

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЛЬВІВСЬКА ПОЛІТЕХНІКА»

На правах рукопису

МАТВІЙ РОМАН ОЛЕГОВИЧ

УДК 681.7.08; 536.6.081

Переносні калібратори для оперативного контролювання характеристик засобів вимірювань

05.01.02 – стандартизація, сертифікація та метрологічне забезпечення

Дисертація на здобуття наукового ступеня
кандидата технічних наук

Науковий керівник -
доктор технічних наук, професор
Яцук В.О.

Ідентичність всіх примірників дисертації
ЗАСВІДЧУЮ:
Учений секретар спеціалізованої
вченої ради *Т. Бубела*



Львів – 2018

АНОТАЦІЯ

Матвіїв Р.О. Переносні калібратори для оперативного контролювання характеристик засобів вимірювань. – На правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.01.02 – стандартизація, сертифікація та метрологічне забезпечення. Робота виконана в Національному університеті «Львівська політехніка», Львів, 2018.

Зміст дисертації. Тема дослідження присвячена вдосконаленню переносних калібраторів напруги та імітаторів опору постійному струму. Досліджено та проведено аналіз методів коригування зміщень в калібраторах електричних сигналів. Оглянуті принципи побудови калібраторів напруги та імітаторів опору, а також основні метрологічні характеристики серійних калібраторів електричних сигналів. Запропоновано в калібраторах напруги та опору застосовувати метод комутаційного інвертування для коригування адитивних складових похибок. Розроблено структуру калібратора напруги з коригуванням адитивних складових похибок. Вдосконалено структури калібратора напруги постійного струму за допомогою використання додаткового джерела зразкової напруги та елементів аналогової пам'яті, що дозволило зменшити вплив перехідних процесів. Проведено дослідження комп'ютерної моделі калібратора напруги постійного струму. Розроблено структуру імітатора опору постійного струму з коригуванням адитивних складових похибок. Розроблено структуру калібратора напруги з широтно-імпульсним подільником напруги, в якому для коригування похибок використаний метод комутаційного інвертування. Подані комп'ютерні дослідження моделей імітатора опору та калібратора напруги з широтно-імпульсним подільником. Виготовлено експериментальний макет калібратора напруги постійного струму з коригуванням адитивних складових похибок. Проведено експериментальні дослідження макету калібратора напруги та вибрано оптимальну частоту тактового генератора для керування комутаційними елементами.

У першому розділі *«Стан проблеми та задачі дослідження оперативного контролювання метрологічних характеристик засобів вимірювань»* на основі аналізу літературних джерел, публікацій та нормативних документів за напрямом

дисертаційних досліджень визначені основні принципи побудови кодокерованих мір напруги та опору. Встановлено, що контроль метрологічних характеристик засобів вимірювання на місці експлуатації дозволяє різко зменшити ймовірність використання метрологічно несправного засобу.

У підрозділі 1.1 «Забезпечення метрологічної надійності оперативного контролю протікання процесів вимірювань» розглянуті існуючі методи та засоби підвищення метрологічної надійності. Запропонований підхід до практичного застосування оперативного контролювання вимірювальних каналів розпорощених систем. Встановлено, що сучасні нормативні документи рекомендують впроваджувати такі системи керування вимірюваннями, які забезпечують придатність вимірювального обладнання та методів вимірювання до використання за призначенням та заданий рівень ризиків отримання невірогідних результатів вимірювання. Також розглянуті шляхи коригування адитивних складових похибок в калібраторах напруги постійного струму.

У підрозділі 1.2 «Вимоги до побудови калібраторів напруги, опору і сили постійного струму» розглянуті вимоги нормативних документів до побудови калібраторів напруги, постійного струму та опору. Основну увагу зосереджено на нормуванні границь допустимої приведенної основної похибки і границь допустимої відносної похибки. Детально розглянуті основні метрологічні характеристики стаціонарного калібратора CED7000 та переносного калібратора Fluke 726.

У підрозділі 1.3 «Аналіз існуючих методів побудови калібраторів напруги постійного струму» розглянуто методи та засоби побудови калібраторів напруги постійного струму. Зазначені шляхи розширення границь відтворення напруги. Наведені структури калібраторів напруги з різними типами кодокерованих подільників напруги.

У підрозділі 1.4 «Аналіз існуючих методів побудови калібраторів опору» проведено аналіз принципів побудови імітаторів опору постійного струму. Зазначені основні недоліки кодокерованих магазинів опору. Детально розглянуті структури активних імітаторів опору.

У підрозділі 1.5 «Структура та характеристики серійного калібратора МК4702» наведено структурну схему міри комбінованої багатозначної МК4702. Розглянуто принцип роботи та основні метрологічні характеристики багатозначної міри МК4702.

У другому розділі «Теоретичні основи побудови калібратора напруги з автоматичним коригуванням похибок» проведено аналіз місць виникнення адитивних зміщень в калібраторах напруги. Вдосконалено структури калібраторів напруги постійного струму з метою коригування адитивних зміщень вихідної напруги.

У підрозділі 2.1 «Аналіз можливих шляхів автоматичного коригування похибок в калібраторах напруги» подано структурну схему калібратора напруги постійного струму, на якій показано джерела виникнення адитивних складових похибок. Встановлено, що автоматичну корекцію зміщення нульового рівня ОП найдоцільніше проводити методом подвійного комутаційного інвертування. Вдосконалено структурну схему калібратора напруги постійного струму за допомогою подвійного інвертування вихідного сигналу. Подані графічні залежності адитивної складової похибки від нерівності часів інтегрування для значення коефіцієнта передавання $K=1$ для різних значень сталої часу фільтра низької частоти τ і частоти комутації f . Зображені також графічні залежності похибки вихідної напруги для різних часових затримок та різних значень частоти тактового генератора.

У підрозділі 2.2 «Проектування структурної схеми калібратора напруги з додатковим джерелом зразкової напруги» подано вдосконалену структурну схему калібратора напруги постійного струму з додатковим джерелом зразкової напруги, в якій для коригування адитивної складової похибки використано комутаційне інвертування. Проведено дослідження роботи калібратора напруги постійного струму з додатковим джерелом зразкової напруги за допомогою комп'ютерного моделювання. Наведені графічні залежності похибки вихідних сигналів в ручному режимі керування для різних значень напруг зміщення операційних підсилювачів. Аналіз показав, що нескориговане значення абсолютної похибки досліджуваної структури калібратора не перевищує ± 1 мкВ.

У підрозділі 2.3 «Калібратор напруги з додатковим джерелом зразкової напруги та аналоговою пам'яттю» подана структурна схема експериментальної устави для відтворення напруги постійного струму з автоматичним коригуванням адитивних зміщень. Проведений аналіз похибок калібратора напруги, який показує, що нескориговане значення адитивної складової похибки визначатиметься інструментальними складовими похибки вихідного перемикача полярності. Інструментальні складові похибки визначатимуться лише різницею добутків сум пари опорів замкнених ключів і сум зворотних струмів ключів обох перемикачів полярності. Досліджено роботу калібратора напруги постійного струму з вихідними запам'ятовувальними конденсаторами за допомогою комп'ютерної моделі. За результатами математичного моделювання встановлено, що ступінь коригування не залежить від місця під'єднання імітатора адитивного зміщення у схемі калібратора. Встановлено, що на частоті біля 1 кГц значення різниць вихідних напруг комп'ютерної моделі калібратора напруги є мінімальною.

У підрозділі 2.4 «Вдосконалення калібратора напруги постійного струму» встановлено, що основним недоліком при комутаційно-інвертувальному методі є вплив точності формування імпульсів керування ключами і затримки формування сигналів, які виникають від недостатньої швидкодії комутувальних ключів і перехідних процесів операційних підсилювачів та кодированого подільника напруги. Для усунення впливу перехідних процесів запропоновано вихідні сигнали вихідного ОП запам'ятовувати на елементах аналогової пам'яті. Запропонована структурна та принципова схеми вихідної частини калібратора напруги постійного струму з елементами аналогової пам'яті на виході вихідного підсилювача. Наведені графічні залежності зміни напруги на виході суматора, з аналізу яких видно, що амплітуда змінної складової вихідного сигналу суматора залежить від постійної часу елементів пам'яті і суматора.

У підрозділі 2.5 «Аналіз частотних властивостей калібраторів напруги постійного струму з коригуванням адитивної складової похибки» обґрунтовано необхідність використання фільтрів низьких частот. Зображено еквівалентну схему активного фільтру низьких частот із врахуванням параметрів операційних

підсилювачів. Наведені графіки перехідних процесів вхідної напруги операційних підсилювачів при різних значеннях його параметрів та графіки перехідних процесів вихідної напруги активного фільтру низьких частот при різних параметрах операційних підсилювачів. Зображена принципова електрична схема двокаскадного активного фільтру низьких частот. Проведено дослідження роботи комп'ютерної моделі активного фільтру. Наведена графічна залежність коефіцієнта послаблення змінної складової від частоти при різних значеннях прохідного опору фільтра. Проведений теоретичний аналіз підтверджує ефективність застосування активних фільтрів низьких частот в калібраторах напруги постійного струму.

У третьому розділі *«Теоретичні основи побудови та автоматичне коригування похибок в імітаторах активного опору та калібраторах напруги з широтно-імпульсним подільником»* визначено місця виникнення адитивних зміщень в імітаторах опору постійного струму та калібраторах напруги постійного струму з широтно-імпульсним подільником напруги. Вдосконалено структури імітаторів опору постійному струму та калібраторів напруги з широтно-імпульсною модуляцією та автоматичним коригуванням в них адитивних зміщень. Модернізовано структуру імітатора опору для коригування впливу опорів ліній зв'язку.

У підрозділі 3.1 *«Корекція впливу опорів ліній зв'язку в двопровідних терморезистивних схемах»* зображено структурну схему двопровідного терморезистивного перетворювача з компенсацією впливу опорів ліній зв'язку.

Подано графік залежності коефіцієнта послаблення впливу опорів ліній зв'язку від значення похибок зразкових струмів. Подана спроектована принципова схема двопровідного терморезистивного перетворювача з аналоговим методом усереднення. Проведений аналіз графічних залежностей абсолютної похибки вихідної напруги від впливу перехідних процесів, з яких можна зробити висновок, що похибка від впливу опорів ліній зв'язку залежить від значення різниці постійних часу використаних фільтрів та від значення періоду вихідних імпульсів тактового генератора.

У підрозділі 3.2 *«Аналіз впливу адитивних складових похибок в імітаторах опору»* встановлено, що основними джерелами адитивних складових похибок є опори

ліній зв'язку, які додаються до значення імітованого опору, напруги зміщення нульового рівня операційних підсилювачів. Зображена структурна схема двопровідного імітатора активного опору, на якій показано джерела виникнення адитивних похибок.

У підрозділі 3.3 «Розроблення чотирипровідної схеми імітатора опору з компенсацією впливу опору ліній зв'язку» запропоновано структурну схему активного імітатора опору з автоматичною корекцією адитивних складових похибок з використанням методу комутаційного інвертування. Наведена принципова схема імітатора активного електричного опору. Проведено математичний аналіз чотирипровідного імітатора опору, з якого видно, що вплив опору першої з'єднувальної лінії, опори комутувальних ключів і напруги зміщення нульового рівня операційних підсилювачів за умови використання ідеальних елементів усувається повністю.

У підрозділі 3.4 «Дослідження активного імітатора опору з комутаційно-інвертувальним методом коригування адитивної складової похибки» зображено комп'ютерну модель активного імітатора опору з пасивними фільтрами низьких частот. Методом комп'ютерного моделювання досліджено спроектовану принципову електричну схему активного імітатора опору з комутаційно-інвертувальним методом коригування адитивних складових похибок. Результати комп'ютерного моделювання структури імітатора електричного опору показали, що нескориговане значення адитивних зміщень не перевищило ± 3 мкВ.

У підрозділі 3.5 «Калібратор напруги постійного струму з широтно-імпульсним подільником напруги» наведена структурна схема калібратора напруги постійного струму на основі широтно-імпульсного подільника напруги, на якій показані основні джерела адитивних складових похибок. Наведена структурна схема калібратора напруги з широтно-імпульсним подільником напруги, в якій для коригування адитивної складової похибки використано комутаційно-інвертувальний метод. Зображено принципову електричну схему калібратора напруги з широтно-імпульсним подільником напруг. Проведено аналіз структури калібратора напруги з широтно-імпульсним подільником, який показав, що метод комутаційного

інвертування коригує вплив на вихідний сигнал напруг зміщення нульового рівня операційних підсилювачів.

У підрозділі 3.6 «Дослідження принципової електричної схеми калібратора напруги постійного струму з широтно-імпульсним подільником напруги» зображено моделі калібраторів напруги постійного струму з широтно-імпульсним подільником напруги. Наведена часова діаграма вихідних імпульсів тактового генератора. Проведено дослідження роботи калібраторів напруги постійного струму з широтно-імпульсним подільником напруги за допомогою методу комп'ютерного моделювання.

У четвертому розділі «Експериментальні дослідження макетів калібраторів напруги постійного струму з комутаційним інвертуванням» запропоновані структурні та принципові схеми калібраторів напруги постійного струму, на основі яких були виготовлені макетні плати. Проведено експериментальні дослідження макетів калібраторів напруги та визначено похибки коригування адитивних зміщень.

У підрозділі 4.1 «Макет калібратора напруги постійного струму з комутаційним інвертуванням» наведено спроектовані структурну та принципову схеми макета калібратора напруг з комутаційно-інвертувальним методом корекції адитивної складової похибки. Зображено зовнішній вигляд макету калібратора напруги. Показані та опрацьовані результати експериментальних досліджень калібратора напруги.

У підрозділі 4.2 «Макет калібратора напруги постійного струму з додатковим джерелом зразкової напруги і з елементами аналогової пам'яті» наведена структурна схема розробленого і виготовленого макету калібратора напруги постійного струму з додатковим джерелом зразкової напруги та аналоговою пам'яттю. Показано принципову електричну схему калібратора напруги постійного струму з вихідним RC-фільтром. Також наведені принципові схеми пристрою запуску тактового генератора та активних фільтрів. Зображено зовнішній вигляд макету калібратора напруги постійного струму з додатковим джерелом зразкової напруги та аналоговою пам'яттю.

У підрозділі 4.3 «Експериментальні дослідження макету калібратора напруги з додатковим джерелом зразкової напруги» зображено схему проведення дослідження

макету калібратора напруги постійного струму з додатковим джерелом зразкової напруги. Показані та опрацьовані результати експериментальних досліджень макету калібратора напруги постійного струму з додатковим джерелом зразкової напруги та аналоговою пам'яттю.

Ключові слова: *калібратор напруги, імітатор опору, адитивна похибка, метод комутаційного інвертування, активний фільтр низької частоти, автоматичне коригування похибок.*

ПЕРЕЛІК ОПУБЛІКОВАНИХ ПРАЦЬ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ Статті у наукових фахових виданнях України

1. Г. І. Барило, О. В. Бойко, О. П. Чабан, Р. О. Матвіїв, Н. І. Кус, Мікропроцесорна корекція значення електрорушійної сили насичених нормальних елементів // *Методи та прилади контролю якості.* - 2012. - № 1. - С. 142-147.

2. О.В. Бойко, Р.О. Матвіїв, О.П. Чабан. Компенсація впливу опорів ліній зв'язку в двопровідних терморезистивних перетворювачах // *Методи та прилади контролю якості* №1(34), Івано-Франківськ: Видавництво Івано-Франківського національного технічного університету нафти і газу, 2015. – С. 83-89.

3. Яцук В.О., Матвіїв Р.О., Моделювання процесу автоматичного коригування похибок калібраторів напруги постійного струму // *Комп'ютерні системи та мережі* №857, Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2016. – С. 119-125.

4. Матвіїв Роман, Удосконалення структурних методів коригування адитивних похибок калібраторів напруги постійного струму // *Вимірювальна техніка та метрологія* №77, Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2016. – С. 22-28.

Стаття у науковому періодичному виданні України, що включене до міжнародної наукометричної бази

1. Матвіїв Роман, Яцук Василь, Микийчук Микола, Яцук Юрій. Аналіз частотних характеристик коригування адитивних зміщень у калібраторах напруги постійного струму // *Вимірювальна техніка та метрологія* №78, Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2017. – С. 3-9.

Стаття у науковому періодичному виданні іншої держави

1. Mykola MYKYUCHUK, Yuriy YATSUK, Orest IVAKHIV, Roman MATVIIV. Voltage and Resistance Calibrators for Verification of Industrial Instrument Applications. – Proceedings of Metrology Commission of Katowice branch of Polish Academy of Sciences. Series: Conferences No. 21. - XII Conference “Problems and Progress in Metrology’2016”, Szczyrk, 05 - 08 czerwca 2016 r. – P. 114-117.

Тези конференцій

1. Матвіїв Р.О., Можливості дистанційного калібрування кібер-фізичних систем з гальванічним розділенням вимірювальних каналів // Всеукраїнська науково-технічна конференція молодих вчених у царині метрології «Technical Using of Measurement-2016», 1-5 лютого 2016 року: тези доповідей / Відп. за вип. Володарський Є.Т. – Київ: Академія метрології України, 2016. – С. 77-78.

2. Р.О. Матвіїв., В.О. Яцук., Вдосконалення калібраторів напруги постійного струму з коригуванням адитивних похибок // Всеукраїнська науково-практична конференція «Промислова автоматизація в Україні. Просвіта та підготовка кадрів», 24-25 листопада 2016 року: тези доповідей / Відп. за вип. М.М. Микийчук. – Львів: Національний університет «Львівська політехніка», 2016. – С. 59-60.

3. Матвіїв Р., Яцук В., Експериментальне дослідження макету калібратора напруги з коригуванням адитивної складової похибки // III міжнародна науково-практична конференція пам'яті професора Петра Столярчука «Управління якістю в освіті та промисловості: досвід, проблеми та перспективи», 11-12 травня 2017 року: тези доповідей / Відп. за вип. М.М. Микийчук. – Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2017. – С. 185-186.

4. Матвіїв Р.О., Яцук В.О., Здеб В.Б. Активний імітатор опору з коригуванням похибок, зумовлених лініями зв'язку // Всеукраїнська науково-технічна конференція молодих вчених у царині метрології «Technical Using of Measurement-2018», 13-18 лютого 2018 року: тези доповідей / Відп. за вип. Володарський Є.Т. – Київ: Академія метрології України, 2018. – С. 43-44.

ANNOTATION

Matviiv R.O. Portable calibrators for operational control of measurement characteristics. – On the rights of the manuscript.

The thesis for a scientific degree of the Candidate of Technical Sciences by specialty 05.01.02 – Standardization, Certification and Metrological Assurance. Lviv Polytechnic National University, Ministry of Education and Science of Ukraine, Lviv, 2018.

The content of the dissertation. The research topic is devoted to the improvement of portable voltage calibrators and DC resistance immitators. The researched and carried out analysis of displacements correction methods in the electrical signals calibrators. The principles of voltage calibrators and immitators of resistance construction, as well as basic metrological characteristics of electrical signals serial calibrators are investigated. The voltage and resistance calibrators are proposed to use a switching inverting method to correct the additive components of errors. The voltage calibrator with the additive errors components correction structure was developed. The DC voltage calibrator structures have been improved by using an additional exemplary voltage source and analog memory elements, which has reduced the transient processes impact. The research of the DC voltage calibrator computer model was conducted. The DC resistance imitator structure with additive errors components correction is developed. A voltage calibrator structure with a pulse voltage divider was developed, in which the switching inverting method was used to errors correct. The presented computer researches of resistance imitator models and voltage calibrator with pulse divider. An DC voltage calibrator breadboard with additive errors components correction was made. The experimental studies of the DC voltage calibrator breadboard were conducted and clock generator optimum frequency was selected for switching elements control.

The first chapter "*The state issues and research problems measuring instruments operational control of metrological characteristics* " based on a literature, publications and regulationans alysis in the field of dissertation research the basic principles of building portable voltage and resistance calibrators for the measuring instruments operational control. It was established that control of metrological characteristics of measuring devices

at the site of operation would reduce the likelihood of using a metrologically defective measuring instrument.

In section 1.1 "The metrological reliability ensuring of operational control over the flow of measurement processes", considered existing methods and means of increasing metrological reliability. The proposed approach to the practical application of operational control of measuring channels of scattered systems. It has been established that modern normative documents recommend the introduction of such measurement control systems that ensure the suitability of measuring equipment and measurement methods prior to intended use and the specified level of risk of obtaining unlikely results of measurement. Also, ways of adjusting the additive components of errors in DC voltage calibrators are considered.

In section 1.2 "Requirements for the construction of voltage, resistance and DC power calibrators" the requirements of normative documents for the construction of voltage, DC and resistance calibrators are considered. The main attention is focused on the normalization of the limits of the permissible basic error and the limits of the permissible relative error. The main metrological characteristics of the stationary calibrator CED7000 and portable calibrator Fluke 726 are considered in detail.

In section 1.3 "Analysis of existing methods of DC voltage calibrators constructing ", methods and means of constructing DC voltage calibrators are considered. The indicated ways of extending the boundaries of the reproduction of the voltage. The structures of voltage calibrators with different types of coded voltage dividers are presented.

In section 1.4 "Analysis of existing methods of construction of resistance calibrators" the analysis of the principles of construction of immitators of resistance of a direct current is carried out. The main disadvantages of coconut shops are resistance. Detailed structures of active immitators of resistance are considered in detail.

In section 1.5 "Structure and characteristics of the serial calibrator MK4702" The structural scheme of the measure of combined multivalued MK4702 is given. The principle of work and main metrological characteristics of the multi-valued measure MK4702 are considered.

In the second chapter "*Theoretical foundations of voltage valibrator construction with automatic error correction*" an analysis of the places of occurrence of additive displacements in voltage calibrators was conducted. Structure of DC voltage calibrators has been improved with the aim of adjusting the additive offsets of the output voltage.

In section 2.1 "Analysis of possible ways of automatic correction of errors in voltage calibrators" a structural diagram of a DC voltage calibrator is presented, which shows the sources of the occurrence of additive displacements. It is established that automatic correction of the displacement of the zero level of operational amplifiers (OP) is most desirable by double switching inverting method and analogue averaging of the output signal. The structural scheme of the DC voltage calibrator has been improved by double inverting the output signal. On the basis of mathematical modeling, the graphic dependences of the additive component of the error from the inequality of the integration time with the unit conversion factor for different values of the time constant of the low frequency filter τ and the frequency of the inverting operation f are presented. The graphic dependencies of the output voltage error for different time delays and different values of the clock frequency are also shown.

In section 2.2 "Designing a structural scheme of a voltage calibrator with an additional sample voltage source" an improved structural diagram of a DC voltage calibrator with an additional source of exemplary voltage is presented, in which the switching inverting is used to correct the additive component of the error. Computer simulation of DC voltage calibrator with additional source of sample voltage was carried out. The graphic dependences of the output signal error in the manual control mode for different values of the bias voltages of the operational amplifiers are given. The analysis showed that the uncorrected value of the absolute error of the investigated structure of the calibrator does not exceed $\pm 1 \mu\text{V}$.

In section 2.3 "Voltage calibrator with an additional source of sample voltage and analog memory" a structural diagram of the experimental setting for reproducing the DC voltage with automatic adjustment of the additive displacements is given. An error analysis of the voltage calibrator has been carried out, which showed that the unadjusted value of the additive component of the error will be determined by the instrumental components of the error of the output polarity switch. The instrumental components of the error will be

determined only by the difference between the sum of the sum of the sum of the pair of resistance of the closed keys and the sum of the inverse currents of the keys of the two polarity switches. The work of the DC voltage calibrator with the output memory capacitors with the help of a computer model is investigated. According to the results of mathematical modeling it is established that the degree of correction does not depend on the place of connection of the additive immitter to the calibrator circuit. It is established that at the frequency of about 1 kHz the value of the output voltage differences of the computer model of the voltage calibrator is minimal.

In section 2.4 "Improvement of DC voltage calibrator" it was established that the main drawback in the switching-inverter method is the effect of the accuracy of the formation of the duration of key pulses and the delay during the formation of signals that arise from the lack of speed of the switching switches and transients in the operating amplifiers and coder voltage divider. In order to reduce the influence of transients, it is proposed to memorize the signals of the original OP on the elements of the analog memory. The structural and principal schemes of the source part of the DC voltage calibrator with elements of analog memory at the output of the calibrator are proposed. The graphical dependences of the voltage change on the output of the calibrator are shown, the analysis of which shows that the amplitude of the variable component of the output signal of the adder depends on the time constant of the memory elements and the adder.

In section 2.5 "Analysis of the frequency properties of DC voltage calibrators with the correction of the additive component of the error", the necessity of using the averaging elements was substantiated. The structure of the active low pass filter "no displacement" has been selected and developed with the consideration of the parameters of the operational amplifiers. On the basis of mathematical modeling, graphs of transient processes of the input voltage OP are given at various values of its parameters and graphs of transient processes of the output voltage of the active low pass filter at different OP parameters. The work of the computer model of two-stage active low-pass filter is investigated and the graphical dependence of the coefficient of weakening of the variable component on the frequency with different values of its passage resistance is given. The conducted theoretical analysis

and results of mathematical modeling confirm the efficiency of the use of active low pass filters in DC voltage calibrators.

In the third chapter "*Theoretical basis for constructing imitators of active resistance and voltage calibrators with pulse width divider and automatic error correction*", the place of occurrence of the additive displacements in the DC resistance imitators and DC voltage calibrators with the pulse voltage divider is determined. The structures of the imitators of the resistance of the direct current and voltage calibrators with pulse-width modulation with automatic correction of the additive displacements have been improved. The structure of the resistance simulator with the possibility of a four-wire connection to the controlled object for correction of the influence of the resistance of the connecting lines is improved.

In section 3.1 "*Compensation of the influence of resistance of communication lines in two-conductor thermoresistive circuits*", the structural scheme of a two-conductor thermoresistive converter with correction of the influence of resistance of communication lines has been improved. The graph of dependence of the coefficient of relaxation of the influence of resistance of lines of communication on the errors of sample currents is given. A schematic diagram of a two-conductor thermosetting converter with an analog method of averaging is presented. An analysis of the graphic dependences of the absolute error of the output voltage on the influence of transient processes, analysis of which shows that the error from the influence of resistance of the lines depends on the value of the difference between the constant time of the transient processes and the value of the period output pulses clock generator.

In section 3.2, "*Analysis of the influence of additive components of error in resistance simulators*", it was found that the main sources of additive bias are the influence of the resistance of the communication lines, which are added to the value of the simulated resistance, the voltage of the bias of the zero-level OP. A structural diagram of a two-conductor active resistance simulator is shown, in which the sources of the occurrence of additive errors are shown.

In section 3.3 "*Development of a four-conductor imitator resistance circuit with correction of the influence of resistance of communication lines*", a structural scheme of an active immitter of resistance with automatic correction of additive displacements with the

use of switching inverting method is proposed. The principal scheme of the four-wire simulator of the active electrical resistance is presented, and its mathematical analysis is carried out, from which it is evident that the influence of the resistance of the first current connecting line, the resistance of the switching switches and the voltage of the zero-level displacement of the OP is adjusted to values less than the sensitivity threshold of the monitored ohmmeter.

In section 3.4 "Investigation of the active immitter of resistance with switching-inverter method of correction of the additive component of error", a computer model of the active immitter of resistance with passive low-pass filters is depicted. The method of computer simulation is based on the developed principle electric circuit of the active immitator of resistance with the switching-inverting method of adjustment of additive displacements. The results of computer simulation of the structure of the impedance of the electric resistance showed that the unadjusted value of the additive displacements did not exceed $\pm 3 \mu\text{V}$.

In section 3.5 "Voltage dc voltage calibrator with pulse width divider voltage", a structural diagram of a DC voltage calibrator based on a pulse voltage divider, which shows the main sources of additive errors, is shown. A structural diagram of a voltage calibrator with a pulse voltage divider is developed, in which the switching-inverting method is used to correct the additive component of the error. The principal electrical circuit of a voltage calibrator with a pulse voltage divider is depicted and its analysis has been carried out, which showed that the method of switching inverting allows to adjust the effect of the voltage of the zero-level bias of the OP to the error of the output signal.

In section 3.6 "Research of the principle electric circuit of a DC voltage calibrator with a pulse voltage divider", the models of DC voltage calibrators are shown with a pulse voltage divider. The timed diagram of the output pulses of the clock generator is given. A computer simulation of the work of DC voltage calibrators with a pulse voltage divider, which showed the correctness of theoretical assumptions, was carried out.

In the fourth chapter *"Experimental studies of models of DC voltage calibrators with switching inverting"* structural and principle schemes of DC voltage calibrators were proposed, on the basis of which models were made. Experimental studies of voltage level

calibrator models have been carried out and unadjusted values of additive displacements have been determined.

In section 4.1 "The model of the DC voltage calibrator with switching inverting", the designed structural and principle schemes of a voltage calibrator model with a switching-inverter method of correction of the additive component of the error are presented, and the appearance of the voltage calibrator model is depicted. The results of experimental studies of a voltage calibrator are presented and worked out.

In section 4.2 "Datasheet model of a DC voltage calibrator with an additional source of exemplary voltage and with elements of analog memory", a structural diagram of a developed and manufactured DC voltage calibrator model with an additional source of analog voltage and analogue memory is given. The principal electric diagram of a DC voltage calibrator with an output RC filter is given. Also provided are the principle diagrams of an advanced clock generator and active low pass filters. The appearance of a model of a DC voltage calibrator with an additional source of analog voltage and analogue is shown.

In section 4.3 "Experimental studies of a voltage calibrator model with an additional source of exemplary voltage", a schematic of a study of a DC voltage calibrator model with an additional source of exemplary voltage is shown. The results of experimental studies of a DC voltage calibrator model with an additional source of exemplary voltage and analog memory are shown and processed.

Keywords: voltage calibrator, resistance imitator, additive error component, switching inverter method, active low frequency filter, automatic error correction.

LIST OF PUBLICATIONS BY THE SUBJECT OF DISSERTATION

Articles in scientific professional editions of Ukraine

1. G.I Barylo, O.V. Boyko, O.P. Chaban, R.O. Matviiv, N.I. Kus, Microprocessor correction of the value of electromotive force of saturated normal elements // Methods and instruments of quality control. - 2012. - No. 1. - P. 142-147.
2. O.V. Boyko, R.O. Matviiv, O.P. Chaban. Compensation of the influence of resistance of communication lines in two-conductor thermoresistive converters // Methods

and instruments of quality control №1 (34), Ivano-Frankivsk: Ivano-Frankivsk National Technical University of Oil and Gas Publishing, 2015. - P. 83-89.

3. Yatsuk VO, Matviiv R.O. Simulation of the process of automatic correction of errors of DC voltage calibrators // Computer systems and networks №857. - Lviv: Lviv Polytechnic Publishing House, 2016. - P. 119-125.

4. Matviiv Roman, Improvement of Structural Methods of Adjusting Adequate Errors of DC Voltage Calibrators // Measurement Technology and Metrology №77, Lviv: Lviv Polytechnic Publishing, 2016. - P. 22-28.

Article in the scientific periodical publication of Ukraine included in the international science-based database

1. Matviiv Roman, Yatsuk Vasyl, Mykyychuk Mykola, Yatsuk Yuriy. Analysis of frequency characteristics of correction of additive displacements in DC voltage calibrators // Measuring technique and metrology №78, Lviv: Lviv Polytechnic University, 2017. - P. 3-9.

Articles in scientific periodicals of other states

1. Mykola MYKYYCHUK, Yuriy YATSUK, Orest IVAKHIV, Roman MATVIIV. Voltage and Resistance Calibrators for Verification of Industrial Instrument Applications. - Proceedings of the Metrology Commission of the Katowice branch of the Polish Academy of Sciences. Series: Conferences No. 21. - XII Conference "Problems and Progress in Metrology'2016", Szczyrk, 05 - 08 June 2016 - P. 114-117.

Abstracts of conferences

1. Matviiv RO, Possibilities of remote calibration of cyber-physical systems with galvanic separation of measuring channels // All-Ukrainian Scientific and Technical Conference of Young Scientists in the Metrology Area "Technical Use of Measurement-2016", February 1-5, 2016: Abstracts of Theses / Rep. for the issue Volodarsky Ye.T. - Kyiv: Academy of Metrology of Ukraine, 2016. - P. 77-78.

2. R.O. Matviiv, VO. Yatsuk, Improvement of DC voltage calibrators with correction of additive errors // All-Ukrainian Scientific and Practical Conference "Industrial Automation in Ukraine. Education and Training, Nov. 24-25, 2016: Thesis of Reports / Отп.

for the issue MM Mikuichuk - Lviv: National University "Lviv Polytechnic", 2016. - P. 59-60.

3. Matviiv R., Yatsuk V., Experimental study of the model of a voltage calibrator with correction of the additive component of error // III International scientific and practical conference of the memory of Professor Petr Stolyarchuk "Quality management in education and industry: experience, problems and perspectives", 11 -March 12, 2017: Thesis of reports / Resp. for the issue M.M Mikuichuk - Lviv: Lviv Polytechnic Publishing House, 2017. - P. 185-186.

4. Matviiv R.O, Yatsuk V.O, Zdeb V.B. Active immitator of resistance with correction of errors caused by communication lines / All-Ukrainian scientific and technical conference of young scientists in the field of metrology "Technical Use of Measurement-2018", February 13-18, 2018: thesis of reports / Resp. for the issue Volodarsky Ye.T. - Kyiv: Academy of Metrology of Ukraine, 2018. - P. 43-44.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ.....	23
ВСТУП.....	24
РОЗДІЛ 1. СТАН, ПРОБЛЕМИ ТА ЗАДАЧІ ДОСЛІДЖЕННЯ ОПЕРАТИВНОГО КОНТРОЛЮВАННЯ МЕТРОЛОГІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ЗАСОБІВ ВИМІРЮВАНЬ.....	30
1.1. Забезпечення оперативного метрологічного контролювання процесів вимірювань.....	30
1.1.1. Існуючі методи та засоби підвищення метрологічної надійності вимірювальних каналів розпоршених систем.....	31
1.1.2. Запропонований підхід до практичного застосування оперативного контролювання вимірювальних каналів розпоршених систем.....	32
1.1.3. Шляхи коригування адитивних складових похибок в калібраторах напруги.....	33
1.2. Вимоги до побудови калібраторів напруги, опору і сили постійного струму.....	36
1.2.1. Класифікація та основні параметри.....	36
1.2.2. Характеристики калібраторів напруги, сили струму та опору.....	37
1.2.3. Характеристики серійних калібраторів.....	39
1.3. Аналіз існуючих методів побудови калібраторів напруги постійного струму.....	43
1.4. Аналіз існуючих методів побудови імітаторів опору постійному струму.....	48
1.5. Структура та характеристики серійного калібратора МК4702.....	56
1.6. Висновки до розділу 1.....	58
РОЗДІЛ 2. ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ ПОБУДОВИ КАЛІБРАТОРА НАПРУГИ З АВТОМАТИЧНИМ КОРИГУВАННЯМ ПОХИБОК.....	60
2.1. Аналіз можливих шляхів автоматичного коригування похибок в калібраторах напруги.....	60
2.2. Проектування структурної схеми калібратора напруги з додатковим джерелом зразкової напруги.....	65

2.3. Калібратор напруги з додатковим джерелом зразкової напруги та аналоговою пам'яттю	70
2.4. Вдосконалення калібратора напруги постійного струму.....	75
2.5. Аналіз частотних властивостей калібраторів напруги постійного струму з коригуванням адитивної складової похибки.....	79
2.6. Висновки до розділу 2	87

РОЗДІЛ 3. Теоретичні основи побудови імітаторів активного опору та калібраторів напруги з широтно-імпульсним подільником та автоматичним коригуванням похибок.....	88
--	----

3.1. Корекція впливу опорів ліній зв'язку в двопровідних терморезистивних схемах	88
3.2. Аналіз впливу адитивних складових похибки в імітаторах опору	94
3.3. Розроблення чотирипровідної схеми імітатора опору з корекцією впливу опору ліній зв'язку	96
3.4. Дослідження активного імітатора опору з комутаційно-інвертувальним методом коригування адитивної складової похибки.....	100
3.5. Калібратор напруги постійного струму з широтно-імпульсним подільником	104
3.6. Дослідження принципової електричної схеми калібратора напруги постійного струму з широтно-імпульсним подільником напруги.....	111
3.7. Висновки до розділу 3	117

РОЗДІЛ 4. ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ МАКЕТІВ КАЛІБРАТОРІВ НАПРУГИ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ З КОМУТАЦІЙНИМ ІНВЕРТУВАННЯМ.....	119
---	-----

4.1. Макет калібратора напруги постійного струму з комутаційним інвертуванням	119
4.2. Макет калібратора напруги постійного струму з додатковим джерелом зразкової напруги та елементами аналогової пам'яті	129
4.3. Експериментальні дослідження макету калібратора напруги з додатковим джерелом зразкової напруги та аналоговою пам'яттю	137

4.3.1. Дослідження макету калібратора напруги з аналоговою пам'яттю перед активним фільтром низьких частот.....	138
4.3.2. Схема дослідження калібратора напруги з аналоговою пам'яттю на виході активного фільтра низьких частот.....	143
4.4. Висновки до розділу 4	146
ВИСНОВКИ.....	147
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	149
Додаток А.....	160
Додаток Б.....	165
Додаток В	166
Додаток Г.....	167

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

- ЕРС(е.р.с.) – електрорушійна сила;
ДЗН – джерело зразкової напруги;
ДЗС – джерело зразкового струму;
КПН – кодокерований подільник напруги;
ВМП – вихідний масштабний перетворювач
ПК – пристрій керування;
ПКЧ – перетворювач код – час;
ЗВТ – засоби вимірювальної техніки;
КФС – кібер-фізичні системи;
КНПС – калібратор напруги постійного струму;
АЮ – активний імітатор опору;
АСП – адитивна складова похибки;
ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач;
ОП – операційний підсилювач;
КМО – керовані магазини опору;
ЛЗ – лінії зв'язку;
ТГ – тактовий генератор;
ПУ – пристрій усереднення;
ФНЧ – фільтр низьких частот;
АФНЧ – активний фільтр низьких частот;
РП – регістр пам'яті;
ВхП – вхідний підсилювач;
ВихП – вихідний підсилювач;
БЖ – блок живлення;
К – комутатор;
СхК – схема компенсації;
ПДВ – підсилювач зразкової напруги з диференціальним виходом;
ІАСП – імітатор адитивної складової похибки.

ВСТУП

Актуальність теми

Щораз ширше практичне впровадження кібер-фізичних систем (КФС), пристроїв Інтернету речей промислового використання та розпорошених вимірювальних систем вимагає розроблення принципово нових підходів до метрологічного забезпечення. Дійсно, класичні методи калібрування, оперативного контролювання та метрологічної перевірки вимірювальних каналів (ВК) таких пристроїв в лабораторних умовах втрачають сенс, оскільки потребують демонтажу всієї розпорошеної системи. Крім чисто технічних і організаційних незручностей та фінансових затрат, повірка ВК у, до певної міри, “теплих” умовах не відображатиме більшості їх метрологічних особливостей в реальних умовах експлуатації. При цьому не перевіряються інші ланки вимірювального кола. У випадку проведення перевірки окремих вимірювальних перетворювачів, на місці експлуатації слід перевірити функціонування модемів, ліній зв’язку та центрального комп’ютера.

Сучасні нормативні документи рекомендують впроваджувати такі системи керування вимірюваннями, які забезпечують придатність вимірювального обладнання та методів вимірювання до використання за призначенням та заданий рівень ризиків отримання невірогідних результатів вимірювання. Тому технічно найдоцільніше проводити метрологічне обслуговування ВК КФС безпосередньо на місці експлуатації. Очевидно, що для практичної реалізації цього необхідні калібратори фізичних величин з можливістю розміщення безпосередньо в технологічних об’єктах. У більшості практичних випадків це або технічно неможливо, наприклад, атомні електростанції, або складно та дорого через необхідність налагодження метрологічних характеристик класичних калібраторів на місці експлуатації ВК КФС. Під час оперативного контролювання на калібраторі зазвичай встановлюється декілька значень вихідного сигналу, рівномірно розподілених в діапазоні вимірювання контрольованого засобу. При цьому на місці експлуатації засобів вимірювань із вхідними напругами низького рівня, наприклад, термоелектричні перетворювачі типу ПП(S), слід коригувати адитивні зміщення

калібратора для всіх встановлюваних значень кодів. Це обумовлено тим, що адитивні складові похибок (АСП) його вхідних блоків перетворюються в мультиплікативні. Унаслідок цього час обслуговування стає невиправдано великим, а процедура оперативного контролювання метрологічного стану вимірювальних каналів засобів вимірювання (ЗВ) суттєво ускладнюється. Тому автоматизація процесу коригування адитивних зміщень усуває необхідність в ручному коригуванні похибок калібраторів напруги постійного струму та слугує підґрунтям для значного зменшення його масових та габаритних показників.

Тому вдосконалення переносних калібраторів напруги постійного струму на основі сучасних мікроелектронних та інформаційних технологій сприятиме його реалізації у вигляді інтегральної мікросхеми та покращанню метрологічної надійності оперативного контролю характеристик усього вимірювального кола на місці експлуатації.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Тема дисертації відповідає науковому напрямку кафедри інформаційно-вимірювальних технологій Національного університету «Львівська політехніка»: «Метрологія та інформаційно-вимірювальні технології в кібер-фізичних, робототехнічних та інших системах; тестування програмного продукту; характеристика та забезпечення метрологічної відповідності і якості продукції». Робота виконувалась в межах науково-дослідної роботи: ДБ/Кібер «Апаратно-програмна платформа для побудови прикладних кібер-фізичних систем», (№ держреєстрації 0115U000446; термін виконання 01.01.2015 р. – 31.12.2017 р.). Робота виконувалась при підтримці ПрАТ «СКБ МП», яка планує використати метод корекції адитивних зміщень калібраторів напруги постійного струму та імітаторів активного опору при модернізації багатозначних мір напруги постійного струму і імітаторів активного опору типів МК4702 і МК4703 (термін виконання 01.01.2016 р. – 07.03.2018 р.)

Мета і задачі дослідження.

Метою дисертаційної роботи є підвищення точності калібраторів напруги та імітаторів активного опору шляхом коригування адитивних зміщень.

Виходячи з поставленої мети визначено наступні завдання у дисертаційній роботі:

1. Дослідити та проаналізувати переваги та недоліки існуючих методів компенсації адитивних похибок.
2. Проаналізувати комутаційно-інвертувальний метод коригування адитивних похибок.
3. Проаналізувати коригування адитивних похибок калібраторів постійного струму з двома джерелами зразкової напруги.
4. Синтезувати структури усереднення вихідних сигналів калібратора напруги з комутаційно-інвертувальним методом коригування адитивних похибок;
5. Синтезувати структуру імітатора активного опору на основі методу комутаційного-інвертування.
6. Синтезувати калібратор напруги постійного струму з широтно імпульсним подільником і комутаційно-інвертувальним методом коригування адитивних похибок.
7. Виготовити макет калібратора напруги та провести експериментальні дослідження для підтвердження ефективності запропонованого методу коригування адитивних похибок.

Об'єкт дослідження – методи та засоби коригування адитивних складових похибки під час відтворення електричних величин.

Предмет дослідження – кодокеровані багатозначні міри напруги та опору.

Методи дослідження. Дослідження базуються на використанні теоретичних основ метрології, теорії лінійних електричних кіл, теорії похибок вимірювань, структурно алгоритмічних методів підвищення точності, концепції непевності вимірювань та опрацювання результатів. Вірогідність отриманих результатів обумовлена коректністю розрахунків, математичних та комп'ютерних моделей проведених з допомогою сучасних прикладних програмних пакетів.

Наукова новизна одержаних результатів: У роботі отримані такі наукові результати:

1. Вперше запропоновано для автоматичного коригування адитивних зміщень в

калібраторах напруги постійного струму використовувати подвійне комутаційне інвертування зразкової вхідної напруги та вихідної напруги калібратора, яка через фільтри низьких частот подається до двох вихідних запам'ятовувальних конденсаторів, що забезпечує мале значення нескоригованих адитивних зміщень.

2. Покращено характеристики калібратора напруги постійного струму шляхом уведення додаткового джерела вхідної опорної напруги з полярністю протилежною до полярності основного джерела, почергового підключення обох джерел до входу калібратора та формування додаткового виходу напруги протилежної полярності з допомогою інвертора напруги з подальшим синхронним детектуванням обох вихідних напруг, їх усередненням фільтрами низьких частот та запам'ятовуванням на вихідних конденсаторах, що дає змогу вдвічі зменшити пульсації вихідного сигналу.

3. Вперше запропоновано коригувати адитивні зміщення в імітаторах електричного опору з використанням двох синхронних перемикачів полярності, потенціальні входи одного з яких сполучені з обидвома вхідними клемми імітатора, до яких також підключені струмові виходи іншого, що дозволяє коригувати адитивні зміщення завдяки періодичним перемиканням напряму протікання струмів через імітатор, що практично усуває необхідність в ручному встановленні нуля.

4. Покращено характеристики імітатора опору з чотирипровідним підключенням до вимірюваного об'єкту на основі уведення паралельно до обох вхідних клем від'ємного опору на основі підсилювача з від'ємним та додатним зворотними зв'язками, що дозволяє підвищити точність коригування впливу опору одного із струмових під'єднувальних дротів.

Практичне значення одержаних результатів.

1. Результати випробувань виготовленого макету калібратора напруги постійного струму добре збігаються з теоретичними припущеннями, що дає підстави для його практичного використання.

2. Ряд технічних рішень дисертаційної роботи можуть бути використані при вдосконаленні багатозначних мір напруги і опору типу МК4703, які виготовляються ПрАТ «СКБ мікроелектроніки в приладобудуванні», м. Львів.

3. Отримані основні схемо-технічні рішення будуть використані при модернізації багатозначних мір напруги та опору типів МК4702 і МК4703 в ПрАТ «СКБ мікроелектроніки в приладобудуванні».

4. Метод корекції впливу опору ліній зв'язку в терморезистивних перетворювачах використано на ПрАТ Самбірський приладобудівний завод «Омега».

5. Результати дисертації можуть бути використані в навчальному процесі кафедри інформаційно-вимірювальних технологій під час вивчення дисциплін «Апаратне забезпечення тестувальних процесів», «Методи та засоби підвищення точності вимірювань і випробувань», «Метрологія та інженерія якості», «Програмні та апаратні методи тестування».

Особистий внесок здобувача. Основні теоретичні, розрахункові та експериментальні результати з формулювання відповідних висновки отримано автором самостійно.

У друкованих працях, опублікованих у співавторстві, здобувачу належить: [1] – проведено аналіз похибок температурних поправок і визначено їх залежності від похибок вимірювання температури нормального елемента; [2] - запропоновано метод компенсації впливу опорів ліній зв'язку в двопровідних терморезистивних перетворювачах на основі комутаційного інвертування зразкового вимірювального струму з аналоговим усередненням сигналів на входах ліній зв'язку; [3] – проведено моделювання процесу коригування похибок в калібраторах напруги; [5] – проведено аналіз частотних характеристик коригування адитивних похибок калібраторів напруги та дослідженні фільтри низьких частот; [6] – розроблено структуру калібратора напруги постійного струму з комутаційним інвертуванням та досліджено процес автоматичного коригування похибок за допомогою комп'ютерної моделі; [8] – вдосконалено структуру калібратора напруги з коригуванням адитивних похибок; [9] – проведені експериментальні дослідження макету калібратора напруги з подвійним інвертуванням для коригування адитивних похибок; [10] – вдосконалення структури імітатора опору з коригуванням впливу опорів ліній зв'язку.

Апробація результатів дисертації. Основні наукові результати та положення роботи були представлені та обговорювались на: Всеукраїнській науково-технічній

конференції молодих вчених у царині метрології «Technical Using of Measurement – 2016» (м. Славське, 2016 р.); Всеукраїнській науково-практичній конференції «Промислова автоматизація в Україні. Просвіта та підготовка кадрів» (м. Львів, 2016 р.); Міжнародній науково-практичній конференції пам'яті проф. П. Столярчука «Управління якістю в освіті та промисловості: досвід, проблеми та перспективи» (м. Львів, 2017 р.); Всеукраїнській науково-технічній конференції молодих вчених у царині метрології «Technical Using of Measurement – 2018» (м. Славське, 2018 р.); XXI Міжнародному семінару метрологів «Metody i Technika Przetwarzania Sygnow w Pomiarach Fizycznych» (м. Чернівці, 2017 р.).

Публікації результатів дисертації. За темою дисертаційної роботи опубліковано 10 наукових праць, серед них: 4 статті у наукових фахових виданнях України, з них 1 у виданні України, що включене до міжнародної наукометричної бази, 1 стаття у періодичному виданні іншої держави, 4 тез доповідей на міжнародних, всеукраїнських та студентських науково-технічних та науково-практичних конференціях.

Структура та обсяг дисертації. Дисертація складається із анотації, переліку умовних позначень, вступу, чотирьох розділів, висновків, списку використаних джерел зі 117 найменувань та 4 додатків, містить 167 сторінок друкованого тексту, включає 59 рисунків та 69 таблиць.

