МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ЗАПОРІЗЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
ІНЖЕНЕРНИЙ НАВЧАЛЬНО-НАУКОВИЙ ІНСТИТУТ
ім. Ю.М. ПОТЕБНІ

Кафедра електроніки, інформаційних систем
та програмного забезпечення
(повна назва кафедри)

Кваліфікаційна робота

перший (бакалаврський)
(рівень вищої освіти)

на тему Електронний блок керування регулятором температури на базі терморезистивного оптоелектронного

Виконав: студент IV курсу, групи 6.1712
спеціальності 171 «Електроніка»
(код і назва спеціальності)
освітньої програми Електроніка
(код і назва освітньої програми)

В. О. Бабанов
(ініціали та прізвище)

Керівник проф., доц., д.т.н. Алексієвський О.Г.
(посада, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали)

Рецензент зав. ГП «НВКФ «ЕКОТЕХ» Черняков С. А.
(посада, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали)

Запоріжжя
2026

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ЗАПОРІЗЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
ІНЖЕНЕРНИЙ НАВЧАЛЬНО-НАУКОВИЙ ІНСТИТУТ
ім. Ю.М. ПОТЕБНІ

Кафедра електроніки, інформаційних систем та програмного забезпечення
Рівень вищої освіти перший (бакалаврський)
Спеціальність 171 «Електроніка»
(код і назва)
Освітня програма Електроніка
(код і назва)
Спеціалізація

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри Критська Т.В.
"9" 02 2026 року

З А В Д А Н Н Я
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТОВІ (СТУДЕНТЦІ)

Бережнов Віктор Олександрович
(прізвище, ім'я, по батькові)

1 Тема роботи (проєкту) Електронний блок керування регулятора температури на базі термоелектричного охолоджувача
керівник роботи Алексієвський Дмитро Вячеславович
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)
затверджені наказом ЗНУ від "23" грудня 2025 року № 1830-с

2 Строк подання студентом роботи 15.06.2026 р.

3 Вихідні дані до роботи розробити електронний блок керування регулятора температури на базі термоелектричного охолоджувача. Характеристики аналогічних авторських зразків

4 Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) 1. Аналіз ринку. 2. Розробка електричної схеми керування регулятора температури на базі термоелектричного охолоджувача. 3. Розрахункова частина 4 конструкторсько-технологічна частина 5. Техніко-економічне обґрунтування

5 Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень)

1. Електронний блок керування регулятора напруги на базі ТЕО. Схема електрична структурна. 2. Електронний блок керування регулятора напруги на базі ТЕО. Схема електрична принципова. 3. Аналіз ринку. 4. Загальновиробничий комплекс. 5. Економічні показники. 6. Дослідження

6 Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
1	Алексієвський Д.Г., професор	03.02.26	03.03.26
2	Алексієвський Д.Г., професор	03.03.26	01.04.26
3	Алексієвський Д.Г., професор	01.04.26	05.05.26
4	Алексієвський Д.Г., професор	05.05.26	17.05.26
5	Алексієвський Д.Г., професор	17.05.26	30.05.26

7 Дата видачі завдання 03.02.2026

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів кваліфікаційної роботи магістра	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1	Аналіз ринку регуляторів	03.03.2026	
2	Розробка прототипу	01.04.2026	
3	Конструкторська частина	05.05.2026	
4	Конструкторсько-технологічна частина	17.05.2026	
5	Техніко-економічне обґрунтування	30.05.2026	
6	Оформлення пояснювальної записки	06.06.2026	
7	Оформлення графічної частини	15.06.2026	

Студент _____ Баранов В.О.
(підпис) (прізвище та ініціали)

Керівник роботи (проекту) _____ Алексієвський Д.Г.
(підпис) (прізвище та ініціали)

Нормоконтроль пройдено

Нормоконтролер _____ Шушлебін К.О.
(підпис) (прізвище та ініціали)

РЕФЕРАТ

Дипломний проект містить: 136 стор., 73 рис., 8 табл., 18 джерел літератури.

ЕЛЕКТРОННИЙ БЛОК КЕРУВАННЯ РЕГУЛЯТОРА ТЕМПЕРАТУРИ НА БАЗІ ТЕРМОЕЛЕКТРИЧНОГО ОХОЛОДЖУВАЧА, ТЕРМОЕЛЕКТРИЧНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ, ПРИЛАД, ТЕРМОСТАТУВАННЯ, ПРЕЦИЗІЙНІ ВИМІРИ, TEMPERATURE CONTROLLER, THERMOELECTRIC COOLER, THERMOSTAT, PRECISION MEASUREMENTS.

У дипломному проєкті наведено аналітичний огляд існуючих регуляторів температури на базі термоелектричних охолоджувачів, проаналізовано їх структуру, основні характеристики та розглянуто наявні промислові рішення на ринку. Детально розглянуто схемотехнічні підходи до реалізації складових частин блока керування.

Відповідно до завдання на проєктування, розроблено електричну структурну та принципову схеми прецизійного електронного блока керування регулятора температури. Виконано розрахунок основних функціональних вузлів: регуляторів напруги, ізольованого перетворювача, схеми керування реле та джерела опорної напруги. Наведено результати моделювання. Виконано опис небезпечних і шкідливих виробничих факторів, розраховано штучний заземлювальний пристрій.

В економічній частині виконано розрахунок кошторису витрат на конструкторську підготовку виробництва, визначено собівартість і ціну одиниці виробу, а також розраховано річний економічний ефект і термін окупності розробки.

Роботу виконано на кафедрі ЕІСПЗ ІННІ ім. Ю.М. Потебні ЗНУ з 09.02.2026 по 15.06.2026.

ЗМІСТ

		Стор.
Вступ		6
1	Аналітичний огляд	7
	1.1 Структура регулятора температури	7
	1.2 Основні характеристики	8
	1.3 Огляд існуючих рішень	9
	1.4 Підходи до реалізації	12
	1.4.1 Структура блока керування	12
	1.4.2 Джерело живлення	13
	1.4.3 Кероване джерело	22
	1.4.4 ЦАП	25
	1.4.5 Цифровий контролер	28
	1.4.6 АЦП	29
	1.4.7 Обробка сигналів датчиків	31
	1.5 Постановка завдання	50
2	Розробка приладу	51
	2.1 Опис схеми електричної структурної приладу	52
	2.2 Опис схеми електричної принципової приладу	55
3	Розрахункова частина	72
	3.1 Розрахунок регуляторів напруги	72
	3.2 Розрахунок ізольованого перетворювача	75
	3.3 Розрахунок схеми керування реле	83
	3.4 Розрахунок джерела опорної напруги	87
	3.5 Моделювання неінвертуючого підсилювача	90
	3.6 Моделювання цифрово-аналогового перетворювача	97
4	Конструкторсько-технологічна частина	99
	4.1 Методика перевірки ненормованих значень компонентів	99

4.1.1 Перевірка струму витоку 99
4.1.2 Перевірка низькочастотних шумів прецизійного стабілітрону 104
4.1.3 Результати дослідження шуму АЦП 106
4.2 Методика налаштування приладу 107
4.2.1 Перелік обладнання 108
4.2.2 Налаштування приладу 108
4.3 Охорона праці в лабороаторії 111
4.4 Розрахунок штучного заземлення 114
5 Техніко-економічне обгрунтування 117

Висновки 121
Перелік джерел посилання 123
Додаток А 125
Додаток Б 126

ВСТУП

Точне регулювання температури є ключовою задачою у багатьох галузях науки і промисловості. На сьогодні термоелектричні охолоджувачі (елементи Пельтьє, термоелектричні модулі, ТЕМ) є одним з найперспективніших засобів активного термостатування, через їх можливість як нагрівати так і охолоджувати регулюємий об’єкт.

Тенденції у побудові блоків керування регуляторів температури включають до себе впровадження інтерфейсів цифрового зв’язку, що позволяє об’єднувати окремі прилади у автоматизовані вимірювальні комплекси, використання імпульсних джерел живлення та запровадження сучасних систем керування.

Проблема термостатування камери з великим об'ємом за допомогою окремого приладу – блока керування промисловістю тільки частково вирішена. Більшість промислових приладів орієнтуються на використання для термостатування лазерних діодів. Хоч такі прилади можливо використовувати для керування температури у великій камері, вимоги для двох застосунків різняться. Наприклад, теплоємність між цими застосунками значно відрізняється, що потребує дещо іншої структури регулятора. Таким чином робота є актуальною. Підставою для виконання роботи стала нагальна потрібність у стенді дослідження температурної залежності елементів.

Ціллю роботи є проектування електронного блоку керування регулятора температури на базі термоелектричного охолоджувача, що перевершує або аналогічний за характеристиками до зразків що виробляються. Сфери застосування охоплюють прецизійні лабораторні дослідження у фізиці та хімії, системи охолодження датчиків, медичне обладнання та промислову автоматизацію, де необхідна підтримка температурного режиму за заданим законом із можливістю віддаленого керування.

1 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД

Електронний блок керування регулятора температури на базі термоелектричного охолоджувача – це прилад для організації системи автоматичного регулювання температури, що підтримує задане значення температури або її зміни за заданим законом.

1.1 Структура регулятора температури

Розглянемо приклад структури регулятора температури на рисунку 1.1.

