

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

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

Довгаль Артем Володимирович

УДК 621.31:006.9

ДИСЕРТАЦІЯ
УДОСКОНАЛЕННЯ ВИСОКОВОЛЬТНИХ ШИРОКОСМУГОВИХ
КАСКАДНИХ ВИМІРЮВАЛЬНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ ДЛЯ ПРИСТРОЇВ
ВІДТВОРЕННЯ ОДИНИЦІ НАПРУГИ ЗМІННОГО СТРУМУ
РАДІОЧАСТОТНОГО ДІАПАЗОНУ

152 – «Метрологія та інформаційно вимірювальна техніка»

15 – Автоматизація та приладобудування

Подається на здобуття наукового ступеня доктора філософії

Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей, результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело

_____ Довгаль А.В.

Науковий керівник Туз Юліан Михайлович, доктор технічних наук,
професор.

Київ - 2025

АНОТАЦІЯ

Довгаль А.В. удосконалення методів побудови високовольтних широкосмугових вимірювальних підсилювачів для пристроїв відтворення одиниці напруги змінного струму радіочастотного діапазону. - Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора філософії за спеціальністю 152 “ Метрологія та інформаційно вимірювальна техніка ” - Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» МОН України, Київ, 2025.

У цій науковій роботі розглянуті теоретичні моделі для побудови високовольтних широкосмугових підсилювачів, представлені результати проектування та розглянуті важливі аспекти та проблеми їх реалізації. Методи аналізу та корекції похибок та їх практичне застосування дає змогу забезпечити необхідні характеристики точності таких пристроїв, що в свою чергу розширює галузь їх використання, зокрема як засобів вимірювальної техніки.

Високовольтні вимірювальні підсилювачі можуть бути долучені до складу еталонів змінної напруги для розширення динамічного та частотного діапазонів та забезпечення високої точності та надійності вимірювань. Еталони змінної напруги призначені для калібрування та перевірки вимірювальних приладів, які використовуються в електротехніці, електроенергетиці, наукових дослідженнях та інших галузях, де потрібне точне вимірювання напруги.

Підсилювачі високої напруги з широкою смугою частот відіграють незамінну роль у формуванні високо стабільної напруги для еталонів напруги на основі термоелектричних перетворювачів.

Варто наголосити на важливості застосування високовольтних

широкосмугових вимірювальних підсилювачів у метрологічних комплексах еталонів змінної напруги. Одним із таких комплексів є військовий еталон напруги ВВЕТУ 08-07-01-09. Даний еталон відтворює одиницю змінної напруги до 1000В у діапазоні частот до 30МГц шляхом термоелектричного компарування з використанням термоелектричних перетворювачів напруги. У такому комплексі точність відтворення одиниць вимірювання напруги має першорядне значення, оскільки навіть незначні неточності можуть призвести до суттєвих похибок вимірювання. Використання підсилювачів високої напруги дає змогу використовувати багатoelementні термоелектричні перетворювачі для досягнення більшої точності відтворення величини напруги.

З огляду на важливість та актуальність зазначених вище сфер застосування широкосмугових високовольтних вимірювальних підсилювачів, попри складнощі, пов'язані з їх побудовою, переваги, які вони пропонують щодо забезпечення точності вимірювань та ефективності системи, незаперечні.

Відсутність готової елементної бази чи відповідних засобів для забезпечення необхідних параметрів вихідної напруги, таких як швидкість наростання, діапазон вихідної напруги та робочої частоти, підхід до побудови високовольтних широкосмугових підсилювачів потребує залучення додаткових технічних рішень та засобів при проектуванні.

Одним із таких рішень є використання незалежних каскадів підсилювачів із незалежним живленням, які формуватимуть вихідну напругу за принципом послідовного ввімкнення. Такий метод дає змогу розширити вихідний діапазон напруги без погіршення динамічних характеристик.

Запропоновані в науковій роботі методи побудови підсилювачів із використанням незалежного паралельного зворотного зв'язку дають змогу

виконати корегування частотної характеристики на кожному з каналів окремо та покращити загальну стабільність і точність вихідної величини за рахунок додаткових ланок із помірною втратою точності.

Запропонована додаткова частотна корекція вихідного сигналу дає змогу відокремити та компенсувати похибки першого порядку малості, що загалом дає змогу підвищити точність відтворення вихідної напруги.

В основу досліджуваних підсилювачів було покладено досягнення найбільшого частотного та динамічного діапазону, необхідного для метрологічної атестації всіх засобів вимірювальної техніки - від вторинних еталонів до засобів вимірювальної техніки для вимірювання параметрів електричних сигналів у цьому діапазоні частот: осцилографи, вольтметри, генератори тощо. У цих підсилювачах вирішено проблему досягнення максимально можливої вихідної напруги в заданому діапазоні частот, який би відповідав діапазону частот і напруги еталонних термоелектричних перетворювачів - ЕПНТЕ, ДТПТ6, ПНТЕ12.

Під час виконання роботи було проведено комп'ютерне моделювання та аналіз технічних рішень, застосування яких є основою для побудови широкосмугових високовольтних вимірювальних підсилювачів. Розглянуто переваги та недоліки кожної із запропонованих моделей та детально висвітлено проблеми та аспекти при побудові. На основі проведеного аналізу визначено метрологічні характеристики та складено модель похибок в аналітичному вигляді. Запропоновано технічні методи для їх корекції та збільшення точності.

Експериментальні дослідження засвідчили, що отримані похибки за СКЗ відхиленням у кілька разів і навіть на порядок менші, ніж похибки, котрі передбачені технічним завданням на еталон ВВЕТУ 08-07-01-09, який прийнято на озброєння згідно з наказом міністра оборони №529 від 18.10.2010

та використовується дотепер.

Практичним результатом дисертаційної роботи є розроблені блоки підсилювачів 1000В-100КГц та 30В-30МГц, які впроваджено в систему вихідного військового еталону у межах модернізації комплексу еталона ВВЕТУ 08-07-01-09 згідно із замовленням Міністерства оборони для Метрологічного центру військових еталонів (МЦВЕ).

Ключові слова: операційний підсилювач, високовольтний підсилювач, каскадний підсилювач, термоелектричний перетворювач, резонансний перетворювач напруги, еталон напруги, відтворення одиниці напруги, електрична потужність, вимірювальний пристрій, вимірювання, модель похибки, корекція похибки.

Список публікацій здобувача, в яких опубліковані основні наукові результати дисертації:

1. Artem Dovhal, Ylian Tuz. High voltage formation using the amplifiers cascading method [Електронний ресурс] Measurements infrastructure No. 8 (2024) – Режим доступу [https://doi.org/10.33955/v8\(2024\)-060](https://doi.org/10.33955/v8(2024)-060) (фахове видання, ISSN [2786-4642](#))
2. Dovhal, A., & Tuz, Yu. (2024). Methods of high voltage generation by cascading amplifiers. [Електронний ресурс] Machinery & Energetics, 15(4), 106-117. – Режим доступу <https://doi.org/10.31548/machinery/4.2024.106> (Scopus, Q 4, ISSN [2663-1342](#))
3. Довгаль А.В. Використання нітрид-алюмінієвих керамічних плат для забезпечення температурної стабільності вимірювальних підсилювачів. [Електронний ресурс] Збірник наукових праць «Системні технології». Т. 6 № 155 (2024). – Режим доступу <https://doi.org/10.34185/1562-9945-6-155-2024-13> (фахове видання, ISSN 2707-7977)
4. Туз Ю.М., Довгаль А.В., Високовольтний широкосмуговий вимірювальний підсилювач для діапазону частот до 30 МГц і максимальної вихідної напруги до 30 В. [Електронний ресурс] Український метрологічний журнал, No. 5 (2025) – Режим доступу <https://doi.org/10.24027/2306-7039.1.2025.325869> (Web of Science, ISSN [2522-1345](#))
5. Chasnyk, D.V., Dovhal, A.V., Fesenko, I.P. et al. Features of the Microstructure and Thermal Conductivity of Large-Size Parts from Pressureless Sintered AlN-Based Ceramic Composite [Електронний ресурс] J. Superhard Mater. 45, 235–237 (2023). – Режим доступу <https://doi.org/10.3103/S1063457623030139> (ISSN [1934-9408](#))

6. I. P. Fesenko, L. O. Romanko, V. I. Chasnyk, L. M. Vovk, Yu. M. Tuz, A. V. Dovhal, T. B. Serbeniuk, O. M. Kaidash, O. O. Bochechka, V. P. Rukin. Electrophysical Characteristics of Pressureless Sintered Ceramic Composite AlN–TiN. March 2022. J. Superhard Mater. 44(1):70-72 – Режим доступу <https://link.springer.com/article/10.3103/S1063457622010038> (ISSN [1934-9408](#))

**Список публікацій здобувача, які засвідчують апробацію
матеріалів дисертації:**

1. Довгаль, А. В. (30-31 травня 2024). Високовольтний вимірювальний підсилювач [Збірник праць]. 11-та Міжнародна науково-технічна конференція «Датчики, прилади та системи – 2024», Черкаси, ЧДТУ, Україна. – Режим доступу <https://er.chdtu.edu.ua/handle/ChSTU/5031>
2. Dovhal A.V. , Tuz Y.M., Fesenko I.P., Chasnyk V.I., Kaidash O.M., Sverdun V.B., Sorochenko T. A., Kharchenko O.V. Large-size AlN base ceramic parts for amplifiers with virtual power supply. [Конференція] VIIIth international samsonov conference “materials science of refractory compounds” (MSRC-2022). 25.05.2022, S2-OK1328 – Режим доступу <https://umrs.org.ua/activities/conferences/msrc-2022/>

**Список праць здобувача, які додатково відображають наукові
результати дисертації:**

1. Dovhal A.V., High-Voltage Non-Inverting Broadband Cascade Amplifier [Патент] - Режим доступу <https://sis.nipo.gov.ua/uk/search/detail/1718340/>
2. Fesenko I. P, Chasnyk D. V, Chasnyk V. I, Kaydash O. M, Kukharenko S. A., Tuz Yu. M., Dovhal A. V., Sverdun V. B. Method for processing the working surface of a microwave absorber made of an aluminum nitride composite. [Патент] - Режим доступу <https://sis.nipo.gov.ua/uk/search/detail/1840865/>

ABSTRACT

Dovhal A.V. Research of methods of constructing high-voltage wideband measurement amplifiers for devices of reproducing ac voltage unit in the radio frequency range. - Qualifying scientific work on manuscript rights.

Dissertation for the degree of Doctor of Philosophy in specialty 152 "Metrology and information measuring technology" - National Technical University of Ukraine "Ihor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute" MES of Ukraine, Kyiv, 2025.

In this scientific work, theoretical models for the construction of high-voltage wide bandwidth amplifiers are considered, design results are presented, and important aspects and problems of their implementation are considered.

The methods of error analysis and correction and their practical application make it possible to ensure the necessary accuracy characteristics of such devices, which in turn expands the scope of their use, including as measuring equipment.

High-voltage measuring amplifiers can be included in the composition of alternating voltage standards to ensure high accuracy and reliability of measurements. AC voltage standards are intended for calibration and verification of measuring devices used in electrical engineering, power generation, scientific research and other industries where accurate voltage measurement is required.

High-voltage amplifiers with a wide frequency band play an indispensable role in increasing the accuracy and operating frequency range of voltage standards based on thermoelectric converters. Providing accurate signal amplification over a wide frequency range, these amplifiers form the highly accurate voltage gains required for calibration, testing and research.

It is worth emphasizing the importance of using high-voltage broadband measuring amplifiers in metrological complexes of alternating voltage standards.

One of these complexes is the military voltage standard BBETU 08-07-01-09. This standard reproduces a unit of alternating voltage up to 1000 V in the frequency range up to 30 MHz by thermoelectric comparison using thermoelectric voltage converters. In such a complex, the accuracy of reproduction of voltage measurement units is of primary importance, since even minor inaccuracies can lead to significant measurement errors. The use of high-voltage amplifiers allows the use of multi-element thermoelectric converters to achieve greater accuracy in reproducing the voltage value.

Given the importance and relevance of the above-mentioned areas of application of wide bandwidth high-voltage measurement amplifiers, despite the complexity associated with their construction, the advantages they offer in terms of ensuring measurement accuracy and system efficiency are undeniable.

The lack of a ready-made elemental base or appropriate means to ensure the necessary parameters of the output voltage, such as the rate of increase, the range of the output voltage and the operating frequency, the approach to the construction of high-voltage wide bandwidth amplifiers requires the involvement of additional technical solutions and means in the design.

The methods of building amplifiers using independent parallel feedback proposed in the scientific work allow you to adjust the frequency response on each of the channels separately and improve the overall stability and accuracy of the output value due to additional links with a moderate loss of accuracy.

The additional error correction of the output signal proposed by the author allows to separate and compensate the errors of the first order of smallness caused by the use of independent separate links, which in general allows to increase the accuracy of the output voltage.

The basis of the researched amplifiers was the achievement of the largest frequency and dynamic range necessary for metrological certification of all measuring equipment, starting with secondary standards and ending with measuring equipment for measuring the parameters of electrical signals in this frequency range - oscilloscopes, voltmeters, generators, etc. These amplifiers solve the problem of achieving the maximum possible output voltage in a given frequency range that would correspond to the frequency and voltage range of reference thermoelectric converters - EPNTE, DTPT6, PNTE12.

In the course of the work, computer modeling and analysis of technical solutions were carried out, the application of which is the basis for the construction of broadband high-voltage measuring amplifiers. The advantages and disadvantages of each of the proposed models are considered, and the problems and aspects during construction are covered in detail. On the basis of the conducted analysis, metrological characteristics were determined and an error model was compiled in an analytical form. Technical methods for their correction and increase in accuracy are proposed.

Experimental studies have shown that the obtained errors according to the SKZ deviation are several times and even an order of magnitude smaller than the errors provided for by the technical task for the military secondary standard of Ukraine 08-07-01-09, which was adopted in accordance with the order of the Minister of Defense No. 529 from 18.10.2010 and is used until now.

The practical result of the dissertation work is the developed blocks of amplifiers 1000V-100KHz and 30V-30MHz, which are implemented in the complex of secondary standards as part of the modernization of the standard complex BBETY 08-07-01-09 according to the order of the Ministry of Defense for the Metrological Center of Military Standards

Key words: operational amplifier, high-voltage amplifier, cascade amplifier, thermoelectric converter, voltage standard, voltage unit reproduction, measuring device, measurement, electrical power, error model, error correction.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	14
РОЗДІЛ 1. ПІДСИЛЮВАЧІ ВИСОКОЇ НАПРУГИ В ЕТАЛОНАХ ЗМІННОГО СТРУМУ РАДІОЧАСТОТНОГО ДІАПАЗОНУ.....	19
1.1. Огляд методів побудови еталонів напруги змінного струму.....	19
1.2. Огляд існуючих високовольтних підсилювачів.....	33
1.3. Високовольтні інтегральні операційні підсилювачі.....	36
1.4. Комбіновані підсилювачі.....	39
1.5. Постановка завдання дослідження	47
ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 1	48
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ ДО РОЗДІЛУ 1.....	50
РОЗДІЛ 2. РОЗРОБКА ТЕХНІЧНИХ РІШЕНЬ ДЛЯ ПОБУДОВИ ВИСОКОВОЛЬТНИХ ШИРОКОСМУГОВИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ.....	54
2.1. Каскадні підсилювачі.....	54
2.2. Огляд існуючої елементної бази для побудови підсилювача 1000В-100кГц	62
2.3. Розширення діапазону вихідної напруги шляхом використання додаткових підсилювальних елементів.....	64
2.4. Мінімізація втрат потужності шляхом використання додаткових ланок живлення.....	69
2.5. Побудова імпульсних перетворювачів з низькими ємнісними зв'язками	74
2.6. Рішення багаторівневого компонування друкованих плат для мінімізації габаритів конструкції.	77
2.7. Забезпечення температурного режиму та тепловідведення з використанням керамічних композитів.....	79
2.8. Корекції частотної характеристики каскадних підсилювачів шляхом введення коригуючих ланок.....	83
ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 2	88
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ ДО РОЗДІЛУ 2.....	90
РОЗДІЛ 3. МОДЕЛЮВАННЯ ТА АНАЛІЗ ВИСОКОВОЛЬТНИХ ШИРОКОСМУГОВИХ КАСКАДНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ	92
3.1. Розрахунок моделі підсилювача 100кГц-1000В.....	92
3.2. Розрахунок моделі підсилювача 30МГц-30В.....	102

ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 3	108
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ ДО РОЗДІЛУ 3.....	109
РОЗДІЛ 4. ВИЗНАЧЕННЯ МЕТРОЛОГІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПІДСИЛЮВАЧІВ.	110
4.1. <i>Визначення частотної характеристики термоелектричних перетворювачів.....</i>	<i>114</i>
4.2. <i>Корекція частотної характеристики підсилювача 1000В-100кГц.</i>	<i>118</i>
4.3. <i>Метрологічна атестація підсилювача 100кГц-1000В.....</i>	<i>131</i>
4.4. <i>Метрологічна атестація підсилювача 30МГц-30В.</i>	<i>138</i>
ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 4.....	142
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ ДО РОЗДІЛУ 4.....	143
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ.....	144
ДОДАТКИ	ПОМИЛКА! ЗАКЛАДКУ НЕ ВИЗНАЧЕНО.

ВСТУП

Актуальність теми.

Основними засобами, в яких застосовуються високовольтні широкосмугові підсилювачі, є еталони напруги змінного струму та системи метрологічної атестації термоелектричних перетворювачів. Актуальність роботи полягає в удосконаленні існуючих блоків підсилення напруги з метою розширення їх частотного та динамічного діапазонів й забезпечення часової стабільності при атестації термоелектричних перетворювачів.

Результати дослідження сприятимуть створенню більш точних та стабільних підсилювачів напруги, що можуть бути використані як у лабораторних умовах, так і в еталонах, де необхідна висока точність вимірювань.

Мета і завдання дослідження.

Метою проведення дослідження є розробка та вдосконалення методів побудови підсилювачів для еталонів напруги, що забезпечують максимально можливу точність і стабільність.

Завданням наукової роботи є дослідження проблем проектування високовольтних широкосмугових вимірювальних підсилювачів та знаходження нових рішень, пов'язаних із забезпеченням максимально можливої вихідної напруги і стабільності відтворення сигналу в широкій смузі частот, а також застосування конструктивних рішень, пов'язаних із забезпеченням коректного та безпечного теплового режиму функціонування.

Об'єкт дослідження:

Об'єктом дослідження є процес забезпечення стабільного відтворення сигналів високої напруги в широкому частотному та амплітудному діапазоні для еталонів напруги змінного струму та засобів метрологічної атестації термоелектричних перетворювачів.

Предмет дослідження:

Предметом дослідження є схемні та технічні рішення розробки та побудови високовольтних підсилювачів та методи забезпечення їх характеристик для використання як підсилювачів для еталону напруги змінного струму.

Методи дослідження:

У процесі виконання наукової роботи було застосовано комплекс методів, які забезпечили всебічний аналіз та ефективне розв'язання поставлених завдань.

Аналіз існуючих рішень – проведено детальний огляд і порівняння наявних підходів, що дало змогу визначити їхні переваги, недоліки та можливості застосування.

Створення електричних моделей та проведення аналізу їх роботи – на основі отриманих даних було розроблено математичні та схемотехнічні моделі, які дали змогу оцінити функціональні характеристики досліджуваних систем та прогнозувати їхню ефективність.

Експериментальне дослідження шляхом розробки дослідних зразків – створено та випробувано прототипи системи, що дало змогу перевірити відповідність теоретичних розрахунків реальним умовам експлуатації.

Оптимізація параметрів – на основі отриманих результатів було вдосконалено моделі, внесено зміни у структуру та принципи роботи.

Наукова новизна отриманих результатів:

Наукова новизна дисертації полягає в розробці нових методів побудови високовольтних широкосмугових вимірювальних підсилювачів, що дають змогу отримати високу вихідну напругу при широкій смузі частот.

Вперше отримано аналітичні співвідношення забезпечення оптимальної роботи каскадів підсилювачів, що описують розподіл коефіцієнтів підсилення та параметри зворотних зв'язків для обох моделей каскадних підсилювачів:

- встановлено можливість подвоєння напруги каскадів підсилювачів шляхом застосування слідкуючого живлення;
- встановлено закономірність розташування і значень коефіцієнтів підсилення окремих ОП неінвертуючого багатокаскадного високовольтного підсилювача;
- встановлено закономірність співвідношень резисторів зворотного зв'язку для окремих ОП багатокаскадного неінвертуючого високовольтного широкосмугового вимірювального підсилювача з незалежними зворотними зв'язками;
- встановлено закономірність розташування і значень коефіцієнтів підсилення окремих ОП інвертуючого багатокаскадного високовольтного підсилювача;

- встановлено закономірність співвідношень резисторів зворотного зв'язку для багатокаскадного інвертуючого високовольтного широкосмугового вимірювального підсилювача з незалежними зворотними зв'язками.

Запропоновано оригінальну схемотехнічну реалізацію багатокаскадного підсилювача та технічне рішення розширення динамічного діапазону підсилювача, яке полягає в застосуванні додаткових транзисторних каскадів керування живленням, що значно розширює можливості відтворення одиниці напруги змінного струму, захищено патентом (№ 152343 від 11.01.2023).

Практичне значення отриманих результатів:

Результати дисертаційної роботи були застосовані для модернізації блоків широкосмугових високовольтних підсилювачів вихідного військового еталону напруги змінного струму ВВЕТУ 08-07-01-09.

Практичним результатом дисертаційної роботи є розроблені блоки підсилювачів 1000В-100КГц та 30В-30МГц, які впроваджено згідно із замовлення Міністерства оборони для Метрологічного центру військових еталонів (МЦВЕ).

Особистий внесок здобувача.

Дисертація є завершеною науковою працею автора. Основні наукові ідеї, результати теоретичних та експериментальних досліджень розроблені й сформульовані автором особисто.

Наведено аналіз підходів та рішень, що були застосовані під час проведення дослідження.

У процесі роботи визначено оптимальні параметри силової частини підсилювачів, досліджено особливості їх теплової стабілізації, забезпечено оптимальну конструкцію, а також розроблено методи розширення динамічного діапазону підсилювачів.

Апробація результатів дисертації.

Основні положення та отримані наукові результати, що викладені в цій дисертації, пройшли апробацію в межах Міжнародної науково-технічної конференції «Датчики, прилади та системи – 2024» 30 травня 2024 року.

Результати вимірювань, що були здійснені за допомогою модернізованих блоків підсилювачів, були розглянуті на засіданні науково-технічної ради МЦВЕ ЗС України (протокол №3 від 28.02.2025) та визнані такими, що підтверджують високу стабільність відтворення одиниці напруги змінного струму в діапазоні напруг від 0.1В до 30В в частотному діапазоні від 0 до 100кГц.

РОЗДІЛ 1. Підсилювачі високої напруги в еталонах змінного струму радіочастотного діапазону

1.1. Огляд методів побудови еталонів напруги змінного струму

Стандарт для напруги змінного струму (АС) є особливо складним через відсутність фізичного явища, яке безпосередньо відтворює середньоквадратичне (RMS) значення напруги. Середньоквадратичне значення розуміється як квадратний корінь із усередненого за часом квадрата миттєвих значень напруги. RMS (середньоквадратичне значення) є найбільш повним та інформативним показником змінної напруги. Калібрування показань вольтметра до середньоквадратичних значень є стандартом, який формально встановлений в офіційних нормативних документах. Отже, коли йдеться про калібрування напруги змінного струму, мається на увазі калібрування саме до середньоквадратичного значення.

Існує кілька методів точного вимірювання напруги змінного струму. Перший підхід включає вибірку сигналу, фіксацію миттєвих значень, потім їх цифрову обробку та виконання обчислень на основі формули.

$$U_{cs} = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} |u(t)| dt; \quad (1.1)$$

Останнім часом цей метод значно вдосконалився, навіть у комерційних пристроях, таких як HP3458A (Hewlett-Packard, США), де похибка не перевищує 0,01% в діапазоні частот до 1 кГц.

Інший метод, ідеальний для сигналів, які є чисто гармонійними або мають чітко визначену форму, передбачає вимірювання амплітуди сигналу та перетворення її на його середньоквадратичне значення. Ця методика використовується в компенсаційних вольтметрах, які обчислюють

середньоквадратичне значення за формулою за припущенням, що напруга має синусоїдальний характер.

$$U_{ск} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_m . \quad (1.2)$$

Третій підхід до вимірювання величини полягає у порівнянні теплової енергії (потужності), що генерується, коли відома поточна напруга та величина, яка вимірюється, подаються на термоперетворювач. Перші два методи, хоча й використовуються, мають певні обмеження та відомі джерела похибок, які обмежують їх точність і застосовність у стандартних інструментах вимірювання [1].

Отже, відтворення напруги змінного струму передбачає передачу одиниці напруги постійного струму (DC) за допомогою теплового порівняння на основі однакових теплових ефектів.

Тож, не заглиблюючись у деталі, важливо наголосити, що метод теплового порівняння став найбільш переважним для точних вимірювань будь-яких типів параметрів інтенсивності випромінювання. Цей метод відповідає принципу збереження енергії, гарантуючи, що після повного поглинання потужності виробляється однакова кількість тепла, незалежно від типу або частоти випромінювання. Тут енергія змінного струму порівнюється з енергією постійного струму, встановлюючи єдиний стандарт для вимірювання напруги, струму та потужності на різних частотах. Одиниця напруги постійного струму у свою чергу базується на фундаментальних константах і відтворюється за допомогою ефекту Джозефсона [2-3].

Спектр частот для встановлення одиничних стандартів напруги змінного струму коливається від одного герца до 2-3 ГГц, а вимірювання потужності виходять за межі цих частот. Незважаючи на те, що метод теплового компарування застосовується в усьому діапазоні частот, використовуване

обладнання значно відрізняється в різних піддіапазонах.

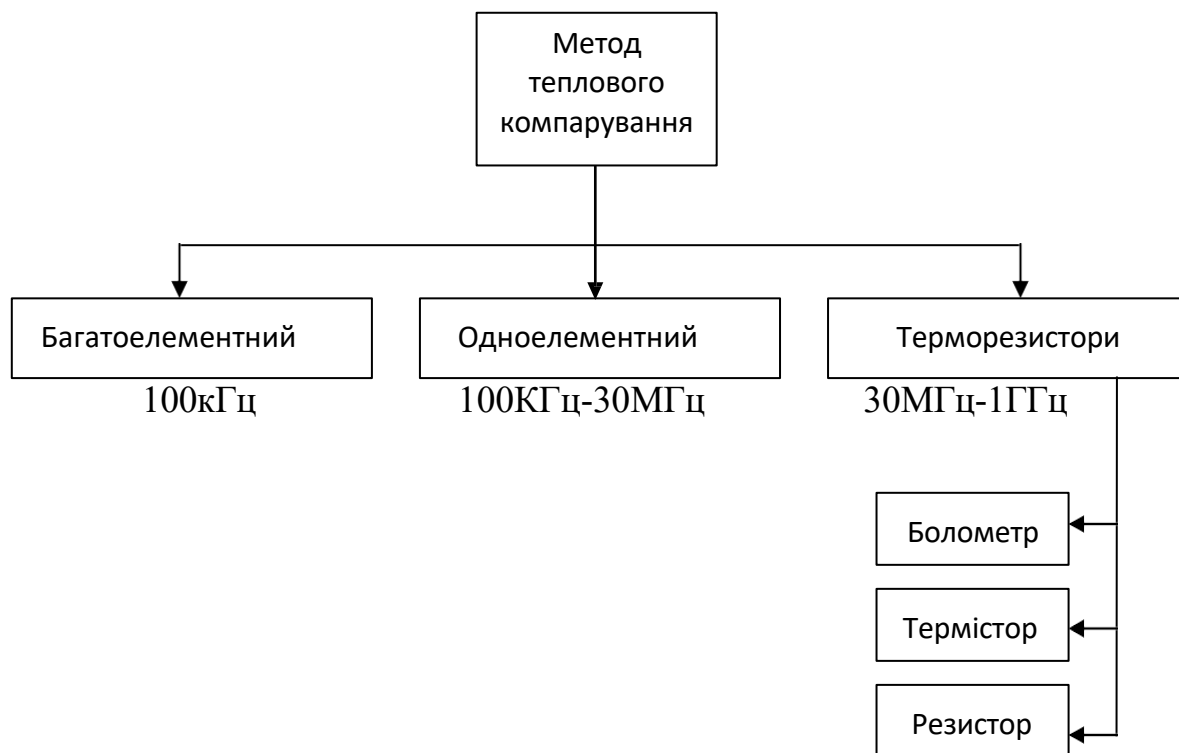


Рисунок 1.1. Класифікація елементів методу теплового компарування [1].

Для частот приблизно до 100 кГц стандартними є багатоелементні термопари, тоді як на частотах приблизно до 30 МГц найкращі результати досягаються за допомогою одноелементних вакуумних безконтактних термопар. Понад 30 МГц зазвичай використовуються термічні резистори, такі як болометри та термістори, які змінюють свій електричний опір під час нагрівання. У радіочастотному діапазоні один із метод передбачає використання безреактивного резистора як навантаження для теплового порівняння, а інший варіант обчислює радіочастотну напругу з вимірної радіочастотної потужності при відомому імпедансі.

На рисунку 1.2 зображено класифікацію вимірювальних елементів під різні діапазони частот.

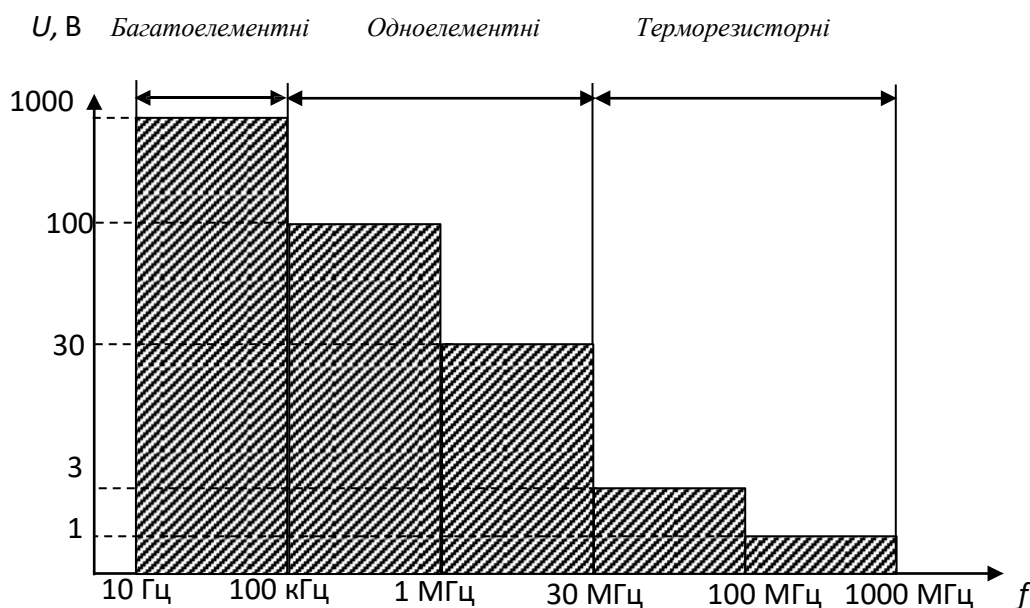


Рисунок 1.2. Частотний і динамічний діапазони еталонів змінної напруги [1].

Структурну схему еталону в цьому контексті можна зобразити спрощено, як показано на рис. 1.3. Тут послідовно вимірюють змінну та постійну напруги за допомогою еталонного термоперетворювача, характеристики якого можна визначити (виміряти) з необхідною точністю.

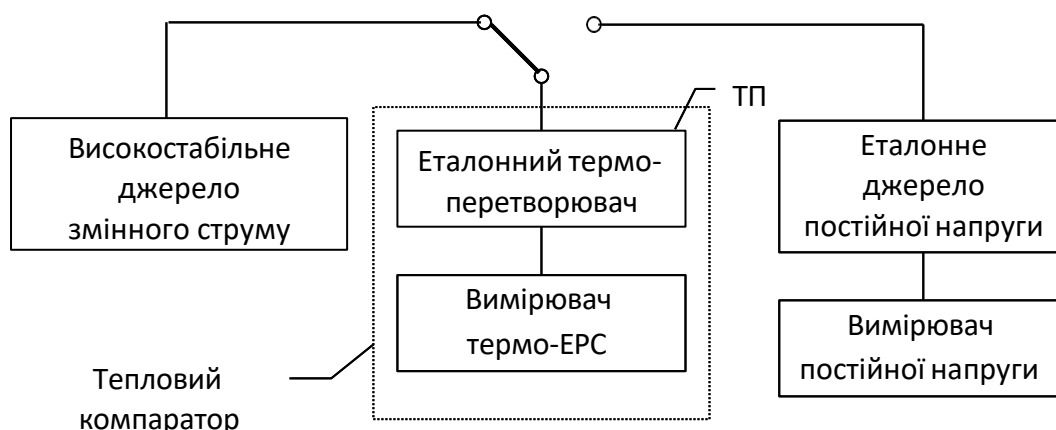


Рисунок 1.3. Структурна схема еталона напруги.

У разі подачі на вхід термоелектричного перетворювача змінної напруги $U \sim$ фіксується термо-ЕРС E на його виході, пропорційна $U_{ск}^2$. Потім на вхід ТП подається постійна напруга U_{\pm} і регулюється її рівень до одержання термо-ЕРС на виході термоелектричного перетворювача, рівної E . Тоді $U_{ск}$

$=U_{\text{Термо-ЕРС}} E$ і напруга $U_{\text{ек}}$ вимірюється, як правило, компенсаційним методом за допомогою відповідних пристроїв, що входять до складу еталона.

У процесі створення еталонів змінної напруги використовуються або вимірювальні генератори (з підсилювачем в разі потреби), або спеціальні високоточні пристрої, відомі як еталони напруги або калібратори.

Незважаючи на відмінності у реалізації в різних країнах, фундаментальний критерій для цього пристрою залишається незмінним: він має демонструвати мінімальну розбіжність у перетворенні постійної та змінної напруги в теплову енергію.

Основним елементом перетворювача нижчої частоти є багатoelementний термоелектричний перетворювач із повітряним зазором (рис. 1.4), який складається з термопарної установки. У цій конструкції десятки хромель-копельних термопар послідовно з'єднані та рівномірно розподілені на ніхромовому стрічковому нагрівачі.

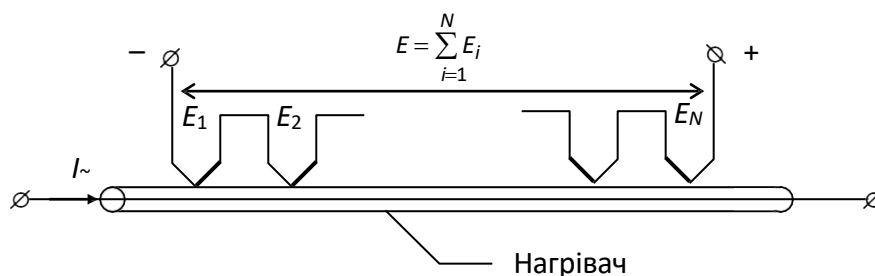


Рисунок 1.4. Конструкція багатoelementного термоперетворювача [1].

Ключові технічні особливості використання додаткового резистора потребують наявності в нього винятково низького реактивного опору (для зменшення частотних похибок) і точну сталу величину.

Для напруг, що перевищують 3 В, додатковий резистор вмикається послідовно з нагрівачем ТП.

Кілька міжнародних компаній, зокрема «Holt» і «Fluke» зі США, розробили уніфікований одноелементний еталонний термоелектричний перетворювач, який охоплює діапазон частот до 30 МГц, що містить кілька додаткових резисторів [5]. Наприклад, Fluke 792A термоелектричний перетворювач, визнаний у всьому світі як одна з кращих моделей, об'єднує один термоелектричний перетворювач і багатозначний перемикач для додаткових резисторів або підсилювачів для покриття необхідного динамічного діапазону [6].

У німецькому стандарті RTV кожен піддіапазон напруги оснащений спеціальним термоперетворювачем і додатковим резистором, який компенсує коливання частоти [7-8].

Основними джерелами похибок при генеруванні змінної напруги в еталонах, що зумовлюють необхідність використання термоелектричного перетворювача, є:

- похибка теплового перетворення, яка є систематичною похибкою переходу від постійної до змінної напруги;
- похибка вимірювання напруги постійного струму, яка змінюється залежно від технічного обладнання та використовуваних методів вимірювання (систематична);
- похибка порівняння, що передбачає визначення еквівалентності термо-ЕРС під час подачі на термоелектричний перетворювач постійної та змінної напруги (випадкова).

Найбільш істотною з них є похибка теплового перетворення, яка складається з двох частин:

- похибка асиметрії, що є результатом ефектів Томсона та Пельтьє і пов'язана з полярністю постійного струму в нагрівачі;
- частотна похибка, спричинена реактивними компонентами опору та поверхневим ефектом у конструкції ТП.

Похибки вимірювання та порівняння, пов'язані з постійною напругою, як правило, нижчі, ніж похибки теплового перетворення, і далі не розглядаються. Похибка асиметрії, що виникає внаслідок нерівномірного розподілу температури вздовж нагрівача в режимах постійного та змінного струму та незалежно від частоти змінного струму, може бути мінімізована за допомогою різних підходів. До них належать конструкторські та технологічні рішення, такі як вибір оптимального матеріалу нагрівача, використання продуманої геометрії конструкції або використання багатоелементного термоелектричного перетворювача, а також методологічні підходи, такі як вимірювання із задіянням двополярної напруги постійного струму та усереднення результатів.

Частотну похибку усувають за допомогою безконтактного термоперетворювача ТВБ і додаткового резистора R_d у перетворювачі для діапазону 0,1-30 МГц. З урахуванням впливу поверхневого ефекту частотна похибка має вигляд:

$$\delta_{\omega} = \frac{|Z_{ex}|}{R_n + R_d} \times \sqrt{\frac{R_n}{R_{\omega}}} . \quad (1.3)$$

де Z_{ex} – повний вхідний опір перетворювача на змінному струмі; R_n і R_{ω} – відповідно опір нагрівача постійному і змінному струму; R_d – опір додаткового резистора на постійному струмі.

Значення рівномірно розподіленої індуктивності і ємності обчислюються за формулами:

$$L = 4.6 \times 10^{-7} \times \mu \times l_r \times \log_{10} \frac{D}{d} . \quad (1.5)$$

$$C = \frac{0,24 \times 10^{-10} \times \varepsilon \times l_r}{\log_{10} \frac{D}{d}}, \quad (1.6)$$

D - внутрішній діаметр зовнішнього циліндра [м]; d – діаметр резистора [м]; l_r - довжина резистора [м]; ε - діелектрична проникність середовища.

При проектуванні перетворювачів основною метою є мінімізація залишкових реактивних опорів усіх компонентів і ефектів поверхневих взаємодій. Це вимагає прийняття коаксіальної конфігурації для оптимізації конструкції. Як правило, переважаючою формою реактивного опору є ємність C_n , що існує між нагрівачем і його корпусом (рис. 1.5).

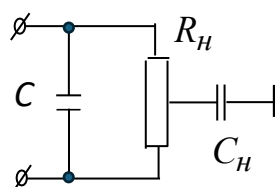


Рисунок 1.5. Спрощена еквівалентна схема ТП

Цю ємність можна вимірювати і обчислити постійну часу нагрівача для врахування та компенсації частотної похибки: $\tau_n = C_n R_n$. При цьому частотна похибка визначається таким рівнянням:

$$\delta_\omega = \left(\frac{\omega \tau_n}{4} \right)^2. \quad (1.7)$$

Далі на двох межах напруги вимірюють значення напруги й одержують $U_{\sim 1}$ та $U_{\sim 2}$. З огляду на те, що похибку $\delta_{\omega 1}$ вже враховано в результаті вимірювання $U_{\sim 2}$, то відносне значення похибки $\delta_{\omega 2}$ можна розрахувати таким чином:

$$\delta_{\omega 2} = \frac{U_{\sim 2} - U_{\sim 1}}{U_{\sim 1}} \times 100\% . \quad (1.8)$$

Типові значення метрологічних характеристик еталонів для діапазону частот 20 Гц – 30 МГц:

- Діапазон вимірювань [В]: $0,1 \dots 10$
- Діапазон передачі [В]: $0 \dots 1000$
- НСП (θ_0): $1 \cdot 10^{-5} \dots 3 \cdot 10^{-4}$
- СКВ (S_0): $5 \cdot 10^{-6} \dots 5 \cdot 10^{-5}$

Дослідження [9] засвідчують, що частотна систематична похибка термоперетворювачів на терморезисторах, пов'язана з наявністю реактивностей, становить від 0,4 % на частоті 400 МГц до 8,9 % на частоті 1500 МГц (рис. 1.6).