РОЗДІЛ 1. СТАН ПРОБЛЕМИ ТА ЗАДАЧІ ДОСЛІДЖЕННЯ ОПЕРАТИВНОГО КОНТРОЛЮВАННЯ МЕТРОЛОГІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ЗАСОБІВ ВИМІРЮВАНЬ

1.1. Забезпечення оперативного метрологічного контролю процесів вимірювань

Під час проведення оперативного контролю протікання процесів вимірювань в розпорощених інформаційно-вимірювальних системах (РІВС), вимірювальних каналах кібер-фізичних систем (КФС) або систем «Інтернету речей» (ІР) є підвищення метрологічної надійності [20]. Здійснення цієї процедури пов'язане із двома її науково-технічними аспектами: першим з них є кількісна характеристика – достовірність контролю, а другою – частота його проведення [21-24]. Достовірність виражається через ймовірність прийняття правильного рішення $D=1-(\alpha+\beta)$, де α – ймовірність неправильності рішення «поза межами допуску»; β – ймовірність неправильного рішення «в межах допуску». Похибки Δ_x засобів вимірювальної техніки (ЗВТ) є неперервними випадковими величинами з густиною розподілу $p(\Delta_x)$. Процедура ж їх контролю полягає в тому, що контрольований параметр Δ_x даного ЗВТ може знаходитись в одному із двох станів: H_1 - похибка Δ_x ЗВТ є „в допуску” $\Delta_{xH} \leq \Delta_x \leq \Delta_{xВ}$ і H_2 - похибка Δ_x ЗВТ є „поза допуском” $\Delta_x \geq \Delta_{xH}$, $\Delta_x \geq \Delta_{xВ}$ [25]. Похибка Δ_k засобів контролю похибок ЗВТ також є неперервною випадковою величиною з густиною розподілу $p(\Delta_k)$. Через невідомий вид апроксимації густини розподілу похибок конкретних ЗВТ та пристроїв контролю, то в загальному випадку доцільно прийняти рівноймовірні закони їх розподілу. Відомо, що за умов симетричності поля допуску похибок $\pm d$ та при співпадінні математичного сподівання $M(\Delta_x)$ з центром поля допуску, тільки при виконанні співвідношень $d \geq \Delta_{xM}$, $\Delta_k \leq d - \Delta_{xM}$ контроль похибок ЗВТ є ідеальним і достовірність контролю $D=1$, де Δ_{xM} – максимально допустиме значення похибки при її контролі [26, 27]. У більшості випадків межі допустимих значень похибок ЗВТ є симетричними, $M(\Delta_x)=0$ і для традиційного в метрології співвідношення $\Delta_k \leq \Delta_{xд}/5$, $d=\Delta_{xд}$, отримуються значення $\Delta_{xM} \leq 0,8\Delta_{xд}$. Для контролю

значення похибок у всьому діапазоні вимірювання ЗВТ, доцільно вибрати ті ж контрольовані точки, що й при метрологічній перевірці ЗВТ.

Отже, для забезпечення високої достовірності контролю $D=1$ слід на практиці забезпечувати симетричні межі допустимих значень похибок ЗВТ в реальних умовах експлуатації з математичним сподіванням $M(\Delta_x)=0$. Рівності ж нулю математичного сподівання похибки ЗВТ в реальних умовах експлуатації можна досягнути лише за умови корекції систематичної складової похибки.

1.1.1. Існуючі методи та засоби підвищення метрологічної надійності вимірювальних каналів розпорощених систем

Підвищення частоти калібрування ЗВТ шляхом звіряння з точнішим ЗВТ чи калібратором з метою визначення і виключення систематичної похибки є одним з найефективніших способів підвищення якості експлуатації РІВС. Перспективними є два способи підвищення метрологічної надійності [28, 29]. Один з них полягає у використанні вбудованого опорного елемента у кожному циклі вимірювань, а другий – у періодичному проведенні калібрування за зовнішнім еталоном.

Одним із шляхів підвищення якості вимірювань в даний час є встановлення оптимальних міжперевірювальних чи міжкалібрувальних інтервалів [30]. За основу загальноприйнятого підходу прийнято принцип призначення одного і того ж міжкалібрувального інтервалу для усіх ЗВТ одного типу шляхом оптимізації цих інтервалів, що полягає в мінімізації сукупних витрат (на перевірку і вимушений простій ЗВТ та від недостовірних результатів вимірювань) [31, 32]. Практично важко знайти таку залежність для більшості типів ЗВТ, тому що різні екземпляри ЗВТ одного типу можуть використовуватися для різних цілей, тому й наслідки від недостовірних результатів вимірювань можуть кардинально відрізнятись [33]. Відсутність необхідної інформації (про часову нестабільність компонентів ЗВТ, про умови і інтенсивність їх застосування, про економічні наслідки від недостовірних результатів вимірювань та інше) призводить до неможливості застосування на практиці цих складних і трудомістких методів через малу вірогідність отриманих результатів [34]. У багатьох випадках через конкурентну боротьбу встановлені

фірмами-виробниками міжкалібрувальні інтервали аналогічних ЗВТ виглядають неправдоподібно тривалими.

Для прогнозування метрологічної справності ЗВТ на етапі експлуатації доцільно використовувати протоколи метрологічних перевірок. При цьому отримувана інформація відрізняється для різних способів перевірки [34]. Метрологічну стабільність можна перевірити лише способом перевірки за нормами стабільності із наступним градуванням придатних ЗВТ, який застосовується лише для перевірки робочих еталонів. Тому практичним шляхом підвищення якості промислових вимірювань в РІВС є розроблення методів та алгоритмів оперативного контролю метрологічних характеристик їх вимірювальних каналів. Здійснення такого оперативного контролю дозволить різко зменшити долю метрологічно несправних ЗВТ, які експлуатуються в технологічних процесах та значно підвищити достовірність вимірювань в РІВС [34]. Запропоновано бездемонтажний оперативний контроль похибок промислових ЗВТ здійснювати такими методами: звіряння однорідних ЗВТ з використанням спільного джерела сигналу; колові звіряння в групах однорідних ЗВТ; взаємні звіряння за стабільним ЗВТ; звірянням ЗВТ за допомогою промислового калібратора. Очевидно, що для оперативного контролю вимірювальних каналів в РІВС через їх розпорошеність може застосовуватись лише метод з використанням калібраторів [35].

1.1.2. Запропонований підхід до практичного застосування оперативного контролювання вимірювальних каналів розпорошених систем

Щораз ширше практичне впровадження кібер-фізичних систем (КФС), пристроїв ІР промислового використання та розпорошених вимірювальних систем вимагає розроблення принципово нових підходів до їх метрологічного забезпечення [36]. Класичні методи калібрування, оперативного контролювання та метрологічної перевірки вимірювальних каналів (ВК) таких пристроїв в лабораторних умовах втрачають сенс, оскільки потребують демонтажу всієї розпорошеної системи (рисунок 1.1). Крім чисто технічних і організаційних незручностей та фінансових затрат, повірка ВК у, до певної міри, “теплих” умовах не відображатиме більшості їх метрологічних особливостей в реальних умовах експлуатації. При цьому не

перевіряються інші ланки вимірювального кола (рис. 1.1). У випадку проведення перевірки окремих вимірювальних перетворювачів (ВП), на місці експлуатації слід перевірити функціонування модемів, ліній зв'язку та центрального комп'ютера [37].



Рисунок 1.1 – Узагальнена структурна схема вимірювальних каналів технологічних КФС

Сучасні нормативні документи рекомендують впроваджувати такі системи керування вимірюваннями, які забезпечують придатність вимірювального обладнання та методів вимірювання до використання за призначенням та заданий рівень ризиків отримання невірогідних результатів вимірювання [38]. Тому економічно найдоцільніше проводити метрологічне обслуговування ВК КФС безпосередньо на місці експлуатації. Очевидно, що для практичної реалізації цього необхідні калібратори фізичних величин з можливістю їх розміщення безпосередньо в технологічних об'єктах. У більшості практичних випадків це або технічно неможливо, наприклад, атомні електростанції, або складно і дорого через необхідність налагодження метрологічних характеристик класичних калібраторів на місці експлуатації ВК КФС.

1.1.3. Шляхи коригування адитивних складових похибок в калібраторах напруги

Оскільки вимірювання е.р.с. та напруги постійного струму складає десятки відсотків усіх промислових вимірювань [34], то предметом розгляду є калібратори напруги постійного струму (КНПС). Традиційно КНПС являють собою кодкерований подільник ККПН опорної напруги E_N з вихідним масштабувальним

перетворювачем ВП [5] (рисунок 1.2). Вихідну напругу U_K класичних КНПС подамо співвідношенням:

$$U_K = U_{OT} = M[\mu(E_N + \Delta_{BF}) + \Delta_{CVD}] + \Delta_{OT}, \quad (1)$$

де E_N – вихідна напруга джерела опорної напруги; μ , M – коефіцієнт передавання, відповідно, ККПН і ВП;

Δ_{BF} , Δ_{CVD} , Δ_{OT} – адитивна складова похибки (АСП), відповідно, БФ, ККПН і ВП.

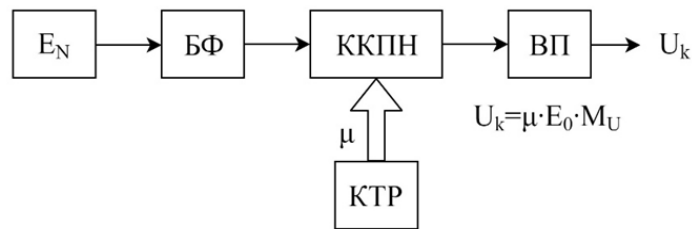


Рисунок 1.2 – Структурна схема калібраторів напруги постійного струму

Коригування похибок КНПС на місці експлуатації зазвичай проводиться вручну оператором шляхом підстроювання його функції перетворення за вбудованими еталонами і є трудомісткою і вартісною процедурою [39-41]. Для автоматизації процесу корекції в системах із змінним коефіцієнтом передавання запропонований пристрій, в якому рівні напруги зміщення оцифровуються та зберігаються [42]. Напруга корекції зсуву уводиться у вхідне коло підсилювача з допомогою ЦАП. На практиці це призводить до необхідності використання чутливих та стабільних компаратора і ЦАП, напруги зміщення і дрейфи яких визначатимуть граничні метрологічні характеристики усієї системи. Подібна схемотехніка використана для коригування напруг зміщення багато каскадного широкосмугового підсилювача змінної напруги [43, 44]. Для виділення сигналу напруги зміщення в багатокаскадному широкосмуговому підсилювачі змінної напруги використовується фільтр низької частоти (ФНЧ), з виходів якого сигнал подається і змінюється в колах від'ємного зворотного зв'язку до моменту його зменшення до нуля [45]. Однак глибина коригування напруги зміщення в такому пристрої є невисокою через зумовлену сталою часу ФНЧ інерційність системи, яка може призводити і до втрати стійкості підсилювача.

Для побудови прецизійних ЦАП запропоновано можливість коригування їх мультиплікативної та адитивної складових похибки у вигляді встановлення індивідуальних поправок до поточного значення їх кодів керування [46]. Однак значення цих поправок повинно визначатися за результатами калібрування кожного взірця ЦАП та уводитися і зберігатися в пам'яті ЦАП. Такий метод коригування похибок в КНПС доцільно використовувати під час його реалізації на основі ПСЧ, або проектування спеціалізованої інтелектуальної мікросхеми.

Еквівалентна напруга зміщення пристрою, що працює на постійному струмі, може коригуватися методом уведення загального від'ємного зворотного зв'язку [47]. На час коригування напруги зміщення вхідний сигнал повинен бути відключеним і на вхід пристрою подається аналоговий сигнал корекції. Під час використання цього методу суттєво впливатимуть власні АСП кола від'ємного зворотного зв'язку, а також параметри комутаційних елементів. Використання підсилювачів з періодичним коригуванням напруги зміщення [48] призводитиме до зростання нескоригованої АСП КНПС за рахунок залишкових напруг зміщення окремих підсилювачів та здорожчання практичної реалізації КНПС. Необхідності відмикання вхідної напруги немає в підсилювачах з модуляцією-демодуляцією (ПМДМ), граничні можливості яких визначаються низкою джерел похибок [49-51]. Це є проникнення комутаційних викидів перемикачів сигналу до виходу підсилювача, модуляційна похибка, проходження напруги частоти модуляції через неідеальність ФНЧ [52]. Вказані недоліки ПМДМ призводитимуть до ускладнення і здорожчання реалізації переносних КНПС. Через необхідність використання декількох ФНЧ значно ускладнюватиметься реалізація КНПС в базисі програмованих систем на чіпі (ПСЧ), або у вигляді інтегральної схеми.

Суттєво зменшити вплив джерел похибок ПМДМ можна в підсилювачах з подвійною модуляцією-демодуляцією (nested-chopper technique) [53]. Внутрішні комутатори працюють на частоті значно вищій від частоти спряження білих та $1/f$ шумів (кілька десятків кіло Герц), а зовнішні комутатори працюють на досить низькій частоті (кілька десятків герців). Завдяки такій схемотехніці вдається зменшити нескориговану напругу зміщення до значень десятків мікрвольт [54-55].

На практиці під час побудови переносних КНПС призначених для контролю метрологічних характеристик вимірювальних каналів, наприклад термоелектричних термометрів для роботи з платиновими термоелектричними перетворювачами ПП(S) слід забезпечувати їх високу точність. Так одиниця молодшого розряду повинна бути не більшою від одного мікрвольт, межа допустимих значень абсолютної похибки - порядку декількох мікрвольт в діапазоні зміни температур довкілля від 0 до +50 °С.

Тому вдосконалення переносних калібраторів напруги постійного температур на основі сучасних мікроелектронних та інформаційних технологій сприятиме покращанню метрологічної надійності оперативного контролю характеристик усього вимірювального кола на місці експлуатації.

1.2. Вимоги до побудови калібраторів напруги, опору і сили постійного струму

Для оперативного контролювання метрологічних характеристик засобів вимірювань використовуються калібратори напруги, опору та сили постійного струму. Калібратори призначені для відтворення напруги, опору та сили постійного струму.

1.2.1. Класифікація та основні параметри

Залежно від призначення калібратори поділяються на:

- Калібратори напруги постійного струму;
- Калібратори сили постійного струму;
- Калібратори електричного опору постійного струму;
- Калібратори універсальні напруги і сили постійного струму й імітатори опору постійного струму;
- Калібратори, як складова частина багатофункційних приладів (вольтметри-калібратори, універсальні прилади-калібратори та інше).

Залежно від виду керування процесом відтворення електричної величини калібратори поділяються на:

- Калібратори з ручним керуванням;
- Програмно-керовані калібратори.

Залежно від характеру використання калібратори поділяються на:

- Переносні;
- Стационарні.

В нормативних документах [57] зазначені способи подання класу точності калібраторів:

- числами c і d , розділяючи їх косою рисою (c/d), числові значення c і d ($c > d$) вибираються з ряду $(1; 1,5; 2; 2,5; 3; 4; 5; 6; 7; 8) \times 10^n$, причому $n = 0; -1; -2$ і так далі, а значення c і d , які рівні $3 \times 10^n; 7 \times 10^n; 8 \times 10^n$ подаються тільки в тому випадку коли $n < -2$;

- числом c , що вибирається з ряду $(1; 1,5; 2; 2,5; 3; 4; 5; 6; 7; 8) \times 10^n$.

Нормування класів точності вищих ніж 0,001 дозволяється дворозрядними числами де перший значущий розряд вибирається з ряду $(1; 1,5; 2; 2,5; 3; 4; 5; 6; 7; 8) \times 10^n$, а другий може бути будь-яким числом від 1 до 9 (наприклад: 0,00045; 0,000019).

Дозволяється нормування c і d у мільйонних частках ppm (part per million) для класів точності вищих, ніж 0,001 (наприклад: 450 ppm; 19 ppm).

Кінцеві значення діапазонів відтворення електричних величин повинні вибиратися з ряду $1 \times 10^n; 2 \times 10^n; 5 \times 10^n$ – для калібраторів напруги і сили постійного струму, і з ряду 1×10^n – для калібраторів опору постійного струму (n – нуль, додатне або від’ємне число).

Калібраторам з двома або більше діапазонами відтворення електричних величин дозволяється присвоювати декілька класів точності, які відповідають кількості діапазонів.

1.2.2. Характеристики калібраторів напруги, сили струму та опору

Калібратори напруги, опору та сили постійного струму повинні виготовлятися відповідно до вимог стандартів [57-59] та технічних умов на калібратори конкретного типу за робочими кресленнями затвердженими у відповідному порядку.

Границі допустимої приведенної основної похибки δ_n і границі допустимої відносної похибки δ_b [13] потрібно встановлювати згідно з формулами:

$$\delta_n = \pm 100 \cdot \frac{\Delta}{A_k} = \pm c; \quad (1.1)$$

$$\delta_g = \pm \left[c + d \cdot \left(\frac{A_k}{A_x} - 1 \right) \right], \quad (1.2)$$

де δ_n – границі допустимої приведенної основної похибки, %;

Δ – границі допустимої абсолютної основної похибки, виражені в одиницях вимірюваної величини;

A_k – кінцеве значення діапазону відтворення;

δ_B – границі допустимої відносної основної похибки, %;

c, d – числа класу точності;

A_x – значення відтворюваної електричної величини.

Границі допустимої похибки, спричиненої зміною температури навколишнього повітря від нормальної до довільної в діапазоні робочих температур на кожні 10 °C мають дорівнювати: границі допустимої основної похибки для калібраторів з постійною $0,002 \leq c \leq 0,02$ або половині границі допустимої основної похибки для калібраторів з постійною $c > 0,02$. Для калібраторів з постійною $c < 0,002$ границі допустимої додаткової похибки встановлюються у технічних умовах на калібратори конкретного типу.

Границі допустимої додаткової похибки спричиненої дією зовнішнього однорідного магнітного поля з індукцією 0,5 мТл, яке змінюється у часі за синусоїдним законом з частотою мережі живлення, повинні дорівнювати границям допустимої основної похибки для калібраторів з постійною $c \leq 0,02$ і половині границі допустимої основної похибки для решти калібраторів.

На калібратори конкретного типу у технічних умовах необхідно встановлювати:

- Неінформативні параметри відтворюваної електричної величини. Потрібно встановлювати такі вимоги щодо неінформативних параметрів: високочастотні шум, який повинен нормуватися середньоквадратичним значенням змінної складової відтворюваної електричної величини; низькочастотні пульсації, які повинні нормуватись подвійною амплітудою пульсації і частотою пульсації;

- вихідний опір і допустимий струм навантаження – для калібраторів напруги постійного струму;
- максимальне значення вихідної напруги – для калібраторів сили постійного струму;
- початковий опір та границі вимірювального струму через відтворюваний опір – для калібраторів електричного опору постійного струму;
- дискретність відтворюваної електричної величини – для калібраторів постійного струму: напруги, сили струму та опору;
- час встановлення робочого режиму і тривалість безперервної роботи калібраторів, крім того повинен нормуватися час, на який слід вимикати калібратор до наступного вмикання;
- час встановлення вихідної відтворюваної величини.

У калібраторах повинні бути вмонтовані міра напруги та (або) міра опору для проведення самокалібрування. Дозволяється для самокалібрування калібраторів з постійною $s < 0,002$ використовувати зовнішню міру напруги та (або) міру опору. Рекомендована періодичність самокалібрування калібраторів з постійною $s < 0,02$ – не менше 2 годин.

1.2.3. Характеристики серійних калібраторів

Калібратори електричних сигналів можуть бути стаціонарні і переносні. Детально розглянуті характеристики стаціонарного калібратора CED7000 та переносного калібратора Fluke 726, тому що вони мають високу точність імітації електричних сигналів та мають широкий спектр використання

На рисунку 1.3 зображений високоточний калібратор CED7000 [60].



Рисунок 1.3 – Високоточний калібратор CED7000

Калібратор моделі CED7000 поєднує можливості калібратора сигналу, температури та тиску в одному приладі. Завдяки ефективності лабораторного приладу, додаткового ізольованого вимірювального каналу та додаткових модулів зовнішнього тиску, CED7000 ідеально підходить для найширшого діапазону калібрування. CED7000 має широкий спектр можливостей застосування. Його можна використовувати для калібрування в промисловості (на виробництвах), а також у лабораторіях та інститутах. CED7000 включає в себе калібрування сигналів струму, напруги та опору. В ньому є можливість вибору між 13 різними термопарами та 9 різними термоперетворювачами опору. Він підтримує пряме введення, використовуючи клавіатуру або курсорні клавіші. Калібратором CED7000 можна керувати через персональний комп'ютер (ПК) за допомогою інтерфейсів RS-232, IEEE-488 або додаткового USB-з'єднання.

Технічні характеристики калібратора CED7000 [60]:

1) Вхід і вихід:

- Відтворення характеристик термометрів опору (ТО) – (RTD) Pt100 (385, 3926, 3916), Pt200, Pt500, Pt1000, Ni120, Cu10, YSI 400;
- Відтворення характеристик термопар з номінальними статичними характеристиками перетворення (НСХ) типів В, С, Е, J, К, L, N, R, S, Т, U, ХК, ВР;
- Відтворення сигналів напруги – DC 0 ... 100 В;
- Відтворення сигналів струму – DC 0 ... 100 мА (вихід) і DC 0 ... 50 мА (вхід);
- Відтворення опору – 0 ... 4000 Ом.

2) Експлуатаційні характеристики:

- час встановлення – менше 5 секунд;
- час розігріву – 30 хвилин.

3) Напруга живлення:

- живлення – змінний струм 100 ... 240 В, 47 ... 63 Гц;
- споживана потужність – макс. 15 ВА.

4) Допустимі умови навколишнього середовища:

- робоча температура – 0 ... 50 ° С;
- температура зберігання – -20...+70 ° С;

- температура калібрування (Tcal) – 18 ... 28 ° C;
- температурний коефіцієнт – 10% від встановленої точності під час калібрування на кожен °C поза межами температури калібрування.

5) Відносна вологість:

- Під час експлуатації – не більше 80% до температури 30°C, не більше 70% до температури 40° C, не більше 40% до температури 50 °C;

- Під час зберігання – 0...95% відносної вологості (без конденсації).

6) Інтерфейси зв'язку – RS-232, IEEE-488 (GPIB).

7) Масо-габаритні показники:

- розміри 48,3 x 17,7 x 27,9 см (19,0 x 7,0 x 11,0 дюйма);

- вага 4 кг (8,82 фунта).

Метрологічні характеристики високоточного калібратора процесу CED7000 наведені в таблиці 1.1.

На рисунку 1.4 наведений прецизійний багатоканальний калібратор Fluke 726 [61].

Таблиця 1.1 – Метрологічні характеристики високоточного калібратора CED7000

Тип сигналу	Діапазон	Точність, %	Роздільна здатність
Напруга	0 – 100 мВ	0.0025	1 μВ
	0 – 1 В	0,0025	10 μВ
	0 – 10 В	0,0025	100 μВ
	0 – 100 В	0,0025	1 мВ
Струм	0 – 100 мА	0,004	1 μА
Опір	5 – 400 Ом	0,012	0,001 μ
	5 – 4 кОм	0,25	0,01 μ

Прецизійний багатофункціональний калібратор Fluke 726 розроблений спеціально для обробної промисловості і забезпечує широку зону дії, потужні можливості калібрування і неперевершену точність. Fluke 726 може вимірювати, генерувати і калібрувати практично будь-які технологічні параметри. Fluke 726 дозволяє інтерпретувати результати вимірювань без допомоги калькулятора, а також зберігати дані для подальшого аналізу.



Рисунок 1.4 – Прецизійний багатоканальний калібратор Fluke 726

Характеристики калібратора Fluke 726 [6]:

- Температура зберігання: $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$ до $+71\text{ }^{\circ}\text{C}$;
- Робоча температура: від $-10\text{ }^{\circ}\text{C}$ до $+55\text{ }^{\circ}\text{C}$;
- Відносна вологість: 90% (від $+10\text{ }^{\circ}\text{C}$ до $+30\text{ }^{\circ}\text{C}$); 75% (від $+30\text{ }^{\circ}\text{C}$ до $+40\text{ }^{\circ}\text{C}$); 45% (від $+40\text{ }^{\circ}\text{C}$ до $+50\text{ }^{\circ}\text{C}$); 35% (від $+50\text{ }^{\circ}\text{C}$ до $+55\text{ }^{\circ}\text{C}$);
- За безпечністю відповідає вимогам нормативних документів: CSA C22.2 № 1010.1: 1992; EMC: EN50082-1: 1992 та EN55022: 1994 клас B;
- Розміри (НхWxD): 200 мм х 96 мм х 47 мм; (7,9 х 3,8 х 1,9 in);
- Вага: 650 г (23 унції);
- Батарея: чотири лужні батарейки типу AA;
- Термін служби батареї: 25 годин типово.

Метрологічні характеристики прецизійного багатоканального калібратора Fluke 726 наведені в таблиці 1.2.

Таблиця 1.2 – Метрологічні характеристики прецизійного багатоканального калібратора процесу Fluke 726

Тип сигналу	Діапазон	Точність	Роздільна здатність
Напруга	0 – 100 мВ	0,01 %	0,01 мВ
	0 – 20 В (відтворення)	0,01 %	0,01 В
	0 – 30 В (вимірювання)	0,01 %	0,01 В
Струм	0 – 24 мА	0,01 %	0,001 мА
Опір	5 – 4000 Ом	0,015 %	від 0,01 Ом до 0,1 Ом

1.3. Аналіз існуючих методів побудови калібраторів напруги постійного струму

Для перевірки метрологічних характеристик засобів вимірювальної техніки використовуються однозначні та багатозначні (калібратори) зразкові міри напруги постійного струму. Однозначні міри призначені для відтворення тільки одного значення зразкової напруги, наприклад, напівпровідникові стабілітрони, нормальні елементи та напівпровідникові міри напруги на основі забороненої шини напівпровідника [62-64]. Значення е.р.с. нормальних елементів знаходиться в межах 1,0185-1,0196 В. Значення напруги стабілізації напівпровідникових стабілітронів може бути від 3,3 до 100 В. Для відтворення більшого значення напруги використовують послідовно з'єднані однозначні міри або використовують додаткове підсилення зразкової напруги (рисунок 1.5).

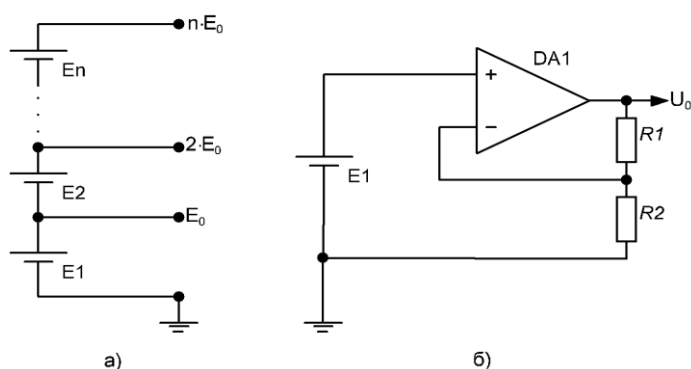


Рисунок 1.5 – Багатозначна міра напруги на: а) послідовно з'єднаних однозначних зразкових мірах; б) з додатковим підсиленням

При послідовно з'єднаних однозначних зразкових мірах, вихідні зразкові значення е.р.с визначаються за формулою (1.3), а значення вихідної зразкової напруги з додатковим підсиленням за формулою (1.4):

$$E_{ВИХ} = \sum_1^n E_i \quad (1.3)$$

$$U_0 = E_1 \cdot \frac{R1 + R2}{R2} \quad (1.4)$$

де i – порядковий номер однозначної міри;

n – кількість вибраних однозначних мір;

E – значення е.р.с. однозначної міри;

$R1$ і $R2$ – значення опору резисторів.

Для того щоб відтворити менше значення зразкової напруги від напруги однозначної міри застосовують подільник напруги (рисунок 1.6). Вихідна напруга міри напруги з резистивним подільником дорівнює:

$$U_{вих} = \frac{U_0}{K} \quad (1.5)$$

де $K = \frac{R1 + R2}{R2}$ – коефіцієнт ділення резистивного подільника напруги.

Широка область застосування засобів вимірювальної техніки у різних галузях промисловості, вимагає розроблення засобів та методів автоматичної перевірки метрологічних характеристик. Основним вузлом в автоматизованих метрологічних системах перевірки є кодокеровані багатозначні міри напруги (калібратори).

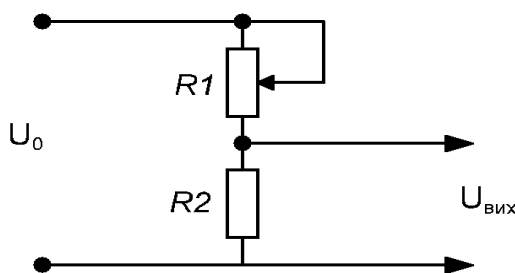


Рисунок 1.6 – Принципова схема міри напруг з резистивним подільником

На рисунку 1.7 наведена загальна структурна схема калібратора напруги.

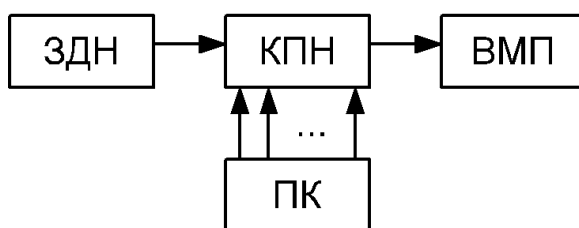


Рисунок 1.7 – Структурна схема калібратора напруги

Ключовими елементами калібраторів напруги постійного струму [65, 66] є джерело зразкової напруги (ДЗН), кодокерований подільник напруги (КПН), вихідний масштабний перетворювач (ВМП) і пристрій керування (ПК). Калібратори

напруги постійного струму можна поділити за типом побудови кодокерованого подільника напруги на такі групи: з резистивним КПН; з широтно-імпульсним КПН; з індуктивним подільником напруги; з комбінованими структурами.

В резистивних КПН коефіцієнт передачі μ формується за допомогою відповідної комутації резисторів. Основними елементами таких подільників є ключі та зразкові резистивні елементи. Існує багато різних схем резистивних КПН, але найпоширенішими є резистивні подільники, які побудовані на з'єднанні резистивних матриць послідовно типу $R-2R$ або $R-2R-2R-4R$. Перша резистивна матриця використовується для двійкового коду керування, а друга – для двійково-десятькового коду. Кодокеровані подільники напруги, які побудовані на цих резистивних матрицях, забезпечують коефіцієнт передачі від 0 до 1. Принципова схема використання двійково-десятькового КПН зображена на рисунку 1.8,а, а двійкового подільника – на рисунку 1.8,б.

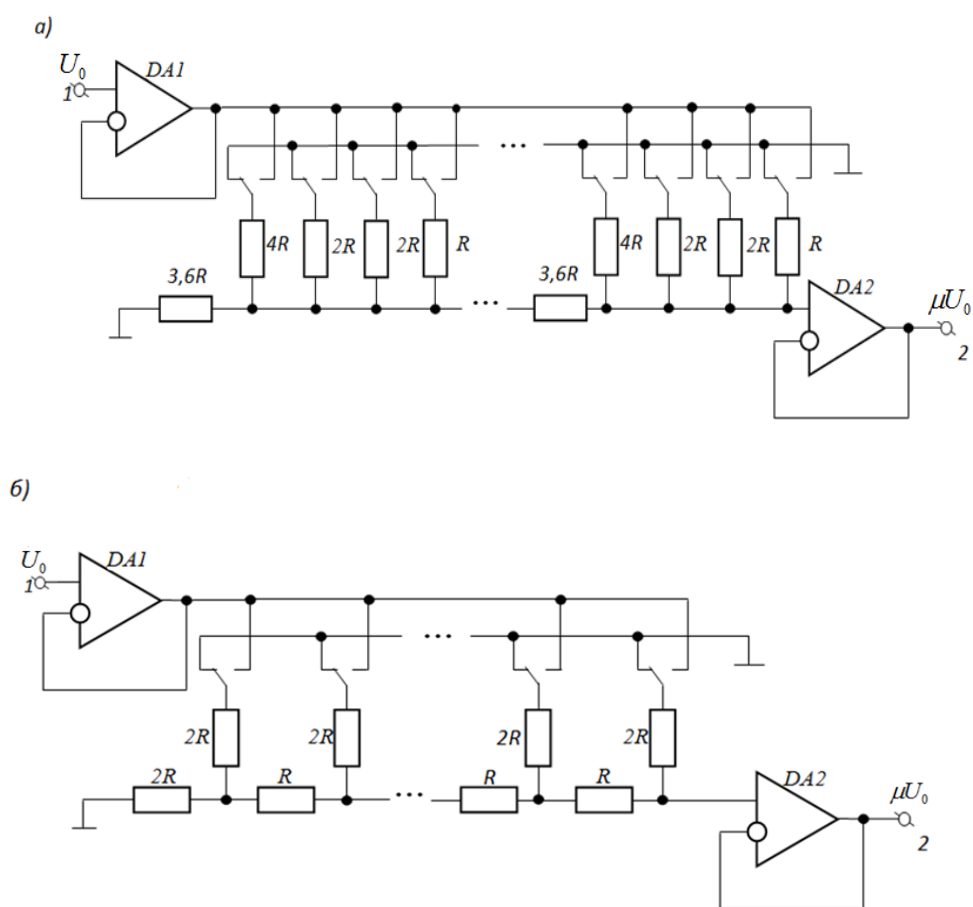


Рисунок 1.8 – Схеми КПН з резистивними елементами: а) – з подільником $R-2R-2R-4R$ та з матрицею $R-2R$

Коефіцієнт передачі двійково-десятькового КПН μ залежить від вхідного коду керування і описується рівнянням:

$$\mu = \sum_{l=1}^M \sum_{j=1}^N a_j b_{lj} \cdot 10^{l-1-M} \quad (1.6)$$

де a_j – вагове значення опору відповідного резистора двійково-десятькової матриці;

b_{lj} – коефіцієнт, значення якого дорівнює “0” або “1”;

j – номер резистора двійково-десятькової матриці;

l – номер десяткового розряду;

N – кількість двійкових розрядів;

M – кількість десяткових розрядів.

Двійково-десятькові резистивні матриці найкраще використовувати в калібраторах напруги з ручним керуванням. Коефіцієнт передачі КПН з двійковим кодом керування дорівнює:

$$\mu = \sum_{i=1}^N b_i \cdot 2^{i-N-1} \quad (1.7)$$

Широтно-імпульсний КПН є найпростішим подільником напруги (рисунок 1.9), який складається з кодо-імпульсного ключа і RC-фільтра. Для керування імпульсним ключем використано перетворювач код – час (ПКЧ). Таким чином на виході ПКЧ формується імпульс τ пропорційний значенню вхідного коду N .

Також відомі, КПН комбінованого типу [67-71], в яких поєднуються різні структурні методи (рисунок 1.10). Подана комбінована структура КПН складається з одного десяткового подільника напруги на зразкових резисторах з рівними значеннями опору $R_{01} \dots R_{010}$. Для формування вихідної напруги використані окремі комутатори для кожного розряду $S_1 \dots S_N$. Вихідна напруга кожного комутатора поступає на вхід операційних підсилювачів $DA_{1.1} \dots DA_{1.N}$, вихідна напруга яких підсумовується на суматорі який побудований на операційному підсилювачі DA_2 із вхідними резисторами $R_1 \dots R_N$ і підсумовувальним резистором R_Σ .

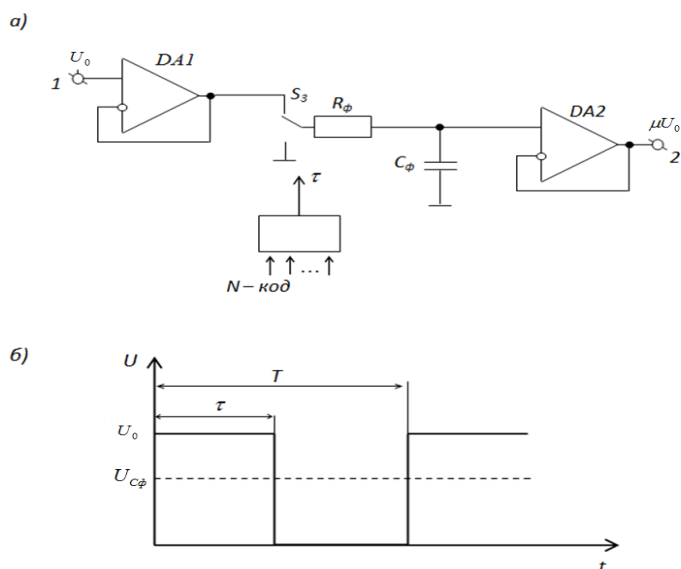


Рисунок 1.9 – КПН з широтно-імпульсним перетворенням:

а) структурна схема; б) часова діаграма роботи імпульсного подільника

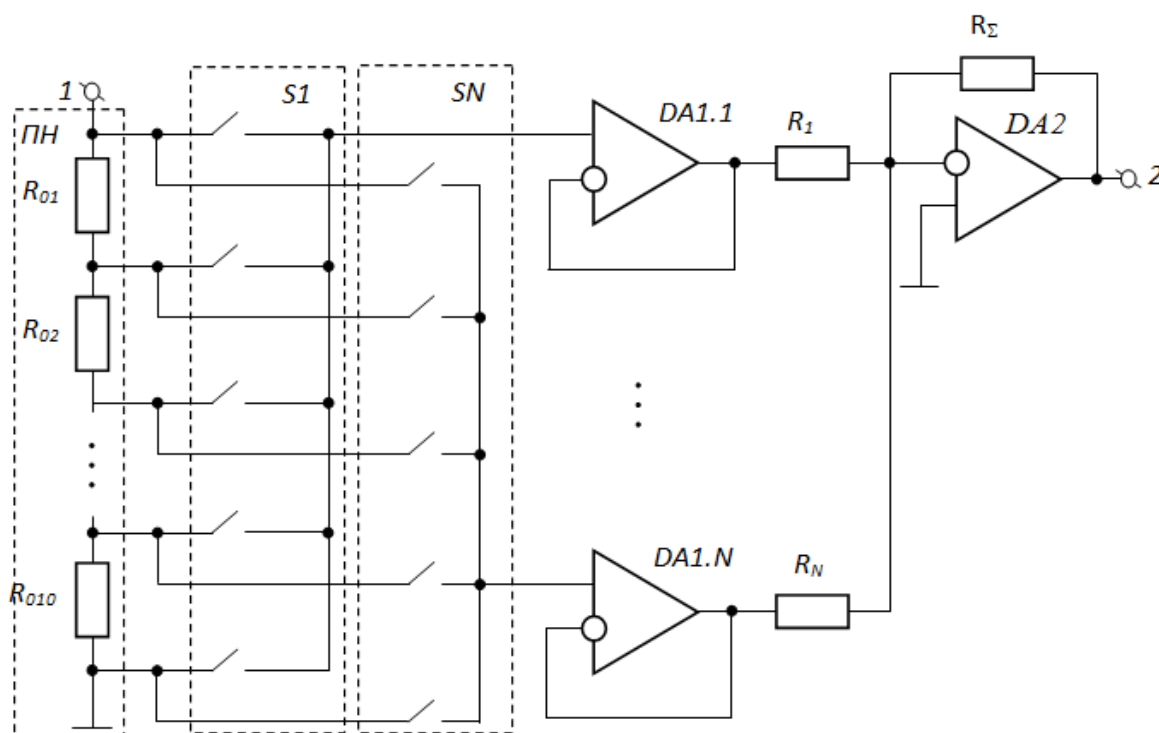


Рисунок 1.10 – Структурна схема КПН з комбінованою схемою

Значення вихідної напруги визначається з виразу:

$$U_{\text{вих}} = U_0 \cdot \sum_{N=1}^{N_{\text{max}}} (n_N \cdot 10^{-N}) \quad (1.10)$$

де, U_0 – значення зразкової вхідної напруги;

$n=0\dots 10$ – положення комутатора відповідного розряду;

N – кількість десяткових розрядів.

Відповідно коефіцієнт передачі КПП з комбінованою схемою дорівнює:

$$\mu = \sum_{N=1}^{N_{\max}} (n_N \cdot 10^{-N}) \quad (1.11)$$

1.4. Аналіз існуючих методів побудови імітаторів опору постійного струму

Традиційними керованими магазинами опору КМО є магазини опору, побудовані на основі комутування резисторів [72, 73]. Метрологічні параметри мір опору визначаються якістю комутаційних елементів, оскільки одиниця молодшого розряду та диференційна нелінійність кодокерованого магазину опору визначаються опорами замкнених ключів, а максимальне значення відтворюваного опору залежить від опору ізоляції розімкнених ключів. Зі збільшенням кількості розрядів КМО зростають вимоги до якості ключів. Одиниця молодшого розряду, в багатозначному класичному магазині, залежить від значення опору r_k замкнених ключів та від їх кількості. Для найякісніших ртутних релейних комутаторів значення опору замкнених ключів не може бути меншою за 0,1 Ом. Верхня межа відтворюваних опорів обмежується значенням опору ізоляції ключів і для магазинів опору класу точності 0,1% не перевищує 10^7 Ом. Класичні магазини з ключами на біполярних транзисторах мають більшу одиницю молодшого розряду (100 Ом) і початкову напругу, менший діапазон відтворення опору і суттєво складнішу схему керування, порівняно з магазинами опору на релейних ключах. Одиниця молодшого розряду в магазинах опору з ключами на польових транзисторах найбільша (1 кОм), але в них відсутня початкова напруга. Суттєвими недоліками магазинів опору є велика кількість різнономінальних резисторів і великий початковий опір. Кількість резисторів може бути зменшена лише до чотирьох, при двох номіналах масштабних резисторів.

Використання додаткових ланок, призначених для компенсації паразитних параметрів комутаційних елементів, дає можливість суттєво зменшити вимоги до характеристик ключів і цим збільшити точність створюваних пристроїв [74]. Кола

компенсації реалізуються в основному з допомогою операційних підсилювачів. При цьому використовується одна з основних властивостей ідеальних операційних підсилювачів зі зворотними зв'язками – практична рівність потенціалів обох його входів. Одним із перших був запропонований магазин опору, який складається із основних декад однономінальних резисторів, міри відношень, повторювачів струму та напруги. Принцип компенсації опорів замкнених ключів полягає у використанні міри відношень як потенціальної опорної напруги для керування джерелом напруги, яке й вирівнює спад напруги на основній декаді та мірі відношень [75, 76]. Очевидним недоліком такого рішення є його надзвичайна складність, оскільки в одній декаді магазину використовується двадцять точних резисторів та два прецизійних операційних підсилювачі. Пропонувалися також структури декад опорів із комутаторами на МДН-транзисторах із компенсацією розкиду параметрів транзисторів, інструментальних та температурних похибок масштабних резисторів. Однак проведений аналіз показав, що компенсацію можна здійснити тільки при певній температурі довкілля та при певному значенні струму декади. Крім того, через фізичні обмеження МДН-транзисторів щодо комутації високих напруг, розглянута структура не може бути використана для побудови широкодіапазонної КМО.

Перспективним рішенням є кодкеровані магазини опору на базі компенсаційного операційного підсилювача з потенціально-струмовою комутацією масштабних резисторів [78], у якому за умови використання ключів на польових транзисторах як потенціальних можна скоригувати залишкові параметри струмових релейних комутаторів. На жаль, такий магазин опору через необхідність використання великої кількості різнономінальних прецизійних масштабних резисторів та високовольтних і сильнострумових ключів є також доволі складним у реалізації.

Традиційно так склалося, що кодкерованим магазинам провідності приділялася значно менша увага дослідників, хоча для сучасного користувача вони є ідентичними кодкерованим магазинам опору [79-81]. Для компенсації опорів ключів в кодкерованих магазинах провідності доцільно пропускати додаткові струми, полярності протилежної до полярності розрядних струмів. Це може бути реалізовано

на базі багатовихідного джерела струму з окремою опорною напругою. Однак у такому магазині провідності компенсація опорів ключів можлива тільки при одному значенні вхідної напруги магазину, і при цьому також не компенсуються залишкові напруги ключів. Застосування додаткового порозрядного шунтування вхідних клем дозволяє будувати магазини провідності, інваріантні до параметрів ключів будь-якого принципу дії.

Як було показано вище, основними недоліками кодокерованих магазинів опору є недостатня дискретність і складність реалізації через необхідність використання великої кількості різнономінальних прецизійних масштабних резисторів. Це, а також труднощі автоматизації, стимулювало пошук альтернативних шляхів, у результаті чого були запропоновані імітатори електричного опору, принцип дії яких полягає у відтворенні закону Ома для ділянки кола в залежності від значення зовнішнього коду керування.

Для побудови АІО використовуються структурно-алгоритмічні методи. Для визначення найперспективніших структур АІО постійному струмові доцільно їх класифікувати за наступними ознаками [82]:

- за функцією перетворення;
- за типом кодокерованого подільника;
- за видом зв'язку між окремими колами;
- за способом під'єднання;
- за діапазоном відтворення опору;
- за видом керування процесом відтворення електричної величини;
- за характером використання.

За функцією перетворення АІО розділяють на три групи, які реалізують наступні залежності відтворюваного опору R_{im} від коду керування:

$$R_{im} = R_0 \cdot \mu(N) \quad (1.12)$$

$$R_{im} = R_0 \cdot [1 - \mu(N)] \quad (1.13)$$

$$R_{im} = R_0 \cdot [1 + \mu(N)] \quad (1.14)$$

де R_0 – значення опору зразкового резистора;

$\mu(N)$ – коефіцієнт перетворення;

N – еквівалентне значення коду керування.

АІО, представлений на рисунку 1.11, має функцію перетворення $R_{i_m} = R_0 \cdot [1 - \mu(N)]$, при цьому значення імітованого опору змінюється від значення R_0 до 0, при зміні μ від 0 до 1.

АІО, наведені на рисунку 1.12 мають функцію перетворення $R_{i_m} = R_0 \cdot \mu(N)$ з діапазоном відтворення значення імітованого опору від 0 до R_0 , при зміні μ від 0 до 1. Відрізняються ці схеми тим, що в першій схемі операційні підсилювачі (ОП) DA1, DA2 мають спільне живлення, а в другій - роздільне. Особливістю цих схем є наявність двох ОП, КПН і зразкового резистора R_0 .

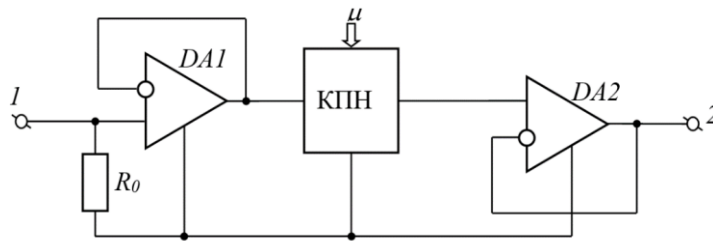


Рисунок 1.11 – АІО з функцією перетворення $R_{i_m} = R_0(1 - \mu)$

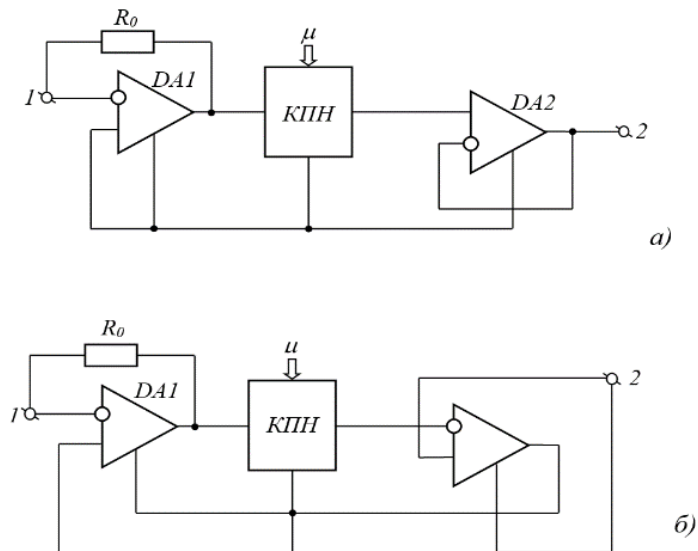


Рисунок 1.12 – АІО з функцією перетворення $R_{i_m} = R_0 \mu$

АІО з функцією перетворення $R_{i_m} = R_0 \cdot [1 + \mu(N)]$ відтворюють опір від R_0 до $2R_0$ при зміні μ від 0 до 1, і реалізуються на основі АІО з рис. 1.1, введенням інвертуючого підсилювача між виходом ОП DA1 і аналоговим входом КПН.

Відомі АІО з іншими функціями перетворення [83], але ці три групи є найпоширенішими і їх перевагою є прямопропорційна залежність відтвореного опору від коефіцієнта перетворення. Введення керованого підсилювача-інвертора з коефіцієнтом передачі $\pm k$ в схемі з рисунку 1.9 дозволяє реалізувати функцію перетворення $R_{im} = R_0 \cdot [1 \pm k\mu(N)]$, що забезпечує імітацію опору від 0 до kR_0 .

За типом масштабного перетворювача АІО можуть бути реалізовані на резистивних КПН, широтно-імпульсних КПН і з кодокерованим подільником напруги на основі перетворювача код-струм з наступним перетворенням значення струму в напругу. Позитивною властивістю перетворювача код-струм є простота його реалізації на базі інтегральних схем перетворювачів код-струм [84, 85]. На рисунку 1.13 наведена структурна схема активного імітатора опору з кодокерованим подільником напруги на основі перетворювача код-струм (ПКС).

На виході ПКС формується значення струму, яке визначається з виразу:

$$I = I_{ex} R_0 \mu(N). \quad (1.15)$$

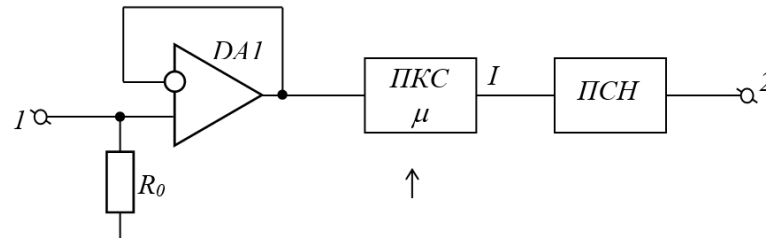


Рисунок 1.13 – АІО з використанням перетворювача код-струм

Значення імітованого опору дорівнює:

$$R_{im} = R_0 \cdot \mu(N) \cdot k_{ПНС}, \quad (1.16)$$

де $k_{ПНС}$ – коефіцієнт передачі перетворювача струм-напруга ПСН.