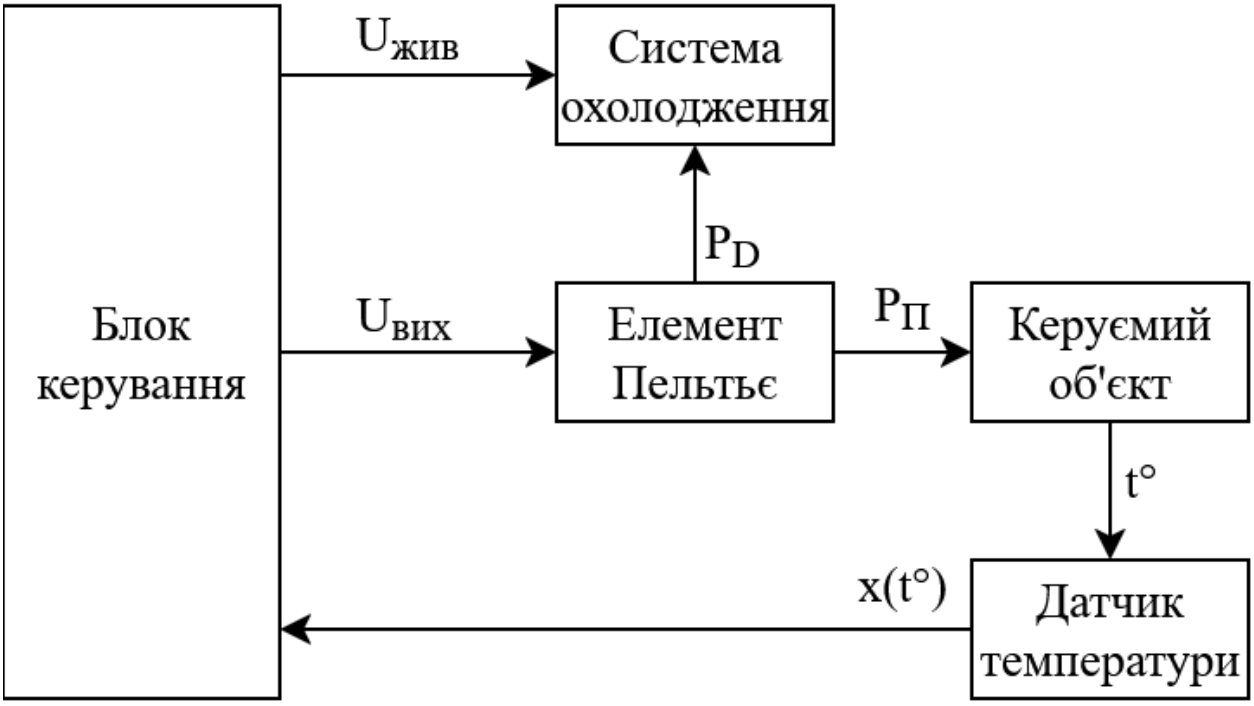


Рисунок 1.1 – Структура регулятора температури

Регулятор температури складається з блоку керування та об'єкта керування: елемент Пельтьє з системою охолодження, об’єкт температура якого керується, до якого приєднаний датчик температури. Датчик температури перетворює температуру об’єкта t° у величину (напруга, опір, тощо) x(t°). Величина пропорційна температурі x(t°) надходить до блока керування, що в залежності від завдання змінює вихідну напругу $U_{вих}$, яка

надходить на елемент Пельтьє та спричинює потужність перекачування тепла $P_П$ та потужність джоулевих витрат P_D. Потужність витрат відводиться системою охолодження, для якої впроваджено джерело живлення $U_{жив}$. В той же час потужність перекачування тепла $P_П$ впливає на керуємий об'єкт змінюючи його температуру. Таким чином реалізується регулятор температури.

1.2 Основні характеристики

Розглянемо основні характеристики електронних блоків керування регулятора температури:

1) загальні характеристики
    a. напруга живлення
    b. інтерфейс підключення до комп'ютера
2) характеристики керуємого джерела живлення
    a. максимальна вихідна напруга
    b. максимальний вихідний струм
    c. максимальна вихідна потужність
    d. точність установки вихідного струму (напруги)
    e. амплітуда пульсацій
3) характеристики каналів вимірювання напруги та струму
    a. діапазон вимірів
    b. точність вимірів
    c. роздільна здатність
4) характеристики каналів вимірювання температури
    a. види підтримуваних датчиків температури
    b. діапазон вимірів
    c. точність вимірів
    d. роздільна здатність
5) характеристики системи керування температури
    a. стабільність регулювання

1.3 Огляд існуючих рішень

Блоки керування для термостатів на основі ТЕМ є доволі нішевою категорією, через це кількість виробників на ринку обмежена. Розглянемо продукцію двох провідних виробників: Arroyo Instruments (США) та Meerstetter Engineering (Швейцарія).

Продукція обох фірм орієнтується на використання для термостатування лазерних діодів. Прилади Arroyo Instruments випускаються у металевих корпусах для настільного чи вмонтованого у стійку використання. Meerstetter Engineering випускає прилади без корпусу, у формі зібраної друкованої плати для вбудовування у застосунок користувача. На рисунках 1.2 та 1.3 можна побачити фото продукції компаній.



Рисунок 1.2 – Arroyo Instruments 5305 [1]

У таблиці 1.1 порівняні характеристики продукції цих виробників. Різні моделі у кожного з виробників відрізняються тільки вихідною потужністю, показники точності, стабільності, роздільної здатності є аналогічними. Через

це для порівняння обрані по одному приладу кожного виробника зі схожими вихідними характеристиками.

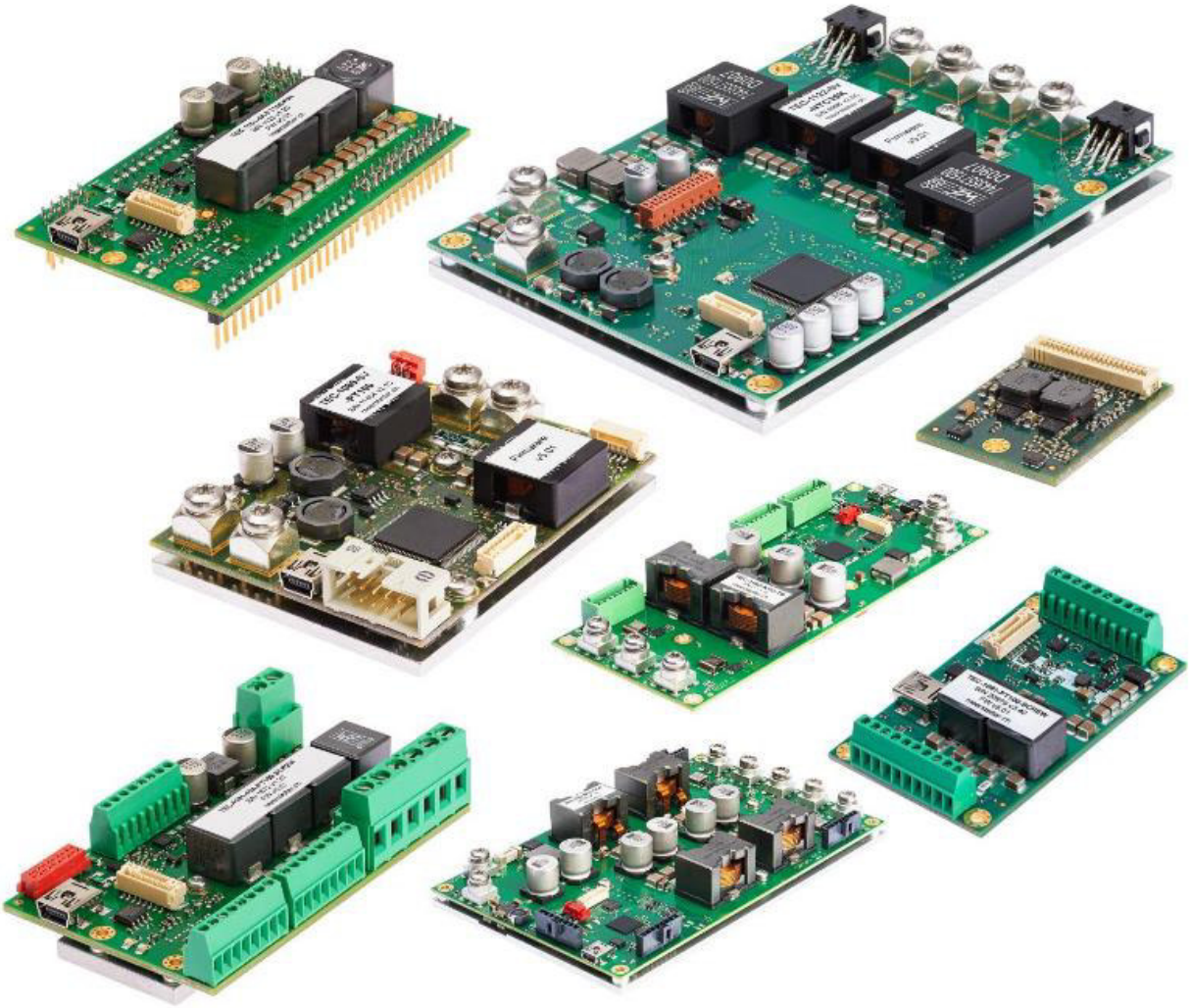


Рисунок 1.3 – Продукція Meerstetter Engineering [2]

Аналізуючи дані таблиці 1.1 можна зробити деякі висновки:

— прилад Arroyo значно дорожчий, частково через його завершеність (включає до себе мережеве джерело живлення, корпус, тощо)

— обидва прилади здатні видавати напругу двох полярностей, це дозволяє використовувати ТЕМ для нагріву та охолодження

— через високий ККД та з рисунку 1.3 можна зробити висновок що у приладі Meerstetter використовується імпульсний перетворювач як вихідний каскад

— Arroyo відрізняється підтримкою аналогових інтегральних датчиків температури, але жоден з приладів не підтримує цифрові датчики температури.