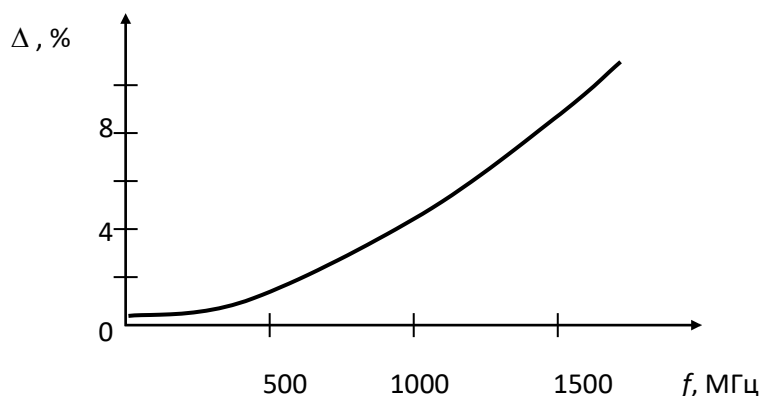


Рисунок 1.6. Частотна похибка термоперетворювача

Для зменшення цієї похибки її визначають за параметрами еквівалентної схеми.

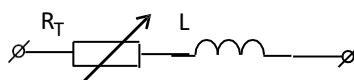


Рисунок 1.7. Еквівалентна повна схема високочастотного

термоелектричного перетворювача [1]

На значення індуктивності впливає довжина з'єднань, що сполучають компоненти з роз'ємом і клемами термоперетворювача, тоді як власна ємність схеми залежить від її конструкції. Ємність можна оцінити за допомогою методу, який передбачає зміну активного опору болометра шляхом регулювання робочого опору R моста постійного струму.

$$X = \omega L - \frac{1}{\omega C}. \quad (1.9)$$

Визначивши складові індуктивності провідників L та загальної ємності конструкції C , частотну відсоткову похибку можна визначити за рівнянням:

$$\Delta_0 = \left[\sqrt{\frac{X^2}{R_T^2} + 1} - 1 \right] \times 100\%. \quad (1.10)$$

Розглянемо конструкцію перетворювача, який використовується в стандарті еталона високочастотної напруги України [35]. Основним аспектом конструкції термоелектричного перетворювача є перетворення електричної енергії в теплову, що досягається за рахунок використання безіндуктивного резистора (зокрема безкорпусного SMD-резистора). З боку, протилежного резистивному шару, прикріплений терморезистор. Цей термістор перетворює теплову енергію назад в електричну, змінюючи власний електричний опір [1].

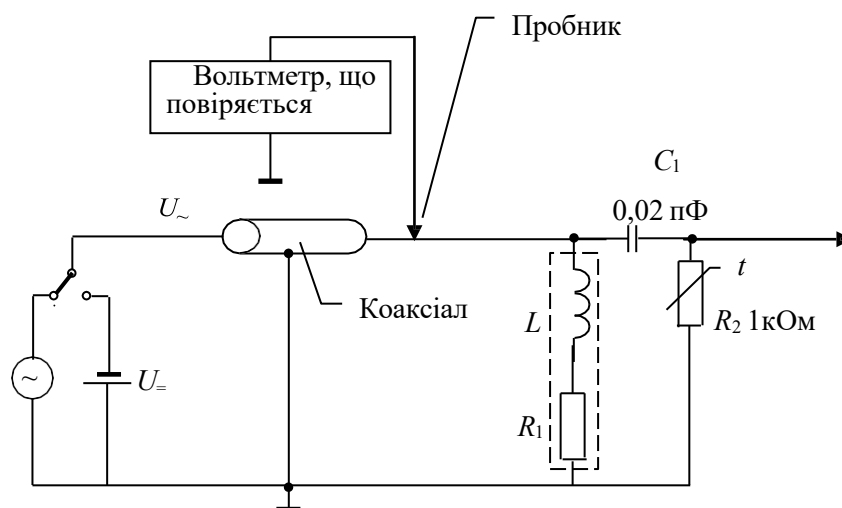


Рисунок 1.8. Еквівалентна схема під'єднання ТП [1].

R_l – навантажувальний резистор; L – паразитна індуктивність резистора; C_l – паразитна ємність, що характеризує електричний зв'язок між резистором R_l і термістором R_2 ($C_l \approx 0,02$ пФ)

Слід зауважити, що паразитні ємності, які розташовані як між пінами резистора, так і між пінами та корпусом, не впливають істотно на частотні характеристики термоперетворювача. Це тому, що через них не проходить ні змінний, ні постійний струм, які слугують для нагрівання резистора. Натомість ці ємності лише створюють додаткове навантаження на джерело сигналу. Отже, виключною причиною спотворення частоти є власний реактивний опір (індуктивність L) резистора навантаження. Еквівалентна схема представлена, як показано на рис. 1.9 [9].

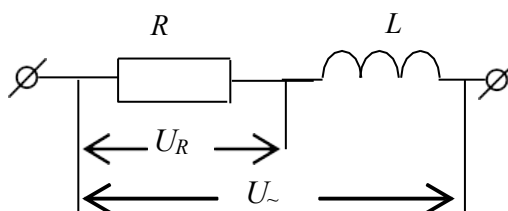


Рисунок 1.9. Еквівалентна схема резистора навантаження

Розглянемо частотну похибку цього термоелектричного перетворювача, враховуючи, що термоелектричний перетворювач реагує на потужність

сигналу. Значення потужності P_{\sim} в разі подавання постійної напруги E дорівнює $\frac{E^2}{R}$, в разі подавання ВЧ-напруги:

$$P_{\sim} = \frac{U^2}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}}. \quad (1.11)$$

Оскільки при термоелектричному компаруванні ми встановлюємо рівність теплових потужностей, то похибка θ_l буде дорівнювати [1]:

$$\theta_l = \frac{1}{4} \left(\frac{\omega L}{R} \right)^2. \quad (1.12)$$

Щоб ефективно зменшити похибку частоти, важливо вибрати резистор із найменшим можливим значенням L . Окрім того, щоб точно визначити стандартну похибку, слід якимось чином наблизити значення L . Цю проблему було вирішено шляхом вибору спеціального мікрохвильового резистора серії SMD без корпусу, виготовленого з використанням імпульсної технології. Пряме вимірювання L у схемі виявляється складним через паразитні параметри схеми та обмеження інструментів вимірювання. Тому L апроксимується на основі інформації від виробників, розрахунків геометричних розмірів та непрямих вимірювань. Порівняння значень L , отриманих різними методами та розрахунками, засвідчує, що його можна оцінити як менше 1 нГн, причому найбільш надійні значення перебувають у межах від 0,5 до 0,8 нГн [9].

Нині в Європі функціонує розгалужена система державних

(національних) еталонів, що забезпечує високоточні вимірювання в різних галузях – від електричних величин до метрологічної підтримки в медицині, авіакосмічній та інших передових технологіях. Координацію та співпрацю між національними метрологічними інститутами (НМІ) здійснює європейська організація EURAMET (European Association of National Metrology Institutes).

Кожна країна Європи має власний національний метрологічний інститут, який несе відповідальність за розробку, вдосконалення та зберігання державних еталонів. Наприклад:

- PTB (Physikalisch-Technische Bundesanstalt, Німеччина)
- NPL (National Physical Laboratory, Велика Британія)
- LNE (Laboratoire national de métrologie et d'essais, Франція)
- METAS (Federal Institute of Metrology METAS, Швейцарія)

PTB використовує еталони на основі високостабільних термоелектричних перетворювачів, охоплюючи частотний діапазон від 10 Гц до 100 МГц (і вище). Невизначеності на рівні $5 \cdot 10^{-5}$ (при 1 кГц) і до $2 \cdot 10^{-3}$ (у діапазоні сотень МГц).

NPL має низку первинних еталонів для змінної напруги в діапазоні від десятків герц до сотень мегагерц, що базуються на методі термоперетворення та цифровій обробці сигналів. Типова розширена невизначеність змінюється від $6 \cdot 10^{-5}$ на нижчих частотах до $3 \cdot 10^{-3}$ у НВЧ-діапазоні.

LNE (Франція), METAS (Швейцарія) та інші провідні НМІ Європи демонструють співставний рівень невизначеності для таких діапазонів частот. У країнах СНД як вторинний еталон змінної напруги використовується еталон, що базується на методі термоелектричного компарування - РЕН-3 (у діапазоні 30 Гц – 2000 МГц, похибка від $7 \cdot 10^{-4}$ – $1.2 \cdot 10^{-3}$).

Основним видом робочих еталонів 1 розряду є діодні компенсаційні вольтметри (ВЗ-49, ВЗ-63), відносна похибка яких становить від $5 \cdot 10^{-4}$ – $1.5 \cdot 10^{-2}$

Державний еталон України ДЕТУ 09-05-04 має такі метрологічні характеристики:

- діапазон частот від 30 до 1000 МГц;
- діапазон напруги від 0,1 до 3 В;
- відносна НСП від $1 \cdot 10^{-4}$ – $2.6 \cdot 10^{-3}$ (залежно від частоти);
- відносна СКВ від $2 \cdot 10^{-4}$ – $5 \cdot 10^{-3}$;
- розширена невизначеність від $4 \cdot 10^{-4}$ – $3 \cdot 10^{-3}$.

Ці характеристики відповідають світовому рівню.

1.2. Огляд існуючих високовольтних підсилювачів.

Вимірювальні підсилювачі мають стандартизовані метрологічні характеристики. Їх основною функцією є розширення частотного та динамічного діапазонів для вимірювання, відтворення та передачі одиниць змінної напруги, зокрема національних, первинних та вторинних стандартів, а також обслуговування лабораторій калібрування та перевірки.

Реалізація необхідного динамічного та частотного діапазону в межах одного підсилювача неможлива; тому відповідно до державних стандартів допускається сегментація пристроїв на певні частини, частоти та рівні напруги. У таких країнах, як США, Німеччина та Нідерланди, обладнання для калібрування та підсилення дає змогу реалізувати рівні напруги до 1 кВ у стандартах низької частоти. Ці стандарти діють у діапазоні частот до 100 кГц для рівнів до 100 В і розширюються до 1 МГц для певних специфікацій.

У застосунках, де потрібно обробляти високу напругу, переважно використовують спеціальні вакуумні лампи. Наприклад, підсилювачі, розроблені для напруги до 1 кВ і 100 кГц, використовують вісім спеціальних ламп, кожна з яких має термін служби приблизно три місяці та коштує тисячі доларів США. Ціна такого підсилювача може сягати близько 30 000 доларів, а споживана потужність перевищує 1 кВт. Частоти, що перевищують 1 МГц, потребують окремих рішень підсилення з можливостями розширення до 30 МГц, але з обмеженням рівня вихідної напруги до 8 В.

Наявні в Україні калібратори Н4-6 разом із підсилювачами напруги здатні забезпечити вихідну напругу 700В СКЗ у діапазоні частот до 10кГц і 500В у діапазоні частот до 20кГц. Більш сучасні калібратори Н4-7 разом із підсилювачем здатен генерувати напругу до 1000В у діапазоні частот до 50кГц. Підсилювач до калібратора В1-9 здатен формувати вихідну напругу до

1000В у діапазоні частот до 100кГц, але він має обмежений ресурс експлуатації, оскільки він побудований на електронних вакуумних лампах і при цьому має вагу 49кг.

Американська компанія Fluke відома у всьому світі своїми калібраторами та підсилювачами, а на теренах колишнього СРСР поширені прилади естонської компанії Runane RET та Краснодарського заводу РІАП.

Калібратор В1-29, розроблений в Естонії, підтримує високі частоти до 100 МГц і може забезпечити рівень вихідної напруги до 3 В на навантаженні 50 Ом. Підсилювачі Н4-7 вирізняються найвищим рівнем сигналу 20В в діапазоні до 1 МГц. Калібратор Н5-4 здатен виробляти 30 В на заданих частотах 1, 3, 10, 30 і 50 МГц.

В Україні 2002 року було видано тимчасовий дозвіл на впровадження національного стандарту напруги змінного струму з використанням комплекту обладнання Fluke. Основа еталону - термокомпаратор Fluke 792, пройшов калібрування у Фізико-технічній службі Німеччини (RTV). Окрім того, калібратор Fluke 5720А відповідає українському національному стандарту, відтворюючи напругу до 250 В у діапазоні 15 Гц – 50 кГц і до 1000 В для частот до 50 Гц і 1 кГц. Для частотного діапазону 1 кГц - 100 кГц він може досягати до 250 В. Можливості еталону відповідають характеристикам Fluke 792 [10].

Примітно, що жодна метрологічна лабораторія в усьому світі все ще не реалізувала діапазон 30 В при 0-30 МГц. Цей діапазон не охоплює навіть набір підсилювачів Fluke, зокрема й чотири моделі 57004, 57254, 52054, 57004-3, у поєднанні з калібратором Fluke 5720А. Це зумовляє нагальну потребу в розробці нової серії вимірювальних підсилювачів, які можуть обслуговувати діапазони 0...30 МГц 30В та 0...100кГц 1кВ. Ця потреба є актуальною не лише для України, а й для світової метрологічної спільноти загалом.

Традиційно конструкція вимірювальних підсилювачів була зосереджена навколо точного вимірювання малих і надмалих сигналів, де головним завданням було вирішення питань чутливості. Ці проблеми зазвичай обмежуються рівнями шуму, які потребують високих коефіцієнтів підсилення та, що важливо, підтримки сталої частотної характеристики та стабільності. Однак відтворення напруги змінного струму (АС) становить складну проблему: проектування підсилювачів, здатних забезпечувати високу вихідну напругу в широкому діапазоні частот. Це потребує вдосконалення технології підсилювачів, щоб подолати труднощі, пов'язані зі створенням пристроїв, які можуть підтримувати високу стабільність вимірювань, охоплюючи при цьому широкий діапазон характеристик напруги та частоти.

Перед створенням підсилювачів із такими характеристиками постають численні вимоги, зокрема:

- висока швидкість наростання вихідного сигналу;
- робота в режимі підсилення великого сигналу;
- генерування відносно великих струмів навантаження;
- стабільність роботи з ємнісним характером навантаження;
- жорсткі вимоги до короткочасної нестабільності: в діапазоні СКВ до 0.0015%;
- мінімальна температурна залежність: відхилення в діапазоні 0.0001% - 0.0015%/°C;
- низький коефіцієнт нелінійних спотворень $< 0.02 \%$

1.3. Високовольтні інтегральні операційні підсилювачі

На сьогодні відомо досить багато високовольтних аналогових операційних підсилювачів. Унікальні за своїми параметрами високовольтні та високоточні підсилювачі становлять найбільшу групу компонентів компанії Apex Microtechnology [11] (рис. 1.10).

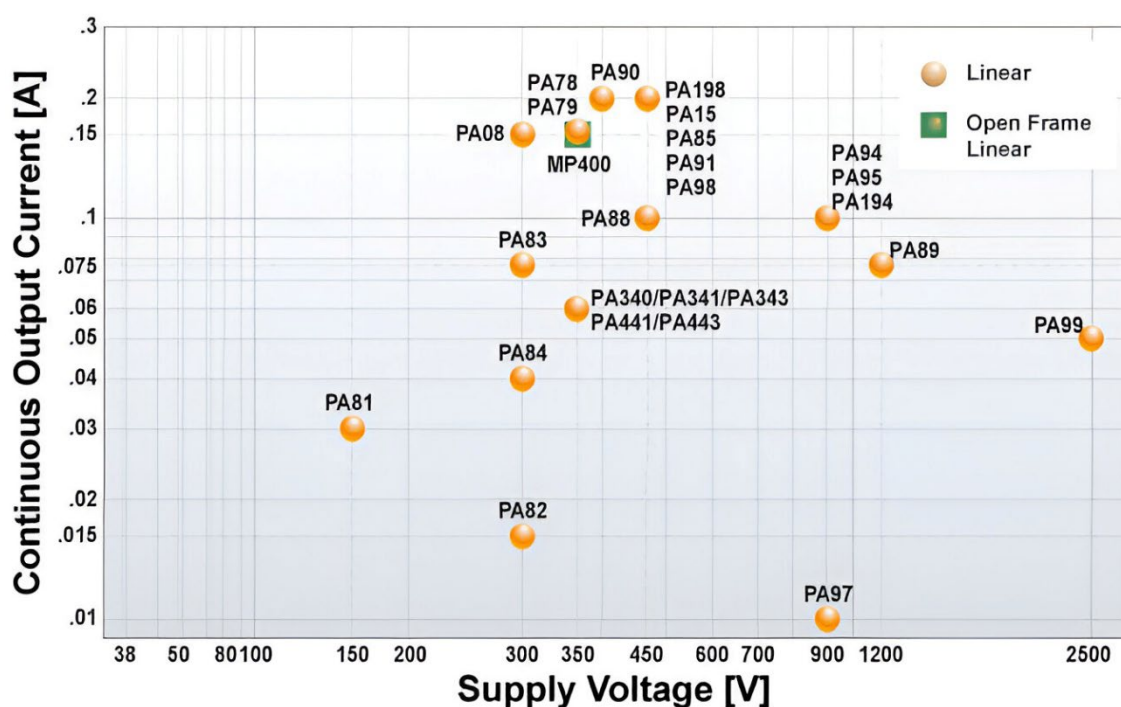


Рисунок. 1.10. Матриця операційних підсилювачів Apex Microtechnology.

Відповідно до класифікації Apex MicroTechnology, під високошвидкісними ОГ будемо розуміти ті підсилювачі, швидкість наростання вихідної напруги яких перевищує 100 В/мкс. Для розробників доступні 18 моделей зі швидкостями від 100 В/мкс до 3000 В/мкс, напругами живлення від 80 В до 900 В і низьким рівнем вихідного шуму [11].

Розглянемо, наприклад, типовий підсилювач RA98. Його принципову схему наведено на рис. 1.11.

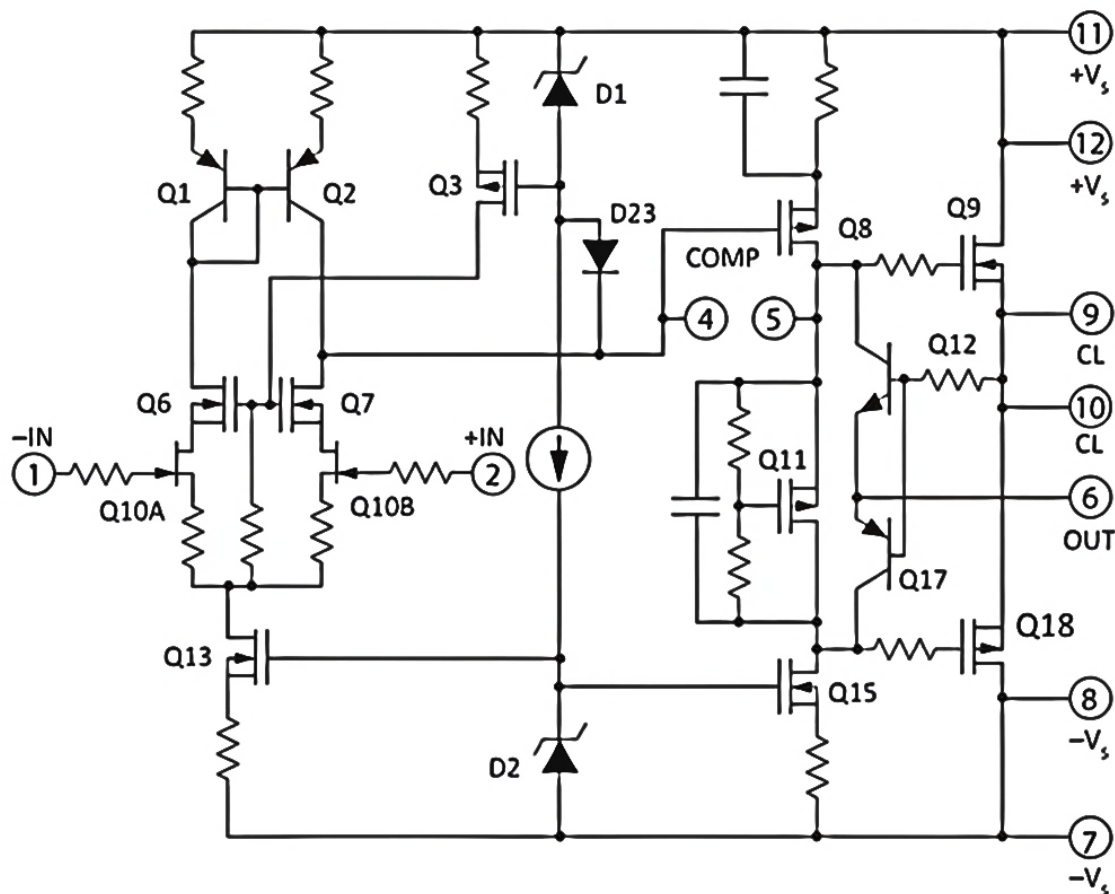


Рисунок. 1.11. Принципова схема побудови інтегрального високовольтного операційного підсилювача RA98 [11].

Як зазначено в технічній документації: «РА98 — це високовольтний операційний підсилювач, розроблений для керування постійними вихідними струмами до 200 мА високої напруги до 225В зі швидкістю наростання сигналу 1000 В/мкс. Зовнішня компенсація забезпечує гнучкість у виборі смуги пропускання та швидкості наростання напруги відповідно до застосування [11].

Попри надзвичайно великий прогрес у технології компанії Арех окремо

взяті операційні підсилювачі цієї фірми не можуть задовольнити вимог як готових до застосування в еталонній апаратурі, але можуть бути покладені в основу розробки після докладного дослідження властивостей ОП та розробки схемотехніки.

На рис. 1.12 наведено типову схему застосування операційного підсилювача Арех PA98.

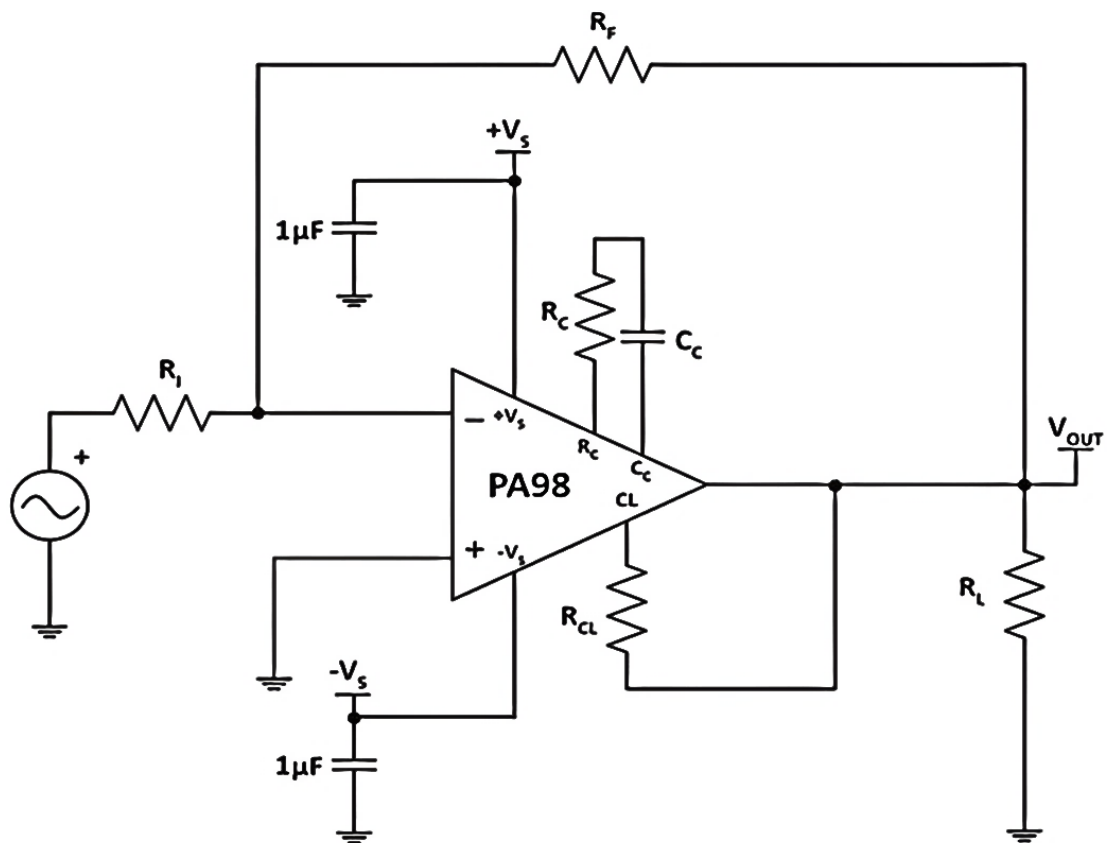


Рисунок 1.12. Принципова схема застосування інтегрального високовольтного операційного підсилювача PA98 [11].

Структурну схему калібратора напруги з використанням трансформаторів та підсилювачів Арех наведено на рис. 1.13.

Основними перевагами цієї схеми є простота схемної реалізації завдяки використанню стандартних та доступних компонентів, висока надійність конструкції, зумовлена простотою топології, висока стабільність параметрів амплітуди й фази вихідного сигналу завдяки активному контуру зворотного зв'язку та активній корекції похибки з використанням додаткового підсилювача V_A , забезпечення гальванічної розв'язки між входом і виходом, що дає змогу використовувати підсилювач у схемах із підвищеними вимогами до електричної безпеки.

Однак слід зазначити, що така схема також має певні обмеження та недоліки. Зокрема, вихідна напруга формується за допомогою трансформаторних перетворювачів, а тому діапазон робочих частот є обмеженим і визначається характеристиками використовуваних трансформаторів. Це може стати перешкодою для реалізації підсилювача сигналів довільної форми, особливо тих, що відтворюють постійну складову. Тому така схема не придатна для підсилення постійної напруги або сигналів з дуже низькою частотою, що потребує вибору трансформаторів зі спеціальними характеристиками, які відповідають конкретним завданням застосування.

Метод побудови підсилювачів із використанням трансформаторів може застосовуватися в генераторах високої напруги вузької смуги частот, де переважною над точністю характеристикою є амплітуда напруги та швидкість наростання [13, 14, 15]. Повну електричну схему прототипу калібратора напруги зображено на рис. 1.14.

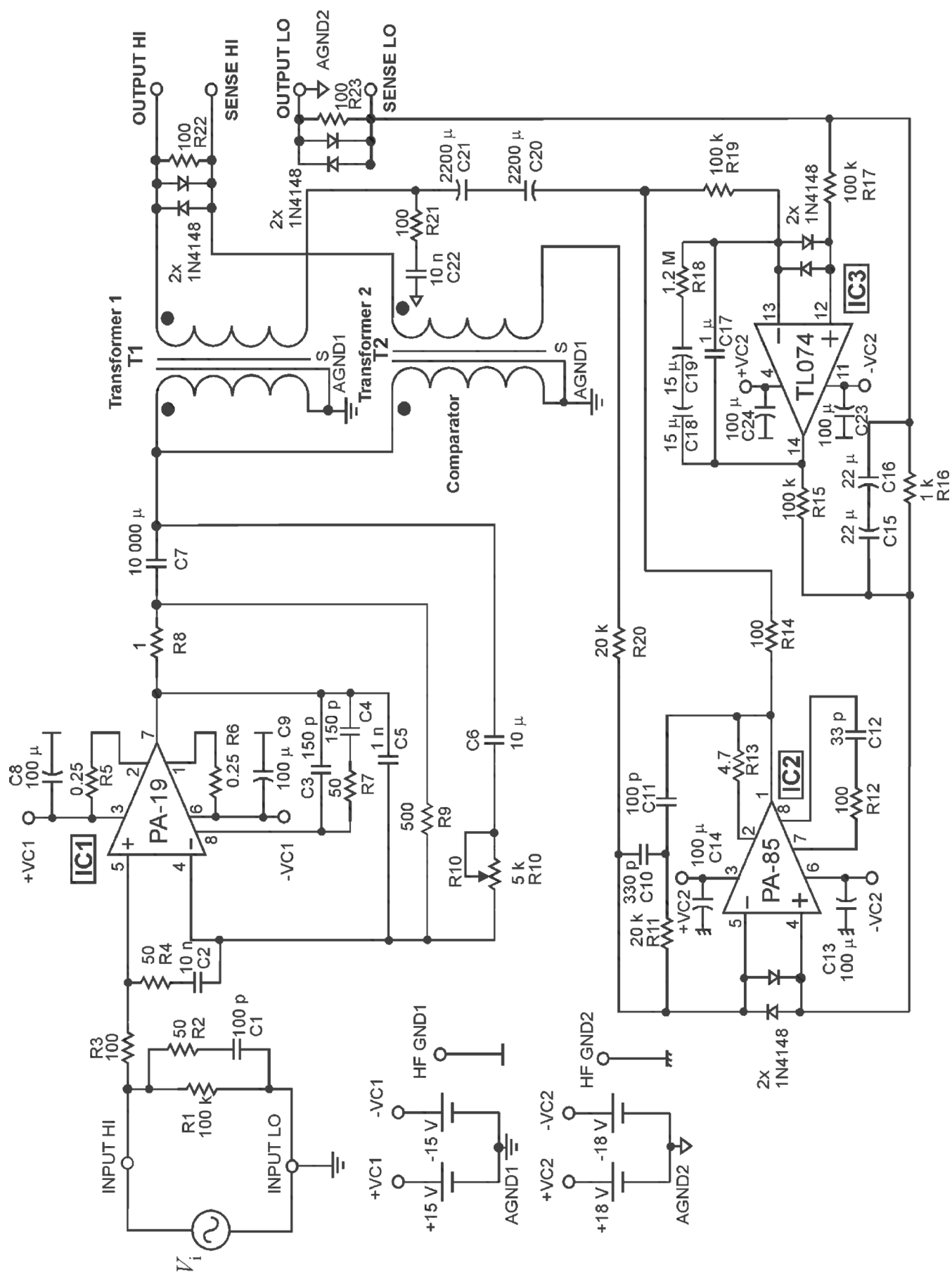


Рис. 1.14 Електрична схема калібратора напруги. [12]

Автори публікації [16] акцентували увагу на побудові каскадних підсилювачів із незалежними ланками зворотного зв'язку на основі оптопар. Загальну структурну схему каскадного підсилювача з незалежними ізолюваними ланками зворотного зв'язку наведено на рис. 1.15.

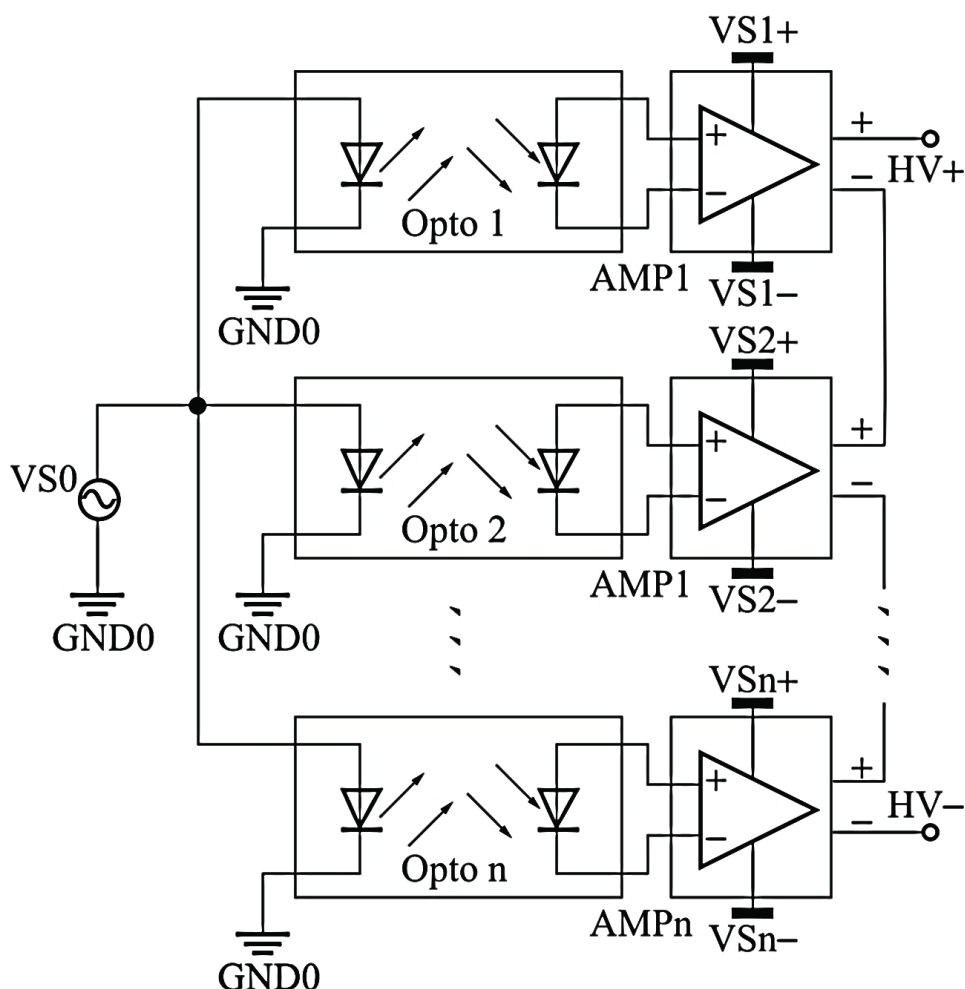


Рисунок 1.15. Структурна схема каскадного підсилювача із незалежними ізолюваними ланками зворотного зв'язку. [16]

Основними перевагами цього методу є простота схемотехнічного рішення і можливість легкого досягнення гальванічної ізоляції між входом і виходом підсилювача. Проте, через обмежену швидкодію та нестабільність параметрів оптопар, система стає чутливою до появи додаткових похибок, пов'язаних з відхиленням коефіцієнтів передачі оптопар та температурною нестабільністю.

Для подолання цих недоліків автори пропонують удосконалену схему, яка використовує комплементарні оптопар для виявлення та виокремлення похибок, з подальшою компенсацією цих похибок за допомогою малопотужних операційних підсилювачів. Такий підхід дає змогу істотно знизити вплив нестабільності параметрів оптопар та підвищити загальну точність підсилювача.

Запропонована авторами схема керування зворотним зв'язком із компенсацією похибок зображена на рис. 1.16. Завдяки використанню операційних підсилювачів для компенсації похибок забезпечується стабілізація вихідних параметрів системи навіть за значних коливань параметрів використовуваних оптопар.

Водночас через низьку швидкодію таких ізольованих вузлів, ізольований зворотній зв'язок є ефективним переважно на низьких частотах. Застосування такого методу вирізняється простотою побудови, проте низька швидкодія оптопар обмежує частотний діапазон, у якому зворотній зв'язок може працювати ефективно.

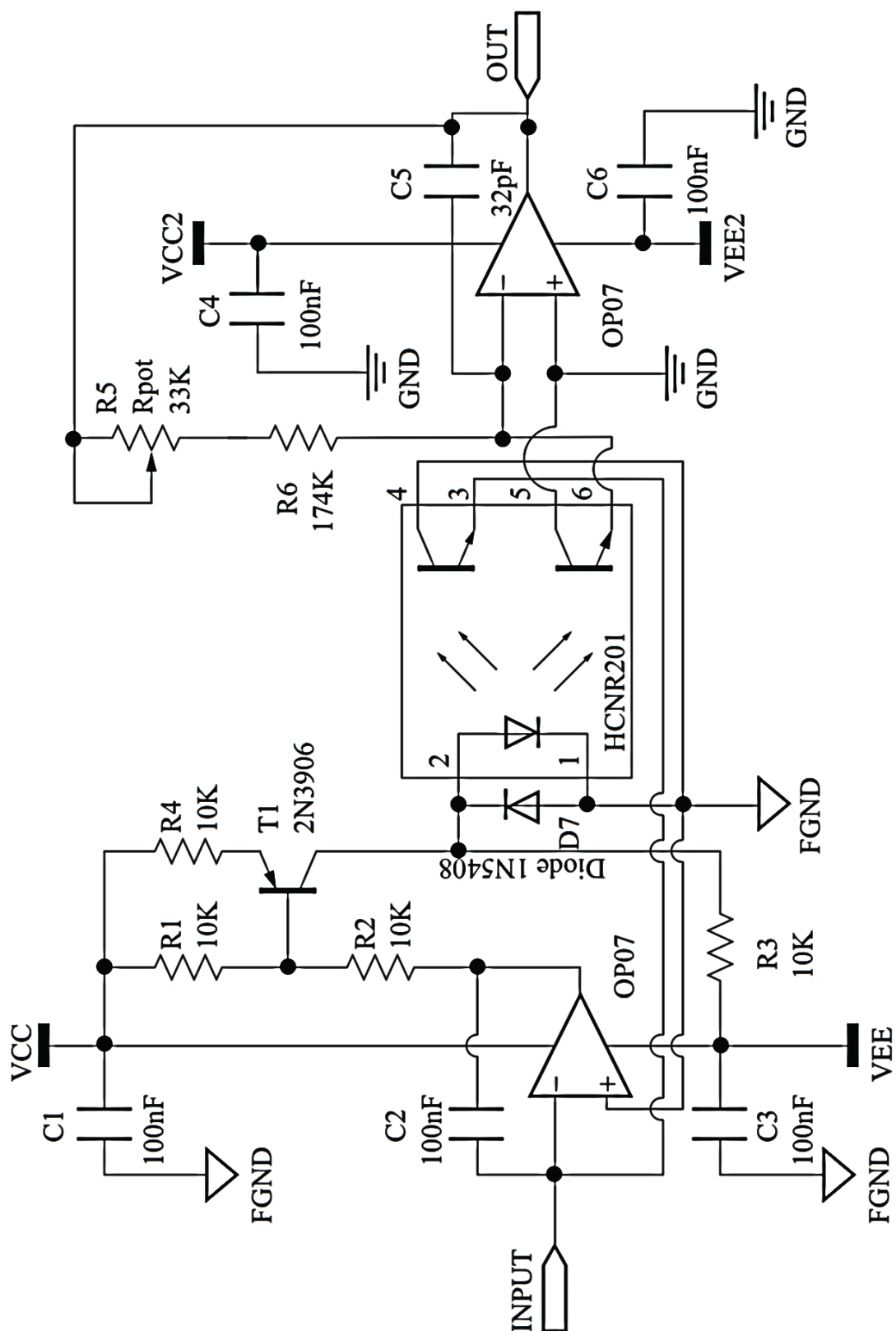


Рис. 1.16. Електрична схема керування ізольованими ланками
зворотного зв'язку. [16]

У публікації [17] було запропоновано метод збільшення робочої напруги підсилювачів шляхом застосування диференційного включення із додатковими підсилювачами у ланках живлення, принципова електрична схема якого наведена на рис. 1.17. Завдяки такому підходу авторам вдалося розширити вихідний діапазон напруги підсилювача приблизно в чотири рази порівняно з традиційними схемними рішеннями.

Однак, попри суттєві переваги щодо збільшення робочої напруги та діапазону вихідного сигналу, цей спосіб має серйозний функціональний недолік - вихідна напруга в такій схемі не має зв'язку з корпусом (землею), що унеможливорює використання цього підсилювача в системах, де необхідно підключати вихідне навантаження одним із виводів, що мають зв'язок із загальним заземленням, зокрема таке, як термоелектричні перетворювачі.

Отже, незважаючи на істотний виграш у розмаху вихідної напруги, диференційне включення підсилювачів у поєднанні зі схемами слідкуючого живлення є непридатними для застосувань, які потребують спільного заземлення підсилювача з іншими елементами схеми або коли підключення вимірювальних перетворювачів чи інших пристроїв виконано відносно земного потенціалу.