Коефіцієнт передачі можна формувати за допомогою регулювання зразкової напруги. Найпростіша схема такого імітатора наведена на рисунку 1.14.

Імітатор складається з джерела напруги і зразкового резистора R_0 [86]. Вимірявши е.р.с. джерела E_1 і спад напруги на зразковому резисторі U_0 знаходимо значення імітованого опору:

$$R_{im} = \frac{E_1 + U_0}{i} = \left(\frac{E_1}{U_0} + 1 \right) R_0 \approx \frac{E_1}{U_0} \cdot R_0. \quad (1.17)$$

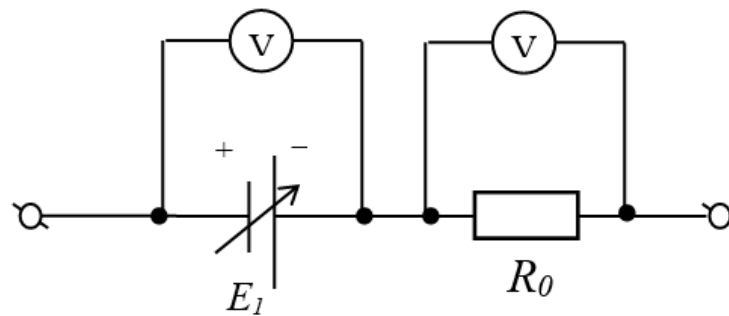


Рисунок 1.14 – Імітатор опору з регулюванням зразкової напруги

Якщо $E_1 \gg U_0$, то $R_{im} \gg R_0$, тобто можна імітувати опори великих значень.

При побудові АІО використовуються також КПН на базі магнітних компараторів [87] (рисунок 1.15).

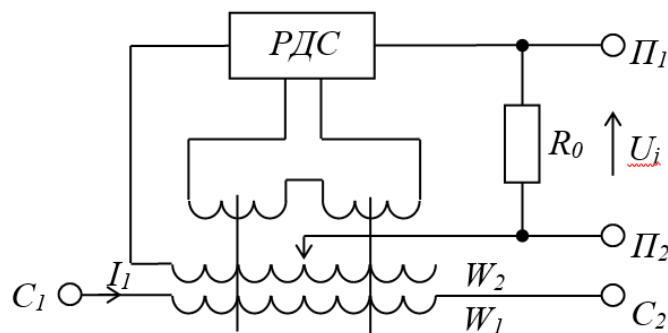


Рисунок 1.15 – Міра опору на базі магнітного компаратора:
РДС – регульоване джерело струму

Основними компонентами схем таких АІО є масштабний резистор і магнітний компаратор. Максимальний імітований опір визначається значенням опору масштабного резистора R_0 [88]. Квантування опору здійснюється шляхом комутації витків у магнітному компараторі, що зменшує вимоги до комутаційних елементів.

При рівності ампер – витків магнітного компаратора струму $I_1 W_1 = I_2 W_2$ або $I_2 = \frac{W_1}{W_2} I_1$, коефіцієнт передачі дорівнює $\mu = \frac{W_1}{W_2}$, а імітований опір визначається з виразу:

$$R_{i.m} = \frac{W_1}{W_2} R_0, \quad (1.18)$$

де I_1, I_2 – струми, що протікають через первинну і вторинну обмотки;

W_1, W_2 – кількість витків обмоток;

R_0 – опір зразкового резистора.

За видом зв'язку між окремими колами і нульовими шинами живлення вхідного і вихідного ОП АІО поділяються на три групи:

- зі спільною нульовою шиною для всіх елементів;
- з гальванічним розділенням шин живлення окремих ОП;
- з повним гальванічним розділенням окремих кіл.

Перевагою АІО зі спільною нульовою шиною для всіх елементів і вузлів є простота схемно-конструктивного рішення. Недоліком є вплив на лінійність відтворення опору синфазної складової вхідних сигналів ОП.

Гальванічне розділення шин живлення окремих ОП дає можливість створити структурні схеми АІО, в яких синфазна складова вхідних сигналів ОП практично дорівнює нулю. Основним недоліком таких АІО є необхідність використання гальванічно розв'язаних джерел живлення. При цьому зв'язок між вхідними і вихідними вузлами відбувається з'єднанням окремих ОП. Як наслідок цього, на точність імітації опору збільшується вплив зовнішніх електричних завад. Крім того, в таких АІО необхідно формувати в обох ОП спеціальні амплітудно- і фазочастотні характеристики для забезпечення стійкості.

Повне гальванічне розділення схеми АІО від кіл керування і мережі живлення зменшує вплив завад спільного виду зі сторони керування і збільшує область застосування імітатора. При цьому гальванічне розділення здійснюється за допомогою трансформаторів і оптоелектронних елементів.

За способом під'єднання імітатора і об'єкта АІО поділяються на дво-, три- і чотирипровідні. Багатопровідні схеми використовуються для зменшення впливу опорів ЛЗ.

Діапазон вимірювання опору досить широкий (від 10^{-8} до 10^{19} Ом) і має тенденцію до розширення [89]. За діапазоном відтворення опору розрізняють

низькоомні ($10^{-8} - 10^2$ Ом), середньоомні ($10^2 - 10^7$ Ом) і високоомні (більше 10^7 Ом) АЮ, оскільки відтворення опору в різних діапазонах має свої особливості. Межі діапазонів є умовними і можуть бути зміщені в одну і другу сторону.

При відтворенні низькоомних опорів слід враховувати вплив опорів контактів і ЛЗ, оскільки вони можуть бути співмірними зі значеннями відтворюваного опору. Для зменшення цього впливу використовують чотиризатискачеві схеми, однак вони мають обмежену область застосування.

Низькоомні АЮ є сильнострумовими пристроями [90], через що в їхньому струмовому колі недоцільно використовувати ОП, велику кількість дискретних масштабних резисторів, а також різного роду комутаційні елементи. Через це деякі структури АЮ недоцільно, а інколи і неможливо реалізувати на практиці і вони мають виключно теоретичну цінність.

При побудові низькоомних АЮ доцільно використовувати КПН на базі магнітних компараторів [91], оскільки їх відносна похибка при високих струмах є нехтовно малою (в найкращих конструкціях вона становить $(2...5) \cdot 10^{-5}$ %) порівняно з похибкою резистивних зразкових елементів.

У промисловості найбільше використовуються середньоомні АЮ. Середньоомним вважається діапазон в якому проблеми низькоомних і високоомних діапазонів є менш важливими. Але і в середньоомному діапазоні реалізація АЮ значно утруднена через вплив залишкових параметрів комутаційних елементів.

При розширенні діапазонів відтворення в сторону більших опорів (понад 1 кОм) напруга на ОП перевищуватиме значення стандартних напруг його живлення і потрібно використовувати спеціальні високовольтні підсилювачі [92]. Але у цьому випадку значно зменшується відносна похибка зумовлена залишковими параметрами комутаційних елементів, тому при реалізації широкодіапазонної КМО пропонується об'єднати переваги АЮ і високовольтного пасивного кодированого магазину опору.

При відтворенні великих опорів слід враховувати шунтуючий вплив ізоляції між вхідними затискачами і струмів витоку, а також те, що високоомні вимірювання є одночасно і високовольтними. Широко використовуються пасивні та активні

імітатори опору на базі трипроменевої резистивної зірки. Однак вони є неперспективними, що зумовлене великою кількістю високоомних резисторів, які, як відомо, мають невисокі точнісні параметри. Крім того, пасивні імітатори спотворюють роботу перевірюваного пристрою [93], а в АІО на точність впливають адитивні складові похибки електрометричного підсилювача. Вказані недоліки усуваються в структурах високоомних тризатискачевих АІО, принцип дії яких базується на поділі вхідного струму, який протікає через високовольтний затискач, при цьому два інші затискачі повинні знаходитися під одним потенціалом.

Залежно від виду керування процесом відтворення електричної величини, АІО поділяються на АІО з ручним керуванням та програмно-керовані АІО.

Залежно від характеру використання, імітатори поділяються на переносні і стаціонарні.

1.5 Структура та характеристики серійного калібратора МК4702

Структурна схема міри комбінованої багатозначної МК4702 наведена на рисунку 1.16.

Міра МК4702 містить [94] джерело зразкового струму ДЗС, зразковий резистор R_0 , ключ під'єднання зразкового струму К1, вхідний підсилювач ВхП, кодокерований подільник напруги КПН, вихідний підсилювач ВихП, перетворювач напруга струм ПНС, регістр пам'яті РП, тактовий генератор ТГ, пристрій керування ПК і блок живлення БЖ.

В режимі імітації опору активний опір імітується між клемми Кл1 і Кл2. Відповідно при під'єднанні вхідної напруги до даних клем через зразковий резистор R_0 проходить струм $I_{вх}$ і на виході вхідного підсилювача ВхП формується напруга:

$$U_{ВхП} = I_{вх} \cdot R_0. \quad (1.19)$$

На виході кодокерованого подільника напруги і відповідно на виході вихідного підсилювача формується напруга.

$$U_{вих} = I_{вх} \cdot R_0 \cdot \mu, \quad (1.20)$$

де μ - коефіцієнт передачі КПН.

При цьому напруга між клемми Кл1 і Кл2 дорівнює:

$$U_{ex} = I_{ex} \cdot R_0 - I_{ex} \cdot R_0 \cdot \mu = I_{ex} \cdot R_0 \cdot (1 - \mu). \quad (1.21)$$

Відповідно значення імітованого опору визначається виразом:

$$R_{im} = \frac{U_{ex}}{I_{ex}} = R_0 \cdot (1 - \mu). \quad (1.22)$$

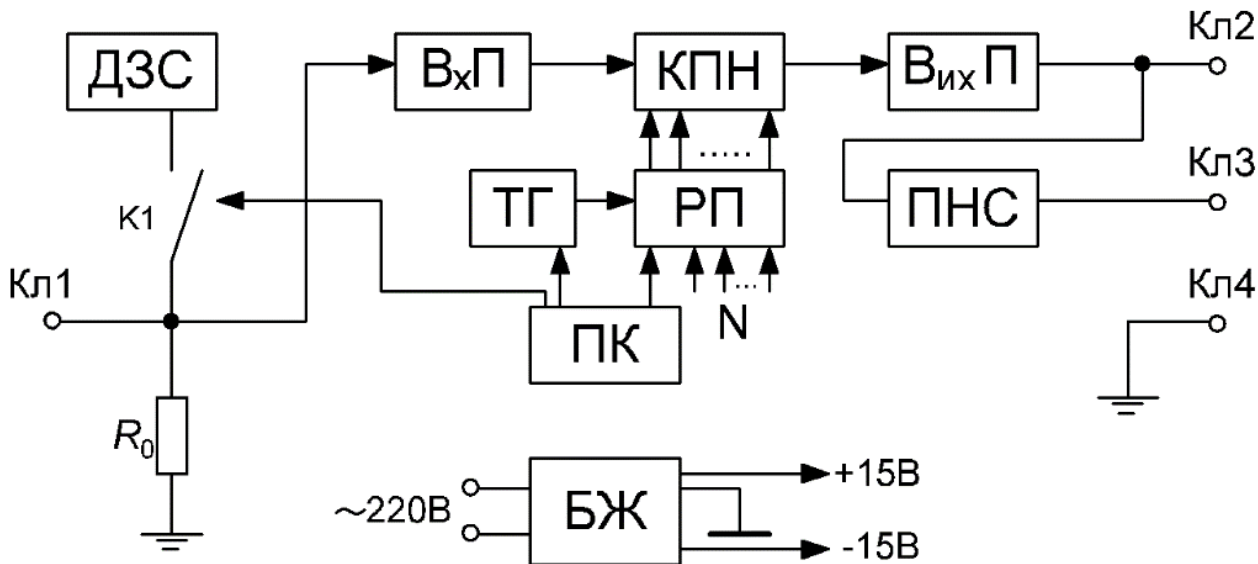


Рисунок 1.16 – Структурна схема міри комбінованої багатозначної МК4702

З аналізу виразу видно, що значення імітованого опору змінюється від 0 до R_0 при зміні коефіцієнта μ від 1 до 0.

В режимі калібратора напруги постійного струму джерело зразкового струму під'єднується через ключ К1 до зразкового резистора R_0 і між клемми КЛ1 і КЛ4 формується напруга, значення якої визначається виразом:

$$U_{вих} = I_0 \cdot R_0 \cdot (1 - \mu), \quad (1.23)$$

де I_0 – значення зразкового струму джерела ДЗС.

Для формування зразкових одиниць постійного струму до виходу вихідного підсилювача під'єднаний перетворювач напруги постійного струму в струм, значення якого дорівнює:

$$I_{вих} = I_0 \cdot R_0 \cdot (1 - \mu) \cdot K, \quad (1.24)$$

де K – коефіцієнт перетворення напруги в струм.

Для перевірки вимірювальних каналів із значними довжинами ліній зв'язку в міри забезпечує послідовне автоматичне формування рівнів старшого розряду зразкових одиниць.

Частота видачі зразкових одиниць вибирається оператором через пристрій керування.

Живлення міри здійснюється блоком живлення, який під'єднується до мережі ~220 В, 50 Гц, а також ~240 В, 60 Гц. Додатково міра забезпечена автономним живленням від восьми гальванічних елементів.

Таблиця 1.3 – Основні метрологічні характеристики міри МК4702

Тип сигналу	Діапазон	Точність	Роздільна здатність
Напруга	0 – 100 мВ	0,01 %	0,01 мВ
	0 – 20 В (імітація)	0,01 %	0,01 В
	0 – 30 В (вимірювання)	0,01 %	0,01 В
Струм	0 – 24 мА	0,01 %	0,001 мА
Опір	5 – 4000 Ом	0,015 %	≤ 0,01 Ом до 0,1 Ом

З аналізу таблиці 1.3 видно, що точність відтворення електричних сигналів 0,01% для напруги та струму і 0,15% для опору. Роздільна здатність в режимі відтворення напруги 0,01 мВ з діапазоном 0 – 100 мВ та 0,01 В з діапазоном 0 – 20 В, в режимі відтворення струму 0,001 мА з діапазоном 0 – 24 мА і в режимі відтворення опору від 0,01 Ом до 0,1 Ом з діапазоном 5 – 4000 Ом.

1.6 Висновки до розділу 1

У першому розділі на основі проведеного аналізу встановлено, що:

– для оперативного контролю протікання процесів вимірювань в розпорошених інформаційно-вимірювальних системах та вимірювальних каналах кібер-фізичних систем доцільно застосовувати переносні калібратори електричних величин;

– через подібність структур калібратора напруги та активного імітатора опору їх можна реалізовувати в одному корпусі шляхом почергового вмикання джерела

зразкової напруги (в калібраторах напруги) або зразкового резистора (в імітаторах опору);

– для коригування адитивних зміщень в калібраторах напруги та імітаторах опору можна використовувати метод комутаційного інвертування, який дозволяє підвищити точність і швидкодію процедури, що актуально для атомних електростанцій та шкідливих виробництв;

– для підвищення надійності вимірювальних розпорошених систем виникає потреба регулярного проведення метрологічного контролю засобів вимірювання протягом їх терміну експлуатації без зупинки технологічного процесу, тому виникає потреба використання переносних калібраторів.

РОЗДІЛ 2. ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ ПОБУДОВИ КАЛІБРАТОРА НАПРУГИ З АВТОМАТИЧНИМ КОРИГУВАННЯМ ПОХИБОК

2.1. Аналіз можливих шляхів автоматичного коригування похибок в калібраторах напруги

Адитивні складові похибки калібраторів напруги постійного струму (КНПС) виникають в основному від зміщення нульового рівня функції перетворення аналогових електронних вузлів в колі перетворення і від спаду напруги в лініях зв'язку між окремими вузлами. При цьому адитивні складові похибки, зумовлені еквівалентними напругами зміщення операційних підсилювачів, в КНПС додаються до значення зразкової напруги і перетворюються в мультиплікативну складову похибки через застосування в них кодо-керованих подільників. Адитивні складові похибки вихідних масштабних перетворювачів КНПС зумовлюють адитивне зміщення його вихідної напруги. Окрім того, вони можуть виникати також під час проходження струмів живлення різних вузлів пристрою через опори спільних ліній зв'язку між ними і для їх зменшення використовуються конструктивно-технологічні способи.

На рисунку 2.1 подано структурну схему калібратора напруги постійного струму [17], на якій показано джерела виникнення адитивних складових похибки.

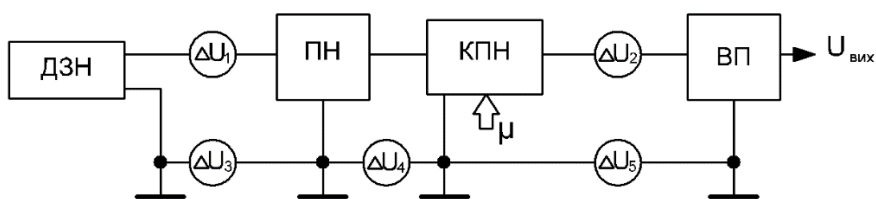


Рисунок 2.1 – Структурна схема калібратора напруги постійного струму з джерелами адитивних складових похибки

Структурна схема містить послідовно з'єднанні джерело зразкової напруги ДЗН, підсилювач напруги ПН, кодо-керований подільник напруги КПН і вихідний підсилювач ВП. Адитивні складові похибки ΔU_1 і ΔU_2 виникають від зміщення нульового рівня відповідно підсилювачів ПН і ВП. Адитивні складові похибки ΔU_3 ,

ΔU_4 і ΔU_5 виникають в спільних лініях зв'язку між окремими елементами і визначаються з виразу:

$$\Delta U_i = I_i \cdot R_{ли}, \quad (2.1)$$

де I_i – струм, що проходить через лінії зв'язку;

$R_{ли}$ – опір ліній зв'язку.

Зменшення значень цих АСП досягається конструктивними методами, тобто зменшенням значення опору ліній зв'язку і зменшенням значення струмів живлення між окремими вузлами. Значення вихідної напруги в результаті впливу адитивних складових похибки від зміщення нульового рівня операційних підсилювачів (ОП) визначається виразом:

$$U_{вих} = [(U_0 + \Delta U_1) \cdot K_1 \cdot \mu + \Delta U_2] \cdot K_2, \quad (2.2)$$

де U_0 – значення зразкової напруги;

K_1, K_2 – коефіцієнт передачі підсилювачів;

μ – коефіцієнт перетворення КПП.

Відповідно загальна адитивна складова похибки описується виразом:

$$\Delta U = (\Delta U_1 \cdot K_1 \cdot \mu + \Delta U_2) \cdot K_2. \quad (2.3)$$

З аналізу виразу (2.3) видно, що зміщення нульового рівня операційного підсилювача ПН створює мультиплікативну складову похибки, значення якої залежить від коефіцієнта перетворення КПП μ . Адитивна складова похибки, зумовлена зміщенням нульового рівня вихідного підсилювача не залежить від значення μ . Коригування впливу зміщення нульового рівня ПН і ВП можна проводити внутрішньою корекцією ОП або введенням коригувальних напруг на входах ПН і ВП відповідно. Коригування складової ΔU_1 можна також здійснювати зміною коефіцієнта передавання ПН.

Проведений аналіз показав, що автоматичну корекцію зміщення нульового рівня ОП найдоцільніше проводити методом подвійного комутаційного інвертування [13].

На рисунку 2.2 наведена структурна схема калібратора напруги постійного струму з подвійним інвертуванням.

Структурна схема складається з джерела зразкової напруги ДЗН, комутаторів K_1 і K_2 , вхідного підсилювача напруги ВхП, кодо-керованого подільника напруги ККП,

вихідного підсилювача напруги ВихП, тактового генератора ТГ і пристрою усереднення ПУ [18].

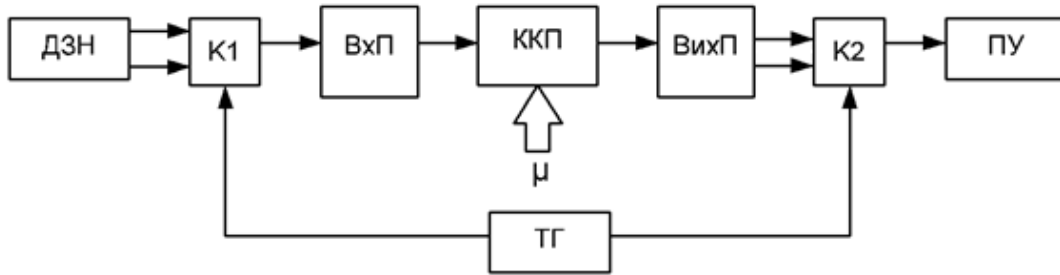


Рисунок 2.2 – Структурна схема калібратора напруги постійного струму з подвійним інвертуванням

На вхід пристрою усереднення, в залежності від сигналів керування, поступає напруга, яка визначається виразом:

$$U_1 = [(U_0 + \Delta U_1) \cdot \mu + \Delta U_2] \cdot K, \quad 0 \leq t \leq \frac{T}{2}; \quad (2.4)$$

$$U_2 = [(U_0 - \Delta U_1) \cdot \mu - \Delta U_2] \cdot K, \quad \frac{T}{2} \leq t \leq T, \quad (2.5)$$

де U_0 – значення зразкової напруги;

$\Delta U_1, \Delta U_2$ – напруги зміщення вхідного і вихідного підсилювачів;

μ – коефіцієнт передачі ККП;

K – коефіцієнт підсилення ВихП;

T – період тактових імпульсів.

Вихідна напруга пристрою усереднення в результаті двійного інвертування дорівнює:

$$U_{\text{вих}} = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} [(U_0 + \Delta U_1) \cdot \mu + \Delta U_2] \cdot K \cdot dt + \frac{1}{T} \int_{\frac{T}{2}}^T [(U_0 - \Delta U_1) \cdot \mu - \Delta U_2] \cdot K \cdot dt. \quad (2.6)$$

З аналізу виразу видно, що при рівності часів інтегрування зразкових напруг від'ємної і додатної полярності напруги зміщення нульового рівня підсилювачів теоретично компенсуються повністю і вихідна напруга дорівнює:

$$U_{\text{вих}} = U_0 \cdot \mu \cdot K. \quad (2.7)$$

При нерівності часів інтегрування вихідна напруга визначається виразом:

$$U_{\text{вих}} = U_0 \cdot \mu \cdot K + \frac{2 \cdot \tau}{T} (\Delta U_1 \cdot \mu + \Delta U_2) \cdot K, \quad (2.8)$$

де τ – різниця часів інтегрування вхідних напруг ПУ додатної і від’ємної полярності.

Відповідно адитивна складова похибки від нерівності часів інтегрування дорівнює:

$$\Delta U_{\text{вих}} = 2 \cdot \tau \cdot f \cdot (\Delta U_1 \cdot \mu + \Delta U_2) \cdot K, \quad (2.9)$$

де $f = \frac{1}{T}$ – частота тактового генератора.

На рис. 2 наведені графічні залежності адитивної складової похибки від нерівності часів інтегрування при $K=1$ для різних значень τ і f [13].

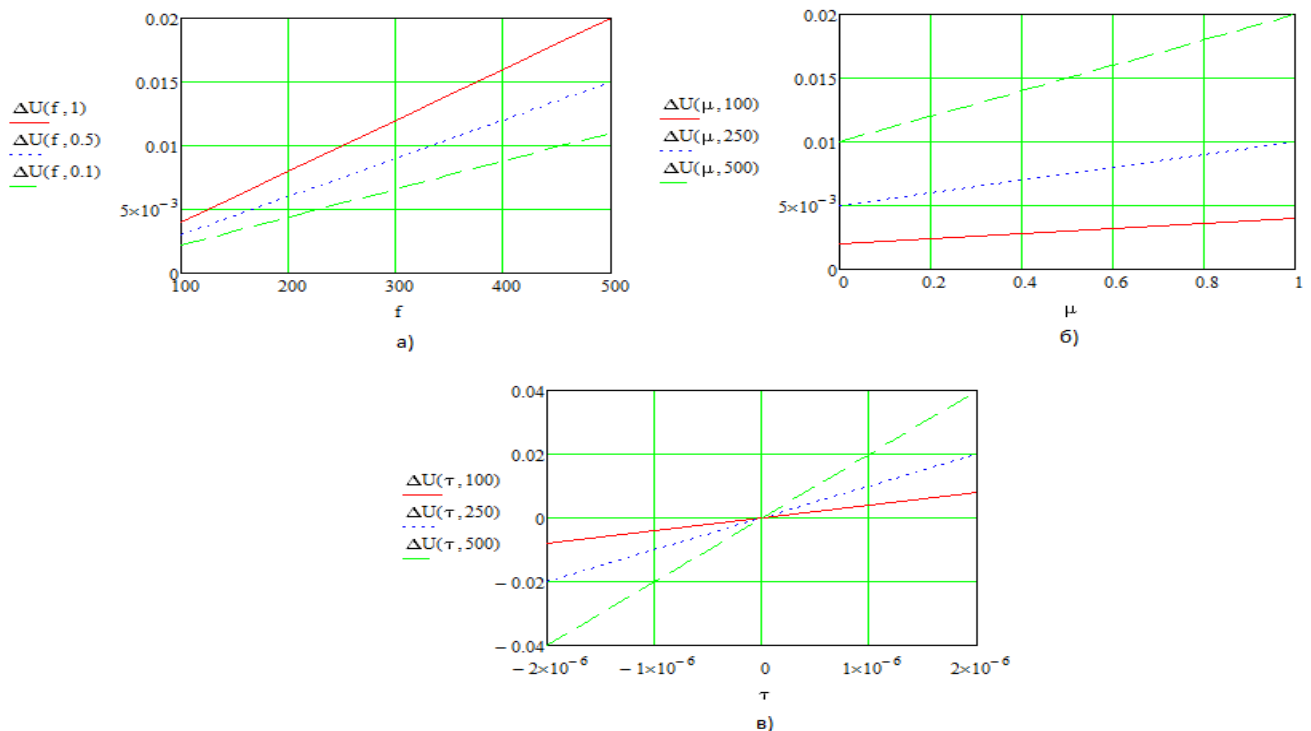


Рисунок 2.3 – Графічні залежності адитивної складової похибки:

а) від f для різних значень μ ; б) від μ для різних значень f ; в) від τ для різних значень f

З аналізу графічних залежностей видно, що похибка від нерівності часів інтегрування мультиплікативно залежить від зміни значень частоти f і коефіцієнта

передачі ККП μ . Відповідно дані похибки при постійному значенні частоти коригуються коефіцієнтом передачі K ВихП.

На значення вихідної напруги пристрою усереднення впливають час перемикання ключів комутаторів і час встановлення вихідних сигналів послідовно з'єднаних елементів. Відповідно вихідна напруга пристрою усереднення дорівнює:

$$U_{вих} = \frac{1}{T} \int_{\tau_1}^{\frac{T}{2} + \tau_2} [(U_0 + \Delta U_1) \cdot \mu + \Delta U_2] \cdot K \cdot dt + \frac{1}{T} \int_{\frac{T}{2} + \tau_3}^{T + \tau_4} [(U_0 - \Delta U_1) \cdot \mu - \Delta U_2] \cdot K \cdot dt, \quad (2.10)$$

де τ_1, τ_2 – час затримки включення і виключення зразкової напруги додатної полярності;

τ_3, τ_4 – час затримки включення і виключення зразкової напруги від'ємної полярності.

Відповідно після інтегрування отримаємо:

$$U_{вих} = U_0 \cdot \mu \cdot K + U_0 \cdot \mu \cdot K \cdot \frac{\Delta \tau_1 + \Delta \tau_2}{T} + (\Delta U_1 \cdot \mu + \Delta U_2) \cdot K \cdot \frac{\Delta \tau_1 + \Delta \tau_2}{T}, \quad (2.11)$$

де $\Delta \tau_1 = \tau_2 - \tau_1, \Delta \tau_2 = \tau_4 - \tau_3$.

При цьому абсолютна похибка формування вихідної напруги дорівнює:

$$\Delta U_{вих} = U_0 \cdot \mu \cdot K \cdot \frac{\Delta \tau_1 + \Delta \tau_2}{T} + (\Delta U_1 \cdot \mu + \Delta U_2) \cdot K \cdot \frac{\Delta \tau_1 + \Delta \tau_2}{T}. \quad (2.12)$$

На рис. 3 наведені графічні залежності похибки вихідної напруги для різних часових затримок та різних значень частоти тактового генератора [13].

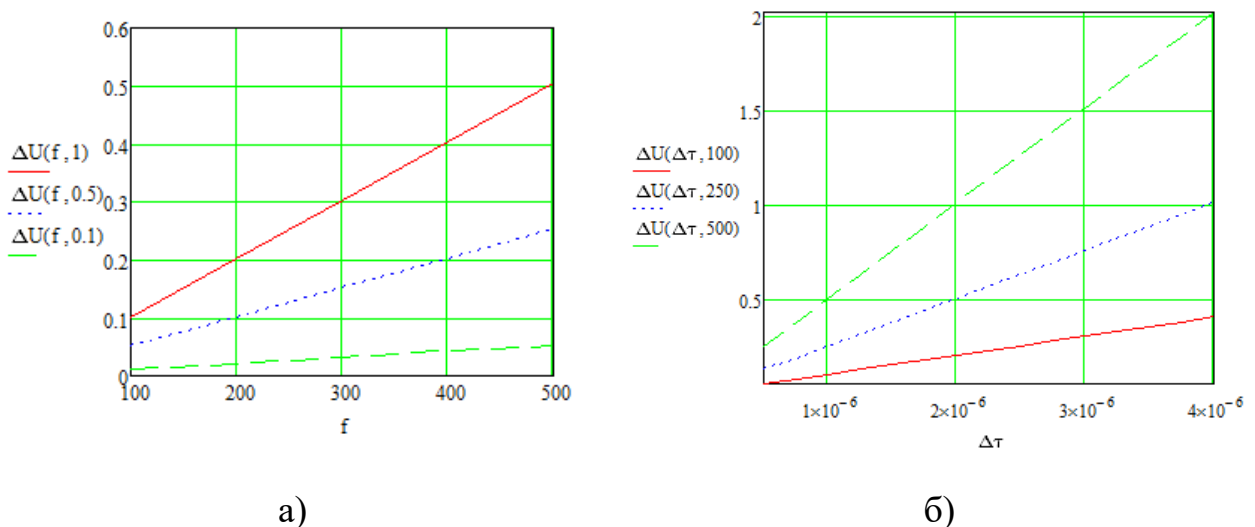


Рисунок 2.4 – Графічні залежності похибки вихідної напруги від: а) частоти, б) значень затримки формування вихідних сигналів

З наведених графіків видно, що затримки, які виникають в результаті комутації вхідних і вихідних сигналів створюють мультиплікативну похибку від частоти і від значення часу затримок. Відповідно дану мультиплікативну похибку можна скоригувати зміною коефіцієнта передачі ККП для певного значення частоти ТГ.

2.2. Проектування структурної схеми калібровача напруги з додатковим джерелом зразкової напруги

На рисунку 2.5 подана розроблена структурна схема калібровача напруги, в якій для корекції впливу напруг зміщення ОП використано метод подвійного комутаційного інвертування з додатковим джерелом зразкової напруги. Структурна схема містить джерела зразкових напруг ДЗН1 і ДЗН2, вхідний підсилювач ВхП, кодо-керований подільник напруги КПН, вихідний підсилювач ВихП, комутаційні ключі К1-К3, тактовий генератор ТГ і фільтр Ф [14].

На виході вихідного підсилювача в залежності від сигналу тактового генератора формуються напруги:

$$U_1 = [(U_{0+} + \Delta U_1) \cdot K_1 \cdot \mu + \Delta U_2] \cdot K_2, \quad 0 \leq t \leq \frac{T}{2}; \quad (2.13)$$

$$U_2 = -[(U_{0-} + \Delta U_1) \cdot K_1 \cdot \mu + \Delta U_2] \cdot K_2, \quad \frac{T}{2} \leq t \leq T, \quad (2.14)$$

де T – період імпульсів тактового генератора ТГ.

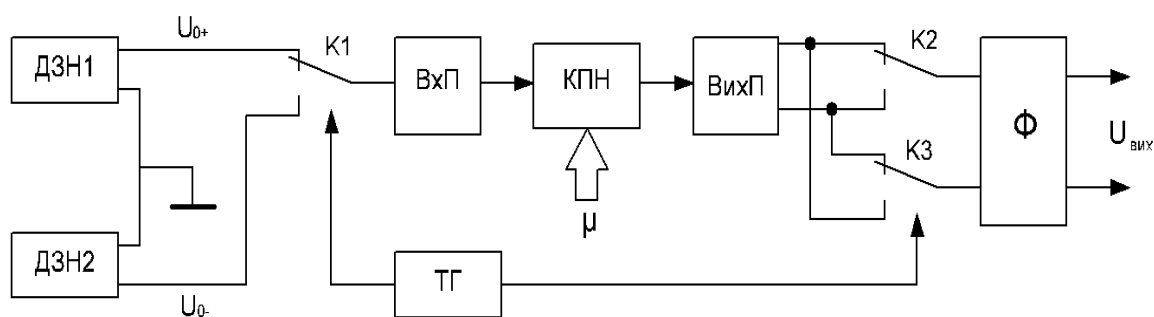


Рисунок 2.5 – Структурна схема калібровача напруги з додатковим джерелом зразкової напруги

Відповідно на виході ВихП формуються різнополярні сигнали, а на вхід фільтра поступають сигнали однієї полярності в результаті комутації ключів К2, К3. При цьому на виході фільтра напруга визначається виразом:

$$U_{вих} = \frac{U_1 - U_2}{2} = \frac{U_{0+} - U_{0-}}{2} \cdot K_1 \cdot \mu \cdot K_2 \quad (2.15)$$

Відповідно на виході фільтра адитивні складові похибки від зміщення нульового рівня операційних підсилювачів повністю компенсуються.

Дослідження запропонованої схеми [14] калібратора напруги постійного струму з автоматичною корекцією АСП методом комутаційного інвертування проведено методом комп'ютерного моделювання відповідно до моделі поданої на рисунку 2.6.

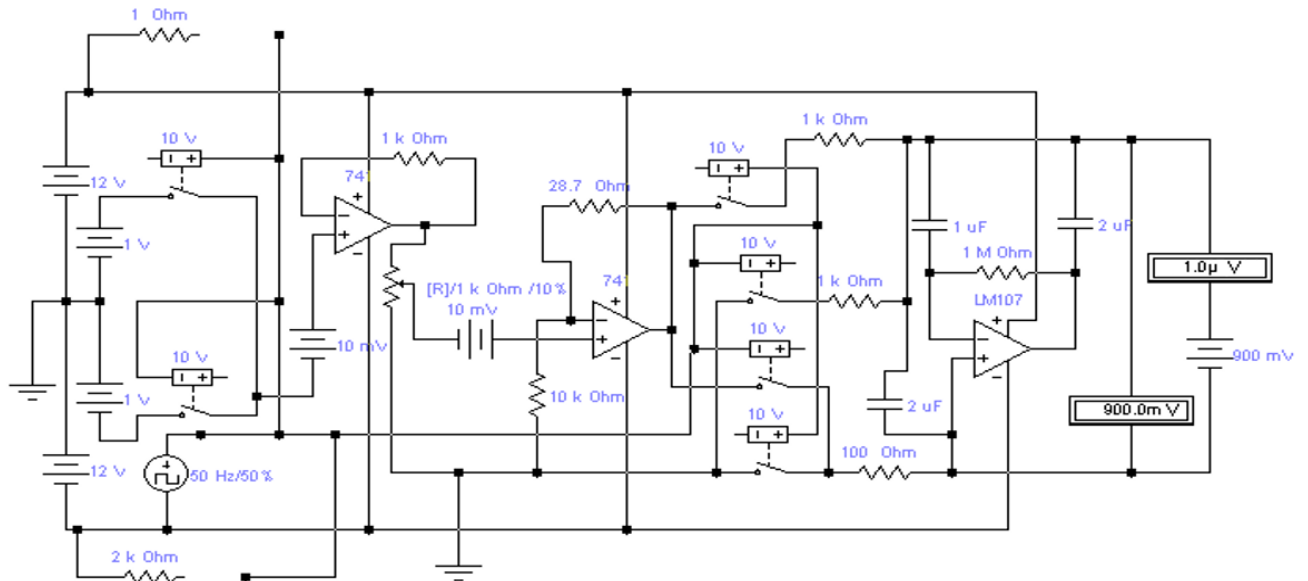


Рисунок 2.6 – Комп'ютерна модель дослідження калібратора напруги постійного струму з автоматичною корекцією похибок

Комутація вхідного підсилювача здійснюється двома ключами на замикання, які під'єднують вхідний підсилювач до джерел зразкових напруг з однаковими значеннями +1 В і -1 В вихідних напруг. Імітація напруги зміщення операційних підсилювачів ΔU_1 , ΔU_2 здійснюється включенням джерел напруг на входах ОП. Значення цих напруг вибрано типовим для сучасних мікросхем ОП ± 10 мВ.

Імітація роботи КПН здійснюється змінним резистором, коефіцієнт передачі якого встановлюється програмним методом. При цьому коефіцієнт передачі визначається виразом:

$$\mu = \frac{R_3 - R_H}{R_3}, \quad (2.16)$$

де R_3 – значення загального опору змінного резистора;

R_H – значення опору нижньої частини змінного резистора.

При відповідній підстановці отримаємо:

$$\mu = 1 - \frac{N}{100}, \quad (2.17)$$

де N – значення верхньої частини змінного резистора в відсотках.

Сигнал вихідного підсилювача під'єднується до входу фільтра з допомогою ключів, які змінюють його полярність відповідно до полярності напруги під'єданого зразкового джерела. При цьому вхідні напруги фільтра в залежності від полярності зразкової напруги визначаються виразами:

$$U_{BX1} = (U_{0+} + \Delta U_1) \cdot \mu + \Delta U_2, \quad (2.18)$$

$$U_{BX2} = -[(U_{0-} + \Delta U_1) \cdot \mu + \Delta U_2] \quad (2.19)$$

Відповідно похибки на вході активного фільтра знаходяться за виразами:

$$\Delta U_{BX1} = \Delta U_1 \cdot \mu + \Delta U_2, \quad (2.20)$$

$$\Delta U_{BX2} = -(\Delta U_1 \cdot \mu + \Delta U_2). \quad (2.21)$$

Для усереднення вихідної напруги ВихП використано активний фільтр без постійного зміщення. Значення вихідної напруги від зміни коефіцієнта поділу змінного резистора вимірюється мілівольтметром. Похибка формування вихідної напруги визначається як різниця вихідної напруги і послідовно включеного керованого джерела зразкової напруги та вимірюється мікрвольтметром.

Дослідження моделі проводилось в ручному і автоматичному режимах. В ручному режимі керування ключами здійснюється під'єднанням керуючих входів ключів до напруг живлення +12 В і -12 В відповідними резисторами при від'єднанні тактового генератора. В автоматичному режимі керування ключами здійснюється тактовим генератором, який формує прямокутні імпульси з амплітудою від -12 В до +12 В.

Результати дослідження моделі в ручному режимі при $\Delta U_1 = \Delta U_2 = 10$ мВ подані в таблиці 2.1.

Таблиця 2.1 – Результати дослідження моделі калібратора напруги в ручному режимі

μ	0,01	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0
$U_{\text{вих+}}$, мВ	-0,11	212,01	414,01	616,01	818,01	1020,02
$U_{\text{вих-}}$, мВ	20,12	187,99	385,99	583,98	781,96	979,95
$U_{\text{вихс}}$, мВ	10,005	200,000	400,000	599,995	799,985	999,985
ΔU , мВ	0,005	0	0	0,005	0,015	0,015

З аналізу поданих в таблиці 2.1 значень видно, що в ручному режимі керування ключами абсолютна похибка відтворень вихідного сигналу не перевищує 0,015 мВ і відповідно відносна похибка не перевищує 0,0015 % для максимальних значень вихідної напруги калібратора.

На рисунку 2.7 наведено графічні залежності похибок для різних значень напруги зміщення в ручному режимі при додатньому і від'ємному значеннях зразкової напруги.

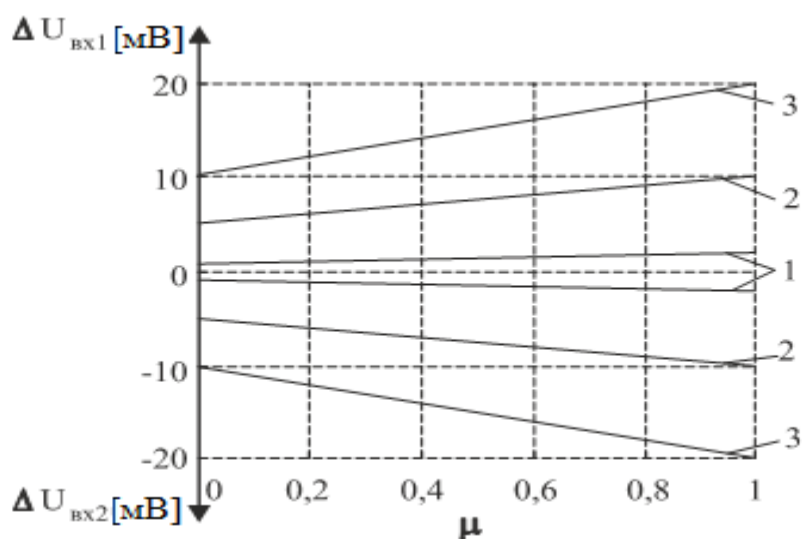


Рисунок 2.7 – Графічні залежності похибок вихідних сигналів в ручному режимі для різних значень напруг зміщення операційних підсилювачів:

1 - $\Delta U_1 = \Delta U_2 = 1$ мВ; 2 - $\Delta U_1 = \Delta U_2 = 5$ мВ; 3 - $\Delta U_1 = \Delta U_2 = 10$ мВ

З аналізу графіку видно, що адитивні складові похибки симетричні для додатних і від'ємних значень зразкових напруг і відповідно повністю коригуються.

Результати дослідження моделі корекції похибок в автоматичному режимі в залежності від різних частот ТГ при значенні напруг зміщення 10 мВ подані в таблиці 2.2.

Таблиця 2.2 – Результати дослідження моделі корекції похибок в автоматичному режимі (ΔU , мВ)

$f, \text{Гц}$ \ μ	0,01	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0
50	-0,011	-0,021	-0,025	-0,032	0,034	0,041
100	-0,037	-0,310	-0,420	-0,810	-1,052	-1,150
250	-0,042	-0,397	-0,788	-1,109	-1,620	-2,020
500	-0,045	-0,440	-0,845	-1,197	-1,822	-2,446
750	-0,048	-0,464	-0,892	-1,332	-1,849	-2,462
1000	-0,049	-0,489	-0,946	-1,422	-1,894	-2,540

З аналізу поданих в таблиці 2.2 значень видно, що під час збільшення частоти перемикавання ключів абсолютна похибка калібратора зростає і на частоті 1000 Гц вже становить 2,54 мВ. Таке суттєве зростання похибок структури калібратора постійного струму напевно зумовлене особливостями побудови еквівалентних схем електронних компонентів у використаному програмному середовищі. З цією метою було промодельовано вплив напруг зміщення ОП ($\Delta U_1 = \Delta U_2 = 10$ мВ) на вихідну напругу калібратора напруги постійного струму на частоті 50 Гц для чотирьох різних випадків [14]:

- 1) за відсутності напруг зміщення в структурі калібратора, вихідні напруги яких при можуть бути прийняті як опорні значення;
- 2) за наявності тільки джерела напруги зміщення ΔU_1 на вході вхідного підсилювача U_1 ;
- 3) за наявності тільки джерела напруги зміщення ΔU_2 на вході вихідного підсилювача U_2 ;
- 4) за наявності обох джерел напруг зміщення ΔU_1 і ΔU_2 на входах обох підсилювачів U_{12} .

Результати проведених дослідження впливу напруг зміщення на вихідну напругу калібратора напруги постійного струму за допомогою комп'ютерного моделювання подані в таблиці 2.3.

Таблиця 2.3 - Результати дослідження впливу напруг зміщення на вихідну напругу калібратора напруги постійного струму

μ	U_0 , мВ	U_1		U_2		U_{12}	
		U_B , мВ	Δ , мкВ	U_B , мВ	Δ , мкВ	U_B , мВ	Δ , мкВ
0,01	9,9892	9,9898	-0,6	9,9884	0,8	9,9885	0,7
0,2	199,9795	199,9787	0,8	199,9801	-0,6	199,9787	0,8
0,4	399,9759	399,9752	0,7	399,9751	0,8	399,9753	0,6
0,6	599,9683	599,9692	-0,9	599,9691	-0,8	599,9692	-0,9
0,8	799,9665	799,9672	-0,7	799,9658	0,7	799,9673	-0,8
1	999,9598	999,9588	1,0	999,9589	0,9	999,9588	1,0

Аналіз поданої вище таблиці 2.3 показав, що нескориговане значення абсолютної похибки досліджуваної структури калібратора не перевищує ± 1 мкВ, що дає підстави для висновку, що вплив напруг зміщення коригується до значень придатних для більшості практичних використань.

2.3. Калібратор напруги з додатковим джерелом зразкової напруги та аналоговою пам'яттю

На рисунку 2.8 подана структурна схема експериментальної устави для відтворення напруги постійного струму з автоматичним коригуванням адитивних зміщень, яка містить:

- два джерела опорних напруг E_{N1} , E_{N2} , включених між виводами джерел живлення;
- джерела напруги живлення U_{S1} , U_{S2} ;
- вхідний повторювач BF_1 ;
- кодирований подільник напруги $CCVD$;
- перемикачі полярності вхідний S_{11} та вихідний S_{12} ;
- вихідний повторювач BF_2 та інвертор напруги IN ;

- фільтр низької частоти LFP;
- запам'ятовувальні конденсатори C_{11} , C_{12} для формування вихідної напруги калібратора.

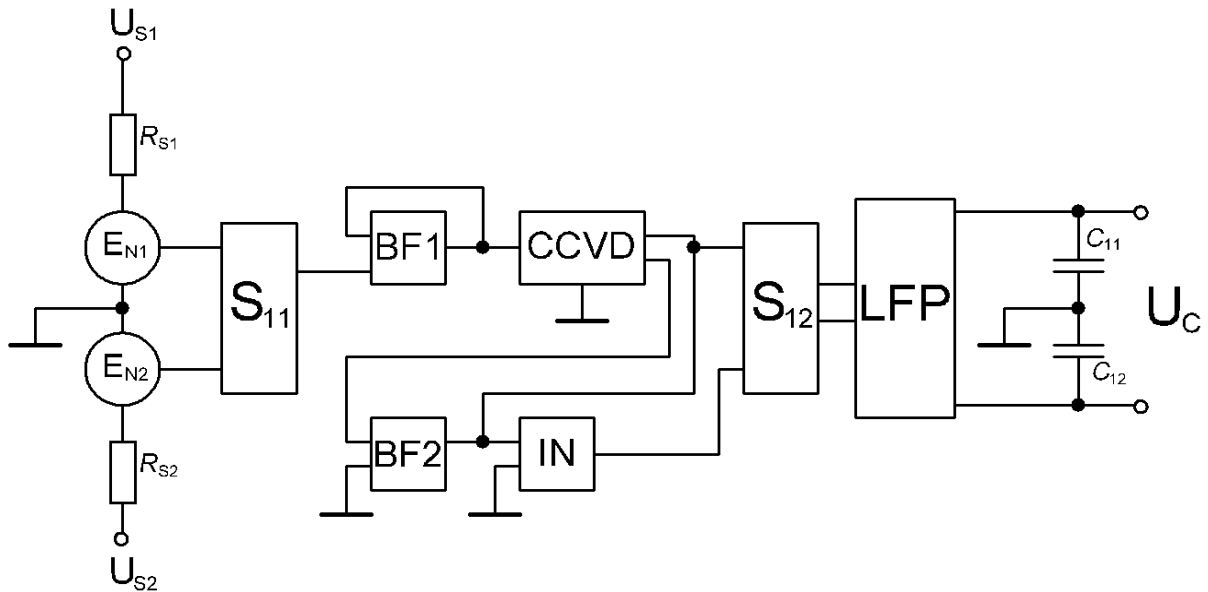


Рисунок 2.8 – Структурна схема експериментальної устави для відтворення напруги постійного струму з автоматичним коригуванням адитивних зміщень

У вимірювальній схемі на рисунку 2.8 передбачено низку заходів із забезпечення заводо захищеності та заводостійкості перетворення [95]. В основу побудови структурної схеми калібратора напруги з автоматичним коригування адитивних зміщень покладено принцип подвійної модуляції-демодуляції з використанням двох джерел опорної напруги (ДОН). Для автоматизації процесу коригування похибок доцільно використати метод подвійного комутаційного інвертування з вихідним усереднювальним фільтром низької частоти (ФНЧ) [96].

