі обґрунтовано актуальність та доцільність виконання роботи, сформульовано мету та задачі наукових досліджень, наведено дані про зв'язок роботи з науковими програмами, викладено наукову новизну, практичне значення та реалізацію отриманих результатів дисертації, наведено дані про їх апробацію, впровадження та публікації.

У першому розділі виконано аналіз характеристик МУ, ГК та метрологічних джерел напруги і струму, які визначаються можливостями ВПП. Структурна схема МУ зображена на рис. 1. Під керуванням персонального комп'ютера (ПК), ГК генерує на виході фазні напруги U_1, U_2, U_3 і струми I_1, I_2, I_3 , що подаються на еталонний вимірювач (ЕВ), який проводить еталонне вимірювання для перевірки приладів обліку електроенергії (ПОЕ).

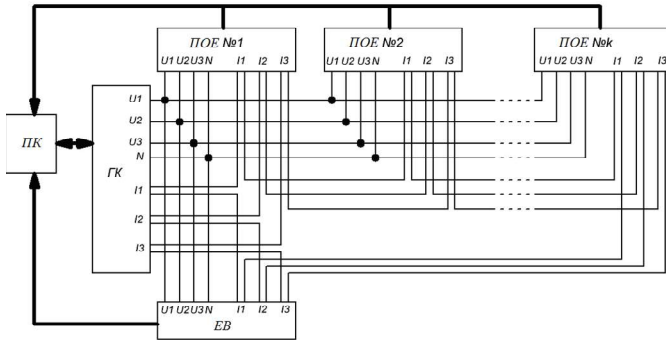


Рис. 1. Структурна схема МУ, що відтворює параметри режиму мережі

Схема дозволяє створити «фантомну» активну потужність 3-фазної мережі:

$$P_{3\phi} = U_1 I_1 \cos \varphi_1 + U_2 I_2 \cos \varphi_2 + U_3 I_3 \cos \varphi_3. (1)$$

Похибка відтворення ПЯЕ має бути мінімум в 3 рази менше похибки вимірювання, відповідно до ГОСТ 22261.

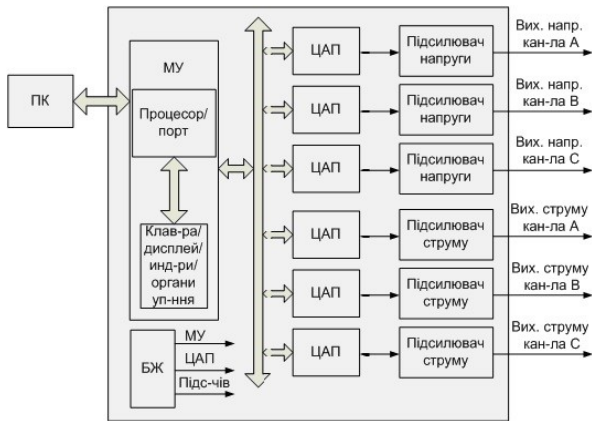


Рис. 2. Узагальнена структура ГК

На основі аналізу даних, сформовані зрівняльні таблиці і складена узагальнена структурна схема ГК (рис. 2). Встановлено, що синтезований сигнал ЦАП може бути значно погіршений вихідним підсилювачем низького класу. Оскільки характеристики ГК і МО суттєво залежать від характеристик підсилювачів і навантаження, необхідно застосовувати ВПП, які будуть із мінімальними відхиленнями відтворювати величини з виразу (1) з низьким значенням спо-

творень K_U на лінійному і на нелінійному навантаженні.

Аналіз МХ ВПП показав, що не всі засоби відтворення параметрів мережі відповідають вимогам сучасних стандартів ДСТУ ІЕС 61400-21, ДСТУ EN 5016, крім цього, вони 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.

Систематизація ВПП (рис. 3) дозволила вибрати найбільш перспективні принципи побудови ВПП для подальшого їх удосконалення:

- ВПП, які забезпечують великі вихідні потужності для одночасної перевірки значної кількості ПОЕ, за допомогою стаціонарних МУ;
- ВПП, які забезпечують одночасну перевірку одного або двох засобів вимірювання на місці їх інсталяції, що не потребує великих потужностей.

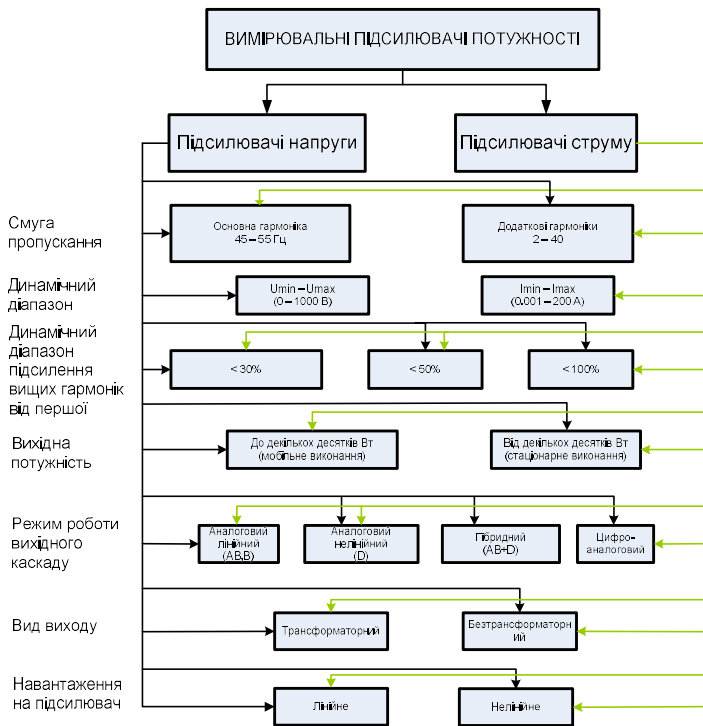


Рис. 3. Класифікація за ознаками

кючі K_1, K_3 подаються 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 ВТН₁, ВТН₂, фіксують у вольтметрах постійної напруги ВПН₁, ВПН₂. На другому

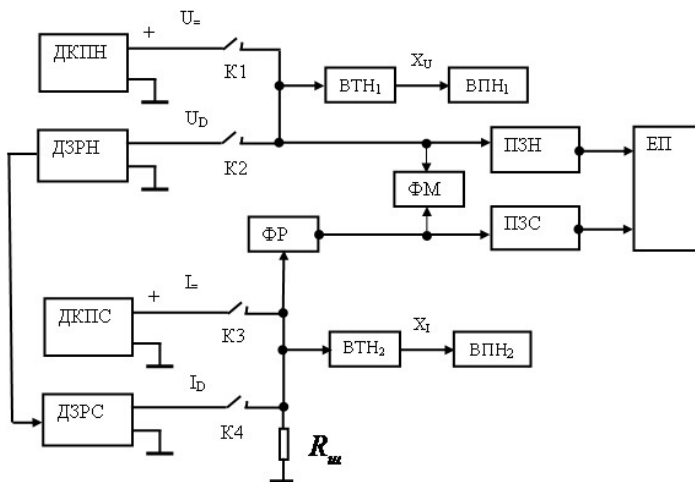


Рис. 4. Структурна схема калібрування еталону потужності ЕП

У другому розділі досліджено вплив ВПП на точність відтворення параметрів ЕЕ. Проаналізовано складову невизначеності відтворення потужності, обумовленої підсилювачами напруги і струму. Невизначеність ЕЕ, яка обумовлена недосконалістю відповідних робочих засобів вимірювань, можна трактувати як еквівалент втрат ЕЕ. Це також відноситься і до відтворення параметрів якості ЕЕ. Структурна схема відтворення потужності на основі методу заміщення представлена на рис. 4