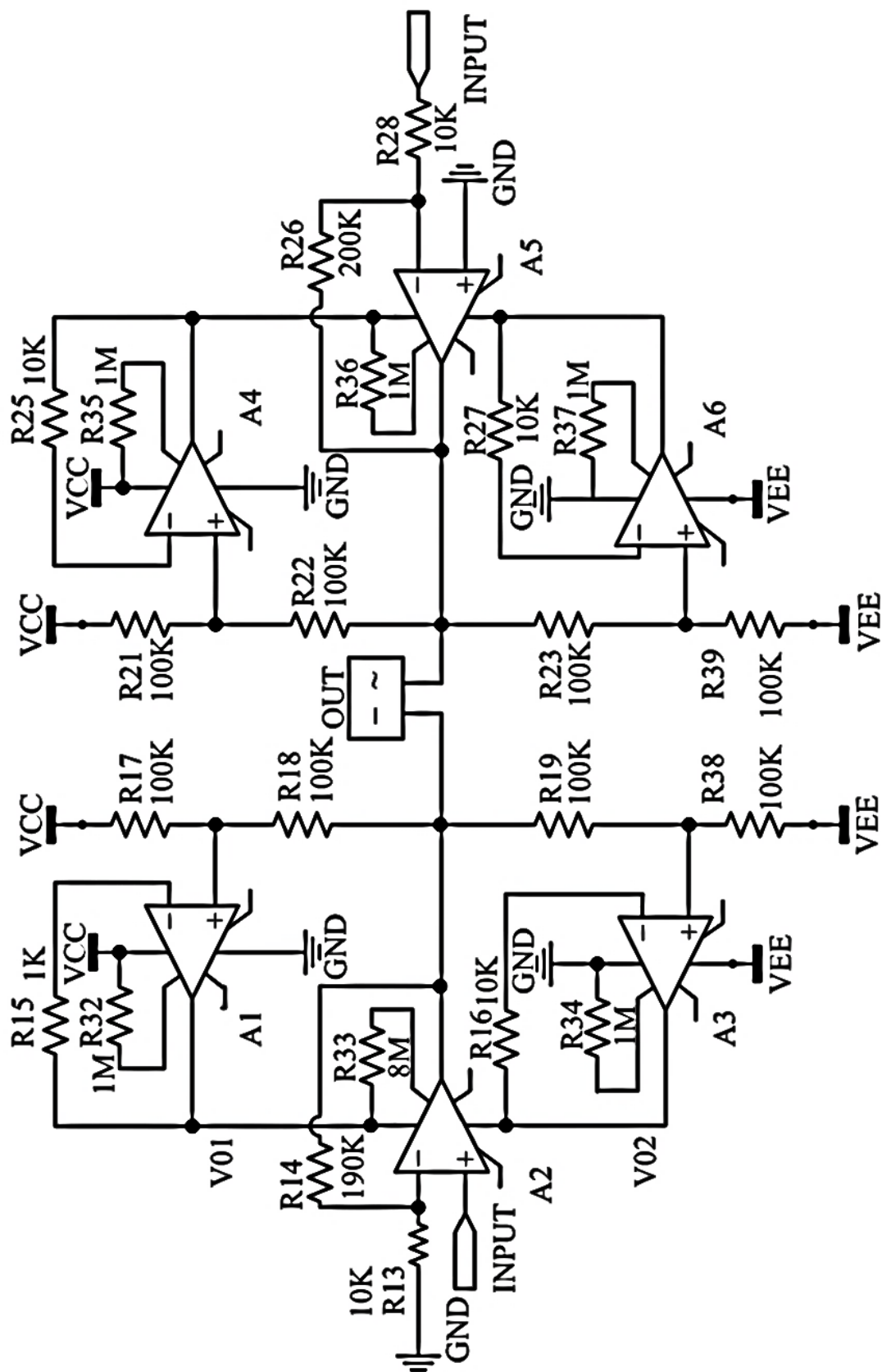


Рис. 1.17 Принципова електрична схема підсилювача з ланками розширення робочої напруги. [17]

1.5. Постановка завдання дослідження

У складі калібраторів та еталонів напруги однією з головних вимог до підсилювачів є забезпечення високої стабільності коефіцієнта підсилення упродовж усього періоду проведення порівняльних вимірювань. Допустимий рівень нестабільності не повинен перевищувати 15 ppm у межах 2–10 хвилин за температури $25 \pm 0,5^\circ\text{C}$ та при зміні напруги живлення в діапазоні $\pm 1\%$.

Аналіз існуючих підходів до побудови високовольтних підсилювачів, що використовуються в еталонах напруги, дає змогу запропонувати новий метод формування вихідної напруги.

У зв'язку з цим основними завданнями наукової роботи є:

- проведення аналізу та синтезу структурних та принципових схем побудови високовольтних широкосмугових вимірювальних підсилювачів;
- моделювання та експериментальне дослідження характеристик підсилювачів;
- розв'язання інженерних завдань, пов'язаних із побудовою пристрою, забезпеченням його теплової стабільності в робочому діапазоні температур, мінімізацією ємнісного зв'язку конструкції із загальною шиною живлення, а також зниженням індуктивності підключення термоелектричних перетворювачів;
- розробці методик для забезпечення максимальної точності та довготривалої стабільності вихідної напруги підсилювача;
- створення електричної моделі пристрою та проведення аналізу схеми з урахуванням основних джерел похибок;
- розробка дослідних зразків та впровадження їх у вже наявні системи еталонів змінної напруги.

ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 1

Високовольтні підсилювачі напруги повинні забезпечувати необхідну максимальну робочу напругу для термоперетворювача, що дає змогу мінімізувати похибки вимірювання. Частотні похибки, спричинені впливом індуктивних та ємнісних ефектів конструкції, можуть бути визначені та компенсовані за допомогою відповідних схемотехнічних рішень.

На сьогодні існує небагато методів для реалізації високовольтних широкосмугових підсилювачів, при цьому основна проблема полягає в тому, що необхідна швидкість наростання вихідної напруги часто перевищує можливості окремих інтегральних підсилювачів або транзисторів. Окрім того, операційні підсилювачі демонструють різну поведінку залежно від режиму роботи: частотний діапазон у режимі великого сигналу зазвичай значно вужчий, ніж у режимі малого сигналу. Відсутність готової елементної бази, яка відповідала б усім необхідним параметрам високовольтних підсилювачів, обумовлює необхідність застосування особливих технічних рішень.

Одним із таких рішень є каскадний метод включення підсилювачів, що дає змогу створити високовольтні схеми, використовуючи доступні на ринку компоненти. Цей підхід передбачає окреме живлення операційних підсилювачів за допомогою ізольованих джерел живлення, реалізованих через так звані віртуальні ланки живлення. Оскільки такі ізольовані джерела живлення мають певну величину ємнісного зв'язку ізоляції, то від конструкції та побудови джерел живлення залежить функціональність такого методу.

Отже, для повної оцінки характеристик високовольтних підсилювачів слід враховувати всі складові схеми, зокрема й конструктивні елементи, внутрішні параметри основних і додаткових компонентів.

Для розширення робочого та динамічного діапазону напруг, а також зменшення похибок відтворення сигналу в термоелектричних перетворювачах, найефективнішим рішенням є каскадна побудова підсилювачів. Саме цей метод найкраще відповідає вимогам сучасних еталонів напруги.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ ДО РОЗДІЛУ 1

1. Забезпечення єдності електрорадіовимірювань: навч. посібник для студентів вузів / Ю.Ф. Павленко, І.П. Захаров, С.І. Кондрашов, В.К. Гусельніков; за ред. Ю.Ф. Павленка. – Харків: Вид-во Підручник НТУ “ХПІ”, 2011. – 232 с.
2. A. Rufenacht, N. Flowers-Jacobs and S. Benz. Impact of the latest generation of Josephson voltage standards in ac and dc electric metrology. *Metrologia*. Aug. 24, 2018. DOI: 10.1088/1681-7575/aad41a
3. N.E. Flowers-Jacobs, A.E. Fox, P.D. Dresselhaus, R.E. Schwall and S.P. Benz,. Two-Volt Josephson Arbitrary Waveform Synthesizer Using Wilkinson Dividers. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*. Sept. 2016. DOI: 10.1109/TASC.2016.2532798
4. Цюцюра С.В., Цюцюра В.Д. Метрологія, основи вимірювань, стандартизація та сертифікація: навчальний посібник. – К.: Знання, 2006 – 242 с.
5. Fluke Corporation. (2021). Fluke 792A Thermoelectric Converter User Manual. Fluke.
6. Bode, H., & Maier, W. (2019). Applications of Thermoelectric Measurement Systems. *Journal of Measurement Science*, 15(4), 123-134. doi:10.1016/j.measurement.2019.01.023
7. Deutsches Institut für Normung e.V. (DIN). (2020). RTV Standard for Thermoelectric Converters. DIN ISO 12345.
8. Holt, M. (2018). Advancements in Thermoelectric Conversion Technologies. *International Journal of Engineering and Technology*, 10(2), 98-105. doi:10.7763/IJET.2018.V10.1189
9. Нестерчук Д.М. Методи і засоби вимірювань електричних та неелектричних величин: навчальний посібник / Д.М.Нестерчук, С.О.Квітка, С.В.Галько. – Мелітополь: Виданвичо-поліграфічний центр «Люкс», 2017. - 206 с
10. Державний еталон одиниці електричної напруги від 0,1 до 1000 В змінного струму у діапазоні частот від 10 Гц до 1 МГц (ДЕТУ 08-07-02).

11. PA98 Data Sheet - PA98U. Apex Microtechnology (2024). Retrieved from <https://www.apexanalog.com/products/pa98.html>
12. W.G.K. Ihlenfeld; A simple, reliable, and highly stable AC voltage amplifier for calibration purposes; DOI: 10.1109/TIM.2005.853229
13. Bohler, J., Huber, J., Wurz, J., Stransky, M., Uvaidov, N., Srdic, S., & Kolar, J.W. (2022). Ultra-high-bandwidth power amplifiers: A technology overview and future prospects. *IEEE Access*, 10, 54613-54633. doi: 10.1109/ACCESS.2022.3172291.
14. Bai, N., Li, X., & Xu, Y. (2021). A low-voltage, ultra-low-power, high-gain operational amplifier design for portable wearable devices. *Electronics*, 11(1), article number 74. doi: 10.3390/electronics11010074.
15. Bai, N., Li, X., & Xu, Y. (2021). A low-voltage, ultra-low-power, high-gain operational amplifier design for portable wearable devices. *Electronics*, 11(1), article number 74. doi: 10.3390/electronics11010074.
16. Ji Liu; Daning Zhang; Mengqi Wang; Ling Huang; Dongxu Zhao; A Cascaded Linear High-Voltage Amplifier Circuit for Dielectric Measurement . DOI: 10.1109/TIE.2015.2498129
17. Hao Pan; Fangrong Zhou; Ke Wang; Yutang Ma; Hao Zhang; Chuanhui Zhang; Optimum Design of a New High Voltage Cascaded Amplifier Based on OPA454. DOI: 10.1109/ICICM48536.2019.8977178
18. Lisong Xu, Hongwen Li, Pengzhi Li and Chuan Ge; A High-Voltage and Low-Noise Power Amplifier for Driving Piezoelectric Stack Actuators; *Sensors* 2020, 20, 6528; doi:10.3390/s20226528
19. Туз Ю. М., Шумков Ю.С., Козир О.В, «Автоматизація аналізу вимірювальних пристроїв», за ред. Ю.М Туза – Одеса: Видавничий дім «Гельветика», 2022 – 312 с – Бібліогр.: с.307-310
20. Туз Ю.М., Афанасьєв М.А. «Широкосмугові високовольтні вимірювальні підсилювачі»: монографія / за редакцією Ю.М. Туза. – К.: «Корнійчук», 2012, - 92 с. Бібліогр.: с.90

21. Чинков В.М. Основи метрології та вимірювальної техніки. – Харків: НТУ ХПІ, 2005. – 524 с. 11. Базакуца В.А., Сук О.П. Фізичні величини та їх одиниці. Навчальний посібник. – Харків: ХДПУ, 1988. – 308 с.
22. Hawksford M. April 1988 Reduction of transistor slope impedance dependent distortion in large-signal amplifiers. JAES, 36 (4).
23. M.J. Hawksford, "Power Amplifier Output-Stage Design Incorporating Error-Feedback Correction with Current-Dumping Enhancement," presented at the 74th Convention of the Audio Engineering Society, J. Audio (17) Eng. Soc. (Abstracts), vol. 31, p. 960 (1983 Dec.), preprint 1995.
24. M. J. Hawksford, "The Essex Echo: Reflexions," HFN/RR, vol. 30, pp. 35-40 (1985 Dec.)
25. Smailov, N., Tsyporenko, V., Sabibolda, A., Tsyporenko, V., Kabdoldina, A., Zhekambayeva, M., Kuttybayeva, A., Bektilevov, A., Kassimov, A., & Abdykadyrov, A. (2023). Improving the accuracy of a digital spectral correlation-interferometric method of direction finding with analytical signal reconstruction for processing an incomplete spectrum of the signal. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, 5(9(125)), 14-25. doi: 10.15587/1729-4061.2023.288397.
26. Stochino G. October 1996 Ultra-fast amplifier. *Electronics & Wireless World*.
27. Shailesh, N., Srivastava, G., & Kumar, S. (2021). A state-of-the art review on distributed amplifiers. *Wireless Personal Communications*, 117, 1471-1525. doi: 10.1007/s11277-020-07932-9.
28. Roberts, P.C.A. (2007). Developments in high bandwidth power amplifier technology for compact cost-effective calibrator applications.
29. Mehrotra, U., & Hopkins, D.C. (2023). Methodologies of cascading to realize high-voltage cascaded super cascode power switch. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 11(6), 5853-5862. doi: 10.1109/jestpe.2023.3314025.
30. Montaseri, M.H., Aikio, J.P., Rahkonen, T., & Parssinen, A. (2022). Analysis and design of capacitive voltage Distribution stacked MOS Millimeter-Wave power

- amplifiers. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I Regular Papers*, 69(9), 3540-3553. doi: 10.1109/tcsi.2022.3185301.
- 31.Gray P. P., Meyer R. G. 1984 Analysis and Design of Analog Integrated Circuits. Wiley.
- 32.Hefley J. June 1992 High fidelity, low feedback, 200W. Electronics & Wireless World.
- 33.Neumann P., Uhler J. 2005 Electrical circuits and functional units[Elektrické obvody a funkční bloky]. Prague, CVUT. ISBN 80-01-03281-7. [In Czech].
- 34.Принципи побудови вимірювальних підсилювачів потужності: автореф. дис. канд. техн. наук : 05.11.05 / Мороз Роман Миколайович ; НАН України, Ін-т електродинаміки. - Київ, 2020. - 20 с. : рис., табл.
- 35.State standard of the unit of electric voltage from 0.1 to 1000 V AC in the frequency range from 10 Hz to 1 MHz (ДЕТУ 08-07-02).

РОЗДІЛ 2. Розробка технічних рішень для побудови високовольтних широкосмугових підсилювачів.

2.1. Каскадні підсилювачі

Сучасні операційні підсилювачі за своєю суттю не здатні генерувати середньоквадратичне значення напруги, що перевищує напругу живлення. Окрім того, підсилювачі зазвичай оптимізовані для роботи в умовах відтворення малого сигналу, а в режимі великого сигналу динамічні характеристики мають тенденцію до зниження: швидкість зростання сигналу для найшвидших операційних підсилювачів вищого класу сягати 7000 В/мс в режимі підсилення малих сигналів та деградувати до 2000 В/мс при відтворенні напруги в режимі великих сигналів. Отже, традиційні методи побудови підсилювача з використанням наявної елементної бази в стандартній конфігурації є неефективними для досягнення конкретних цілей.

Для збільшення вихідної напруги і, відповідно, загального коефіцієнта підсилення доцільно застосовувати каскадне включення кількох ОП, що використовують послідовний зворотний зв'язок. Основна особливість такого підходу полягає в тому, що кожен окремих операційний підсилювач у каскаді не може самостійно забезпечити необхідну максимальну вихідну напругу через обмеження, що накладаються робочим діапазоном напруги, відповідно, послідовне з'єднання каскадів структурно утворює суматор напруги таким чином, що напруга з виходу попереднього каскаду формує зміщення напруги наступного каскаду відносно його середньої точки живлення і одночасно виступає джерелом сигналу для наступного каскаду. Каскадна побудова передбачає об'єднання підсилювачів за допомогою гальванічно розв'язаних (віртуальних) джерел живлення.

У монографії [3] розглядаються основи побудови високовольтних широкосмугових підсилювачів змінної напруги, принципові схеми, розрахунки та результати експериментальних досліджень багатокаскадних підсилювачів, обладнаних віртуальними джерелами живлення. Наведені моделі складаються з окремих незалежних каскадів операційних підсилювачів, з'єднаних послідовно, де кожен каскад високовольтного підсилювача виконано у вигляді окремого операційного підсилювача та незалежного джерела живлення (рис. 1.18).

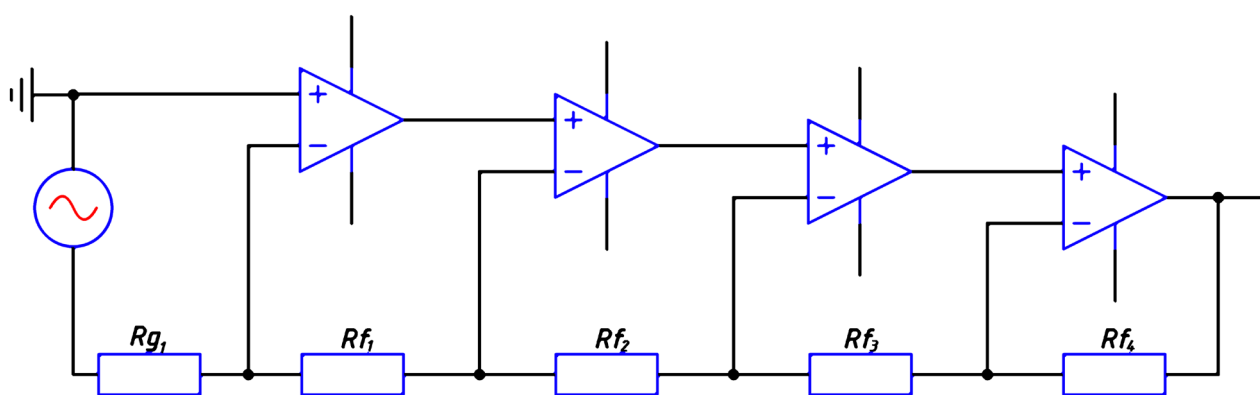


Рис. 1.18 Структурна схема каскадного підсилювача зі спільною ланкою зворотного зв'язку.

Використовуючи такий підхід, мінімальна кількість ОП досягається тоді, коли вихідні напруги кожного з ОП щодо середніх точок їх живлення будуть рівними:

$$U_1 = U_2 = \dots = U_n = U_{\text{вих}/n}, \quad (1.13)$$

де n – загальна кількість ОП.

Сумарний коефіцієнт підсилення такої моделі K_Σ виражається формулою:

$$K_\Sigma = \prod_{i=1}^n K_i = K_1 \cdot K_2 \cdot \dots \cdot K_n = \frac{U_{\text{вих}}}{U_0}, \quad (1.14)$$

де U_0 – вхідний сигнал.

Оскільки K_i залежить від вхідного сигналу, при виконанні умов (1.13) його значення повинно визначатись формулою:

$$K_1 = \frac{U_1}{U_0} = \frac{U_{\text{вих}}}{nU_0}. \quad (1.15)$$

Значення коефіцієнтів підсилення, починаючи з другого ($i > 1$), обчислюються $i > 1$), знаходяться за формулою:

$$K_i = \frac{i}{i-1}. \quad (1.16)$$

Враховуючи наведені рівняння, сумарний коефіцієнт підсилення можна виразити формулою:

$$K_{\Sigma} = \frac{U_{\text{вих}}}{nU_0} \cdot \frac{\prod_{i=2}^n i}{\prod_{i=1}^{n-1} i}. \quad (1.17)$$

Наприклад, для підсилювача на чотирьох каскадах – $K_{\Sigma} = \frac{U_{\text{вих}}}{U_0} \cdot \frac{2}{1} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{4}{3}$

Із наведених формул видно, що всі коефіцієнти підсилення, починаючи з K_2 , є більшими за одиницю K_2 більше одиниці і прямують до неї при $n \rightarrow \infty$, тобто мають місце нерівності $K_2 > K_3 > K_4 \dots K_{n-1} > K_n$.

Ланки зворотного зв'язку можуть бути сформовані також у конфігураціях незалежного зворотного зв'язку – з інвертуючим або неінвертуючим включенням підсилювачів.

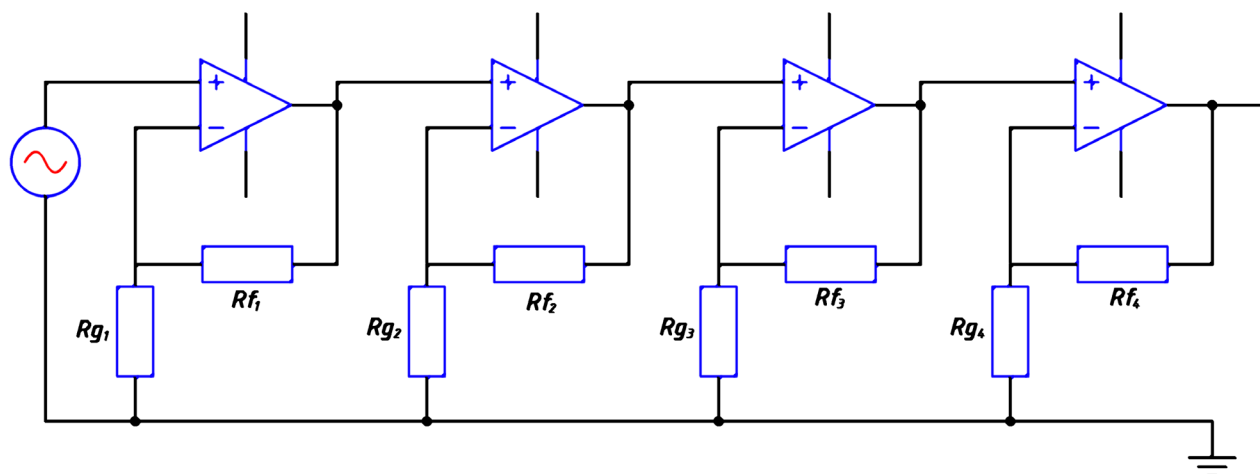


Рис. 1.19 Структурна схема каскадного підсилювача в неінвертуючій конфігурації з незалежними ланками зворотного зв'язку.

Для неінвертуючого включення (рис. 1.19) коефіцієнт підсилення ланки визначається резисторами R_f та R_g за формулою:

$$K_i \cong \left(\frac{R_f}{R_g} + 1 \right). \quad (1.18)$$

Відповідно, результуючий коефіцієнт підсилення приблизно дорівнює:

$$K_{\Sigma} \cong \prod_{i=1}^n K_i. \quad (1.19)$$

Для всіх каскадів, окрім першого, можна вивести таку закономірність: якщо всі вихідні напруги ОП щодо середньої точки блоків живлення рівні й усі R_f однакові, впливає залежність:

$$R_{g_i} \cong R_f (i - 1). \quad (1.20)$$

Використання резисторів однакового номіналу дає змогу скласти ланки зворотного зв'язку з простих послідовних включень, що спрощує компонування і монтаж схеми і є важливою технологічною перевагою.

Розглянемо конфігурацію підсилювача з інвертуючим включенням ланок зворотного зв'язку.

Для інвертуючого включення (рис. 1.20) коефіцієнт підсилення ланки визначається за формулою:

$$K_i \cong \frac{R_f}{R_g}. \quad (1.21)$$

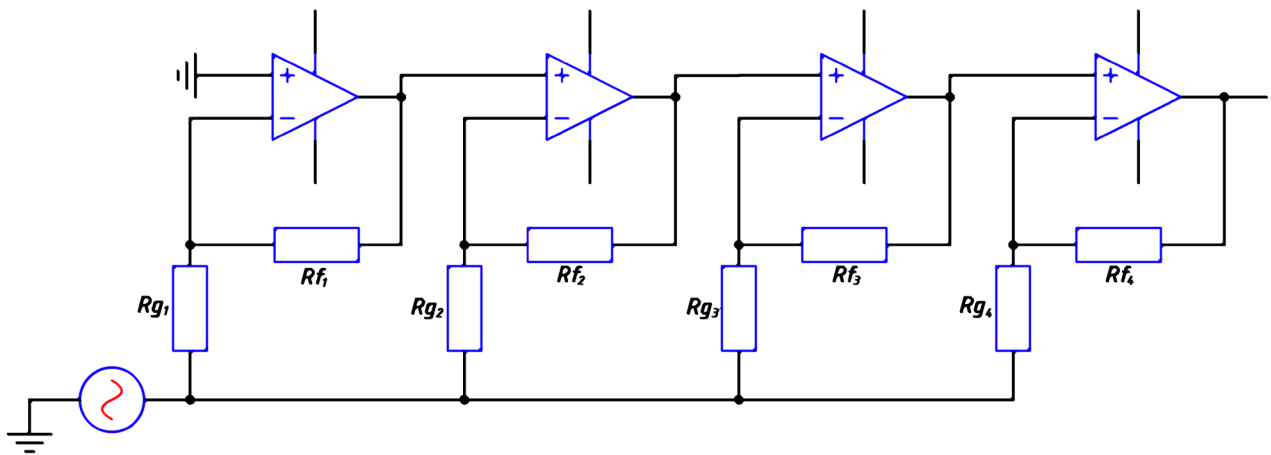


Рис. 1.20 Структурна схема каскадного підсилювача в інвертуючій конфігурації з незалежними ланками зворотного зв'язку.

Оскільки інвертуюча конфігурація передбачає, що вихідна напруга має протилежний знак порівняно з вхідною, у підсумковому рівнянні з'являється множник -1 . Результуючий коефіцієнт підсилення дорівнює відповідно:

$$K_{\Sigma} \cong -1 \times \prod_{i=1}^n K_i. \quad (1.22)$$

Для інвертуючого включення операційного підсилювача закономірність вибору номіналів резисторів залежатиме тепер від двох значень – резисторів

зворотного зв'язку: R_f та резистора входу R_{g_i} , який є номінальним значенням опору вхідного резистора першого каскаду.

$$R_{g_i} \cong R_f (i - 1) + R_{g_1}. \quad (1.23)$$

Побудова каскадного підсилювача має перевагу над іншими схемами з погляду простоти побудови та надійного забезпечення стабільної швидкості наростання вихідного сигналу, однак становить проблему через вплив ємнісних ефектів конструкції на елементи підсилювачів. Наприклад, на частоті 30 МГц ємнісний реактивний опір конденсатора ємністю 30 пФ становить приблизно 160 Ом, що призводить до струмів, які перевищують допустимі рівні.

Розв'язання цієї проблеми потребує створення спеціалізованої конструкції приладу та блоків живлення з низькою ємністю ізоляції в діапазоні до 10 пФ. Завдання ускладнюється тим, що існуючі на ринку ізовані перетворювачі DC-DC або AC-DC мають велику ємність між виходом і входом близько сотень або тисяч пФ, що перевищує допустимі межі.

Окрім цього, практична реалізація каскадного з'єднання операційних підсилювачів на друкованих платах із заземленими конструкціями для ефективного тепловідводу стає малореальною саме через значні ємнісні обмеження. Відповідно, при проектуванні таких підсилювачів основну увагу слід приділити вибору та конструкції джерел живлення, а також забезпеченню ефективних засобів охолодження та тепловідведення. Конструктивне рішення має максимально знижувати ємнісний зв'язок між окремими елементами схеми.

У результаті аналізу моделей підсилювачів було встановлено такі закономірності та зроблено такі висновки:

Наукова новизна 1. Встановлено закономірність розташування та значень коефіцієнтів підсилення окремих ОП багатокаскадних широкосмугових вимірювальних підсилювачів.

Висновок 1. Якщо багатокаскадний широкосмуговий вимірювальний підсилювач має рівні значення вихідної напруги кожного з ОП щодо середніх точок блоків живлення, коефіцієнти підсилення окремих ОП обчислюється за формулою (1.16) та загальний коефіцієнт підсилення обчислюється за формулою (1.17).

Наукова новизна 2. Встановлено закономірність співвідношень резисторів зворотного зв'язку для окремих ОП багатокаскадного неінвертуючого високовольтного широкосмугового вимірювального підсилювача з незалежними зворотними зв'язками.

Висновок 2. Якщо багатокаскадний широкосмуговий неінвертуючий вимірювальний підсилювач має однакові вихідні напруги кожного з ОП щодо середніх точок блоків живлення, то загальний коефіцієнт підсилення обчислюється за формулою (1.19)

Наукова новизна 3. Встановлено закономірність співвідношень резисторів зворотного зв'язку для багатокаскадного інвертуючого високовольтного широкосмугового вимірювального підсилювача з незалежними зворотними зв'язками.

Висновок 3. Якщо багатокаскадний інвертуючий підсилювач має однакові вихідні напруги кожного з ОП відносно середніх точок блоків живлення, то загальний коефіцієнт підсилення обчислюється за формулою (1.22).

Наукова новизна 4. Вперше запропоновано та теоретично обґрунтовано застосування додаткових ланок управління живленням у каскадних підсилювачах, що забезпечує розширення їх динамічного діапазону. Встановлено умови ефективного функціонування цих ланок, що дозволяє суттєво підвищити робочі характеристики схем із розширеним діапазоном напруги.

2.2. Огляд існуючої елементної бази для побудови підсилювача 1000В-100кГц

Оскільки основним призначенням ВШВП є метрологічне забезпечення термоелектричних перетворювачів, таких як ПНТЕ-12, що мають межі перетворювання зокрема 300, 500, 1000В, створення підсилювача, здатного працювати в широкому діапазоні частот та напруг, є актуальним завданням.

При виборі елементної бази для побудови підсилювачів розглядалися інтегральні рішення компанії Apex Microtechnology, яка спеціалізується на розробці високовольтних та високочастотних операційних підсилювачів, що мають широке застосування в промисловій автоматичній, силовій електроніці, медичних приладах та інших високоточних системах.

Основними критеріями вибору були рівень вихідного сигналу, швидкість наростання вихідної напруги, смуга пропускання, максимальний вихідний струм, а також температурна стабільність та допустима напруга живлення. Враховуючи ці параметри та специфіку застосування, були відібрані дві моделі: PA194 та PA98, які найбільш повно відповідали поставленим вимогам.

Таблиця 2.1. Порівняльна характеристика підсилювачів Apex

Параметр	PA194	PA98
Максимальна напруга живлення (V)	±450 В	±225 В
Максимальний вихідний струм (A)	100 мА	200 мА
Швидкість наростання (V/μs)	2100	1000
Смуга підсилення живлення	До 800 кГц	До 500 кГц
Корпус	Power SIP (8-вивідний)	Power SIP (12-вивідний)
Роздрібна вартість	450 €	185 €

РА194 краще відповідає вимогам за динамічними характеристиками, оскільки його робочий діапазон живлення становить ± 450 В, однак вихідний струм обмежений 100 мА, що потребує особливого підходу до узгодження навантаження у випадках, коли необхідно передавати значну потужність.

При виборі каскадного методу формування напруги з віртуальним живленням, застосування РА194 дає змогу зменшити кількість каскадів удвічі порівняно з РА98. Це пояснюється тим, що для отримання необхідної амплітуди сигналу при використанні РА194 достатньо 4 каскади, тоді як у разі використання РА98 потрібно 8 каскадів через його нижчу напругу живлення (± 225 В). Зменшення кількості каскадів сприяє спрощенню схеми, підвищенню загальної надійності системи та зменшенню фазових затримок, що є критично важливим при забезпеченні ефективної роботи на високих частотах. Однак вартість підсилювача РА194 приблизно у 2,5 рази вища, ніж РА98, і становить понад 450 євро за одиницю, що істотно впливає на економічну доцільність його використання. Відповідно, застосування таких підсилювачів як елементної бази може значно збільшити витрати.

Для мінімізації кількості ОП, особливо при застосуванні підсилювачів РА98, реалізується схема слідкуючого живлення згідно з патентом на корисну модель [1], завдяки чому вдається зменшити загальну кількість підсилювачів удвічі.

2.3. Розширення діапазону вихідної напруги шляхом використання додаткових підсилювальних елементів

Запропоноване автором дисертації рішення полягає у збільшенні робочого діапазону вхідної напруги окремих каскадів [1, 2]. Розширення динамічного діапазону вихідної напруги підсилювача досягається шляхом додавання послідовних каскадів керування живленням, які забезпечують зміщення середньої точки робочої напруги за принципом слідкуючого повторювача напруги.

На рис. 2.1 зображено електричну принципову схему моделі неінвертуючого високовольтного каскадного підсилювача з додатковими ланками розширення робочого діапазону вихідної напруги.

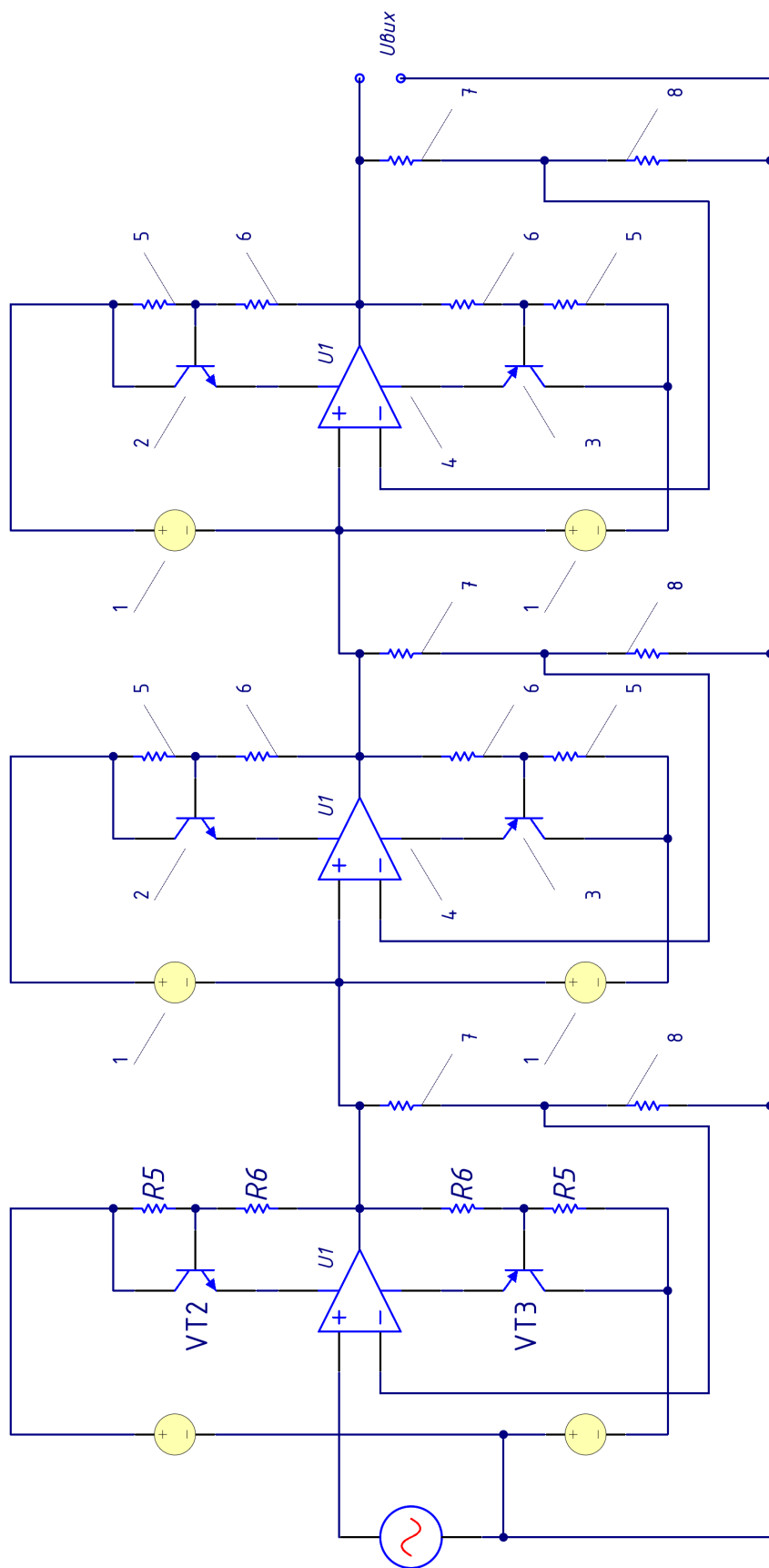


Рисунок. 2.1. Принципова схема каскадного підсилювача з ланками розширення динамічного діапазону [1, 2].

Принципова схема включає три каскади підсилювачів. Кожен каскад містить операційний підсилювач (ОП) і відповідні пасивні компоненти. Вхідна напруга, яка подається на вхід кожного каскаду, підсилюється у K_n разів, до того ж цей коефіцієнт визначається резисторами зворотного зв'язку «7» і «8». У результаті вихідна напруга кожного каскаду обчислюється щодо джерела напруги живлення за формулами 2.1 та 2.2.

$$U_{n-1} \times K_n < U_{жив_n} + U_{n-1}, K_n < \frac{U_{жив_n} + U_{n-1}}{U_{n-1}} \quad (2.1)$$

$$U_{жив} = U_m = U_{+abs} - U_{-abs}; \quad (2.2)$$

U_{+abs} є абсолютним значенням напруги позитивного джерела живлення «1», а U_{-abs} — абсолютним значенням напруги негативного джерела живлення. Ця формула визначає допустимий діапазон, у межах якого джерело живлення здатне працювати ефективно, не перевищуючи встановлених обмежень.

При двополярному живленні абсолютна амплітуда вихідного сигналу не повинна перевищувати значення діапазону джерела живлення $U_{жив_n}$. Робоча напруга, яка подається на силові контакти операційного підсилювача «4», регулюється за допомогою транзисторного повторювача, що складається з транзисторів «2» і «3». Рівень цієї напруги точно визначається відповідними рівняннями. Така конфігурація транзисторного повторювача гарантує подачу необхідної напруги для безпечного функціонування схеми відповідно до рівнянь 2.3 та 2.4.

$$U_{on+n} = (U_{жив+n} - U_n) \times \left(\frac{R_5}{R_6} + 1 \right)^{-1} - U_{be}; \quad (2.3)$$

$$U_{on-n} = (U_{жив-n} - U_n) \times \left(\frac{R_5}{R_6} + 1 \right)^{-1} - U_{be}; \quad (2.4)$$

У цьому випадку U_{on+n} та U_{on-n} - відносні значеннями напруги живлення операційного підсилювача «4», тоді як $U_{жив+n}$ та $U_{жив-n}$ відповідають абсолютним значенням напруги джерела живлення «1». Напруга переходу транзисторного повторювача позначена як U_{be}

На неінвертуючий вхід операційного підсилювача «4» подається вхідний сигнал $U_{вх}$, а результуючий вихідний сигнал на першому каскаді $U_{вих1}$ визначається рівнянням 2.5:

$$U_{вих1} = U_{вх} \times K_1 \quad (2.5)$$

Далі вихідний сигнал з початкового каскаду подається на неінвертуючий вхід операційного підсилювача «4» наступного каскаду. У цьому каскаді вихідний сигнал формується відповідно до рівняння 2.6:

$$U_n = U_{n-1} \times K_n \quad (2.6)$$

Такий метод розширення напруги може застосовуватися, коли звичайне каскадне з'єднання вже вичерпало свій ресурс за вихідною напругою та не може формувати вихідний сигнал до бажаних меж, тож метод подвоєння напруги допомагає забезпечити збільшені рівні живлення для кожного з каскадів.

Отже, каскадне з'єднання підсилювачів із застосуванням методу подвоєння напруги шляхом зміщення робочої точки живлення дає змогу ефективно розширити робочий діапазон та уникнути насичення чи спотворення сигналу на високих рівнях напруги [1, 2].

На рис. 2.2 зображено діаграми напруги на кожному з каскадів підсилювачів.