Вихідну калібровану напругу U_K отримують як суму напруг на двох вихідних запам'ятовувальних конденсаторах $U_K = U_{K1} - U_{K2}$, де U_{K1} , U_{K2} - вихідні напруги на конденсаторах C_{11} , C_{12} в різних півперіодах частоти керування під час під'єднання ДОН E_{N1} і E_{N2} різних полярностей відносно спільної шини калібратора. З допомогою вхідного комутатора S_{11} по чергову перемикаються входи калібратора до обох виходів ДОН. Вихідний комутатор S_{12} синхронно з першим підключає вихідну напругу DA2 та інвертора IN до запам'ятовувальних конденсаторів C_{11} і C_{12} . Вихідна напруга DA2 U_{K11} подається наступним виразом:

$$U_{k11} = -(E_{N1} + e_1)(1 + \delta_1)(\mu + \Delta_\mu)(1 + \delta_2) + e_{211}, \quad (2.22)$$

де E_{N1} – значення вихідної напруги ДОН; $\delta_1=1/k_1+1/M_1$; $\delta_2=1/k_2$; $k_1 \approx k_2 \approx k_3 \approx k$ – коефіцієнти передачі, відповідно, DA1, DA2 та інвертора IN; e_1, e_{211} – еквівалентні АСП на вході та на виході калібратора в першому такті (за рисунком 2.8 на верхньому вході S_{12}); M_1 – коефіцієнт послаблення синфазної складової DA1; Δ_μ – абсолютна похибка CCVD.

Якщо коефіцієнти передачі DA1, DA2 приблизно однакові $k_1 \approx k_2 \approx k_3 \approx k$ то вихідна напруга інвертора IN U_{k12} подається наступним виразом:

$$U_{k12} = (E_{N1} + e_1)(1 + \delta_1)(\mu + \Delta_\mu)(1 + \delta_3) + e_{212}, \quad (2.23)$$

де $\delta_3=1/k_3+\delta_{R12}$; $\delta_{R12}=\delta_{R1}+\delta_{R2}$; δ_{R1}, δ_{R2} – інструментальні похибки резисторів зворотного зв'язку інвертора IN; e_{212} – еквівалентна АСП на виході інвертора IN в першому такті (за рисунком 2.8 на нижньому вході S_{12}).

З урахуванням залишкових параметрів ключів запам'ятовувальні конденсатори C_{11} і C_{12} заряджатимуться до напруги, відповідно, U_{C11} та U_{C12} :

$$U_{C11} = -(E_{N1} + e_1)(1 + \delta_1)(\mu + \Delta_\mu)(1 + \delta_2) + e_{211} + \Delta_{11}, \quad (2.24)$$

$$U_{C12} = (E_{N1} + e_1)(1 + \delta_1)(\mu + \Delta_\mu)(1 + \delta_3) + e_{212} + \Delta_{12}, \quad (2.25)$$

де $\Delta_{11}=(I_{B1}+I_{B4})r_{k1}$, $\Delta_{12}=(I_{B2}+I_{B3})r_{k2}$ – еквівалентні АСП за рахунок зворотних струмів замкнених ключів, відповідно, SW_1 та SW_2 перемикача полярності S_{12} ; $I_{B1}, I_{B2}, I_{B3}, I_{B4}$ – зворотні струми ключів, відповідно, SW_1, SW_2, SW_3, SW_4 ; r_{k1}, r_{k2} – опори замкнених ключів SW_1 та SW_2 ; e_{221} – еквівалентна АСП на виході калібратора в другому такті (на верхньому за рис. 3 вході S_{12}); e_{222} – еквівалентна АСП на виході інвертора IN в другому такті (на нижньому за рис. 3 вході S_{12}).

Запам'ятовувальні конденсатори C_{11} і C_{12} в другому півперіоді (під час під'єднання до входу КНПС другого ДОН заряджатимуться до напруг, відповідно, U_{C21} та U_{C22} :

$$U_{C21} = (E_{N2} - e_1)(1 + \delta_1)(\mu + \Delta_\mu)(1 + \delta_2) + e_{221} + \Delta_{21}, \quad (2.26)$$

$$U_{C22} = -(E_{N2} - e_1)(1 + \delta_1)(\mu + \Delta_\mu)(1 + \delta_3) + e_{222} + \Delta_{22}, \quad (2.27)$$

де $\Delta_{21}=(I_{B2}+I_{B3})r_{k3}$, $\Delta_{22}=(I_{B1}+I_{B4})r_{k4}$ – еквівалентні АСП за рахунок зворотних струмів замкнених ключів, відповідно, SW_3 та SW_4 перемикача полярності S_{12} ; r_{k3}, r_{k4} – опори

замкнених ключів SW_3 та SW_4 . δ_{E2} - відносна похибка ДОН E_{N2} .

З урахуванням того, що за час одного перетворення напруги зміщення є незмінними $e_{211} \approx e_{212}$ і $e_{221} \approx e_{222}$, то сумарні значення напруг на конденсаторах C_1 і C_2 подаються виразами:

$$U_{C1} = U_{C11} - U_{C21} = -(E_{N1} + E_{N2})(1 + \delta_1)(\mu + \Delta_\mu)(1 + \delta_2) + (\Delta_{11} - \Delta_{21}), \quad (2.28)$$

$$U_{C2} = U_{C12} - U_{C22} = (E_{N1} + E_{N2})(1 + \delta_1)(\mu + \Delta_\mu)(1 + \delta_3) + (\Delta_{12} - \Delta_{22}), \quad (2.29)$$

Вихідна напруга КНПС визначається як різниця напруг на конденсаторах C_1 і C_2 :

$$U_k = U_{C2} - U_{C1} = 2(E_{N1} + E_{N2})(1 + \delta_1)(\mu + \Delta_\mu)(1 + 1/\delta_3) + [(\Delta_{12} + \Delta_{21}) - (\Delta_{11} + \Delta_{22})] \quad (2.30)$$

де $(\Delta_{12} + \Delta_{21}) - (\Delta_{11} + \Delta_{21}) = (I_{B2} + I_{B3})(r_{k1} + r_{k3}) - (I_{B1} + I_{B4})(r_{k2} + r_{k4})$.

Аналіз виразу (10) показує, що нескориговане значення адитивної складової похибки КНПС визначатиметься інструментальними складовими похибки вихідного перемикача полярності S_{12} . Інструментальні складові похибки визначатимуться лише різницею добутків сум пари опорів замкнених ключів і сум зворотних струмів ключів обох перемикачів полярності.

Комп'ютерне моделювання запропонованої схеми калібратора напруги постійного струму з автоматичним коригуванням АСП методом комутаційного інвертування проведено в середовищі пакету прикладних програм відповідно до моделі поданої на рисунку 2.9.

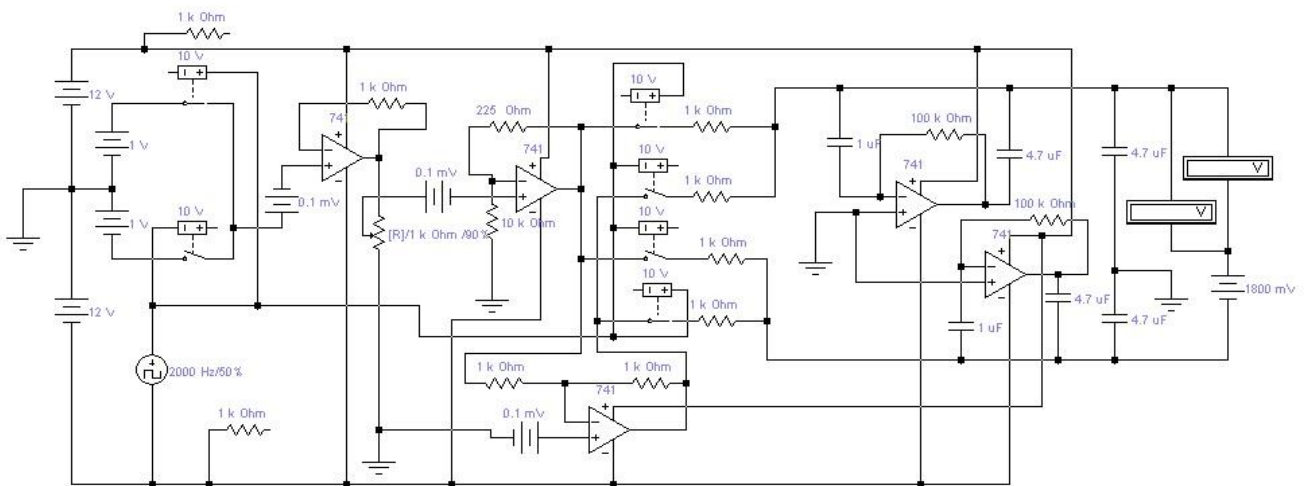


Рисунок 2.9 – Схема для моделювання роботи калібратора напруги постійного струму з автоматичним коригуванням адитивних зміщень

Моделювання здійснювалось шляхом встановлення дев'яти значень коефіцієнта поділу ККПН від 10% від максимального значення до 90% з кроком 10 %. При цьому реєструвались покази КНПС без підключення імітатора адитивного зміщення ($U_{\text{безІАСП}}$) та з підключенням до певних входів елементів КНПС імітатора адитивного зміщення ($U_{\text{КАСП}}$). Покази наведені в таблицях 2.4 – 2.6. Знаходились різниці відповідних максимальних значень $\Delta U_k = U_{\text{безІАСП}} - U_{\text{ІАСП}}$ під час підключення імітатора адитивного зміщення до входів окремих елементів КНПС (рисунок 2.9), які створюють адитивні зміщення вихідних сигналів. Моделювання здійснювалось за різних значень частот (0,5 кГц, 1 кГц та 2 кГц) перемикавання комутаторів.

Таблиця 2.4 – Різниця вихідних напруг комп'ютерної моделі калібратора напруги з коригуванням адитивної складової похибки з частотою тактового генератора 500 Гц

$U_{\text{вихн}}, \%$	$U_{\text{безІАСП}}, \text{В}$	$U_{\text{ІАСП}}, \text{В}$	$\Delta U_k, \text{В}$
10	0,200266	0,200261	0,000005
20	0,400284	0,400293	-0,000009
30	0,600311	0,600296	0,000015
40	0,800296	0,800276	0,000020
50	1,000325	1,000301	0,000024
60	1,200358	1,200386	-0,000028
70	1,400391	1,400358	0,000033
80	1,600445	1,600411	0,000034
90	1,800517	1,800478	0,000039

Таблиця 2.5 – Різниця вихідних напруг комп'ютерної моделі калібратора напруги з коригуванням адитивної складової похибки з частотою тактового генератора 1000 Гц

$U_{\text{вихн}}, \%$	$U_{\text{безІАСП}}, \text{В}$	$U_{\text{ІАСП}}, \text{В}$	$\Delta U_k, \text{В}$
10	0,200278	0,200274	0,000004
20	0,400285	0,400278	0,000007
30	0,600325	0,600333	-0,000008
40	0,800315	0,800326	-0,000011
50	1,000387	1,000377	0,000010
60	1,200398	1,200411	-0,000013
70	1,400431	1,400415	0,000016
80	1,600462	1,600443	0,000019
90	1,800456	1,800433	0,000023

Таблиця 2.6 – Різниця вихідних напруг комп'ютерної моделі калібратора напруги з коригуванням адитивної складової похибки з частотою тактового генератора 2000 Гц

$U_{\text{вихн}}, \%$	$U_{\text{безІАСП}}, \text{В}$	$U_{\text{ІАСП}}, \text{В}$	$\Delta U_{\text{к}}, \text{В}$
10	0,200266	0,200262	0,000004
20	0,400284	0,400299	-0,000015
30	0,600311	0,600294	0,000017
40	0,800296	0,800274	0,000022
50	1,000325	1,000301	0,000024
60	1,200358	1,200388	-0,000030
70	1,400391	1,400353	0,000038
80	1,600445	1,600400	0,000045
90	1,800517	1,800468	0,000049

За результатами математичного моделювання встановлено, що ступінь коригування не залежить від місця під'єднання імітатора адитивного зміщення до схеми КПНС. Мінімальне значення різниць вихідних напруг комп'ютерної моделі калібратора напруги є на частоті 1 кГц.

2.4. Вдосконалення калібратора напруги постійного струму

На основі проведеного аналізу видно [14], що основним недоліком при комутаційно-інвертуючому методі є вплив точності формування імпульсів керування ключами і затримки формування сигналів, які виникають від недостатньої швидкодії комутуючих ключів і перехідних процесів ОП та ККП.

Для усунення впливу перехідних процесів запропоновано вихідні сигнали вихідного ОП запам'ятовувати на елементах аналогової пам'яті.

Запропонована структурна схема вихідної частини калібратора напруги постійного струму з елементами аналогової пам'яті наведена на рисунку 2.10.

Вихідна напруга ВихП додатної полярності через ключ К1 поступає на пристрій аналогової пам'яті АП1, а від'ємної полярності через ключ К2 на пристрій аналогової пам'яті АП2. На елементах пам'яті напруга фіксується після закінчення перехідних процесів, значення яких повністю рівні значенню вихідних напруг вихідного підсилювача. Вихідні напруги пристроїв аналогової пам'яті поступають на суматор Σ , вихідна напруга якого визначається наступним виразом:

$$U_{вих} = [((U_{0+} + \Delta U_1) \cdot \mu + \Delta U_2) \cdot K - ((U_{0-} + \Delta U_1) \cdot \mu + \Delta U_2) \cdot K] \cdot K_{\Sigma}, \quad (2.31)$$

де K_{Σ} – коефіцієнт перетворення суматора.

Відповідно при $K_{\Sigma}=0,5$ отримаємо:

$$U_{вих} = U_0 \cdot \mu \cdot K. \quad (2.32)$$

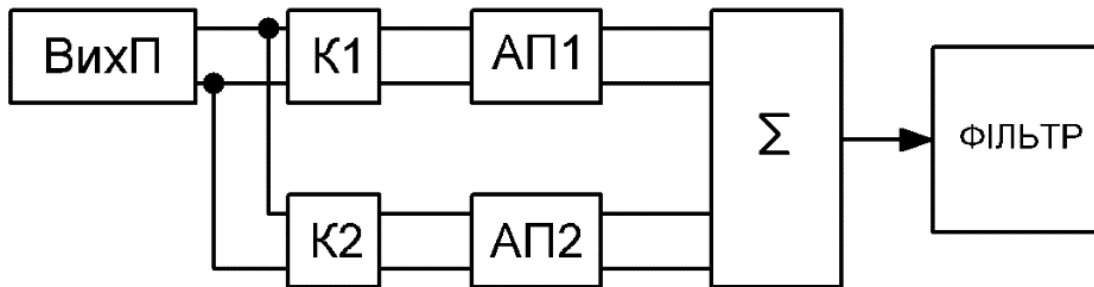


Рисунок 2.10 – Структурна схема вихідної частини калібратора напруги постійного струму з елементами аналогової пам'яті

Принципова схема вихідної частини калібратора напруги постійного струму з елементами аналогової пам'яті наведена на рисунку 2.11.

Вихідна напруга вихідного підсилювача на операційному підсилювачі DA1 додатної полярності через ключі К1-1 і К1-2 поступає на конденсатор С1 і запам'ятовується після перехідних процесів. При цьому вихідна напруга ОП DA1 від'ємної полярності через ключі К1-1 і К1-2 зберігається на конденсаторі С2.

Напруги конденсаторів С1 і С2 поступають на вхід суматора на резисторах R5, R6, R7, R8. При цьому вихідна напруга суматора в точках а і б визначається виразом:

$$U_{\Sigma} = U_{C1} - \frac{U_{C1} - U_{C2}}{R5 + R6 + R7 + R8} \cdot (R5 + R6). \quad (2.33)$$

При умові $R5=R6=R7=R8=R$ отримаємо середнє значення напруги:

$$U_{\Sigma} = \frac{1}{2} \cdot (U_{C1} + U_{C2}). \quad (2.34)$$

При умові $U_{C1} > U_{C2}$ під час під'єднання конденсатора С1 до вихідного підсилювача зміна напруги на конденсаторі С2 визначається виразом:

$$\Delta U_{C2} = (U_{C1} - U_{C2}) \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right); \quad 0 \leq t \leq \frac{T}{2}; \quad (2.35)$$

$$\tau = \sum_{i=1}^4 R_i \cdot C_2. \quad (2.36)$$

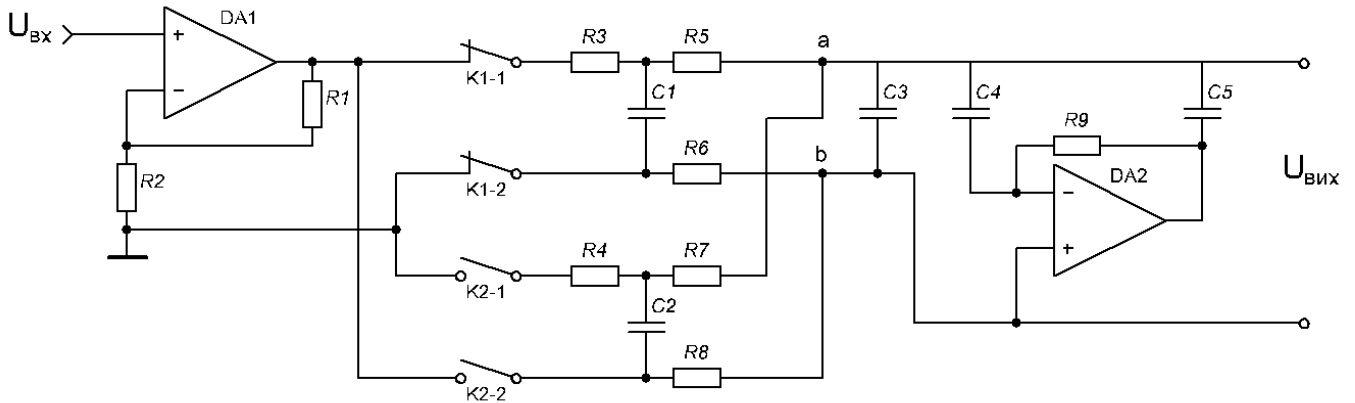


Рисунок 2.11 – Принципова схема вихідної частини калібратора напруги постійного струму з елементами аналогової пам'яті

При під'єднанні конденсатора C_2 до виходу ОП DA1 зміна напруги на конденсаторі C_1 дорівнює:

$$\Delta U_{C_1} = (U_{C_1} - U_{C_2}) \cdot \left(1 - e^{-\frac{t-T}{\tau}} \right); \quad \frac{T}{2} \leq t \leq T. \quad (2.37)$$

Відповідно напруга на виході суматора дорівнює:

$$U_{ab} = \frac{1}{2} \cdot (U_{C_1} + U_{C_2}) + (\Delta U_1 \cdot \mu + \Delta U_2) \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{RC_2}} \right); \quad 0 \leq t \leq \frac{T}{2}; \quad (2.38)$$

$$U_{ab} = \frac{1}{2} \cdot (U_{C_1} + U_{C_2}) - (\Delta U_1 \cdot \mu + \Delta U_2) \cdot \left(1 - e^{-\frac{t-T}{RC_1}} \right); \quad \frac{T}{2} \leq t \leq T. \quad (2.39)$$

Відповідно зміна напруги на виході суматора визначається виразами:

$$\Delta U_{ab} = (\Delta U_1 \cdot \mu + \Delta U_2) \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{RC_2}} \right); \quad 0 \leq t \leq \frac{T}{2}; \quad (2.40)$$

$$\Delta U_{ab} = -(\Delta U_1 \cdot \mu + \Delta U_2) \cdot \left(1 - e^{-\frac{t-T}{RC_1}} \right); \quad \frac{T}{2} \leq t \leq T. \quad (2.41)$$

Графічні залежності зміни напруги на виході суматора наведена на рисунку 2.12.

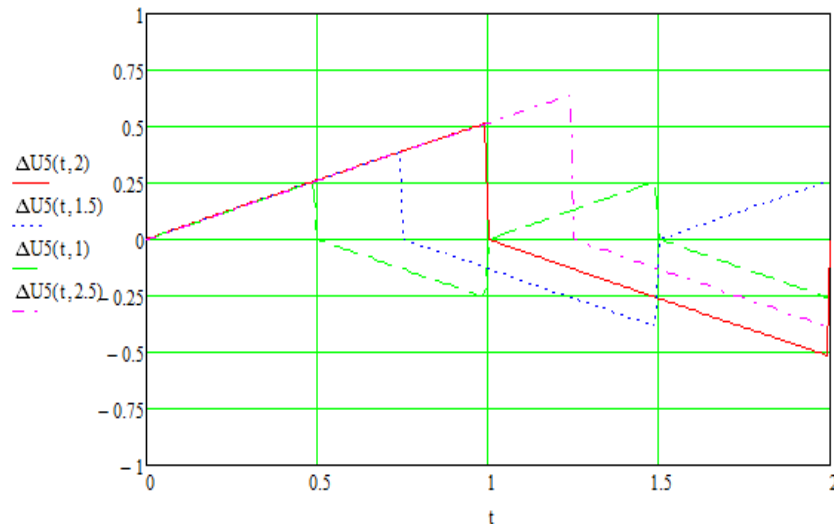


Рисунок 2.12 – Графічні залежності зміни напруги на виході суматора

З аналізу графічних залежностей видно [14], що амплітуда змінної складової вихідного сигналу суматора залежить від постійної часу елементів пам'яті і суматора. При $\tau=18$ мс значення змінної складової дорівнює 0,25 мВ при частоті тактового генератора 1000 Гц і 0,5 мВ при частоті 500 Гц.

Для зменшення змінної складової напруги на виході суматора застосовано пасивні та активні (на базі ОП DA2) фільтри. Відповідно для отримання значення змінної складової меншої від 1 мкВ необхідно застосовувати фільтри з коефіцієнтом послаблення $K=47$ дБ при частоті тактового генератора 1000 Гц і $K=54$ дБ при частоті 500 Гц.

Комп'ютерним дослідженням визначено, що застосований фільтр зменшує змінну складову до 1 мкВ.

Запропонований метод коригування адитивної складової похибки калібратора напруги постійного струму на основі комутаційного інвертування напруги зразкового джерела і вихідного підсилювача з елементами аналогової пам'яті комутаційних сигналів вихідного підсилювача. Даний метод повністю коригує адитивну складову похибки і покращує динамічні характеристики калібратора напруги постійного струму. При цьому повністю компенсуються похибки від значень часових нерівностей керуючих сигналів і впливу перехідних процесів операційних підсилювачів і комутаційних елементів.

2.5 Аналіз частотних властивостей калібраторів напруги постійного струму з коригуванням адитивної складової похибки

Для забезпечення метрологічної надійності промислових засобів вимірювання необхідне оперативне контролювання їх метрологічних параметрів в робочих умовах експлуатації та в реальному масштабі часу. З цією метою доцільно використовувати переносні багато розрядні кодо-керовані міри електричних величин, зокрема калібратори напруги постійного струму (КНПС) [15]. Останнім часом для коригування адитивної складової похибки (АСП) у вимірювальних засобах, зокрема в КНПС, використовують метод комутаційного інвертування. У результаті вихідний сигнал КНПС окрім постійної має й змінну складову частоти модуляції (частоти тактового генератора). Амплітуда цієї змінної складової зазвичай не перевищує значень десятків мілівольт і для її послаблення використовують фільтри низьких частот.

В автоматичному режимі коригування значення похибок досліджуваної структури калібратора зростають із збільшенням частоти, це вимагає детальнішого теоретичного та експериментального дослідження причин збільшення мультиплікативної складової похибки розробленої структури калібратора напруги з автоматичним коригуванням похибок [15].

Вихідний сигнал калібраторів напруги постійного струму з автоматичним коригуванням адитивних складових похибки за методом інверсії до здійснення операції фільтрування являє собою адитивну суміш постійної та змінної напруг. При цьому в них можуть виникати специфічні складові похибок через частотну залежність коефіцієнтів передачі та послаблення синфазної складової операційних підсилювачів і коефіцієнта передачі калібраторів напруги. З метою мінімізації часу встановлення відтворюваних значень напруги при миттєвих змінах коду керування кодо-керованого подільника слід правильно вибирати значення частоти зрізу активних фільтрів [15]. Для зменшення змінної складової напруги на виході калібратора напруги виникає необхідність в застосуванні пасивних чи активних фільтрів.

Для автоматичного коригування похибок застосовується метод подвійної інверсії [15]. З метою необхідного послаблення змінної складової вихідної напруги в

калібраторах напруги постійного струму використовують багатоланкові RC-фільтри [106, 107]. Недоліком таких фільтрів є значний час встановлення вихідних сигналів і велике значення вихідного опору, що обмежує область їх застосування. Для покращення послаблення комутаційних завад запропоновано використовувати елементи аналогової пам'яті на вході пасивних фільтрів. В [15] для послаблення змінної складової вимірювальних сигналів проведено дослідження активних фільтрів на основі операційних підсилювачів, які мають ряд переваг.

Тому з метою застосування активних фільтрів в калібраторах напруги постійного струму з автоматичним коригуванням адитивних складових похибки необхідно провести їх дослідження і визначити оптимальні значення елементів електричної схеми.

Оскільки активні фільтри низьких частот (АФНЧ) дають можливість суттєвого збільшення коефіцієнта послаблення змінної складової після здійснення подвійної інверсії опорної напруги та розташовані на виході калібратора, то вони повинні лише усереднювати його вихідний сигнал без внесення додаткових АСП у тракт перетворення. Тому й використовується структура АФНЧ без зміщення, основними елементами якої є операційний підсилювач (ОП) з прохідним резистором та двома конденсаторами, сполученими із інвертувальним входом та виходом ОП. Аналіз динамічних властивостей КНПС показав, що за умови використання сучасних широкосмугових ОП частота інвертування вхідного сигналу в них може сягати одиниць кілогерц. Аналіз також показує, що при великих коефіцієнтах передачі розімкненого ОП та на низьких частотах передавальна характеристика калібратора мало залежить від параметрів ОП [15]. Однак частотні параметри ОП можуть призводити до погіршення динамічних та частотних властивостей КНПС з автокалібруванням та усередненням вихідного сигналу АФНЧ. Еквівалентна схема АФНЧ із врахуванням параметрів ОП наведена на рисунку 2.13. Функція передачі еквівалентної схеми АФНЧ із врахуванням основних параметрів ОП описується системою рівнянь, складених за законами Кірхгофа.

Із цієї системи рівнянь визначається коефіцієнт передачі W_A АФНЧ як:

$$W_A = \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{\omega_z^2 \left[1 + \frac{1}{\kappa + 1} (p^2 a_1 + p b_1 + c_1) \right]}{p^2 + p \frac{\omega_z}{Q} + \omega_z^2 + \frac{1}{\kappa + 1} (p^2 a_2 + p b_2 + c_2)}, \quad (2.42)$$

де $\omega_z = \frac{1}{\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}}$; Q – частота зрізу та добротність ідеального АФНЧ (без урахування параметрів ОП); R_1, R_2, C_1, C_2 - резистори та конденсатори фільтра; $Z_{\text{вх}}, Z_V, \kappa$ – вхідний та вихідний опори і коефіцієнт підсилення ОП; $a_1 = \tau_{21} \tau_{2b}$; $\tau_{21} = R_2 C_1$; $\tau_{2b} = Z_V C_2$; $b_1 = \tau_{21} \left(1 + \frac{Z_V}{R_2} \right) + \tau_{2b} \left(1 + \frac{R_2}{Z_{\text{вх}}} \right)$; $c_1 = \left(1 + \frac{Z_V}{R_2} \right) \cdot \frac{R_2}{Z_{\text{вх}}}$; $a_2 = \tau_{2b} \left[\omega_{12} + \omega_2 \left(1 + \frac{Z_V}{R_2} \right) \frac{R_2}{Z_{\text{вх}}} \right]$; $\omega_{12} = \frac{1}{R_1 C_1}$; $\omega_2 = \frac{1}{R_2 C_2}$; $\omega_{21} = \frac{1}{R_2 C_1}$; $b_2 = (\omega_2 + \omega_{21}) \cdot \left(1 + \frac{Z_V}{R_2} \right) \frac{R_2}{Z_{\text{вх}}} + \omega_{12} \left(1 + \frac{Z_V}{R_2} \right) + \omega_z^2 \left(1 + \frac{R_2}{Z_{\text{вх}}} \right) \tau_{2b}$; $\kappa = \frac{\kappa_0}{1 + p \tau_{\text{ОП}}} = \frac{\kappa_0 \omega_{\text{ОП}}}{\omega_{\text{ОП}} + p}$; $\omega_{\text{ОП}} = \frac{1}{\tau_{\text{ОП}}}$; $\tau_{\text{ОП}} = \frac{1}{\omega_{\text{ОП}} \kappa_0}$; $c_2 = \omega_z^2 \left(1 + \frac{Z_V}{R_2} \right) \frac{R_2}{Z_{\text{вх}}}$; κ_0 – коефіцієнт передачі розімкненого ОП на постійному струмі; $\tau_{\text{ОП}}, \omega_{1\text{ОП}}$ – стала часу та кругова частота одиничного підсилення ОП; p – оператор Лапласа.

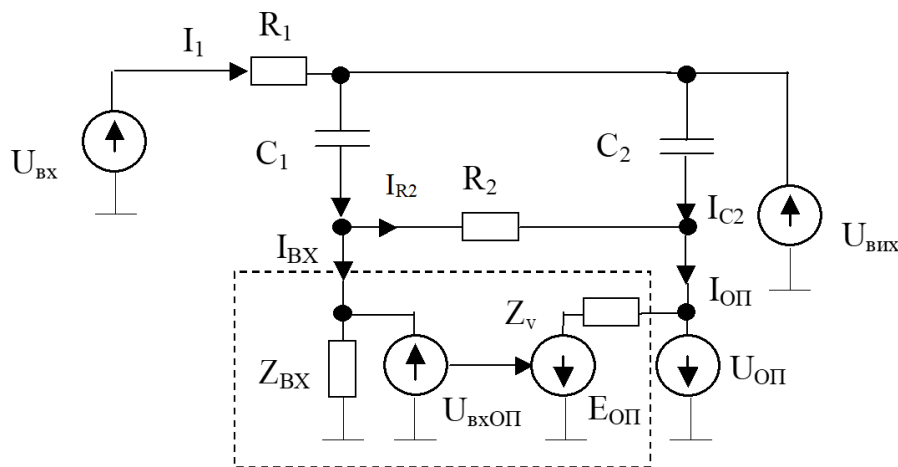


Рисунок 2.13 – Еквівалентна схема активного ФНЧ із врахуванням параметрів ОП

Для перевірки цього припущення про слабку залежність характеристик АФНЧ від параметрів ОП у співвідношенні (1) врахуємо частотну залежність коефіцієнта передачі ОП та встановимо часову залежність вихідної напруги АФНЧ. Результати математичного моделювання показують, що в області низьких частот (приблизно до

1...5 кГц) та при добротностях не вищих 1/2 параметри сучасних ОП практично не впливають на характеристики фільтра.

$$W_A = \frac{\omega_{12}\tau_{2b} \cdot p^3 + p^2 a_{12} + p a_{11} + a_{10}}{1 + a_2 \cdot p^3 + p^2 a_{22} + p a_{21} + a_{20}}, \quad (2.43)$$

$$\text{де } a_{12} = \frac{1}{\omega_{12}\tau_{2b}} \left[\omega_{12} \left(1 + \frac{Z_V}{R_2} \right) + \omega_z^2 \tau_{2b} \left(1 + \frac{R_2}{Z_{ex}} \right) + \omega_{12} \omega_{OP} \tau_{2b} \right]; \quad a_{10} = \frac{\omega_z^2 \omega_{OP}}{\omega_{12}\tau_{2b}} \left[\kappa_0 + 1 + \left(1 + \frac{Z_V}{R_2} \right) \frac{R_2}{Z_{ex}} \right];$$

$$a_{11} = \frac{1}{\omega_{12}\tau_{2b}} \left[\omega_z^2 \left(1 + \left(1 + \frac{Z_V}{R_2} \right) \frac{R_2}{Z_{ex}} \right) + \omega_{12} \omega_{OP} \left(1 + \frac{Z_V}{R_2} \right) + \omega_z^2 \omega_{OP} \tau_{2b} \left(1 + \frac{R_2}{Z_{ex}} \right) \right]; \quad a_{22} = \frac{\frac{\omega_z}{Q} + \omega_{OP}(\kappa_0 + 1) + b_2 + a_2 \omega_{OP}}{1 + a_2};$$

$$a_{21} = \frac{\omega_z^2 + \frac{\omega_z}{Q} \omega_{OP}(\kappa_0 + 1) + b_2 \omega_{OP} + c_2}{1 + a_2}; \quad a_{20} = \frac{\omega_{OP}}{1 + a_2} [c_2 + \omega_{OP}^2(\kappa_0 + 1)].$$

При цьому ОП АФНЧ повинен мати якомога ширшу смугу пропускання, оскільки він охоплений диференціювальним зворотним зв'язком. З аналізу часових залежностей вхідної (рисунок 2.14) та вихідної напруг ОП (рисунок 2.15), можна зробити висновок, що ширококутові серійні ОП не будуть насичуватись при імпульсних вхідних напругах, а час встановлення вихідної напруги АФНЧ практично не залежатиме від параметрів використаних ОП. Отже, частота зрізу $f_{зр}$ АФНЧ, що використовується в тракті корекції АСП кодо-керованих мір для сучасної елементної бази, може сягати значень одиниць кілогерц.

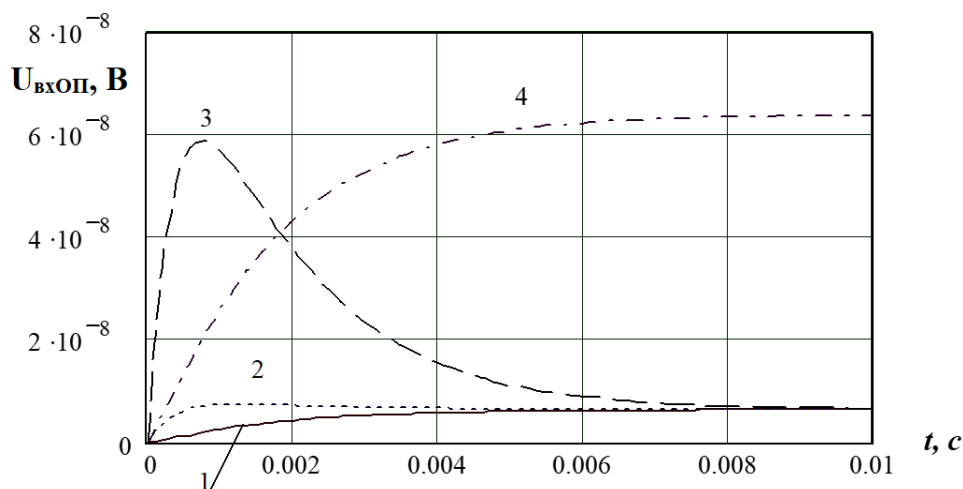


Рисунок 2.14 – Графіки переходних процесів вхідної напруги ОП при різних

значеннях його параметрів: 1 – $\kappa_0=10^5$, $\omega_1=70$ МГц;

2 – $\kappa_0=10^5$, $\omega_1=7$ МГц; 3 – $\kappa_0=10^5$, $\omega_1=0,7$ МГц; 4 – $\kappa_0=10^4$, $\omega_1=7$ МГц

Для суттєвого зменшення часу встановлення АФНЧ слід вибирати якомога вищу частоту зрізу фільтра та використовувати каскадне сполучення ланок, співвідношення між параметрами елементів яких задаються коефіцієнтом α за аналогією до [15]. При цьому слід враховувати взаємне шунтування ланок фільтра.

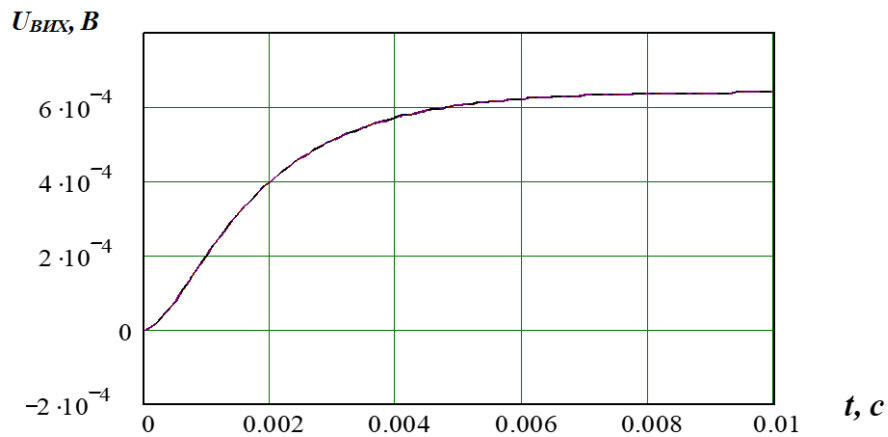


Рисунок 2.15 – Графіки переходних процесів вихідної напруги АФНЧ при різних параметрах ОП

Отже, фільтри, що використовуються в тракці автоматичної корекції АСП в кодуєрованих мірах, можуть бути реалізовані в базисі як активних, так і пасивних ФНЧ. В базисі АФНЧ можуть бути реалізовані фільтри, придатні для мікроелектронного виконання з часом встановлення десятки мілісекунд з похибкою не більшою 0,01 % [15].

На рисунку 2.16 подана схема двокаскадного АФНЧ, яка побудована на двох ОП DA1 і DA2. Для усунення насичення операційних підсилювачів використана схема від'ємного зворотного зв'язку на двох стабілітронах з протилежним включенням VD1, VD2 і VD3, VD4.

Постійна часу встановлення вихідного сигналу кожного каскаду визначається виразами: $\tau_1 = (R_1 + R_2)C_1$; $\tau_2 = (R_3 + R_4)C_3$. При скачках вхідних напруг спрацьовує від'ємний нелінійний зворотній зв'язок і в результаті постійна часу визначається виразами: $\tau_1 = (R_1 + R_{VD1VD2})C_1$; $\tau_2 = (R_3 + R_{VD3VD4})C_3$, де R_{VD1VD2} і R_{VD3VD4} – відповідно опір пар діодів VD1, VD2 і VD3, VD4 в режимі спрацювання зворотного зв'язку. В

результаті застосування зворотного зв'язку зменшується значення часу встановлення вихідного сигналу. Вихідний опір АФНЧ визначається значеннями опору резисторів R_1 і R_3 .

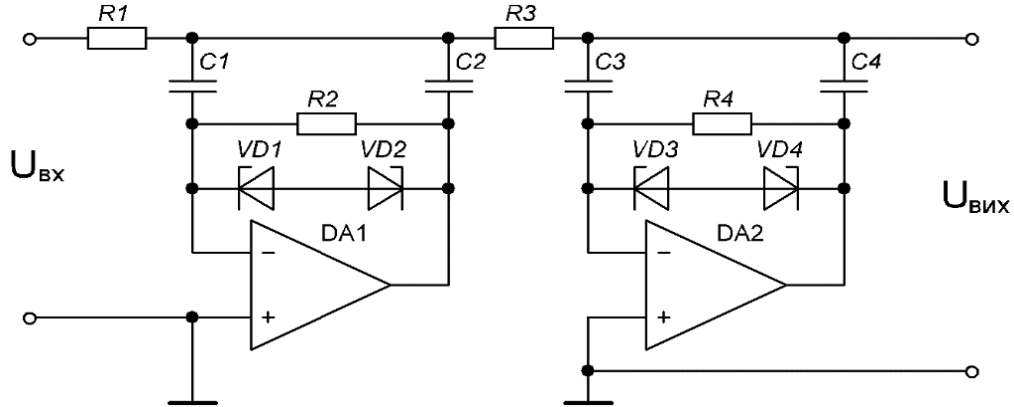


Рисунок 2.16 – Принципова електрична схема двокаскадного АФНЧ

Основною метрологічною характеристикою активних фільтрів є коефіцієнт послаблення змінної складової вхідних сигналів, який в децибелах визначається за формулою:

$$K_n(f) = 20 \cdot \lg \cdot \frac{U_m(f)}{\Delta U_m(f)}, \quad (2.44)$$

де $U_m(f)$ – амплітуда змінної складової вхідного сигналу відповідної частоти;
 $\Delta U_m(f)$ – значення змінної складової вихідного сигналу.

Дослідження ефективності запропонованої схеми двокаскадного АФНЧ проведено за допомогою комп'ютерного моделювання. Схема моделі дослідження запропонованої схеми АФНЧ наведена на рисунку 2.17.

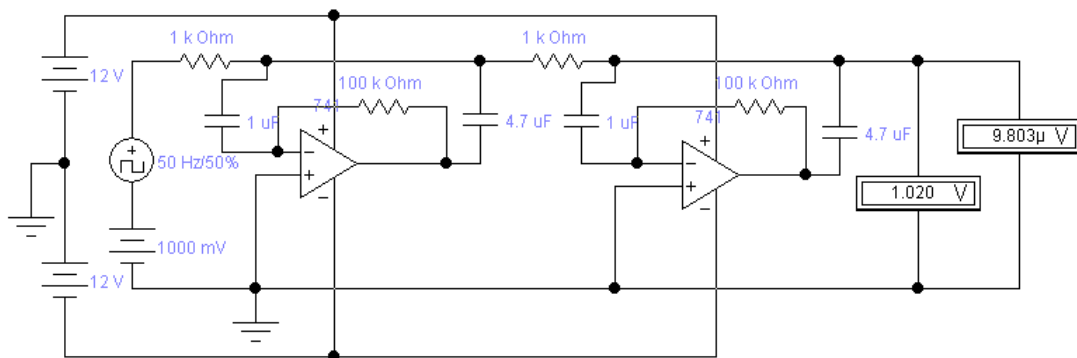


Рисунок 2.17 – Схема моделі для дослідження двокаскадного АФНЧ

Живлення операційних підсилювачів здійснюється двома джерелами напруги постійного струму $+12\text{ В}$ і -12 В . Для формування вхідних сигналів використано послідовно з'єднані джерела зразкової напруги постійного струму і змінних сигналів прямокутної форми. При цьому джерело змінних сигналів формує змінну складову вхідних сигналів, що виникають у вимірювальних колах при комутаційно-інвертувальних методах коригування адитивних складових похибки. Для контролю постійної і змінної складових вихідної напруги використано вольтметри постійного і змінного струмів. Дослідження проводилось для різних значень опору прохідних резисторів. Результати досліджень наведені в таблицях 2.7 – 2.9.

Таблиця 2.7 – Результати досліджень коефіцієнтів послаблення при опорі прохідного резистора 250 Ом

f, Гц	50	75	100	125	150	200	250	300
ΔU , мкВ	142,1	24,12	7,22	2,89	1,4	0,45	0,36	0,19
K_n , дБ	42,97	58,97	68,85	76,8	83,1	92,76	94,9	96,28

Таблиця 2.8 – Результати досліджень коефіцієнтів послаблення при опорі прохідного резистора 1000 Ом

f, Гц	50	75	100	125	150	200	250	300
ΔU , мкВ	7,33	1,39	0,5	0,3	0,26	0,24	0,2	0,17
K_n , дБ	68,7	83,16	92	95	97,7	99,01	100	101

Таблиця 2.9 – Результати досліджень коефіцієнтів послаблення при опорі прохідного резистора 5000 Ом

f, Гц	50	75	100	125	150	200	250	300
ΔU , мкВ	0,269	0,220	0,138	0,102	0	0	0	0
K_n , дБ	97,93	102,51	105,98	108	110	110	110	110

На рисунку 2.18 подана графічна залежність коефіцієнта послаблення змінної складової від частоти при різних значеннях прохідного опору. Аналіз показує, що із зростанням значення опору цих резисторів суттєво зростає із збільшенням значень прохідних резисторів R_1 і R_2 . З іншого боку збільшення значення опорів цих значно збільшує вихідний опір АФНЧ, що може спричинити суттєве зростання методичної

похибки вимірювання під час використання КНПС. Тому, практичним виходом із цієї ситуації є збільшення кількості каскадів послідовно сполучених АФНЧ. При цьому слід очікувати зростання еквівалентного значення коефіцієнта послаблення сигналу частоти комутаційного інвертування в околі декількох кілогерц та забезпечення відносно невеликого значення вихідного опору фільтра АФНЧ.

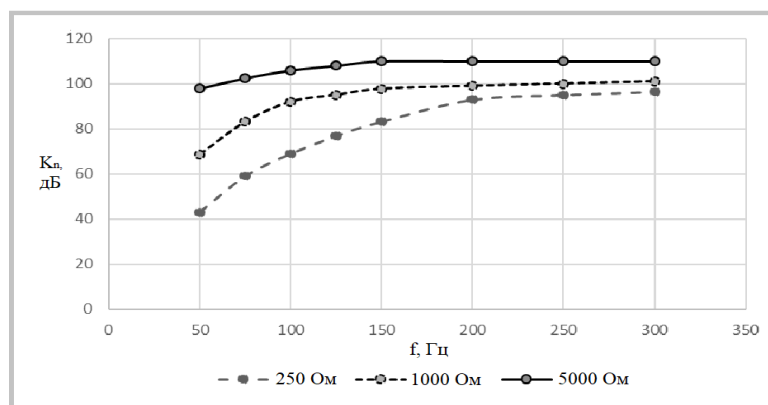


Рисунок 2.18 – Графічна залежність коефіцієнта послаблення змінної складової від частоти при різних значеннях прохідного опору

Проведено аналіз частотних властивостей калібраторів напруги постійного струму з коригуванням адитивних складових похибки методом подвійного комутаційного інвертування та усередненням вихідного сигналу активним фільтром низьких частот. Проаналізована схема двокаскадного активного фільтра з нелінійними зворотними зв'язками для запобігання можливості насичення ОП та збільшення часу встановлення його вихідного сигналу. Проведено дослідження двох послідовно сполучених активних фільтрів методом комп'ютерного моделювання. Наведені графічні залежності коефіцієнта послаблення змінної складової вихідних сигналів фільтра від частоти для різних значень прохідних опорів фільтра. При цьому значення мінімального коефіцієнта послаблення на частоті 50 Гц і значенні прохідного резистора 250 Ом не менше 40 Дб.

Проведений теоретичний аналіз підтверджує ефективність застосування активних фільтрів низьких частот в калібраторах напруги постійного струму з коригуванням адитивної складової похибки методом комутаційного інвертування.

2.6 Висновки до розділу 2

– Проведено аналіз джерел адитивних складових похибки в схемах калібраторів напруги постійного струму.

– Запропоновано структуру калібратора напруги постійного струму з коригуванням адитивних складових похибки за допомогою методу комутаційного інвертування.

– Для спрощення схеми комутації джерела зразкової напруги і зменшення мультиплікативної похибки від джерела зразкової напруги запропоновано введення додаткового джерела зразкової напруги протилежної полярності.

– Вдосконалено структуру калібратора напруги постійного струму з коригуванням адитивних складових похибки за допомогою використання в них елементів аналогової пам'яті та суматорів, що дозволило зменшити вплив перехідних комутаційних процесів на вихідні сигнали.

– Проведено дослідження динамічних характеристик активних фільтрів в яких введено нелінійні зворотні зв'язки.

– Проведені дослідження роботи запропонованих структур калібраторів напруги постійного струму за допомогою комп'ютерного моделювання і встановлено, що мінімальні значення різниць вихідних напруг (не більше 23 мкВ) моделі калібратора напруги є на частоті тактового генератора 1 кГц.

РОЗДІЛ 3. ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ ПОБУДОВИ ІМІТАТОРІВ АКТИВНОГО ОПОРУ ТА КАЛІБРАТОРІВ НАПРУГИ З ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНИМ ПОДІЛЬНИКОМ ТА АВТОМАТИЧНИМ КОРИГУВАННЯМ ПОХИБОК

3.1. Корекція впливу опорів ліній зв'язку в двопровідних терморезистивних схемах

Комутаційно-інвертувальний метод можна також використовувати в різних пристроях інформаційно-вимірювальної техніки і термометрії для коригування адитивної складової похиби, яка виникає від різних джерел впливу.

Адитивна складова похибки в двопровідних терморезистивних вимірювачах температури виникає, в основному, від опорів ліній зв'язку з первинним терморезистивним перетворювачем. Вплив опору ліній зв'язку можна зкоригувати методом комутаційного інвертування. Структурну схему терморезистивного перетворювача температури наведено на рисунку 3.1, в якій для коригування впливу опорів ліній зв'язку використовується комутаційно-інвертувальний метод [11].

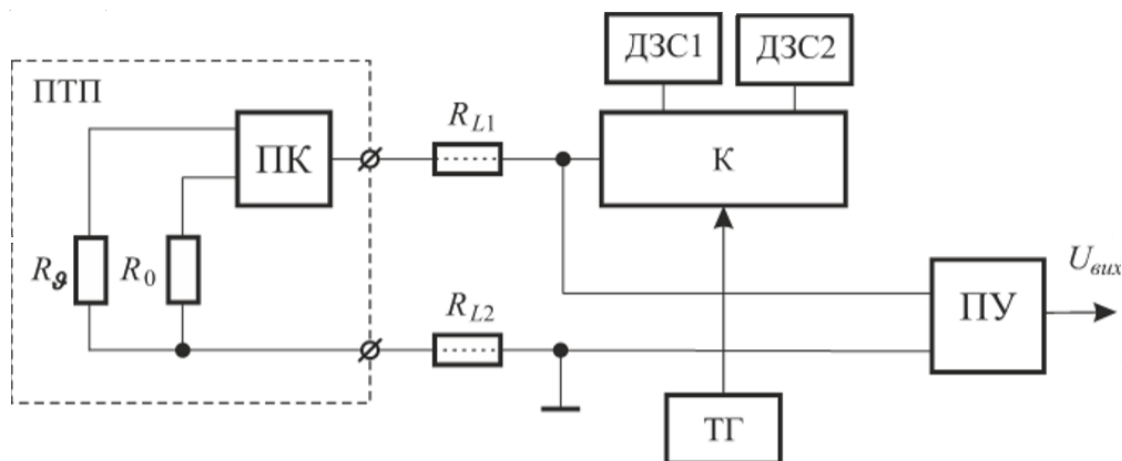


Рисунок 3.1 – Структурна схема двопровідного терморезистивного перетворювача з коригуванням впливу опорів ліній зв'язку

Основними елементами структурної схеми є два джерела зразкового струму ДЗС1 і ДЗС2, перемикач струму К, тактовий генератор ТГ, первинний терморезистивний перетворювач ПТП і пристрій усереднення ПУ. Додатково

первинний терморезистивний перетворювач містить полярний комутатор ПК і зразковий резистор R_0 .