На першому етапі на вхід вимірювальних термоперетворювачів напруги ВТН₁ і ВТН₂ через замкнуті ключі K_1, K_3 розмикають і замикають ключі K_2, K_4 , через які на входи ВТН₁, ВТН₂ подають змінні напруги з діючими значеннями U_D, I_D і регулюють значення змінної напруги і струму до величин, зафіксованих у ВПН₁, ВПН₂ на першому етапі. Де ДКПН і ДКПС – джерела каліброваної постійної напруги і струму, відповідно. Гранична похибка γ_1 калібрування напруги і струму за таким способом не має перевищувати 0,0033% і визначається наступною формулою:

$$\gamma_1 = \gamma_{ВТН} + \gamma_K + \gamma_{НС=} + \gamma_{НС\approx} + \gamma_{НСП\approx}, \quad (2)$$

де $\gamma_{ВТН}$ – похибка ВТН₁, ВТН₂; γ_K – похибка калібрування 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 напруги (ПЗН) або струму (ПЗС). Похибка $\gamma_{ВТН}$ кращих ВТН складає 0,001%, похибка $\gamma_{НС=} = 0,0001\%$, похибка $\gamma_{НС\approx} = 0,0001\%$. Граничне значення похибки γ_1 калібрування змінної напруги за допомогою установки, зібраної за структурною схемою,

на рис. 4, становить 0,0022%. На похибку $\gamma_{НСП} \approx$ від нестабільності підсилувачів змінного сигналу припадає 0,0011%.

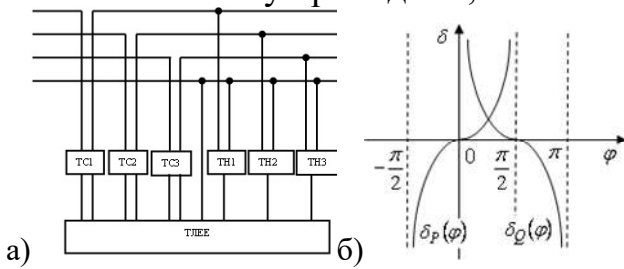


Рис. 5. Структурна схема вимірювання потужності, б) похибка

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. Відносна похибка вимірювання (рис. 5б) активної потужності $\delta_p(\varphi)$ та реактивної потужності $\delta_q(\varphi)$, викликана кутом зсуву фаз:

$$\delta_p(\varphi) = \operatorname{tg} \varphi \cdot \sin \Delta\varphi, \quad \delta_q(\varphi) = \operatorname{ctg} \varphi \cdot \sin \Delta\varphi \quad (3)$$

де $\Delta\varphi$ - кут зсуву фаз між векторами вторинних вимірювальних трансформаторів напруги і струму. Коли кут $\Delta\varphi$ не перевищує $0,001^\circ$, а кут φ дорівнює $89,99^\circ$, то похибка $\gamma_p = 97,4\%$.

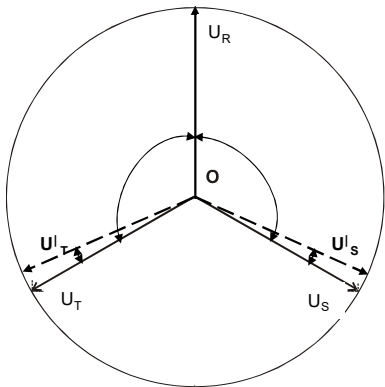


Рис. 6. Векторна діаграма формування фазової складової похибки відтворення несиметрії

Потрібно, 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 (рис. 6) і амплітудної (рис. 7) складової похибки відтворення несиметрії, а також сумарної похибки відтворення нульової послідовності мережі. Отримано вираз фазової складової невизначеності відтворення несиметрії:

$$\Delta \dot{U}_{0\varphi} = -\frac{1}{\sqrt{3}} \dot{U}_N \sin \Delta\varphi \quad (4)$$

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: $U_R = U_S = U_T = U_N$. Амплітудна складової невизначеності відтворення:

А сумарна невизначеність визначається як:

$$\Delta \dot{U}_{0A} = -2 \Delta \dot{U} / \sqrt{3} \quad (5)$$

А сумарна невизначеність визначається як:

$$\Delta \dot{U}_0 = -\frac{1}{\sqrt{3}} \dot{U}_N \sin \Delta\varphi - \frac{2\Delta \dot{U}}{3} \quad (6)$$

Розділивши (5) на (6), одержимо коефіцієнт підвищення вимог по точності до засобів відтворення параметрів якості трифазних електричних мереж:

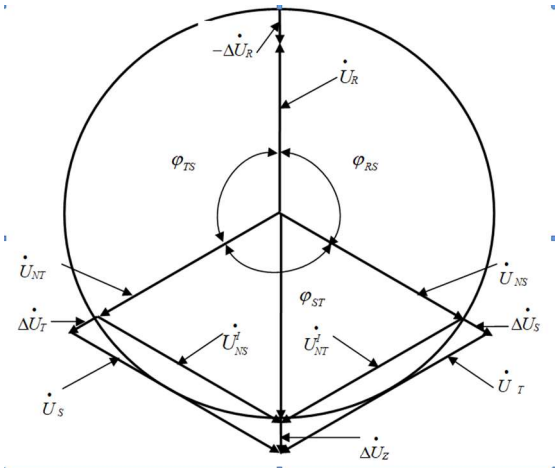


Рис. 7. Векторна діаграма формування амплітудної складової невизначеності відтворення несиметрії

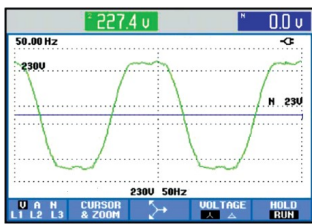


Рис. 8. Спотворення тестового сигналу НН

для вихідних ВПП по напрузі, що спричиняє появу гармонічних спотворень вихідної напруги основної частоти внаслідок додавання напруги вищих гармонік (рис. 8) і вносить похибку в калібрування ЗВ. Запропоновано розвиток принципу роботи послідовного активного кондиціонера гармонік (АКГ), але без застосування DSP процесора і інвертора (рис. 9). В розробленому корегувальному пристрої (КП) реалізовано принцип порівняння вихідного сигналу, приведеного до навантаження, з опорним синусоїдальним, в якості якого використовується генератор опорної напруги (ГОН). Виділений гармонічний сигнал підсилюється підсилювачем (ПН) і подається на вихід через суматор, що призводить до придушення гармонік. На рис. 9 ВП – віднімальний пристрій, ФК – фазовий коректор. Виконавши математичні перетворення, маємо напругу на виході суматора:

$$u_B = u_1 + u_{II} = \sum_{k=1}^{\infty} U_{1k} \sin(k\omega t + \varphi_{1k}) - K_C K_{II} K_D \sum_{k=2}^{\infty} U_{1k} \sin(k\omega t + \varphi_{1k}), \quad (8)$$

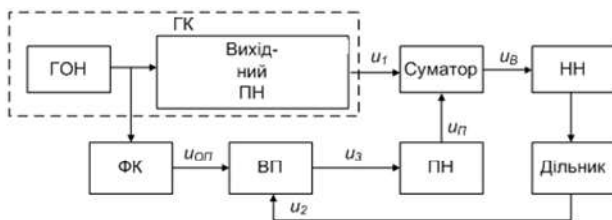


Рис. 9. Структурна схема корегувального пристрою

де u_1 – напруга на виході ГК, u_{II} – напруга на виході ПН, K_C – коефіцієнт передачі суматора напруги, K_{II} – коефіцієнт підсилення напруги ПН, K_D – коефіцієнт ділення дільника, 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. За умови $K_C = 1/(K_{II} K_D)$, маємо:

$$u_B = U_{11} \sin(k\omega t + \varphi_{11}). \quad (9)$$

На виході суматора лишається тільки основна гармоніка напруги. Аналіз моделі вказує на те, що ефективність зменшення рівня гармонік залежить від точності і стабільності налаштування дільника, елементів ВП, підсилювача, точності фазування в ФК. Оцінка ефективності зменшення рівня спотворень за допомогою КП і пере-

$$\dot{K} = \sqrt{3} \frac{\dot{U}_N}{\dot{\Delta U}} \sin \Delta \varphi + \frac{2}{3}. \quad (7)$$

Вираз (7) дозволяє стверджувати, що невизначеність, у якій врахований її комплексний характер, у кілька разів вище невизначеності, яка визначається тільки відхиленням амплітуди одного з векторів.