— USB та послідовні інтерфейси використовуються для підключення до комп’ютера на відміну від старіших паралельних інтерфейсів як GPIB

Таблиця 1.1 – Порівняння характеристик блоків керування термостатів на основі ТЕМ

Назва	Arroyo 5310	Meerstetter TEC-1091	Keithley 2510
Ціна	2995 $	412 $	4380 $
Напруга живлення	100/120/230 В 50/60 Гц	4.9-24 В	100-240 В 50/60 Гц
Вихідна напруга	±12 В	±21 В	±10 В
Вихідний струм	±10 А	±4 А	±5 А
Точність установки	±60 мА	-	
Амплітуда пульсації	15 мА RMS	80 мВ р-р	5мВ RMS
ККД	-	94%	-
Точність виміру струму	60 мА (0.6%)	5%	0.4%
Точність виміру напруги	0,05 В (0,42%)	3%	0.1%
Підтримувані датчики температури	Термістор 10 кОм та 100 кОм, PT100, LM335, AD590	PT100, PT1000, термістор 10 кОм	PT100, PT1000, термістор 100 Ом/1/10/100 кОм
Точність виміру температури	0.03%	-	0.02%
Стабільність регулювання температури	0,004 ºС за 1 год 0,01 ºС за 24 год	0,01 ºС	0,005 ºС короткострокова 0,01 ºС довгострокова
Інтерфейс підключення до комп’ютера	USB 2.0, RS232	USB, RS485, RS232, CANopen	GPIB, RS232

Структруа та схемотехніка існуючих рішень розглядається у розділі 1.4.

1.4 Підходи до реалізації

У цьому підрозділі розглядаються підходи до реалізації основних функціональних вузлів електронного блока керування. Це дозволить свідомо обрати топологію розроблюємого пристрою.

1.4.1 Структура блока керування

На рисунку 1.4 зображена структура блока керування. Рисунок аналогічний рисунку 1.1 але блок керування розкритий у свої складові блоки. Пунктирною лінією відокремлений блок керування від об’єкта керування.

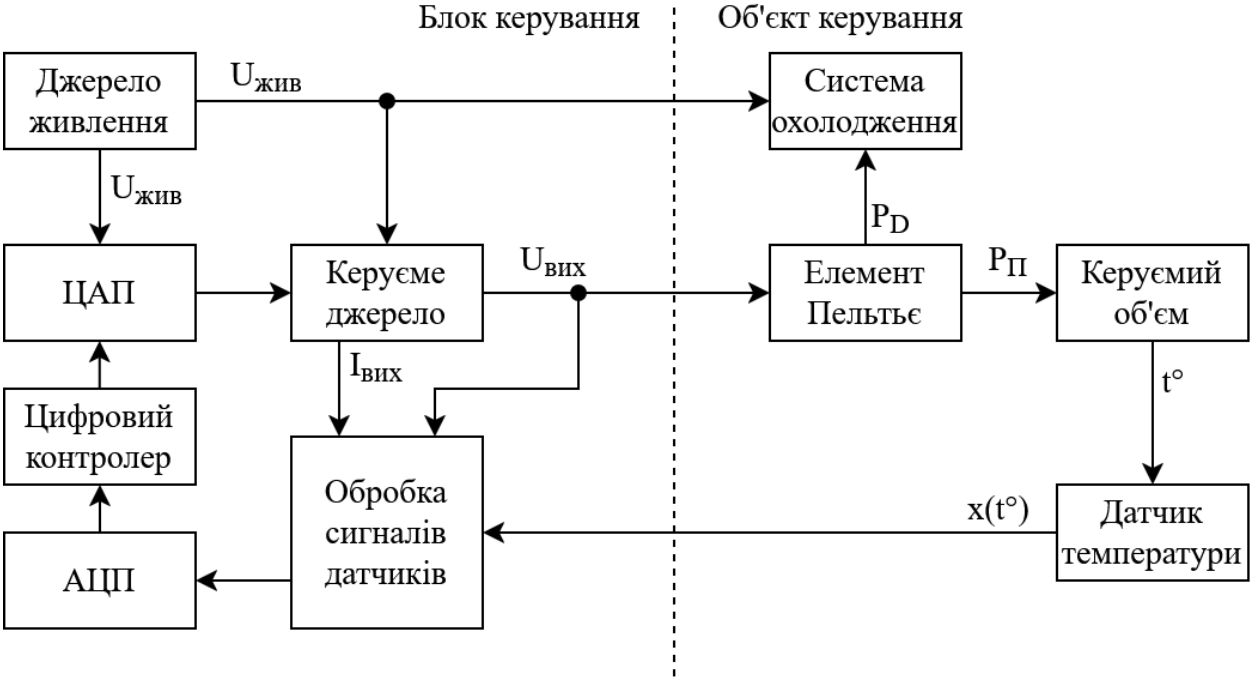


Рисунок 1.4 – Структура блока керування

Основні блоки з яких складається блок керування це джерело живлення, цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП), цифровий контролер, аналого-цифровий перетворювач (АЦП), керуєме джерело та блок обробки сигналів датчиків.

Сигнал від датчика температури подається до блоку обробки сигналів датчиків, де цей сигнал масштабується для вхідного діапазону АЦП. Через АЦП сигнал потрапляє до цифрового контролера, який у залежності від завдання задає вихідне значення ЦАП. Вихідна напруга ЦАП змінює вихідну напругу керуємого джерела.

1.4.2 Джерело живлення

Роль джерела живлення – перетворення мережевої напруги у напругу потрібну для решти схеми. Основні вимоги до джерела живлення електронного блока керування наступні:

— вихідна напруга потрібного рівня (наприклад для конфігурації з двома послідовними ТЕМ на напругу 12В, має сенс напруга живлення 24В)
— потрібний діапазон вхідних напруг (наприклад 230 В ±10% для живлення від мережі)
— коефіцієнт корисної дії – через велику потужність яку потрібно надати ТЕМ (50-200 Вт) раціональним є зменшення витрат для спрощення охолодження
— безпека – джерело має надавати ізоляцію від мережі та відповідати вимогам законодавства
— електромагнітна сумісність – джерело має відповідати вимогам законодавства відповідно до рівня випромінюємих та кондуктивних завад, також, через прецизійну натуру приладу, джерело має мати низький рівень випромінюємих завад та кондуктивних завад на виході
— Габарити – джерело має вміщатися до обраного корпуса прилада

Розглядаючи структуру джерела живлення, можна виділити головне та допоміжні джерела живлення. Головне джерело живлення відповідає за прийом енергії від зовнішнього середовища та її перетворення у основну напругу живлення приладу. За джерелом енергії відрізняють мережеві та постійного струму. При живленні від мережі змінного струму, важливою роллю головного джерела є гальванічна розв’язка. Мережеві джерела поділяються на джерела мережевої частоти та імпульсні джерела [3].

Джерела мережевої частоти використовують трансформатор що працює на частоті мережі 50 Гц. Вони відрізняються простотою, надійністю та низьким рівнем завад. Їх основний недолік це велика маса та об’єм трансформатора. Імпульсні джерела використовують трансформатор що працює на значно вищій частоті. Це дозволяє значно зменшити габарити.

Схемотехніка імпульсних джерел живлення значно складніша, але це дозволяє отримати деякі переваги як регульована вихідна напруга чи активна корекція коефіцієнта потужності. Значний недолік імпульсних джерел це проблеми з електромагнітною сумісністю через наявність точок з високим dU/dt.

Додаткові джерела живлення відповідають за перетворення вихідної напруги головного джерела на інші напруги потрібні частинам схеми.

Розглянемо реалізацію джерела живлення у існуючих приладах. Найпростішим є джерело живлення у продукції Meerstetter Engineering. На рисунку 1.5 зображена частина плати приладу TEC-1091 (80 Вт) що відповідає джерелу живлення. Як головне джерело використовується напруга постійного струму. Фактично головне джерело є зовнішнім до приладу. На платі приладу присутні лише запобіжник, TVS діод (супресор) та вхідна ємність.