За допомогою комутатора К тактовий генератор ТГ формує двополярні симетричні імпульси керування. Через комутатор К при імпульсі додатної полярності на вхід лінії зв'язку поступає зразковий струм додатної полярності I_{0+} , а при імпульсі від'ємної полярності – зразковий струм від'ємної полярності I_{0-} . Зразковий струм додатної полярності проходить через терморезистор R_g , а від'ємної полярності – через зразковий резистор R_0 . В залежності від полярності зразкового струму на виході комутатора К формується напруга, яка визначається для проміжку часу $0 \leq t \leq \frac{T}{2}$ виразом [11]:

$$U_+ = I_{0+} \cdot (R_{L1} + R_{L2} + R_g + R_{K+}), \quad (3.1)$$

а для проміжку часу $\frac{T}{2} \leq t \leq T$ дорівнює:

$$U_- = I_{0-} \cdot (R_{L1} + R_{L2} + R_0 + R_{K-}), \quad (3.2)$$

де T – значення періоду вихідних імпульсів тактового генератора ТГ;

t – час перетворення;

R_g – значення опору терморезистора при температурі ϑ ;

R_{L1}, R_{L2} – значення опорів ліній зв'язку;

R_{K+}, R_{K-} – значення опорів додатної та від'ємної полярностей замкнених ключів ПК.

На вхід пристрою усереднення ПУ поступає вихідна напруга комутатора К. При цьому на виході ПУ формується напруга:

$$U_{\text{вих}} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{\frac{T}{2}} I_{0+} \cdot (R_{L1} + R_{L2} + R_g + R_{K+}) \cdot dt + \int_{\frac{T}{2}}^T I_{0-} \cdot (R_{L1} + R_{L2} + R_0 + R_{K-}) \cdot dt \right]; \quad (3.3)$$

$$U_{\text{вих}} = \frac{1}{2} \cdot I_{0+} \cdot (R_{L1} + R_{L2} + R_g + R_{K+}) + \frac{1}{2} \cdot I_{0-} \cdot (R_{L1} + R_{L2} + R_0 + R_{K-}). \quad (3.4)$$

За виконання умови $I_{0+} = |I_{0-}| = I_{0n}$ і $R_{K+} = R_{K-}$ отримаємо:

$$U_{\text{вих}} = \frac{1}{2} \cdot I_{0n} \cdot (R_g - R_0). \quad (3.5)$$

З виразу можемо зробити висновок, що за умови рівності абсолютних значень зразкових струмів вплив опорів ліній зв'язку повністю коригується і вихідна напруга ПУ пропорційна зміні опору терморезистора. При відхиленні значень зразкових струмів від номінального значення виникає похибка, тому що вплив опорів ліній зв'язку коригується не повністю:

$$\Delta U_{R_L} = \frac{1}{2} \cdot I_{0n} \cdot (R_{L1} - R_{L2}) \cdot (\delta_+ - \delta_-), \quad (3.6)$$

де δ_+ , δ_- – відносна похибка зразкового струму відповідно додатної і від'ємної полярності.

Максимальне значення похибки від неповного коригування впливу опорів ліній зв'язку визначається з виразу:

$$\Delta U_{R_L(\max)} = I_{0n} \cdot (R_{L1} + R_{L2}) \cdot \delta_{\text{доп}}, \quad (3.7)$$

де $\delta_{\text{доп}}$ – максимально допустиме значення відносної похибки зразкових струмів.

Для оцінювання ефективності використаного методу необхідно ввести коефіцієнт послаблення впливу опорів ліній зв'язку [10], значення якого дорівнює:

$$K_n = 20 \cdot \lg \cdot \frac{R_{L1} + R_{L2}}{\Delta R_{\max}} = 20 \cdot \lg \cdot \frac{1}{\delta_{\text{доп}}}, \quad (3.8)$$

де ΔR_{\max} – максимальне значення еквівалентної похибки в Ом від впливу ліній зв'язку, яке дорівнює:

$$\Delta R_{\max} = \frac{\Delta U_{R_L(\max)}}{I_{0n}}. \quad (3.9)$$

На рисунку 3.2 наведено графічну залежність коефіцієнта послаблення впливу опорів ліній зв'язку від значень допустимої похибки зразкових струмів.

З аналізу графічної залежності видно, що коефіцієнт послаблення впливу опорів ліній зв'язку при відносній похибці зразкових струмів 0,01 становить 40 дБ і збільшується із зменшенням відносної похибки [11].

Одним із основних вузлів структурної схеми терморезистивного перетворювача є пристрій усереднення, для побудови якого можна використовувати аналогові і цифрові методи усереднення вихідної напруги пристрою комутації.

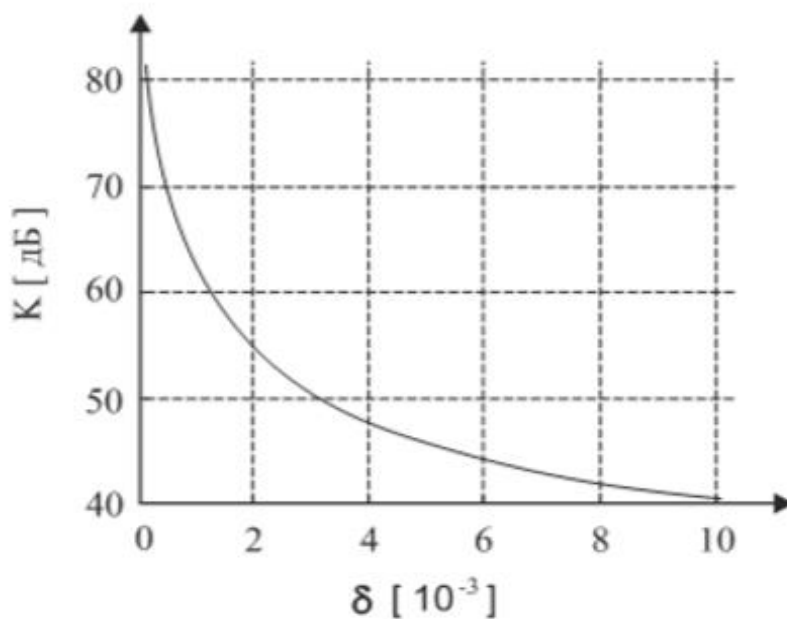


Рисунок 3.2 - Залежність коефіцієнта послаблення впливу опорів ліній зв'язку від похибок зразкових струмів

На рисунку 3.3 зображена синтезована принципова схема двопровідного терморезистивного перетворювача з аналоговим методом усереднення.

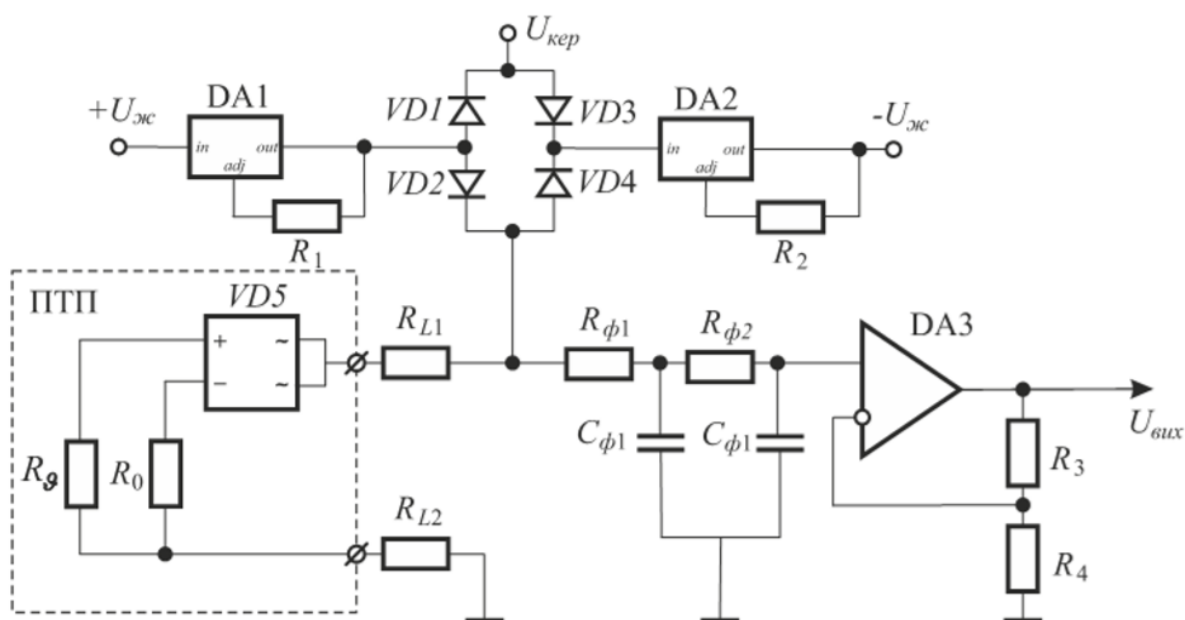


Рисунок 3.3 – Принципова схема двопровідного терморезистивного перетворювача

Зразкові стабілізатори струму побудовані на мікросхемах DA1 і DA2 типу TL783 фірми Texas Instruments. Вони призначені для побудови стабілізаторів напруги і стабілізаторів струму. Значення вихідного стабілізованого струму дорівнює:

$$I_{0n} = I_{st} + \frac{U_{st}}{R_0}, \quad (3.10)$$

де I_{st} – початковий стабільний струм мікросхеми;

U_{st} – значення вихідної стабілізованої напруги;

R_0 – значення опору резистора R1 або R2.

На діодних ключах VD1, VD2 і VD3, VD4 побудований комутатор призначений для комутування зразкових струмів. Імпульсні керуючі сигнали поступають на діоди VD1 і VD3. При сигналі додатної полярності через діод VD2 чи від'ємної полярності через діод VD4 на лінію зв'язку проходить, відповідно, додатній зразковий струм з мікросхеми DA1 або від'ємний зразковий струм з мікросхеми DA2.

При побудові полярного комутатора первинного терморезистивного перетворювача використано напівпровідникові діоди з ідентичними характеристиками. Використано мостову діодну схему, для більшої ефективності, виготовлену за мікроелектронною технологією типу DF06, яка дозволяє забезпечити ідентичність характеристик всіх діодів. За допомогою паралельного з'єднання всіх діодів в мостовій схемі можна додатково підвищити температурну і часову стабільність їх характеристик. Мостова діодна схема і зразковий резистор розташовані на вихідних контактах терморезистивного перетворювача [11].

Встановлене значення напруги, яка формується на вході лінії зв'язку, при $0 \leq t \leq \frac{T}{2}$ дорівнює:

$$U_{+n} = I_{0n} \cdot (R_g + R_L) + U_{M+}. \quad (3.11)$$

А при $\frac{T}{2} \leq t \leq T$ дорівнює:

$$U_{-n} = -I_{0n} \cdot (R_0 + R_L) - U_{M-}, \quad (3.12)$$

де U_{M+} , U_{M-} – значення напруги при проходженні зразкового струму на діодах мостової схеми, відповідно, додатної і від'ємної полярності.

Пристрій усереднення побудований на RC - фільтрі з вихідним підсилювачем на мікросхемі DA3 і резисторах в зворотному зв'язку R3 і R4. На виході пристрою усереднення формується напруга:

$$U_{вих} = \left[\frac{1}{2} \cdot I_{0n} \cdot (R_3 - R_0) + \frac{1}{2} \cdot (U_{M+} - U_{M-}) \right] \cdot k; \quad (3.13)$$

$$k = \frac{R_3 + R_4}{R_4}, \quad (3.14)$$

де k – коефіцієнт підсилення вихідного підсилювача.

При виборі значення коефіцієнта підсилення вихідного підсилювача k досягається рівність значень вихідної напруги і вимірюваної температури. Адитивна складова похибки, яка виникає від різниці напруг на діодах мостової схеми, коригується зміщенням напруги на входах ОП DA3.

Перехідні процеси на виході комутатора, які виникають від перехідних процесів окремих вузлів впливають на точність формування вихідної напруги ПУ. При цьому вихідна напруга комутатора при $0 \leq t \leq \frac{T}{2}$ описується виразом:

$$U_+ = U_{+n} - (U_{+n} - U_{-n}) \cdot e^{-\frac{t}{\tau_+}}. \quad (3.15)$$

А при $\frac{T}{2} \leq t \leq T$ описується:

$$U_- = U_{-n} + (U_{+n} - U_{-n}) \cdot e^{-\frac{2t-T}{2\tau_-}}, \quad (3.16)$$

де τ_+ , τ_- – постійна часу перехідних процесів при додатній і від'ємній полярності зразкових струмів відповідно.

Вихідна напруга ПУ, відповідно, дорівнює:

$$U_{вих} = \left[\frac{U_{+n} + U_{-n}}{2} + \frac{1}{T} \cdot (U_{+n} - U_{-n}) \cdot \left[\tau_+ \cdot \left(e^{-\frac{T}{2\tau_+}} - 1 \right) - \tau_- \cdot \left(e^{-\frac{T}{2\tau_-}} - 1 \right) \right] \right] \cdot k. \quad (3.17)$$

Абсолютна похибка вихідної напруги від впливу перехідних процесів визначається з виразу:

$$\Delta_U = \left[\frac{1}{T} \cdot (U_{+n} - U_{-n}) \cdot \left[\tau_+ \cdot \left(e^{-\frac{T}{2\tau_+}} - 1 \right) - \tau_- \cdot \left(e^{-\frac{T}{2\tau_-}} - 1 \right) \right] \right] \cdot k. \quad (3.18)$$

Абсолютна еквівалентна похибка від впливу перехідних процесів на перетворення температури в °С дорівнює:

$$\Delta_g = \frac{\Delta_U}{U_{вих_{\max}}} \cdot g_{\max} \quad (3.19)$$

На рисунку 3.4 показано графічні залежності абсолютної похибки перетворення температури від впливу перехідних процесів при чутливості $\frac{U_{вих_{\max}}}{g_{\max}} = 1 \frac{MB}{^\circ C}$ в момент комутації зразкових струмів для різних значень $\Delta\tau = \tau_+ - \tau_-$.

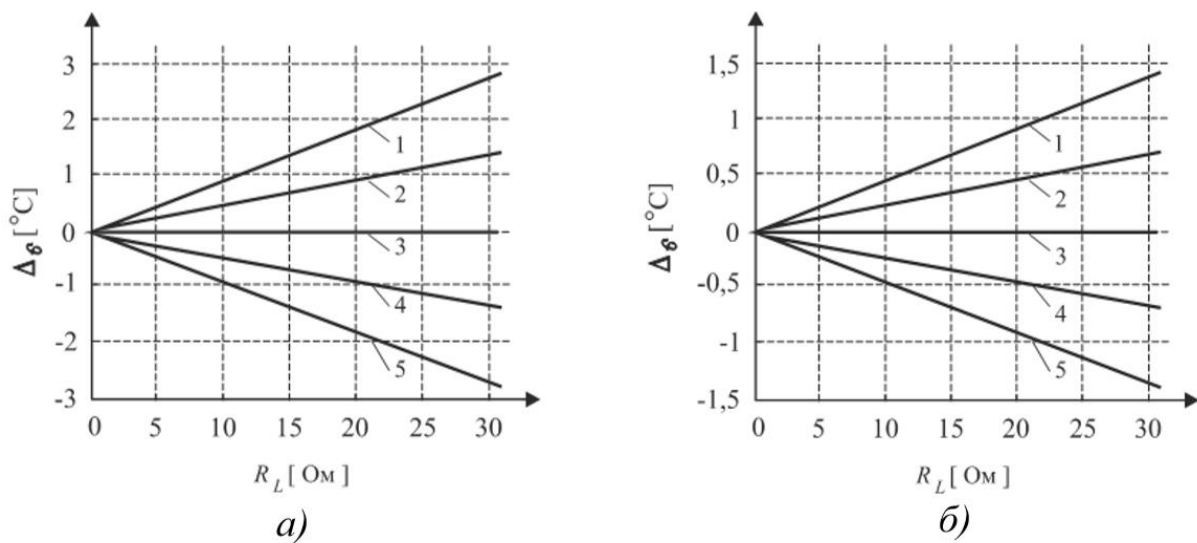


Рисунок 3.4 – Графічні залежності абсолютної похибки вихідної напруги від впливу перехідних процесів: а) при $T=20$ мс, б) при $T=40$ мс для 1)- $\Delta\tau = -0,2$; 2) - $\Delta\tau = -0,1$; 3) - $\Delta\tau = 0$; 4) - $\Delta\tau = 0,1$; 5) $\Delta\tau = 0,2$

З аналізу графічних залежностей, на рисунку 3.4, можемо зробити висновок про те, що похибка від впливу опорів ліній зв'язку залежить від значення різниці постійних часу перехідних процесів та від значення періоду вихідних імпульсів ТГ.

3.2. Аналіз впливу адитивних складових похибки в імітаторах опору

Основними джерелами адитивної складової похибки є опори ліній зв'язку, які додаються до значення імітованого опору, напруги зміщення нульового рівня операційних підсилювачів. При цьому також виникають похибки від спаду напруги на лініях зв'язку окремих елементів схеми імітатора опору [19].

На рисунку 3.5 зображена структурна схема двопровідного імітатора активного опору, на якій показано джерела виникнення адитивних складових похибок.

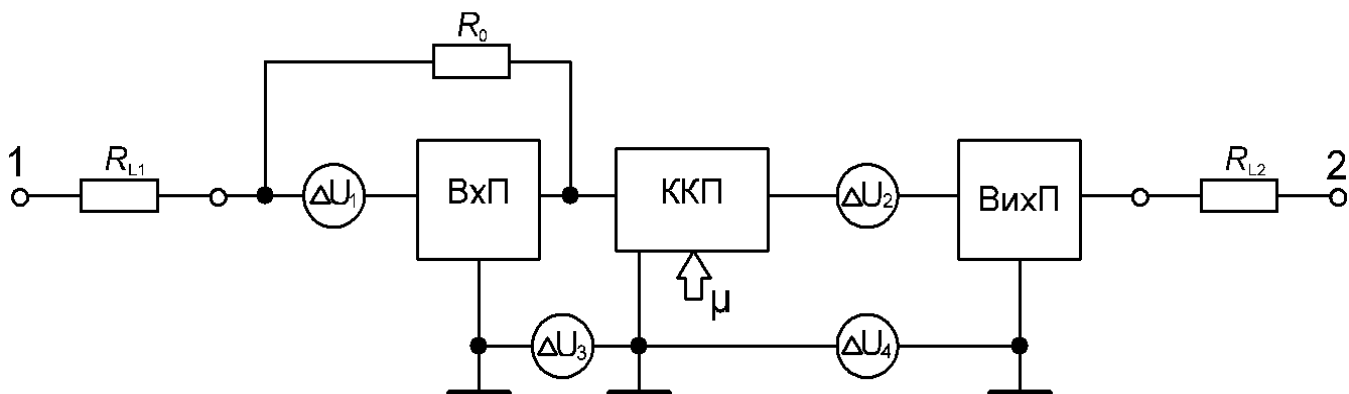


Рисунок 3.5 – Структурна схема двопровідного імітатора активного опору з джерелами адитивних складових похибки

Джерела похибок ΔU_1 , ΔU_2 виникають за рахунок зміщення операційних підсилювачів, а похибки ΔU_3 і ΔU_4 створюються спадом напруги на лініях зв'язку між окремими елементами. Зменшення впливу похибок ΔU_3 , ΔU_4 вирішується, в основному, конструктивно-технологічним методом.

При під'єднанні напруги до входів імітатора опору проходить вхідний струм $I_{вх}$. При цьому на виході вхідного підсилювача формується напруга, значення якої визначається виразом:

$$U_{вх1} = \Delta U_1 - I_{вх} \cdot R_0, \quad (3.20)$$

де R_0 – значення опору зразкового резистора.

Відповідно на виході вихідного операційного підсилювача напруга визначається виразом:

$$U_{вх2} = (\Delta U_1 - I_{вх} \cdot R_0) \cdot \mu + \Delta U_2, \quad (3.21)$$

де μ – коефіцієнт передачі кодокерованого подільника напруги.

При цьому напруга в точці 1 і 2 визначається виразами:

$$U_1 = I_{вх} \cdot R_{L1} + \Delta U_1; \quad (3.22)$$

$$U_2 = (\Delta U_1 - I_{вх} \cdot R_0) \cdot \mu + \Delta U_2 - I_{вх} \cdot R_{L2}, \quad (3.23)$$

де R_{L1} , R_{L2} – значення опорів ліній зв'язку.

Вхідна напруга між точками 1 і 2 дорівнює:

$$U_{\text{вх}} = U_1 - U_2. \quad (3.24)$$

Після відповідної підстановки отримаємо:

$$U_{\text{вх}} = I_{\text{вх}} \cdot (R_{L1} + R_{L2}) + I_{\text{вх}} \cdot R_0 \cdot \mu + \Delta U_1 \cdot (1 - \mu) - \Delta U_2. \quad (3.25)$$

Значення імітованого опору даної схеми визначається виразом:

$$R_{\text{ім}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}}; \quad (3.26)$$

$$R_{\text{ім}} = R_0 \cdot \mu + \frac{\Delta U_1}{I_{\text{вх}}} \cdot (1 - \mu) + \frac{\Delta U_2}{I_{\text{вх}}} + R_{L1} + R_{L2}. \quad (3.27)$$

З аналізу виразу видно, що опори ліній зв'язку повністю впливають на значення імітованого опору, а вплив зміщення нульового рівня вхідного підсилювача залежить від значення вхідного струму і коефіцієнта передачі кодокерованого подільника, а зміщення нульового рівня вихідного підсилювача залежить тільки від вхідного струму.

Для коригування впливу значень опорів ліній зв'язку необхідно використовувати чотирипровідні схеми з'єднань, а для коригування впливу напруги зміщення доцільно застосовувати метод комутаційного інвертування.

3.3. Розроблення чотирипровідної схеми імітатора опору з корекцією впливу опору ліній зв'язку

Враховуючи, що основними джерелами адитивних складових похибки в активних імітаторах опору є напруги зміщення нульового рівня операційних підсилювачів і вплив опорів ліній зв'язку. Тому для коригування адитивних складових похибки в імітаторах активного опору, як і в калібраторах напруги постійного струму, доцільно використовувати загальну корекцію на основі комутаційно-інвертувального методу [117].

На рисунку 3.6 наведена структурна схема активного імітатора опору з автоматичним коригуванням адитивної складової похибки шляхом використання методу комутаційного інвертування.

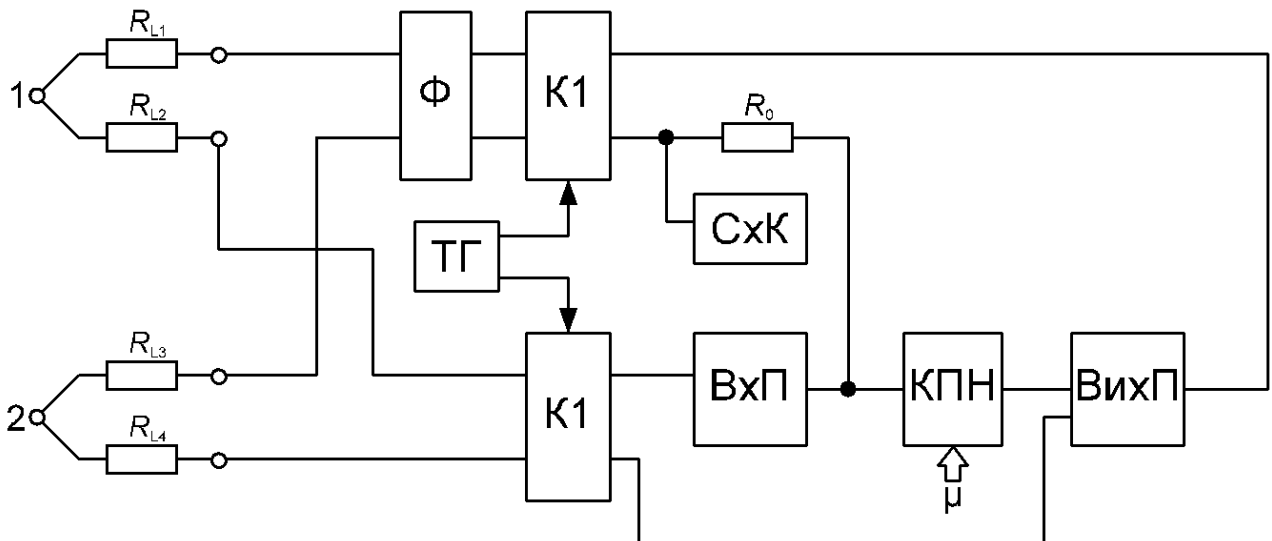


Рисунок 3.6 – Структурна схема активного імітатора опору з автоматичним коригуванням адитивної складової похибки шляхом використання методу комутаційного інвертування

Структурна схема активного імітатора опору містить вхідний фільтр низьких частот Φ , комутаційні ключі $K1$ і $K2$, тактовий генератор керування ключами $ТГ$, вхідний підсилювач $ВхП$, зразковий резистор R_0 , схема компенсаційного струму $СхК$, кодокерований подільник напруги $КПН$ і вихідний підсилювач $ВихП$.

Активний імітатор опору під'єднується до об'єкту чотирипровідною лінією зв'язку. При цьому лінії зв'язку R_{L1} і R_{L3} під'єднані до входу фільтра низьких частот Φ , а лінії зв'язку R_{L2} і R_{L4} під'єднані до входу комутаційного ключа $K2$. Вихід фільтра низьких частот Φ в залежності від сигналів тактового генератора переключається між зразковим резистором R_0 і виходом вихідного підсилювача $ВихП$.

Лінії зв'язку R_{L2} і R_{L4} в залежності від імпульсів тактового генератора переключаються між високоомними входами вхідного і вихідного операційних підсилювачів. Відповідно опори даних ліній зв'язку на точність імітації опору не впливають. Опори ліній зв'язку R_{L1} і R_{L3} впливають на точність імітації опору тільки в моменти під'єднання їх перемикачем $K1$ до входу резистора R_0 . Для повного коригування впливу опору даних ліній зв'язку застосована схема формування компенсаційного струму $СхК$.

В результаті комутації вхідних сигналів, вхідного і вихідного підсилювачів на входи поступають напруги різної полярності в залежності від сигналів тактового генератора. При цьому напруги зміщення нульового рівня операційних підсилювачів додаються до вхідних сигналів з протилежним знаком і на виході фільтру низьких частот компенсуються.

На рисунку 3.7 наведена принципова схема імітатора активного електричного опору.

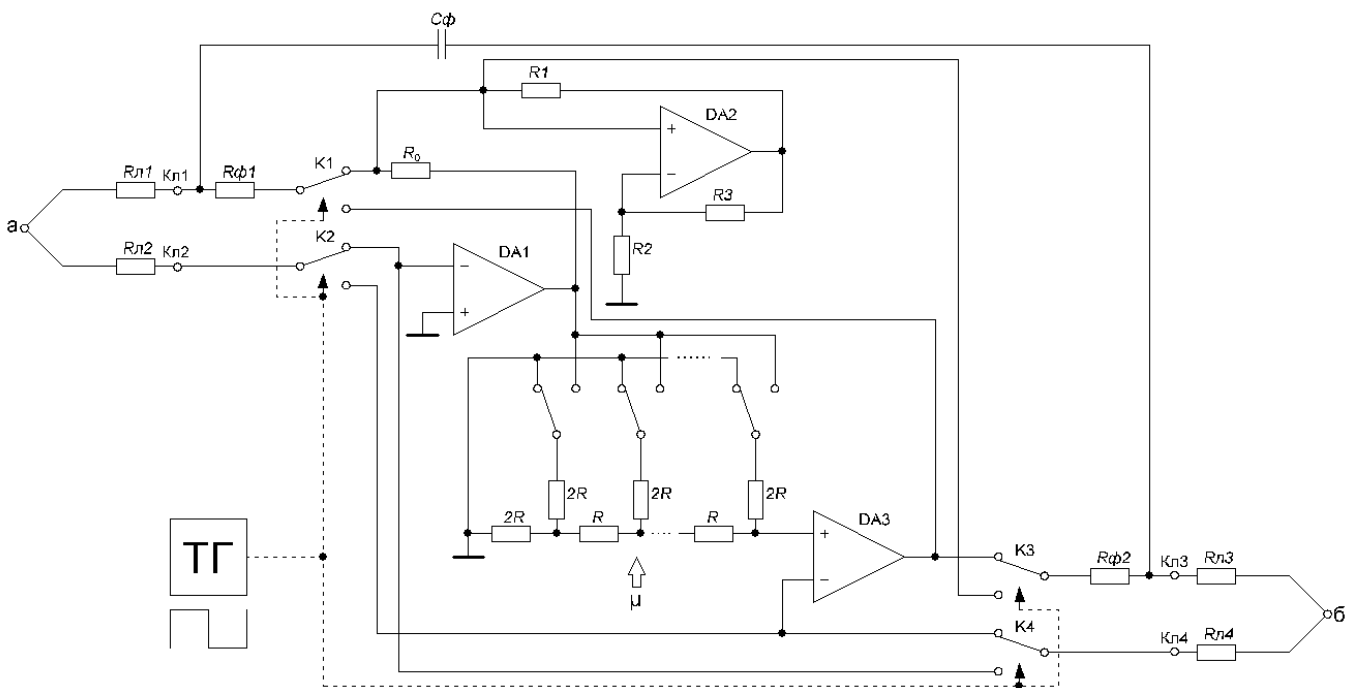


Рисунок 3.7 – Принципова схема імітатора активного електричного опору

Вхідний підсилювач імітатора опору побудований на операційному підсилювачі DA1 в зворотний зв'язок котрого включений зразковий резистор R_0 .

Вихідний підсилювач відповідно побудований на операційному підсилювачі DA3. Кодокерований подільник побудований на послідовно з'єднаних резистивних матрицях R - $2R$.

Входи і виходи операційних підсилювачів DA1 і DA2 комутуються ключами K_1, K_2, K_3 і K_4 . При цьому вихід операційного підсилювача DA1 через зразковий резистор R_0 і вихід операційного підсилювача DA3 під'єднуються до входу пасивного фільтру низьких частот на резисторах $R_{\phi 1}, R_{\phi 2}$ і конденсаторі C_ϕ .

Схема компенсаційного струму для коригування впливу опорів ліній зв'язку R_{L1} , опорів резисторів фільтра і опору замкнутих ключів К1 і К3 виконаних на операційному підсилювачі DA2 з резисторами в зворотних зв'язках R1, R2 і R3. Вихідні клеми імітатора активного опору Кл1 і Кл2 через опори ліній зв'язку R_{L1} і R_{L2} під'єднані до точки *a*, а клеми Кл3 і Кл4 до точки *б* контрольованого об'єкту. В залежності від значення вихідних сигналів тактового генератора ключі знаходяться в двох режимах.

При додатній напрузі на першому вході об'єкта вихідна напруга першого операційного підсилювача при $0 \leq t \leq \frac{T}{2}$ визначається виразом:

$$U_{\text{вих1}} = e_1 - I_{\text{вх}} \cdot (R_{L1} + R_{\phi1} + R_{K1}) - R_0 \cdot (I_{\text{вх}} - I_{\kappa}), \quad (3.28)$$

де e_1 – напруга зміщення нульового рівня першого операційного підсилювача DA1;

$I_{\text{вх}}$ – вхідний струм імітатора;

R_{L1} – опір першої лінії зв'язку;

$R_{\phi1}$ – опір резистора фільтра низьких частот;

R_{K1} – опір замкнутого контакту ключа К1;

R_0 – опір зразкового резистора;

I_{κ} – значення компенсаційного струму схеми компенсації на ОП DA2;

T – період імпульсів тактового генератора.

Схема компенсаційного струму формує струм, значення якого визначається виразом:

$$I_{\kappa} = \frac{[e_1 - I_{\text{вх}} \cdot (R_{L1} + R_{\phi1} + R_{K1}) - 2 \cdot e_2] \cdot R_3}{R_2 \cdot R_1}, \quad (3.29)$$

де e_2 – напруга зміщення нульового рівня ОП DA2.

При умові $R_1 = R_0$ і $R_2 = R_3$ та після відповідної підстановки вихідна напруга першого операційного підсилювача DA1 дорівнює:

$$U_{\text{вих1}} = 2 \cdot e_2 - I_{\text{вх}} \cdot R_0. \quad (3.30)$$

При цьому напруга в точці *б* контрольованого об'єкту визначається виразом:

$$U_{\text{б}} = (2 \cdot e_2 - I_{\text{вх}} \cdot R_0) \cdot \mu + e_3, \quad (3.31)$$

де e_3 – напруга зміщення нульового рівня другого операційного підсилювача DA3.

Відповідно напруга між точками a і b при $0 \leq t \leq \frac{T}{2}$ визначається виразом:

$$U_{a\bar{b}1} = e_1 - (2 \cdot e_2 - I_{ex} \cdot R_0) \cdot \mu + e_3. \quad (3.32)$$

При додатному сигналі на виході тактового генератора перемикачі К1, К2, К3 і К4 встановлюються в друге положення і відповідно напруга на входах об'єкта при $\frac{T}{2} \leq t \leq T$ дорівнює:

$$U_{a\bar{b}2} = -e_1 + (2 \cdot e_4 + I_{ex} \cdot R_0) \cdot \mu - e_3. \quad (3.33)$$

Напруга на вході об'єкта усереднюється пасивним фільтром на резисторах $R_{\Phi 1}$, $R_{\Phi 2}$ і конденсаторі C_{Φ} . Відповідно напруга на вході об'єкта між точками a і b дорівнює:

$$U_{a\bar{b}ср} = \frac{U_{a\bar{b}1} + U_{a\bar{b}2}}{2} = I_{ex} \cdot R_0 \cdot \mu. \quad (3.34)$$

При цьому значення імітованого опору, який формується на вході об'єкту дорівнює:

$$R_{im} = \frac{U_{a\bar{b}ср}}{I_{ex}} = R_0 \cdot \mu. \quad (3.35)$$

З проведеного аналізу видно, що вплив опору першої з'єднувальної лінії, опори комутуючих ключів і напруги зміщення нульового рівня операційних підсилювачів коригується повністю. При цьому значення імітованого опору прямо пропорційне коефіцієнту передачі кодкерованого подільника напруги.

3.4 Дослідження активного імітатора опору з комутаційно-інвертувальним методом коригування адитивної складової похибки

Спроектована принципова електрична схема активного імітатора опору з комутаційно-інвертувальним методом коригування адитивних складових похибки досліджувалась методом комп'ютерного моделювання. Комп'ютерна модель активного імітатора опору з пасивними фільтрами низьких частот наведена на рисунку 3.8.

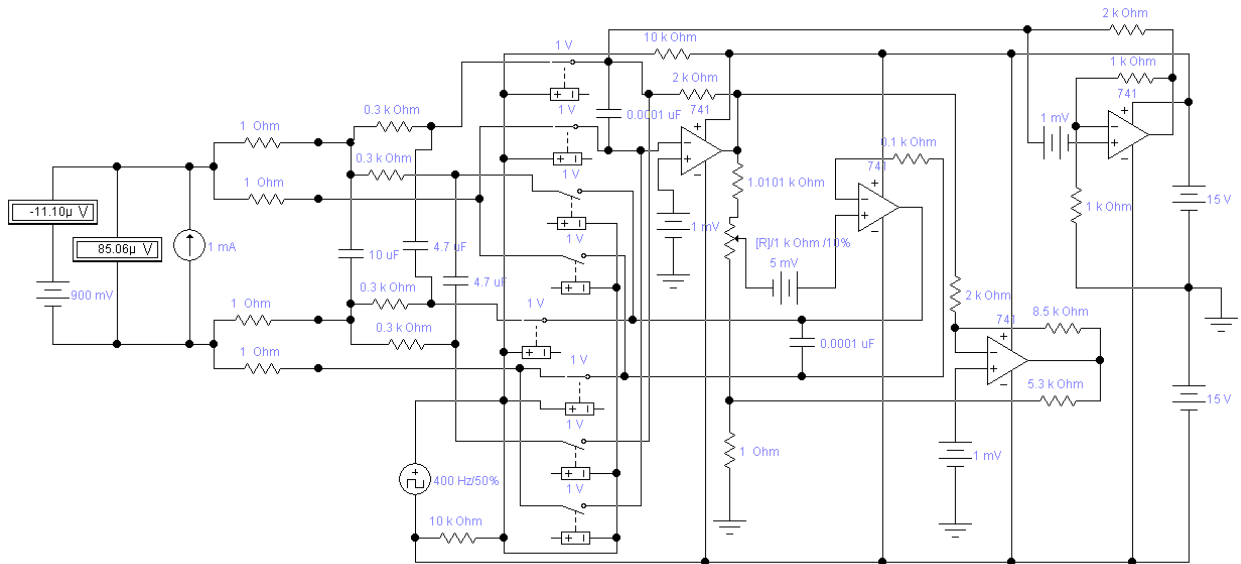


Рисунок 3.8 – Комп’ютерна модель активного імітатора опору з пасивним фільтрами низьких частот

Вхідний і вихідний підсилювачі виконані на операційних підсилювачах типу UA741. Функцію кодокерованого подільника напруги виконують змінний резистор R_3 і коефіцієнт передачі μ , значення якого при моделюванні може змінюватись від 0 до 1. Для вибору діапазону імітації електричного опору послідовно з змінним резистором до виходу першого підсилювача під’єднаний додатковий резистор R_d , значення якого вибирається в залежності від значення діапазону. При цьому значення імітованого опору дорівнює:

$$R_{iM} = R_0 \cdot \mu_d \cdot \mu; \quad (3.36)$$

де μ_d – додатковий коефіцієнт ділення, який дорівнює:

$$\mu_d = \frac{R_d + R_3}{R_3}, \quad (3.37)$$

Комутація вхідних і вихідних сигналів операційних підсилювачів здійснюється однопозиційними ключами. Для керування ключами використаний генератор симетричних прямокутних імпульсів, вихід якого під’єднаний до джерела від’ємної напруги і керуючих входів ключів. Струмкові входи і виходи операційних підсилювачів через ключі під’єднані до входу СРС-фільтра низьких частот.

При цьому виходи фільтра і потенційні входи операційних підсилювачів під’єднані до відповідних лінії зв’язку. Імітація опорів ліній зв’язку здійснюється

резисторами. Для дослідження метрологічних характеристик моделі імітатора активного опору під'єднаний стабілізатор зразкового струму 1 мА. Для вимірювання похибки імітації активного опору використані послідовно з'єднані джерело зразкової напруги і мікровольтметр постійного струму, а для вимірювання змінної складової вихідної напруги використаної мікровольтметр змінної напруги.

Схема компенсації впливу опору першої лінії зв'язку побудована на третьому операційному підсилювачі з відповідними резисторами в зворотному зв'язку.

Для імітації напруги зміщення нульового рівня операційних підсилювачів використані джерела напруг під'єднані до неінвертуючих входів операційних підсилювачів.

Комутаційні процеси зміщують функцію перетворення активного ініціатора опору. Для компенсації зміщення функції перетворення на початку діапазону використана компенсаційна схема на четвертому операційному підсилювачі і додатковий резистор включений між спільною шиною і змінним резистором. Коригування зміщення функції перетворення в кінці діапазону здійснюється зміною значення опору резистора вибору діапазону імітації опору.

Комп'ютерне моделювання запропонованої схеми імітатора активного опору з коригуванням похибок методом комутаційного інвертування проведено в середовищі пакету прикладних програм відповідно до моделі поданої на рисунку 3.8. Моделювання здійснювалось шляхом встановлення дев'яти значень коефіцієнта поділу КПН μ від 0,1 до 0,9 з кроком 0,1. При цьому реєструвались покази з різними значеннями опорів ліній зв'язку. Нескориговане значення похибки визначалось як різниця виміряних значень опору без впливу ліній зв'язку так і з впливом ліній зв'язку. Результати занесені в таблиці 3.1 – 3.9.

Таблиця 3.1 – Нескориговані значення ліній зв'язку при $R_0 = 1000 \text{ Ом}$,

$$I_{\text{вх}} = 1 \text{ мА і } \mu = 0,1$$

$R_L, \text{ Ом}$	0	5	10	15	20	25	30
$\Delta U, \text{ мкВ}$	9,692	10,11	10,53	10,95	11,37	11,79	12,21
$\Delta U_{RL}, \text{ мкВ}$	0	0,418	0,839	1,257	1,677	2,098	2,521
$\Delta R, \text{ Ом}$	0	$4,2 \cdot 10^{-4}$	$8,4 \cdot 10^{-4}$	$12,6 \cdot 10^{-4}$	$16,8 \cdot 10^{-4}$	$21,0 \cdot 10^{-4}$	$25,2 \cdot 10^{-4}$

Таблиця 3.2 – Нескориговані значення ліній зв'язку при $R_0 = 1000 \text{ Ом}$,

$$I_{\text{вх}} = 1 \text{ мА і } \mu = 0,2$$

$R_L, \text{ Ом}$	0	5	10	15	20	25	30
$\Delta U, \text{ мкВ}$	18,18	18,84	19,20	19,61	19,92	20,28	20,75
$\Delta U_{\text{RL}}, \text{ мкВ}$	0	0,439	0,862	1,278	1,712	2,123	2,539
$\Delta R, \text{ Ом}$	0	$4,4 \cdot 10^{-4}$	$8,6 \cdot 10^{-4}$	$12,8 \cdot 10^{-4}$	$17,1 \cdot 10^{-4}$	$21,2 \cdot 10^{-4}$	$25,4 \cdot 10^{-4}$

Таблиця 3.3 – Нескориговані значення ліній зв'язку при $R_0 = 1000 \text{ Ом}$,

$$I_{\text{вх}} = 1 \text{ мА і } \mu = 0,3$$

$R_L, \text{ Ом}$	0	5	10	15	20	25	30
$\Delta U, \text{ мкВ}$	29,24	30,09	30,35	30,69	31,11	31,53	31,95
$\Delta U_{\text{RL}}, \text{ мкВ}$	0	0,460	0,881	1,299	1,728	2,142	2,562
$\Delta R, \text{ Ом}$	0	$4,6 \cdot 10^{-4}$	$8,8 \cdot 10^{-4}$	$13,0 \cdot 10^{-4}$	$17,3 \cdot 10^{-4}$	$21,4 \cdot 10^{-4}$	$25,6 \cdot 10^{-4}$

Таблиця 3.4 – Нескориговані значення ліній зв'язку при $R_0 = 1000 \text{ Ом}$,

$$I_{\text{вх}} = 1 \text{ мА і } \mu = 0,4$$

$R_L, \text{ Ом}$	0	5	10	15	20	25	30
$\Delta U, \text{ мкВ}$	36,41	36,68	37,27	37,62	37,96	38,28	38,76
$\Delta U_{\text{RL}}, \text{ мкВ}$	0	0,490	0,911	1,331	1,759	2,169	2,592
$\Delta R, \text{ Ом}$	0	$4,9 \cdot 10^{-4}$	$9,1 \cdot 10^{-4}$	$13,3 \cdot 10^{-4}$	$17,6 \cdot 10^{-4}$	$21,7 \cdot 10^{-4}$	$25,9 \cdot 10^{-4}$

Таблиця 3.5 – Нескориговані значення ліній зв'язку при $R_0 = 1000 \text{ Ом}$,

$$I_{\text{вх}} = 1 \text{ мА і } \mu = 0,5$$

$R_L, \text{ Ом}$	0	5	10	15	20	25	30
$\Delta U, \text{ мкВ}$	43,22	43,73	44,15	44,57	44,99	45,41	45,83
$\Delta U_{\text{RL}}, \text{ мкВ}$	0	0,512	0,929	1,349	1,768	2,202	2,611
$\Delta R, \text{ Ом}$	0	$5,1 \cdot 10^{-4}$	$9,3 \cdot 10^{-4}$	$13,5 \cdot 10^{-4}$	$17,7 \cdot 10^{-4}$	$22 \cdot 10^{-4}$	$26,1 \cdot 10^{-4}$

Таблиця 3.6 – Нескориговані значення ліній зв'язку при $R_0 = 1000 \text{ Ом}$,

$$I_{\text{вх}} = 1 \text{ мА і } \mu = 0,6$$

$R_L, \text{ Ом}$	0	5	10	15	20	25	30
$\Delta U, \text{ мкВ}$	46,22	43,73	44,15	44,57	44,99	45,41	45,83
$\Delta U_{\text{RL}}, \text{ мкВ}$	0	0,521	0,948	1,358	1,779	2,211	2,621
$\Delta R, \text{ Ом}$	0	$5,2 \cdot 10^{-4}$	$9,5 \cdot 10^{-4}$	$13,6 \cdot 10^{-4}$	$17,8 \cdot 10^{-4}$	$22,1 \cdot 10^{-4}$	$26,2 \cdot 10^{-4}$

Таблиця 3.7 – Нескориговані значення ліній зв'язку при $R_0 = 1000 \text{ Ом}$,

$$I_{\text{вх}} = 1 \text{ мА і } \mu = 0,7$$

$R_L, \text{ Ом}$	0	5	10	15	20	25	30
$\Delta U, \text{ мкВ}$	49,22	43,73	44,15	44,57	44,99	45,41	45,83
$\Delta U_{\text{RL}}, \text{ мкВ}$	0	0,541	0,970	1,381	1,799	2,228	2,628
$\Delta R, \text{ Ом}$	0	$5,4 \cdot 10^{-4}$	$9,7 \cdot 10^{-4}$	$13,8 \cdot 10^{-4}$	$18,0 \cdot 10^{-4}$	$22,3 \cdot 10^{-4}$	$26,3 \cdot 10^{-4}$

Таблиця 3.8 – Нескориговані значення ліній зв'язку при $R_0 = 1000 \text{ Ом}$,

$$I_{\text{вх}} = 1 \text{ мА і } \mu = 0,8$$

$R_L, \text{ Ом}$	0	5	10	15	20	25	30
$\Delta U, \text{ мкВ}$	52,22	43,73	44,15	44,57	44,99	45,41	45,83
$\Delta U_{\text{RL}}, \text{ мкВ}$	0	0,561	0,991	1,398	1,821	2,248	2,649
$\Delta R, \text{ Ом}$	0	$5,6 \cdot 10^{-4}$	$9,9 \cdot 10^{-4}$	$14,0 \cdot 10^{-4}$	$18,2 \cdot 10^{-4}$	$22,5 \cdot 10^{-4}$	$26,5 \cdot 10^{-4}$

Таблиця 3.9 – Нескориговані значення ліній зв'язку при $R_0 = 1000 \text{ Ом}$,

$$I_{\text{вх}} = 1 \text{ мА і } \mu = 0,9$$

$R_L, \text{ Ом}$	0	5	10	15	20	25	30
$\Delta U, \text{ мкВ}$	54,56	54,99	55,40	55,82	56,24	56,66	57,08
$\Delta U_{\text{RL}}, \text{ мкВ}$	0	0,578	1,009	1,419	1,831	2,271	2,670
$\Delta R, \text{ Ом}$	0	$5,8 \cdot 10^{-4}$	$10,1 \cdot 10^{-4}$	$14,2 \cdot 10^{-4}$	$18,3 \cdot 10^{-4}$	$22,7 \cdot 10^{-4}$	$26,7 \cdot 10^{-4}$

З аналізу результатів дослідження чотирипровідної схеми активного імітатора опору видно, що нескориговані значення адитивної складової похибки не перевищують 2,67 мОм.

3.5 Калібратор напруги постійного струму з широтно-імпульсним подільником напруги

В основному в калібраторах напруги постійного струму використовують резистивні кодокеровані подільники напруги. Найпростішим подільником напруги є широтно-імпульсний кодокерований подільник напруги, який складається з кодо-імпульсного ключа і RC - фільтра низьких частот. Для керування імпульсним ключем використовують перетворювач код - час.

На рисунку 3.9 наведена структурна схема калібратора напруги постійного струму на основі широтно-імпульсного подільника напруги. На структурній схемі показано основні джерела адитивних складових похибки.

Структурна схема містить джерело зразкової напруги U_0 , вхідний підсилювач $V_{\text{хП}}$, ключ K , фільтр низьких частот і перетворювач код-час ПКЧ. Основними джерелами адитивних складових похибки є джерело ΔU_1 , еквівалентне значенню напруги зміщення нульового рівня вхідного підсилювача $V_{\text{хП}}$ і джерела ΔU_2 та ΔU_3 ,

значення яких рівне різниці напруг між окремими точками спільної шини живлення.

При цьому напруга на вході ключа визначається виразом:

$$U_K = (U_0 + \Delta U_1 + \Delta U_2) \cdot K + \Delta U_3, \quad (3.38)$$

де U_0 – значення зразкової напруги;

K – коефіцієнт передачі ВхП.