У третьому розділі розвинуто і запропоновано нові принципи побудови ВПП. Розвинуто метод усунення спотворень змінної напруги підсилювача ГК від НН. Сучасні ЗВ є електронними приладами і потребують живлення. Електронні кола джерел живлення є НН

для вихідних ВПП по напрузі, що спричиняє появу гармонічних спотворень вихідної напруги основної частоти внаслідок додавання напруги вищих гармонік (рис. 8) і вносить похибку в калібрування ЗВ. Запропоновано розвиток принципу роботи послідовного активного кондиціонера гармонік (АКГ), але без застосування DSP процесора і інвертора (рис. 9). В розробленому корегувальному пристрої (КП) реалізовано принцип порівняння вихідного сигналу, приведеного до навантаження, з опорним синусоїдальним, в якості якого використовується генератор опорної напруги (ГОН). Виділений гармонічний сигнал підсилюється підсилювачем (ПН) і подається на вихід через суматор, що призводить до придушення гармонік. На рис. 9 ВП – віднімальний пристрій, ФК – фазовий коректор. Виконавши математичні перетворення, маємо напругу на виході суматора:

вірка методу, виконана шляхом моделювання в Electronics Workbench схеми без КП та з ним. Результати моделювання: зниження спотворень до допустимого рівня 0,499%, тобто в 14 разів, що підтверджує ефективність методу.

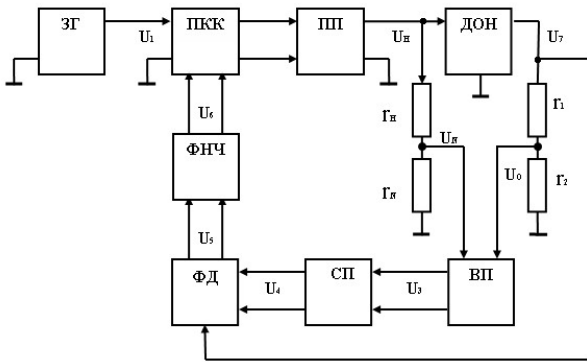


Рис. 10. СДАЗС з мультиплікативною корекцією похибки, структурна схема

Створення приладів контролю величин ПЯЕ неможливе без побудови прецизійної симетричної трифазної системи напруг основної гармоніки та відтворення на її основі показників якості. Досягнення високого рівня симетрії неможливе без стабілізації всіх векторів трифазної системи напруг. Аналіз статички стабілізаторів основної гармоніки в діапазоні частот мережі, показав, що в кожному каналі трифазної системи напруг доцільно використовувати стабілізатори з мультиплікативною корекцією похибки підтримання амплітуд напруги та струму в навантаженні (рис. 10).

Система на рис. 10 складається з: задавального генератора (ЗГ), підсилювача з керованим коефіцієнтом (ПКК) номінального струму живлення в нормальних умовах, підсилювач потужності (ПП), джерела опорної напруги (ДОН), в якому, за допомогою джерела стабільної постійної напруги та підсилювача-обмежувача, формується опорний прямокутний сигнал U_7 , віднімаючого пристрою (ВП), селективного пристрою (СП), фазочутливого детектора (ФД), фільтру нижніх частот (ФНЧ). Принцип роботи заснований на виділенні сигналу, пропорційного відхиленню струму в навантаженні, за допомогою його порівняння зі змінним опорним сигналом і подальшим синхронним дефектуванням результуючого сигналу, який використовується для керування коефіцієнтом передачі підсилювача.

Зміна коефіцієнта відбувається доти, доки струм живлення в навантаженні не відповідатиме його номінальному значенню. Коефіцієнт стабілізації основного тракту відносно зміни значення опору навантаження

$$K^{U1}_{cm} = 1 + U_1 K'_{01} K_{ТПП} r_N / r_{\Sigma} \approx U_1 K'_{01} K_{ТПП} r_N / r_{\Sigma} \quad (10)$$

і відносно його приросту

$$K_{cm}^{r_{\Sigma}} = 1 + U_1 K'_{01} K_{ТПП} r_N / (r_{\Sigma} + \Delta r_{\Sigma}) \approx U_1 K'_{01} K_{ТПП} r_N / r_{\Sigma} \quad (11)$$

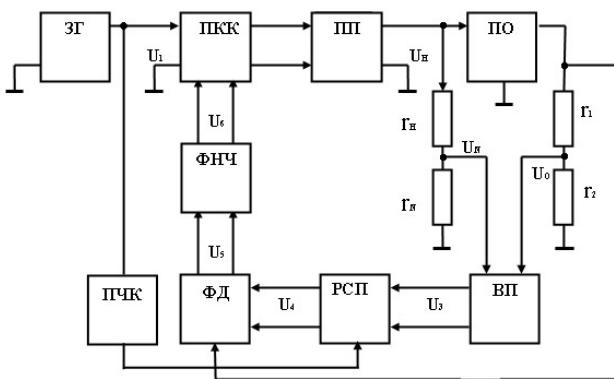


Рис. 11. СДАЗС з мультиплікативною корекцією похибки в розширеному діапазоні частот

Вирази співпали, тобто тракт порівняння в рівній мірі знижує дію дестабілізуючих факторів. Але в цій структурі не враховується один фактор впливу. Селективний підсилювач з високою добротністю має на частоті резонансу надзвичайно стрімкі амплітудно-частотну (АЧХ) і фазо-частотну характеристики (ФЧХ). Це призводить до різкого зниження коефіцієнта стабілізації із відхиленням робочої частоти від номінального значення, оскільки він залежить від коефіцієнта $K_{ТПП}$. Уникнути цього явища

можна шляхом введення в канал порівняння структурної схеми (рис. 10), додаткових

пристроїв: перетворювача частоти в код (ПЧК) і регульованого селективного підсилювача (РСП) замість СП (рис. 11). Введення в схему ПЧК і РСП дозволяє забезпечити високу стабільність сигналів основної гармоніки у розширеному діапазоні частот мережі.

У загальному випадку сигнали генератора (рис. 2) описуються наступними залежностями:

$$\begin{aligned}
 u_A(t) &= \sum_{k=1}^{K_{\max}} U_{Ak} \sin(k\omega t + \psi_{U_{Ak}}), & i_A(t) &= \sum_{k=1}^{K_{\max}} I_{Ak} \sin(k\omega t + \psi_{I_{Ak}}), \\
 u_B(t) &= \sum_{k=1}^{K_{\max}} U_{Bk} \sin(k\omega t + \psi_{U_{Bk}}), & i_B(t) &= \sum_{k=1}^{K_{\max}} I_{Bk} \sin(k\omega t + \psi_{I_{Bk}}), \\
 u_C(t) &= \sum_{k=1}^{K_{\max}} U_{Ck} \sin(k\omega t + \psi_{U_{Ck}}), & i_C(t) &= \sum_{k=1}^{K_{\max}} I_{Ck} \sin(k\omega t + \psi_{I_{Ck}}).
 \end{aligned}
 \tag{12}$$

де $u_A(t), u_B(t), u_C(t), i_A(t), i_B(t), i_C(t)$ – 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.