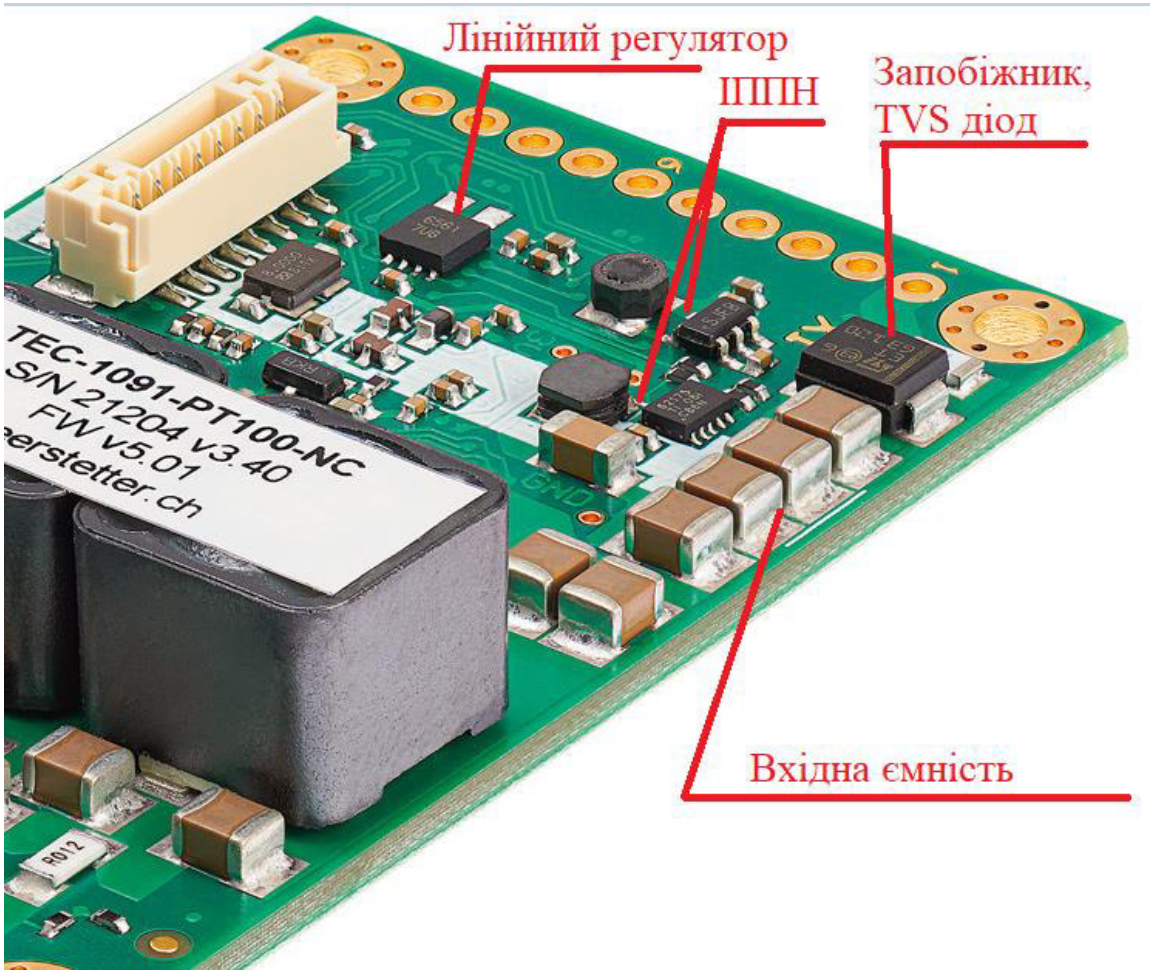


Рисунок 1.5 – Джерело живлення приладу Meerstetter Engineering TEC 1091

Також на рисунку 1.5 видно додаткові джерела. Два імпульсних перетворювача постійної напруги (ІППН) вірогідно відповідають за створення напруги живлення мікроконтролера та контролера вихідного каскаду. Лінійний регулятор вірогідно створює напругу живлення АЦП.

На рисунку 1.6 зображений вид на внутрішню частину приладу Arroyo 5310 (10A, 12B) з позначеними частинами джерела живлення.

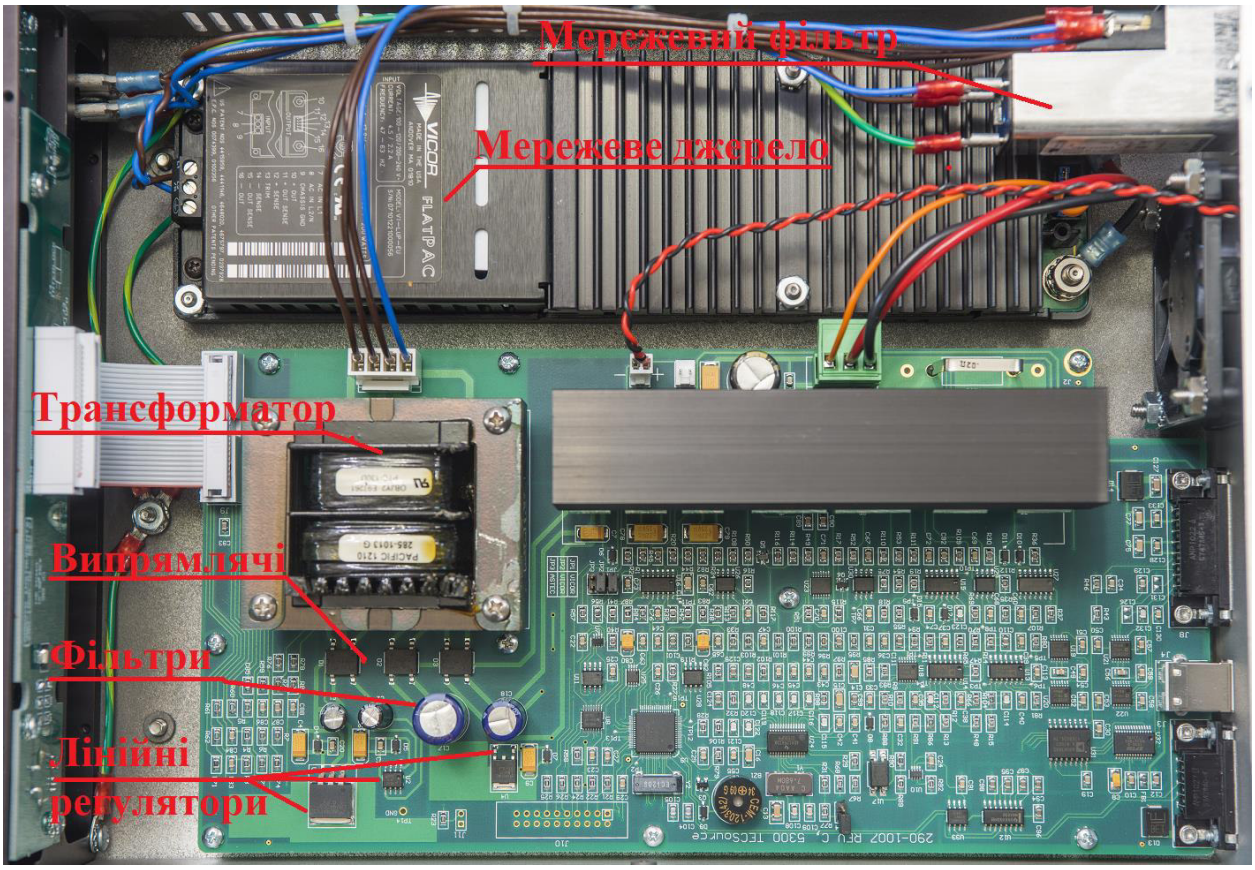


Рисунок 1.6 – Прилад Arroyo 5310, позначені частини джерела живлення [4]

Структура джерела живлення цього приладу складніша. Мережева напруга крізь мережевий фільтр потрапляє до трансформатору та імпульсного мережевого джерела. Вихідні напруги трансформатора випрямляються та фільтруються. Лінійні регулятори стабілізують вихідну напругу. Отримані джерела використовуються для живлення усієї схеми за виключенням силової частини. Для живлення вихідного каскаду керуємого джерела використовується потужне керуєме мережеве імпульсне джерело живлення.

Використаний блок живлення Vicor FlatPAC складається з інтегрованих у один плаский корпус мережевого джерела AC-DC та керуємого ізольованого ІППН. Функція керування вихідної напруги джерела використовується для зменшення виділення тепла у силовому каскаді. Джерело використовується як попередній регулятор.

На рисунку 1.7 можна побачити вид на внутрішню частину приладу Keithley 2510 з позначеними складовими джерела живлення.

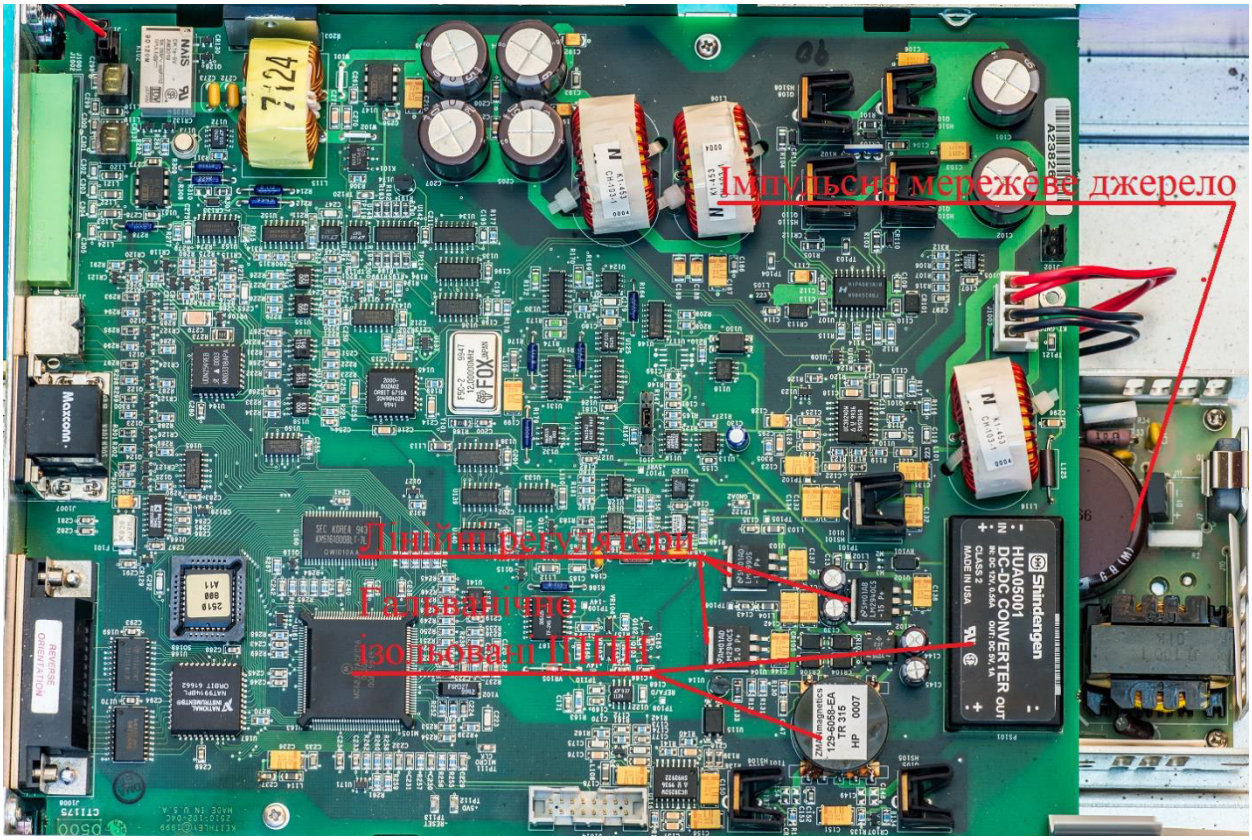


Рисунок 1.7 - Прилад Keithley 2510, позначені частини джерела живлення [5]