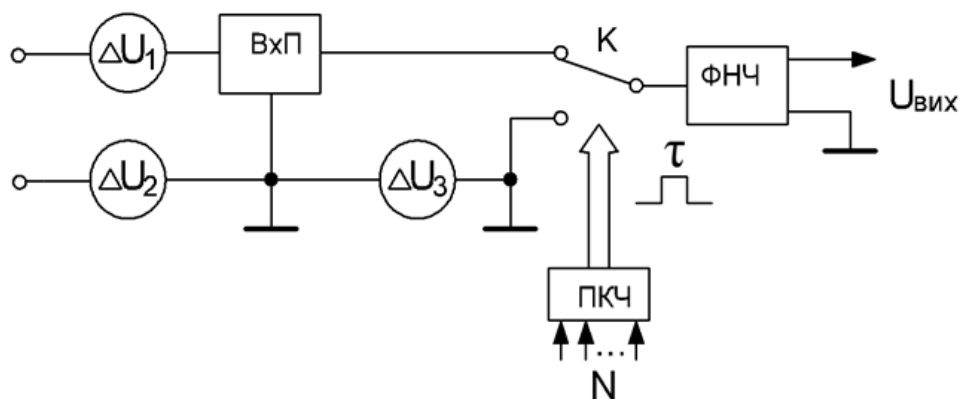


Рисунок 3.9 – Структурна схема калібратора напруги постійного струму з широтно-імпульсним подільником напруги

Відповідно напруга на вході фільтра низьких частот ФНЧ визначається при $0 \leq t \leq \tau$ виразом:

$$U_\phi = (U_0 + \Delta U_1 + \Delta U_2) \cdot K + \Delta U_3. \quad (3.39)$$

А при $\tau \leq t \leq T$ дорівнює:

$$U_\phi = 0, \quad (3.40)$$

де T – період повторення часового інтервалу τ .

Значення часового інтервалу дорівнює:

$$\tau = N \cdot T, \quad (3.41)$$

де N – значення вхідного коду, яке змінюється в діапазоні 0..1.

Вихідна напруга фільтра низьких частот рівна:

$$U_{вих} = \frac{\tau}{T} \cdot [(U_0 + \Delta U_1 + \Delta U_2) \cdot K + \Delta U_3] \quad (3.42)$$

Значення адитивної складової похибки дорівнює:

$$\Delta U_{вих} = [(\Delta U_1 + \Delta U_2) \cdot K + \Delta U_3] \cdot \frac{\tau}{T}. \quad (3.43)$$

Для коригування адитивних складових похибки, які виникають від різниці напруг між окремими точками спільної шини живлення використовують різні конструктивно-технологічні методи.

Для коригування адитивних складових похибки, які виникають від впливу зміщення нульового рівня операційних підсилювачів, використовують різні схемо-алгоритмічні методи коригування. На рисунку 3.10 наведена структурна схема калібратора напруги з широтно-імпульсним подільником напруги. Для коригування адитивної складової похибки використано комутаційно-інвертувальний метод.

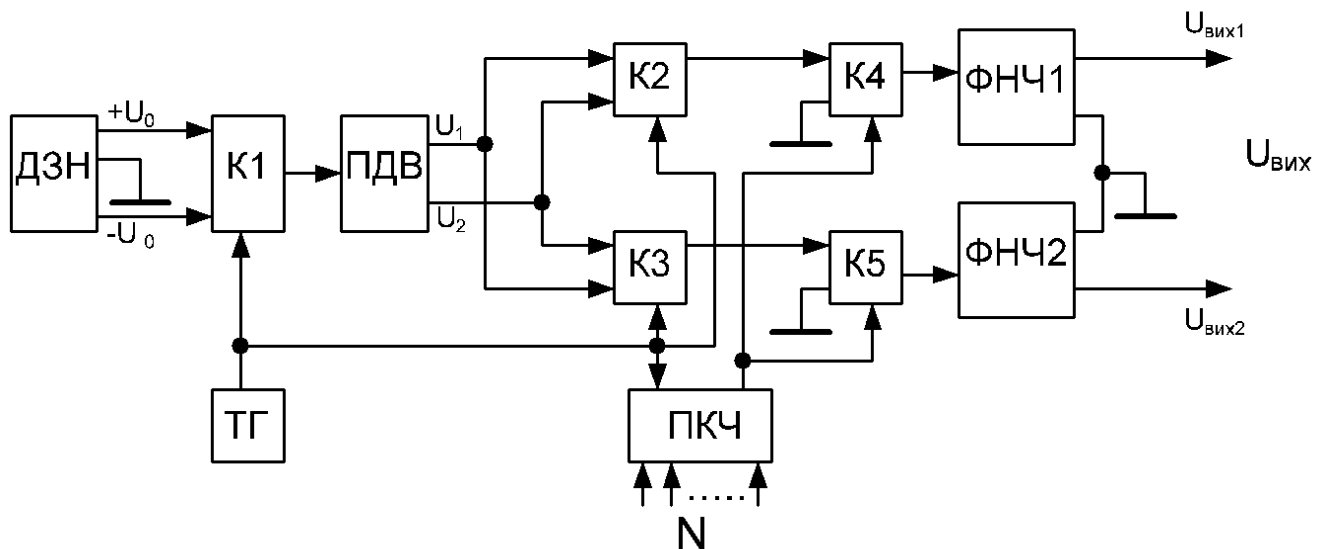


Рисунок 3.10 – Структурна схема широтно-імпульсного калібратора напруги з коригуванням адитивної складової похибки

Структурна схема містить двополярне джерело зразкової напруги ДЗН, комутаційні ключі К1, К2, К3, К4, К5, підсилювач зразкової напруги з диференційним виходом ПДВ, тактовий генератор керуючих імпульсів ТГ, перетворювачкод-час ПКЧ і фільтри низьких частот ФНЧ1, ФНЧ2.

Тактовий генератор ТГ формує прямокутні симетричні імпульси для керування ключами К1, К2, К3, а також для синхронізації формування вихідних імпульсів перетворювача код-час ПКЧ.

В залежності від значень вихідних сигналів тактового генератора ключ К1 під'єднує вхід підсилювача ПДВ до виходів U_{0+} і U_{0-} джерела зразкових напруг ДЗН. Відповідно на виходах підсилювача з диференційним виходом формуються напруги при $0 \leq t \leq \frac{T}{2}$:

$$U_1 = (U_{0+} + \Delta U_1) \cdot K_1; \quad (3.44)$$

$$U_2 = -(U_{0+} + \Delta U_2) \cdot K_2. \quad (3.45)$$

І при $\frac{T}{2} \leq t \leq T$:

$$U'_1 = (U_{0-} + \Delta U_1) \cdot K_1; \quad (3.46)$$

$$U'_2 = -(U_{0-} + \Delta U_2) \cdot K_2, \quad (3.47)$$

де U_{0+} , U_{0-} – значення зразкових напруг відповідно додатної і від'ємної полярності;

ΔU_1 , ΔU_2 – еквівалентне значення напруги зміщення нульового рівня підсилювача ПДВ відповідно до першого і другого входів;

K_1 , K_2 – коефіцієнт підсилення підсилювача відповідно до першого і другого входів.

Ключі К2 і К3 комутують вихідні напруги підсилювача ПДВ і відповідно на виході ключа К2 поступає напруга додатної полярності U_1 , U'_2 , а на виходи ключа К3 поступає напруга від'ємної полярності U_2 , U'_1 .

На виході перетворювача код-час формується імпульс τ пропорційний коду N і визначається виразом:

$$\tau = N \cdot \frac{T}{2}, \quad (3.48)$$

де T – період вихідних імпульсів тактового генератора ТГ;

N – значення коду керування, яке змінюється в діапазоні 0 – 1.

Початок формування імпульсу τ синхронізується фронтом вихідних імпульсів тактового генератора.

Ключами К4, К5 входу фільтрів низьких частот ФНЧ1 і ФНЧ2 під'єднані до спільної шини живлення, а імпульсом τ ключі К4 і К5 під'єднуються до виходів ключів К2 і К3. На виході фільтру низьких частот ФНЧ1 формується напруга, значення якої визначається виразом:

$$U_{\text{вих1}} = \frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^T U_1 \cdot dt + \int_{\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}+\tau} U_2' \cdot dt \right]. \quad (3.49)$$

При умові $|U_{0+}| = |U_{0-}| = U_0$ і $K_1 = K_2 = K$ і після відповідної підстановки отримаємо наступне:

$$U_{\text{вих1}} = U_0 \cdot K \cdot \frac{\tau}{T} + (\Delta U_1 - \Delta U_2) \cdot K \cdot \frac{\tau}{T}. \quad (3.50)$$

Відповідно на виході фільтру низьких частот ФНЧ2 напруга визначається виразом:

$$U_{\text{вих2}} = -U_0 \cdot K \cdot \frac{\tau}{T} + (\Delta U_1 - \Delta U_2) \cdot K \cdot \frac{\tau}{T}. \quad (3.51)$$

Абсолютне значення похибки вихідних напруг ФНЧ1 і ФНЧ2 дорівнює:

$$\Delta_a = (\Delta U_1 - \Delta U_2) \cdot K \cdot \frac{\tau}{T}. \quad (3.52)$$

Напруга між виходами фільтрів низьких частот ФНЧ1 і ФНЧ2 визначається виразом:

$$U_{\text{вих}} = 2 \cdot U_0 \cdot K \cdot \frac{\tau}{T}. \quad (3.53)$$

Відповідно між входами фільтрів низьких частот похибка від зміщення нульового рівня підсилювача ПДВ повністю коригується.

Принципова електрична схема калібратора напруги з широтно-імпульсним подільником напруг наведена на рисунку 3.11.

Підсилювач з диференційним виходом виконаний на вхідному підсилювачі на операційному підсилювачі DA1 і інвертуючому підсилювачі DA2.

В залежності від сигналів тактового генератора ключ K1 під'єднує неінвертуючий вхід операційного підсилювача DA1 до джерел зразкової напруги U_{0+} та U_0 . і відповідно на виході операційного підсилювача DA1 при $0 \leq t \leq \frac{T}{2}$ формується напруга:

$$U_{DA1} = (U_{0+} + \Delta U_1) \cdot \frac{R1 + R2}{R2}. \quad (3.54)$$

А при $\frac{T}{2} \leq t \leq T$ напруга:

$$U'_{DA1} = (U_{0-} + \Delta U_1) \cdot \frac{R1 + R2}{R2}. \quad (3.55)$$

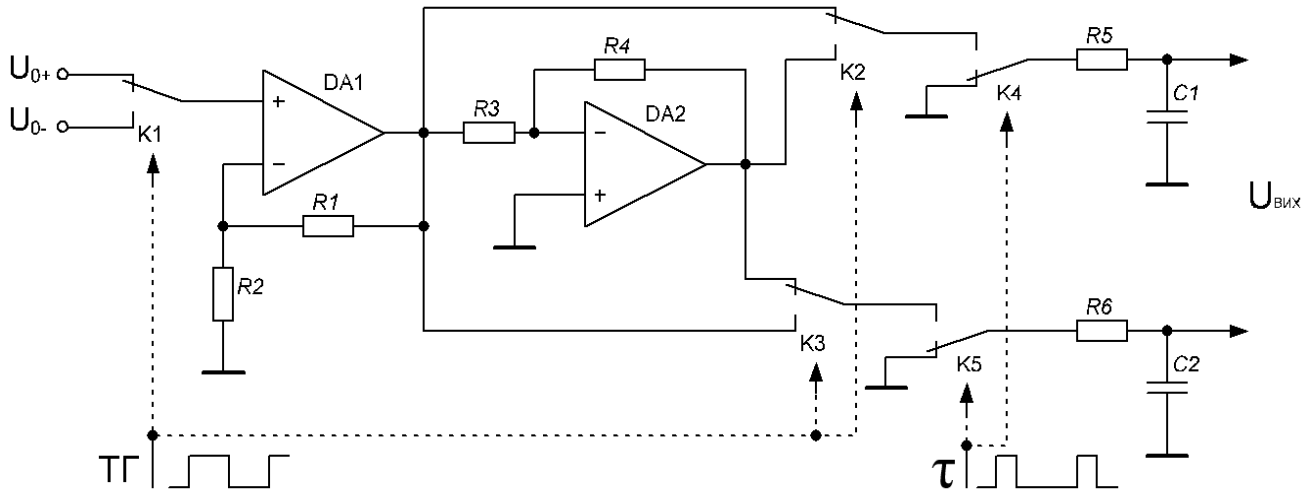


Рисунок 3.11 – Принципова електрична схема калібратора напруги з широтно-імпульсним подільником напруг

Вихідна напруга ОП DA1 поступає на вхід інвертуючого підсилювача DA2, на виході якого при $0 \leq t \leq \frac{T}{2}$ формується напруга:

$$U_{DA2} = - \left[(U_{0+} + \Delta U_1) \cdot \frac{R1 + R2}{R2} + \Delta U_2 \right] \cdot \frac{R4}{R3}; \quad (3.56)$$

А при $\frac{T}{2} \leq t \leq T$ напруга:

$$U'_{DA2} = \left[(U_{0-} + \Delta U_1) \cdot \frac{R1 + R2}{R2} + \Delta U_2 \right] \cdot \frac{R4}{R3}; \quad (3.57)$$

Ключі K4 і K5 керуються імпульсами τ , значення яких пропорційні коду керування N. Початок формування τ синхронізовані фронтами тактових імпульсів.

Відповідно на виходах ключів K4 і K5 формуються напруги при $0 \leq t \leq \tau$:

$$U_{K4} = U_{DA1}; \quad (3.58)$$

$$U_{K5} = U_{DA2}. \quad (3.59)$$

А при $\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} + \tau$ напруги:

$$U'_{K4} = U'_{DA2}; \quad (3.60)$$

$$U'_{K5} = U'_{DA1}; \quad (3.61)$$

Вихідні сигнали ключів К4 і Л5 усереднюються фільтрами R5, C1 та R6, C2 і визначаються виразами:

$$U_{C1} = \frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^T U_{DA1} \cdot dt + \int_{\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}+\tau} U'_{DA2} \cdot dt \right]; \quad (3.62)$$

$$U_{C2} = \frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^T U_{DA2} \cdot dt + \int_{\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}+\tau} U'_{DA1} \cdot dt \right]. \quad (3.63)$$

При умові $|U_{0+}| = |U_{0-}| = U_0$ і $R3 = R4$ і після відповідної підстановки отримаємо наступне:

$$U_{C1} = \frac{2 \cdot \tau}{T} \cdot (U_0 \cdot K + \Delta U_2); \quad (3.64)$$

$$U_{C2} = -\frac{2 \cdot \tau}{T} \cdot (U_0 \cdot K + \Delta U_2); \quad (3.65)$$

$$K = \frac{R2 + R1}{R2}, \quad (3.66)$$

де K – коефіцієнт підсилення DA1.

Відповідно загальна вихідна напруга фільтрів низьких частот дорівнює:

$$U_{\text{вих}} = U_{C1} \cdot U_{C2} = \frac{4\tau}{T} \cdot U_0 \cdot K. \quad (3.67)$$

З аналізу видно, що метод комутаційного інвертування повністю коригує вплив на похибку вихідного сигналу напруг зміщення нульового рівня ОП DA1 і DA2.

Для зменшення змінної складової вихідної напруги, необхідно використовувати ФНЧ.

Повна структурна схема тактового генератора і формувача код-час наведена на рисунку 3.12.

Структурна схема містить високочастотний генератор імпульсів ВЧГІ, подільник імпульсів ПІ, пристрій порівняння кодів ППК, регістр пам'яті РП, Вхідний пристрій зв'язку ВП і формувач імпульсів ФІ.

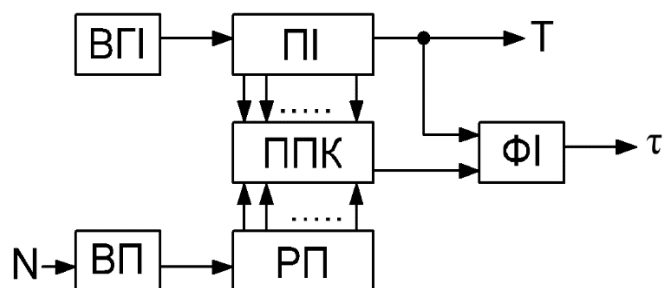


Рисунок 3.12 – Структурна схема формувача тактового і пропорційного коду N імпульса

Вихідні імпульси ВГІ поступають на вхід подільника імпульсів, на виході якого формуються прямокутні симетричні тактові імпульси. Керуючі імпульси N пропорційні часовому інтервалу τ поступають по послідовному зв'язку на вхід регістра пам'яті РП, вихідний код якого поступає на вхід пристрою порівняння кодів ППК. При рівності вихідних кодів подільника імпульсів ПІ і регістра пам'яті РП пристрій порівняння формує імпульс, який поступає на формувач імпульсів ФІ. Відповідно формувач імпульсів ФІ формує імпульс τ , часовий інтервал якого пропорційний коду N .

3.6. Дослідження принципової електричної схеми калібратора напруги постійного струму з широтно-імпульсним подільником напруги

Дослідження спроектованої принципової електричної схеми калібратори напруги постійного струму з широтно-імпульсним подільником напруги проводили методом комп'ютерного моделювання. Дослідження окремих вузлів принципової схеми були проведені експериментально на дослідному макеті.

Комп'ютерне моделювання проводилися в програмному середовищі відповідно до моделей калібратора напруги з пасивним фільтром низьких частот на рисунку 3.13 та активним фільтром низьких частот на рисунку 3.14.

Джерело живлення моделі виконано на джерелах напруги постійного струму +12В і -12В з спільною земляною шиною, а зразкові джерела напруги на джерелах напруги +1В і -1В. Вхідний і інвертуючий підсилювач виконаний на операційних підсилювачах типу UA741. Двопозиційний ключ вхідного підсилювача виконаний на

двох однопозиційних ключах. Для встановлення ключа замкнуте положення необхідно подати напругу керування додатної або від'ємної полярності на відповідні керуючі входи ключа.

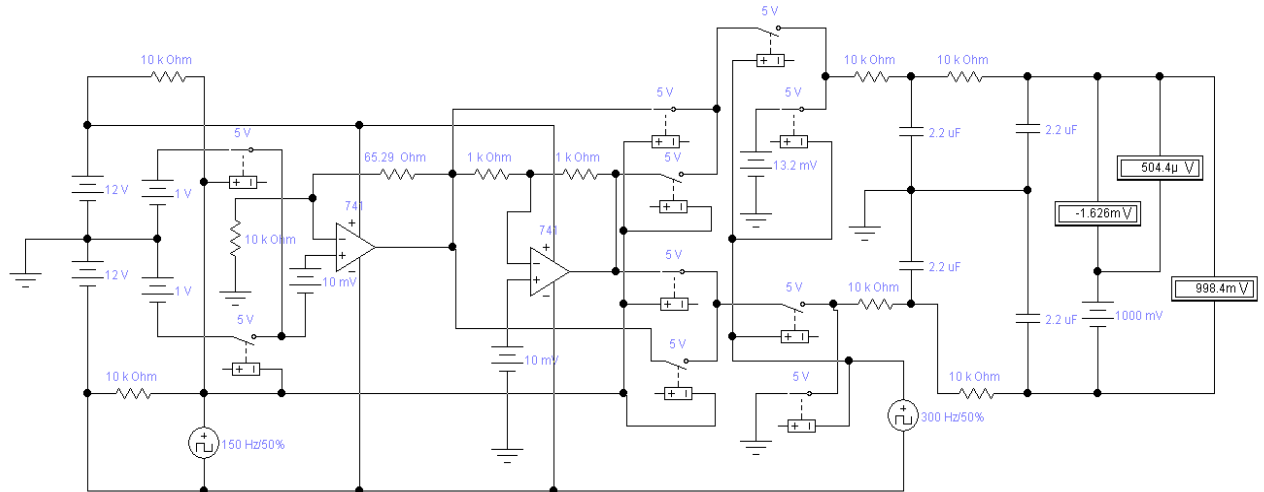


Рисунок 3.13 – Модель калібратора напруги постійного струму з широтно-імпульсним подільником та пасивним фільтром низьких частот

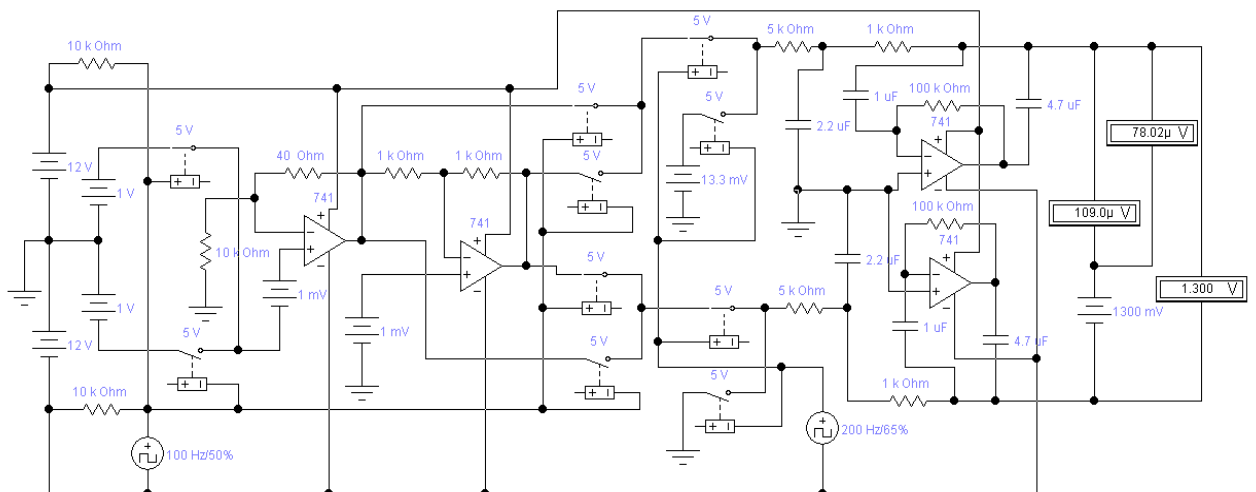


Рисунок 3.14 – Модель калібратора напруги постійного струму з широтно-імпульсним подільником та активним фільтром низьких частот

Комутацію вихідних сигналів вхідного і інвертуючого підсилювача здійснюється чотирма однопозиційними ключами. При цьому вхідні контакти ключів попарно

з'єднані і підключені на відповідні входи ключів широтно-імпульсного подільника напруги додатної і від'ємні полярності.

Керування ключами вхідного і інвертуючого підсилювачів здійснюється тактовим генератором прямокутних симетричних імпульсів. Для формування двополярних імпульсів вихід тактового генератора від'ємної полярності під'єднаний до джерел живлення від'ємної полярності. При цьому вихід додатної полярності під'єднаний до відповідних керуючих входів комутуючих ключів.

Керування ключами широтно-імпульсного подільника напруги постійного струму здійснюється додатковим тактовим генератором з частотою вихідних імпульсів $2f$. При цьому комп'ютерна програма забезпечує синхронізацію вихідних імпульсів тактових генераторів відповідно до часової діаграми роботи комп'ютерної моделі наведеної на рисунку 3.15.

Формування тривалості вихідних імпульсів тактового генератора з частотою вихідних імпульсів $2f$ здійснюється вибором значення коефіцієнта заповнення, значення якого визначається виразом:

$$K_3 = \frac{\tau}{T_2} \cdot 100\% = \tau \cdot 2 \cdot f \cdot 100\%, \quad (3.68)$$

де τ – тривалість імпульсу;

T_2 – період імпульсів другого тактового генератора;

f – частота вхідних імпульсів тактового генератора.

Програма комп'ютерного моделювання забезпечує вибір коефіцієнта заповнення від 1% до 99%. При цьому коефіцієнт перетворення широтно-імпульсного подільника визначається виразом:

$$\mu = \frac{\tau}{T_2} = \frac{K_3}{100\%}. \quad (3.69)$$

Відповідно значення коефіцієнта перетворення μ вибирається в діапазоні $0,01 \leq \mu \leq 0,99$.

Програма комп'ютерного моделювання забезпечує вибір коефіцієнта заповнення від 1% до 99%. При цьому коефіцієнт перетворення широтно-імпульсного подільника визначається виразом:

$$\mu = \frac{\tau}{T_2} = \frac{K_3}{100\%}. \quad (3.69)$$

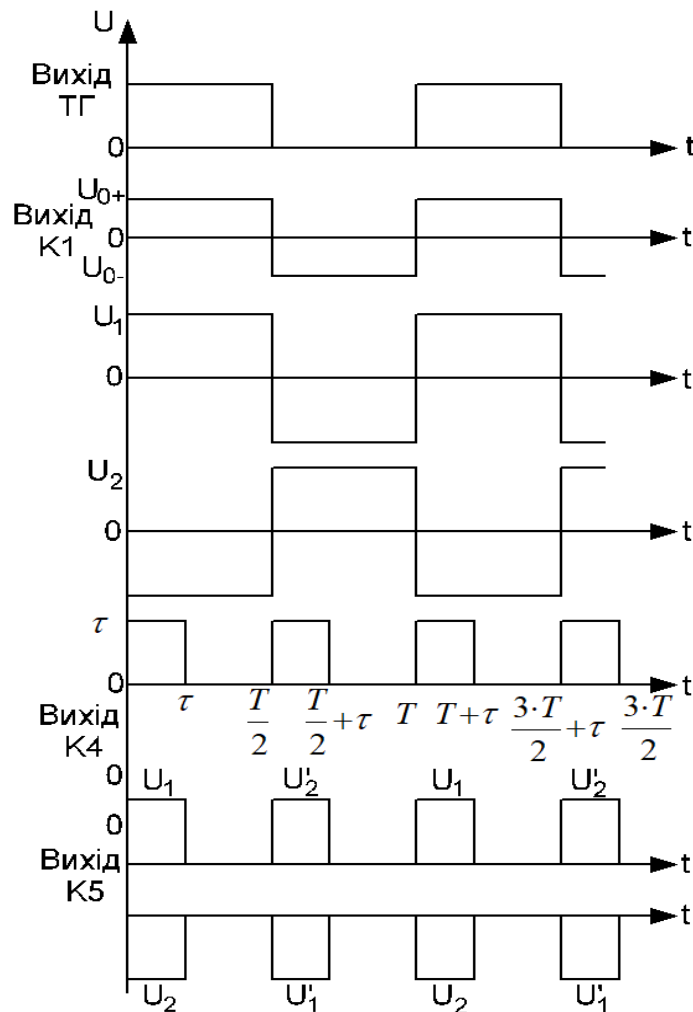


Рисунок 3.15 – Часова діаграма вихідних імпульсів тактових генераторів і ключів

Для дослідження впливу напруги зміщення нульового рівня операційних підсилювачів використані джерела постійної напруги, які під'єднані до неінвертуючих входів операційних підсилювачів. Для вимірювання вихідної напруги калібратора напруги постійного струму застосовано мілівольтметр постійного струму. Для визначення похибки формування вихідної напруги калібратора напруги використано послідовно з'єднані джерело зразкової напруги постійного струму, яке формує номінальне значення вихідної напруги і мікрвольтметр.

Причому мікрвольтметр вимірює абсолютну похибку вихідної напруги, значення якої дорівнює:

$$\Delta U = U_{\text{вих}} - U_{0н}, \quad (3.70)$$

де $U_{\text{вих}}$ – значення вихідної напруги калібратора;

$U_{0н}$ – номінальне значення напруги вихідної напруги, яке формується зразковим джерелом напруги.

Для вимірювання значення змінної складової вихідної напруги використано мікровольтметр змінної напруги, який під'єднаний до виходу калібратора напруги і до джерела зразкової напруги.

На виході ключа першого широтно-імпульсного перетворювача формуються імпульсні сигнали, амплітудне значення яких при $0 \leq t \leq \mu \cdot T_2$ визначається виразом:

$$U_1 = (U_{0+} + \Delta U_1) \cdot K_1. \quad (3.71)$$

А при $\frac{T_1}{2} \leq t \leq \frac{T_1}{2} + \mu \cdot T_2$ виразом:

$$U_1 = -[(U_{0-} + \Delta U_1) \cdot K_1 + 2 \cdot \Delta U_2] \cdot K_2, \quad (3.72)$$

де ΔU_1 – значення напруги джерела під'єданого до неінвертуючого входу першого операційного підсилювача;

ΔU_2 – значення напруги джерела під'єданого до неінвертуючого входу другого операційного підсилювача.

Дослідження калібратора напруги з широтно-імпульсним подільником проводились при різних значеннях частоти тактового генератора 500 Гц, 1000 Гц і 2000 Гц. Результати досліджень калібратора напруги з пасивним фільтром наведені в таблиці 3.10 – 3.12, а калібратора напруги з активним фільтром в таблиці 3.13 – 3.15.

Таблиця 3.10 – Різниця вихідних напруг комп'ютерної моделі калібратора напруги з широтно-імпульсним подільником та пасивним фільтром на частоті тактового генератора 500 Гц

$U_{\text{вихн}}, \%$	$U_{\text{безІАСП}}, \text{В}$	$U_{\text{зІАСП}}, \text{В}$	$\Delta U_{\text{к}}, \text{В}$
10	0,200283	0,200274	0,000009
20	0,400217	0,400228	-0,000011
30	0,600346	0,600329	0,000017
40	0,800371	0,800298	0,000019
50	1,000472	1,000447	0,000025
60	1,200418	1,200417	-0,000031
70	1,400386	1,400352	0,000034
80	1,600474	1,600512	-0,000038
90	1,800493	1,800451	0,000042

Таблиця 3.11 – Різниця вихідних напруг комп'ютерної моделі калібратора напруги з широтно-імпульсним подільником та пасивним фільтром на частоті тактового генератора 1000 Гц

$U_{\text{вихн}}, \%$	$U_{\text{безІАСП}}, \text{В}$	$U_{\text{ІАСП}}, \text{В}$	$\Delta U_{\text{к}}, \text{В}$
10	0,200316	0,200310	0,000006
20	0,400294	0,400285	0,000009
30	0,600317	0,600328	-0,000011
40	0,800347	0,800334	0,000013
50	1,000356	1,000370	-0,000014
60	1,200417	1,200402	0,000015
70	1,400472	1,400453	0,000019
80	1,600452	1,600473	-0,000021
90	1,800532	1,800507	0,000025

Таблиця 3.12 – Різниця вихідних напруг комп'ютерної моделі калібратора напруги з широтно-імпульсним подільником та пасивним фільтром на частоті тактового генератора 2000 Гц

$U_{\text{вихн}}, \%$	$U_{\text{безІАСП}}, \text{В}$	$U_{\text{ІАСП}}, \text{В}$	$\Delta U_{\text{к}}, \text{В}$
10	0,200285	0,200297	-0,000012
20	0,400291	0,400272	0,000019
30	0,600284	0,600264	0,000020
40	0,800327	0,800351	-0,000024
50	1,000354	1,000383	-0,000029
60	1,200321	1,200289	0,000032
70	1,400421	1,400380	0,000041
80	1,600436	1,600392	0,000044
90	1,800516	1,800466	0,000050

Таблиця 3.13 – Різниця вихідних напруг комп'ютерної моделі калібратора напруги з широтно-імпульсним подільником та активним фільтром на частоті тактового генератора 500 Гц

$U_{\text{вихн}}, \%$	$U_{\text{безІАСП}}, \text{В}$	$U_{\text{ІАСП}}, \text{В}$	$\Delta U_{\text{к}}, \text{В}$
10	0,200316	0,200307	0,000009
20	0,400293	0,400304	-0,00011
30	0,600323	0,600309	0,000014
40	0,800311	0,800292	0,000019
50	1,000374	1,000351	0,000023
60	1,200363	1,200390	-0,000027
70	1,400382	1,400351	0,000031
80	1,600421	1,600386	0,000035
90	1,800508	1,800546	-0,000038

Таблиця 3.14 – Різниця вихідних напруг комп'ютерної моделі калібратора напруги з широтно-імпульсним подільником та активним фільтром на частоті тактового генератора 1000 Гц

$U_{\text{вихн}}, \%$	$U_{\text{безІАСП}}, \text{В}$	$U_{\text{зІАСП}}, \text{В}$	$\Delta U_{\text{к}}, \text{В}$
10	0,200264	0,200258	0,000006
20	0,400275	0,4002267	0,000008
30	0,600294	0,600285	0,000009
40	0,800347	0,800361	-0,000014
50	1,000392	1,000405	-0,000013
60	1,200401	1,200416	-0,000015
70	1,400423	1,400407	0,000016
80	1,600448	1,600430	0,000018
90	1,800462	1,800442	0,000020

Таблиця 3.15 – Різниця вихідних напруг комп'ютерної моделі калібратора напруги з широтно-імпульсним подільником та активним фільтром на частоті тактового генератора 2000 Гц

$U_{\text{вихн}}, \%$	$U_{\text{безІАСП}}, \text{В}$	$U_{\text{зІАСП}}, \text{В}$	$\Delta U_{\text{к}}, \text{В}$
10	0,200293	0,200283	0,000010
20	0,400298	0,400315	-0,000017
30	0,600287	0,600269	0,000018
40	0,800304	0,800325	-0,000021
50	1,000323	1,000298	0,000025
60	1,200342	1,200313	0,000029
70	1,400375	1,400410	-0,000035
80	1,600411	1,600370	0,000041
90	1,800486	1,800439	0,000047

За результатами математичного моделювання встановлено, що найкращі результати на частоті тактового генератора 1000 Гц. Мінімальне значення різниць вихідних напруг комп'ютерної моделі калібратора напруги на частоті тактового генератора 1000 Гц з пасивним фільтром не перевищує 25 мкВ, а з активним фільтром – 20 мкВ.

3.7. Висновки до розділу 3

– Запропоновані структурна і принципова схеми двопровідного терморезистивного перетворювача з коригуванням впливу опорів ліній зв'язку на основі методу комутаційного інвертування.

– Проаналізовано вплив адитивних складових похибки в активних імітаторах опору.

– Синтезовано чотирипровідні структурну і принципову схеми активного імітатора опору з автоматичним коригуванням адитивних складових похибок за допомогою методу комутаційного інвертування.

– Проведені дослідження роботи структур активного імітатора опору за допомогою комп'ютерного моделювання і встановлено, що різниця значень вихідних опорів не перевищувало 2,67 мОм.

– Розроблена схема калібратора напруги постійного струму з широтно-імпульсним подільником напруги та автоматичним коригуванням адитивних складових похибок на основі комутаційно-інвертувального методу.

РОЗДІЛ 4 ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ МАКЕТІВ КАЛІБРАТОРІВ НАПРУГИ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ З КОМУТАЦІЙНИМ ІНВЕРТУВАННЯМ

Для проведення експериментальних досліджень ефективності запропонованих автором структур калібратора напруги постійного струму розроблена повна принципова схема з автоматичним коригуванням адитивних складових похибки, і розроблена необхідна конструкторська документація.

При цьому розроблені друковані плати основних вузлів макету і виготовлено діючий експериментальний макет калібратора напруги.

Дослідження основних метрологічних і технічних характеристик макету проводились за участю основних спеціалістів ПрАТ «СКБ мікроелектроніки в приладобудуванні» і ВАТ «Самбірський приладобудівний завод «Омега»».

Для дослідження запропонованих автором структур калібраторів напруги постійного струму і імітаторів електричного опору використовували комп'ютерне моделювання. Відповідно до розроблених принципових електричних схем проведено розробку схем-моделей дослідження основних метрологічних і технічних характеристик.

4.1. Макет калібратора напруги постійного струму з комутаційним інвертуванням

В калібраторі напруги невеликого діапазону значень зразкової напруги найбільш доцільно використовувати резистивний подільник напруги. Для коригування впливу адитивної складової похибки застосований метод комутаційного-інвертування.

На рисунку 4.1 зображено розроблену структурну схему макета калібратора напруги постійного струму з комутаційно-інвертуючим методом компенсації адитивної складової похибки.

Структурна схема складається з джерела зразкової напруги ДЗН, ключа комутації зразкової напруги К1, підсилювачів зразкової напруги ПН1 і ПН2, резистивного подільника напруги РПН, ключа комутації вихідної напруги

резистивного подільника К2, вихідного підсилювача ВП, ключа комутації вихідної напруги К3 і активного фільтра АФ. Тактовий генератор ТГ використовується для керування ключами К1 і К3.

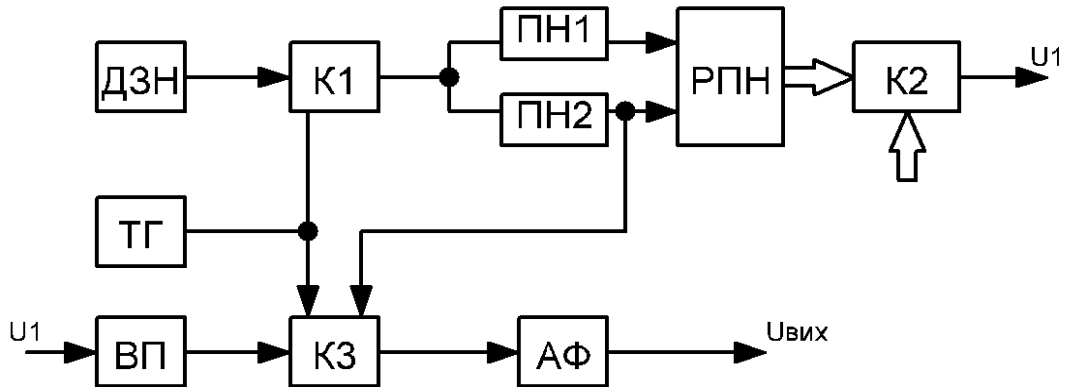


Рисунок 4.1 – Структурна схема макету калібратора напруги постійного струму з комутаційно-інвертуючим методом компенсації адитивної складової похибки

На виході підсилювачів ПН1 і ПН2 формуються напруги при $0 \leq t \leq \frac{T}{2}$:

$$U_{\text{вих1}} = U_0 + \Delta U_1; \quad (4.1)$$

$$U_{\text{вих2}} = \Delta U_2; \quad (4.2)$$

де ΔU_1 , ΔU_2 – зміщення нульового рівня операційних підсилювачів зразкової напруги ПН1 і ПН2.

T – тривалість періодів імпульсів тактового генератора ТГ.

Відповідно при $\frac{T}{2} \leq t \leq T$ напруги приймають значення:

$$U_{\text{вих1}} = \Delta U_1; \quad (4.3)$$

$$U_{\text{вих2}} = U_0 + \Delta U_2. \quad (4.4)$$

Напруга, яка поступає на вхід резистивного подільника РПН визначається з різниці вихідних напруг підсилювачів зразкової напруги ПН1, ПН2 і знаходиться з виразу:

$$U_{\text{вхпн}} = U_0 + \Delta U_1 - \Delta U_2, \text{ при } 0 \leq t \leq \frac{T}{2}; \quad (4.5)$$

$$U_{\text{вхпн}} = \Delta U_1 - U_0 - \Delta U_2, \text{ при } \frac{T}{2} \leq t \leq T. \quad (4.6)$$

Вихідна напруга РПН через комутатор К2 в залежності від його положення поступає на вхід вихідного підсилювача ВП і через комутатор К3 на вхід активного фільтра та дорівнює:

$$U_{\text{ВХ}\Phi 1} = (U_0 + \Delta U_1 - \Delta U_2) \cdot K + \Delta U_3, \text{ при } 0 \leq t \leq \frac{T}{2}; \quad (4.7)$$

$$U_{\text{ВХ}\Phi 2} = (U_0 - \Delta U_1 + \Delta U_2) \cdot K - \Delta U_3, \text{ при } \frac{T}{2} \leq t \leq T, \quad (4.8)$$

де K – коефіцієнт передачі РПН в залежності від положення комутатора К2.

ΔU_3 – напруга зміщення нульового рівня ВП.

Відповідно напруга на виході активного фільтра визначається з виразу:

$$U_{\text{ВИХ}\Phi} = \frac{((U_0 + \Delta U_1 - \Delta U_2) \cdot K + \Delta U_3) + ((U_0 - \Delta U_1 + \Delta U_2) \cdot K - \Delta U_3)}{2} = U_0 \cdot K. \quad (4.9)$$

На рисунку 4.2 запропонована принципова схема макету калібратора напруги постійного струму з коригуванням адитивних зміщень.

Блок живлення принципової схеми калібратора напруги постійного струму побудований на трансформаторі Т1 220/18 В і напівпровідникових стабілітронах VD3, VD4 типу КС468 з напругою стабілізації 6,8 В. Використано джерело зразкової напруги типу TL431ACD значення вихідної напруги якого рівне 2,5 В.

Комутуючі електронні ключі К1 і К3 перемикаються за допомогою імпульсів тактового генератора ТГ. Для зміни полярності джерела зразкової напруги використано комутатор К1, за допомогою якого вона через операційні підсилювачі DA1, DA2 під'єднується до РПН на резисторах R4-R7.

Напруга на виході комутатора К2 залежить від позиції ключів і визначається формулою 4.10 та формулою 4.11 при додатній і від'ємній полярностях імпульсів керування.

$$U_{K2} = \frac{(U_{DA1} - U_{DA2}) \cdot \sum_1^n R_{0i}}{\sum_1^N R_{0i}}; \quad (4.10)$$

$$U_{K2} = \frac{(U_{DA2} - U_{DA1}) \cdot \sum_1^n R_{0i}}{\sum_1^N R_{0i}}, \quad (4.11)$$

де U_{DA1} , U_{DA2} – значення напруги на виході операційних підсилювачів відповідно DA1 і DA2;

R_{0i} – значення опору резисторів R4-R7;

N – загальна кількість зразкових резисторів;

n – кількість резисторів під'єднаних до виходу комутатора.

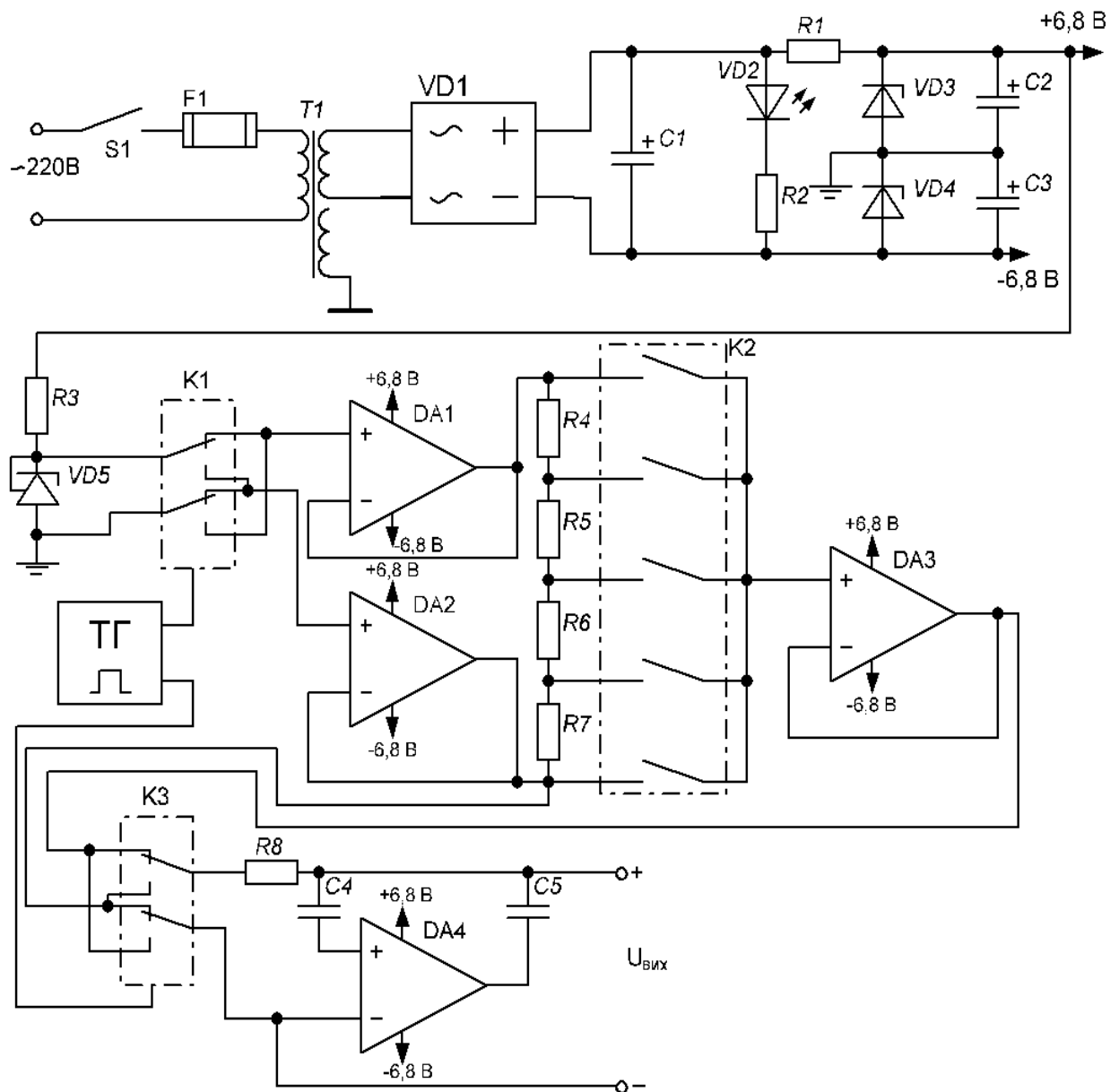


Рисунок 4.2 – Принципова схема макету калібратора напруги постійного струму з коригуванням адитивних зміщень

На вхід активного фільтра на операційному підсилювачі DA4 поступають напруги в залежності від полярності керуючих імпульсів, які дорівнюють:

$$U_{BX\Phi 1} = (U_0 + \Delta U_{DA1} - \Delta U_{DA2}) \cdot \frac{n}{N} + \Delta U_{DA3}, \text{ при } 0 \leq t \leq \frac{T}{2}; \quad (4.12)$$

$$U_{BX\Phi 2} = (U_0 - \Delta U_{DA1} + \Delta U_{DA2}) \cdot \frac{n}{N} - \Delta U_{DA3}, \text{ при } \frac{T}{2} \leq t \leq T. \quad (4.13)$$

Після усереднення на виході активного фільтра низької частоти формується напруга:

$$U_{ВИХ\Phi} = \frac{U_{BX\Phi 1} + U_{BX\Phi 2}}{2} = U_0 \cdot \frac{n}{N}. \quad (4.14)$$

Після усереднення АФНЧ вхідних напруг адитивні складові похибки, які виникають від зміщень нульових рівнів ОП повністю компенсуються. Щоб провести аналіз похибок від впливу резисторів РПН вираз 4.14 відобразимо в наступному вигляді:

$$U_{ВИХ\Phi} = U_0 \cdot \frac{n \cdot R_0 + \sum_1^n \Delta R_i}{N \cdot R_0 + \sum_1^N \Delta R_i}, \quad (4.15)$$

де R_0 – номінальне значення опорів резисторів R4-R7;

ΔR_i – абсолютна похибка резисторів R4-R7.

З виразу 4.15 видно, що при рівних значеннях вплив абсолютних похибок резисторів повністю компенсується. Резистори R4-R7 вибираємо типу P2-67 з номінальними значеннями 1 кОм та з точністю 0,005%.

Вибираємо напівпровідникові електронні ключі типу ADG201A для комутації резисторів. Для того, щоб зменшити вплив опору ключів вибираємо ОП типу LM324J з малими вхідними струмами.

На рисунку 4.3 показаний зовнішній вигляд макету калібратора напруги постійного струму з автоматичним коригуванням адитивної складової похибки.

Проведено експериментальні дослідження макету калібратора напруги постійного струму з автоматичним коригуванням адитивних складових похибки в ручному і автоматичному режимах керування на таких частотах тактового генератора: 50 Гц, 100 Гц, 250 Гц, 500 Гц, 1500 Гц. Експериментальні дослідження калібратора проводилося без використання імітатора адитивної складової похибки ІАСП і з використанням ІАСП, значення вихідної напруги імітатора похибки становило (10 ± 2) мВ.

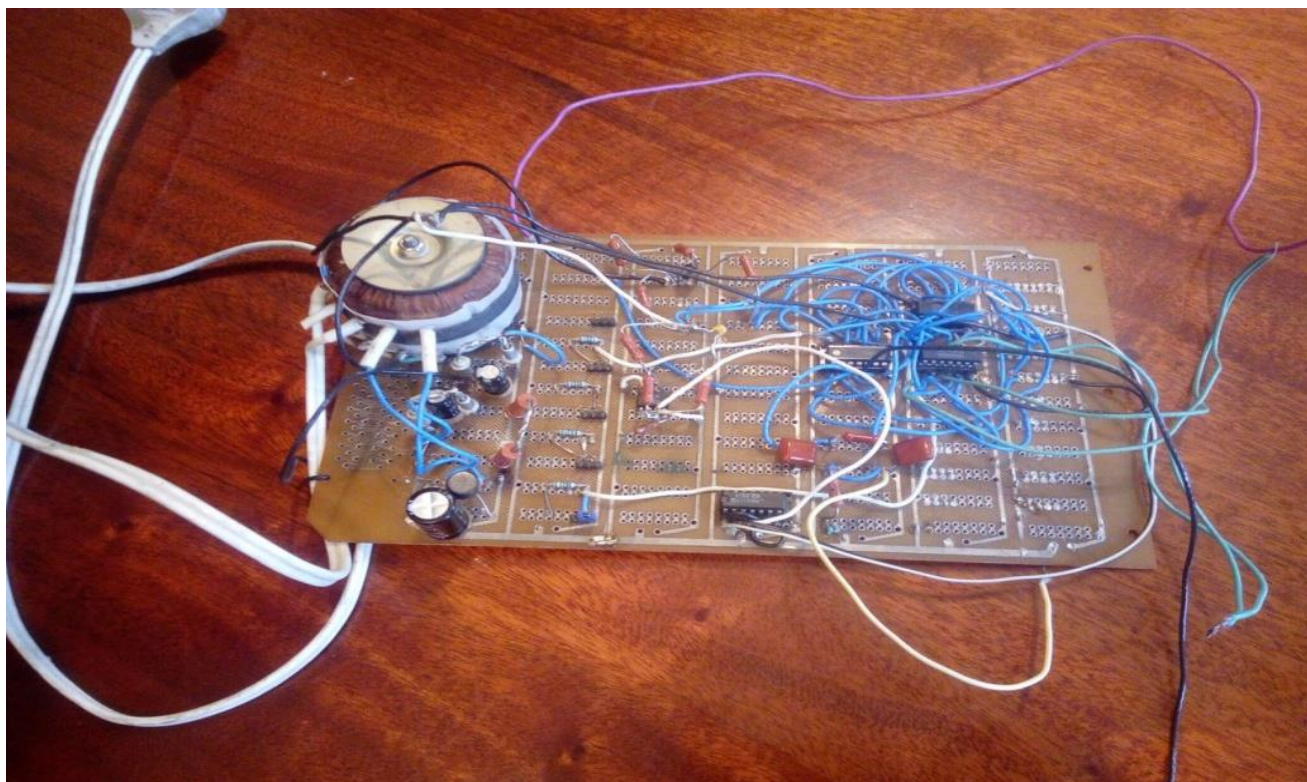


Рисунок 4.3 – Зовнішній вигляд макету калібратора напруги постійного струму з автоматичним коригуванням адитивної складової похибки.