Спираючись на основну перевагу цифрового генератора – застосування цифрового методу для моделювання трифазної мережі, запропоновано розвиток принципів побудови ВЦАП.

Це дозволило уникнути більшості недоліків підсилювачів (працюють в режимах АВ, В, D, гібридному), що застосовуються в ГК. Запропоновано перетворення цифрового коду в високовольтний вихідний сигнал прямим синтезом напруги. Метод для створення високовольтного перетворювача вдосконалено за рахунок застосування комутуючих транзисторів з відповідною схемою комутації (рис. 12), замість схеми з діодами, де СК – схема комутації, СКМ – схема комутації мосту,

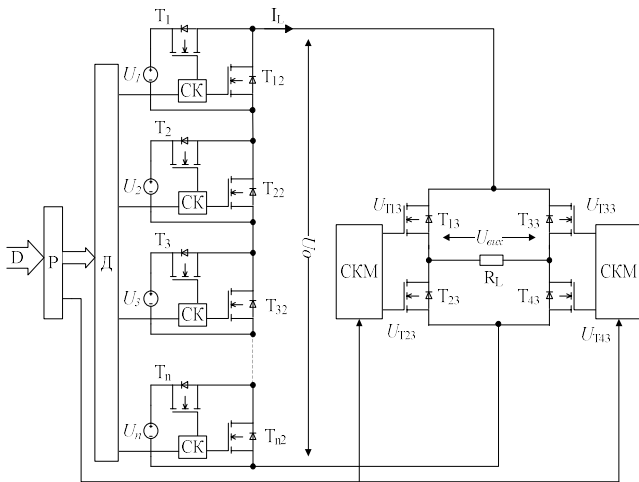


Рис. 12. Структурна схема ВЦАП

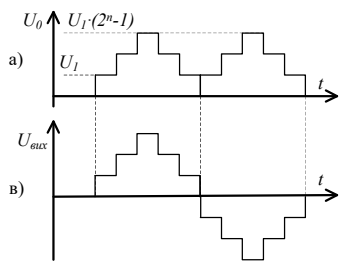


Рис. 13. Вихідний сигнал ВЦАП

D – цифровий код, D – дешифратор, P – регістр, U_1, U_i, \dots, U_n – джерела стабільної постійної напруги, $T_{12} - T_{n2}$ – транзистори пропускні, $T_1 - T_n$ – транзистори підключення джерел. Дослідження показали, що дана схема комутації дозволяє істотно знизити рівень напруги, що комутується. Принцип роботи схеми: вихідна напруга формується безпосередньо високовольтним ЦАП шляхом подачі кодів на його входи. Основу становлять n джерел стабільної постійної напруги.

Значення амплітуд кожного джерела підпорядковані бінарній логіці. Напруга джерел:

$$U_1 = \frac{U_{\text{оmax}}}{2^n - 1}, \quad U_i = 2 \cdot U_{i-1}, \quad U_n = U_1 \cdot 2^{n-1}.$$

Вихідна напруга

$U_0 = U_1 \sum_{i=1}^n A_i 2^{i-1} = U_1 (A_1 2^0 + A_2 2^1 + \dots + A_n 2^{n-1}) = U_1 D$. Напруга на навантаженні $U_{\text{вих}}(t) = U_1 D(t)$, рис. 13. Отримані переваги: максимальна вихідна напруга $U_1 \cdot (2^n - 1)$

В; роздільна здатність U_l В; виключено падіння напруги на діодах U_d В; усунуто обмеження точності вихідної напруги $U_l > U_d \cdot (N - 1)$ В; виключено вплив нелінійного опору діодів на вихідний сигнал. Цифровий код керує безпосередньо високовольтними транзисторами, це дозволяє уникнути додаткових витрат на аналогові підсилювачі потужності, впливу заводів і нелінійних спотворень, досягається висока стабільність амплітуд і фазових зсувів вихідних сигналів

Дослідження показали, що принцип прямого синтезу можливо застосувати при побудові каналів струму ГК, оскільки це дозволить отримати високі вихідні струми без застосування громіздких вихідних трансформаторів. В запропонованому

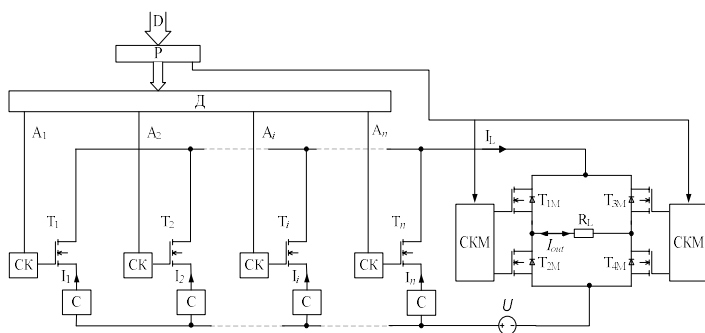


Рис. 14. Структурна схема ЦАПВС

ЦАПВС застосовано принцип підсумовування опорних струмів, але вихідним сигналом в нього є не напруга, а струм великої сили, вперше отриманий прямим синтезом. Основу перетворювача великого струму становлять n стабілізаторів (С) струму I_1, I_2, \dots, I_n (рис. 14), рівного числа розрядів вхідного коду D , джерело напруги U , схема комутації (СК), схема

комутації мосту (СКМ), розряди цифрового коду D . A_1, \dots, A_i, A_n . Вхідний двійковий код D з регістра (Р) перетворюється дешифратором (Д) в унітарний позиційний код, який йде на СК транзисторів 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 загальне коло. Результуючий струм I_L буде дорівнювати сумі струмів I_i . Значення амплітуд кожного струму стабілізаторів підпорядковані бінарній логіці. Для двійкового вхідного коду D вираз вихідного струму:

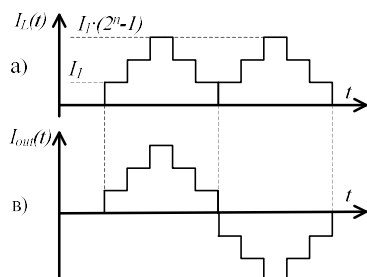


Рис. 15. Графіки вихідного сигналу

$$I_L = I_1 \sum_{i=1}^n A_i 2^{i-1} = I_1 (A_1 2^0 + A_2 2^1 + \dots + A_n 2^{n-1}) = I_1 D, \quad (13)$$

де $I_1 = I_{o_{max}} / (2^n - 1)$ – значення струму молодшого розряду, $I_{o_{max}}$ – необхідне найбільше значення амплітуди вихідного струму ЦАПВС. При цьому $I_n = I_1 2^{n-1}$. Вихідний струм в навантаженні: $I_L(t) = I_1 D(t)$ (рис. 15). Переваги

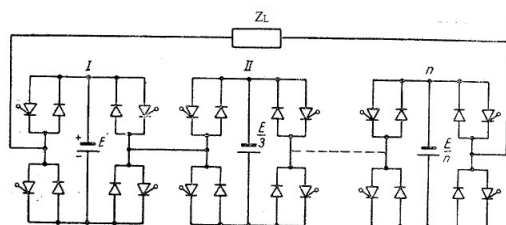


Рис. 16. Схема інвертора основана на принципі суперпозиції меандрів

запропонованого принципу прямого синтезу великого струму: відсутність громіздкого і масивного вихідного трансформатора струму, зменшення ваги і габаритів джерела струму, що важливо при створенні портативних ГК.