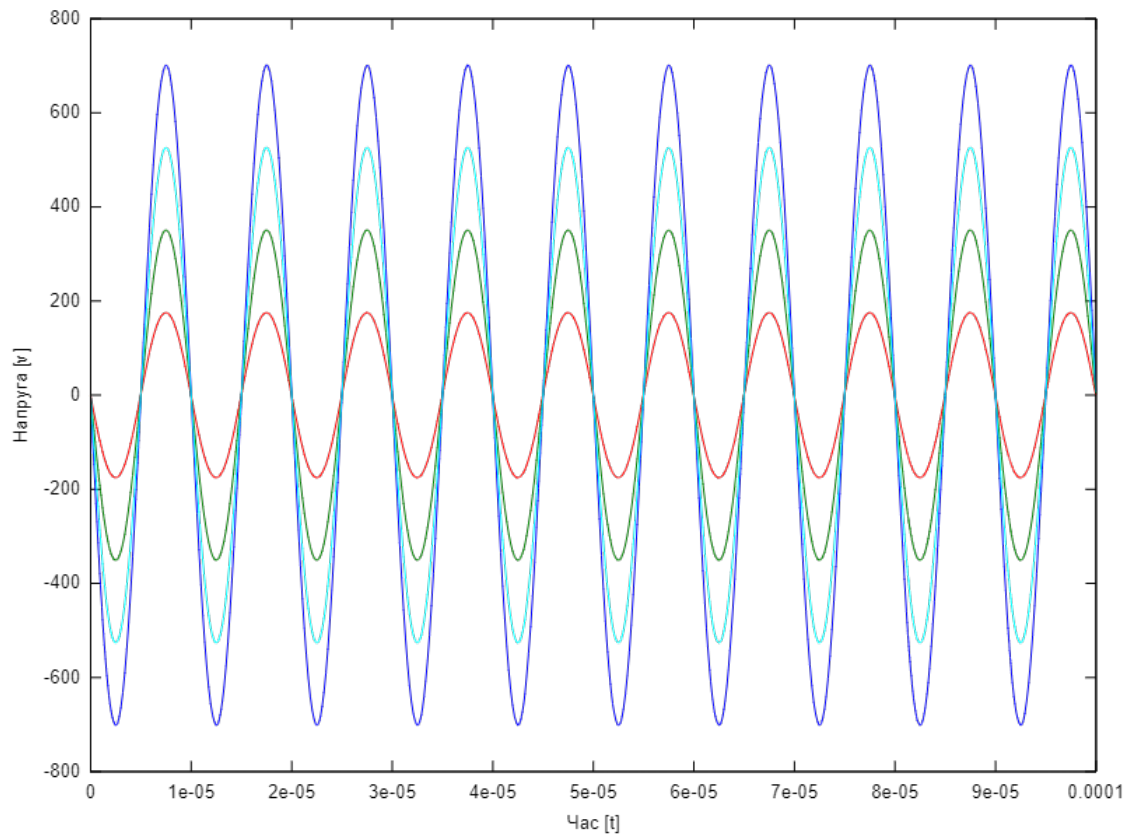


Рисунок. 2.2. Діаграми вихідної напруги на виходах каскадів: червоний – вхідний сигнал; зелений - вихідний сигнал першого каскаду, блакитний – вихідний сигнал другого каскаду, синій – вихідний сигнал третього каскаду.

2.4. Мінімізація втрат потужності шляхом використання додаткових ланок живлення

Метод мінімізації втрат потужності за допомогою використання додаткових ланок живлення та підсилювальних каскадів із переключенням між різними рівнями напруги є ефективним способом підвищення ККД. Основний задум полягає у використанні кількох ланок живлення з різними рівнями напруги та їх комбінуванні через підсилювальні каскади, що дає змогу динамічно перемикає живлення між ланками залежно від поточного навантаження та умов роботи підсилювача, а також мінімізувати втрати потужності для зниження нагрівання підсилювальних елементів. Нижче наведено принципову схему (рис 2.3) та детальний опис роботи підсилювача, що одночасно поєднує застосування методу мінімізації втрат потужності та методу подвоєння напруги, розглянутого в попередньому розділі. Повна електрична принципова схема зображена в додатку А.

Елементи $R_1 - R_4$, $VT_1 - VT_2$ формують джерело постійного струму, а $R_7 - R_8$, $VT_3 - VT_4$ формують токове дзеркало для забезпечення сталого рівня напруги на стабілітронах $VD_1 - VD_4$ та формування рівня середньої напруги живлення на резисторах $R_5 - R_6$ для керування транзисторами підсилення напруги $VT_7 - VT_{10}$. Номінальне значення резисторів $R_5 - R_6$, розраховується відповідно до рівня струму, сформованого елементами $R_1 - R_4$, $VT_1 - VT_2$ за рівнянням 2.7:

$$\begin{cases} R_5 = R_6 \\ R_6 \times I_{R_3} \approx 0.5 \times V_{ж\text{ив}} \end{cases} \quad (2.7)$$

за умови: $R_1 = R_4$; $R_7 = R_8$; $R_2 = R_3$, а $V_{ж\text{ив}}$ – максимальне значення напруги при однополярному живленні.

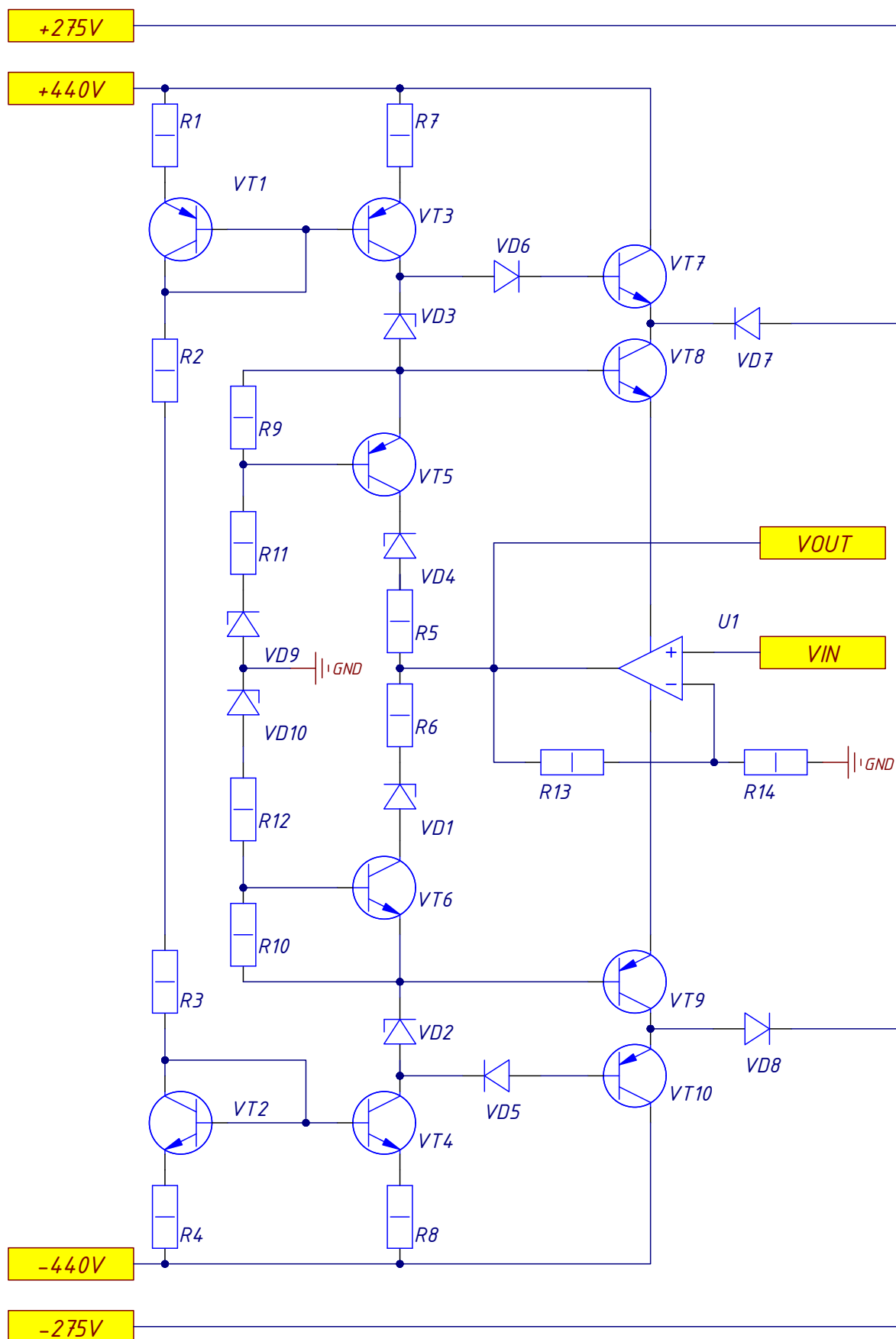


Рисунок 2.3. Принципова схема каскаду підсилювача з розподіленим живленням та ланками подвоєння напруги.

Для рівномірного розподілу потужності між підсилювальними елементами розрахунок R_5, R_6 варто проводити до рівня формування половини значення напруги основного джерела живлення, при цьому рівень напруги додаткового джерела живлення не має бути меншим за це значення. Для живлення підсилювача оптимальними рівнями напруги живлення були обрані значення $440V$ та $275V$.

Діоди $VD_5 - VD_8$ слугують для блокування зворотної напруги та обираються згідно з параметрами напруги живлення та струму споживання.

Стабілітрони $VD_1 - VD_4$ забезпечують необхідні рівні напруги для управління транзисторами $VT_7 - VT_{10}$, та використовуються для компенсації падіння напруги на переходах транзисторів - V_{be} та V_{ce} , та падіння напруги V_d на діодах $VD_5 - VD_8$. До розрахунку варто брати максимальні значення цих параметрів та додавати фіксоване значення V_h для уникнення гістерезису. Формула (2.8) для визначення номіналів стабілітронів V_z має вигляд:

$$V_z = V_{be} + V_{ce} + V_d + V_h \quad (2.8)$$

Компоненти $VT_5 - VT_6$, $R_9 - R_{12}$, $VD_9 - VD_{10}$ формують підсилювач зі спільною базою, що працює як стабілізатор напруги для забезпечення сталого значення мінімальної напруги живлення щодо спільної точки, унеможливаючи зміну напруги живлення нижче дозволених значень у випадках, коли вихідна напруга є близькою до напруги живлення.

Рисунок 2.4 демонструє розподіл струмів навантаження між джерелами напруги $+275V$ та $+440V$ при відтворенні вихідного сигналу рівнем $100V$.

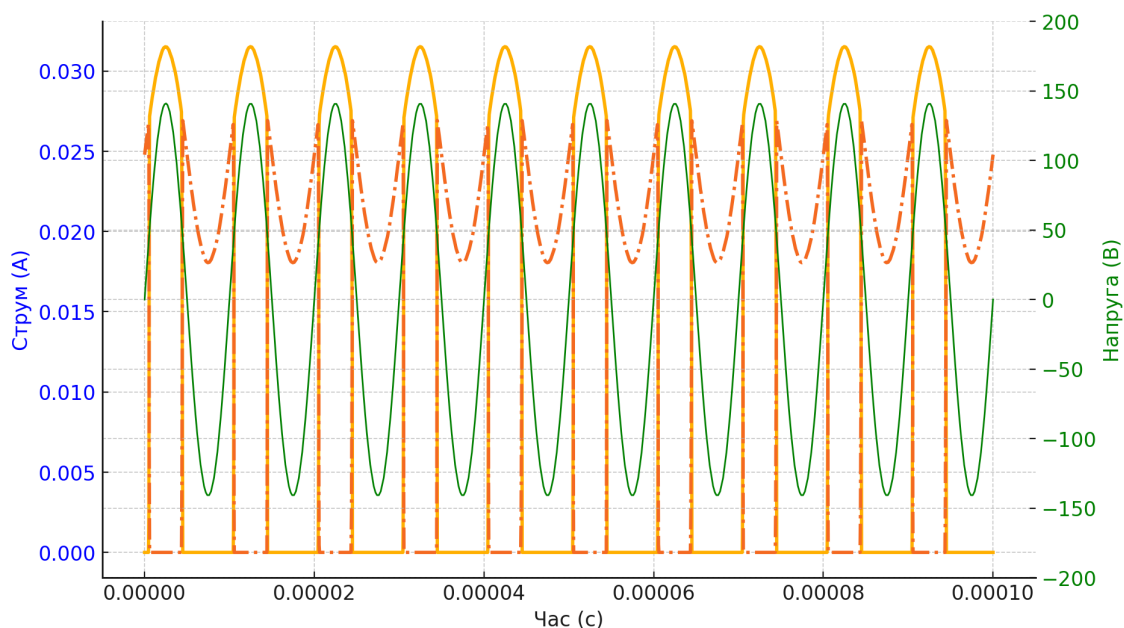


Рисунок 2.4. Часова діаграма струму на ланках живлення:
червоний – струм лінії +275В; помаранчевий – струм лінії +440В; зелений –
вихідна напруга.

Щоб визначити характеристику ефективності запропонованої моделі, проводився експеримент з випробування дослідних зразків. Результати дослідження підтверджують, що модель подвоєння напруги з використанням розподілених джерел живлення має велику перевагу над звичайною моделлю, описаною в патенті.

Зокрема, на основі результатів експерименту можна вважати, що втрати потужності мають практично лінійну залежність від величини, а в звичайній моделі вони мають якщо не лінійний, то щонайменше параболічний характер. Порівняльні результати дослідження подані на діаграмі.

Оскільки модернізована модель має менші показники втрати потужності, це безпосередньо сприяє зменшенню нагріванню і, як наслідок, впливатиме на систему меншою мірою, що веде до зниження похибок, спричинених коливанням температури. Завдяки чому створюється рівномірний температурний розподіл і підвищується загальна стабільність підсилювача.

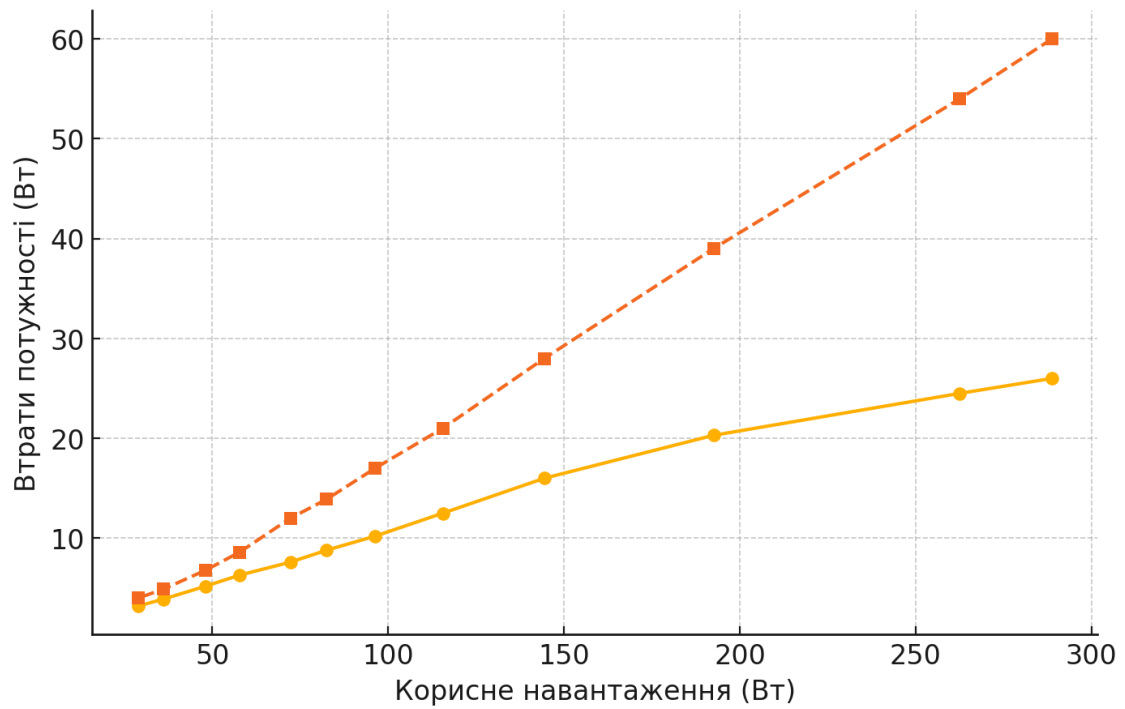


Рисунок 2.5. Графік порівняння втрат потужності між моделями каскадів подвоєння напруги:

червоний — модель подвоювача напруги рисунок 2.1;

помаранчевий — модернізована модель подвоювача напруги з розподіленим живленням рисунок 2.3;

2.5. Побудова імпульсних перетворювачів з низькими ємнісними зв'язками

Як зазначалось у розділі 1.5, використання каскадного з'єднання підсилювачів для збільшення вихідної напруги потребує застосування гальванічно-розв'язаних джерел живлення з мінімальними ємнісними ефектами конструкції [3, 4, 5]. З метою формування незалежних гальванічно-розв'язаних джерел живлення доцільним є використання високочастотних імпульсних перетворювачів напруги.

Головним елементом імпульсного перетворювача є трансформатор, характеристики якого визначають ефективність усього пристрою, відповідно, одним із основних аспектів мінімізації паразитних ємнісних зв'язків є оптимізація конструкції трансформатора.

Для мінімізації паразитних ємностей між первинною та вторинною обмотками (рис. 2.6) важливо забезпечити їх просторове розведення. Однак збільшення відстані між обмотками погіршує магнітний зв'язок, що знижує коефіцієнт корисної дії трансформатора і підвищує паразитну індуктивність у колах підключення обмоток.

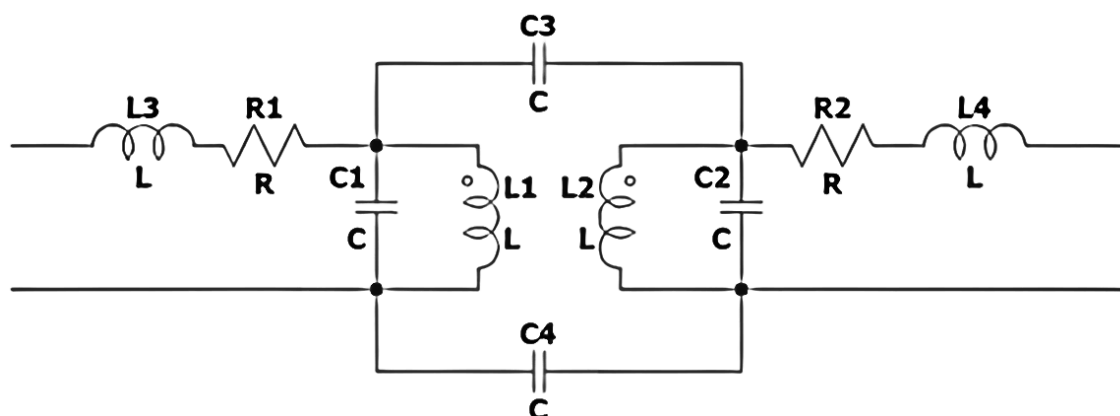


Рисунок 2.6. Електрична модель трансформатора з урахуванням паразитних елементів.

При просторовому розведенні обмоток L_1 та L_2 ємнісний зв'язок, що зображено конденсаторами C_3 та C_4 , зменшується пропорційно віддалі обмоток, але натомість зростає величина паразитної індуктивності L_3 та L_4 . Аналіз та порівняння методів побудови високочастотних трансформаторів імпульсних перетворювачів наведено в роботах [6-7].

Для досягнення максимальної ефективності імпульсного перетворювача та ефективної утилізації паразитної індуктивності доцільним є застосування резонансної імпульсної топології LLC. Однією з головних переваг LLC-резонансних перетворювачів є можливість ефективного використання паразитної індуктивності трансформатора для формування резонансного контуру. Порівняно з традиційними імпульсними джерелами живлення паразитна індуктивність вважається небажаним елементом, оскільки вона викликає імпульсні стрибки напруги, підвищені втрати та погіршує ефективність, проте в LLC-перетворювачах ця індуктивність не тільки не є шкідливою, а й стає корисним елементом схеми, оскільки в такій топології використовується комбінація індуктивності та ємності для створення резонансного контуру для формування синусоїдальної напруги. Резонансна частота такого контуру визначається за формулою:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r \times C_r}} \quad (2.10)$$

де L_r — індуктивність резонансного контуру ,

C_r — ємність резонансного контуру.

Відповідно до електричної моделі реального трансформатора, паразитна індуктивність, що сформована елементами L_3 та L_4 може бути застосована як резонансна індуктивність L_r (рис. 2.7) і задіяна у складі резонансного контуру.

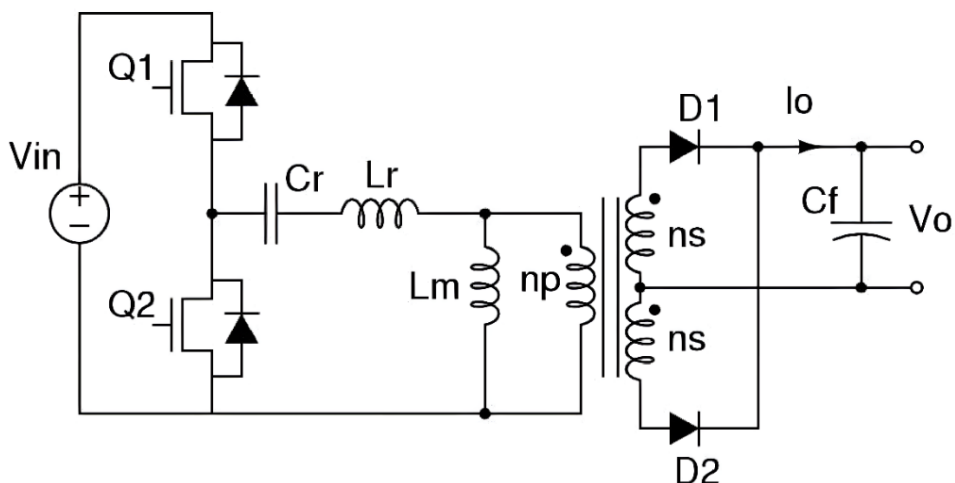


Рисунок 2.7. Принципова схема імпульсного LLC перетворювача.

Отже, підхід із застосуванням LLC топології дає змогу зосередитися на забезпеченні конструктивних вимог до джерела живлення без необхідності врахування впливу паразитної індуктивності на структуру трансформатора. На рис. 2.8 зображено зовнішній вигляд LLC перетворювача для живлення каскадів підсилювача. Електрична схема імпульсного перетворювача зображена в додатку Б.

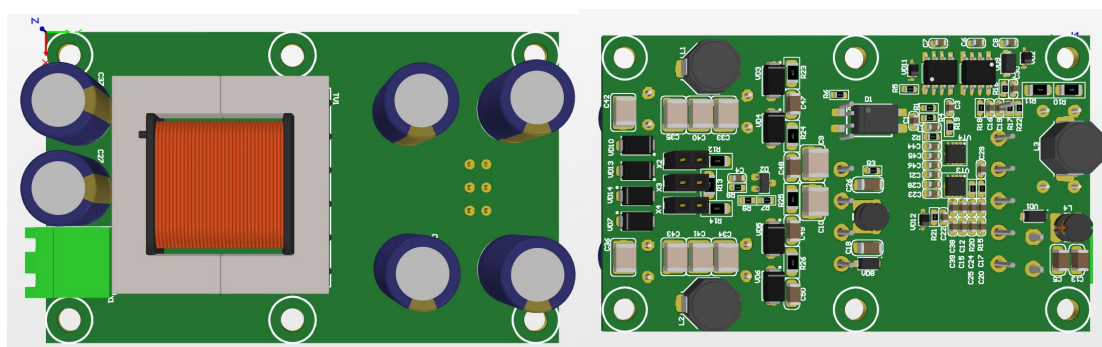


Рисунок 2.8. Комп'ютерна модель LLC перетворювача для живлення каскадів підсилювача.

2.6. Рішення багаторівневого компонування друкованих плат для мінімізації габаритів конструкції.

Завдяки модульному підходу вдалося водночас зменшити габарити пристрою та впорядкувати компонування всіх функціональних вузлів у більш логічні і відокремлені блоки. Три рівні друкованих плат, з'єднаних між собою контактами, утворюють єдину систему, де кожен рівень відповідає за певну функціональність.



Рисунок 2.9. Комп'ютерна модель багаторівневої конструкції підсилювача.

Перший із цих рівнів містить основну плату з підсилювачами PA98, а також типові ланки зворотного зв'язку та допоміжні ланцюги, що формують необхідні режими роботи підсилювачів.

Другий рівень відповідає за збільшення вихідної напруги формуванням напруги живлення каскадами подвоєння напруги. З огляду на високі рівні напруги, ці каскади віддалено один від одного з метою забезпечення достатньої електричної ізоляції та належного температурного режиму.

Третій рівень містить імпульсні перетворювачі, що формують живлення

індивідуально для кожного з високовольтних каскадів. Таке розмежування покращує тепловий режим, зменшує зв'язки між різними вузлами та значно спрощує конструкцію з огляду на процес її налагодження та збирання, що дає змогу налаштовувати параметри роботи для кожного каскаду незалежно.

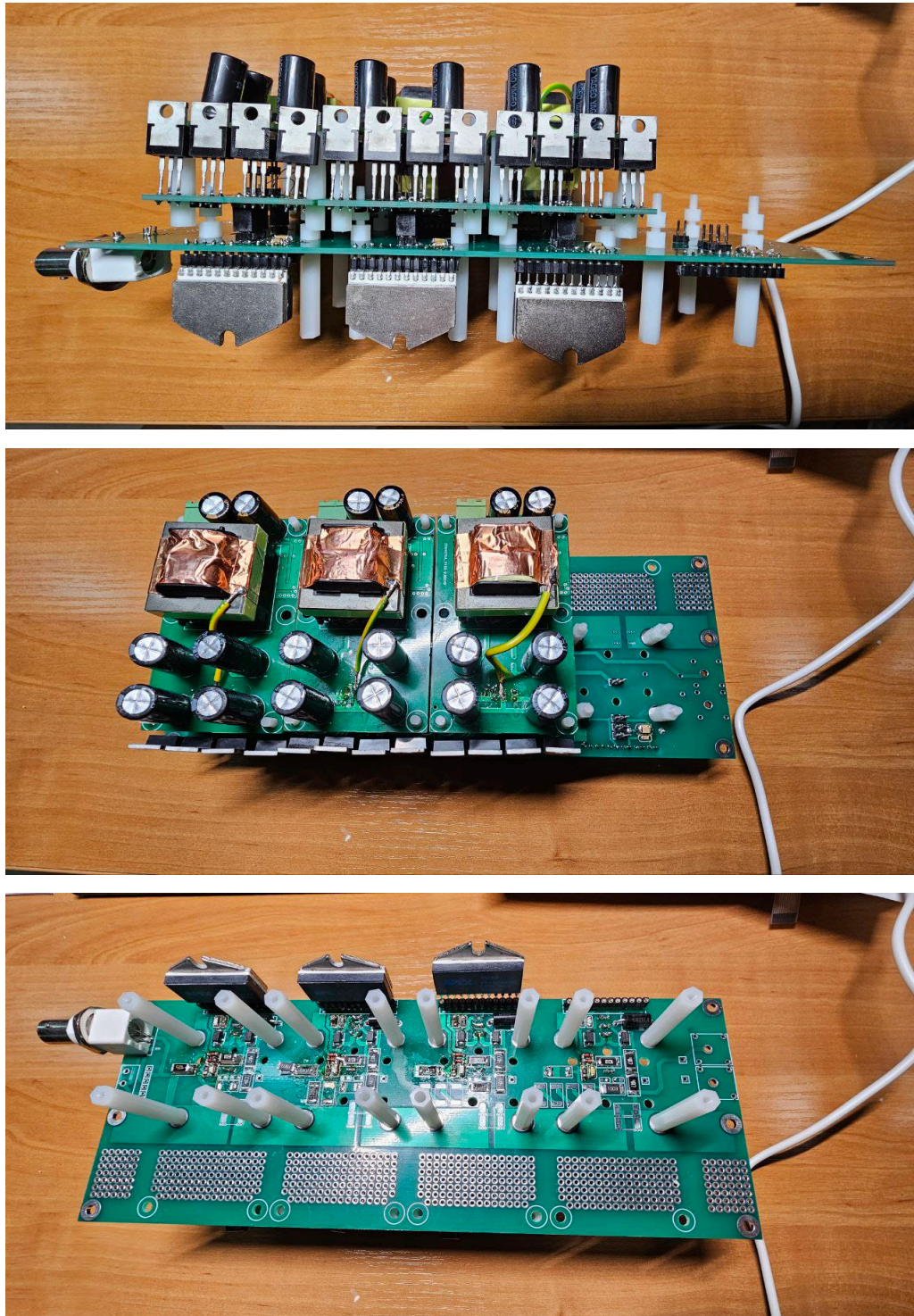


Рисунок 2.10. Зовнішній вигляд друкованих плат конструкції підсилювача 1000В 100кГц.

2.7. Забезпечення температурного режиму та тепловідведення з використанням керамічних композитів.

Розробляючи високовольтні підсилювачі, слід враховувати їх невисокий коефіцієнт корисної дії, що зумовлює значну залежність температурного режиму від рівня вихідного сигналу та навантаження. Отже, першорядним завданням є розробка конструкції, яка забезпечить ефективне та стабільне охолодження системи.

У схемах високовольтних підсилювачів, що використовують незалежні ланки живлення, важливу роль відіграють конструктивні параметри. Зокрема, необхідно враховувати вплив теплових явищ та ефективність металевих елементів у засобах охолодження та запобігти нерівномірному розподілу температур.

Ще одним важливим чинником є габаритні параметри конструкції. Зменшення розмірів пристрою може негативно позначитися на його температурній стабільності, оскільки менша площа сприяє більшому тепловому навантаженню на локальні компоненти. До того ж щільне розташування елементів призводить до їх взаємного нагрівання, що може спричинити додатковий дрейф параметрів схеми. Натомість, збільшення габаритів дає змогу зменшити ефект тепловідведення, проте створює ризик виникнення небажаних високочастотних ефектів у довгих провідниках.

Отже, для забезпечення надійної роботи високовольтних підсилювачів необхідно знайти баланс між конструктивними особливостями, ефективним тепловідведенням та електричною стабільністю.

Послідовне з'єднання каскадів високовольтних підсилювачів призводить до того, що кожен наступний каскад перебуває під потенціалом попереднього щодо землі (корпусу), тому монтаж підсилювальних елементів безпосередньо

на радіатор через традиційні ізоляційні прокладки збільшує паразитні ємності, що спричиняють небажані частотні втрати й знижують загальну ефективність схеми. Для мінімізації небажаних ефектів у конструкції системи охолодження слід передбачити збільшення відстані між підсилювальними компонентами та радіатором, водночас не погіршуючи теплопередачу. Відповідно, виникає складне завдання: забезпечити адекватну електричну ізоляцію й зменшити паразитні ємності, але при цьому зберегти необхідну ефективність охолодження.

Під час проектування й пошуку рішень було розглянуто можливість застосування металокерамічних композитних матеріалів, зокрема на основі нітриду алюмінію (AlN) та карбіду кремнію (SiC). Аналіз порівняльних характеристик засвідчив, що нітрид алюмінію має вищу теплопровідність та кращі властивості тепловідведення, завдяки чому став основним претендентом для використання в конструкції [8, 9]. Щодо більш перспективних з погляду окремих параметрів, проте менш безпечних у практичному застосуванні композитів на основі оксиду берилію (BeO), то їх відхилили через токсичність матеріалу та складнощі обробки [10].

Вибір на користь нітриду алюмінію обумовлений балансом між високою теплопровідністю, прийнятною вартістю та низькою діелектричною проникністю. Попри те, що карбід кремнію пропонує добру стійкість до зношування і вищу твердість, його теплопровідність поступається AlN, а також ускладнює виготовлення деталей складної геометрії. Натомість матеріали на основі AlN розширюють конструкторські можливості, оскільки їх зручніше обробляти механічно для підготовки до інтеграції у системи охолодження [9].

Застосування нітрид-алюмінієвих композитів дає змогу успішно ізолювати високовольтні каскади, відокремивши їх від радіатора, при цьому водночас забезпечивши ефективне відведення тепла. Застосування достатньо

товстих підкладок дає змогу створити фізично більшу відстань між високовольтним компонентом та радіатором, завдяки чому зменшується паразитна ємність. Адже ємність обернено пропорційна відстані між провідниками: що більший простір між елементом і радіатором, то менший вплив високочастотних сигналів на роботу підсилювачів.

На рисунку зображено дослідний зразок підсилювачів, вмонтованих на керамічні пластини нітрид-алюмінію завтовшки 4мм.

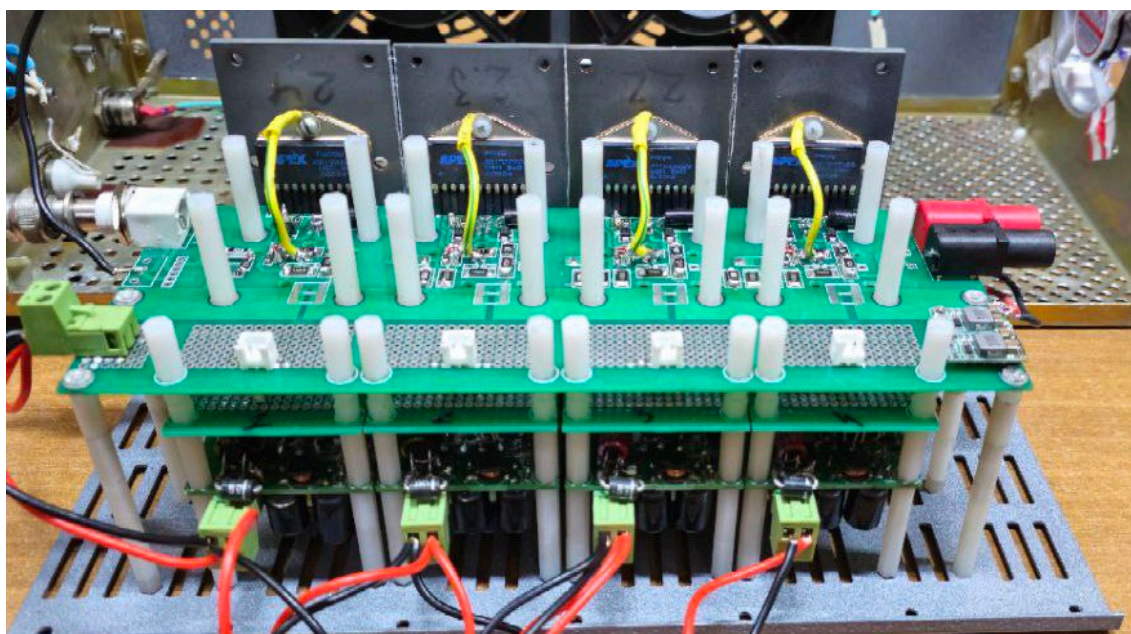


Рисунок 2.11. Дослідна модель підсилювача з використанням керамічних пластин на основі нітриду-алюмінію.

Згідно з результатами вимірювань, віддалення підсилювальних елементів від заземлювальної площини дало змогу зменшити паразитну ємність з 22 пФ до 8 пФ. Це істотне зниження пояснюється тим, що зі збільшенням відстані між активними вузлами та заземлювальним шаром зменшується площа перехресної взаємодії між провідниками й землею. Відповідно, електричне поле, яке створюється в просторі між компонентом і металевою поверхнею розтягується і ємність зменшується.

Окрім зміни відстані між компонентами та заземленням, було вирішено застосувати додаткове фрезерування отворів у площині монтажу компонентів. Цей підхід дає змогу видалити частину матеріалу плати або зовнішнього шару, який може спричиняти небажаний ємнісний зв'язок. У результаті такої операції паразитна ємність знизилась ще на 2 пФ – з 8 пФ до 6 пФ.

Отже, комплексний підхід, який поєднує збільшення відстані між компонентами та землею з фрезеруванням отворів у монтажній площині дає змогу значно знизити паразитну ємність. Це, своєю чергою, позитивно впливає на ефективність роботи підсилювача на високих частотах



Рисунок 2.12. Зовнішній вигляд блоку підсилювача в зборі з радіатором та корпусом.

2.8. Корекції частотної характеристики каскадних підсилювачів шляхом введення коригуючих ланок

Частотна характеристика є однією з основних характеристик операційного підсилювача. У певному діапазоні робочих частот та при ретельному виборі типу операційного підсилювача й рівня підсилення сигналів загальна передаточна функція може мати однорідну характеристику. Але у ланцюгах зворотного зв'язку узгодженість характеристики може значною мірою варіюватися. Конструктивні особливості резисторів та провідників, що їх з'єднують, починають впливати на середніх і високих частотах через існування паразитних елементів як паралельна ємність та послідовна індуктивність. Негативний вплив таких елементів особливо виражений у високочутливих або високошвидкісних операційних підсилювачах, де невеликі зміни імпедансу можуть призвести до збудження, зсуву фази сигналу та зниження точності відтворення напруги. Щоб мінімізувати ці ефекти, зазвичай використовуються прецизійні резистори з низькою паразитною індуктивністю та ємністю. Для цього часто-густо використовують вугільні або плівкові резистори, оскільки вони мають кращі показники точності та температурної стабільності, проте значно обмеженіший рівень потужності порівняно з іншими типами резисторів.

На етапі проектування резистор має бути обраний в межах допустимих значень щоб зменшити паразитний вплив і знизити дрейф температури. Навіть при дуже низьких рівнях струму незначні паразитні ефекти стають значними, а при надмірно високих рівнях струму резистори можуть значною мірою нагріватися, спричиняючи температурний дрейф параметрів [3].

Для поліпшення частотної характеристики операційного підсилювача та для компенсації паразитних ефектів, що впливають на резистор, застосовують додаткові ланцюги компенсації. Ці типи ланцюгів відомі як RC-ланки.

Конденсатор забезпечує певну зміну імпедансу на високих частотах, компенсуючи вплив паразитної індуктивності в мережі зворотного зв'язку, яка може спричинити зсув фази на вищих частотах. Під час вибору значення ємності доцільно перевірити верхню межу частоти підсилення, індуктивні та ємнісні елементи резисторів слід оцінити відповідно до інструкцій виробника і розрахувати так, щоб її імпеданс був рівним.

В ідеальному випадку при великому петльовому підсиленні коефіцієнт підсилення ОП дорівнює відношенню імпедансу зворотного зв'язку до вхідного імпедансу [3].

$$K(j\omega) = \frac{Z(j\omega)_{33}}{Z(j\omega)_{ex}} \quad (2.11)$$

Якщо вважати, що обидва імпеданси створюються паралельним з'єднанням резистора і ємності, то мінімізація частотної похибки має місце при однаковій частотній залежності чисельника і знаменника у виразі (2.12).

$$Z(j\omega)_{33} = \frac{R_{33} \frac{I}{j\omega C_{33}}}{R_{33} + \frac{I}{j\omega C_{ex}}} = \frac{R_{33}}{1 + j\omega\tau_{33}} \quad (2.12)$$

$$Z(j\omega)_{ex} = \frac{R_{ex} \frac{I}{j\omega C_{ex}}}{R_{ex} + \frac{I}{j\omega C_{ex}}} = \frac{R_{ex}}{1 + j\omega\tau_{ex}} \quad (2.13)$$

$$K(j\omega) = \frac{R_{33}}{R_{ex}} \times \frac{1 + j\omega\tau_{ex}}{1 + j\omega\tau_{33}} \quad (2.14)$$

Де $\tau_{33} = R_{33} \cdot C_{33}$, $\tau_{ex} = R_{ex} \cdot C_{ex}$ очевидно, що коефіцієнт перетворення буде

частотно незалежним, коли $\tau_{33} = \tau_{ex}$

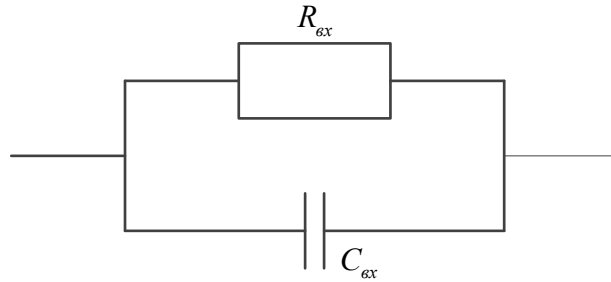


Рисунок 2.13. Еквівалентна схема Z_{ex} .