Вхідна мережева напруга за допомогою мережевого імпульсного джерела живлення перетворюється у напругу 15 В. Використовуючи гальванічно ізольовані ІППН створюється гальванічно ізольовані напруги живлення для аналогових та цифрових схем. На рисунку 1.8 наведена блок схема живлення Keithley 2510. Блоки ККП (корекція коефіцієнта потужності) та мережеве джерело відповідають покупному мережевому імпульсному джерелу. Цифрові схеми живяться через ізольований модуль ІППН Shindengen

HUA05001 що має на виході 5 В 1 А. Цей модуль також відповідає за ізоляцію гальванічно ізольованої частини приладу, так як загальний цифрових схем під'єднаний до корпусу.

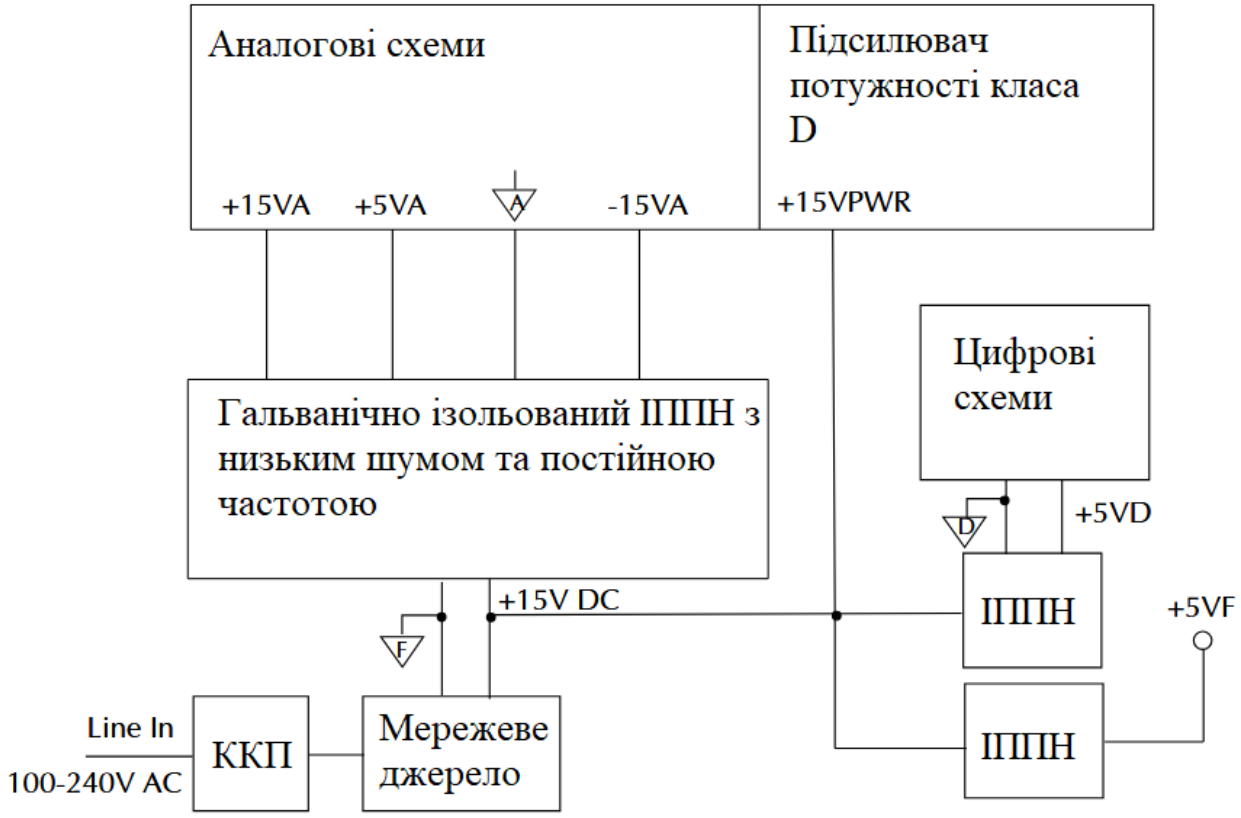


Рисунок 1.8 – Блок схема живлення Keithley 2510 [6]

Розглядаючи друковану плату, не помітно значну дистанцію ізоляції між гальванічно ізольованими частинами. Справді, інструкція з обслуговування попереджає що максимальна напруга між корпусом (загальний цифрової частини) та вимірювальною частиною складає 30 В. Максимальна напруга між загальним вихідного каскаду та вимірювальної частини складає 10 В. Є програмна опція під’єднати загальний вимірювальної частини до загального силового виходу. Низька напруга синфазної ізоляції досить обґрунтована для приладу, так як він не має з’єднань до зовнішніх приладів. Гальванічна ізоляція використовується для зменшення чутливості до синфазних завад. Через відсутність підключень до вимірювальної та силової частини зовнішніх приладів зменшується вірогідність кондуктивних синфазних завад.

Розглянемо схемотехніку гальванічно ізольованого перетворювача з низьким шумом, що використовується для живлення аналогових схем. На рисунку 1.9 зображений анотований вид на секцію плати що містить перетворювач. Помічаючи два польових транзистора з низу рисунка 1.9, можна сказати що перетворювач складений за схемою з середньою точкою. Інтегральна схема контролер перетворювача – UC3825B є звичайним ШІМ контролером для керування перетворювачем за схемою з середньою точкою. Вторинна частина перетворювача має випрямлячі та фільтри. Вихідна напруга випрямлячів стабілізується оптично розв'язаним зворотнім зв'язком за допомогою IC паралельного регулятора TL431 та оптопари. Стабілізована випрямлена напруга надходить до стабілізаторів для зменшення пульсації.

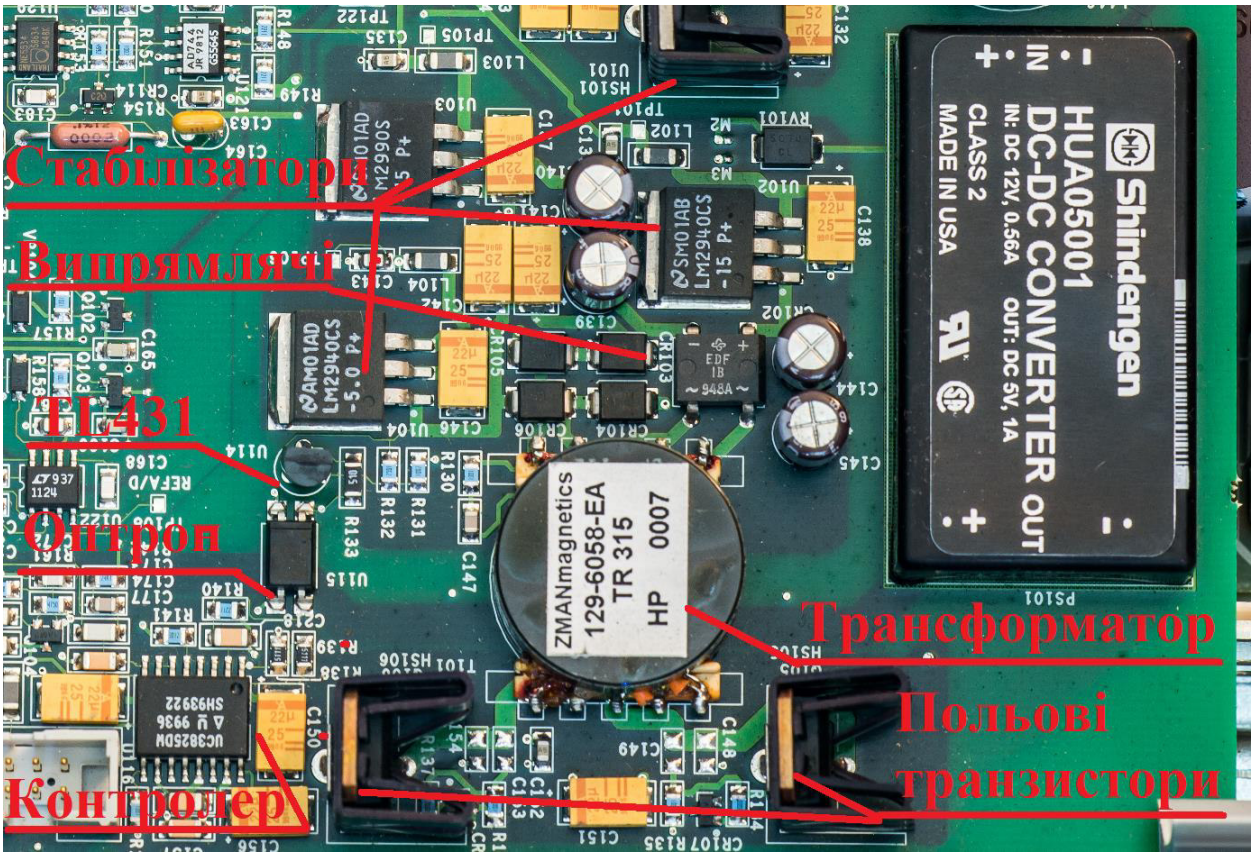


Рисунок 1.9 – Гальванічно ізольований перетворювач з низьким шумом

Проаналізувавши структуру та схемотехніку перетворювача, можна сказати що це звичайний імпульсний перетворювач. З цього виходить що

імпульсні перетворювачі за умови правильного проектування підходять для живлення прецизійних схем.