Особливо гостро проблема створення синусоїдальних сигналів стоїть в портативних ГК. Досліджувався метод отримання ступінчастої напруги від декількох послідовно з'єднаних інверторів, які мають на виході прямокутні напруги різних, але кратних частот, дає можливість наблизити форму напруги до синусоїдальної. Якщо основний інвертор (I) на рис. 16

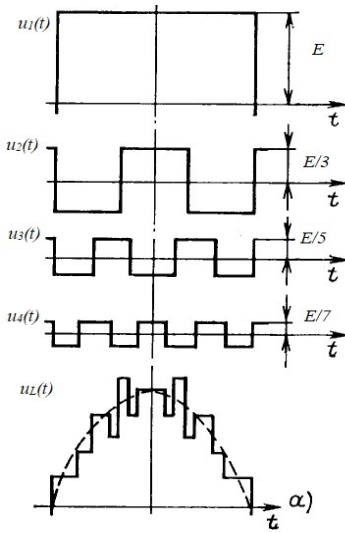


Рис. 17. Меандри мостових клітинок та результуючий сигнал

дає прямокутну напругу амплітудою E з частотою f , а додаткові (II, n) - прямокутні напруги з амплітудами $E/3, E/5, \dots$, із частотами $3f, 5f, \dots$, то складанням цих напруг можливо досягнути значного наближення форми сигналу навантаженні Z_L до синусоїдального. Таке виконання інвертора дозволяє зменшити масу й габарити. Вважалось, що застосування декількох інверторів значно ускладнює схему, може призвести до збоїв в роботі і є не доцільним для застосування. Інтенсивний розвиток цифрової електроніки, схем управління та узгодження, широка номенклатура польових транзисторів, як альтернативи тиристорам, дозволяє створити перетворювач сигналів з цифровим управлінням та застосовувати його у ВПП для метрології. 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. 17) в ряд Фур'є, а також на застосуванні моделювання в схемному симуляторі NI Multisim. Розклади в ряд прямокутних періодичних сигналів відповідних частот:

$$u_1(t) = \frac{4E}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin k\omega t}{k}, u_2(t) = \frac{4E}{3\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin k3\omega t}{k}, u_3(t) = \frac{4E}{5\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin k5\omega t}{k} \dots, \quad (14)$$

де $k=1,3,5,\dots$. Математична модель вихідного сигналу:

$$u_L(t) = \frac{4E}{\pi} \sin \omega t + \frac{4E}{\pi} \sum_{k=3}^{\infty} \frac{\sin k\omega t}{k} - \frac{4E}{3\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin k3\omega t}{k} - \frac{4E}{5\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin k5\omega t}{k} - \frac{4E}{7\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin k7\omega t}{k} \dots \quad (15)$$

Коефіцієнт гармонік:

$$K_{gr} = \left(\sqrt{\sum_{i=2}^n U_{iRMS}^2} / U_{1RMS} \right) 100\%, \quad (16)$$

де U_{1RMS} – середньоквадратичне значення (СКЗ) напруги 1-ї гармоніки, U_{iRMS} – СКЗ

Таблиця 1

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

i -ї гармоніки, n – номер кінцевої гармоніки. СКЗ для основної і наступних гармонік:

$$U_{1RMS} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(\frac{4E}{\pi} \sin(\omega t) \right)^2 dt} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E, \quad (17),$$

$$U_{2RMS} = \frac{2\sqrt{2}}{7\pi} E, U_{3RMS} = \frac{2\sqrt{2}}{11\pi} E, \quad (18)$$

$$U_{4RMS} = \frac{2\sqrt{2}}{13\pi} E, U_{5RMS} = \frac{2\sqrt{2}}{15\pi} E \dots \quad (19)$$

Підставивши (17 – 19) в (16) маємо:

$$K_{gr} = \frac{\pi \sqrt{8 \left(\frac{E}{7\pi} \right)^2 + 8 \left(\frac{E}{11\pi} \right)^2 + 8 \left(\frac{E}{13\pi} \right)^2 + 8 \left(\frac{E}{15\pi} \right)^2 + \dots}}{2\sqrt{2}E} \quad (20)$$

Результати розрахунку коефіцієнту гармонік K_{gr} за (20) і значення коефіцієнту гармонік K_{grs} , отримані в схемному симуляторі, для випадків до 9-ти меандрів, наве-

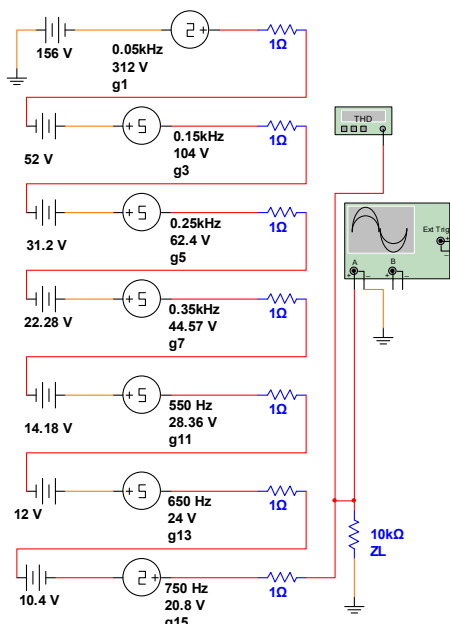


Рис. 18. Схемна модель

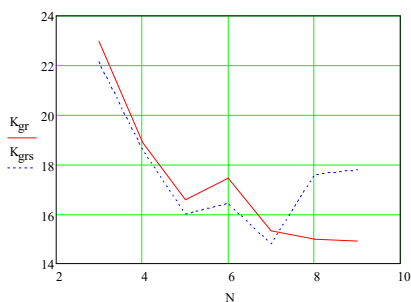


Рис. 19. Залежність значення спотворень від кількості меандрів

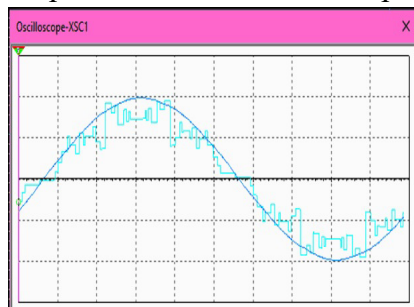


Рис. 20. Земельовані вихідний і після ФНЧ сигнали

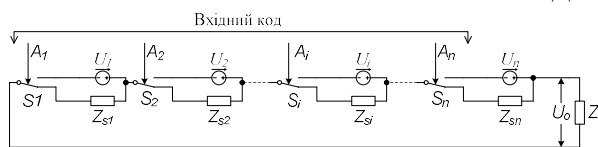


Рис. 21. Спрощена структурна схема ВЦАП з імпедансами комутуючих транзисторів

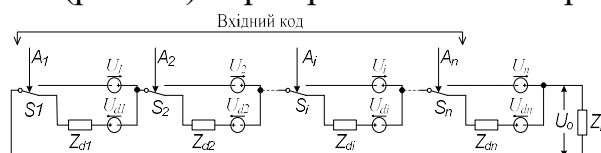


Рис. 22. Структурна схема ВЦАП з урахуванням властивостей діодів

дено в табл. 1. Модель еквівалентної схеми інвертора в NI Multisim (рис. 18), складається з однополярного джерела прямокутного сигналу основної частоти – g1, джерел однополярних прямокутних сигналів з частотами кратними основній – g3...g15. Для отримання двополярного сигналу в модель введені відповідні джерела постійної напруги.