Якщо $R_{ex} \succ R_{33}$, доцільно R_{ex} розбити на дві частини $R_{ex} = R_{ex} + R_{ex}$ і компенсуючу ємність під'єднати паралельно одному із доданків R_{ex} . Еквівалентна схема Z_{ex} тоді матиме вигляд.

$$\begin{aligned}
 Z_{ex}(j\omega) &= R_{ex}'' + \frac{R_{ex} \cdot \frac{I}{j\omega C_{ex}}}{R_{ex}' + \frac{I}{j\omega C_{ex}}} = R_{ex}'' + \frac{R_{ex}'}{1 + j\omega\tau_{ex}'} = \\
 &= \frac{R_{ex}''(1 + j\omega\tau_{ex}') + R_{ex}'}{1 + j\omega\tau_{ex}'} = \frac{R_{ex} + j\omega\tau_{ex}' \cdot R_{ex}''}{1 + j\omega\tau_{ex}'}
 \end{aligned} \tag{2.15}$$

$$K(j\omega) = \frac{R_{33}(1 + j\omega\tau_{ex}')}{R_{ex}(1 + j\omega\tau_{33}) \left(1 + j\omega\tau' \frac{R_{ex}''}{R_{ex}} \right)} \tag{2.16}$$

$$Z_{ex}(j\omega) = \frac{R_{ex} + j\omega\tau_{ex}' \cdot R_{ex}''}{1 + j\omega\tau_{ex}'} \tag{2.17}$$

$$\begin{aligned}
 K(j\omega) &= \frac{Z(j\omega)_{33}}{Z(j\omega)_{\text{ex}}} = \frac{R_{33}(1 + j\omega\tau'_{\text{ex}})}{(1 + j\omega\tau_{33})(R_{\text{ex}} + j\omega\tau''R_{\text{ex}})} = \\
 &= \frac{R_{33}(1 + j\omega\tau'_{\text{ex}})}{R_{\text{ex}}(1 + j\omega\tau_{33})\left(1 + j\omega\tau'\frac{R''_{\text{ex}}}{R_{\text{ex}}}\right)} \quad (2.18)
 \end{aligned}$$

Останнє рівняння є нелінійним щодо частоти і не може забезпечувати корекцію частотної похибки в усьому діапазоні частот, а лише в тих точках, де знаходяться корені рівняння, і є малопридатним для практичного застосування. Ситуація може бути покращена, якщо еквівалентна схема Z_{33} збігатиметься з еквівалентною схемою Z_{ex} .

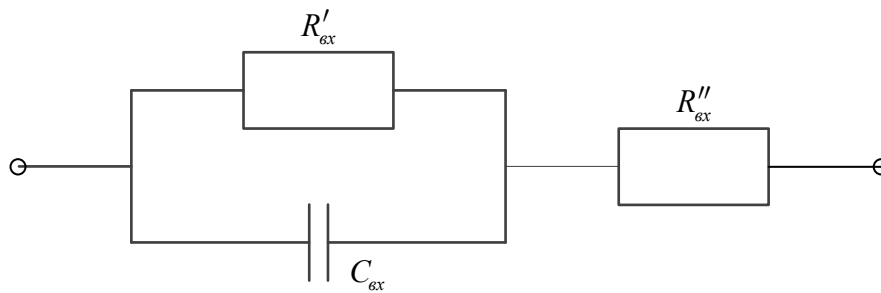


Рисунок 2.14. Еквівалентна схема Z_{ex} з двома резисторами і однією ємністю.

Створимо вираз для $K(j\omega)$, якщо в Z_{ex} і Z_{33} матимуть однакові еквівалентні схеми, тобто:

$$R_{33} = R'_{33} + R''_{33} \quad (2.19)$$

$$R_{\text{ex}} = R'_{\text{ex}} + R''_{\text{ex}} \quad (2.20)$$

R'_{33} - зашунтовано ємністю C_{33} , а R'_{ex} - зашунтовано ємністю C_{ex}

$$Z_{33}(j\omega) = \frac{R'_{33}}{1 + j\omega\tau'_{33}} + R''_{33} = \frac{R'_{33} + R''_{33} + j\omega\tau'_{33}R''_{33}}{1 + j\omega\tau'_{33}} = \frac{R_{33} + j\omega\tau'_{33}R''_{33}}{1 + j\omega\tau'_{33}} \quad (2.21)$$

Тоді:

$$K(j\omega) = \frac{Z_{33}(j\omega)}{Z_{\text{ex}}(j\omega)} = \frac{\frac{R_{33} + j\omega\tau'_{33}R''_{33}}{1 + j\omega\tau'_{33}}}{\frac{R_{\text{ex}} + j\omega\tau'_{\text{ex}}R''_{\text{ex}}}{1 + j\omega\tau'_{\text{ex}}}} = \frac{R_{33}}{R_{\text{ex}}} \cdot \frac{1 + j\omega\tau'_{\text{ex}}}{1 + j\omega\tau'_{33}} \cdot \frac{1 + j\omega\tau'_{33} \frac{R''_{33}}{R_{33}}}{1 + j\omega\tau'_{\text{ex}} \frac{R''_{\text{ex}}}{R_{\text{ex}}}} \quad (2.22)$$

Умовами незалежності $K(j\omega)$ від частоти будуть рівності

$$\tau'_{\text{ex}} = \tau'_{33} \text{ і } \frac{R''_{33}}{R_{33}} = \frac{R''_{\text{ex}}}{R_{\text{ex}}} \quad (2.23)$$

З останньої рівності випливає, що відношення частин, на які розбиті R_{ex} і R_{33} , повинні бути рівними, а значення R_{ex} і R_{33} можуть бути різними і визначаються необхідним коефіцієнтом підсилення:

$$K = \frac{R_{33}}{R_{\text{ex}}} \quad (2.24)$$

Задавши необхідний коефіцієнт підсилення K і значення резистора зворотного зв'язку, знайдемо:

$$R_{\text{ex}} = \frac{R_{33}}{K} \quad (2.25)$$

У свою чергу, пропорція доданків R_{ex} має бути такою самою.

Процес підбору номіналів коригуючих конденсаторів та результати, отримані під час корекції частотної характеристики, детально наведено в наступному розділі.

ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 2

Розширення динамічного діапазону підсилювачів. Запропонований метод ґрунтується на використанні додаткових підсилювальних елементів у ланках керування живленням, що дало змогу подвоїти вихідну напругу підсилювача. А це, у свою чергу, оптимізувати кількість каскадів і, як наслідок, зменшити вартість та складність конструкції. Досягнуте збільшення амплітуди вихідного сигналу розширило функціональні можливості підсилювача без значного ускладнення схеми.

Поліпшення ефективності та зменшення втрат потужності. Використаний підхід базується на гнучкому керуванні поданням живлення з автоматичним перемиканням на більш ефективні ланки напруги, що значно скорочує енергетичні втрати на активних елементах під час підсилення сигналів. Застосування цього методу в комплексі з методами розширення динамічного діапазону створює комбінований ефект: підвищена вихідна напруга поєднується зі зменшеними втратами, покращуючи загальну ефективність підсилювача.

Забезпечення ефективного охолодження на основі композитів з нітриду алюмінію.

Використання спеціалізованих композитів на основі нітриду алюмінію дає змогу реалізувати швидке та рівномірне відведення тепла на радіатор, завдяки високій теплопровідності та низькій діелектричній проникності матеріалу. Це сприяє зменшенню впливу термічних перевантажень і збереженню стабільності параметрів підсилювача.

Мінімізація впливу паразитних зв'язків конструкції. Для запобігання зростанню паразитної ємності внаслідок наближення елементів до радіатора застосовано низку рішень: використання товстих підкладок, додаткове фрезерування отворів у площині монтажу компонентів,

а також загальна оптимізація просторового розташування елементів. Вилучення частини матеріалу із зовнішнього шару знижує ємнісні зв'язки, що позитивно впливає на роботу високочастотних каскадів та забезпечує стійкість підсилювача в широкому діапазоні частот.

Отже, наведені методи розширення динамічного діапазону, підвищення ефективності та забезпечення надійного охолодження створюють комплексний підхід до розроблення сучасних високочастотних підсилювачів. Їх спільне застосування дає змогу досягти оптимального співвідношення між вихідною потужністю, енергоефективністю та температурною стабільністю, що є головним чинником у проектуванні високовольтних підсилювачів.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ ДО РОЗДІЛУ 2

1. Довгаль А. В. 2023, Високовольтний неінвертуючий широкосмуговий каскадний підсилювач. Патент на корисну модель №152343.
2. Artem Dovhal, Ylian Tuz, «High voltage formation using the amplifiers cascading method». DOI: 10.33955/v8(2024)-060.
3. Туз Ю.М., Афанасьєв М.А. «Широкасмугові високовольтні вимірювальні підсилювачі»: монографія / за редакцією Ю.М. Туза. – К.:«Корнійчук», 2012, - 92 с. Бібліогр.: с.90
4. Туз Ю. М., Шумков Ю.С., Козир О.В, «Автоматизація аналізу вимірювальних пристроїв», за ред. Ю.М Туза – Одеса: Видавничий дім «Гельветика», 2022 – 312 с – Бібліогр.: с.307-310
5. Artem Dovhal, Yulian Tuz, «Methods of high voltage generation by cascading amplifiers». DOI: 10.31548/machinery/4.2024.106.
6. Zhang, X.; Xiao, F.; Wang, R.; Kang, W.; Yang, B. Modeling and Design of High-Power Enhanced Leakage-Inductance-Integrated Medium-Frequency Transformers for DAB Converters. *Energies* 2022, 15, 1361
7. Noah, M.; Shirakawa, T.; Umetani, K.; Imaoka, J.; Yamamoto, M.; Hiraki, E. Effects of Secondary Leakage Inductance on the LLC Resonant Converter—Part II: Frequency Control Bandwidth with Respect to Load Variation. In *Proceedings of the 2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Anaheim, CA, USA, 17–21 March 2019; pp. 1408–1414.
8. Chasnyk, D.V., Dovhal, A.V., Fesenko, I.P. et al. Features of the Microstructure and Thermal Conductivity of Large-Size Parts from Pressureless Sintered AlN-Based Ceramic Composite. *J. Superhard Mater.* 45, 235–237 (2023).
<https://doi.org/10.3103/S1063457623030139> (ISSN 1934-9408)
9. Fesenko I.P., Serbenyuk T.B., Chasnyk V.I., Bilovol V.S., Kolodnits'kyi V.M., Loshak M.G., Marchenko A.A., Tuz Yu.M., Strumina Yu.O., Tkach S.V., Fesenko E.I., Shashurin I.P. Physicotechnical properties of wurtzitic AlN-based ceramics and composites with ceramic matrix. *J. Superhard. Mater.* 2010. Vol. 32, no 1. P. 32–40.

10. Slack G.A. Nonmetallic crystals with high thermal conductivity. *J. Phys. Chem. Solids*. 1973. Vol. 34. P. 321–335.
11. Long G., Foster L.M. Aluminum nitride, a refractory for aluminum to 2000 °C. *J. Am. Ceram. Soc.* 1959. Vol. 42, no. 2. P. 53–59.
12. Rauchenecker J., Rabitsch Ju., Schwentenwein M., Konegger T. Additive manufacturing of aluminum nitride ceramics with high thermal conductivity via digital light processing. *Open Ceramics*. 2022. Vol. 9, art. 100215
13. X. Zhang and L. Siek, "An 80.4% peak power efficiency adaptive supply class H power amplifier for audio applications", *IEEE Trans. Very Large Scale Integr. (VLSI) Syst.*, vol. 25, no. 6, pp. 1954-1965, Jun. 2017.
14. F. Tang, S. Li, B. Wang, A. Bermak, X. Zhou and S. Hu, "A low power class-AB audio power amplifier with dynamic transconductance compensation in 55 nm CMOS process", *IEEE Trans. Circuits Syst. I Reg. Papers*, vol. 63, no. 9, pp. 1360-1369, Sep. 2016.
15. V. Dhanasekaran, J. Silva-Martinez and E. Sanchez-Sinencio, "Design of three-stage class-AB 16 Ω headphone driver capable of handling wide range of load capacitance", *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 44, no. 6, pp. 1734-1744, Jun. 2009.
16. A. Lollo, G. Bollati and R. Castello, "A class-G headphone amplifier in 65 nm CMOS technology", *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 45, no. 12, pp. 2530-2542, Dec. 2010.
17. Rosalfonso Bortoni, Sidnei Noceti Filho, R. Seara; On the design and efficiency of class A, B, AB, G, and H audio power amplifier output stages; *Journal of the Audio Engineering Society*. Audio Engineering Society; DOI: 50(7):547-563.
18. Briegleb F., Geuther A. Ueber das Stickstoffmagnesium und die Affinitäten des Stickgases zu Metallen. *Justus Liebigs Ann. Chem.* 1862. Vol. 123, no. 2. S. 228–241.

РОЗДІЛ 3. Моделювання та аналіз високовольтних широкосмугових каскадних підсилювачів

3.1. Розрахунок моделі підсилювача 100кГц-1000В

Модель підсилювача 100кГц-1000В складається з 4 каскадів підсилювачів, що з'єднані послідовно й містять операційний підсилювач RA98 та ланки подвоєння напруги [1] згідно з методикою, розглянутою в розділі 2. Спрощену принципову схему підсилювача на 4 каскадах із незалежними ланками зворотного зв'язку зображено на рис. 3.1

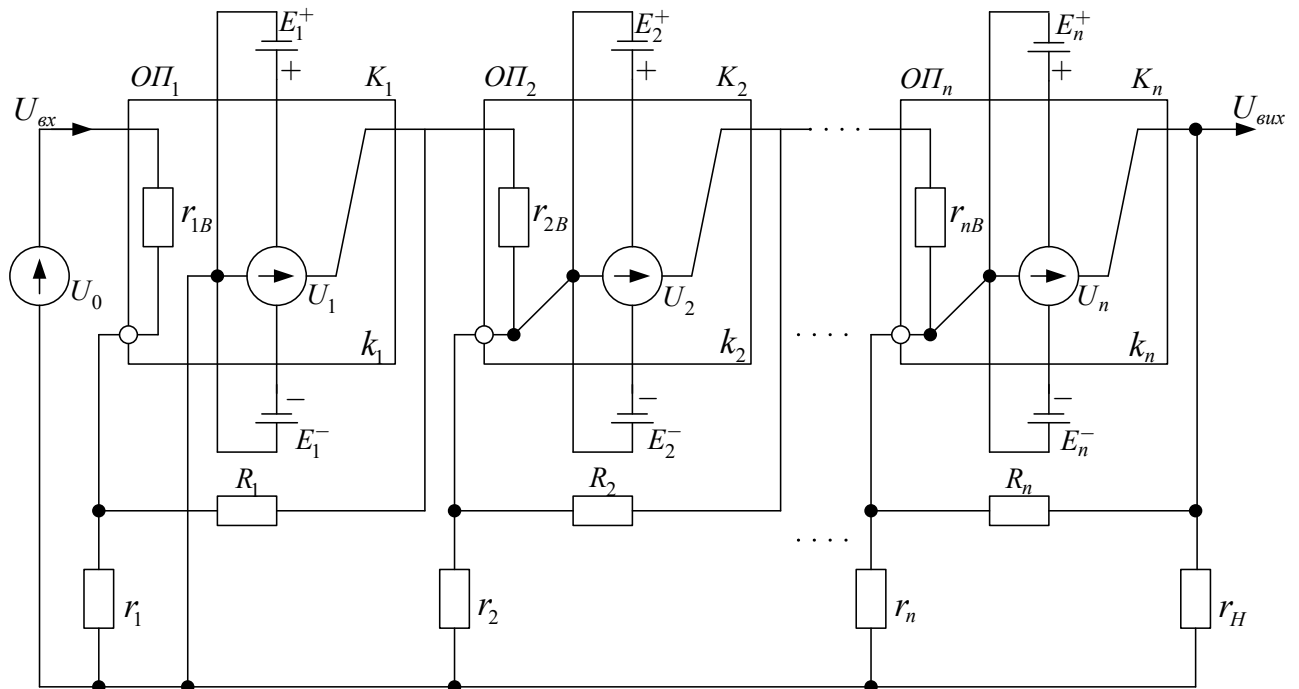


Рисунок 3.1. Розрахункова модель підсилювача 100кГц-1000В.

Для детального аналізу підсилювача необхідно створити рівняння перетворення. З використанням символічної форми представлення як для рівняння перетворення, так і для рівняння похибки на основі законів Кірхгофа складемо матричне рівняння перетворення принципової схеми та її еквівалентної схеми (рис. 3.2) [2]:

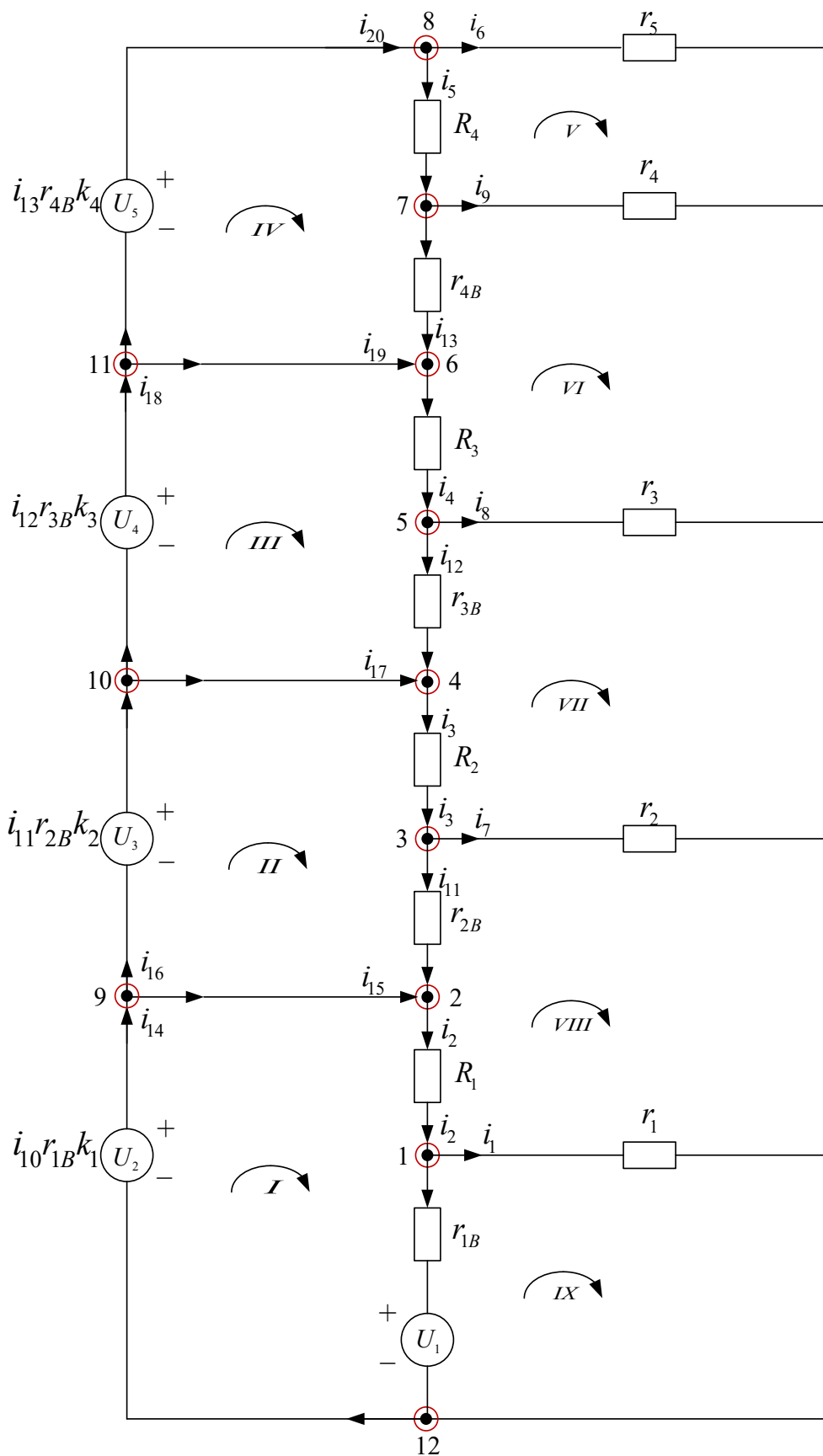


Рисунок 3.2. Еквівалентна схема підсилювача 100кГц-1000В.

Для схеми рис. 3.1 і відповідній еквівалентній моделі рис. 3.2 складемо систему рівнянь:

Таблиця 3.1. Рівняння вузлових струмів підсилювача 100кГц-1000В

$$\begin{array}{ll}
 1) -i_1 + i_2 - i_{10} = 0; & 7) i_5 - i_9 - i_{13} = 0; \\
 2) -i_2 + i_{11} + i_{15} = 0; & 8) -i_5 - i_6 + i_{20} = 0; \\
 3) i_3 - i_7 - i_{11} = 0; & 9) i_{14} - i_{15} - i_{16} = 0; \\
 4) -i_3 + i_{12} + i_{17} = 0; & 10) i_{16} - i_{15} - i_{16} = 0; \\
 5) i_4 - i_8 - i_{12} = 0; & 11) i_{18} - i_{19} - i_{20} = 0; \\
 6) -i_4 + i_{13} + i_{19} = 0; &
 \end{array}$$

Таблиця 3.2. Рівняння контурних напруг підсилювача 100кГц-1000В

$$\begin{array}{ll}
 12) i_2 R_1 + i_{10} r_{1e} (1 + k_1) = U_1; & 17) -i_4 R_3 - i_8 r_3 + i_9 r_4 - i_{13} r_{4e} = 0; \\
 13) i_3 R_2 + i_{11} r_{2e} (1 + k_2) = 0; & 18) -i_3 R_2 - i_7 r_2 + i_8 r_3 - i_{12} r_{3e} = 0; \\
 14) i_4 R_3 + i_{12} r_{3e} (1 + k_3) = 0; & 19) -i_1 r_1 - i_2 R_1 + i_7 r_2 - i_{11} r_{2e} = 0; \\
 15) i_5 R_4 + i_{13} r_{4e} (1 + k_4) = 0; & 20) i_1 r_1 - i_{10} r_{1e} = U_1; \\
 16) -i_5 R_4 + i_6 r_5 - i_9 r_4 = 0; &
 \end{array}$$

На базі рівнянь вузлових струмів та контурних напруг створено матричне рівняння (табл. 3.3), в якому визначник системи має розмірність 20х20:

Таблиця 3.3. Матриця системи підсилювача 100кГц-1000В.

$i \setminus j$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20		
1	-1	1								-1											i_1	0
2		-1									1				1						i_2	0
3			1				-1				-1										i_3	0
4			-1									1					1				i_4	0
5				1				-1				-1									i_5	0
6				-1									1						1		i_6	0
7					1				-1				-1								i_7	0
8					-1	-1														1	i_8	0
9														1	-1	-1					i_9	0
10																1	-1	-1			i_{10}	0
11																		1	-1	-1	i_{11}	0
12		R_1								$r_{1e}(1+k_1)$											i_{12}	U_{ax}
13			R_2								$r_{2e}(1+k_2)$										i_{13}	0
14				R_3								$r_{3e}(1+k_3)$									i_{14}	0
15					R_4								$r_{4e}(1+k_4)$								i_{15}	0
16					$-R_4$	r_5			$-r_4$												i_{16}	0
17				$-R_3$				$-r_3$	r_4				$-r_{4e}$								i_{17}	0
18			$-R_2$				$-r_2$	r_3				$-r_{3e}$									i_{18}	0
19	$-r_1$	$-R_1$					r_2				$-r_{2e}$										i_{19}	0
20	r_1									$-r_{1e}$											i_{20}	U_{ax}

На основі цих рівнянь створено матричне рівняння (табл. 3.3) та детермінант $det6$. Підставивши матрицю правих частин у колонку вихідного струму i_6 , отримуємо матрицю (для розрахунку вихідного струму, що протікає через резистор r_5).

Таблиця 3.4. Матриця струму i_6 .

[illegible]

Розрахунок вихідної напруги $U_{\text{вих}}$ виконується шляхом перемноження вихідного струму i_6 на резистор навантаження r_5 , де i_6 визначається детермінантом системи $\det C$ та детермінантом матриці струму \det_{i_6} за формулою (3.1)

$$U_{\text{вих}} = i_6 r_5 = \frac{\det_{i_6}}{\det C} \times r_5 \quad (3.1)$$

Детермінант системи та детермінант вихідного струму у символьному розрахунку представлені формулами (3.2 та 3.3):

$$\det C = -\frac{1}{3} R_1 \cdot r_5 \cdot \begin{bmatrix} \left(((2k_1 + 5) \cdot r_{1\phi}) + 2R_1 \right) \cdot \\ \left((R_1 \cdot k_2 + R_2 + R_1) \cdot r_{2\phi} + R_1 \cdot R_2 \right) \cdot \\ \left((2R_1 \cdot k_3 + R_3 + 2R_1) \cdot r_{3\phi} + 2R_1 \cdot R_3 \right) \cdot \\ \left((3R_1 \cdot k_4 + R_4 + 3R_1) \cdot r_{4\phi} + 3R_1 \cdot R_4 \right) \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

$$\det_{i_6} = -\frac{1}{3} R_1 \cdot U_{\text{вх}} \cdot \begin{bmatrix} \left(((5k_1 + 10) \cdot r_{1\phi}) + 4R_1 \right) \cdot \\ \left(((R_1 + R_2) \cdot k_2 + R_2 + R_1) \cdot r_{2\phi} + R_1 \cdot R_2 \right) \cdot \\ \left(((R_3 + 2R_1) \cdot k_3 + R_3 + 2R_1) \cdot r_{3\phi} + 2R_1 \cdot R_3 \right) \cdot \\ \left(((R_4 + 3R_1) \cdot k_4 + R_4 + 3R_1) \cdot r_{4\phi} + 3R_1 \cdot R_4 \right) \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Для розрахунку моделі було обрано такі значення параметрів схеми:

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 50 \text{ кОм}; k_1 = k_2 = k_3 = k_4 = 10^{\frac{110}{20}}$$

$$r_1 = 33,3 \text{ кОм}, r_2 = 50 \text{ кОм}, r_3 = 100 \text{ кОм}, r_4 = 150 \text{ кОм};$$

$$r_{1\theta} = r_{2\theta} = r_{3\theta} = r_{4\theta} = 1 \text{ МОм}; U_{\text{ex}} = 100 \text{ В}; r_5 = 50 \text{ кОм}.$$

Відповідно до рівняння 3.1, вихідна напруга підсилювача дорівнюватиме:

$$U_{\text{вих}} = i_6 r_5 = \frac{\det i_6}{\det C} r_5 \approx 0,02 \times 50 \times 10^3 \approx 1000 \text{ В}. \quad (3.4)$$

Для визначення всіх струмів $i_1 \dots i_{20}$ необхідно побудувати еквівалентні матриці, в яких стовпчик струму замінюється матрицею правих частин за принципом, аналогічним до застосованого при розрахунку струму i_6 . Розраховані значення струмів $i_1 \dots i_{20}$ наведено у вигляді матриці (Табл. 3.5).

Таблиця 3.5. Матриця струмів опорів, напруг і потужностей в амперах, омах, вольтах і ватах на резисторах і ОП підсилювача 100кГц-1000В

i_1	i_2	i_3	i_4	i_5	i_6	i_7	i_8	i_9	i_{10}
0.003	0.003	0.005	0.005	0.005	0.02	0.005	0.005	0.005	$-5 \cdot 10^{-16}$
r_1	R_1	R_2	R_3	R_4	R_5	r_2	r_3	r_4	r_{13}
33333	50000	50000	50000	50000	50000	50000	100000	150000	1000000
P_1	P_2	P_3	P_4	P_5	P_6	P_7	P_8	P_9	P_{10}
0,2999	0,45	1,25	1,25	1,25	20	1,25	2,5	3,75	$25 \cdot 10^{-26}$

i_{11}	i_{12}	i_{13}	i_{14}	i_{15}	i_{16}	i_{17}	i_{18}	i_{19}	i_{20}
$-2,5 \cdot 10^{-15}$	$-2,5 \cdot 10^{-15}$	$-2,5 \cdot 10^{-15}$	0.038	0.003	0.035	0.005	0.03	0.005	0.025
r_{2B}	r_{3B}	r_{4B}	U_1	0	U_2	0	U_3	0	U_4
1000000	1000000	1000000	250В	0	250В	0	250В	0	250В
P_{11}	P_{12}	P_{13}	P_{14}	P_{15}	P_{16}	P_{17}	P_{18}	P_{19}	P_{20}
$-2,5 \cdot 10^{-20}$	$-2,5 \cdot 10^{-20}$	$-2,5 \cdot 10^{-20}$	9,5	0	8,75	0	7,5	0	6,25

Сумарна розрахункова потужність ВШВП без урахування потужності блоків живлення і подвоювачів напруги на постійному струмі становить 63,75 вата. При роботі на частоті 100кГц і вихідній напрузі 1000В споживана потужність збільшується в два рази.

Розглянемо модель підсилювача з урахуванням частотної похибки. Первинним джерелом такої похибки виступає дрейф коефіцієнта підсилення відкритої ланки зворотного зв'язку, що змінюється з частотою. Оскільки частотна похибка має найбільший вплив на результуюче значення напруги підсилювача, її оцінювання слід проводити першочергово.

Для того щоб визначити цю похибку в аналітичній формі, формується матриця системи, яка враховує всі ключові параметри, включно з похибками коефіцієнта підсилення.

Таблиця 3.6. Матриця системи підсилювача з урахуванням похибки.

$i \setminus j$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20		
1	-1	1								-1											i_1	0
2		-1									1				1						i_2	0
3			1				-1				-1										i_3	0
4			-1									1					1				i_4	0
5				1				-1				-1									i_5	0
6				-1									1						1		i_6	0
7					1				-1				-1								i_7	0
8					-1	-1														1	i_8	0
9														1	-1	-1					i_9	0
10																1	-1	-1			i_{10}	0
11																		1	-1	-1	i_{11}	0
12		R_1								$r_{1e}k(1+\delta k_1)$											i_{12}	U_{ex}
13			R_2								$r_{2e}k(1+\delta k_2)$										i_{13}	0
14				R_3								$r_{3e}k(1+\delta k_3)$									i_{14}	0
15					R_4								$r_{4e}k(1+\delta k_4)$								i_{15}	0
16					$-R_4$	r_5			$-r_4$												i_{16}	0
17				$-R_3$				$-r_3$	r_4				$-r_{4e}$								i_{17}	0
18			$-R_2$				$-r_2$	r_3				$-r_{3e}$									i_{18}	0
19	$-r_1$	$-R_1$					r_2				$-r_{2e}$										i_{19}	0
20	r_1									$-r_{1e}$											i_{20}	U_{ex}

Далі з цієї матриці виводиться рівняння похибки, що узагальнює вплив зміни коефіцієнта підсилення.

Визначник системи (3.5) та детермінант струму з урахуванням похибки коефіцієнтів підсилення (3.6) дає змогу аналітично оцінити, наскільки зміниться вихідний сигнал внаслідок зміни коефіцієнта підсилення [3].

$$\det C_{\partial k} = -\frac{I}{3} R_l \cdot R_n \cdot \left[\begin{aligned} &\left((2k_0 \cdot r_{1e} \cdot \delta k_1) + ((2k_0 + 3) \cdot r_{1e} + 2R_l) \right) \cdot \\ &\left((R_l \cdot k_0 \cdot r_{2e} \cdot \delta k_2) + ((R_l \cdot k_0 + R_2) \cdot r_{2e} + R_l \cdot R_2) \right) \cdot \\ &\left((2R_l \cdot k_0 \cdot r_{3e} \cdot \delta k_3) + ((2R_l \cdot k_0 + R_3) \cdot r_{3e} + 2R_l \cdot R_3) \right) \cdot \\ &\left((3R_l \cdot k_0 \cdot r_{4e} \cdot \delta k_4) + ((3R_l \cdot k_0 + R_4) \cdot r_{4e} + 3R_l \cdot R_4) \right) \end{aligned} \right] \quad (3.5)$$

$$\det_{i_0 \partial k} = -\frac{I}{3} R_l \cdot U l \cdot \left[\begin{aligned} &(5 \cdot k_0 \cdot r_{1e} \cdot \delta k_1 + (5 \cdot k_0 + 5) \cdot r_{1e} + 4 \cdot R_l) \cdot \\ &((R_2 + R_l) \cdot k_0 \cdot r_{2e} \cdot \delta k_2 + (R_2 + R_l) \cdot k_0 \cdot r_{2e} + R_l \cdot R_2) \cdot \\ &((R_3 + 2 \cdot R_l) \cdot k_0 \cdot r_{3e} \cdot \delta k_3 + (R_3 + 2 \cdot R_l) \cdot k_0 \cdot r_{3e} + 2 \cdot R_l \cdot R_3) \cdot \\ &((R_4 + 3 \cdot R_l) \cdot k_0 \cdot r_{4e} \cdot \delta k_4 + (R_4 + 3 \cdot R_l) \cdot k_0 \cdot r_{4e} + 3 \cdot R_l \cdot R_4) \end{aligned} \right] \quad (3.6)$$

Оскільки для побудови підсилювача 1000В-100кГц обрано підсилювач РА98, коефіцієнт підсилення якого сягає 110 дБ на частоті до 1 кГц та спадає до рівня 40 дБ вже на частоті 100 кГц (рис. 3.3), саме така суттєва зміна посилення у високочастотному діапазоні потребує детального аналізу, оскільки зменшення підсилення відкритої ланки призводить до збільшення частотної похибки та відхилення вихідного сигналу від ідеальних значень.

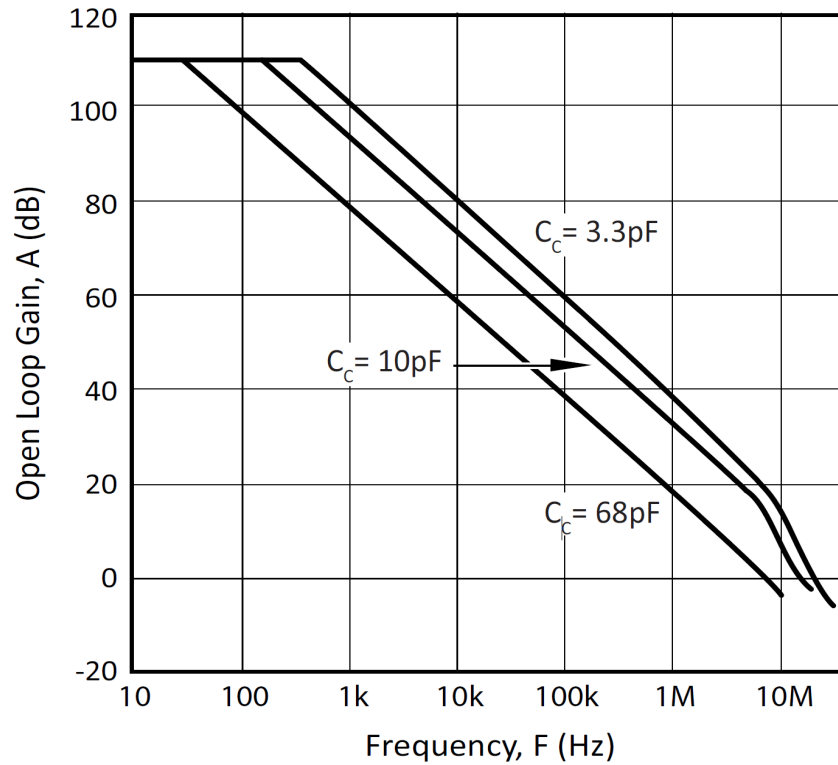


Рисунок. 3.3. Частотна характеристика підсилювача РА98 [4].

Оскільки різниця коефіцієнтів підсилення становить 70дБ, значення похибки δk відповідає коефіцієнтові $\delta k = 10^{\frac{70}{20}} = 10^{3.5}$. різницевого коефіцієнту

$$\delta k = 10^{\frac{70}{20}} = 10^{3.5}. \quad (3.7)$$

Підставивши значення похибок $\delta k_1 = \delta k_2 = \delta k_3 = \delta k_4 = 10^{-7} - 1$ (мінус одиниця означає, що зміна коефіцієнта підсилення має спадаючий характер), розрахуємо значення вихідної напруги згідно з рівнянням (3.5) та (3.4):

$$U_{\text{вих} \delta k} = \frac{\det_{i_6 \delta k}}{\det C_{\delta k}} r_5 \approx 976.449 \text{ В}. \quad (3.8)$$

Відповідно відносна похибка від зміни коефіцієнта підсилення дорівнює:

$$\delta K = \frac{U_{\text{вих}} - U_{\text{вих} \delta k}}{U_{\text{вих}}} = \frac{1000 - 976.449}{1000} \approx 2.36\%. \quad (3.9)$$

Отримане під час аналізу значення похибки коефіцієнта підсилення дає змогу з'ясувати, у який спосіб і наскільки саме слід коригувати параметри схеми зворотного зв'язку, щоб забезпечити необхідну точність вихідної напруги в усьому робочому частотному діапазоні.

Експериментальне дослідження частотної характеристики дослідного зразка підсилювача наведено в розділі 4.

3.2. Розрахунок моделі підсилювача 30МГц-30В

Для побудови високовольтного підсилювача 30В-30МГц було обрано операційні підсилювачі THS3491 [5]. Це операційні підсилювачі типу current-feedback та мають такі характеристики:

- смуга пропускання (Bandwidth): 900 МГц при коефіцієнті підсилення 2;
- швидкість наростання сигналу (Slew Rate): до 8000 В/мкс, що робить його одним із найшвидших підсилювачів у своєму класі;
- напруга живлення (Supply Voltage): підтримка діапазону живлення: ± 9 В до ± 16 В (зазвичай ± 15 В).
- вихідний струм (Output Current): до 800 мА;
- точність вхідного сигналу: вхідний опір: $2 \text{ МОм} \parallel 2 \text{ пФ}$.

Операційні підсилювачі Current-Feedback (CFA) є більш широкосмуговими, ніж Voltage-Feedback (VFA), та мають переваги в динамічних характеристиках, таких як швидкість наростання сигналу, смуга пропускання та час затримки. Вони є чудовим вибором для застосувань, де критично важливі висока швидкість роботи, широка смуга частот і гнучкість. Тому при виборі елементної бази для проектування підсилювача 30В 30МГц підсилювачам типу CFA надається перевага.

Як топологію каскадного підсилювача було обрано каскадне з'єднання на 6 підсилювачах із паралельними, незалежними ланками зворотного зв'язку в інвертуючій конфігурації. Принципову схему такого підсилювача зображено на рисунку 3.4. Електричну схему підсилювача 30МГц-30В наведено в додатку В.

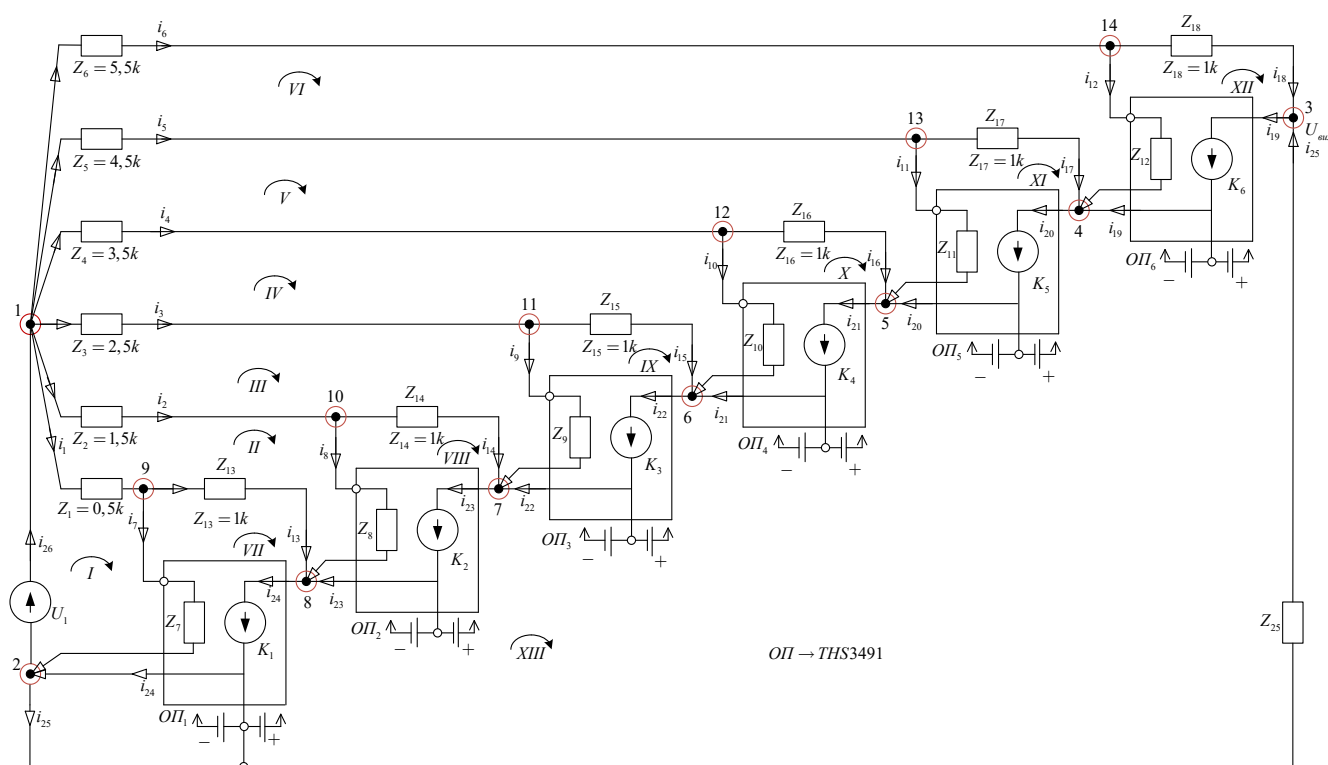


Рисунок 3.4. Розрахункова модель каскадного підсилювача 30МГц-30В.