Результати експериментальних досліджень макету калібратора напруги з коригуванням адитивної складової похибки наведені в таблицях 4.1 – 4.8.

Таблиця 4.1 – Результати експериментальних досліджень макету калібратора напруги з коригуванням адитивної складової похибки в ручному режимі для додатної полярності опорної напруги

$U_{\text{ВИХ}}, \%$	0	25	50	75	100
$U_{\text{безІАСП}}^+, \text{В}$	0,0024786	0,263032	0,523278	0,744435	1,10667
$U_{\text{зІАСП}}^+, \text{В}$	0,021391	0,273286	0,534532	0,754689	1,11692

Таблиця 4.2 – Результати експериментальних досліджень макету калібратора напруги з коригуванням адитивної складової похибки в ручному режимі для від'ємної полярності опорної напруги

$U_{\text{ВИХ}}, \%$	0	25	50	75	100
$U_{\text{безІАСП}}^-, \text{В}$	0,0024784	-0,259466	-0,519826	-0,739393	-1,10072
$U_{\text{зІАСП}}^-, \text{В}$	0,021393	-0,249212	-0,509572	-0,729139	-1,09046

Таблиця 4.3 – Результати експериментальних досліджень макету калібратора напруги з коригуванням адитивної складової похибки та частотою тактового генератора 50 Гц

U _{ВИХ} , %	0	25	50	75	100
U _{безІАСП} , В	0,000019	0,521763	1,10528	1,51167	2,21368
U _{зІАСП} , В	0,000034	0,521737	1,10525	1,51164	2,21371

Таблиця 4.4 – Результати експериментальних досліджень макету калібратора напруги з коригуванням адитивної складової похибки та частотою тактового генератора 100 Гц

U _{ВИХ} , %	0	25	50	75	100
U _{безІАСП} , В	0,000018	0,510641	1,01159	1,52325	2,00163
U _{зІАСП} , В	0,000031	0,510662	1,01157	1,52323	2,00166

Таблиця 4.5 – Результати експериментальних досліджень макету калібратора напруги з коригуванням адитивної складової похибки та частотою тактового генератора 250 Гц

U _{ВИХ} , %	0	25	50	75	100
U _{безІАСП} , В	0,000017	0,499923	0,983345	1,48622	1,99505
U _{зІАСП} , В	0,000024	0,499936	0,983333	1,48621	1,99503

Таблиця 4.6 – Результати експериментальних досліджень макету калібратора напруги з коригуванням адитивної складової похибки та частотою тактового генератора 500 Гц

U _{ВИХ} , %	0	25	50	75	100
U _{безІАСП} , В	0,000008	0,486106	0,991499	1,48928	1,98777
U _{зІАСП} , В	0,000014	0,496110	0,991494	1,48928	1,98777

Таблиця 4.7 – Результати експериментальних досліджень макету калібратора напруги з коригуванням адитивної складової похибки та частотою тактового генератора 1000 Гц

U _{ВИХ} , %	0	25	50	75	100
U _{безІАСП} , В	0,000023	0,486283	0,978358	1,47392	1,96820
U _{зІАСП} , В	0,000032	0,486295	0,978344	1,47391	1,96821

Таблиця 4.8 – Результати експериментальних досліджень макету калібратора напруги з коригуванням адитивної складової похибки та частотою тактового генератора 1500 Гц

U _{ВИХ} , %	0	25	50	75	100
U _{безІАСП} , В	0,000046	0,479589	0,957426	1,47208	1,94145
U _{зІАСП} , В	0,000020	0,479625	0,957481	1,47212	1,94142

Результати обчислення вихідної напруги макету калібратора напруги постійного струму з коригуванням адитивної складової похибки із включеним та виключеним ІАСП (нескориговане значення адитивної складової похибки) $U_{\text{кбезІАСП}}$, $U_{\text{кзІАСП}}$ макету калібратора напруги постійного струму з коригуванням адитивної складової похибки в ручному режимі керування визначається співвідношеннями (4.16) та (4.17):

$$U_{\text{кбезІАСП}} = 0,5(U_{\text{безІАСП}}^+ - U_{\text{безІАСП}}^-) \quad (4.16)$$

$$U_{\text{кзІАСП}} = 0,5(U_{\text{зІАСП}}^+ - U_{\text{зІАСП}}^-) \quad (4.17)$$

де $U_{\text{безІАСП}}^+$, $U_{\text{безІАСП}}^-$ – виміряне значення вихідної напруги макету калібратора напруги без включеного ІАСП для додатної та від’ємної полярностей опорної напруги відповідно;

$U_{\text{зІАСП}}^+$, $U_{\text{зІАСП}}^-$ – виміряне значення вихідної напруги макету калібратора напруги із включеним ІАСП для додатної та від’ємної полярностей опорної напруги відповідно.

Результати обчислення різниці вихідних напруг макету калібратора напруги постійного струму з коригуванням адитивної складової похибки із включеним та виключеним ІАСП (нескориговане значення адитивної складової похибки) $\Delta U_{\text{кбезІАСП}}$, $\Delta U_{\text{кзІАСП}}$ макету калібратора напруги постійного струму з коригуванням адитивної складової похибки в ручному режимі керування визначається співвідношенням (4.17):

$$\Delta U_{\text{к}} = U_{\text{безІАСП}} - U_{\text{зІАСП}} \quad (4.18)$$

Опрацьовані результати експериментальних досліджень макету калібратора напруги постійного струму з коригуванням адитивної складової похибки наведені в таблицях 4.9 – 4.15.

Таблиця 4.9 – Значення вихідних напруг та різниць напруг макету калібратора напруги в ручному режимі для обох полярностей опорної напруги

U _{вих.} , %	Додатна полярність опорної напруги		Від'ємна полярність опорної напруги		Вихідна напруга калібратора		Різниця вихідних напруг калібратора
	U ⁺ _{безІАСП} , В	U ⁺ _{зІАСП} , В	U ⁺ _{безІАСП} , В	U ⁻ _{зІАСП} , В	U _{кбезІАСП} , В	U _{кзІАСП} , В	ΔU _к , мкВ
0	0,0024786	0,021391	0,0024784	0,021393	0,000002	-0,000002	0
25	0,263032	0,273286	-0,259466	-0,249212	0,261249	0,261229	0
50	0,524278	0,534532	-0,519826	-0,509572	0,522052	0,522052	0
75	0,744435	0,754689	-0,739393	-0,729139	0,741914	0,741914	0
100	1,10667	1,11692	-1,10072	-1,09046	1,103695	1,103690	5

Таблиця 4.10 – Різниця вихідних напруг макету калібратора напруги з коригуванням адитивної складової похибки та частотою тактового генератора 50 Гц

U _{вих.} , %	U _{безІАСП} , В	U _{зІАСП} , В	ΔU _к , мкВ
0	0,000019	0,000034	-15
25	0,521763	0,521737	26
50	1,10528	1,10525	30
75	1,51167	1,51164	30
100	2,21368	2,21371	-30

Таблиця 4.11 – Різниця вихідних напруг макету калібратора напруги з коригуванням адитивної складової похибки та частотою тактового генератора 100 Гц

U _{вих.} , %	U _{безІАСП} , В	U _{зІАСП} , В	ΔU _к , мкВ
0	0,000018	0,000031	-13
25	0,510641	0,510662	-21
50	1,01159	1,01157	20
75	1,52325	1,52323	20
100	2,00163	2,00166	-30

Таблиця 4.12 – Різниця вихідних напруг макету калібратора напруги з коригуванням адитивної складової похибки та частотою тактового генератора 250 Гц

U _{вих.} , %	U _{безІАСП} , В	U _{зІАСП} , В	ΔU _к , мкВ
0	0,000017	0,000024	-7
25	0,499923	0,499936	-13

Продовження таблиці 4.12

50	0,983345	0,983333	12
75	1,48622	1,48621	10
100	1,99505	1,99503	20

Таблиця 4.13 – Різниця вихідних напруг макету калібратора напруги з коригуванням адитивної складової похибки та частотою тактового генератора 500 Гц

U _{вих} , %	U _{безІАСП} , В	U _{зІАСП} , В	ΔU _к , мкВ
0	0,000008	0,000014	-6
25	0,486106	0,496110	-9
50	0,991499	0,991494	8
75	1,48928	1,48928	10
100	1,98777	1,98777	10

Таблиця 4.14 – Різниця вихідних напруг макету калібратора напруги з коригуванням адитивної складової похибки та частотою тактового генератора 1000 Гц

U _{вих} , %	U _{безІАСП} , В	U _{зІАСП} , В	ΔU _к , мкВ
0	0,000023	0,000032	-9
25	0,486283	0,486295	-12
50	0,978358	0,978344	14
75	1,47392	1,47391	10
100	1,96820	1,96821	-10

Таблиця 4.15 – Різниця вихідних напруг макету калібратора напруги з коригуванням адитивної складової похибки та частотою тактового генератора 1500 Гц

U _{вих} , %	U _{безІАСП} , В	U _{зІАСП} , В	ΔU _к , мкВ
0	0,000046	0,000020	26
25	0,479589	0,479625	-36
50	0,957426	0,957481	45
75	1,47208	1,47212	-40
100	1,94145	1,94142	30

З аналізу таблиць 4.9 – 4.15 встановлено, що в ручному режимі керування комутуючими елементами різниця вихідних напруг без ІАСП і напруг з ІАСП не

превищує 5 мкВ, а в автоматичному режимі роботи калібратора різниця вихідних напруг не перевищує 10 мкВ при частоті тактового генератора 500 Гц.

4.2. Макет калібратора напруги постійного струму з додатковим джерелом зразкової напруги і з елементами аналогової пам'яті

Структурна схема розробленого і виготовленого автором макету калібратора напруги постійного струму з додатковим джерелом зразкової напруги та аналоговою пам'яттю наведена на рисунку 4.4.

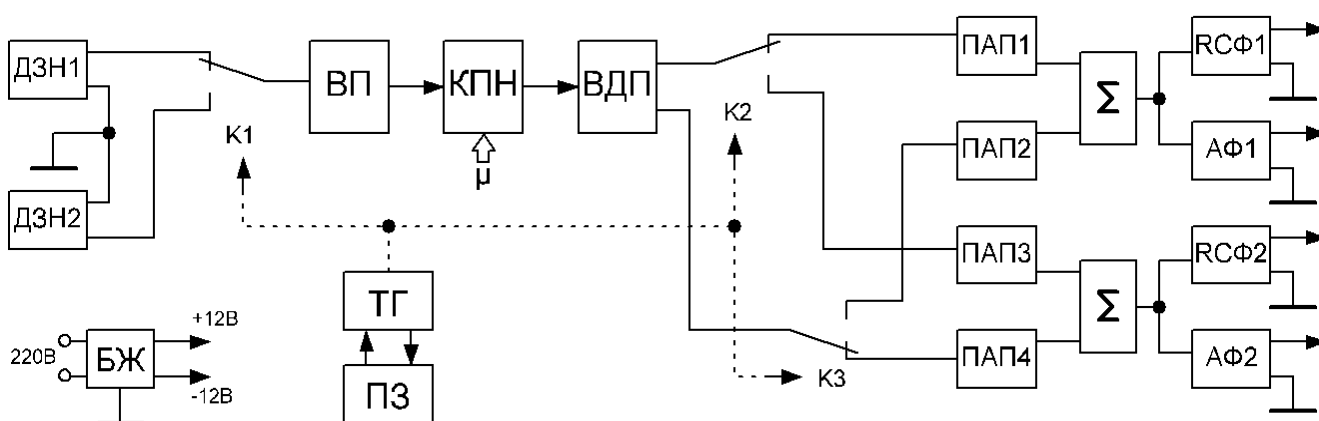


Рисунок 4.4 – Структурна схема макету калібратора напруги постійного струму з додатковим джерелом зразкової напруги та аналоговою пам'яттю

Структурна схема макету містить джерела зразкової напруги ДЗН1 і ДЗН2, комутатори К1, К2 і К3, вхідний підсилювач ВП, кодирований подільник напруги КПН, вихідний підсилювач з диференційним виходом ВДП, пристрої аналогової пам'яті ПАП1, ПАП2, ПАП3 і ПАП4, суматори напруг $\Sigma 1$ і $\Sigma 2$, фільтри низьких частот РСФ1 і РСФ2, активні фільтри АФ1 і АФ2, тактовий генератор ТГ, пристрій запуску тактового генератора ПЗ і блок живлення БЖ.

Тактовий генератор ТГ призначений для формування сигналів керування ключами. В залежності від сигналів пристрою запуску ПЗ тактовий генератор формує симетричні прямокутні імпульси або постійні сигнали низького і високого рівня.

В залежності від вихідних імпульсів тактового генератора ТГ ключ К1 під'єднує вхід вхідного підсилювача до виходів джерел зразкової напруги ДЗН1 або ДЗН2. При

цьому на виході кодокерованого подільника напруги формується напруга, значення якої при $0 \leq t \leq \frac{T}{2}$; визначається виразом:

$$U_1 = (U_{0+} + \Delta U_1) \cdot K_1 \cdot \mu. \quad (4.19)$$

При $\frac{T}{2} \leq t \leq T$ дорівнює:

$$U_1' = (U_{0-} + \Delta U_1) \cdot K_1 \cdot \mu, \quad (4.20)$$

де U_{0+} , U_{0-} – значення вихідних напруг відповідно ДЗН1 і ДЗН2;

ΔU_1 – напруга зміщення нульового рівня вхідного підсилювача;

K_1 – коефіцієнт передачі ВП;

μ – коефіцієнт передачі КПН;

T – період вихідних імпульсів ТГ.

Вихідні сигнали кодокерованого подільника КПН поступають на вхід вихідного диференційного підсилювача ВДП, вихідна напруга якого при $0 \leq t \leq \frac{T}{2}$ визначається виразами:

$$U_{21} = [(U_{0+} + \Delta U_1) \cdot K_1 \cdot \mu + \Delta U_{21}] \cdot K_{21}; \quad (4.21)$$

$$U_{22} = -[(U_{0+} + \Delta U_1) \cdot K_1 \cdot \mu + \Delta U_{22}] \cdot K_{22}. \quad (4.22)$$

А при $\frac{T}{2} \leq t \leq T$ виразами:

$$U_{21}' = [(U_{0-} + \Delta U_1) \cdot K_1 \cdot \mu + \Delta U_{21}] \cdot K_{21}; \quad (4.23)$$

$$U_{22}' = -[(U_{0-} + \Delta U_1) \cdot K_1 \cdot \mu + \Delta U_{22}] \cdot K_{22}, \quad (4.24)$$

де ΔU_{21} , ΔU_{22} – значення напруг зміщення нульового рівня вихідного диференційного підсилювача, відповідно першого і другого виходів;

K_{21} , K_{22} – коефіцієнт передачі ВДП, відповідно першого і другого виходів.

В залежності від значень тактових імпульсів напруги U_{21} і U_{22} запам'ятовується пристроями аналогової пам'яті відповідно ПАП1 і ПАП2, а напруги U_{22} і U_{21} , відповідно пристроями ПАП4 і ПАП3.

Вихідні напруги пристроїв аналогової пам'яті поступають на суматори $\Sigma 1$ і $\Sigma 2$:

$$U_{\phi 1} = \frac{1}{T} \left(\int_0^{\frac{T}{2}} U_{21} \cdot dt + \int_{\frac{T}{2}}^T U'_{22} \cdot dt \right); \quad (4.25)$$

$$U_{\phi 2} = \frac{1}{T} \left(\int_0^{\frac{T}{2}} U_{22} \cdot dt + \int_{\frac{T}{2}}^T U'_{21} \cdot dt \right). \quad (4.26)$$

При умові $|U_{0+}| = |U_{0-}| = U_0$ і $K_{21} = K_{22} = K_2$ і після відповідної підстановки отримаємо наступне:

$$U_{\phi 1} = U_0 \cdot K_1 \cdot \mu \cdot K_2 + \frac{1}{2} \cdot (\Delta U_{21} - \Delta U_{22}); \quad (4.27)$$

$$U_{\phi 2} = -U_0 \cdot K_1 \cdot \mu \cdot K_2 + \frac{1}{2} \cdot (\Delta U_{21} - \Delta U_{22}). \quad (4.28)$$

З аналізу виразів видно, що напруга зміщення нульового рівня вихідного підсилювача повністю компенсується, а напруга зміщення нульового рівня вихідного диференційного підсилювача компенсується не повністю.

Сумарна напруга фільтрів визначається виразом:

$$U_{\Sigma} = 2 \cdot U_0 \cdot K_1 \cdot \mu \cdot K_2. \quad (4.29)$$

Відповідно напруги зміщення всіх підсилювачів повністю компенсуються.

Для дослідження ефективності фільтрів в макеті калібратора напруги постійного струму використані RC-фільтри низьких частот, а також активні фільтри на базі операційних підсилювачів. Конструктивно макет калібратора напруги виконаний на трьох друкованих платах (друкована плата блока живлення, друкована плата пристрою запуску тактового генератора і схема активних фільтрів, друкована плата основних вузлів).

Принципова електрична схема калібратора напруги постійного струму з вихідним RC-фільтром наведена на рисунку 4.5.

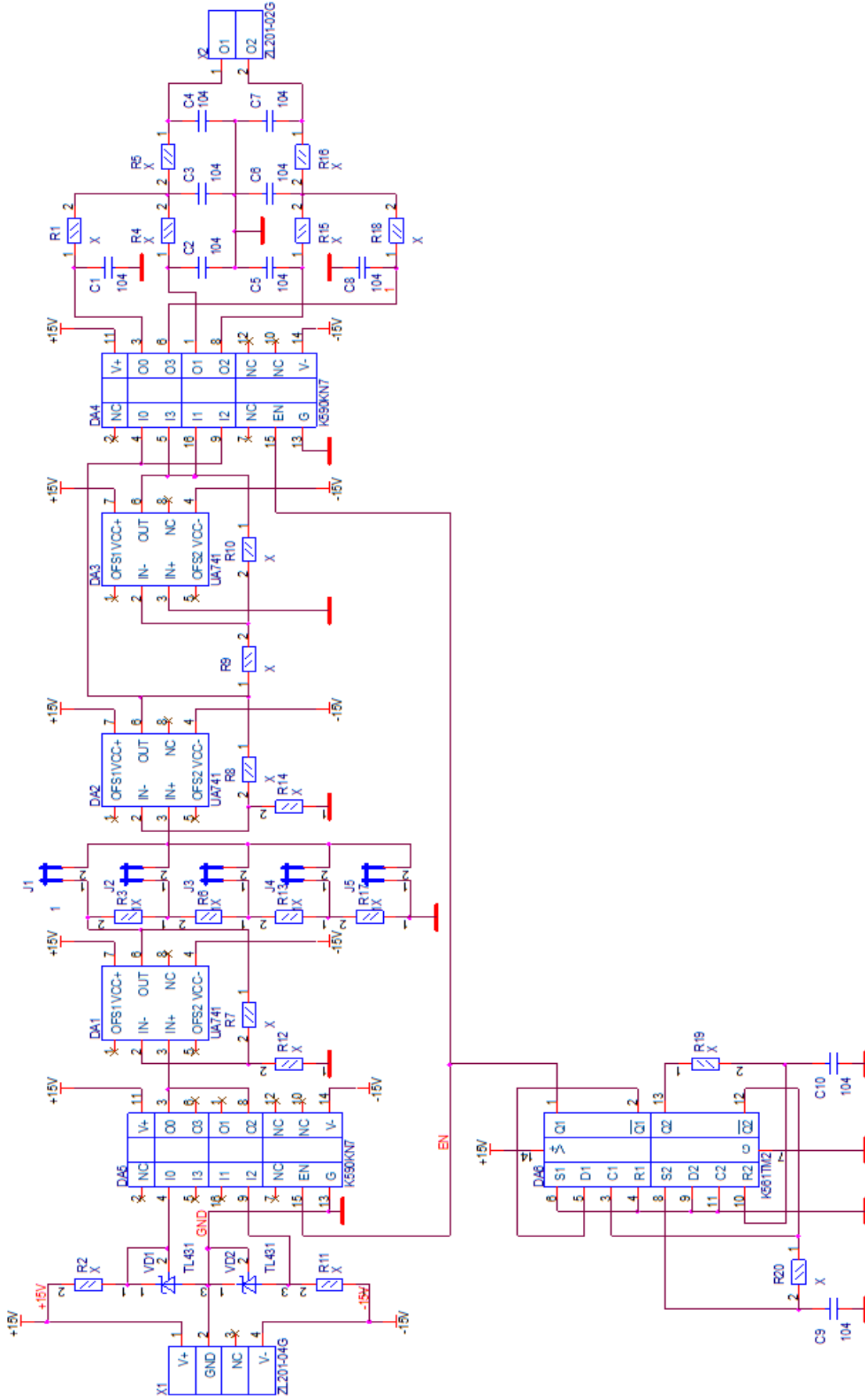


Рисунок 4.5 – Принципова електрична схема калібровача напруги постійного струму з вихідним RC-фільтром

В калібраторі напруги постійного струму джерела зразкових напруг виконані мікро-електронних мірах напруг VD1 і VD2 типу TL431 з номінальним значенням зразкової напруги 1,2 В.

Комутатори К1, К2 і К3 побудовані на мікроелектронних ключах DA4, DA5 типу К590KN7, які забезпечують комутацію вхідних напруг в діапазоні ± 1 В.

Вхідний підсилювач побудований на операційному підсилювачі DA1 типу UA741 з резистивним подільником R7 і R12 в зворотному зв'язку.

Кодокерований подільник напруг виконаний в спрощеному варіанті на резистивному подільнику на резисторах R3, R6, R13 і R17 з ручним вибором коефіцієнта передачі μ на контактах I1, I2, I3, I4, I5 і I6.

Вихідний підсилювач з диференційним виходом побудований на двох операційних підсилювачах DA2 і DA3. При цьому вихідні напруги при $0 \leq t \leq \frac{T}{2}$ визначаються виразами:

$$U_{ВИХ1} = U_{ВХ} \cdot \frac{R14 + R8}{R14}; \quad (4.30)$$

$$U_{ВИХ2} = -U_{ВХ} \cdot \frac{R14 + R8}{R14} \cdot \frac{R10}{R9}. \quad (4.31)$$

А при $\frac{T}{2} \leq t \leq T$ дорівнюють:

$$U_{ВИХ1} = -U_{ВХ} \cdot \frac{R14 + R8}{R14}; \quad (4.32)$$

$$U_{ВИХ2} = U_{ВХ} \cdot \frac{R14 + R8}{R14} \cdot \frac{R10}{R9}. \quad (4.33)$$

При цьому коефіцієнти передачі вихідного диференційного підсилювача першого і другого виходів відповідно визначаються виразами:

$$K_{21} = \frac{R8 + R14}{R14}; \quad (4.34)$$

$$K_{22} = \frac{R8 + R14}{R14} \cdot \frac{R10}{R9}. \quad (4.35)$$

Пристрої аналогової пам'яті побудовані на конденсаторах C1, C2, C5 і C8. Суматор напруг $\Sigma 1$ виконаний на резисторах R1 і R4, а суматор $\Sigma 2$ на резисторах R15 і R18. Перший пасивний RC-фільтр низьких частот виконаний на C3, C4 і R5, а другий фільтр на елементах C6, C7 і R16.

Тактовий генератор для формування симетричних прямокутних імпульсів керування ключами виконаний на двох тригерах DA6 типу K561TM2. Частота тактових імпульсів визначається значеннями опорів резисторів R19 і R20 та значеннями ємності конденсаторів C9 і C10.

В залежності від значень імпульсів Q1 (контакт 1 мікросхеми DA6) конденсатори C1, C8 при $\frac{T}{2} \leq t \leq T$ заряджаються напругами, значення яких визначаються виразами:

$$U_{C1} = [(U_{VD1} + \Delta U_1) \cdot K_1 \cdot \mu + \Delta U_2] \cdot K_{21}; \quad (4.36)$$

$$U_{C8} = -[(U_{VD2} + \Delta U_1) \cdot K_1 \cdot \mu + \Delta U_2] \cdot K_{21} + 2 \cdot \Delta U_3 \cdot K_3. \quad (4.37)$$

А конденсатори C2, C5 при $\frac{T}{2} \leq t \leq T$ заряджаються напругами:

$$U_{C5} = [(U_{VD2} + \Delta U_1) \cdot K_1 \cdot \mu + \Delta U_2] \cdot K_{22}; \quad (4.38)$$

$$U_{C2} = -[(U_{VD2} + \Delta U_1) \cdot K_1 \cdot \mu + \Delta U_2] \cdot K_{22} + 2 \cdot \Delta U_3 \cdot K_3, \quad (4.39)$$

де U_{VD1} – значення зразкової напруги на VD1;

U_{VD2} – значення зразкової напруги на VD2;

$\Delta U_1, \Delta U_2, \Delta U_3$ – напруга зміщення нульового рівня операційних підсилювачів відповідно DA1, DA2 і DA3;

Напруги U_{C1} і U_{C2} усереднюються суматором на резисторах R1, R4 і відповідно напруга на виході пасивного фільтру визначається виразом:

$$U_{C4} = \frac{1}{T} \cdot \left(\int_0^{\frac{T}{2}} U_{C1} \cdot dt + \int_{\frac{T}{2}}^T U_{C2} \cdot dt \right). \quad (4.40)$$

Напруги U_{C8} і U_{C5} усереднюються суматором на резисторах R15, R18 і відповідно напруга на виході пасивного фільтру визначається виразом:

$$U_{C7} = \frac{1}{T} \cdot \left(\int_0^{\frac{T}{2}} U_{C8} \cdot dt + \int_{\frac{T}{2}}^T U_{C5} \cdot dt \right). \quad (4.41)$$

При умові $U_{VD1} = U_0$, $U_{VD2} = -U_0$, $R1 = R4 = R15 = R18$, $R9 = R10$ і після відповідної підстановки отримаємо наступне:

$$U_{C4} = U_0 \cdot K_1 \cdot \mu \cdot K_2 + \Delta U_3; \quad (4.42)$$

$$U_{c7} = -U_0 \cdot K_1 \cdot \mu \cdot K_2 + \Delta U_3. \quad (4.43)$$

При цьому напруга на вихідних контактах X2 дорівнює:

$$U_{x2} = U_{c4} - U_{c7} = 2 \cdot U_0 \cdot K_1 \cdot \mu \cdot K_2. \quad (4.44)$$

В результаті проведеного аналізу видно що принципова схема макету калібратора напруги постійного струму повністю компенсує вплив напруг зміщення нульового рівня операційних підсилювачів на точність формування вихідних напруг.

Принципова схема пристрою запуску тактового генератора наведена на рисунку 4.6.

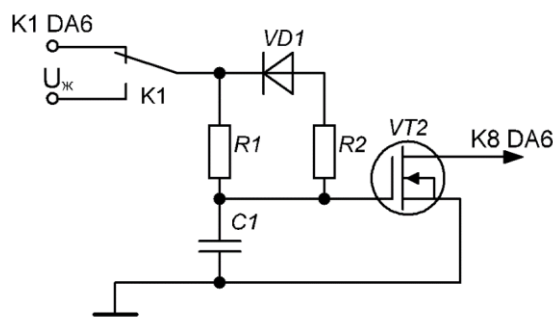


Рисунок 4.6 - Принципова схема пристрою запуску тактового генератора

Генератор прямокутних імпульсів на RS-тригері при певних умовах виходить із режиму генерування. При цьому на виходах тригера $Q2$ і $\overline{Q2}$ одночасно встановлюється сигнали високого рівня. Для виводу генератора з даного стану застосована схема запуску на МОП транзисторі VT1 типу BS107A з RC-ланкою. При поступленні на вхід RC-ланки прямокутних імпульсів з генератора тактових імпульсів проходить заряд конденсатора C1 через резистор R1 і розряд через резистор R2 і діод VD1. При умові $R1 \cdot C1 \gg R2 \cdot C2$ конденсатор не заряджається до напруги відкриття МОП транзистора VT1. При поступленні на вхід RC-ланки напруги високого рівня конденсатор заряджається до рівня спрацювання транзистора VT1 і на його виході формується сигнал низького рівня. При поступленні сигналу низького рівня на установлений вхід S2 контакт 8 мікросхеми DA6 і відповідно тригер переходить в режим генерування. Для установлення на виході Q1 мікросхеми DA6 сигналів низького рівня або високого рівня застосовано ключ K1, який під'єднує напругу живлення до резистора R1.

Постійна часу заряду і розряду вибирається із умови:

$$R1 \cdot C1 \gg T; \quad (4.45)$$

$$R2 \cdot C1 \ll \frac{T}{2}. \quad (4.46)$$

Принципова схема активних фільтрів наведена на рисунку 4.7.

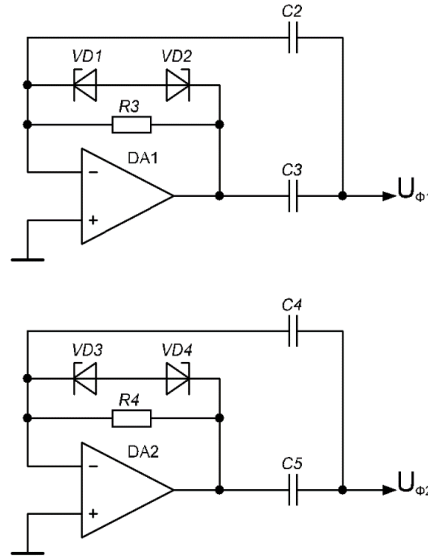


Рисунок 4.7 – Принципова схема активних фільтрів

Для дослідження ефективності різних схем фільтр низьких частот на платі додаткового розміщені два канали активних фільтрів. При цьому активний фільтр побудованої на операційному підсилювачі DA1, конденсаторах C1, C2 і резисторі, який включений зворотний зв'язок. При дослідженні активних фільтрів вихід конденсаторів під'єднується до виходу калібратора напруги замість RC-фільтрів.

Живлення калібратора напруги постійного струму здійснюється блоком живлення, принципова схема якого наведена на рисунку 4.8

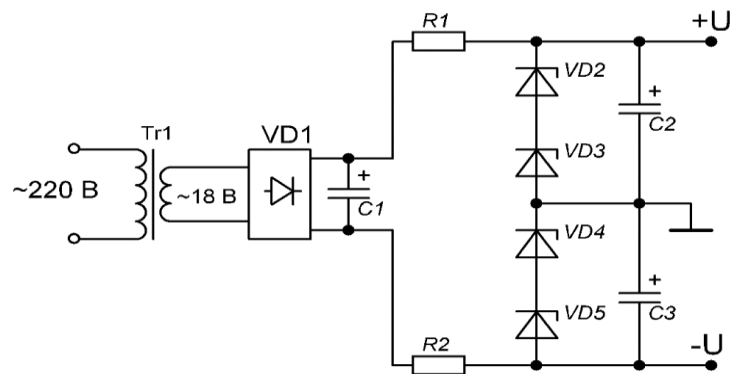


Рисунок 4.8 – Принципова електрична схема блоку живлення

Блок живлення містить трансформатор $\sim 220\text{ В} / \sim 18\text{ В T1}$, діодний міст VD1 типу DF04, конденсатори C1, C2 і C3, параметричний стабілізатор на стабілітронах VD2, VD3, VD4 і VD5 типу KC468.

4.3 Експериментальні дослідження макету калібратора напруги з додатковим джерелом зразкової напруги та аналоговою пам'яттю

На рисунку 4.9 показаний зовнішній вигляд макету калібратора напруги з додатковим джерелом зразкової напруги та аналоговою пам'яттю.

Схема проведення експериментальних досліджень макету КНПС з коригуванням АСП (рисунок 4.10) складалася з макету калібратора напруги, прецизійного вольтметра В для контролювання напруги мережі живлення та вимірювання вихідної напруги $U_{\text{вих}}$ калібратора (мультиметр М3514А №TW0013442 фірми PICOTEST), частотоміра Част та осцилографа Осц (осцилограф Rigol DS1202CA зав. №DS1AB113000314, частотомір ЧЗ-54 зав. №8711069) для вимірювання значення частоти і контролю форми сигналу тактового генератора.

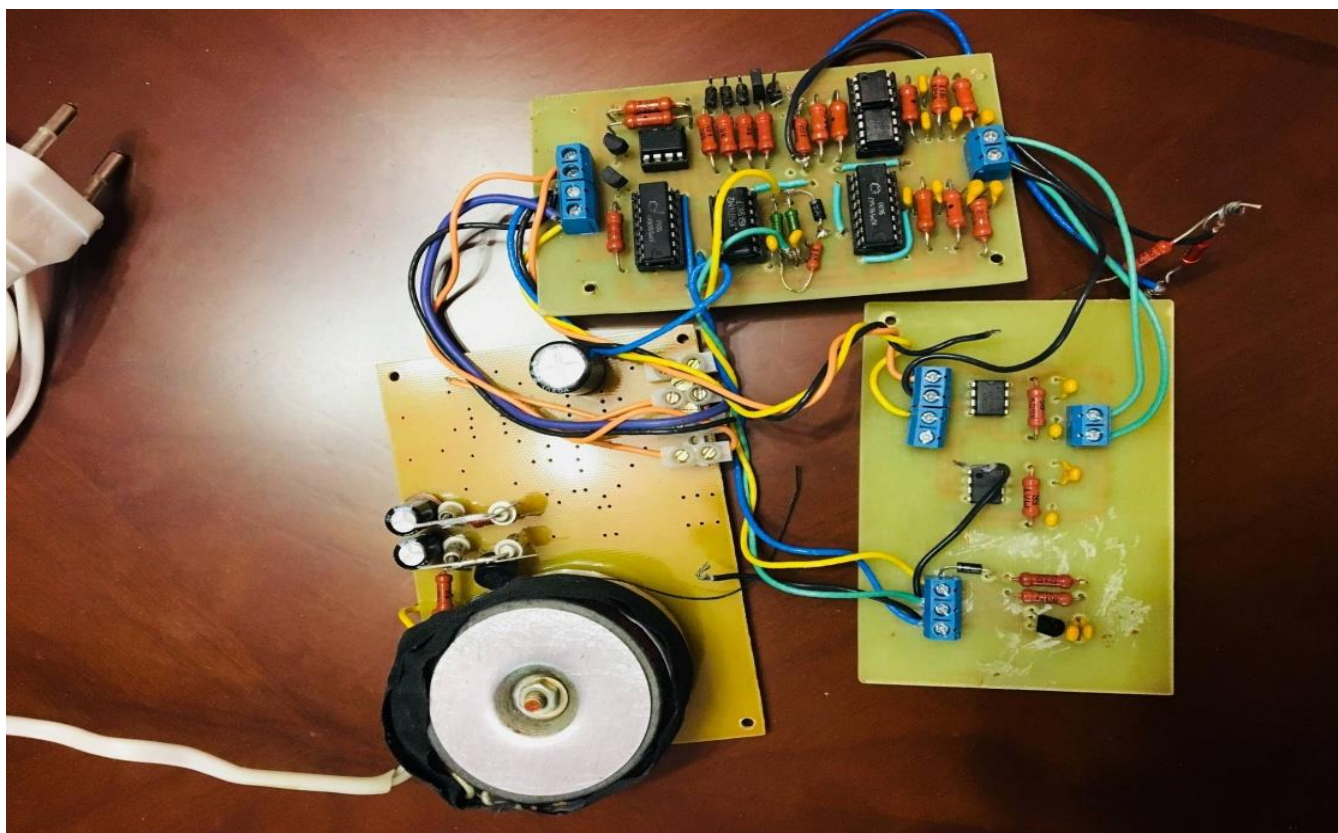


Рисунок 4.9 – Зовнішній вигляд макету калібратора напруги з додатковим джерелом зразкової напруги та аналоговою пам'яттю

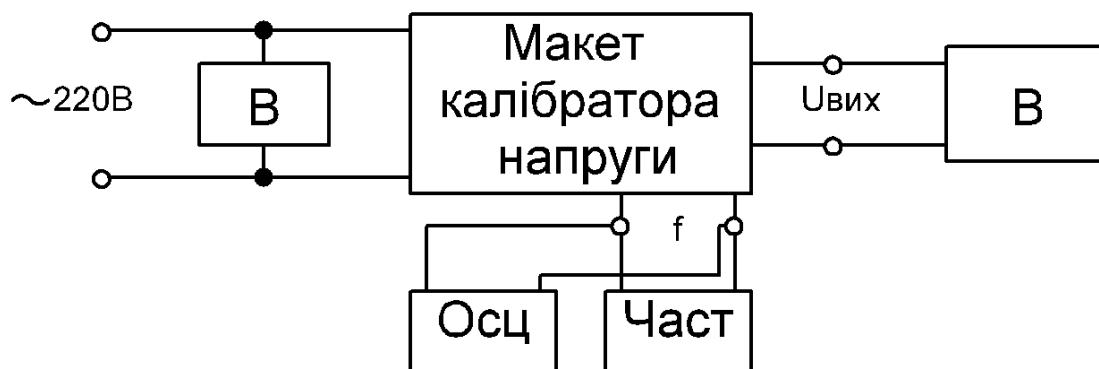


Рисунок 4.10 – Схема проведення дослідження макету калібратора напруги постійного струму з коригуванням адитивної складової похибки

Вихідна напруга макету калібратора напруги вимірюється в п'яти точках, рівномірно розміщених в діапазоні відтворення. Вимірюється значення вихідної напруги макету калібратора напруги з відключеним та із включеним імітатором адитивної складової похибки (ІАСП) в ручному і автоматичному режимах керування комутаційними елементами макету.

Проведено експериментальні дослідження різних схем макету калібратора напруги постійного струму з коригуванням адитивної складової похибки в ручному і автоматичному режимах керування на таких частотах тактового генератора: 100 Гц, 300 Гц, 600 Гц, 1200 Гц, 2500 Гц, 5000 Гц. Дослідження проводилося без використання імітатора адитивної складової похибки ІАСП і з використанням ІАСП, значення вихідної напруги якого становило (10 ± 2) мВ. При цьому значення напруги ІАСП було вибрано рівним максимальному еквівалентному значенню напруги зміщення нульового рівня усіх операційних підсилювачів макету калібратора напруги.

4.3.1 Дослідження макету калібратора напруги з аналоговою пам'яттю перед активним фільтром низьких частот

Результати експериментальних досліджень макету калібратора напруги з аналоговою пам'яттю перед активним фільтром низьких частот подані в таблицях 4.16 – 4.23.

Таблиця 4.16 – Результати експериментальних досліджень макету калібратора напруги з коригуванням адитивної складової похибки в ручному режимі для додатної полярності опорної напруги

U _{ВИХ} , %	0	25	50	75	100
U ⁺ _{безІАСП} , В	0,0015455	0,253012	0,504388	0,755435	1,00668
U ⁺ _{зІАСП} , В	0,0118002	0,263266	0,514642	0,765689	1,01693

Таблиця 4.17 – Результати експериментальних досліджень макету калібратора напруги з коригуванням адитивної складової похибки в ручному режимі для від'ємної полярності опорної напруги

U _{ВИХ} , %	0	25	50	75	100
U ⁻ _{безІАСП} , В	0,0015396	-0,249446	-0,499936	-0,750393	-1,00073
U ⁻ _{зІАСП} , В	0,0117945	-0,239192	-0,489682	-0,740139	-0,990476

Таблиця 4.18 – Результати експериментальних досліджень макету калібратора напруги з коригуванням адитивної складової похибки та частотою тактового генератора 100 Гц

U _{ВИХ} , %	0	25	50	75	100
U _{безІАСП} , В	0,000023	0,501893	1,00191	1,50246	2,00258
U _{зІАСП} , В	0,000031	0,501847	1,00189	1,50244	2,00260

Таблиця 4.19 – Результати експериментальних досліджень макету калібратора напруги з коригуванням адитивної складової похибки та частотою тактового генератора 300 Гц

U _{ВИХ} , %	0	25	50	75	100
U _{безІАСП} , В	0,000021	0,500641	1,00071	1,50125	2,00163
U _{зІАСП} , В	0,000028	0,500672	1,00069	1,50124	2,00165

Таблиця 4.20 – Результати експериментальних досліджень макету калібратора напруги з коригуванням адитивної складової похибки та частотою тактового генератора 600 Гц

U _{ВИХ} , %	0	25	50	75	100
U _{безІАСП} , В	0,000017	0,499112	0,997456	1,49722	1,99703
U _{зІАСП} , В	0,000024	0,499125	0,997444	1,49721	1,99701

Таблиця 4.21 – Результати експериментальних досліджень макету калібратора напруги з коригуванням адитивної складової похибки та частотою тактового генератора 1200 Гц

U _{ВИХ} , %	0	25	50	75	100
U _{безІАСП} , В	0,000007	0,496106	0,991499	1,48928	1,98777
U _{зІАСП} , В	0,000011	0,496110	0,991494	1,48928	1,98777

Таблиця 4.22 – Результати експериментальних досліджень макету калібратора напруги з коригуванням адитивної складової похибки та частотою тактового генератора 2500 Гц

U _{ВИХ} , %	0	25	50	75	100
U _{безІАСП} , В	0,000023	0,487711	0,974562	1,46650	1,96072
U _{зІАСП} , В	0,000027	0,487716	0,974545	1,46649	1,96073

Таблиця 4.23 – Результати експериментальних досліджень макету калібратора напруги з коригуванням адитивної складової похибки та частотою тактового генератора 5000 Гц

U _{ВИХ} , %	0	25	50	75	100
U _{безІАСП} , В	0,000026	0,479589	0,957426	1,44208	1,93145
U _{зІАСП} , В	0,000020	0,479615	0,957281	1,44222	1,93115

Результати обчислень вихідної напруги макету калібратора напруги постійного струму з додатковим джерелом зразкової напруги протилежної полярності та аналоговою пам'яттю в ручному режимі керування визначається виразами 4.16 та 4.17. Результати різниць вихідних напруг макету калібратора напруги постійного струму з додатковим джерелом зразкової напруги протилежної полярності та аналоговою пам'яттю в ручному та автоматичному режимах керування визначаються виразом 4.18:

Опрацьовані результати досліджень макету калібратора напруги постійного струму додатковим джерелом зразкової напруги протилежної полярності та аналоговою пам'яттю в ручному та автоматичному режимі наведені в таблицях 4.24 – 4.30.

Таблиця 4.24 – Значення вихідних напруг та різниць напруг макету калібратора напруги з коригуванням адитивної складової похибки в ручному режимі для обох полярностей опорної напруги

U _{вих} , %	Додатна полярність опорної напруги		Від'ємна полярність опорної напруги		Вихідна напруга калібратора		Різниця вихідних напруг калібратора ΔU _к , мкВ
	U ⁺ _{безІАСП} , В	U ⁺ _{зІАСП} , В	U ⁺ _{безІАСП} , В	U ⁻ _{зІАСП} , В	U _{кбезІАСП} , В	U _{кзІАСП} , В	
0	0,0015455	0,0118002	0,0015396	0,0117945	0,000003	0,000003	0
25	0,253012	0,263266	-0,249446	-0,239192	0,251229	0,251229	0
50	0,504388	0,514642	-0,499936	-0,489682	0,502162	0,502162	0
75	0,755435	0,765689	-0,750393	-0,740139	0,752914	0,752914	0
100	1,00668	1,01693	-1,00073	-0,990476	1,003705	1,003703	2

Таблиця 4.25 – Різниця вихідних напруг макету калібратора напруги з коригуванням адитивної складової похибки та частотою тактового генератора 100 Гц

U _{вих} , %	U _{безІАСП} , В	U _{зІАСП} , В	ΔU _к , мкВ
0	0,000023	0,000031	-8
25	0,501893	0,501847	46
50	1,00191	1,00189	20
75	1,50246	1,50244	20
100	2,00258	2,00260	-20

Таблиця 4.26 – Різниця вихідних напруг макету калібратора напруги з коригуванням адитивної складової похибки та частотою тактового генератора 300 Гц

U _{вих} , %	U _{безІАСП} , В	U _{зІАСП} , В	ΔU _к , мкВ
0	0,000021	0,000028	-7
25	0,500641	0,500672	-31
50	1,00071	1,00069	20
75	1,50125	1,50124	10
100	2,00163	2,00165	-20

Таблиця 4.27 – Різниця вихідних напруг макету калібратора напруги з коригуванням адитивної складової похибки та частотою тактового генератора 600 Гц

U _{вих} , %	U _{безІАСП} , В	U _{зІАСП} , В	ΔU _к , мкВ
0	0,000017	0,000024	-7
25	0,499112	0,499125	-13

Продовження таблиці 4.27

50	0,997456	0,997444	12
75	1,49722	1,49721	10
100	1,99703	1,99701	20

Таблиця 4.28 – Різниця вихідних напруг макету калібратора напруги з коригуванням адитивної складової похибки та частотою тактового генератора 1200 Гц

U _{вих} , %	U _{безІАСП} , В	U _{зІАСП} , В	ΔU _к , мкВ
0	0,000007	0,000011	-4
25	0,496106	0,496110	-4
50	0,991499	0,991494	5
75	1,48928	1,48928	0
100	1,98777	1,98777	0

Таблиця 4.29 – Різниця вихідних напруг макету калібратора напруги з коригуванням адитивної складової похибки та частотою тактового генератора 2500 Гц

U _{вих} , %	U _{безІАСП} , В	U _{зІАСП} , В	ΔU _к , мкВ
0	0,000023	0,000027	-4
25	0,487711	0,487716	-5
50	0,974562	0,974545	17
75	1,46650	1,46649	10
100	1,96072	1,96073	-10

Таблиця 4.30 – Різниця вихідних напруг макету калібратора напруги з коригуванням адитивної складової похибки та частотою тактового генератора 5000 Гц

U _{вих} , %	U _{безІАСП} , В	U _{зІАСП} , В	ΔU _к , мкВ
0	0,000026	0,000020	6
25	0,479589	0,479615	-26
50	0,957426	0,957281	145
75	1,44208	1,44222	-140
100	1,93145	1,93115	300

З аналізу таблиць 4.24 – 4.30 встановлено, що в ручному режимі керування комутуючими елементами різниця вихідних напруг без ІАСП і напруг з ІАСП не перевищує 2 мкВ, а в автоматичному режимі роботи калібратора різниця вихідних напруг не перевищує 5 мкВ при частоті тактового генератора 1200 Гц.

4.3.2 Схема дослідження калібратора напруги з аналоговою пам'яттю на виході активного фільтра низьких частот

Результати експериментальних досліджень макету калібратора напруги з аналоговою пам'яттю на виході активного фільтра низьких частот подані в таблицях 4.31 – 4.36.

Таблиця 4.31 – Результати експериментальних досліджень макету калібратора напруги з коригуванням адитивної складової похибки та частотою тактового генератора 100 Гц

U _{ВИХ} , %	0	25	50	75	100
U _{безІАСП} , В	0,000023	0,501673	1,00256	1,50373	2,00519
U _{зІАСП} , В	0,000033	0,501654	1,00276	1,50403	2,00549

Таблиця 4.32 – Результати експериментальних досліджень макету калібратора напруги з коригуванням адитивної складової похибки та частотою тактового генератора 300 Гц

U _{ВИХ} , %	0	25	50	75	100
U _{безІАСП} , В	0,000028	0,500428	1,00094	1,50081	2,00025
U _{зІАСП} , В	0,000019	0,500445	1,00074	1,50061	2,00055

Таблиця 4.33 – Результати експериментальних досліджень макету калібратора напруги з коригуванням адитивної складової похибки та частотою тактового генератора 600 Гц

U _{ВИХ} , %	0	25	50	75	100
U _{безІАСП} , В	0,000022	0,499846	0,998251	1,49882	1,99967
U _{зІАСП} , В	0,000014	0,499835	0,998235	1,49862	1,99997

Таблиця 4.34 – Результати експериментальних досліджень макету калібратора напруги з коригуванням адитивної складової похибки та частотою тактового генератора 1200 Гц

U _{ВИХ} , %	0	25	50	75	100
U _{безІАСП} , В	0,000005	0,484721	0,981985	1,47537	1,97854
U _{зІАСП} , В	0,000011	0,484713	0,981976	1,47527	1,97844

Таблиця 4.35 – Результати експериментальних досліджень макету калібратора напруги з коригуванням адитивної складової похибки та частотою тактового генератора 2500 Гц

U _{ВИХ} , %	0	25	50	75	100
U _{безІАСП} , В	0,000123	0,422479	0,916761	1,40684	1,90095
U _{зІАСП} , В	0,000109	0,422456	0,916796	1,40724	1,90045

Таблиця 4.36 – Результати експериментальних досліджень макету калібратора напруги з коригуванням адитивної складової похибки та частотою тактового генератора 5000 Гц

U _{ВИХ} , %	0	25	50	75	100
U _{безІАСП} , В	0,001463	0,467124	0,933768	1,39873	1,86087
U _{зІАСП} , В	0,001424	0,467235	0,933866	1,39892	1,86111

Результати різниць вихідних напруг макету калібратора напруги з аналоговою пам'яттю на виході активного фільтра низьких частот в автоматичному режимі керування визначаються виразом 4.18:

Опрацьовані результати досліджень макету калібратора напруги постійного струму додатковим джерелом зразкової напруги та аналоговою пам'яттю на виході активного фільтра низьких частот в автоматичному режимі наведені в таблицях 4.37 – 4.42.