Спираючись на отримані результати (рис. 19), сім є оптимальною кількістю меандрів для формування напруги. Проте, отриманий сигнал має ще значний коефіцієнт спотворень. Для зниження рівня гармонік K_{gr} , необхідно застосувати фільтр низької частоти (ФНЧ), який має придушити гармоніки, починаючи з 17-ої. Це фільтр з частотою зрізу 500 Гц, який зменшує коефіцієнт гармонік з 15% до 0,6%, що прийнятно для формування тестових сигналів (рис. 20), призначених для перевірки ПОЕ.

У четвертому розділі проведено дослідження ВПП за допомогою математичних моделей і комп'ютерного моделювання, відображено практичну реалізацію. Дослідження спотворень вихідного синусоїдального сигналу ВЦАП було проведено за допомогою математичного моделювання, що дозволило оцінити вплив на якість вихідного сигналу схемних реалізацій.

Розглянуто вплив коефіцієнта передачі ВЦАП з навантаженням на сформований синусоїдальний сигнал U_{Σ} для одного періоду 2π . ВЦАП являє собою ЦАП з послідовним складанням опорних напруг U_1, U_2, \dots, U_n для отримання напруги U_0 . Спрощена структурна схема наведена на рис. 21: $Z_{s1}, Z_{s2}, \dots, Z_{sn}$ імпеданси комутуючих елементів – транзисторів $T_{12}, T_{22}, \dots, T_{n2}$ (рис. 21). Покращення характеристик запропонованої схеми з ключами-транзисторами відносно схем з діодами (рис. 22) перевірено шляхом порів-

няння результатів їх моделювання. На рис. 22 $Z_{d1}, Z_{d2}, \dots, Z_{dn}$ – опори діодів, $U_{d1}, U_{d2}, \dots, U_{dn}$ – пряме падіння напруги на p-n переходах діодів. Імпеданси ключів однакові $Z_{s1} = Z_{s2} = \dots = Z_{sn}$, величина внутрішнього опору

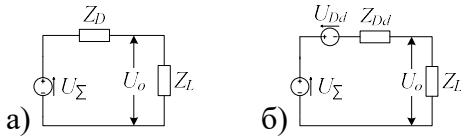


Рис. 23. Еквівалентна схема ВЦАП:

а) з транзисторними ключами, б) з діодами

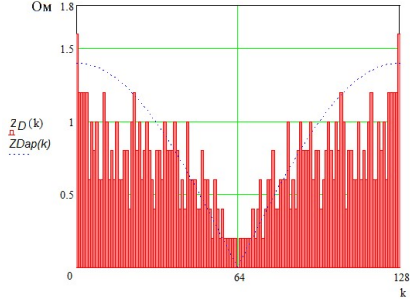
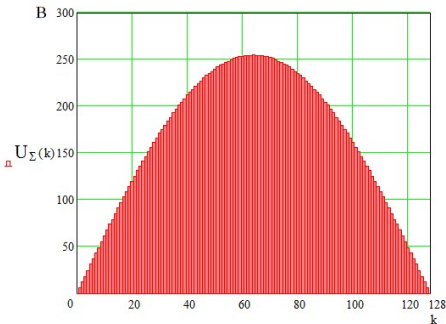
Рис. 24. Гістограма зміни опору Z_D і апроксимуючий графік Z_{Dap} 

Рис. 25. Вихідний сигнал сформований по коду управління за синусоїдальним законом

за відомою формулою (17). Вирази СКЗ гармонік $U_{1RMS}, \dots, U_{7RMS}$ і розрахунок їх значень на періоді $0 - 2\pi$:

$$U_{1RMS} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (U_{o\max} \sin(\omega t))^2 d\omega t} = \frac{U_{o\max}}{\sqrt{2}}, \quad U_{2RMS} = \frac{U_{o\max}}{\sqrt{8}} \cdot Z_{s\max}^*, \quad (27)$$

$$U_{3RMS} = \frac{U_{o\max}}{4} \cdot (Z_{s\max}^*)^2, \quad U_{4RMS} = \sqrt{\frac{5}{128}} U_{o\max} \cdot (Z_{s\max}^*)^4, \quad U_{5RMS} = \frac{\sqrt{7}}{16} U_{o\max} \cdot (Z_{s\max}^*)^6 \dots \quad (28)$$

Математичну модель спотворень вихідного сигналу отримуємо підстановкою в формулу КНС виразів (27, 28) і виконавши математичні перетворення

$$K_{gr} = 0,125 Z_{s\max}^* \sqrt{\left(\begin{aligned} &512 + 256 Z_{s\max}^{*2} + 160 Z_{s\max}^{*4} + \\ &+ 112 Z_{s\max}^{*6} + 84 Z_{s\max}^{*8} + 66 Z_{s\max}^{*10} \end{aligned} \right) / 32 \cdot 100\%}. \quad (29)$$

Було створено математичну модель схеми з діодами, для порівняння впливу схемних рішень на вихідний сигнал. Еквівалентна схема (рис. 23б), де Z_{Dd} - внутрішній опір ВЦАП з діодами, U_{Dd} - загальне пряме падіння напруги на p-n переходах діодів. Функція апроксимації вихідного імпедансу:

$$Z_{Dd} = Z_{d1} (N - 1) \cdot \left| \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) \right| = Z_{d\max} |\cos(\omega t)|, \quad (30)$$

$$Z_D = Z_{s1} \left(N - \sum_{n=0}^{N-1} \delta_1, \left[\frac{D}{2^n} \right] \bmod(2) \right), \quad (21)$$

де δ_l - дельта Кронекера. Враховуючи (21), сформовано еквівалентну схему, рис. 23а, в якій сигнал на навантаженні буде:

$$U_o = U_{\Sigma} \cdot K_D, \quad (22)$$

$$K_D = Z_L / (Z_L + Z_D) = 1 / (1 + (Z_D / Z_L)). \quad (23)$$

Вихідний синусоїдальний сигнал:

$$U_{\Sigma} = U_{o\max} \sin(\omega t). \quad (24)$$

З аналізу гістограм рис. 24 і рис. 25, слідує, що закон зміни вихідного імпедансу при відтворенні синусоїдального сигналу є синусоїдальним, зсунутим на чверть періоду - $\pi/2$, а функція завжди має позитивне значення. Апроксимуюча функція зміни внутрішнього імпедансу Z_{Dap} матиме вигляд:

$$Z_{Dap} = Z_{s1} (N - 1) \cdot \left| \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) \right| = Z_{s\max} |\cos(\omega t)|. \quad (25)$$

Функція, що описує вихідний сигнал

$$\begin{aligned} U_o = & U_{o\max} \sin(\omega t) - U_{o\max} \sin(\omega t) \left(Z_{s\max}^* |\cos(\omega t)| \right) + \\ & + U_{o\max} \sin(\omega t) \left(Z_{s\max}^* |\cos(\omega t)| \right)^2 - \\ & - U_{o\max} \sin(\omega t) \left(Z_{s\max}^* |\cos(\omega t)| \right)^3 + \dots \end{aligned} \quad (26)$$

Можливо кількісно оцінити вплив вихідного імпедансу ВЦАП на сигнал, порахувавши КНС K_{gr}

де $Z_{d \max}$ – максимальне значення вихідного імпедансу для сигналу, коли ввімкнено одне джерело напруги. Закономірність зміни прямого падіння напруги на p -переході діодів

$$U_{Dd} = U_{d1} \left(N - \sum_{n=0}^{N-1} \delta_1, \left[\frac{D}{2^n} \right] \bmod(2) \right). \quad (31)$$

Апроксимуюча функція зміни спільного прямого падіння напруги на p - n -переходах діодів U_{Ddap} від вхідного коду

$$U_{Ddap} = U_{d1} (N - 1) \cdot \left| \sin(\omega t + \frac{\pi}{2}) \right| = U_{d \max} |\cos(\omega t)|, \quad (32)$$