У [7] розглядається гальванічно ізольоване джерело з низьким рівнем синфазних завад на виході. Авторами запропоновано три механізми зменшення синфазних кондуктивних завад.

Синфазний струм на виході є спричинений ємністю між обмотками трансформатора, через це використання електростатичного екрану зменшує рівень синфазного струму. Так як струм крізь ємність пропорційний до швидкості зміни напруги, використання напруги живлення трансформатора з меншим dU/dt, наприклад синусоїдальної чи трапецієподібної замість меандрової, зменшує синфазний струм. Новим підходом до зменшення синфазної завади є впровадження саморезонансного синфазного дроселя, що використовує той факт що у паралельної резонансної схеми максимальний імпеданс на резонансній частоті. Резонансна частота індуктивності дроселя зі своєю паразитною ємністю обирається рівною до частоти роботи перетворювача. На рисунку 1.10 показано перетворювач з впровадженими механізмами зменшення синфазних завад.

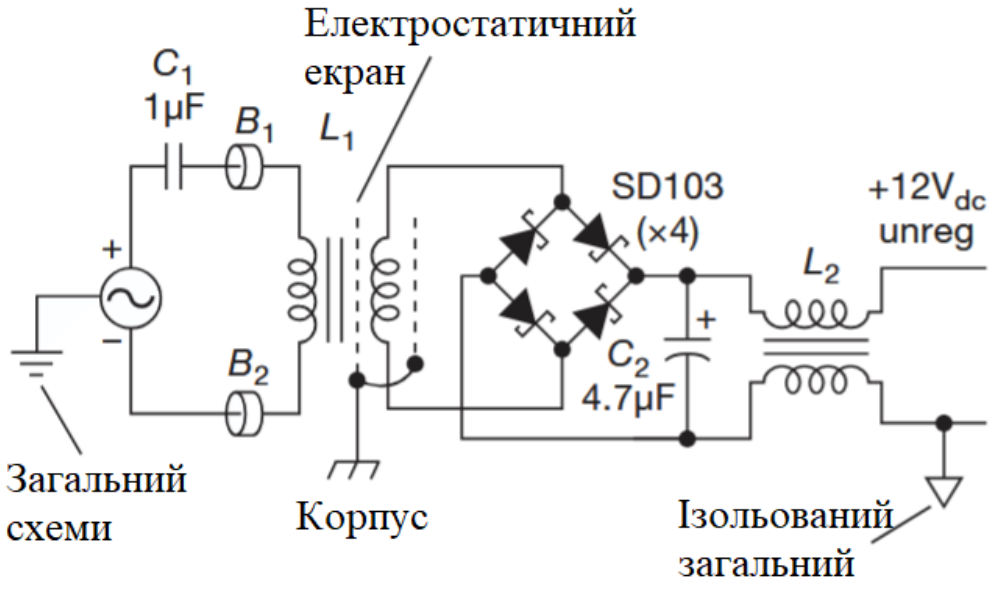


Рисунок 1.10 – Ізольований перетворювач з малим рівнем синфазних завад

Розглядаючи деталі реалізації, видно що у випрямлячі використані діоди Шотткі через те що у них відсутній час зворотного відновлення, таким чином ефект викидів напруги спричинений обриванням від'ємного струму зворотного відновлення крізь індуктивність розсіювання трансформатора є менш значним. Для запобігання намагнічення трансформатор під'єднаний крізь ємність. Для створення синусоїдальної, трапецієподібної чи напруги трикутної форми можна використовувати схеми на основі операційних підсилювачах. Підсилювач потужності що живить трансформатор краще реалізувати на біполярних транзисторах через те що вони повільніше за польові. Або можна використовувати потужній інтегральний підсилювач.

Ще один метод отримати синусоїдальну напругу є резонансні перетворювачі. Одна з найпростіших топологій резонансного перетворювача для використання як DC/DC перетворювач є паралельно резонансний перетворювач із живленням струмом [8] також відомий як резонансний Роєр або перетворювач Баксандалла [9].

На рисунку 1.11 показано схему паралельно резонансного перетворювача з живленням струмом. Паралельний резонансний контур формується первинною обмоткою трансформатора T1 та конденсатором C1. Індуктивність L1 діє як джерело струму на робочій частоті. Схема є автогенераторною, транзистори починають вмикаються резисторами R1, R2, потім позитивний зворотній зв'язок крізь додаткову обмотку трансформатора T1B вмикає один з транзисторів. При завершені напівхвилі струм крізь транзистор припиняється, транзистори перемикаються. Така схема має синусоїдальну напругу на трансформаторі та струм форми меандру. Амплітуда напруги на обмотці трансформатора є у π разів більше за напругу живлення так як її середнє значення дорівнює напрузі живлення. Добротність навантаженого резонансного контуру зазвичай складає 3…10, чим вище добротність, тим вище циркулюючі токи, але менші гармонічні спотворення. Ця схема найбільш відома широким використанням у перетворювачах для живлення ламп з холодним катодом для підсвітки, там також потрібна

синусоїдальна напруга. Цікавим є те що індуктивність розсіювання може бути впроваджена у резонансний контур. Перевагами схеми є простота, високий ККД, синусоїдальна форма напруги, малий вихідний опір, амплітуда напруги на трансформаторі більша за напругу живлення. Основним недоліком є використання трансформатору як індуктивності, через первинну обмотку протікає значний резонансний струм.

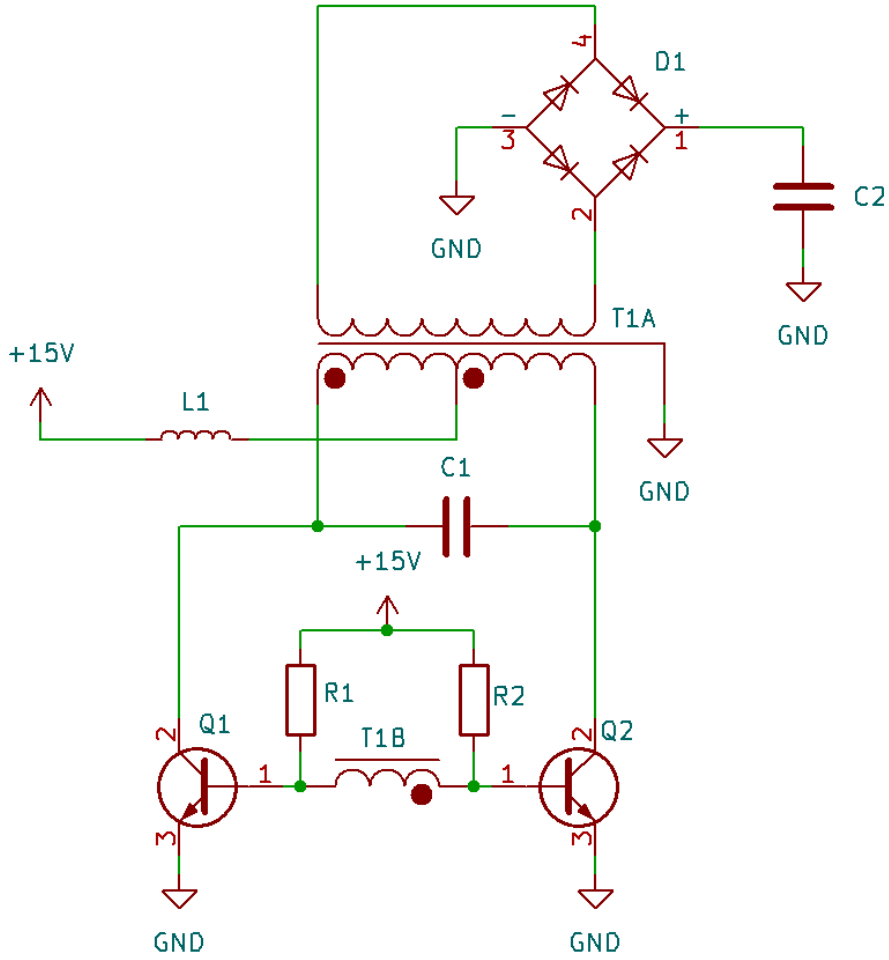


Рисунок 1.11 – Паралельний резонансний перетворювач з живленням струмом

Підсумовуючи:

— Були розглянуті два підходи до структури головного джерела – живлення від мережі чи живлення від напруги постійного струму. Для випадку живлення від напруги постійного струму фактично

головне джерело є зовнішнім до приладу. Таке рішення є використовується для приладів які мають на меті можливість вбудовуватись у складніші прилади. Прилади які мають бути самодостатніми частіше живляться від мережі.

— У якості мережевих джерел широко використовуються покупні імпульсні джерела та трансформатори. Для забезпечення рівня завад використовуються мережеві фільтри.

— Як додаткові джерела використовуються ІППН та лінійні регулятори. Лінійні регулятори надають низький рівень пульсації.

— Ізольовані DC/DC перетворювачі використовуються там де потрібне ізольоване джерело. Були розглянуті методи зменшення рівня синфазних завад.