При використанні шести каскадів, напруга вихідного сигналу кожного окремого каскаду не перевищуватиме 5В СКЗ. При каскадуванні підсилювачів вихідна напруга кожного наступного підсилювача щодо власної точки живлення має дорівнювати вихідній напрузі першого каскаду щодо загальної шини [2].

Для докладного аналізу підсилювача слід створити рівняння перетворення. З використанням символічної форми подання для рівняння перетворення на основі законів Кірхгофа складемо матричне рівняння перетворення принципової схеми та її еквівалентної схеми:

Таблиця 3.8. Рівняння вузлових струмів:

$$\begin{aligned}
 1) & -i_1 - i_2 - i_3 - i_4 - i_5 - i_6 + i_{26} = 0; \\
 2) & i_{18} - i_{19} + i_{25} = 0; & 8) & i_1 - i_7 - i_{13} = 0; \\
 3) & i_{12} + i_{17} + i_{19} - i_{20} = 0; & 9) & i_2 - i_8 - i_{14} = 0; \\
 4) & i_{11} + i_{16} + i_{20} - i_{21} = 0; & 10) & i_3 - i_9 - i_{15} = 0; \\
 5) & i_{10} + i_{15} + i_{21} - i_{22} = 0; & 11) & i_4 - i_{10} - i_{16} = 0; \\
 6) & i_9 + i_{14} + i_{22} - i_{23} = 0; & 12) & i_5 - i_{11} - i_{17} = 0; \\
 7) & i_8 + i_{13} + i_{23} - i_{24} = 0; & 13) & i_6 - i_{12} - i_{18} = 0.
 \end{aligned}$$

Таблиця 3.9. Рівняння контурних напруг:

$$\begin{aligned}
 14) & i_1 Z_1 + i_7 Z_7 = U_{\text{ex}}; & 20) & -i_7 (Z_7 + K_1) + i_{13} Z_{13} = 0; \\
 15) & -i_1 Z_1 + i_2 Z_2 + i_8 Z_8 - i_{13} Z_{13} = 0; & 21) & -i_8 (Z_8 + K_2) + i_{14} Z_{14} = 0; \\
 16) & -i_2 Z_2 + i_3 Z_3 + i_9 Z_9 - i_{14} Z_{14} = 0; & 22) & -i_9 (Z_9 + K_3) + i_{15} Z_{15} = 0; \\
 17) & -i_3 Z_3 + i_4 Z_4 + i_{10} Z_{10} - i_{15} Z_{15} = 0; & 23) & -i_{10} (Z_{10} + K_4) + i_{16} Z_{16} = 0; \\
 18) & -i_4 Z_4 + i_5 Z_5 + i_{11} Z_{11} - i_{16} Z_{16} = 0; & 24) & -i_{11} (Z_{11} + K_5) + i_{17} Z_{17} = 0; \\
 19) & -i_5 Z_5 + i_6 Z_6 + i_{12} Z_{12} - i_{17} Z_{17} = 0; & 25) & -i_{12} (Z_{12} + K_6) + i_{18} Z_{18} = 0; \\
 26) & i_7 K_1 + i_8 K_2 + i_9 K_3 + i_{10} K_4 + i_{11} K_5 + i_{12} K_6 - i_{25} Z_{25} = 0.
 \end{aligned}$$

Таблиця 3.10. Матричне рівняння каскадного підсилювача 30МГц-30В

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26		
1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	i_1	0
2	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	-1	0	0	0	0	0	1	0	i_2	0
3	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	1	-1	0	0	0	0	0	0	i_3	0
4	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	1	-1	0	0	0	0	0	i_4	0
5	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	-1	0	0	0	0	i_5	0
6	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	-1	0	0	0	i_6	0
7	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	-1	0	0	i_7	0
8	1	0	0	0	0	0	-1	0	0	0	0	0	-1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	i_8	0
9	0	1	0	0	0	0	0	-1	0	0	0	0	0	-1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	i_9	0
10	0	0	1	0	0	0	0	0	-1	0	0	0	0	0	-1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	i_{10}	0
11	0	0	0	1	0	0	0	0	0	-1	0	0	0	0	0	-1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	i_{11}	0
12	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	-1	0	0	0	0	0	-1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	i_{12}	0
13	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	-1	0	0	0	0	0	-1	0	0	0	0	0	0	0	0	i_{13}	0
14	Z_1	0	0	0	0	0	Z_7	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	i_{14}	U_1
15	$-Z_1$	Z_2	0	0	0	0	0	Z_8	0	0	0	0	$-Z_{13}$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	i_{15}	0
16	0	$-Z_2$	Z_3	0	0	0	0	0	Z_9	0	0	0	0	$-Z_{14}$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	i_{16}	0
17	0	0	$-Z_3$	Z_4	0	0	0	0	0	Z_{10}	0	0	0	0	$-Z_{15}$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	i_{17}	0
18	0	0	0	$-Z_4$	Z_5	0	0	0	0	0	Z_{11}	0	0	0	0	$-Z_{16}$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	i_{18}	0
19	0	0	0	0	$-Z_5$	Z_6	0	0	0	0	0	Z_{12}	0	0	0	0	$-Z_{17}$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	i_{19}	0
20	0	0	0	0	0	0	$-(Z_7 + k_1)$	0	0	0	0	0	Z_{13}	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	i_{20}	0
21	0	0	0	0	0	0	0	$-(Z_8 + k_2)$	0	0	0	0	0	Z_{14}	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	i_{21}	0
22	0	0	0	0	0	0	0	0	$-(Z_9 + k_3)$	0	0	0	0	0	Z_{15}	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	i_{22}	0
23	0	0	0	0	0	0	0	0	0	$-(Z_{10} + k_4)$	0	0	0	0	0	Z_{16}	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	i_{23}	0
24	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	$-(Z_{11} + k_5)$	0	0	0	0	0	Z_{17}	0	0	0	0	0	0	0	0	0	i_{24}	0
25	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	$-(Z_{12} + k_6)$	0	0	0	0	0	Z_{18}	0	0	0	0	0	0	0	0	i_{25}	0
26	0	0	0	0	0	0	k_1	k_2	k_3	k_4	k_5	k_6	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	$-Z_{25}$	0	i_{26}	0

Для розрахунку номіналів схеми задаємо значення резистора зворотного зв'язку $R_{зз} = 1000 [Ом]$, при максимальній входній напрузі за СКЗ 3В і вихідній напрузі 6В.

Номінали входних резисторів для кожного каскаду визначимо згідно з рівнянням (1.23):

Таблиця 3.11. Номінали входних резисторів підсилювача 30МГц-30В

$$\begin{aligned}
 R_{ex_1} &= 1000(0.5 + 0) = 500 [Ом] & R_{ex_4} &= 1000(0.5 + 3) = 3500 [Ом] \\
 R_{ex_2} &= 1000(0.5 + 1) = 1500 [Ом] & R_{ex_5} &= 1000(0.5 + 4) = 4500 [Ом] \\
 R_{ex_3} &= 1000(0.5 + 2) = 2500 [Ом] & R_{ex_6} &= 1000(0.5 + 5) = 5500 [Ом]
 \end{aligned}$$

Для розрахунку моделі було обрано такі значення параметрів схеми:

$$R_{fb} = 1 \times 10^3 [\text{Ом}], \quad R_{in} = 40, \quad G_n = 8 \times 10^6,$$

$$Z_{25} = 10 \times 10^3 [\text{Ом}], \quad U_I = 3.0$$

Розрахунок вихідної напруги $U_{вих}$ виконується шляхом перемноження вихідного струму i_{25} на резистор навантаження Z_{25} , де i_{25} визначається детермінантом системи $\det C$ та детермінантом матриці струму $\det_{i_{25}}$ за формулою (3.9)

$$U_{вих} = i_{25} Z_{25} = \frac{\det_{i_{25}}}{\det C} \times Z_{25} \quad (3.9)$$

Детермінант системи у символьному розрахунку поданий формулою (3.10):

$$\det C = Z_{25} \cdot \begin{bmatrix} (Z_1 \cdot k_1 + (Z_1 + Z_{13}) \cdot Z_7 + Z_{13} \cdot Z_1) \cdot \\ (Z_2 \cdot k_2 + (Z_2 + Z_{14}) \cdot Z_8 + Z_{14} \cdot Z_2) \cdot \\ (Z_3 \cdot k_3 + (Z_3 + Z_{15}) \cdot Z_9 + Z_{15} \cdot Z_3) \cdot \\ (Z_4 \cdot k_4 + (Z_{16} + Z_{10}) \cdot Z_4 + Z_{10} \cdot Z_{16}) \cdot \\ (Z_5 \cdot k_5 + (Z_{17} + Z_{11}) \cdot Z_5 + Z_{11} \cdot Z_{17}) \cdot \\ (Z_6 \cdot k_6 + (Z_{18} + Z_{12}) \cdot Z_6 + Z_{12} \cdot Z_{18}) \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Відповідно до рівняння 3.8, вихідна напруга підсилювача дорівнюватиме:

$$U_{вих} = i_{25} Z_{25} = \frac{\det_{i_{25}}}{\det C} Z_{25} \approx 35.99 \text{ В} \quad (3.11)$$

ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 3

У розділі зроблено докладний аналіз двох моделей високовольтних широкосмугових підсилювачів: 100кГц-1000В та 30МГц-30В. Обрані схеми дають змогу досягти необхідних параметрів за напругою та частотою, що підтверджує ефективність запропонованих рішень.

Розрахункова модель підсилювача 100кГц-1000В базується на чотирикаскадній схемі з операційними підсилювачами RA98. Сформульовані матричні рівняння та символні розрахунки дають змогу комплексно дослідити характеристики схеми та визначити її вихідні показники.

Для високочастотної моделі підсилювача 30МГц-30В обрано каскадну схему на шести операційних підсилювачах типу current-feedback THS3491, що забезпечує широку смугу пропускання та високу швидкість наростання сигналу. Це рішення ефективно задовольняє вимоги швидкодіючих високочастотних застосунків.

Розрахунки матричних рівнянь для вузлових струмів та контурних напруг підтверджують можливість досягнення заданих характеристик за напругою та частотою, а також дають змогу оцінити й мінімізувати похибки, спричинені конструктивними особливостями схеми.

Встановлено оптимальні номінали резисторів зворотного зв'язку та вхідних резисторів для кожного каскаду, що забезпечує стабільність та повторюваність метрологічних характеристик у широкому діапазоні частот та вихідних напруг.

Отримані результати теоретичних досліджень свідчать про доцільність та ефективність обраних схемотехнічних рішень та методів розрахунку для побудови високовольтних широкосмугових підсилювачів.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ ДО РОЗДІЛУ 3

1. Artem Dovhal, Ylian Tuz, «High voltage formation using the amplifiers cascading method». DOI: 10.33955/v8(2024)-060.
2. Туз Ю.М., Афанасьев М.А. «Широкосмугові високовольтні вимірювальні підсилювачі»: монографія / за редакцією Ю.М. Туза. – К.:«Корнійчук», 2012, - 92 с. Бібліогр.: с.90
3. Туз Ю. М., Шумков Ю.С., Козир О.В, «Автоматизація аналізу вимірювальних пристроїв», за ред. Ю.М Туза – Одеса: Видавничий дім «Гельветика», 2022 – 312 с – Бібліогр.: с.307-310
4. PA98 Data Sheet - PA98U. Apex Microtechnology (2024). Retrieved from <https://www.apexanalog.com/products/pa98.html>
5. THS3491 Data Sheet – Texas Instruments (2024). Retrieved from <https://www.ti.com/product/THS3491>

РОЗДІЛ 4. Визначення метрологічних характеристик підсилювачів.

Для визначення метрологічних характеристик підсилювача використано пару еталонних термоелектричних перетворювачів (ТП), один з яких слугує для вимірювання середньоквадратичного значення (СКЗ) вхідного сигналу, а другий – для вимірювання СКЗ вихідної напруги підсилювача. Таке використання еталонних перетворювачів забезпечує високу точність та достовірність отриманих результатів, що особливо важливо при метрологічному аналізі роботи підсилювальних пристроїв. Структурну схему системи визначення метрологічних характеристик підсилювача зображено на рисунку 4.1.

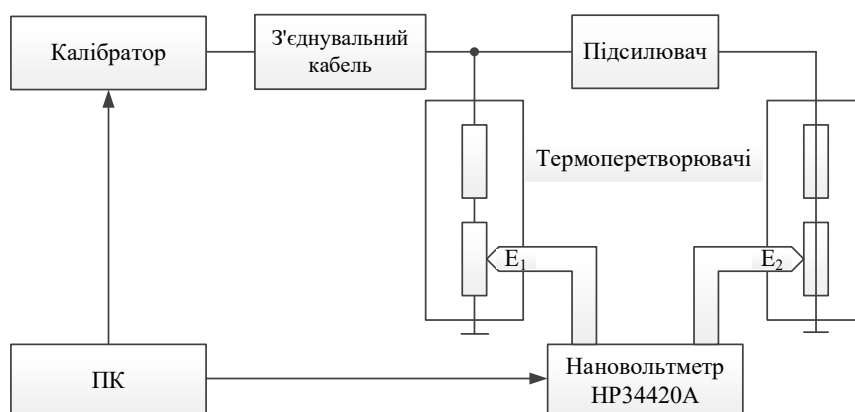


Рисунок 4.1. Структурна схема системи визначення метрологічних характеристик підсилювача.

При використанні автоматизованих засобів атестації термоелектричних перетворювачів така схема включення підсилювача та термоперетворювачів дає змогу визначити їхні статичні та динамічні характеристики. Це досягається шляхом порівняння показань вхідного та вихідного термоелектричних перетворювачів, що дає змогу проаналізувати спотворення, нелінійність, а також часову реакцію підсилювача на зміну вхідного сигналу.

Оцінка метрологічних параметрів здійснюється на підставі припущення, що підсилювач є логічним продовженням вихідного термоелектричного перетворювача, а отже, отримані результати вимірювань містять як параметри та похибки термоелектричних перетворювачів, так і параметри та похибки самого підсилювача. Це дає змогу комплексно оцінити поведінку підсилювального каскаду в умовах реальної експлуатації та визначити його придатність до використання в точних вимірювальних системах.

Окрім того, такий метод дає змогу врахувати вплив навантаження, що під'єднане до виходу підсилювача, та визначити його внесок у загальну похибку вимірювань. Це особливо важливо при роботі з високоточними підсилювачами, де навіть незначні відхилення параметрів можуть істотно вплинути на кінцевий результат. Завдяки використанню еталонних термоелектричних перетворювачів можна проводити калібрування підсилювача, оцінювати його стабільність та прогнозувати поведінку за різних режимів роботи.

При малих адитивних похибках як підсилювача, так і задіяних термоперетворювачів та вимірювачів електрорушійної сили, якими можна знехтувати, частотна похибка підсилювача визначається за формулою (4.1):

$$\gamma_K(f_i) = 0,5 \left(\frac{E_{вих}(f_0)}{E_{вх}(f_0)} \cdot \frac{E_{вх}(f_i)}{E_{вих}(f_i)} - 1 \right) - (\gamma_{вих} - \gamma_{вх}), \quad (4.1)$$

$\gamma_{вих}$, $\gamma_{вх}$ — частотні похибки термоперетворювачів;

$E_{вих}(f)$, $E_{вх}(f)$ - ЕРС термоперетворювачів

Вигляд робочого місця для випробування та атестації метрологічних характеристик підсилювачів зображено на рисунках 4.2 та 4.3

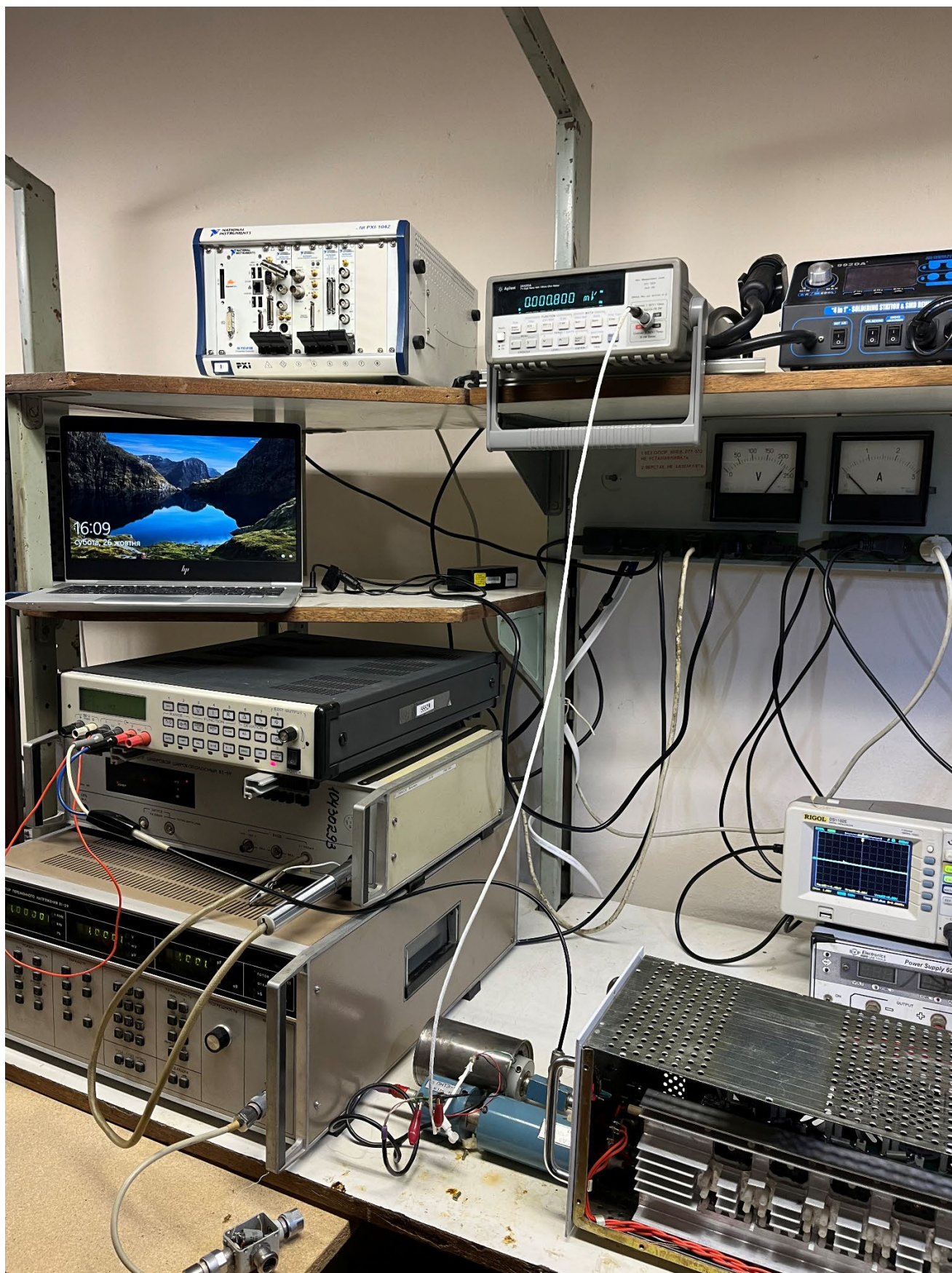


Рисунок 4.2. Вигляд робочого місця для випробування та атестації
підсилювача 1000В-100кГц

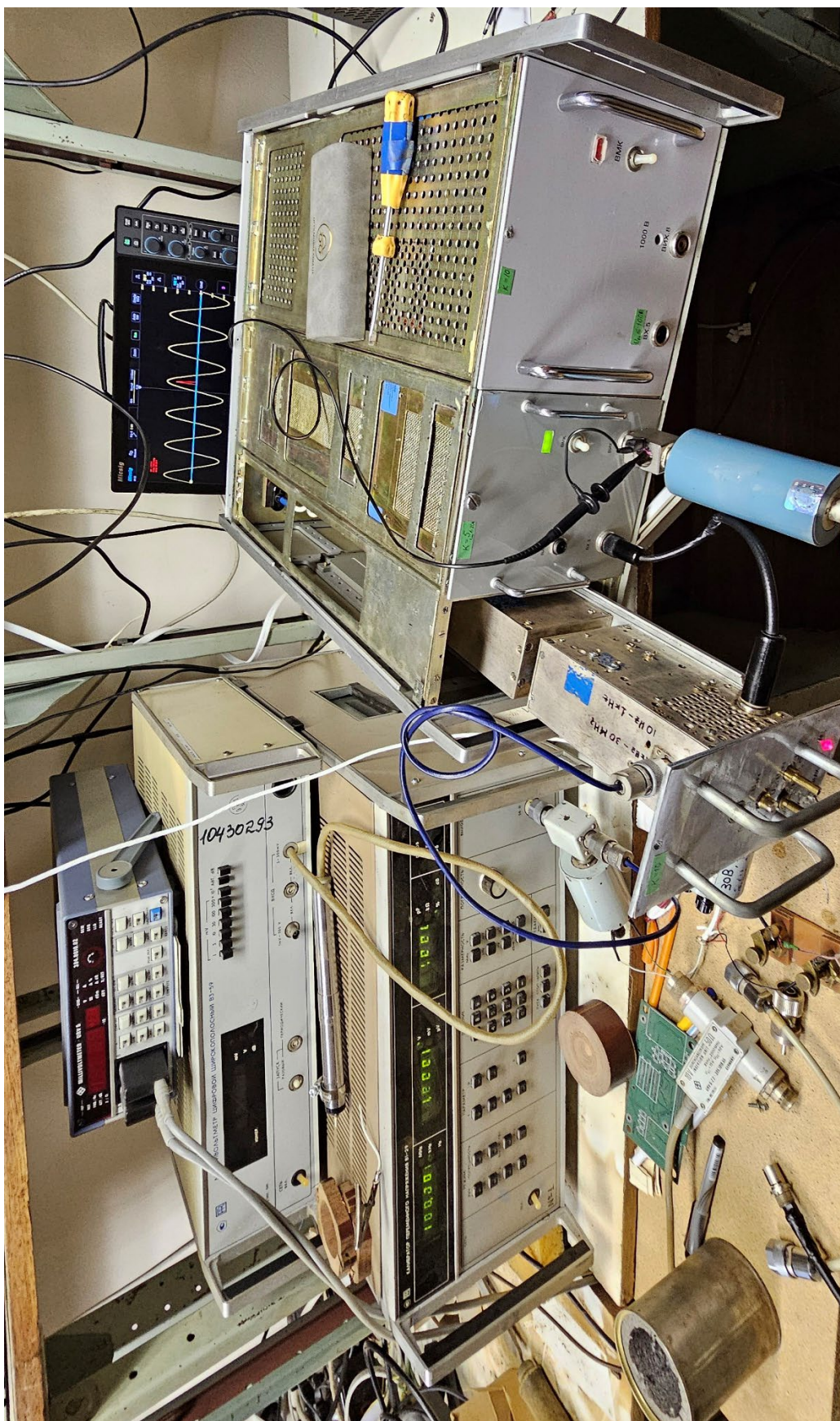


Рисунок 4.3. Вигляд робочого місця для випробування та атестації
підсилювача 30В-30МГц

4.1. Визначення частотної характеристики термоелектричних перетворювачів

Перш ніж розпочати вимірювання частотної характеристики підсилювача за допомогою термоелектричних перетворювачів (ТП), слід оцінити їхні частотні характеристики та провести визначення різниці їхніх частотних похибок.

Визначення різниці частотних похибок здійснюється шляхом порівняння показань двох ТП на певних сталих значеннях частоти та номінальної напруги. Зазвичай як початкове значення частоти використовується частота 1 кГц, оскільки на цій частоті частотний вплив особливостей конструкції ТП мінімальний. Після цього здійснюється аналіз частотної залежності ТП у межах робочого діапазону частот, що дає змогу виявити різницеву частотну похибку.

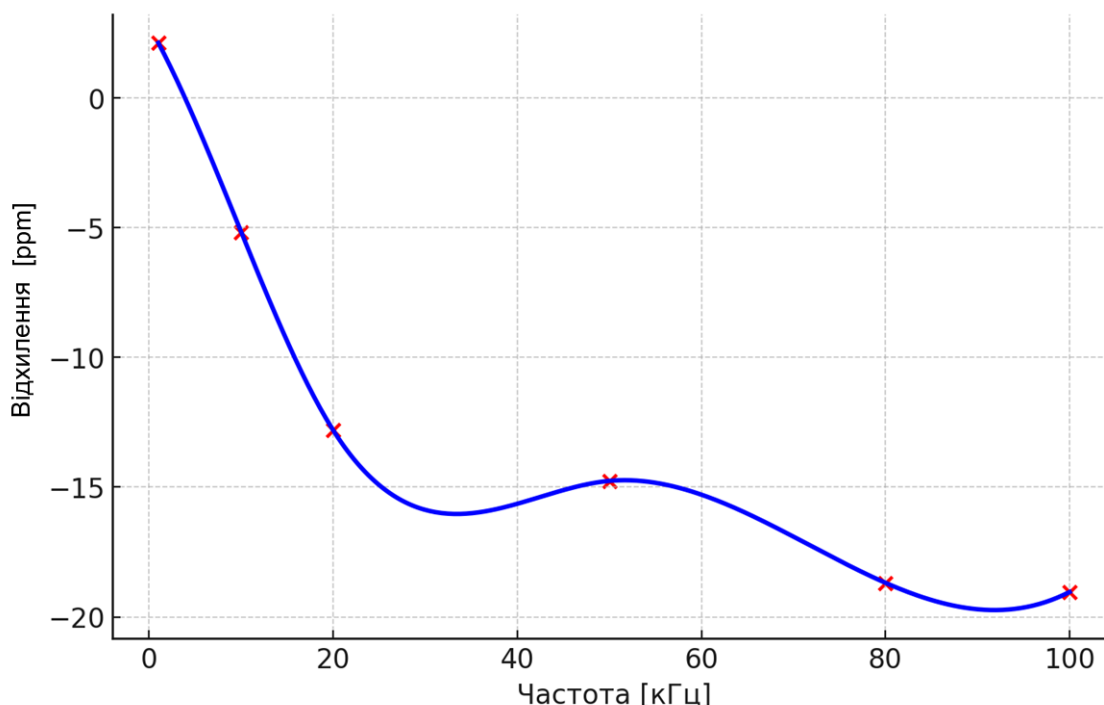


Рисунок 4.4. Різниця частотних похибок вимірювальних термоелектричних перетворювачів.

Отримані результати підтвердили, що різниця частотних похибок ТП не перевищує 20 ppm у всьому діапазоні вимірювань. Це свідчить про високу стабільність та точність цих перетворювачів, а також про їхню придатність для оцінки характеристик підсилювача. Можна зробити висновок, що внесок похибки самих ТП у результати вимірювань буде незначним і не впливатиме на загальну достовірність оцінки частотної характеристики підсилювача.

Графік залежності частотної похибки ТП у частотному діапазоні наведено на рисунку 4.4. Він демонструє, що зміни похибки перебувають у межах припустимих значень, що дає змогу використовувати ці перетворювачі для подальших вимірювань без необхідності додаткових компенсацій.

Попередній замір частотної характеристики підсилювача (рис 4.5) при напрузі 1000 В і частотному діапазоні до 100 кГц виявив наявність значного спаду амплітуди у високочастотній ділянці. Зокрема, в діапазоні частот від 55 кГц до 100 кГц спостерігається поступове зниження рівня сигналу, що супроводжується відхиленнями в межах від 0.8% до 3.4% відповідно.

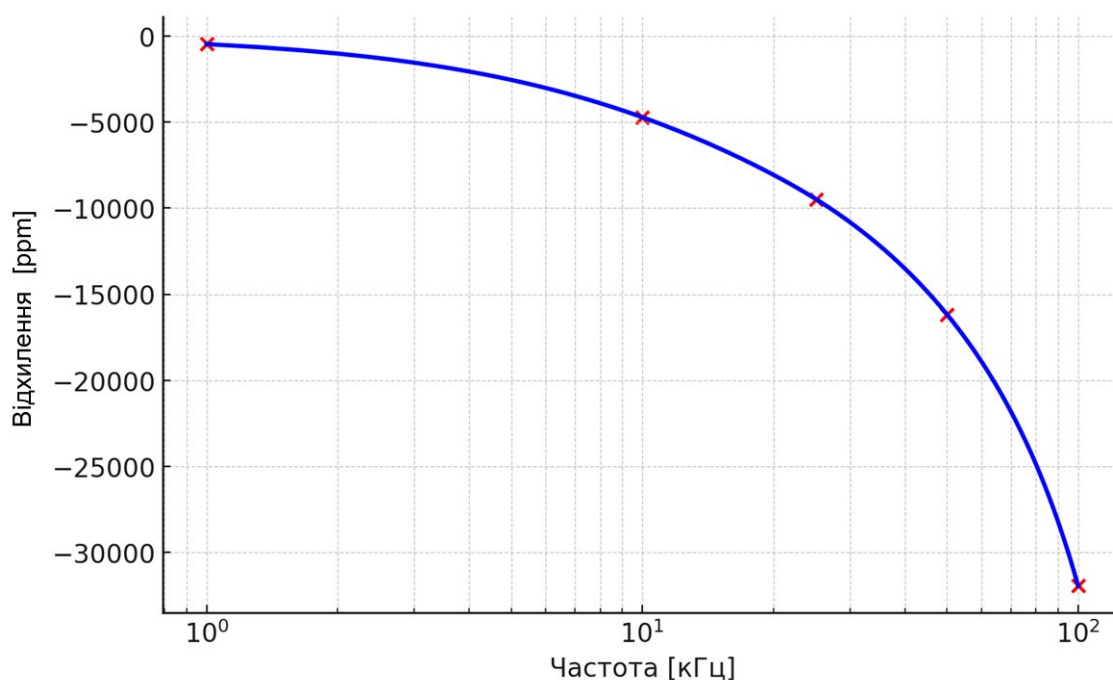


Рисунок 4.5. Частотна похибка чотирьох каскадів без корекції.

Аналіз отриманих даних свідчить про те, що характер цього спаду є здебільшого лінійним у логарифмічному масштабі, що нагадує частотну характеристику низькочастотного фільтра зі спадом близько 20 dB на декаду. Така поведінка може бути зумовлена низкою факторів, зокрема: обмеженою смугою пропускання підсилювача, впливом паразитних ємностей та індуктивностей у ланцюгах живлення або зворотного зв'язку, а також можливою зміною імпедансу навантаження у високочастотному діапазоні.

Детальніший аналіз та подальші експериментальні вимірювання потрібні для уточнення параметрів ланки зворотного зв'язку, визначення критичних вузлів схеми, що можуть впливати на частотну характеристику, а також для оцінки необхідності компенсаційних заходів. Для поліпшення амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) є доцільним використання коригуючих ланцюгів, зокрема частотно-компенсованих елементів у схемі зворотного зв'язку та підбору оптимальних значень компонентів, що впливають на загальну смугу пропускання підсилювача.

Оскільки конструкцію підсилювача, описану в розділі 2, реалізовано шляхом каскадного включення окремих каскадів операційних підсилювачів, кожен з яких має незалежні ланки зворотного зв'язку, це забезпечує значну гнучкість у процесі налагодження. Така структура дає змогу виконувати атестацію та корекцію параметрів кожного каскаду окремо, без взаємодії з іншими, що значно спрощує процес налагодження всієї системи.

Зокрема, можливість незалежного регулювання дає змогу поетапно налаштовувати частотні характеристики підсилювача, аналізуючи вплив кожного окремого каскаду на загальну частотну характеристику. Це особливо важливо для забезпечення рівномірної амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) у заданому частотному діапазоні та корекції небажаних відхилень.

Для повноцінної компенсації частотної характеристики пропонується

проводити її вимірювання та виконувати корекцію поступово, починаючи з першого каскаду. При цьому кожен наступний каскад має коригуватися лише після того, як попередній досягне частотних параметрів, наближених до ідеальних. Такий підхід дає змогу мінімізувати взаємний вплив каскадів та уникнути ситуації, коли похибки одного з каскадів посилюються в інших каскадах, та забезпечити більш точне та прогнозоване регулювання частотних властивостей підсилювачів, дозволяючи досягти необхідної лінійності характеристики у робочому діапазоні частот.

4.2. Корекція частотної характеристики підсилювача 1000В-100кГц.

Враховуючи результати та висновки, зроблені на підставі попередніх вимірювань, а також беручи до уваги, що отримана характеристика має переважаючий спад у високочастотному діапазоні, основною причиною якого є наявність паразитної ємності, пропонується виконати корекцію частотної характеристики. Для цього необхідно спочатку визначити значення паразитної ємності C_p та підібрати значення коригувальної ємності C_c таким чином, щоб компенсувати загальну амплітудно-частотну характеристику підсилювача.

Графік залежності частотної характеристики першого каскаду, що відображає відхилення вихідної напруги в діапазоні 0..100 кГц, наведено на рисунку 4.6.

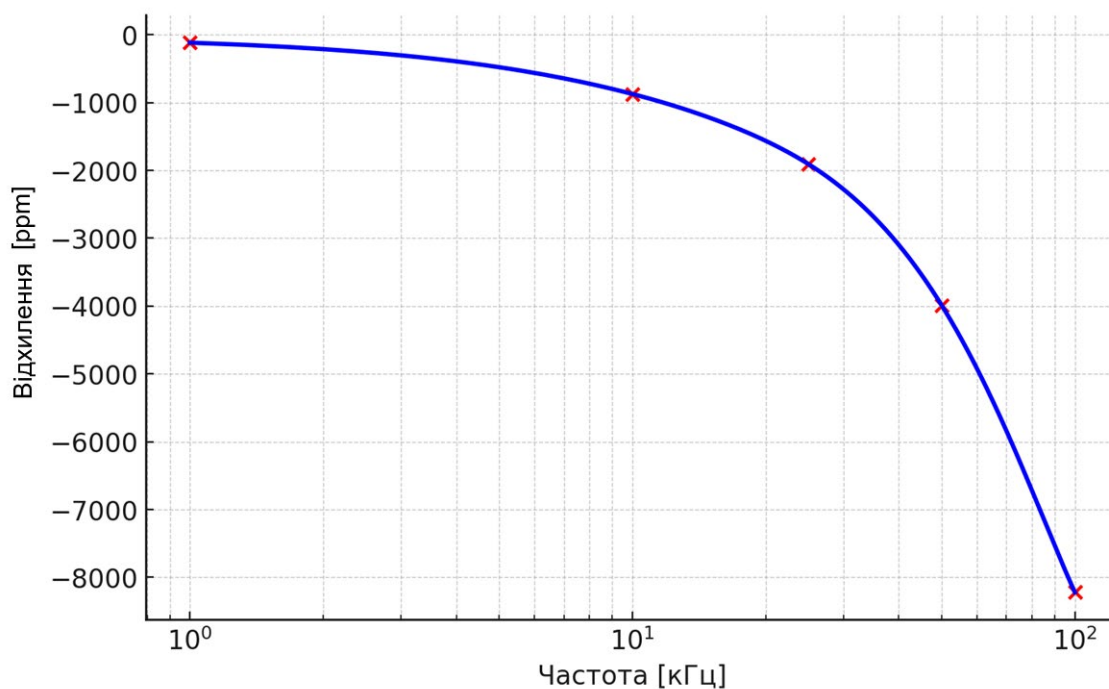


Рисунок 4.6. Частотна похибка першого каскаду підсилювача без корекції.

Корекція здійснюється шляхом додавання коригувальної ємності, величина якої має бути підібрана відповідно до рівняння (2.18).

Під час заміру частотної характеристики на першому каскаді підсилювача було зафіксовано відхилення вихідної напруги на частоті 100 кГц, яке становить близько 8000 ppm.

Для визначення величини паразитної ємності C_p необхідно побудувати рівняння залежності коефіцієнтів передачі підсилювача постійної напруги та змінної напруги для визначення частоти зрізу f_c :

$$\left| \frac{A_{v(f)}}{A_{v(0)}} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c} \right)^2}}. \quad (4.3)$$

Спростивши рівняння шляхом піднесення обох частин до квадрату отримуємо:

$$\left(\frac{A_{v(f)}}{A_{v(0)}} \right)^2 = \frac{1}{1 + \left(\frac{f}{f_c} \right)^2}.$$

Після відокремлення значення f_c рівняння набуває такого вигляду:

$$\left(\frac{f}{f_c} \right)^2 = \frac{1}{\left(\frac{A_{v(f)}}{A_{v(0)}} \right)^2} - 1.$$

Підставивши значення частоти та коефіцієнта передачі напруги:

$$\left(\frac{100k}{f_c}\right)^2 = \frac{1}{0,984} - 1 = 0,01626,$$

отримуємо значення частоти зрізу:

$$f_c = \frac{100k}{\sqrt{0,01626}} = 785\text{кГц}.$$

Значення паразитної ємності C_p отримується з рівняння частоти зрізу f_c :

$$f_c = \frac{1}{2 \times \pi \times R_1 \times C_p} = 785\text{кГц}.$$

Підставивши значення резистора та розрахованої частоти зрізу, отримуємо:

$$C_p = \frac{1}{(2 \times \pi \times 50k \times 785k)} = 4,05\text{пФ}.$$

Відповідно до рівняння (2.18) співвідношення паразитної C_p та коригуючої C_c ємностей має відповідати співвідношенню резисторів R_{33} та $R_{вх}$ у ланці зворотного зв'язку:

$$\frac{R_{33}}{R_{вх}} = \frac{C_c}{C_p}. \quad (4.4)$$

Отже значення коригувальної ємності розраховується за формулою:

$$C_c = \frac{R_{33}}{R_{вх}} \times C_p. \quad (4.5)$$

Підставивши значення резисторів та ємності, отримуємо:

$$C_c = \frac{50k}{33k} \times 4,05 pF \approx 6,07 pF.$$

Після додавання коригувальної ємності 5,8 пФ частотна похибка першого каскаду підсилювача значно зменшилася – з ~8000 ppm до ~280 ppm. Це свідчить про ефективність компенсації частотної характеристики першого каскаду підсилювача.

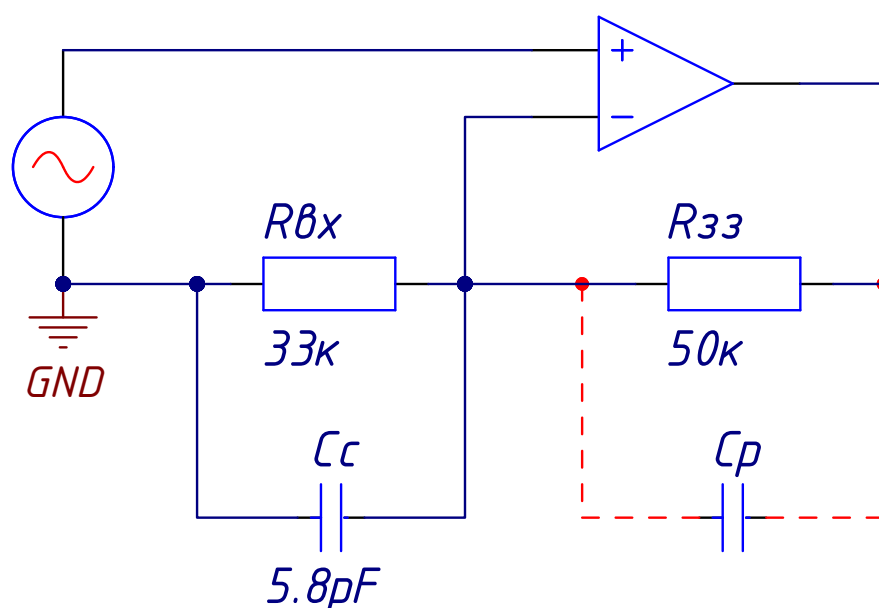


Рисунок 4.7. Принципова схема застосування коригуючої ланки для першого каскаду; C_p – паразитна ємність, C_c – коригуюча ємність.