де $U_{d \max}$ – максимальне значення прямого падіння напруги на p - n переходах. Відповідно до рис. 24б, сигнал на навантаженні буде визначатись

$$U_o = (U_{\Sigma} - U_{Ddap}) \cdot K_{Dd}, \quad (33)$$

де K_{Dd} – коефіцієнт передачі схеми ВЦАП на основі діодів з навантаженням Z_D . Вираз вихідного сигналу ВЦАП з діодами:

$$U_o = (U_{o \max} \sin(\omega t) - U_{d \max} |\cos(\omega t)|) \times \\ \times \left[1 - (Z_{d \max}^* |\cos(\omega t)|) + (Z_{d \max}^* |\cos(\omega t)|)^2 - (Z_{d \max}^* |\cos(\omega t)|)^3 \dots \right] \quad (34)$$

Математичну модель спотворень вихідного сигналу при схемі комутації з діодами, отримано підстановкою в вираз КНС (16) виразів СКЗ гармонік

$$K_{gr} = 0,125 \sqrt{\left(512 + 256 Z_{s \max}^{*2} + 160 Z_{s \max}^{*4} + 112 Z_{s \max}^{*6} + 84 Z_{s \max}^{*8} + 66 Z_{s \max}^{*10} \right) Z_{s \max}^{*2} / 32 - \\ - \left(2048 + 24 Z_{d \max}^{*4} + 1280 Z_{d \max}^{*6} + 1120 Z_{d \max}^{*8} + 1008 Z_{d \max}^{*10} + 924 Z_{d \max}^{*12} + 858 Z_{d \max}^{*14} \right) \times \\ \times \left(\frac{U_{d \max}}{4U_{0 \max}} \right)^2} \cdot 100\%. \quad (35)$$

Математичні моделі ВЦАП дали можливість порахувати КНС синусоїдального сигналу для схем комутації тільки на транзисторах і з діодами. Встановлено, що транзисторна схема комутації забезпечує в $\Delta = K_{grd}/K_{gr} \approx 16$ раз менші спотворення.

Підтвердження теоретичних досліджень фізичним моделюванням потребує значних часових та фінансових затрат. Запропоновано, на початку замінити фізичне моделювання комп'ютерним. Проведено дослідження комп'ютерної моделі ВПП на основі ВЦАП. Вибрано ВЦАП з вихідною напругою $U_{вих}$ для мереж з номінальною напругою 3×57.7 В для вторинних вимірювальних кіл. Відповідно до ГОСТ 13109-97, необхідно відтворювати номінальну напругу з діапазоном відхилення $\pm 20\%$ з коефіцієнтом несинусоїдальності K_{gr} не більше 2% та перенапругу значенням $1,47U_{вих}$, похибка відтворення менше 2% . Проводилось дослідження розрядності ВЦАП на якість вихідної напруги $U_{вих}$ для заданих вимог і встановлювалась оптимальна кількість опорних джерел. Запропоновано комп'ютерну схемотехнічну модель ВЦАП в операційному середовищі NI Multisim, з віртуальними вимірювальними приладами і датчиками (рис. 26), що дозволило отримати вихідний сигнал і КНС для ВЦАП дискретністю від п'яти до семи та різних значень амплітуди вихідного сигналу.

Основні результати досліджень зведені в табл. 3. Порівняння результатів моделювання, було проведено з експериментальним зразком ВЦАП на п'ять розрядів

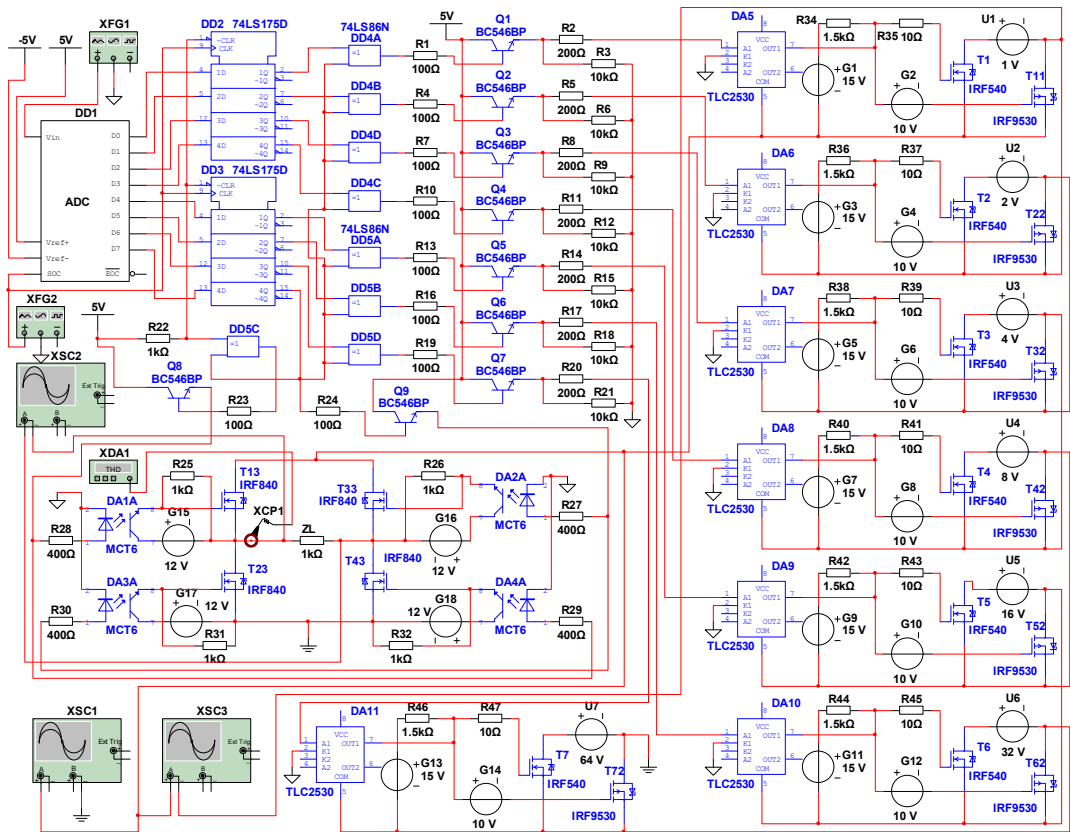


Рис. 26. Комп’ютерна схемотехнічна модель ВЦАП

Таблиця 2

U_0, V	$K_{gr}, \%$			
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

(табл. 2, зразок). На рис. 27а, б приведено змодельовану і зразкову осцилограми вихідного сигналу для п’ятирозрядного ВЦАП. Дані співпали з результатами вимірювання, що вказує на достовірність комп’ютерної моделі. Встановлено, що використання 5-ти квантів недостатньо для вказаних умов, тому проведено дослідження впливу рівня квантування на відтворення амплітуди вихідного сигналу. Підвищення розрядності значно знижує рівень низькочастотних гармонік та зменшує ступінчастість амплітуди вихідного сигналу. В ході досліджень, встановлено, що тільки ВЦАП на сім розрядів повністю задовольняє задані умови (рис. 27в, г).