Таблиця 4.37 – Різниця вихідних напруг макету калібратора напруги з коригуванням адитивної складової похибки та частотою тактового генератора 100 Гц

U _{ВИХн} , В	U _{безІАСП} , В	U _{зІАСП} , В	ΔU_k , В
0	0,000023	0,000033	-0,000010
0,5	0,501673	0,501654	0,000019
1	1,00256	1,00276	-0,000020
1,5	1,50373	1,50403	-0,000030
2	2,00519	2,00549	-0,000030

Таблиця 4.38 – Різниця вихідних напруг макету калібратора напруги з коригуванням адитивної складової похибки та частотою тактового генератора 300 Гц

U _{ВИХн} , В	U _{безІАСП} , В	U _{зІАСП} , В	ΔU_k , В
0	0,000028	0,000019	0,000009

Продовження таблиці 4.38

0,5	0,500428	0,500445	-0,000017
1	1,00094	1,00074	0,000020
1,5	1,50081	1,50061	0,000020
2	2,00025	2,00055	-0,000030

Таблиця 4.39 – Різниця вихідних напруг макету калібратора напруги з коригуванням адитивної складової похибки та частотою тактового генератора 600 Гц

$U_{\text{вихн}}, \text{В}$	$U_{\text{безІАСП}}, \text{В}$	$U_{\text{ІАСП}}, \text{В}$	$\Delta U_{\text{к}}, \text{В}$
0	0,000022	0,000014	0,000008
0,5	0,499846	0,499835	0,000011
1	0,998251	0,998235	0,000016
1,5	1,49882	1,49862	0,000020
2	1,99967	1,99997	-0,000020

Таблиця 4.40 – Різниця вихідних напруг макету калібратора напруги з коригуванням адитивної складової похибки та частотою тактового генератора 1200 Гц

$U_{\text{вихн}}, \text{В}$	$U_{\text{безІАСП}}, \text{В}$	$U_{\text{ІАСП}}, \text{В}$	$\Delta U_{\text{к}}, \text{В}$
0	0,000005	0,000011	-0,000006
0,5	0,484721	0,484713	0,000008
1	0,981985	0,981976	0,000009
1,5	1,47537	1,47527	-0,000010
2	1,97854	1,97844	0,000010

Таблиця 4.41 – Різниця вихідних напруг макету калібратора напруги з коригуванням адитивної складової похибки та частотою тактового генератора 2500 Гц

$U_{\text{вихн}}, \text{В}$	$U_{\text{безІАСП}}, \text{В}$	$U_{\text{ІАСП}}, \text{В}$	$\Delta U_{\text{к}}, \text{В}$
0	0,000123	0,000109	0,000014
0,5	0,422479	0,422456	0,000023
1	0,916761	0,916796	-0,000035
1,5	1,40684	1,40724	-0,000040
2	1,90095	1,90045	0,000050

Таблиця 4.42 – Різниця вихідних напруг макету калібратора напруги з коригуванням адитивної складової похибки та частотою тактового генератора 5000 Гц

$U_{\text{вихн}}, \text{В}$	$U_{\text{безІАСП}}, \text{В}$	$U_{\text{зІАСП}}, \text{В}$	$\Delta U_{\text{к}}, \text{В}$
0	0,001463	0,001424	0,000039
0,5	0,467124	0,467235	-0,000111
1	0,933768	0,933866	-0,000098
1,5	1,39873	1,39892	-0,00019
2	1,86087	1,86111	-0,00024

З аналізу таблиць 4.37 – 4.42 встановлено, що в автоматичному режимі роботи калібратора напруги різниця вихідних напруг без ІАСП і напруг з ІАСП не перевищує 10 мкВ при частоті тактового генератора 1200 Гц.

4.4 Висновки до розділу 4

– Виготовлено макет калібратора напруги постійного струму з автоматичним коригуванням адитивної складової похибки.

– Проведені експериментальні дослідження макету калібратора напруги постійного струму з коригуванням адитивної складової похибки, за результатами яких, встановлено, що не скориговане значення адитивної складової похибки на частоті тактового генератора 500 Гц не перевищує 10 мкВ.

– Виготовлено макет вдосконаленого калібратора напруги постійного струму з додатковим джерелом зразкової напруги та елементами аналогової пам'яті.

– Проведені експериментальні дослідження макету вдосконаленого калібратора напруги постійного струму з додатковим джерелом зразкової напруги та елементами аналогової пам'яті, за результатами яких, встановлено, що не скориговане значення адитивної складової похибки на частоті тактового генератора 1200 Гц не перевищує 5 мкВ.

ВИСНОВКИ

У результаті виконаних у цій роботі досліджень, спрямованих на розв'язання актуального науково-практичного завдання вдосконалення переносних калібраторів для оперативного контролювання характеристик засобів вимірювань, отримано такі наукові та практичні результати:

1. Теоретично доведено, що для автоматичного коригування адитивних зміщень в калібраторах напруги постійного струму доцільно використовувати метод подвійного комутаційного інвертування зразкової вхідної напруги та вихідної напруги калібратора, яка через фільтри низьких частот подається до двох вихідних запам'ятовувальних конденсаторів.

2. З метою зменшення пульсацій теоретично показано можливість вдосконалення структури калібратора напруги постійного струму з використанням додаткового джерела вхідної опорної напруги з полярністю протилежною до полярності основного джерела, почерговим підключенням обох джерел до входу калібратора та формуванням додаткового виходу напруги протилежної полярності з допомогою інвертора напруги з подальшим синхронним детектуванням обох вихідних напруг, їх усередненням фільтрами низьких частот та запам'ятовуванням на вихідних конденсаторах.

3. Теоретично доведено доцільність коригування адитивних зміщень в імітаторах електричного опору на основі методу комутаційного інвертування вимірювального струму, що протікає через його клеми з використанням двох синхронних перемикачів полярності, потенціальні входи одного з яких сполучені з обидвома вхідними клемми імітатора, до яких також підключені струмові виходи іншого.

4. Для підвищення точності та потенційної стійкості вдосконалено структуру імітатора опору з чотирипровідним підключенням до вимірювального об'єкту на основі уведення паралельно до обох вхідних клем від'ємного опору на основі підсилювача з від'ємним та додатним зворотними зв'язками, що дозволяє підвищити точність коригування впливу опору одного із струмових під'єднувальних дротів.

5. Аналіз результатів експериментальних досліджень макету калібратора напруги з автоматичним коригуванням адитивних зміщень показав дуже добру збіжність з теоретичними припущеннями. В режимі ручного керування нескориговане значення адитивної складової похибки в діапазоні каліброваних напруг до 1 В було меншим від одиниці молодшого розряду (1 мкВ) використаного для вимірювання вихідних напруг калібратора прецизійного цифрового вольтметра.

6. Результати комп'ютерного моделювання структури калібратора напруги показали, що нескориговане значення адитивних зміщень не перевищило ± 3 мкВ, що добре збігається з результатами експериментальних досліджень. Експериментально встановлено, що нескориговане значення адитивних зміщень в діапазоні відтворюваних напруг до 1 В досягає мінімального значення ± 5 мкВ на частоті тактового генератора приблизно 1 кГц в частотній смузі зміни частот від 50 Гц до 5 кГц.

7. Результати комп'ютерного моделювання структури імітатора електричного опору показали, що нескориговане значення адитивних зміщень не перевищило ± 3 мкВ, що добре збігається з результатами теоретичних припущень.

8. За результатами комп'ютерного моделювання структури імітатора електричного опору можна зробити висновок про можливість зменшення впливу опорів струмових з'єднувальних опорів зі значенням порядку сотень ом до значень менших від 0,001 Ом, що задовільняє вимоги до більшості його практичних використань.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Закон України «Про метрологію та метрологічну діяльність» від 15 червня 2004 року N 1765-IV.
2. Metrology in Industry: The Key for Quality, French College of Metrology, Series Editor D. Placko, John Wiley & Sons, 2013 - 270 p.
3. . Directive 2014/32/EU of the European Parliament and of the Council of 26 February 2014 on the harmonisation of the laws of the Member States relating to the making available on the market of measuring instruments (recast). **Applicable from 20 April 2016.** OJ L 96, 29 March 2014: available https://ec.europa.eu/growth/single-market/european-standards/harmonised-standards/measuring-instruments_en.
4. Орнатский П.П. Теоретические основы информационно-измерительной техники / П.П. Орнатский. - 2-е изд., перераб. и доп. -- К.: Вища школа. Головное изд-во, 1983. – 455 с.
5. ДСТУ ISO 10012:2005 (ISO 10012:2003, IDT). Система керування вимірюваннями. Вимоги до процесів вимірювання та вимірювального обладнання. – Держспоживстандарт України, 2007. - Київ. - 20 с.
6. Поліщук Є.С. Метрологія та вимірювальна техніка: підручник / Є.С. Поліщук, М.М. Дорожовець, В.О. Яцук, В.М. Ванько, Т.Г. Бойко; за ред. проф. Є.С. Поліщука. – 2-е вид., доп. та переробл. - Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2012. – 544 с.
7. Артемьев Б.Г., Голубев С.М. Справочное пособие для работников метрологических служб: В 2 т. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Изд-во стандартов, 1990. – Кн. 1. – 428 с.
8. Микийчук М.М. Метрологічне забезпечення якості продукції на етапі виготовлення / М.М. Микийчук. – Вижниця: Видавництво Черемош, 2014 – 265 с.
9. Дорожовець М. Основи метрології та вимірювальної техніки/ М. Дорожовець, В. Мотало, Б. Стадник // Підручник: У 2 т. / За ред. Б. Стадника. – Львів: Видавництво Львівської політехніки.- 2005. - Т.1. Основи метрології. – 532 с.
10. Барило Г. І. Мікропроцесорна корекція значення електрорушійної сили насичених нормальних елементів / Г. І. Барило, О. В. Бойко, О. П. Чабан, Р. О. Матвіїв,

Н. І. Кус // Методи та прилади контролю якості. - 2012. - № 1. - С. 142-147.

11. Бойко В. О. Компенсація впливу опорів ліній зв'язку в двопровідних терморезистивних перетворювачах / В. О. Бойко, Р. О. Матвіїв, О. П. Чабан // Методи та прилади контролю якості. - 2015. - № 1. - С. 83-89.

12. Яцук В. О. Моделювання процесу автоматичного коригування похибок калібраторів напруги постійного струму / В. О. Яцук, Р. О. Матвіїв // Вісник Національного університету «Львівська політехніка». Серія: Комп'ютерні системи та мережі : збірник наукових праць. – 2016. – № 857. – С. 119–125.

13. Матвіїв Р. Удосконалення структурних методів коригування адитивних похибок калібраторів напруги постійного струму / Р. Матвіїв // Вимірювальна техніка та метрологія : міжвідомчий науково-технічний збірник / Міністерство освіти і науки України ; відповідальний редактор Б. І. Стадник. – Львів : Видавництво Львівської політехніки, 2016. – Випуск 77. – С. 22–28.

14. Матвіїв Р. Аналіз частотних характеристик коригування адитивних зміщень у калібраторах напруги постійного струму / Матвіїв Роман, Яцук Василь, Микийчук Микола, Яцук Юрій // Вимірювальна техніка та метрологія : міжвідомчий науково-технічний збірник / Міністерство освіти і науки України ; відповідальний редактор Б. І. Стадник. – Львів : Видавництво Львівської політехніки, 2017. – Випуск 78. – С. 3–9.

15. Mykola MYKYUCHUK, Yuriy YATSUK, Orest IVAKHIV, Roman MATVIIV. Voltage and Resistance Calibrators for Verification of Industrial Instrument Applications. – Proceedings of Metrology Commission of Katowice branch of Polish Academy of Sciences. Series: Conferences No. 21. - XII Conference “Problems and Progress in Metrology’2016”, Szczyrk, 05 - 08 czerwca 2016 r. – P. 114-117.

16. Матвіїв Р.О., Можливості дистанційного калібрування кібер-фізичних систем з гальванічним розділенням вимірювальних каналів // Всеукраїнська науково-технічна конференція молодих вчених у царині метрології «Technical Using of Measurement-2016», 1-5 лютого 2016 року: тези доповідей / Відп. за вип. Володарський Є.Т. – Київ: Академія метрології України, 2016. – С. 77-78.

17. Р.О. Матвіїв., В.О. Яцук., Вдосконалення калібраторів напруги

постійного струму з коригуванням адитивних похибок // Всеукраїнська науково-практична конференція «Промислова автоматизація в Україні. Просвіта та підготовка кадрів», 24-25 листопада 2016 року: тези доповідей / Відп. за вип. М.М. Микийчук. – Львів: Національний університет «Львівська політехніка», 2016. – С. 59-60.

18. Матвіїв Р., Яцук В., Експериментальне дослідження макету калібратора напруги з коригуванням адитивної складової похибки // III міжнародна науково-практична конференція пам'яті професора Петра Столярчука «Управління якістю в освіті та промисловості: досвід, проблеми та перспективи», 11-12 травня 2017 року: тези доповідей / Відп. за вип. М.М. Микийчук. – Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2017. – С. 185-186.

19. Матвіїв Р.О., Яцук В.О., Здеб В.Б. Активний імітатор опору з коригуванням похибок, зумовлених лініями зв'язку // Всеукраїнська науково-технічна конференція молодих вчених у царині метрології «Technical Using of Measurement-2018», 13-18 лютого 2018 року: тези доповідей / Відп. за вип. Володарський Є.Т. – Київ: Академія метрології України, 2018. – С. 43-44.

20. Cyber-Physical Systems: Metrological Issues, Monograph, S Yatsyshyn, B. Stadnyk, Editors, Internat. Frequency sensor association publishing, S.L., Barcelona, Spain, 2016, 326 p.

21. Бичківський Р.В. Основи метрологічного забезпечення: навчальний посібник / Р.В. Бичківський, В.І. Зорій, П.Г. Столярчук. – Львів: Видавництво Львівської політехніки, 1999. – 232 с.

22. Володарський Є.Т. Метрологічне забезпечення вимірювань і контролю / Є.Т. Володарський, В.В. Кухарчук, В.О. Поджаренко, Г.Б. Сердюк // Навч. посібн. – Вінниця: Велес. - 2001. – 219 с.

23. Чинков В.М. Основи метрології та вимірювальної техніки: навч. посібн. / В.М. Чинков. - 2-ге вид. - Харків: Видавництво НТУ «ХПІ», 2005. – 524 с.

24. Крюков О.М. Основи метрологічного забезпечення: навчальний посібник / О.М. Крюков, О.П. Флорін. – Харків: ХНАДУ, 2010. - 208 с.

25. Орнатский П.П. Теоретические основы информационно-измерительной техники. – 2-е изд., перераб. и доп. – Киев: Вища школа, 1983. – 455 с.

26. Поліщук Є.С., Дорожовець М.М., Яцук В.О. та ін.. Метрологія та вимірювальна техніка: Підручник/ За ред. проф.. Є.С. Поліщука. – Львів: «Бескид Біт», 2012. – 544 с.
27. Фридман А.Э. Теория метрологической надёжности средств измерений и других технических средств, имеющих точностные характеристики/ А.Э. Фридман // Дис. докт. техн. наук. - М., 1994 - С.423.
28. Фридман А.Э. Оценка метрологической надёжности измерительных приборов и многозначных мер / А.Э. Фридман // Измерительная техника, 1993, № 5. – С. 7–10.
29. Микийчук М.М. Метрологічне забезпечення якості продукції на стадії виготовлення / М.М. Микийчук. - Дис. докт. техн. наук. Львів, 2012. 292 с.
30. Микийчук М.М. Метрологічне забезпечення якості продукції на стадії виготовлення / М.М. Микийчук. - Автореф. дис. д. т. н. - Львів, 2012 – 38 с.
31. Микийчук М.М. Метрологічне забезпечення якості продукції на етапі виготовлення / М.М. Микийчук. – Вижниця: Видавництво Черемош, 2014 – 265 с.
32. ГОСТ 8.565-99. ГСИ. Порядок установления и корректировки межповерочных интервалов эталонов.
33. РМГ 74-2004 ГСИ. Методы определения межповерочных и межкалибровочных интервалов средств измерений.
34. В. О. Яцук, М.М. Микийчук. Віддалене коригування похибок багатоканальних кібер-фізичних вимірювальних систем.
35. Микийчук М.М. Підвищення метрологічної автономності промислових вимірювань / М.М. Микийчук , П.Г. Столярчук // Метрологія та прилади – Харків - №3 – 2011. - С.43-47.
36. Smart Sensor Systems, edited by G. Mejer, John Wiley & Sons, Ltd, 2008.
37. Data Acquisition Handbook, A Reference for DAQ and Analog & Digital Signal Conditioning, 3-rd Ed., *Measurement Computing Corporation*, 2012.
38. ISO 10012:2003 *Measurement management system*. Requirements for measurement processes and measuring equipment.

39. Лилак В.І., Столярчук П.Г., Яцук В.О. Переносні багатозначні калібратори для перевірки температурних каналів технічних систем на місці експлуатації // Вісник Харківського політехнічного ун-ту; „Системний аналіз, управління та інформаційні технології». - 1999. - № 71. – С. 94-96.

40. Бойко О., Столярчук П., Яцук В., Матвіїв В.. Покращання метрологічних характеристик серійних переносних калібраторів опору, напруги, струму // Вимірювальна техніка та метрологія. – 2000. - №56. - С. 78-81.

41. Яцук В. Підвищення метрологічної надійності засобів вимірювань у робочих умовах експлуатації // Вимірювальна техніка та метрологія. – 2002. - №60. – С. 98–102.

42. Cyber-Physical Systems: Metrological Issues, Monograph, S Yatsyshyn, B. Stadnyk, *Editors*, Internat. Frequency sensor association publishing, S.L., Barcelona, Spain, 2016, 326 p.

43. Яцук В.О., Малахівський П.С. Методи підвищення точності вимірювань. Львів, «Бескид-біт», 2008. – 368 с.

44. Instrumentation and Measurement, 2015 *Analog Devices Inc.:* (<http://www.analog.com/en/applications/markets/instrumentation-and-measurement.html>)

45. Richard Palmer, DC Parameters: Input Offset Voltage, Application Report SLOA059 – March 2001. Texas Instruments Incorporated. available: <http://www.ti.com/lit/an/sloa059/sloa059.pdf>

46. S. W. Braun. Offset voltage correction network for instantaneous floating point amplifier, Patent USA, 4,554,511, Nov. 19, 1985.

47. Peter Mueller, Gunnar Nitsche, Fine RF transceiver DC offset, Patent US 8,773,190 B2. Date of Patent: Jul. 8, 2014.

48. Nitsche, Gunnar, Müller, Peter. Algorithm for raw rf transceiver dc offset calibration, Patent EP 2 637 311 B1, H04B 1/30, H03D 3/00, H04L 25/06, Date of publication of application: 11.09.2013 Bulletin 2013/37.

49. Junghwan Lee, Bo-Eun Kim, Jinkyu Lim, Minsu Jeong, Bonkee Kim, Circuit and method for DC offset calibration and signal processing apparatus using the same, Patent US 6,756,924 B2, Date of Patent: Jun. 29, 2004.

50. David Fry, Adjusting and Calibrating Out Offset and Gain Error in a Precision DAC, TUTORIAL 4602, Oct 27, 2009, Maxim Integrated Products, Inc. available: <https://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/4602>
51. Bakker, A., Thiele, K. and Huijsing, J.H. (2000). A CMOS nested-chopper instrumentation amplifier with 100 nV offset, IEEE Journal of Solid-State Circuits, **35**, 1877–1883.
52. Inseok Jung, Kyung Ki Kim and Yong-Bin Kim, A Novel Built-in Self Calibration Technique To Minimize Capacitor Mismatch for 12-bit 32MS/s SAR ADC. Journal of Integrated Circuits and Systems 2015; v.10 / n.3:187-200.
53. Takeshi Takayama, Patent US 9,496,885 B2, Analog-to-digital conversion circuit. Date of Patent: Nov. 15, 2016.
54. Navdeep S. Sooch; Jeffrey W. Scott, Tadashi Tanaka, Patent US 5,087,914. DC calibration system for a digital-to-analog converter. Date of Patent: Feb. 11, 1992.
55. Hartono Darmawaskita, Layton Eager, Miguel Moreno. An auto-calibration circuit minimizes input offset voltage. Patent US 6,459,335 B1. Date of Patent: Oct. 1, 2002.
56. ГОСТ 8.401 – 80 ГСИ. Классы точности средств измерений. Общие требования.
57. ДСТУ 3507 – 97 Калібратори постійного струму: напруги, сили струму і опору. Загальні технічні вимоги та методи випробувань.
58. ГОСТ 22261 – 94 Средства измерений электрических и магнитных величин. Общие технические условия.
59. ГОСТ 12997 – 84 Изделия ГСП. Общие технические условия.
60. http://en.wika.ua/ced7000_en_co.WIKA.
61. <http://en-us.fluke.com/products/multifunction-calibrators/fluke-726-process-calibration-tool.html>.
62. Метрологія та вимірювальна техніка, підручник / Поліщук Є.С., Дорожовець М.М., Яцук В.О., Ванько В.М., Бойко Т.Г.; за ред. проф. Поліщука Є.С. – 2-е вид., доп. та переробл. – Львів: Вид-во Львівської політехніки, 2012. – 544 с.
63. В. Яцук, П. Малачівський. Методи підвищення точності вимірювання. Львів.: вид. «Бескид-Біт», 2008. - 358 с.

64. Yu. Yatsuk, M. Mykyjchuk, R. Yanovych, V. Yatsuk, Metrological Array of Cyber-Physical Systems. Part 7. Additive Error Correction for Measuring Instruments, *Sensors & Transducers, Vol. 189, Issue 6, June 2015, pp. 107-115.*
65. Yu. Yatsuk, M. Mykyjchuk, V. Zdeb, R. Yanovych, Metrological Array of Cyber-Physical Systems. Part 11. Remote Error Correction for Measuring Instrument, *Sensors & Transducers, Vol. 192, Issue 9, September 2015, pp. 22-29.*
66. Data-Acquisition-Handbook, A Reference for DAQ and Analog & Digital Signal Conditioning, Third Edition, 2012 by Measurement Computing Corporation, USA: available [<http://www.mccdaq.com/pdfs/anpdf/Data-Acquisition-Handbook.pdf>].
67. Data Acquisition Systems, Omega Company Products, One Omega Drive, Stamford, CT 06907, 1-888-TC-OMEGA USA: available [<http://www.omega.com/techref/pdf/dasintro.pdf>].
68. Data Acquisition (DAQ) Fundamentals, Application Note 007, National Instruments Corporation, August 1999: available [http://physweb.bgu.ac.il/COURSES/SignalNoise/data_aquisition_fundamental.pdf].
69. Instrumentation and Measurement, 2015 Analog Devices, Inc.,: available [<http://www.analog.com/en/applications/markets/instrumentation-and-measurement.html>].
70. Finding the Needle in a Haystack: Measuring small differential voltages in the presence of large common-mode voltages by Scott Wayne. - Analog Dialogue 34-1 (2000), available [<http://www.analog.com/>]
71. F. Davoli, N. Meyer, R. Pugliese, S. Zappatore, Eds., Grid-Enabled Remote Instrumentation, Springer, New York, NY, 2008; ISBN 978-0-387-09662-9.
72. Магазин сопроотивлення: А.с. 531199 СССР, МКИ G01R27/00. / Э.3. Розенсон (СССР). - № 2098539/21; Заявлено 03.01.75; Опубл. 05.10.76, Бюл. №37. – 3 с.
73. Бойко О., Столярчук П., Яцук В.. Переносна багатозначна міра опору // Вимірювальна техніка та метрологія. – 1999. - №54. – С. 39-42.
74. Бойко О., Столярчук П., Яцук В. Імітатори опору, інваріантні до впливу опорів ліній зв'язку // Вимірювальна техніка та метрологія. – 2000. - №57. - С. 43-46

75. Цифроуправляемая мера электрического сопротивления постоянного тока типа Р3045 / Техническое описание 3.452.023 ТО. – Краснодар: ПО “Краснодарський ЗИП”, 1991. – 125 с.

76. Программируемая многозначная мера электрического сопротивления: А.с. 1251313 СССР. / Г.И. Баштовой, Г.Н. Пукалов, Э.З. Розенсон, В.И. Чернобыльский (СССР).- № 3471313/24-21; Заявлено 14.07.82; Оpubл. 15.08.86, Бюл. №30. – 3 с.

77. Імітатор електричного опору: Деклараційний патент №47170А Україна, МКИ G01R27/00. / Бойко О.В., Столярчук П.Г., Яцук В.О. (Україна). – №2001085761; Заявлено 14.08.2001; Оpubл. 17.06.2002, Бюл. № 6. – 1 с.

78. Мера электрической проводимости: А.с. 420954 СССР, МКИ G01R27/00. / А.М. Чернов (СССР). - №1853290/18-10; Заявлено 06.12.72; Оpubл. 25.03.74, Бюл. №11. – 2 с.

79. Микийчук М.М., Столярчук П.Г., Яцук В.О. Високоомні кодокеровані міри опору // Збірник праць ІV міжнар. науково-техн. конф. “Контроль і управління в складних технічних системах” (КУТС-97), Вінниця. - 1997. – С. 30-33.

80. Высокоомный имитатор электрического сопротивления: А.с. 1504791 СССР, МКИ H03H11/40. / А.М. Чернов, В.К. Васильчук, И.Я. Данилюк, Я.В. Пацарнюк, Е.И. Шморгун, В.А. Яцук (СССР). - №4160496/24-09; Заявлено 03.09.86; Оpubл. 30.08.89, Бюл. №32. - 3 с.

81. Імітатор великих значень опорів: Пат. 5411 Україна, МКИ G01R27/00. / М.М. Микийчук, Я.В. Пацарнюк, В.О. Яцук. - №94250597; Заявлено 19.05.93; Оpubл. 28.12.94, Бюл. №7-1. – 4 с.

82. Яцук В.О. Імітатори активного опору // Вісник Держ. ун-ту "Львівська політехніка"; "Автоматика, вимірювання та керування". - 1999. -№356.– С. 83-88.

83. Vasylykha Kh. Experimental studies of temperature channel efficiency for solar energy systems / Kh. Vasylykha, Yu. Yatsuk, V. Zdeb, V. Yatsuk // Eastern-European Journal of Enterprise Technologies (ISSN 1729-3774). –3/8 (87), 2017. – P. 10-16.

84. . Microsensors, MEMS, and Smart Devices, Julian W. Gardner, Vijay K. Varadan, Osama O. Awadelkarim, 2001 John Wiley & Sons Ltd, Chichester, England, ISBN

0-471-86109-X. – 497 p.

85. DORII, Deployment of Remote Instrumentation Infrastructure [<http://www.nm.ifi.lmu.de/pub/Publikationen/abcd09/PDF>].

86. S. Yatsyshyn, B. Stadnyk, Ya. Lutsyk, V. Yatsuk, Metrological Array of Cyber-Physical Systems. Part 1. Challenge of Modernity, *Sensors & Transducers, Vol. 186, Issue 3, March 2015, pp. 1-11.*

87. Generic System for Remote Testing and Calibration of Measuring Instruments: Security Architecture M. Jurčević, H. Hegeduš, M. Golub, MEASUREMENT SCIENCE REVIEW, Volume 10, No. 2, 2010, pp. 50-55 doi:10.2478/v10048-010-0012-8.

88. Richard Müller, Calibration and Verification of Remote Sensing Instruments and Observations, *Remote Sens.* 2014, 6, 5692-5695; doi:10.3390/rs6065692.

89. ISO 9001:2000. Quality management systems – Requirement.

90. ISO/IEC 17025:2005 General requirements for the competence of testing and calibration laboratories.

91. Remote Instrumentation Infrastructure for e-Science. Approach of the DORII project IEEE International Workshop on Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems: Technology and Applications 21-23 September 2009, Rende (Cosenza), Italy

[http://www.researchgate.net/publication/224085483_Remote_instrumentation_infrastructure_for_eScience_Approach_of_the_DORII_project]

92. Remote Calibration Using Mobile, Multiagent Technology, M. M. Albu, *Member*, A. Ferrero, F. Mihai, and S. Salicone, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 54, NO. 1, February 2005. – pp. 24-30.

93. Яцук В.О. Можливості віддаленого калібрування каналів вимірювання напруги кібер-фізичних систем [Текст] / В.О. Яцук, М.М. Микийчук, Ю.В. Яцук // Тези доповідей X міжнар. наук.-техн. конф. «Метрологія та вимірювальна техніка», 5-7 жовтня 2016 р., Харків. – С. 14.

94. Мера комбинированная многозначная МК4702. Технические характеристики. Режим доступа: <http://17483.skynell.biz/catalog/product/189662>.

95. MAX6126. Ultra-High-Precision, Ultra-Low-Noise, Series Voltage

Reference, 2016 Maxim Integrated, available:
[<https://www.maximintegrated.com/en/products/analog/voltage-references/MAX6126.html>]

96. Темников Ф.Е., Афонин В.А., Дмитриев В.И. Теоретические основы информационной техники. – 2-е изд., доп. и испр. – М.: Энергия, 1979. – 512 с.
97. О ценности информации. Избранные труды: В 3 т. / Харкевич А.А. – М.: Наука, 1973. – Т. 3: Теория информации. Опознание объектов. – 566 с.
98. Цапенко М.П. Измерительные информационные системы. – М.: Энергия, 1974. – 320 с.
99. Основы эксплуатации средств измерений / Под ред. Покровского Р.П. – М.: Радио и связь, 1984. – 240 с.
100. Вострокнутов Н.Н. Цифровые измерительные устройства. Теория погрешностей, испытания, поверка. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 208 с.
101. Губар В.І. Високоточні сигма-дельта аналого-цифрові перетворювачі: Методичні вказівки з курсу “Системні вимірювальні прилади” для студентів спеціальності “Інформаційно-вимірювальні системи”. – К.: НТУУ “КПІ”, 2002. – 47 с.
102. Федорков Б.Г., Телец В.А., Дегтяренко В.П. Микроэлектронные цифро-аналоговые и аналого-цифровые преобразователи. – М.: Радио и связь, 1984. – 320 с.
103. Любимов М.И., Форсилова П.Д., Шапиро Е.З.. Поверка средств электрических измерений: Справочная книга. – 2-е изд., перераб. и доп. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1987. – 296 с.
104. Kanoun O., Tränkler H.-R. Kalibrationsfreie Temperaturmessung durch Parameterextraktion aus der Strom-Spannungskennlinie von pn-Übergängen // Technisches Messen. – 2003. – Vol. 68, №9.- P.442-448.
105. Kanoun O., Tränkler H.-R. Übersicht kalibrationsfreier Verfahren der Temperaturmessung // Technisches Messen 67. – 2000. – tm4/200.- P.171-176.
106. ДСТУ 2681-94. Метрологія. Терміни і визначення. – Чинний від 26.07.94. – К.: Держстандарт України, 1994. – 68 с.

107. Ціделко В.Д., Яремчук Н.А. Невизначеність вимірювання. Обробка даних і подання результату вимірювання: Монографія. – К.: ІВЦ „Видавництво „Політехніка”, 2002. – 176 с.
108. Новицкий П.В., Зограф И.А. Оценка погрешностей результатов измерений. 2-е изд., перераб. и доп. – Л.: Энергоатомиздат, 1991. – 304 с.
109. Новицкий П.В., Зограф И.А., Лабунец В.С. Динамика погрешностей средств измерений. 2-е изд., перераб. и доп. – Л.: Энергоатомиздат, 1990. – 192 с.
110. Гутников В.С. Применение операционных усилителей в измерительной технике. – Л.: Энергия, 1975. – 118 с
111. Аналоговые интегральные схемы: Пер. с англ. / Под ред. Дж. Конелли – М.: Мир, 1977. – 439 с.
112. Усилители с полевыми транзисторами / Немчинов В.М., Никитаев В.Г., Ожогин М.А., Ляхович В.В.; Под ред. И.П.Степаненко. – М.: Сов. радио, 1980. – 192 с.
113. Остапенко Г.С. Аналоговые полупроводниковые интегральные микросхемы. – М.: Радио и связь, 1981. – 280 с.
114. Пейтон А. Дж., Волш В. Аналоговая электроника на операционных усилителях: Пер. с англ. – М.: БИНОМ, 1994. - 352 с.
115. Гудинаф Ф. 20-розрядные дельта-сигма АЦП для измерительной аппаратуры // Электроника (рус. перевод). – 1991. - №8. – С. 41-45.
116. Agnello A. 16-bit conversion power the way to high-quality audio for PCs. // ED. – 1991. - No. 14. - P. 51-55.
117. Пат. на корисну модель № 126161 Україна, МПК G01R 27/00. Імітатор електричного опору / Р.О. Матвіїв, В.О. Яцук; Національний університет «Львівська політехніка». – u201712851 ; заявл. 26.12.2017 ; опубл. 11.06.2018, бюл. № 11/2018.

ДОДАТОК А

1

Міністерство освіти і науки України
 Національний університет «Львівська політехніка»



ПРОВОДЖУЮ
 Проректор з наукової роботи
 Чухрай Н.І.
 2017 р

ПРОТОКОЛ

лабораторних досліджень макету калібратора напруги постійного струму з коригуванням адитивної складової похибки
 Належить кафедрі МСС НУ "ЛП".

1. Зразкові прилади:

- мультиметр M3514A №TW0013442 фірми PICOTEST, пройшов державна метрологічну атестацію від 28.12.2015 р., термін дії свідоцтва чинний до 28.12.2016 р.
- цифровий термометр типу ТО-Ц024-10 №05003 повірений 25.06.2015 р., термін дії чинний до червня 2016 р.

2. Допоміжне обладнання – осцилограф Rigol DS1202CA зав. №DS1AB113000314, частотомір ЧЗ-54 зав. №8711069 та цифровий прецизійний рідинний термостат типу ТСП-0105 НО заводський номер б/н.

3. Метою лабораторних досліджень макету калібратора напруги постійного струму є визначення ефективності запропонованого методу коригування адитивної складової похибки на відповідність вимогам: Технічного регламенту засобів вимірювальної техніки №163; Технічного регламенту законодавчо регульованих засобів вимірювальної техніки №94; ДСТУ 2708:2006 Національний стандарт України. Метрологія. Повірка засобів вимірювальної техніки. Організація та порядок проведення; ДСТУ ISO 10012:2005. Вимоги до процесів вимірювання та вимірювального обладнання. При цьому необхідно дослідити оптимальні режими роботи комутаційних елементів і фільтрів вихідного сигналу, які в основному залежать від частоти керуючих імпульсів. Відповідно потрібно визначити оптимальну частоту роботи тактового генератора. Нескориговане значення адитивної складової похибки макету калібратора напруги постійного струму не повинна перевищувати ± 10 мкВ.

4. Умови досліджень:

- температура довкілля $(20 \pm 5)^{\circ}\text{C}$.
- атмосферний тиск (740 ± 20) мм. рт. ст.
- відносна вологість $(45 \pm 15)\%$.
- відсутні зовнішні тряски, вібрації та електромагнітні поля, що можуть впливати на результати досліджень.

5. Методика вимірювання

Вихідна напруга макету калібратора напруги вимірюється в п'яти точках, рівномірно розміщених в діапазоні відтворення. Вимірюється значення вихідної напруги макету калібратора напруги в ручному і автоматичному режимах керування комутаційними елементами макету з відключеним та із включеним імітатором адитивної складової похибки (ІАСП), значення напруги якого становило (10 ± 2) мВ. При цьому значення напруги ІАСП було вибране рівним максимальному еквівалентному значенню напруги зміщення нульового рівня усіх операційних підсилювачів макету калібратора напруги.

Обчислення вихідної напруги макету калібратора напруги постійного струму в ручному режимі керування визначається співвідношеннями (1) та (2):

$$U_{\text{к без ІАСП}} = U_{\text{без ІАСП}}^+ - U_{\text{без ІАСП}}^- \quad (1)$$

$$U_{\text{к з ІАСП}} = U_{\text{з ІАСП}}^+ - U_{\text{з ІАСП}}^- \quad (2)$$

де $U_{\text{без ІАСП}}^+$, $U_{\text{без ІАСП}}^-$ – виміряне значення вихідної напруги калібратора без включеного ІАСП для обох полярностей опорної напруги відповідно;

$U_{\text{з ІАСП}}^+$, $U_{\text{з ІАСП}}^-$ – виміряне значення вихідної напруги калібратора із включеним ІАСП для обох полярностей опорної напруги відповідно.

Результати обчислення різниць вихідної напруги макету калібратора напруги постійного струму в автоматичному режимі визначається співвідношенням (3):

$$\Delta U_{\text{к}} = U_{\text{без ІАСП}} - U_{\text{з ІАСП}} \quad (3)$$

6. Схема проведення дослідження.

Схема проведення дослідження макету калібратора напруги постійного струму з коригуванням адитивної складової похибки складається з макету калібратора напруги, прецизійного вольтметра В для контролювання напруги мережі живлення та вимірювання вихідної напруги $U_{\text{вих}}$ калібратора, частотоміра Част та осцилографа Осц для вимірювання значення частоти і контролю форми сигналу тактового генератора f (рис. 1).

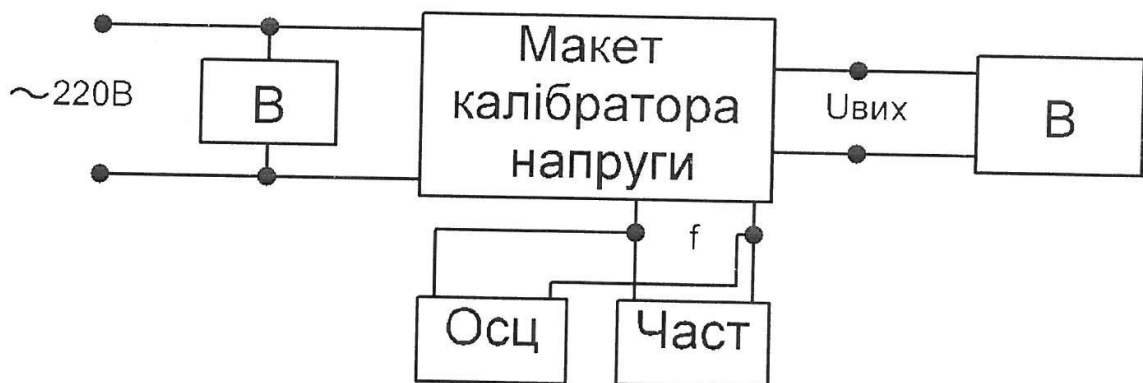


Рис. 1. Схема проведення дослідження макету калібратора напруги постійного струму з коригуванням адитивної складової похибки

7. Опрацювання результатів

Таблиця 1 – Значення вихідних напруг та різниць напруг макету калібратора напруги в ручному режимі для обох полярностей опорної напруги

U _{вихн.} , В	Додатна полярність опорної напруги		Від'ємна полярність опорної напруги		Вихідна напруга калібратора		Різниця вихідних напруг калібратора ΔU _{к.} , В
	U ⁺ _{безІАСП.} , В	U ⁺ _{ІАСП.} , В	U ⁺ _{безІАСП.} , В	U ⁺ _{ІАСП.} , В	U _{кбезІАСП.} , В	U _{кІАСП.} , В	
0	0.0015455	0.0118002	0.0015396	0.0117945	0.0000059	0.0000057	0.000002
0.5	0.253012	0.263266	-0.249445	-0.239192	0.502457	0.502458	-0.000001
1	0.504388	0.514642	-0.499935	-0.489682	1.004323	1,004324	-0.000001
1.5	0.755435	0.765689	-0.750393	-0.740138	1.505828	1.505827	0.000001
2	1.00668	1.01693	-1.00073	-0.990478	2.00741	2.007408	0.000002

Таблиця 2 – Різниця вихідних напруг макету калібратора напруги з коригуванням адитивної похибки з частотою тактового генератора 100 Гц

U _{вихн.} , В	U _{безІАСП.} , В	U _{ІАСП.} , В	ΔU _{к.} , В
0	0,000023	0,000031	-0,000008
0,5	0,501893	0,501847	0,000046
1	1,00191	1,00189	0,000020
1,5	1,50246	1,50244	0,000020
2	2,00258	2,00260	-0,000020

Таблиця 3 – Різниця вихідних напруг макету калібратора напруги з коригуванням адитивної похибки з частотою тактового генератора 300 Гц

U _{вихн.} , В	U _{безІАСП.} , В	U _{ІАСП.} , В	ΔU _{к.} , В
0	0,000021	0,000028	-0,000007
0,5	0,500641	0,500672	-0,000031
1	1,00071	1,00069	0,000020
1,5	1,50125	1,50124	0,000010
2	2,00163	2,00165	-0,000020

Таблиця 4 – Різниця вихідних напруг макету калібратора напруги з коригуванням адитивної похибки з частотою тактового генератора 600 Гц

$U_{\text{вихн.}}, \text{В}$	$U_{\text{безІАСП}}, \text{В}$	$U_{\text{ІАСП}}, \text{В}$	$\Delta U_{\text{к}}, \text{В}$
0	0,000017	0,000024	-0,000007
0,5	0,499112	0,499125	-0,000013
1	0,997456	0,997444	0,000012
1,5	1,49722	1,49721	0,000010
2	1,99703	1,99701	0,000020

Таблиця 5 – Різниця вихідних напруг макету калібратора напруги з коригуванням адитивної похибки з частотою тактового генератора 1200 Гц

$U_{\text{вихн.}}, \text{В}$	$U_{\text{безІАСП}}, \text{В}$	$U_{\text{ІАСП}}, \text{В}$	$\Delta U_{\text{к}}, \text{В}$
0	0,000007	0,000011	-0,000004
0,5	0,496106	0,496110	-0,000004
1	0,991499	0,991494	0,000005
1,5	1,48928	1,48928	0,000000
2	1,98777	1,98777	0,000000

Таблиця 6 – Різниця вихідних напруг макету калібратора напруги з коригуванням адитивної похибки з частотою тактового генератора 2500 Гц

$U_{\text{вихн.}}, \text{В}$	$U_{\text{безІАСП}}, \text{В}$	$U_{\text{ІАСП}}, \text{В}$	$\Delta U_{\text{к}}, \text{В}$
0	0,000023	0,000027	-0,000004
0,5	0,487711	0,487716	-0,000005
1	0,974562	0,974545	0,000017
1,5	1,46650	1,46649	0,000010
2	1,96072	1,96073	-0,000010

Таблиця 7 – Різниця вихідних напруг макету калібратора напруги з частотою тактового генератора 5000 Гц

$U_{\text{вихн.}}, \text{В}$	$U_{\text{безІАСП}}, \text{В}$	$U_{\text{ІАСП}}, \text{В}$	$\Delta U_{\text{к}}, \text{В}$
0	0,000026	0,000020	0,000006
0,5	0,479589	0,479615	-0,000026
1	0,957426	0,957281	0,000145
1,5	1,44208	1,44222	-0,000140
2	1,93145	1,93115	0,000300

9. Висновки

Аналіз результатів проведених експериментальних досліджень макету калібратора напруги постійного струму з коригуванням адитивної складової похибки показав, що в ручному режимі керування значення відтворюваних макетом калібратора напруг не залежить від місця розташування імітатора в структурі макету та від значення вихідної напруги імітатора адитивної складової похибки. Нескориговане значення адитивної складової похибки у цьому випадку не перевищувало ± 2 мкВ (одиниці молодшого розряду прецизійного цифрового вольтметра) практично для всіх відтворюваних значень вихідної напруги макету.

Аналіз результатів проведених експериментальних досліджень макету калібратора напруги постійного струму на різних частотах тактового генератора показали, що мінімальне нескориговане значення адитивної складової похибки є на частоті тактового генератора 1200 Гц. На цій частоті нескориговане значення адитивної складової похибки макету калібратора напруги постійного струму знаходиться в межах ± 5 мкВ (в межах декількох одиниць молодшого розряду прецизійного цифрового вольтметра). Для зменшення цього значення в декілька разів (до ± 1 мкВ) необхідно у стільки ж разів збільшити сталу часу вихідного фільтра макету калібратора напруги.

Проведені експериментальні дослідження підтверджують ефективність методу комутаційного інвертування для автоматичного коригування адитивної складової похибки макету калібратора напруги постійного струму. Використана методика відповідає вимогам: Технічного регламенту засобів вимірювальної техніки №163; Технічного регламенту законодавчо регульованих засобів вимірювальної техніки №94; ДСТУ 2708:2006 «Метрологія. Повірка засобів вимірювальної техніки. Організація та порядок проведення»; ДСТУ ISO 10012:2005. «Вимоги до процесів вимірювання та вимірювального обладнання».

Лабораторні дослідження проводили:

Заступник директора ПрАТ «СКБ
мікроелектроніки в приладобудуванні», к.т.н.



Крилошанський Є.І.

Головний конструктор ПрАТ «Самбірський
приладобудівний завод Омега»



Фірман Б.Т.

Д.т.н., проф.,
професор кафедри МСС



Яцук В.О.

Зав. відділу метрології
управління НДЧ



Приймачук І.М.

К.т.н., асистент
кафедри МСС



Здеб В.Б.

Аспірант
кафедри МСС



Матвійв Р.О.

ДОДАТОК Б



ЗАТВЕРДЖУЮ

з науково-педагогічної роботи
Национального університету
«Львівська політехніка»

Давидчак О.Р.

» 2018 р.

АКТ

про впровадження результатів дисертаційної роботи в навчальний процес

*Матвіїв Романа Олеговича***«Переносні калібратори для оперативного контролювання характеристик засобів
вимірювань»**представленої на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю
05.01.02 – стандартизація, сертифікація та метрологічне забезпечення

Комісія Національного університету «Львівська політехніка» у складі:

Голова комісії – заступник директора інституту комп'ютерних технологій, автоматики та метрології, д.т.н., проф. Скоропад П.І.

Члени комісії: професор кафедри «Інформаційно-вимірювальні технології», д.т.н., проф. Байцар Р.І., професор кафедри «Інформаційно-вимірювальні технології», д.т.н., проф. Походило Є.В., інженер кафедри «Інформаційно-вимірювальні технології», к.т.н. Здеб В.Б.

Даний акт підтверджує, що проведені дисертантом наукові дослідження виконувались на кафедрі інформаційно-вимірювальних технологій Національного університету «Львівська політехніка». Основні положення та результати дисертаційної роботи впроваджені у навчальний процес кафедри «Інформаційно-вимірювальні технології» Національного університету «Львівська політехніка». Зокрема, теоретично та експериментально показано ефективність використання методу комутаційного інвертування для коригування адитивних похибок калібраторів напрути постійного струму та активних імітаторів опору постійному струму. Результати дисертаційної роботи дають можливість підвищити підготовку фахівців за спеціальністю «Метрологія та вимірювальна техніка» і можуть використовуватись при вивченні дисциплін: «Методи та засоби підвищення точності вимірювань та випробувань», «Еталонні одиниці фізичних величин» та «Комп'ютерні діагностичні системи».

Голова комісії,
Заступник директора ІКТА
д.т.н., проф.

Скоропад П.І.

Члени комісії:

проф. каф. ІВТ,
д.т.н., проф.

Байцар Р.І.

проф. каф. ІВТ,
д.т.н., проф.

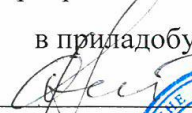
Походило Є.В.

інженер каф. ІВТ,
к.т.н.

Здеб В.Б.

ДОДАТОК В

ЗАТВЕРДЖУЮ

Директор ПрАТ «СКБ мікроелектроніки
в приладобудуванні»

 Ф. Матвіїв

« 7 » березня 2018р.



АКТ

впровадження результатів кандидатської дисертації

Р. Матвіїва в проектних роботах ПрАТ «СКБ МП»

Ми, нижчепідписані склали цей акт в тому, що відповідно до науково-дослідної співпраці між ПрАТ «СКБ мікроелектроніки в приладобудуванні» і національним університетом «Львівська політехніка» при проведенні науково-дослідних і конструкторських робіт використано технічні рішення запропоновані аспірантом Матвіїв Р.О., зокрема метод корегування адитивних похибок калібраторів напруги постійного струму та імітаторів активного опору. Запропонований метод був використаний при модернізації дослідних зразків багатозначних мір напруги постійного струму та імітаторів активного опору типів МК4702 і МК4703.

Заступник директора
з наукової роботи, к.т.н.



Е. Крилошанський

Головний конструктор



З. Кудлик

ДОДАТОК Г

ЗАТВЕРДЖУЮ

Генеральний директор ПрАТ
«Самбірський приладобудівний
завод «Омега»
П.М. Мошуманський
«__» _____ 2018р.



Акт

**впровадження результатів кандидатської дисертації
Р. Матвіїва в конструкторських роботах ПрАТ
«Самбірський приладобудівний завод «Омега»**

Ми, нижчепідписані склали цей акт в тому, що відповідно до науково-дослідної співпраці між ПрАТ «Самбірський приладобудівний завод «Омега» і Національним університетом «Львівська політехніка» під час проведення дослідно-конструкторських робіт при проектуванні приладів ПВЦ-01АС, ПВЦ-01/5 МАС, РПЦ-02/І_{МГ} АС використано технічні рішення, запропоновані аспірантом Матвіїв Р.О., зокрема комутаційно-інвертуючий метод компенсації адитивних похибок калібраторів постійного струму та імітаторів активного опору і метод компенсації впливу опору ліній зв'язку в терморезистивних перетворювачах.

Головний інженер

В.І. Сеньків

Головний конструктор

Б.Т. Фірман