1.4.3 Кероване джерело

Кероване джерело відповідає за вихідну напругу що надходить на ТЕМ. Вихідний каскад має бути здатним видавати напругу обох полярностей і бути як джерелом так і стоком струму, тобто працювати у 4 квадрантах. Необхідність у можливості приймати струм спричинена тим що термо ЕРС ТЕМ може бути вищою за задану напругу. Джерело має бути керуємим напругою.

Топології лінійних підсилювачів що відповідають даним вимогам зображені на рисунку 1.12. Схема позначена літерою А є двотактним емітерним повторювачем. За умови двох симетричних напруг живлення така схема може видавати напруги обох полярностей у 4 квадрантах. Значний недолік є погане використання джерела живлення. Якщо потрібно надати 200 Вт у обох полярностях, потрібно 2 джерела потужністю 200 Вт. Схема позначена літерою Б виправляє цей недолік. Навантаження включено у діагональ двох двохтактних емітерних повторювачів, реалізується мостова схема. Недоліками є збільшення кількості транзисторів, складніше керування, вихідна напруга не відносно загального потенціалу. Але значне зменшення

вимог до живлення робить цю схему кращою. У приладах Arroyo реалізована така схема. Проблему малого ККД лінійних підсилювачей вирішує попередній регулятор.

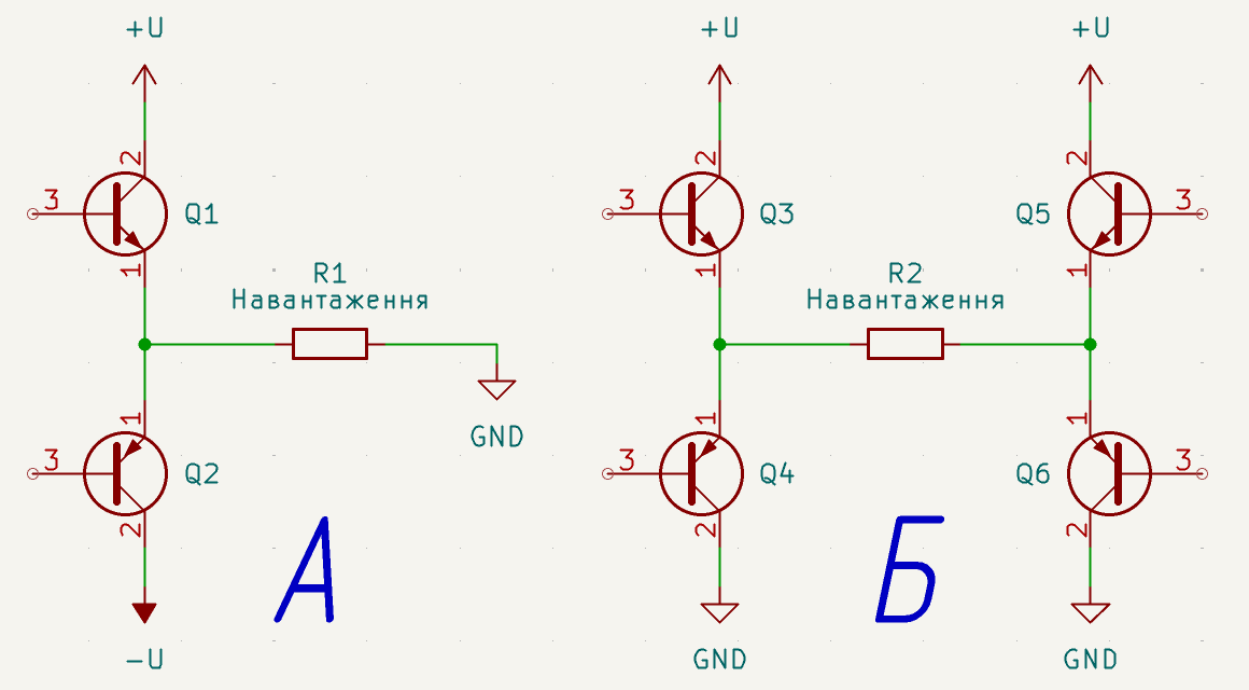


Рисунок 1.12 – Топології лінійних підсилювачів потужності

Топологію повний мост також можливо реалізувати як імпульсний перетворювач. Прилади Meerstetter Engineering та Keithley 2510 використовують саме цей підхід. Розглянемо реалізацію такого перетворювача у Keithley 2510. На рисунку 1.13 показаний вид на частину плати Keithley 2510 що відповідає перетворювачу. Джерело побудоване на ШІМ контролері UC3824 що є контролером для двотактних ІППН. Вихідний сигнал контролеру поступає на ІС драйверу повного моста HIP4081, що керує затворами польових транзисторів. Вхідна напруга через LC фільтр потрапляє до моста транзисторів. Вихідна напруга кожного з напівмостів проходить крізь LC фільтр. Спрощену схему перетворювача можна побачити на рисунку 1.14. Керуюча напруга подається з ЦАП, підсилюється та потрапляє на не інвертуючий вхід ШІМ контролера. Вихідні сигнали ШІМ контролера керують драйвером повного моста.

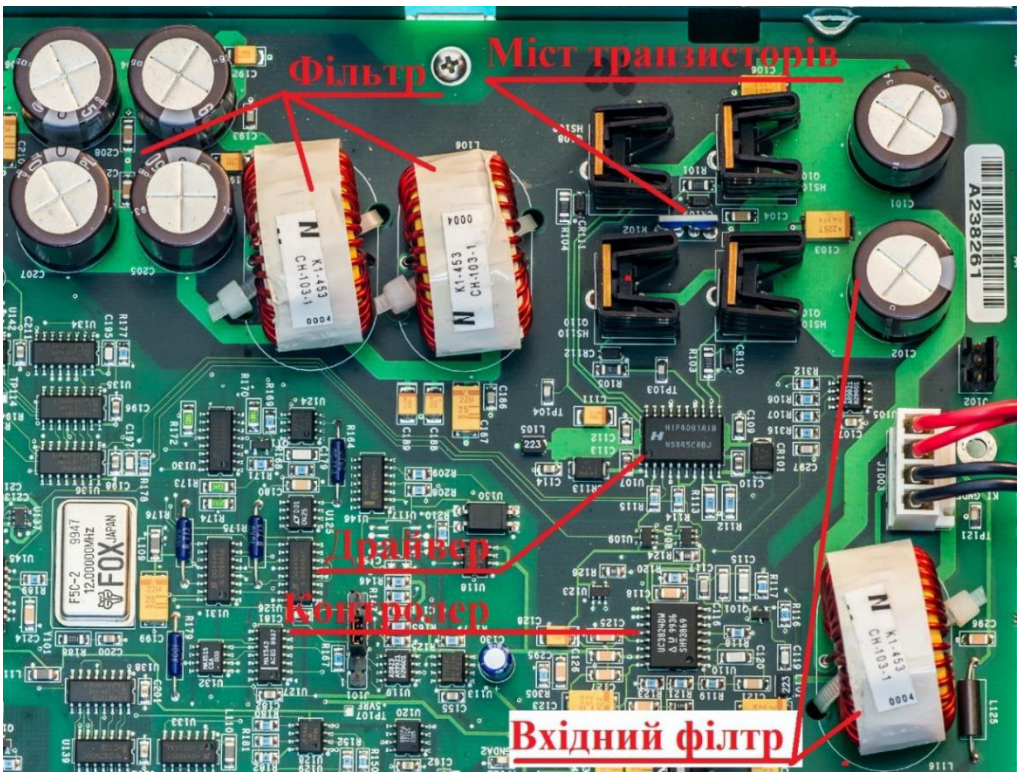


Рисунок 1.13 – Керуєме джерело Keithley 2510

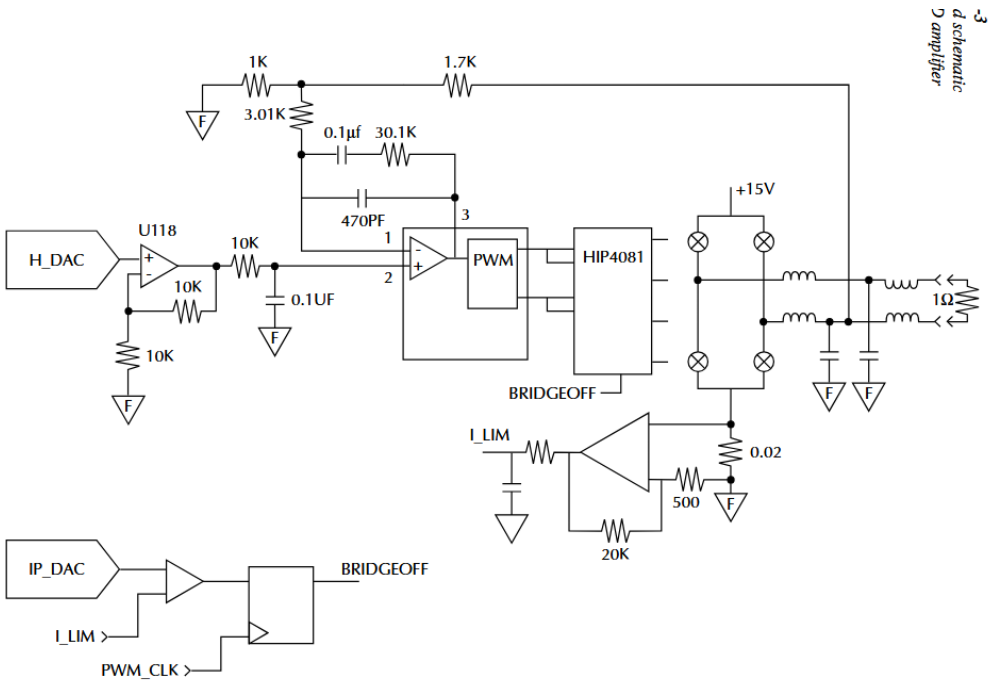


Рисунок 1.14 – Спрощена схема керуємого джерела Keithley 2510

Зворотній зв’язок реалізується відносно загального провідника схеми, таким чином, що вихідні напруги напівмостів зворотно пропорціональні –

сигнали керування транзисторами одного з напівмостів прямі, а іншого інверсні. Це досягається зворотнім підключенням виходів контролеру до входів мікросхеми.