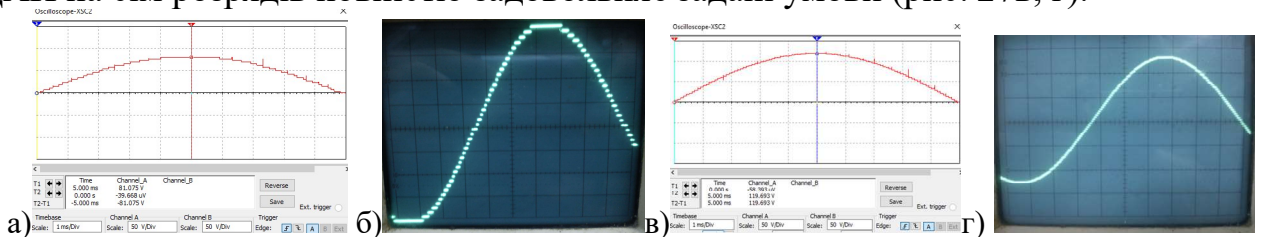


Рис. 27. Осцилограми вихідного сигналу: а) змодельована, б) знята з зразка для 5-розрядного ВЦАП; в) змодельована, г) знята з зразка для 7-розрядного ВЦАП

Створена комп’ютерна модель, використовує моделі реальних компонентів, що дозволило підтвердити подані теоретичні викладки і більш широко дослідити роботу ВЦАП.

Запропоновані теоретичні засади та схемотехнічні рішення були використані при створенні і впровадженні в серійне виробництво джерела ДНСТ-3 (рис. 28а), калібратора ДНСТ-3к (рис. 28б), мобільної УАП-3М (рис. 28в) і автоматизованої УАП-3 (рис. 28г) метрологічних установок.



Рис. 28. Практична реалізація результатів досліджень

У **додатках** представлено документи, що підтверджують практичне значення і впровадження результатів дисертаційної роботи, а також список публікацій здобувача за темою дисертаційної роботи.

ВИСНОВКИ

В дисертаційній роботі вирішено актуальну науково-технічну задачу розвитку принципів побудови ВПП, стійких до впливу НН, 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 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" у вигляді генератора ДНСТ-3к, джерела ДНСТ-3, установок УАП-3, УАП-3М та використовуються в організаціях Держспоживстандарту України та НЕК «Укренерго».
7. Результати дисертаційної роботи, а саме методи відтворення електричних величин на основі розроблених прецизійних підсилювачів, можуть бути в подальшому застосовані для створення та зберігання Національних еталонів України електричної потужності та енергії, її показників якості організаціями Держспоживстандарту 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 ОПУБЛІКОВАНИХ ПРАЦЬ ЗА ТЕМОЮ 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.
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.
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)
4. 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. С. 20-24.
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.
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.
7. Тесик Ю.Ф., Пронзелева С.Ю., Мороз Р.М. Аналіз статички стабілізаторів основної гармоніки в діапазоні частот мережі. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2016. Випуск 45. С. 81 – 86
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. Випуск 48. С. 121 – 126.
9. Тесик Ю.Ф., Карасинський О.Л., Мороз Р.М. Комп’ютерне моделювання високовольтного цифро-аналогового перетворювача. *Технічна електродинаміка*. 2019. №1. С. 85–88.

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. 15 червня 2017. К.: КНУДТ, 2017. С. 74 – 75.
11. 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», 15 – 17 квітня 2015р.: зб. статей. К.: 2015. С. 134 – 138.
12. Tesyk Yu., Pronzeleva S., Moroz R. Uncertainty reproduction of the three-phase voltages system’s asymmetry analysis. Supporting World Development Through Electrical and Electronic Measurements: materials of the 22nd IMEKO TC4

АНОТАЦІЇ

Мороз Р.М. Принципи побудови вимірjuвальних підсилювачів потужності. – 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 Національної академії наук України, Київ, 2020.

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

Досліджено вплив ВПП на точність відтворення параметрів ЕЕ. Зроблено аналіз складової невизначеності відтворення потужності, обумовленої підсилювачами напруги і струму. Було проведено аналіз кутової похибки відтворення 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.

Розроблено нові принципи побудови ВПП. Запропоновано метод усунення спотворень змінної напруги вихідного підсилювача ГК від НН. Досягнення високого рівня симетрії неможливе без стабілізації всіх векторів трифазної системи напруг. Було зроблено аналіз статички стабілізаторів основної гармоніки в діапазоні частот мережі. Запропоновано розвиток принципів побудови ВПП на основі ВЦАП. Це дозволило уникнути більшості недоліків підсилювачів.

Дослідження показали, що принцип прямого синтезу, можливо застосувати при побудові каналів струму ГК, що дозволить отримати високі вихідні струми без застосування громіздких вихідних трансформаторів. В запропонованому ВПП на основі ЦАПВС застосовано принцип підсумовування опорних струмів. Особливо гостро проблема створення синусоїдальних сигналів стоїть в портативних ГК для метрології. Було проведено дослідження імпульсних перетворювачів напруги для створення ВПП. Досліджено метод отримання ступінчатої напруги від декількох послідовно з'єднаних інверторів, які мають на виході прямокутні напруги різних, але кратних частот. Проведено аналіз ВПП за допомогою математичних моделей і комп'ютерного моделювання. Розроблено та досліджено комп'ютерну модель ВПП на основі ВЦАП з урахуванням реальних характеристик компонентів. Запропонована схемотехнічна модель дозволила визначити оптимальні параметри компонентів, розрахувати МХ ВПП, оцінити спотворення вихідного сигналу, значно зменшити обсяги фізичного моделювання, що суттєво скоротило матеріальні та часові витрати.

Достовірність отриманих у роботі результатів обґрунтована співпадінням теоретичних і експериментальних досліджень на розроблених МЗ. Запропоновані теоретичні засади та схемотехнічні рішення були використані при створенні і впровадженні в серійне виробництво джерела ДНСТ-3, генератора ДНСТ-3к, метрологічної установк мобільної УАП-3М і автоматизованої УАП-3.

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

Moroz R.M. Principles of construction of measuring power amplifiers. – The manuscript.

Dissertation for the degree of candidate of technical science in specialty 05.11.05 – instruments and methods for measuring electrical and magnetic quantities. – Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, Kyiv, 2020.

The dissertation is devoted to development of principles of construction of measuring amplifiers, which allow to achieve high accuracy and quality of reproduction of alternating voltages, currents and resistors to the factors of influence of NL at reproduction of quantitative and qualitative parameters of electricity, and creation of means of metrological support on their basis.

The influence of MPA on the accuracy of reproduction of electricity parameters is investigated. The analysis of the component of uncertainty of power reproduction caused by voltage and current amplifiers is made. The analysis of the angular error of the reproduction of electric power was carried out. The 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 asymmetry reproduction error, as well as the total error of the zero sequence reproduction of the network, was performed.

New principles of MPA construction have been developed. The method of elimination of distortions of AC voltage of the output amplifier GC from NL is proposed. 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 based on HVDAC construction principles is proposed. This avoided most of the disadvantages of amplifiers. Studies have shown that the principle of direct synthesis can be applied in the construction of GC current channels, which will allow to obtain high output currents without the use of bulky output transformers. The proposed MPA based on DACHC applies the principle of summation of reference currents. Particularly acute problem of creating sinusoidal signals is in portable GC for metrology. The study of impulse voltage converters to create the GC. A method of obtaining a stepped voltage from several series inverters that have rectangular outputs of different but multiple frequencies is investigated.

The MPA analysis using mathematical models and computer simulation. A computer model of a HVDAC-based MPA was developed and investigated with considering into account the real characteristics of the components. The proposed circuit model allowed 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 amount of physical modeling, which significantly reduced material and time costs. The credibility of the results obtained in the work is justified by the coincidence of theoretical and experimental studies on the developed MTs. The proposed theoretical foundations and schematic solutions were used in the creation and implementation of serial production of the DNST-3 source, the DNST-3k calibrator generator, the UAP-3M mobile metrological unit and the UAP-3 automated metrological installation.

Keywords: reproduction, metrology equipment, electricity, measuring power amplifiers, calibrator, computer simulation.