На графіку, наведеному на рисунку 4.8, видно, що в діапазоні частот від 30 кГц до 80 кГц спостерігається незначне підвищення амплітуди на рівні 280 ppm. Така особливість може свідчити про можливу нелінійність ланки зворотного зв'язку або наявність у ній паразитних індуктивностей, однак, оскільки величина похибки є незначною та перебуває в допустимих межах, було вирішено не проводити додаткових заходів корекції, оскільки отриманий діапазон відхилення вихідного сигналу першого каскаду вважається прийнятним для подальшого використання.

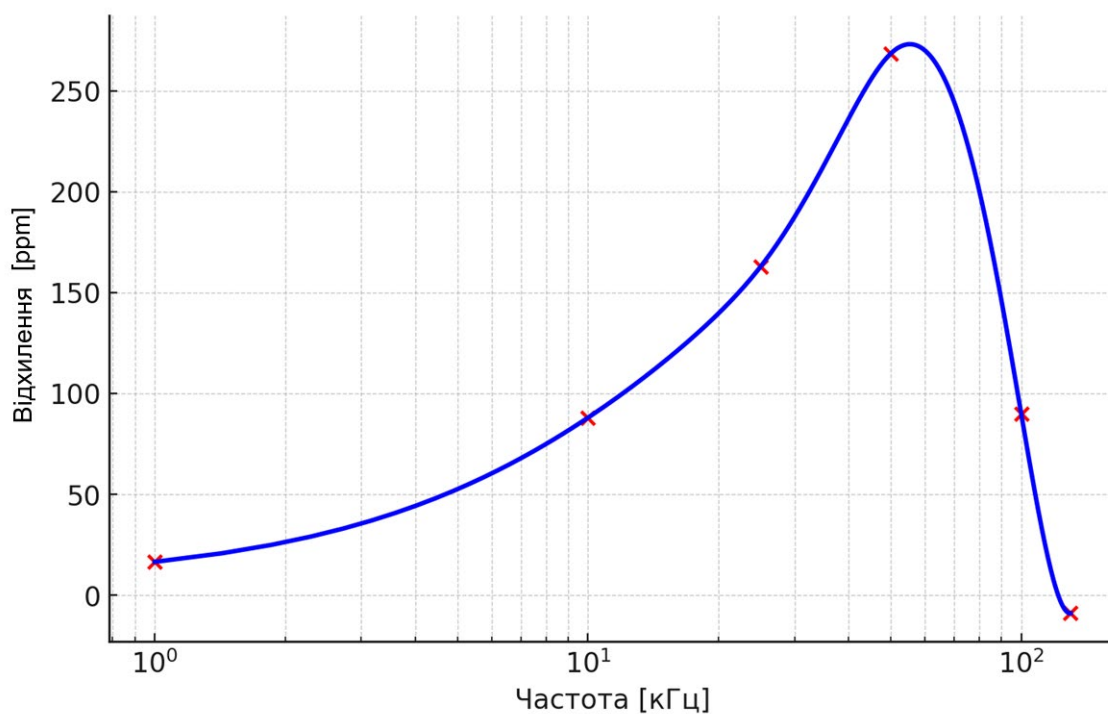


Рисунок 4.8. Частотна похибка першого каскаду підсилювача з додаванням коригувальної ємності.

Після корекції першого каскаду підсилювача було виконано вимірювання частотної характеристики на двох каскадах. Графік отриманої частотної характеристики наведено на рисунку 4.9.

Аналіз характеристики засвідчує, що завал частотної характеристики другого каскаду не є однорідним та має вигин у діапазоні частот 30–80 кГц. Це зумовлено тим, що частотна характеристика попереднього каскаду впливає на характеристику другого. Оскільки у першому каскаді спостерігалася нелінійне підвищення амплітуди в цій частотній ділянці на рівні ~280 ppm, цей ефект передається і на другий каскад, що призводить до нерівномірного загасання частотної характеристики.

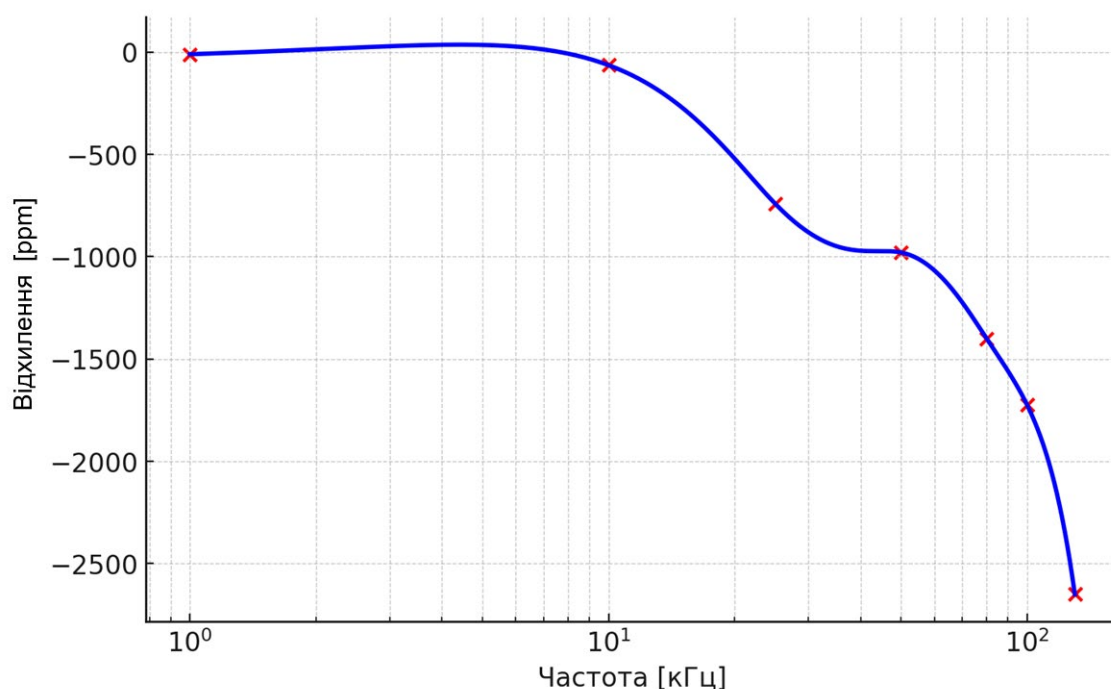


Рисунок 4.9. Результуюча частотна похибка двох каскадів підсилювача без корекції.

З урахуванням частотної характеристики другого каскаду було запропоновано метод корекції, що передбачає поділ резистора R_{ex} на дві частини та застосування коригувальної RC-ланки, яка складатиметься з конденсатора та послідовного резистора згідно з моделлю, зображеною на рис. 2.14.

Така корекція дасть змогу забезпечити лінійне регулювання частотної характеристики в ділянці 30–80 кГц, мінімізавши неоднорідний вигин.

Для розрахунку номіналів коригувальної RC-ланки необхідно спочатку визначити необхідне підсилення, якого потрібно досягти, та обчислити значення резистора R_{ex} таким чином, щоб забезпечити заданий рівень підсилення.

Для досягнення потрібного рівня підсилення 1200 ppm значення резистора R_{ex} має бути зменшено до 49.88 кОм, а його друга частина, до якої

під'єднується коригувальна ємність, повинна мати значення 120 Ом, щоб у підсумку зберегти загальну величину 50 кОм.

Задавши частоту зрізу на рівні 50 кГц та підставивши значення опори 120 Ом, використовуючи стандартне рівняння визначення частоти зрізу RC-ланки:

$$f_c = \frac{1}{(2 \times \pi \times R \times C)}, \quad (4.6)$$

можна визначити необхідне значення коригувальної ємності. За отриманими розрахунками, ємність має становити приблизно 26.52 нФ.

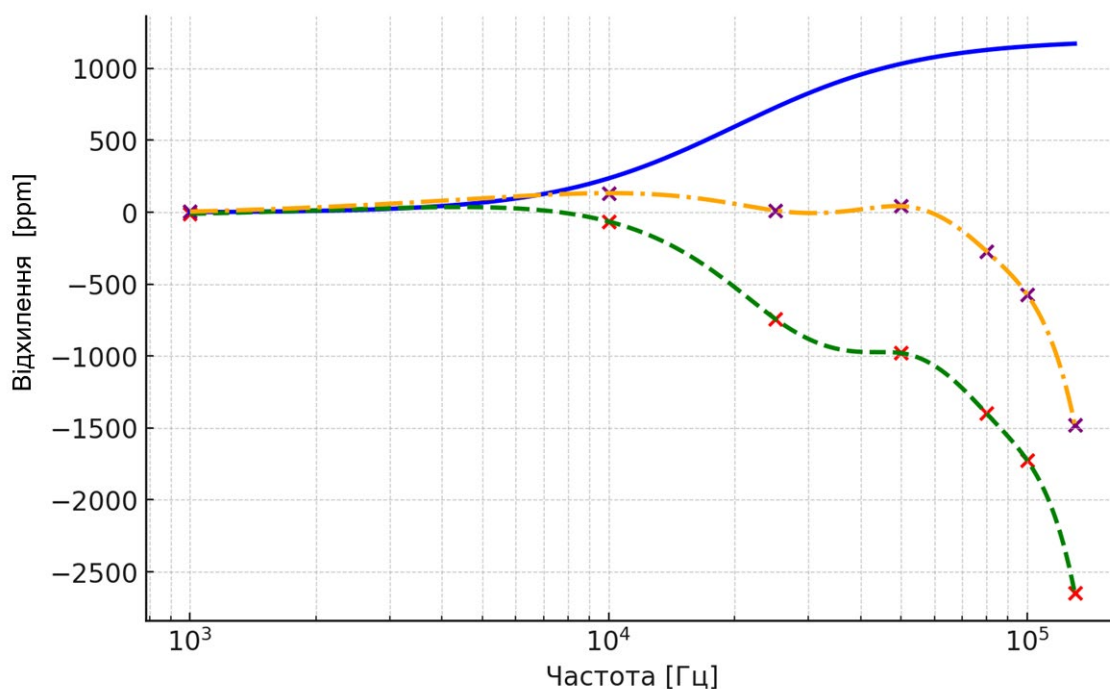


Рисунок 4.10. Частотна похибка другого каскаду підсилювача: зелений – частотна характеристика без корекції, синій – частотна характеристика RC ланки; помаранчевий – виміряна частотна характеристика після корекції.

Згідно з результатами проведених вимірювань після виконаної корекції частотна похибка другого каскаду у діапазоні 30–80 кГц не перевищує 200 ppm. Однак у високочастотній ділянці (вище 80 кГц) спостерігається залишкове відхилення, яке може бути компенсоване подальшою корекцією.

Для цього пропонується застосувати аналогічний підхід, що був використаний під час корекції характеристики першого каскаду, а саме додавання паралельної ємності до резистора R_{ex} . Така коригувальна ланка дасть змогу створити додатковий нуль у високочастотній ділянці.

Згідно з розрахунками параметрів схеми, підставивши значення резисторів $R_{\text{зз}} = R_{\text{ex}} = 50 \text{ кОм}$ та враховуючи спад напруги на рівні 700 ppm при частоті 100 кГц, визначаємо, що частота зрізу становить приблизно 2.5 МГц. Відповідно, необхідне значення коригуючої ємності має бути приблизно 1.2 пФ.

Проте через дуже малу величину номіналу коригуючого конденсатора, його значення стає співрозмірним із виробничим розкидом ємностей стандартних конденсаторів. Це створює труднощі при точному налаштуванні частотної характеристики, оскільки відхилення у номіналах компонентів значною мірою впливатимуть на результат, тому для забезпечення точної корекції необхідно експериментально підібрати оптимальні значення конденсаторів у різних конфігураціях.

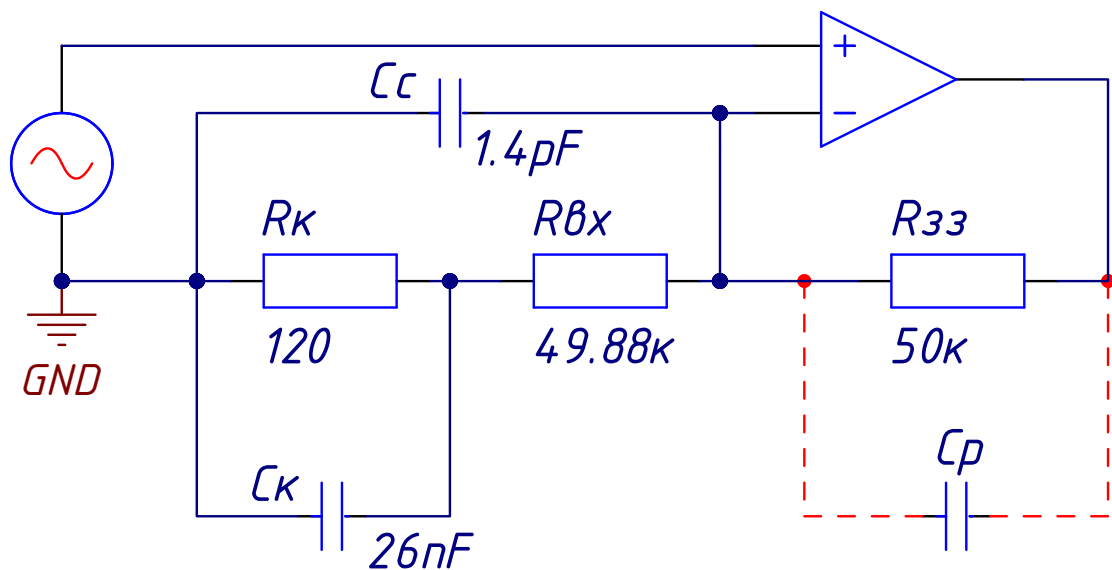


Рисунок 4.11. Принципова схема застосування коригуючої ланки для

другого каскаду: C_p – паразитна ємність; C_k та R_k – коригуюча ланка ділянки середніх частот; C_c – коригуюча ланка ділянки високих частот.

Було проведено серію тестів із використанням конденсаторів різних номіналів у межах 1.2–1.6 пФ, що дало змогу визначити оптимальні параметри корекції.

Отримані результати засвідчили, що зазначений діапазон значень ємності забезпечує вирівнювання частотної характеристики, зменшуючи частотне відхилення до рівня ± 200 ppm. Результуюча амплітудно-частотна характеристика, отримана після внесення корекції, зображена на рисунку 4.12.

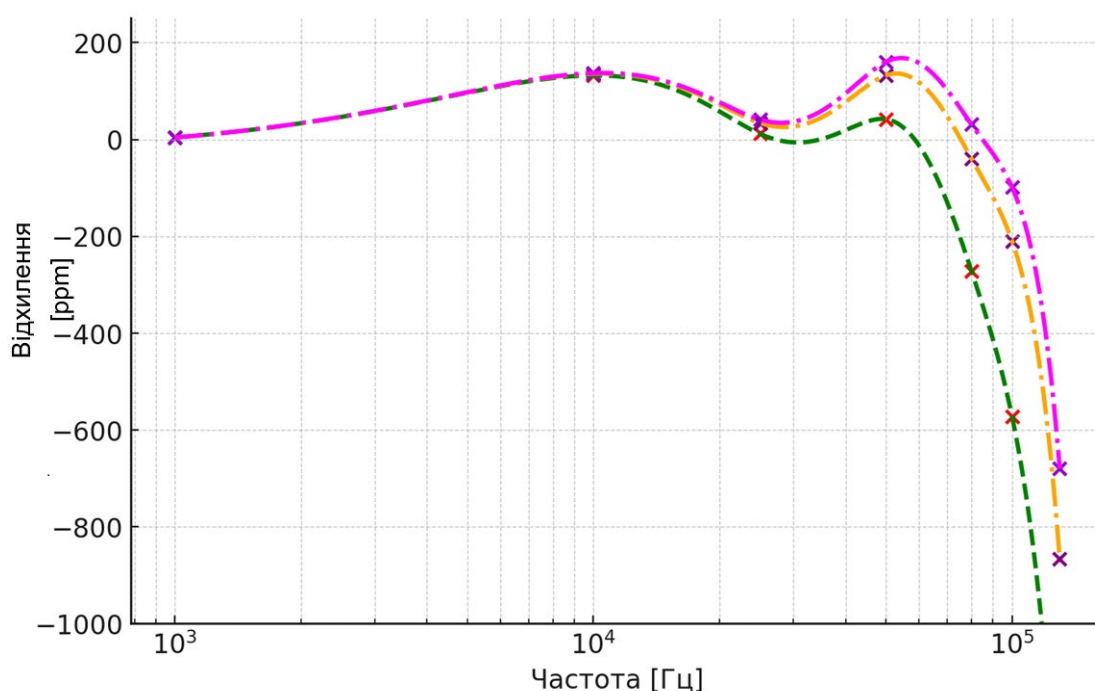


Рисунок 4.12. Частотна похибка двох каскадів підсилювачів з додатковою коригуючою ланкою ділянки високих частот: зелений – попередня частотна характеристика, помаранчевий – частотна характеристика з додаванням коригуючої ємності 1.2 пФ; рожевий – частотна характеристика з додаванням коригуючої ємності 1.6 пФ;

Графік демонструє, що після застосування коригуючого конденсатора

вдалося зменшити відхилення амплітуди, що спостерігалася в ділянці частот 80–100 кГц, отже, експериментальне налаштування підтвердило розрахункові значення, а також дало змогу оцінити оптимальний номінал коригуючого елемента для досягнення мінімальної частотної похибки.

Перейдемо до вимірювання частотної характеристики на трьох каскадах підсилювачів.

Замір частотної характеристики (рис. 4.13) підтвердив, що частотна похибка перебуває в межах ± 200 ppm, що свідчить про мінімальні відхилення від номінальних значень та однорідність характеристики в заданому частотному діапазоні.

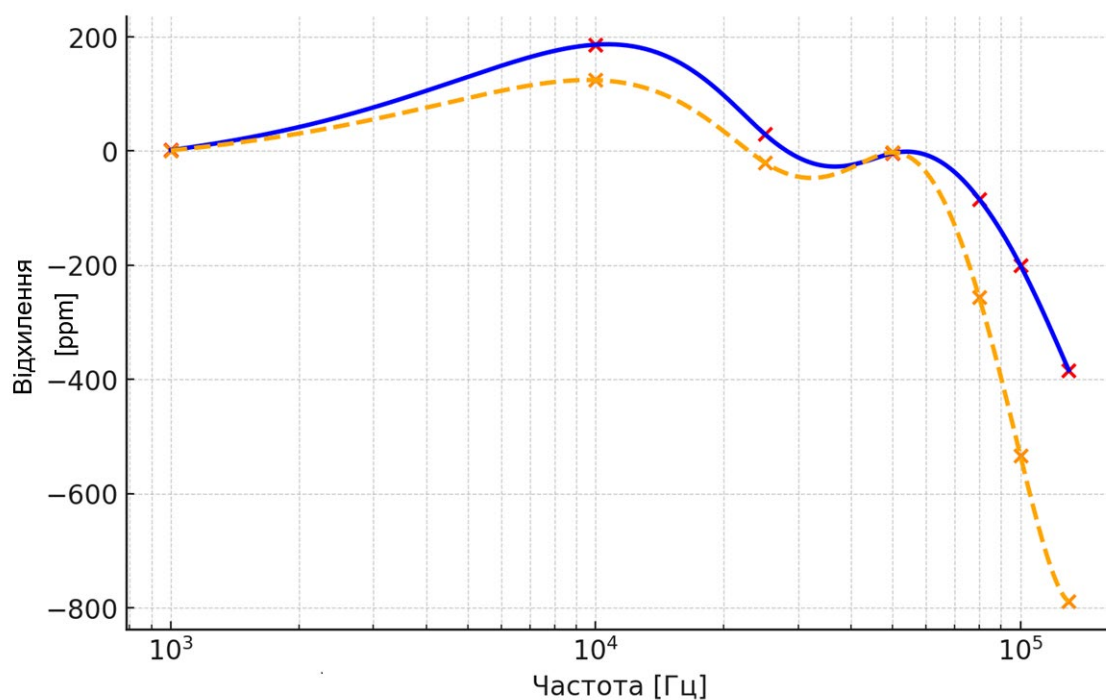


Рисунок 4.13. Частотна похибка каскадів підсилювача: синій – частотна характеристика трьох каскадів; помаранчевий – частотна характеристика другого каскаду.

Аналіз отриманих результатів свідчить про те, що в ланці зворотного зв'язку третього каскаду переважає паразитна ємність у ланцюзі резистора

R_{ex} , яка є більшою за паразитну ємність резистора R_{33} . Такий розподіл паразитних параметрів сприяє частковому нівелюванню спаду частотної характеристики в ділянці 80–100 кГц, що пояснює мінімальні частотні відхилення на цьому каскаді.

У зв'язку з цим додаткові заходи частотної корекції на третьому каскаді не застосовуватимуться, оскільки отримані характеристики відповідають очікуваним параметрам. Відсутність значного спаду частотної характеристики дає змогу вважати, що каскад працює в оптимальному режимі, а внесення додаткових коригувальних елементів є недоцільним.

Із графіка, наведеного на рисунку 4.13, видно, що частотна похибка трьох каскадів є меншою порівняно з попередніми, а це підтверджує ефективність виконаної корекції на попередніх каскадах та відсутність необхідності подальшого втручання в роботу цього каскаду.

Проведемо аналіз частотної характеристики на чотирьох каскадах підсилювачів.

На відміну від попередніх каскадів, частотна характеристика останнього каскаду має видиме зростання у діапазоні 80–100 кГц, що відрізняється від попередніх каскадів, де переважав спад частотної характеристики.

Для корекції цього ефекту необхідно коригувати імпеданс ланки R_{33} , оскільки зменшення імпедансу R_{33} дасть змогу знизити коефіцієнт підсилення, що сприятиме вирівнюванню частотної характеристики та мінімізації небажаних піків у діапазоні 80–100 кГц.

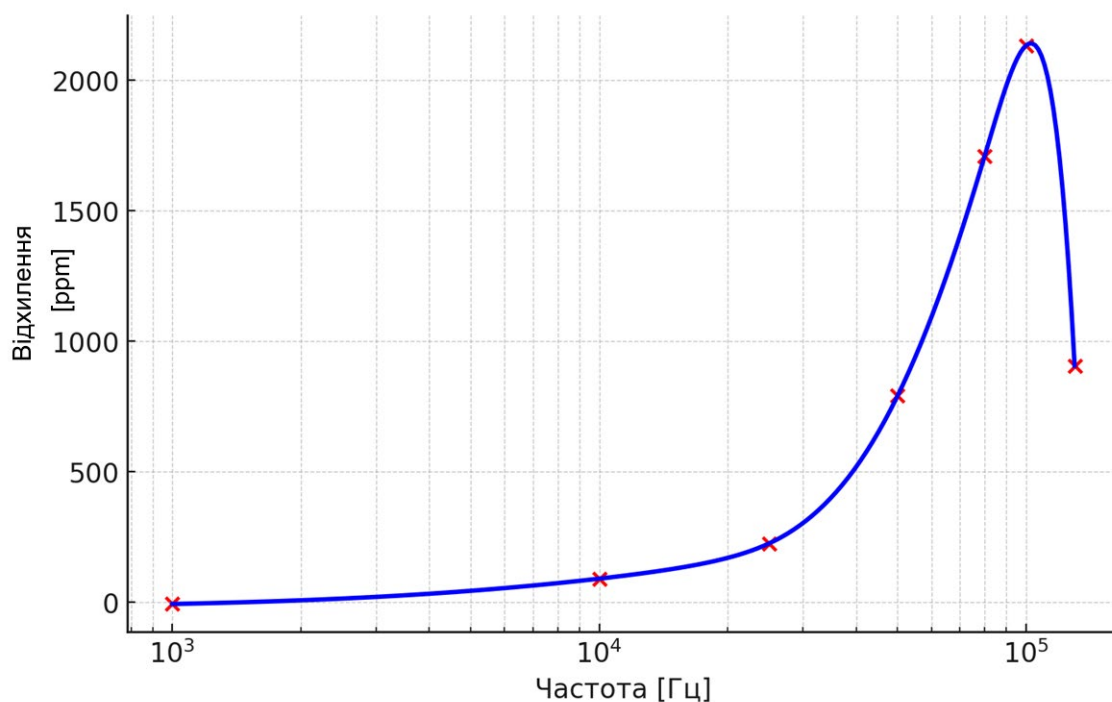


Рисунок 4.14. Частотна похибка чотирьох каскадів підсилювачів без корекції.

Аналіз отриманих вимірювань (рис 4.14) підтвердив, що максимальне відхилення амплітуди на 80 кГц становить приблизно 1800 ppm, а на 100 кГц наближається до ~2000 ppm, що свідчить про поступове зростання характеристики у напрямку до вищих частот та потребує корекції для забезпечення рівномірної характеристики без різких підйомів.

Четвертий каскад підсилювача має резистори зворотного зв'язку з номіналами $R_{zz}=50\text{кОм}$ та $R_{gx}=150\text{кОм}$. Особливістю цього каскаду є те, що резистор R_{gx} реалізований шляхом послідовного включення трьох резисторів по 50кОм. Оскільки конструкція ланки зворотного зв'язку займає більший габарит, це, відповідно, призводить до збільшення паразитного ємнісного зв'язку з корпусом приладу. У результаті такий зв'язок впливає на частотну характеристику каскаду, спричиняючи збільшення амплітуди на високих частотах порівняно з попередніми каскадами, де переважав спад. Це пояснює виникнення пікового підсилення в ділянці 80–100 кГц.

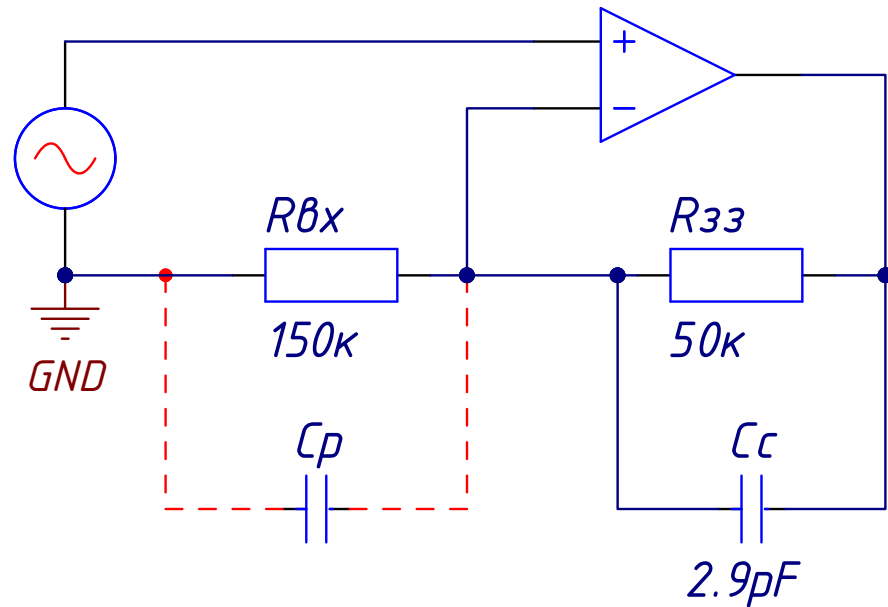


Рисунок 4.15. Принципова схема застосування коригуючої ланки для четвертого каскаду; C_p – паразитна ємність, C_c – коригуюча ємність.

Для компенсації цієї особливості та вирівнювання частотної характеристики необхідно коригувати імпеданс ланцюга $R_{зз}$ (рис. 4.15). Оптимальним підходом є додавання коригуючої ємності, за методикою, аналогічною тій, що застосовувалась для попередніх каскадів.

Підставивши у розрахунок значення резисторів, відхилення амплітуди на рівні 0.2% (2000 ppm) та частоту піку характеристики (80 кГц), отримуємо значення коригуючого конденсатора, що дорівнює приблизно 2.16 пФ.

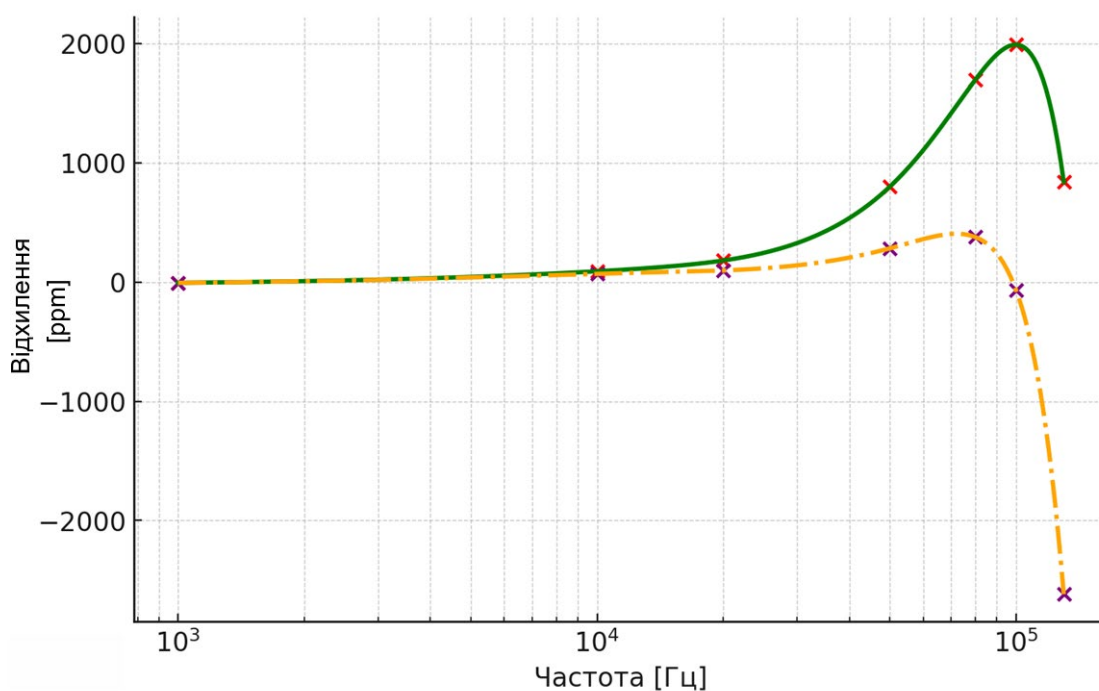


Рисунок 4.16. Частотна похибка чотирьох каскадів підсилювачів: зелений – без корекції; помаранчевий – з додаванням коригуючої ємності 2.9 пФ.

У результаті проведеної незалежної корекції частотної характеристики на кожному з каскадів підсилювача вдалося досягти рівномірної частотної характеристики, похибка якої не перевищує 400 ppm у всьому робочому діапазоні частот. Це свідчить про ефективність застосованої методики поетапного індивідуального налаштування.

4.3. Метрологічна атестація підсилювача 100кГц-1000В.

Стабільність вихідної напруги вимірювального підсилювача оцінюється шляхом статистичного аналізу серії вимірювань, проведених у рівних інтервалах часу. Коливання напруги в часі свідчать про наявність флуктуацій, рівень яких можна кількісно оцінити через стандартне відхилення. Для цього реєструється вибірка значень, з якої розраховується середнє значення та міра розсіювання даних щодо нього.

Середнє значення вихідної напруги визначається як арифметичне середнє всіх отриманих значень:

$$\bar{U} = \left(\frac{1}{n} \right) \sum U_i \quad (4.7)$$

, а стандартне відхилення (СКВ) розраховується за формулою:

$$s = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum (U_i - \bar{U})^2} \quad (4.8)$$

Цей показник відображає рівень випадкових варіацій напруги. Що більше його значення, то менш стабільним є сигнал підсилювача. Для оцінки невизначеності вимірювань за типом А використовується стандартна невизначеність середнього значення, яка визначається як:

$$u_A = s / \sqrt{n} \quad (4.9)$$

Збільшення кількості вимірювань сприяє зменшенню цієї невизначеності, що дає змогу отримати більш точну оцінку стабільності сигналу. Чинники, що впливають на вимірювану напругу, можуть мати різну природу. Одним з основних джерел випадкових флуктуацій є внутрішній шум підсилювача, який виникає через електронні процеси в його схемі. Також важливу роль відіграє температурна нестабільність, оскільки характеристики електронних компонентів змінюються під впливом змін температури. З часом може проявлятися дрейф зміщення, коли вихідна напруга повільно

змінюється через старіння компонентів або нестабільність джерел живлення. У цифрових вимірювальних системах стабільність також обмежується дискретністю аналого-цифрового перетворення, оскільки точність вимірювання визначається роздільною здатністю АЦП.

Загальний рівень невизначеності вимірювань залежить як від випадкових, так і від систематичних чинників. Якщо джерела невизначеності є незалежними, то сумарна невизначеність визначається через квадратичне підсумовування окремих складових:

$$u_c = \sqrt{u_A^2 + u_B^2}, \quad (4.10)$$

де u_A — експериментальна невизначеність за типом А, а u_B — невизначеність за типом В, що враховує систематичні фактори, такі як похибки калібрування, нестабільність електронних компонентів та вплив зовнішніх умов.

Розширена невизначеність використовується для надання більш надійної оцінки можливих значень вимірюваної величини, враховуючи як випадкові, так і систематичні похибки.

$$U = k \cdot u_c \quad (4.11)$$

u_c — комбінована стандартна невизначеність, яка визначається як сукупність невизначеностей типу А (u_A) і типу В (u_B); k — коефіцієнт охоплення, який залежить від обраного рівня довіри (зазвичай $k = 2$ для 95% довірчої ймовірності або $k = 3$ для 99%).

Оскільки досліджуваним об'єктом є підсилювачі, розрахунок СКВ виконується в заданому діапазоні частот, з особливою увагою до інтервалів, де можливе перевищення похибок.

У ідеальному випадку оцінка проводиться за нескінченною кількістю вимірювань, проте на практиці можливе використання обмеженої вибірки. Відповідно до різних джерел, кількість вимірювань одного значення має становити від 3 до 30. Для дослідження було обрано 10 вимірювань вхідної та вихідної напруги на певній частоті.

Результати експериментальних досліджень наведено в таблицях. Методологія оцінки та обґрунтування вибору кількості вимірювань ґрунтується на роботах [1, 2], де розглядаються підходи до зменшення кількості вимірювань без істотно втрати точності.

У процесі вимірювань використовувався комплект термоелектричних перетворювачів ПНТ-12, які були доповнені для роботи в діапазонах 100 В та 1000 В. Вимірювання проводилися за допомогою автоматизованого програмного забезпечення та високоточної вимірювальної апаратури, що забезпечувала коректність оцінки параметрів підсилювача. Для вимірювання напруги, отриманої з термоелектричних перетворювачів, використовувався нановольтметр HP34420A. Вхідна напруга на підсилювач подавалася від калібратора Н4-7, завдяки чому можна було задавати необхідні рівні сигналу та забезпечувати роботу підсилювача в робочому діапазоні частот.

Визначення параметрів підсилювача виконувалося в контрольованих умовах, що знижувало вплив сторонніх чинників та забезпечувало високу достовірність отриманих результатів.

Таблиця 4.1. Серія вимірювань значень напруги підсилювача 1000В-100кГц

№	U_0	$E_{\text{вх}}(f_0)$	$E_{\text{вих}}(f_0)$	$E_{\text{вх}}/E_{\text{вих}}$	F_i	$E_{\text{вх}}(f_i)$	$E_{\text{вих}}(f_i)$	похибка <i>ppm</i>
1	100	0,00949266	0,00562970	0,59305865	1000	0,00949237	0,00562951	-1,94
2	100	0,00949228	0,00562963	0,59307436	1000	0,00949235	0,00562957	-8,60
3	100	0,00949242	0,00562976	0,59307877	1000	0,00949248	0,00563002	20,37
4	100	0,00949263	0,00563008	0,59310007	1000	0,00949282	0,00563028	7,96
5	100	0,00949282	0,00563032	0,59311290	1000	0,00949291	0,00563011	-23,12
6	100	0,00949301	0,00562999	0,59306652	1000	0,00949317	0,00562997	-9,36
7	100	0,00949349	0,00563005	0,59304367	1000	0,00949371	0,00563006	-10,71
8	100	0,00949416	0,00563037	0,59303485	1000	0,00949455	0,00563066	5,92
9	100	0,00949490	0,00563085	0,59303871	1000	0,00949522	0,00563108	3,99
10	100	0,00949556	0,00563123	0,59303788	1000	0,00949584	0,00563138	-1,02
11	100	0,00949609	0,00563164	0,59304795	10000	0,00949472	0,00563092	7,86
12	100	0,00949682	0,00563211	0,59305260	10000	0,00949542	0,00563140	10,66
13	100	0,00949745	0,00563273	0,59307809	10000	0,00949598	0,00563188	1,92
14	100	0,00949802	0,00563303	0,59307408	10000	0,00949653	0,00563247	28,87
15	100	0,00949854	0,00563348	0,59308922	10000	0,00949709	0,00563264	1,45
16	100	0,00949912	0,00563384	0,59309017	10000	0,00949774	0,00563318	14,36
17	100	0,00949962	0,00563420	0,59309730	10000	0,00949820	0,00563351	13,88
18	100	0,00950002	0,00563454	0,59310824	10000	0,00949854	0,00563382	13,65
19	100	0,00950050	0,00563493	0,59311924	10000	0,00949899	0,00563418	12,63
20	100	0,00950085	0,00563530	0,59313660	10000	0,00949932	0,00563444	3,92
21	100	0,00950114	0,00563557	0,59314697	20000	0,00949939	0,00563542	78,25
22	100	0,00950139	0,00563588	0,59316295	20000	0,00949973	0,00563563	66,14
23	100	0,00950184	0,00563607	0,59315537	20000	0,00950018	0,00563577	61,14
24	100	0,00950222	0,00563627	0,59315329	20000	0,00950046	0,00563594	62,68
25	100	0,00950247	0,00563640	0,59315086	20000	0,00950094	0,00563644	83,82
26	100	0,00950298	0,00563689	0,59317076	20000	0,00950124	0,00563647	54,54
27	100	0,00950332	0,00563727	0,59318934	20000	0,00950149	0,00563692	65,62
28	100	0,00950342	0,00563734	0,59319052	20000	0,00950181	0,00563719	71,67
29	100	0,00950375	0,00563751	0,59318750	20000	0,00950199	0,00563723	67,61
30	100	0,00950412	0,00563790	0,59320650	20000	0,00950240	0,00563741	46,92
31	100	0,00950435	0,00563803	0,59320551	50000	0,00950398	0,00564034	224,21
32	100	0,00950474	0,00563824	0,59320297	50000	0,00950417	0,00564043	224,45
33	100	0,00950496	0,00563871	0,59323922	50000	0,00950462	0,00564085	206,84
34	100	0,00950525	0,00563865	0,59321476	50000	0,00950481	0,00564093	224,95
35	100	0,00950550	0,00563900	0,59323513	50000	0,00950503	0,00564103	204,69
36	100	0,00950567	0,00563897	0,59322173	50000	0,00950519	0,00564095	201,15
37	100	0,00950602	0,00563916	0,59321978	50000	0,00950549	0,00564114	203,32
38	100	0,00950640	0,00563939	0,59321971	50000	0,00950587	0,00564149	214,14
39	100	0,00950662	0,00563959	0,59322727	50000	0,00950615	0,00564170	212,28
40	100	0,00950705	0,00563974	0,59321652	50000	0,00950637	0,00564195	232,10
41	100	0,00950718	0,00563996	0,59323159	80000	0,00950850	0,00564415	301,80
42	100	0,00950740	0,00564022	0,59324491	80000	0,00950869	0,00564427	291,79
43	100	0,00950753	0,00564045	0,59326148	80000	0,00950889	0,00564435	273,92
44	100	0,00950775	0,00564059	0,59326220	80000	0,00950908	0,00564458	284,30
45	100	0,00950804	0,00564086	0,59327288	80000	0,00950935	0,00564484	283,80
46	100	0,00950819	0,00564080	0,59325692	80000	0,00950949	0,00564492	297,08

47	100	0,00950848	0,00564109	0,59326883	80000	0,00950982	0,00564506	281,91
48	100	0,00950874	0,00564130	0,59327474	80000	0,00950982	0,00564525	293,37
49	100	0,00950891	0,00564149	0,59328466	80000	0,00950989	0,00564527	282,95
50	100	0,00950912	0,00564178	0,59330192	80000	0,00950999	0,00564543	278,04
51	100	0,00950903	0,00564128	0,59325509	100000	0,00951185	0,00564484	167,32
52	100	0,00950912	0,00564142	0,59326375	100000	0,00951187	0,00564519	189,94
53	100	0,00950905	0,00564189	0,59331804	100000	0,00951191	0,00564540	160,47
54	100	0,00950882	0,00564176	0,59331820	100000	0,00951162	0,00564562	195,18
55	100	0,00950855	0,00564174	0,59333399	100000	0,00951163	0,00564554	174,13
56	100	0,00950811	0,00564173	0,59335967	100000	0,00951129	0,00564568	183,11
57	100	0,00950762	0,00564144	0,59335925	100000	0,00951084	0,00564523	167,39
58	100	0,00950721	0,00564148	0,59338992	100000	0,00951047	0,00564542	177,56
59	100	0,00950698	0,00564152	0,59340831	100000	0,00951032	0,00564542	170,24
60	100	0,00950665	0,00564154	0,59343097	100000	0,00951020	0,00564542	157,25

Нижче наведено підсумкову таблицю з результатами обчислень. Для кожної частоти подано середнє значення \bar{U} , стандартне відхилення S , невизначеність типу А u_A та розширену невизначеність $U = 2u_A$

Таблиця 4.2. Результати обчислень характеристик підсилювача 1000В-100кГц.

Частота, кГц	\bar{U}	S	u_A	U
1	-1.65	12.09	3.82	7.64
10	10.92	8.05	2.55	5.10
20	65.84	10.71	3.39	6.78
50	214.81	10.93	3.46	6.92
80	286.90	8.79	2.78	5.56
100	174.26	12.32	3.90	7.80

На графіку зображено середньоквадратичне відхилення (СКВ) на різних частотах. Видно, що значення СКВ змінюються в межах 8–14 ppm, що підтверджує достатню стабільність підсилювача в усьому робочому діапазоні частот.

Завдяки мінімальним відхиленням у частотному діапазоні підсилювач забезпечує точність і стабільність сигналу, що є критично важливим для еталонних вимірювань та метрологічних застосувань.

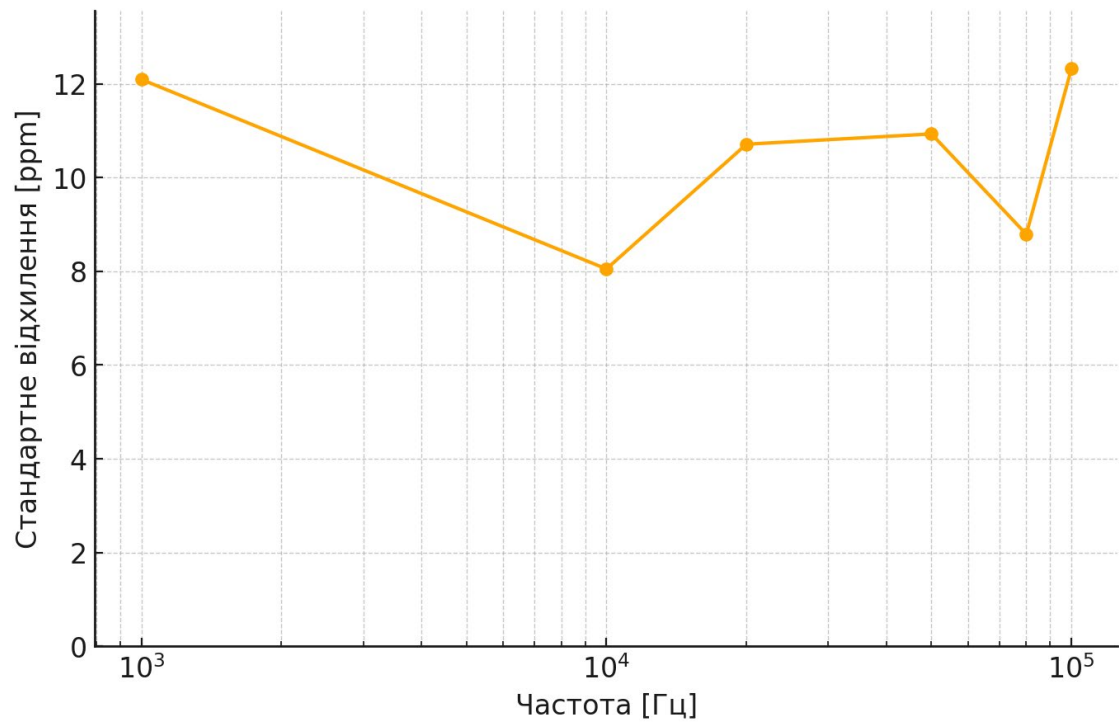


Рисунок 4.17. Стандартне відхилення вихідної напруги підсилювача
100кГц-1000В.

4.4. Метрологічна атестація підсилювача 30МГц-30В.

Частотна характеристика підсилювача діапазону 30 В – 30 МГц була визначена аналогічно до методу, який застосовувався для визначення характеристик підсилювача 1000 В – 100 кГц (рис 4.1). До складу вимірювальної системи увійшли такі прилади:

- калібратор напруги В1-29;
- нановольтметр Agilent 34420А;
- мілівольтметр В3-59;
- пара термоелектричних перетворювачів ТВБ-3;
- персональний комп'ютер та автоматизоване програмне забезпечення.

На рисунку 4.18 зображено частотну похибку вихідної напруги шести каскадів підсилювача 30В-30МГц.

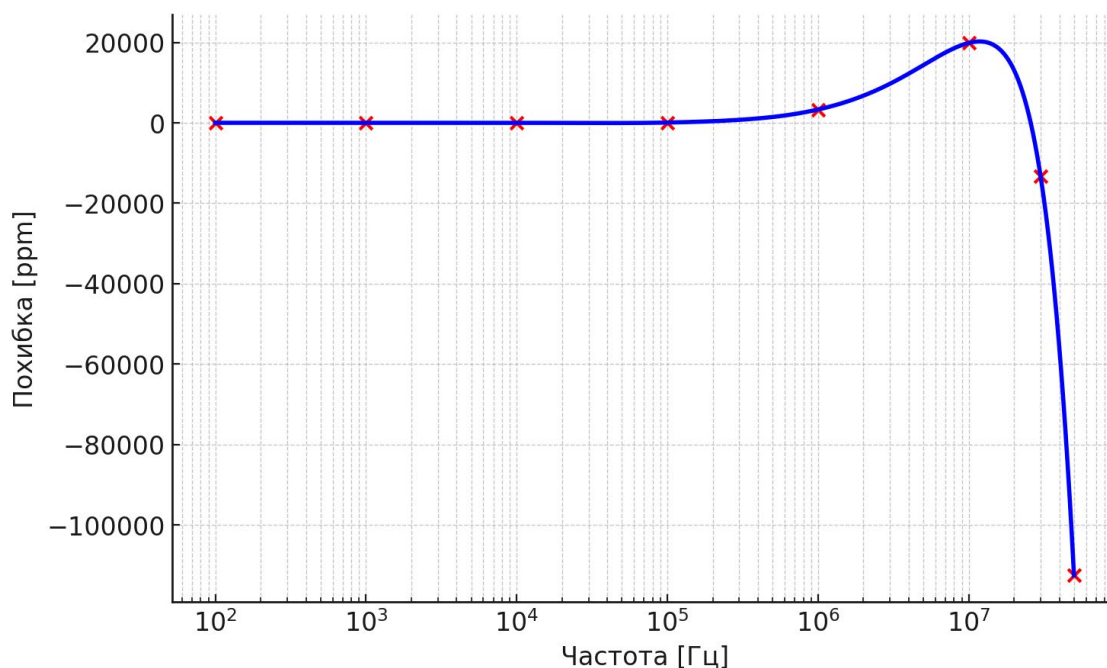


Рисунок 4.18. Частотна похибка шести каскадів підсилювача 30В-30МГц.

Частотна характеристика підсилювача 30 В – 30 МГц має однорідну характеристику у діапазоні до 1 МГц, проте демонструє помітне збільшення до +2% у діапазоні частот від 10 до 20 МГц та різкий спад до –1.3%. Така різка зміна пояснюється особливостями операційних підсилювачів THS3491, побудованих за топологією current-feedback, які характеризуються збільшенням вихідної напруги при наближенні частоти сигналу до частоти зрізу. Цей підйом може сягати 5–7% або більше, залежно від типу CFB та значення резистора зворотного зв'язку. Менше значення резистора дозволяє розширити смугу але суттєво впливає на амплітудно-частотну характеристику підсилювача.

Під час роботи з цифровим калібратором використовувались додаткові алгоритмічні підходи та програмні засоби управління, які забезпечували автоматичну ітеративну корекцію. Завдяки цьому методу вдавалося ефективно компенсувати систематичні похибки та коригувати частотну характеристику. Структурну схему корекції напруги зображено на рисунку 4.19.

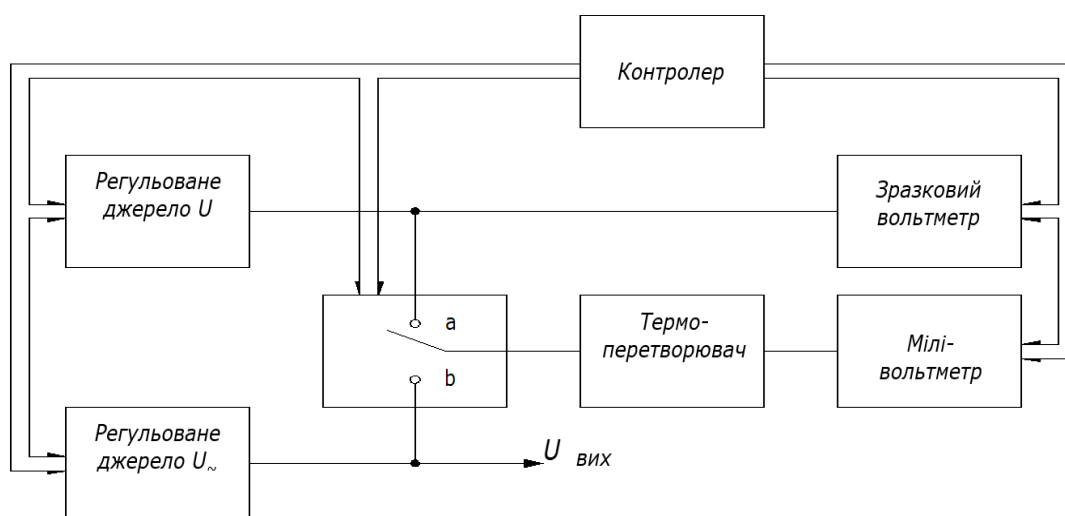


Рисунок 4.19. Структурна схема корекції напруги

Похибка відтворення напруги мінімізується шляхом ітераційної корекції за рівнянням (4.12).

$$U_n = 0,5U_{n-1} \left(3 - \frac{E_{n-1}}{E_{k0}} \right) \quad (4.12)$$

E_{k0} - опорна ЕРС; n - номер такту ітерації; U_{n-1} - значення напруги на попередньому такті ітерації

У процесі реалізації ітераційного методу корекції вихідної напруги та частотної характеристики підсилювача ключовим параметром є його часова стабільність. З метою забезпечення коректної роботи процедури корекції необхідно, щоб вихідна напруга підсилювача залишалася стабільною протягом усього циклу вимірювання та обчислень. Це передбачає обмеження середньоквадратичного відхилення (СКЗ) вихідної напруги до мінімально допустимого рівня, оскільки саме ця величина є інтегральним показником короткочасної нестабільності та шумових флуктуацій. Наявність значних флуктуацій або дрейфів призводить до накопичення похибки у корекційному алгоритмі, що негативно впливає на точність кінцевого результату.

Нижче наведено таблицю з результатами обчислень для підсилювача 30В-30МГц.

Таблиця 4.3. Результати обчислень характеристик підсилювача 30В-30МГц.

Частота, Гц	\bar{U}	S	u_A	U
10к	1.42	6.98	2.20	4.41
100к	-1.92	13.56	4.28	8.57
1М	3306.48	18.82	5.95	11.90
10М	19907.78	100.95	31.92	63.84
30М	-13231.20	93.59	29.59	59.19

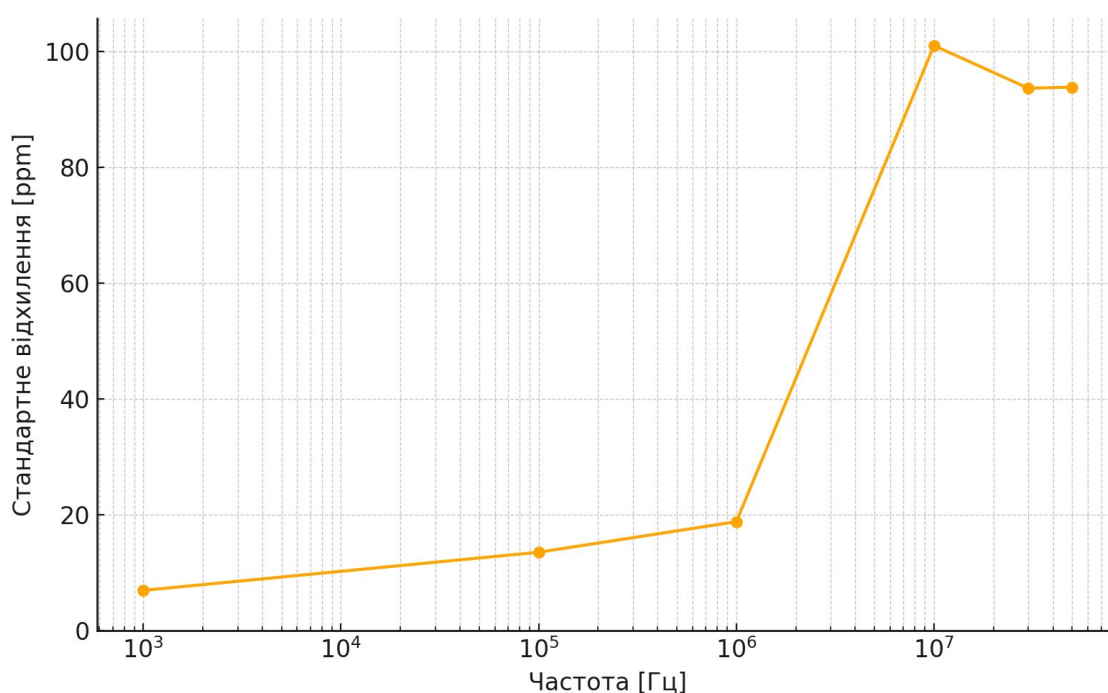


Рисунок 4.20. Стандартне відхилення вихідної напруги підсилювача 30В-30МГц.

За результатами обчислень отримано залежність середньоквадратичного відхилення (СКВ) вихідної напруги підсилювача від частоти. Встановлено, що СКВ має тенденцію до зростання при частотах вище 1 МГц, що свідчить про наявність часової нестабільності вихідного сигналу у відповідному діапазоні. Однією з потенційних причин такої нестабільності можуть бути пульсації в ланцюгах живлення підсилювача, які, у свою чергу, здатні спричиняти флуктуації вихідної напруги. Зазначене явище є типовим для широкосмугових операційних підсилювачів, які на високих частотах демонструють знижену здатність до придушення завад та пульсацій, зумовлену деградацією коефіцієнта послаблення впливу джерела живлення (Power Supply Rejection Ratio, PSRR).

Отримане значення СКВ в межах до 100ppm в області частот від 10МГц до 30МГц є допустим відповідно до технічних умов ВВЕТУ 08-07-01-09.

ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 4

На підставі детального аналізу та проведених експериментальних досліджень метрологічних характеристик підсилювачів можна зробити такі узагальнені висновки:

використання еталонних термоелектричних перетворювачів забезпечило високу точність та надійність результатів вимірювань метрологічних характеристик підсилювачів. Завдяки застосуванню пари перетворювачів для одночасного вимірювання вхідного та вихідного сигналів було отримано можливість комплексної оцінки як статичних, так і динамічних параметрів підсилювальних каскадів.

Експериментальні дослідження частотних характеристик підсилювачів виявили неоднорідність характеристики вихідного сигналу у високочастотному діапазоні, що зумовлено впливом паразитних ємностей та індуктивностей у схемі підсилювачів. Це потребувало розробки та застосуванню спеціальних методів корекції.

Було запропоновано та реалізовано поетапну частотну корекцію кожного каскаду окремо, з використанням додаткових коригувальних RC-ланок. Цей підхід дав змогу істотно знизити відхилення і досягти рівномірності амплітудно-частотної характеристики у заданому діапазоні частот, при цьому похибка не перевищувала 400 ppm.

Статистичний аналіз стабільності вихідної напруги підсилювача 100кГц-1000В продемонстрував мінімальні флуктуації сигналу, середньоквадратичне відхилення яких варіювалося в межах 8–14 ppm у всьому діапазоні частот. Це підтверджує високу стабільність роботи підсилювача, що робить його придатним для використання у високоточних метрологічних системах.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ ДО РОЗДІЛУ 4

1. Дорожовець М. - Опрацювання результатів вимірювань. Навч. посібник. – Львів: Видавництво НУ “Львівська політехніка”, 2007. – 624 с.
2. Володарський, Л. О. Кошева. - Теорія та практика експериментальних досліджень [Текст] : навч. посіб. / Є. Т. - Вінниця : Барановська Т. П., 2023. - 297 с. : рис., табл. - Бібліогр.: с. 295. - 50 прим. - ISBN 978-617-7723-66-3.
3. Захаров, И. П. (2014). Неопределенность измерений для чайников и... начальников: учебное пособие. Санкт-Петербург: Политехника-Сервис.
4. Захаров И. П. - Оценивание неопределенности измерений при определении выхода летучих веществ из твердого минерального топлива / И. П. Захаров, Е. Н. Шевченко // Системи обробки інформації. - 2012. - Вип. 1. - С. 103-107.
5. М. В. Філіппова, О. В. Волошко та С. С. Заєць, «Основи метрології та Інформаційно-вимірювальної техніки» КПІ імені Ігоря Сікорського, Київ, 2017 – 34 с.

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

Теоретичні положення.

У дисертаційній роботі вперше встановлено основні закономірності розподілу підсилення в багатокаскадних високовольтних широкосмугових підсилювачах. Зокрема визначено, що для забезпечення максимальної вихідної напруги та стабільної роботи кожного каскаду, кожний операційний підсилювач повинен мати рівний вихідний сигнал стововно середньої точки свого джерела живлення. На основі цього положення отримано аналітичні залежності, які пов'язують коефіцієнти підсилення окремих каскадів та номінали резисторів зворотного зв'язку із загальним коефіцієнтом підсилення – для обох схем каскадування (неінвертуючої та інвертуючої). Ці теоретичні результати заклали основу для подальшого проектування підсилювача та становлять наукову новизну роботи.

Наукова новизна та значення роботи.

Наукова новизна дисертації полягає в розробці нових методів побудови високовольтних широкосмугових вимірювальних підсилювачів, що дають змогу отримати високу вихідну напругу при широкій смузі частот.

Вперше отримано аналітичні співвідношення забезпечення оптимальної роботи каскадів підсилювачів, що описують розподіл коефіцієнтів підсилення та параметри зворотних зв'язків для обох моделей каскадних підсилювачів:

- встановлено можливість подвоєння напруги каскадів підсилювачів шляхом застосування слідкуючого живлення;
- встановлено закономірність розташування і значень коефіцієнтів підсилення окремих ОП неінвертуючого багатокаскадного

високовольтного підсилювача;

- встановлено закономірність співвідношень резисторів зворотного зв'язку для окремих ОП багатокаскадного неінвертуючого високовольтного широкосмугового вимірювального підсилювача з незалежними зворотними зв'язками;
- встановлено закономірність розташування і значень коефіцієнтів підсилення окремих ОП інвертуючого багатокаскадного високовольтного підсилювача;
- встановлено закономірність співвідношень резисторів зворотного зв'язку для багатокаскадного інвертуючого високовольтного широкосмугового вимірювального підсилювача з незалежними зворотними зв'язками.

Запропоновано оригінальну схемотехнічну реалізацію багатокаскадного підсилювача (патентований пристрій) та методику його частотної корекції. Запропоноване технічне рішення розширення динамічного діапазону підсилювача захищено патентом (№ 152343 від 11.01.2023) і значно розширює можливості відтворення одиниці напруги змінного струму. Отримані результати розширюють науково-технічні уявлення про побудову вимірювальних підсилювачів та можуть бути основою для створення нових засобів відтворення одиниці напруги змінного струму в радіочастотному діапазоні.

Розробка конструкції підсилювача.

На базі отриманих теоретичних залежностей запропоновано нову архітектуру високовольтного широкосмугового каскадного підсилювача з незалежними зворотними зв'язками каскадів. Реалізовано багатокаскадні

підсилювачі: кілька операційних підсилювачів із відносно низькими робочими напругами з'єднано послідовно для досягнення сумарної вихідної напруги до 1000 В 100 кГц та 30 В 30 МГц. Щоб мінімізувати вплив паразитних параметрів, у конструкції застосовано спеціалізовані джерела живлення з наднизькою міжкаскадною ємністю (<10 пФ), а друкована плата спроектована з урахуванням екранування та ефективного тепловідведення.

Технічні рішення для розширення смуги пропускання.

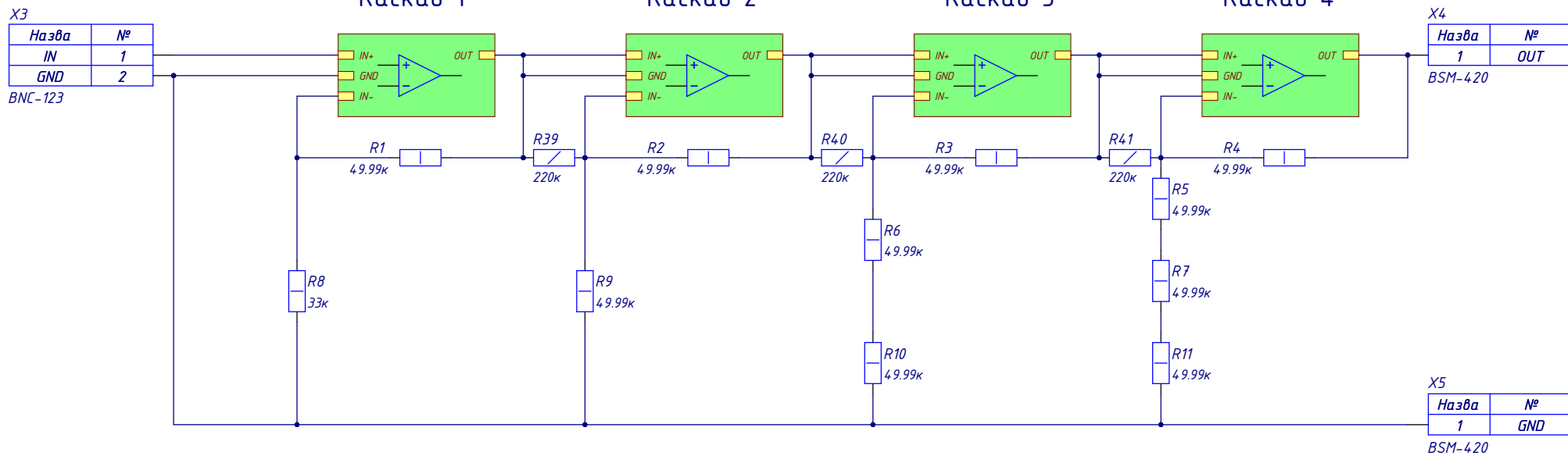
Для забезпечення рівномірної амплітудно-частотної характеристики розробленого підсилювача впроваджено поетапну корекцію частотної характеристики кожного каскаду. Експериментально встановлено, що без корекції у високочастотній ділянці спостерігається спад рівня вихідного сигналу через вплив паразитних ємностей та індуктивностей. Тому до схеми кожного каскаду додано додаткові RC-ланки корекції, налаштовані індивідуально. Застосований підхід дав змогу ефективно компенсувати нерівномірність передачі сигналу: після корекції похибка амплітудно-частотної характеристики не перевищує 400 ppm у діапазоні частот до 100кГц.

Експериментальні підтвердження. Створені дослідні зразки двох блоків підсилювачів (на 1000 В–100 кГц та 30 В–30 МГц) пройшли експериментальні випробування. Для високоточного вимірювання їх параметрів використано еталонні термоелектричні перетворювачі, що дало змогу одночасно вимірювати вхідні та вихідні сигнали та комплексно оцінити статичні й динамічні характеристики підсилювачів. Результати випробувань підтвердили відповідність підсилювачів метрологічним вимогам: після проведеної корекції вони забезпечують рівномірне підсилення сигналу (відхилення не більш як 400 ppm по всій смузі) та високу стабільність

вихідної напруги. Зокрема, статистичний аналіз засвідчив, що стандартне відхилення вихідної напруги становить лише 8–14 ppm у всьому робочому діапазоні частот. Це підтверджує надійну стабільність роботи підсилювача.

Практичне впровадження.

Розроблені в межах дисертації блоки підсилювачів впроваджено в практику. Зокрема, їх використано при модернізації комплексу вихідного еталону ВВЕТУ 08-07-01-09 на замовлення від Метрологічного центру військових еталонів (МЦВЕ) МО України. Інтеграція нових підсилювачів до складу цього еталонного обладнання дала змогу розширити робочий частотний діапазон калібрувального комплексу до 30 МГц та підвищити динамічний діапазон відтворюваної напруги до 1000 В. При цьому забезпечено необхідну точність та довготривалу стабільність відтворення одиниці напруги змінного струму, що особливо важливо при атестації термоелектричних перетворювачів. Практичне впровадження результатів дослідження підтверджує їхню цінність для метрологічної галузі та готовність до використання в реальних вимірювальних системах.



Назва	№
+275	1
+275	2

X6

Назва	№
+440	1
+440	2

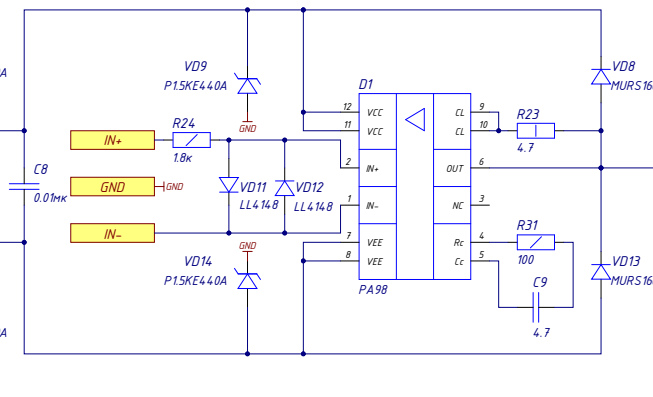
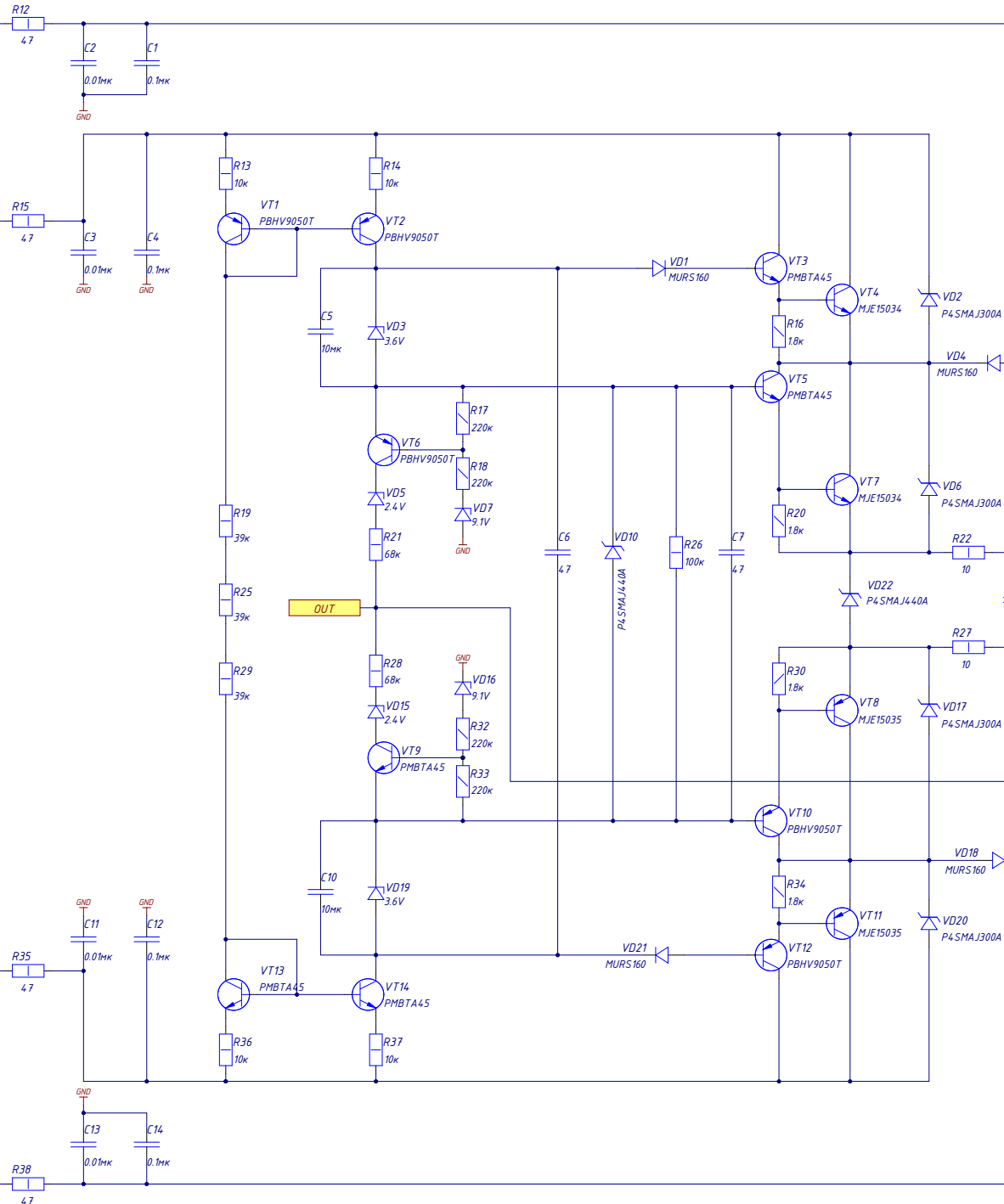
X7

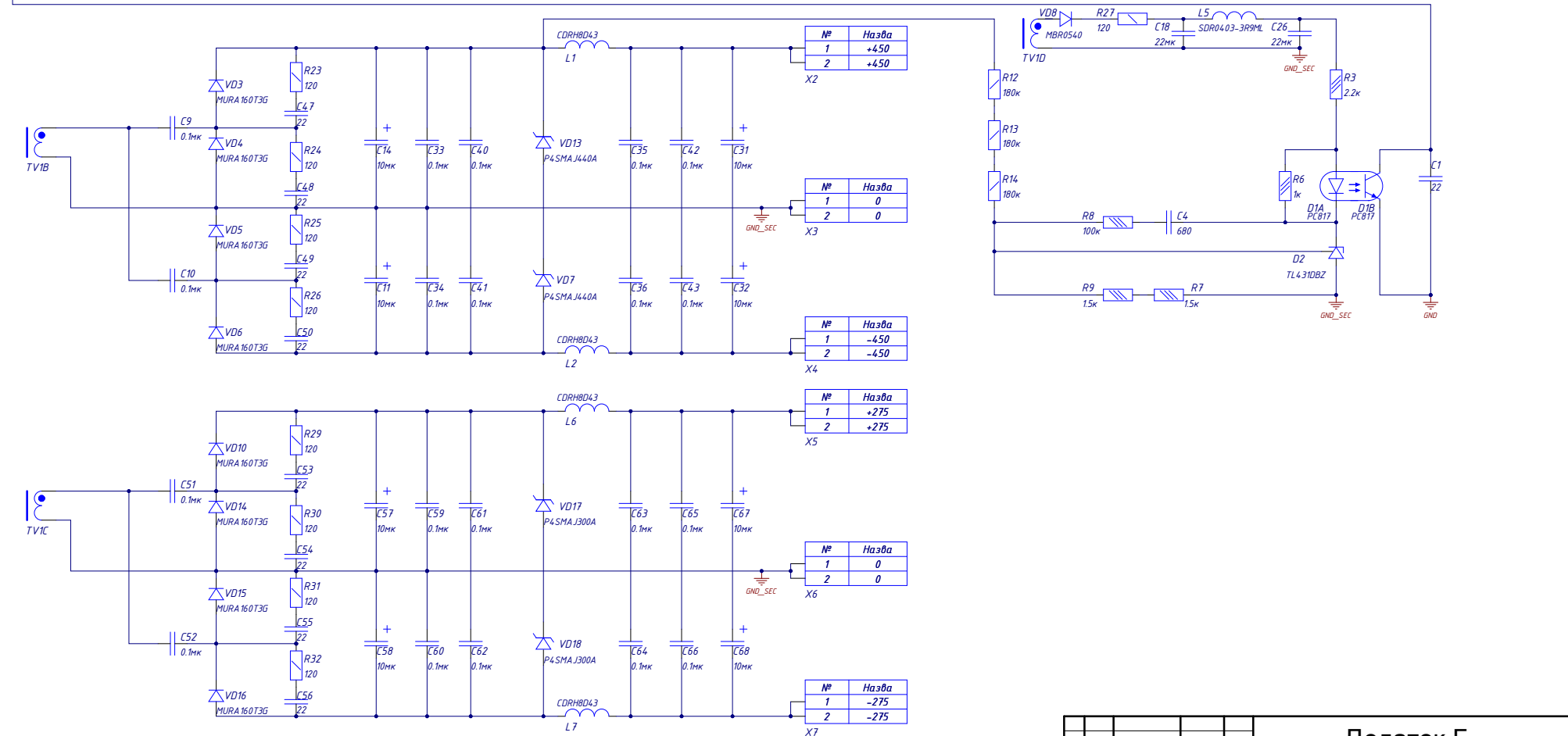
Назва	№
-440	1
-440	2

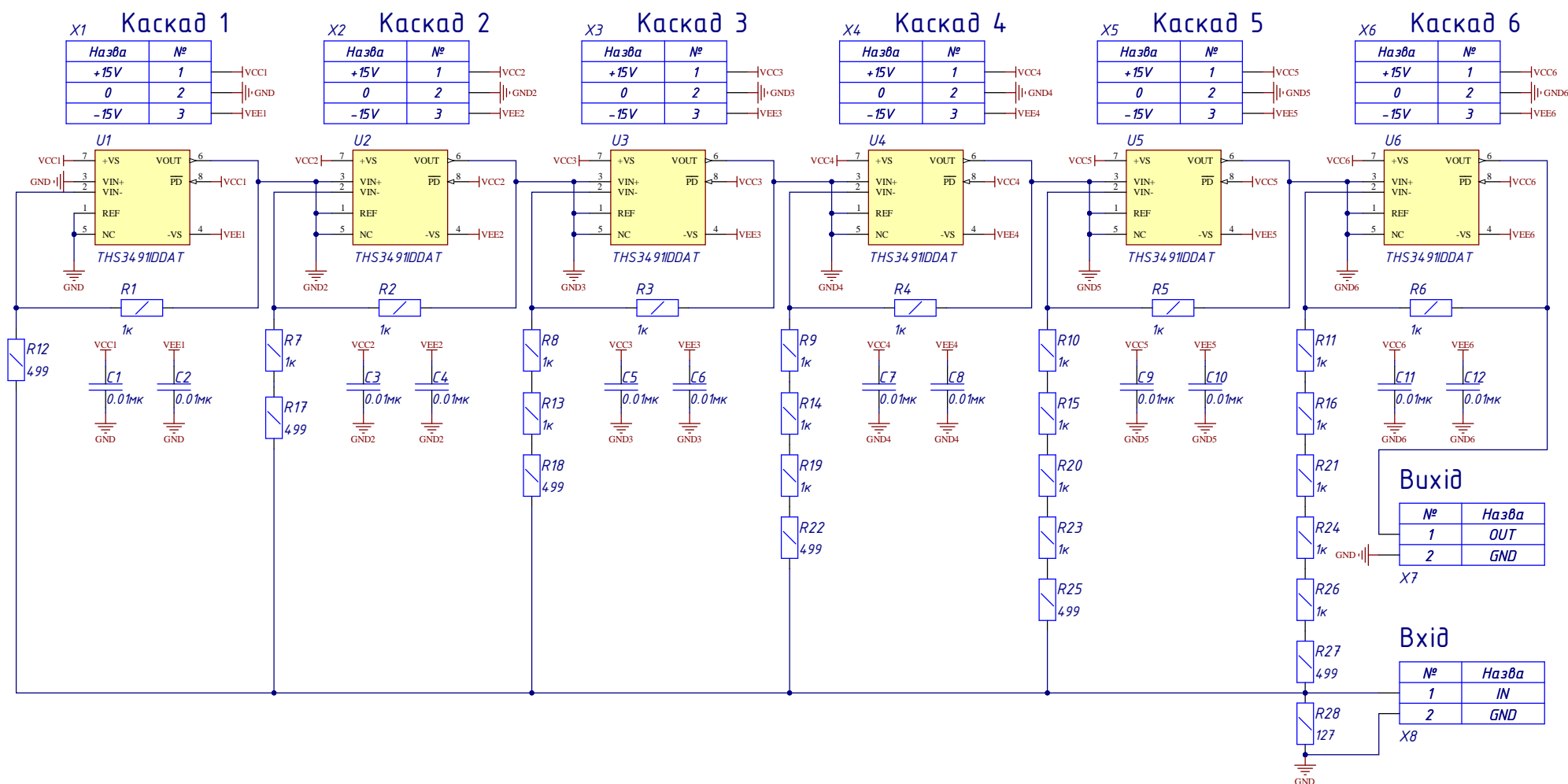
X8

Назва	№
-275	1
-275	2

X9







АКТ

від 28.02.2025 № 1

**впровадження результатів дисертаційної роботи
ДОВГАЛЯ Артема Володимировича на тему “Удосконалення
високовольтних широкосмугових каскадних вимірювальних підсилювачів
для пристроїв відтворення одиниці напруги змінного струму
радіочастотного діапазону” у вторинному військовому еталоні електричної
напруги в діапазоні напруг від 0,001 В до 1000 В змінного струму в
діапазоні частот від 10 Гц до 30 МГц**

Метрологічний центр військових еталонів Збройних Сил України (далі – МЦВЕ ЗС України) в особі начальника МЦВЕ ЗС України Олександра ДЗИСЮКА, начальника науково-дослідного відділу військових еталонів Олександра МИРОНЕНКА та вченого-зберігача військового вторинного еталона електричної напруги в діапазоні напруг від 0,001 В до 1000 В змінного струму в діапазоні частот від 10 Гц до 30 МГц (далі – ВВЕТУ 08-07-01-09) Олександра УДНІКОВА склали цей Акт про те, що результати дисертаційної роботи ДОВГАЛЯ Артема Володимировича на тему “Удосконалення високовольтних широкосмугових каскадних вимірювальних підсилювачів для пристроїв відтворення одиниці напруги змінного струму радіочастотного діапазону” були застосовані для ремонту та модернізації блоку розширення частотного та динамічного діапазонів (далі – БРЧДД) зі складу ВВЕТУ 08-07-01-09, шляхом заміни широкосмугових високовольтних підсилювачів. Результати вимірювань що були здійснені за допомогою блоку БРЧДД були розглянуті на засіданні науково-технічної ради МЦВЕ ЗС України (протокол від 28.02.2025 № 3) та визнані такими що підтверджують високу стабільність відтворення одиниці напруги змінного струму в діапазоні напруг від 0,1 В до 30 В в частотному діапазоні від 1 МГц до 30 МГц, та в діапазоні напруг від 100 В до 1000 В в частотному діапазоні від 1 кГц до 100 кГц.

Впровадження схемо-технічного рішення на основі розробленого ДОВГАЛЕМ А.В. патенту на корисну модель № 152343 від 11.01.2023 дозволило продовжити експлуатаційний ресурс блоку БРЧДД зі складу ВВЕТУ 08-07-01-09.

Начальник Метрологічного центру військових еталонів Збройних Сил України

Олександр ДЗИСЮК

Начальник науково-дослідного відділу військових еталонів

Олександр МИРОНЕНКО

Вчений-зберігач ВВЕТУ 08-07-01-09

Олександр УДНІКОВ