Захист від надмірної потужності реалізується за допомогою датчику на основі шунта у земляній шині живлення мосту. Це можливо через те що струм живлення такої схеми пропорційний потужності навантаження, за виключенням втрат.

Також імпульсний перетворювач за схемою повний міст можна уявити та реалізувати як включення навантаження у діагональ двох синхронних понижуючих перетворювачів.

1.4.4 ЦАП

ЦАП або цифро-аналоговий перетворювач перетворює цифровий вхід на аналогове вихідне значення. У конкретній системі ЦАП використовується для перетворення цифрового сигналу від цифрового контролеру у напругу що керує керуємим джерелом. Основні вимоги до ЦАП на постійному струмі це:

— роздільна здатність

— інтегральна нелінійність

— диференціальна нелінійність (монотонність)

— адитивна похибка (зміщення)

— мультиплікативна похибка (похибка коефіцієнта підсилення)

— шум (амплітуда пульсацій)

До реалізації ЦАП можна виділити два підходи: використання інтегрального ЦАП або дискретна реалізація. Усі розглянені прилади використовують інтегральні ЦАП. Arroyo 5310 використовує IC ЦАП AD5662, Keithley 2510 використовує IC MAX542. Обидві IC мають роздільну здатність 16 біт, інтегральні ЦАП з роздільною здатністю більше 16 біт не є широко доступними. Через це, та через специфічність вимог до ЦАП у цьому застосунку (відсутня вимога до швидкості) дискретна реалізація ЦАП варта розгляду.

Топологія ЦАП на дискретних елементах що добре підходить до відсутності потреби у швидкодії є ЦАП на основі широтно-імпульсної модуляції (ШІМ ЦАП). Ідея роботи ШІМ ЦАП дуже проста: альтернативно опорна напруга та загальний під'єднуються до входу фільтру низьких частот. Середнє значення напруги залежить від коефіцієнту заповнення. Перевагами такого підходу є простота реалізації, монотонність, відсутність дрейфу коефіцієнта перетворення та інші. Використовуючи ШІМ ЦАП можна отримати інтегральну нелінійність краще за 10^{-6}.

Для мінімізації амплітуди пульсацій на виході та підтримки швидкістних характеристик використовують фільтри високого порядку. Використовується спеціальна топологія фільтру низьких частот яка не впливає на постійному струмі на вихідну напругу. На рисунку 1.15 показано спрощену схему ШІМ ЦАП з фільтром 3 порядку. Ключ SW1 модулює опорну напругу, резистори, конденсатори та ОП U1A формують фільтр 3 порядку.

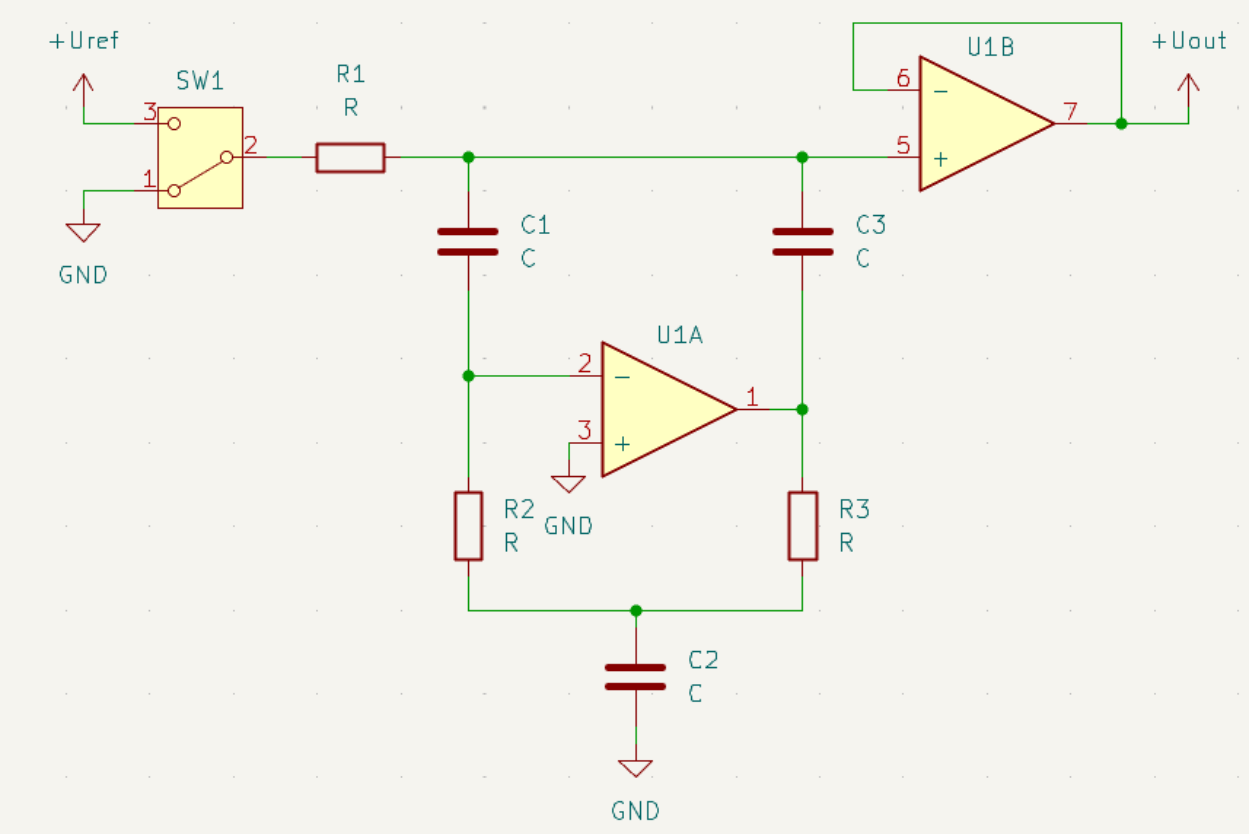


Рисунок 1.15 – ШІМ ЦАП з фільтром 3 порядку

Така топологія фільтру не погіршує характеристики за постійним струмом. ОП U1B включений як повторювач, щоб навантаження не впливало на напругу ШІМ ЦАП.

Основне обмеження у швидкодії фільтрів ШІМ ЦАП спричинене не ідеальністю конденсаторів, саме, діелектричною абсорбцією (ДА). Еквівалентна схема конденсатору з діелектричною абсорбцією зображена на рисунку 1.16.

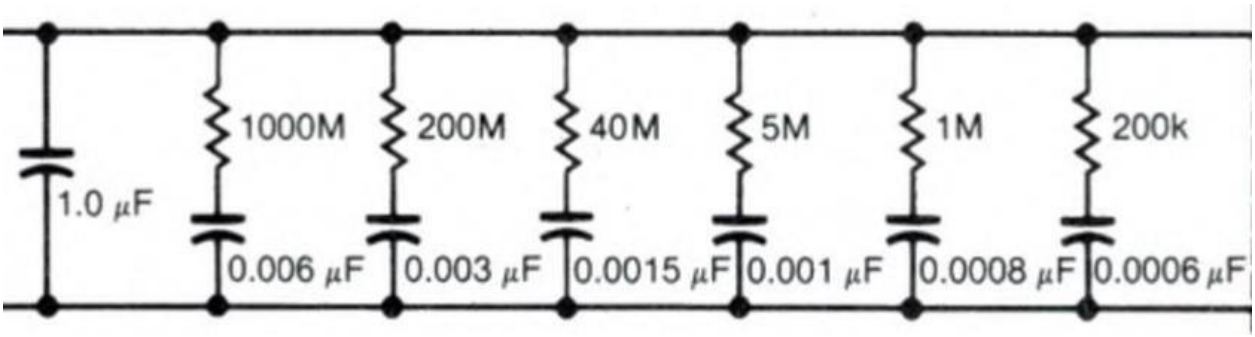


Рисунок 1.16 – Еквівалентна схема поліетиленового конденсатора 1 мкФ враховуючи діелектричну абсорбцію [10]

Через ефект діелектричної абсорбції у конденсатора є значний струм витоку залежний від попередньої напруги на ньому. Це значно уповільнює вихід на сталий режим фільтрів високої точності.

Найменш виражена ДА у плівкових конденсаторів. Різні діелектрики мають різний рівень, від гірших до кращих: поліетилен, поліпропілен, полістирол, фторопласт. Керамічні конденсатори класу 1 (діелектрик C0G, NP0, МП0) деяких виробників мають дуже низький рівень ДА аналогічний до фторопластових конденсаторів. Повітряні та вакуумні конденсатори не проявляють ефект ДА, але вони чутливі до різних видів випромінювань (наприклад космічні промені).

Нелінійність ШІМ ЦАП у більшій частині задається розбалансом опору ключей комутатора. Існують шляхи компенсації розбалансу опору ключей, як використання схеми на ОП з негативним опором. Інший підхід це використання швидкого буферу на ОП що представляє високий вхідний опір.

1.4.5 Цифровий контролер

Цифровий контролер відповідає за обробку даних, реалізацію зворотного зв’язку та комунікацію зі зовнішнім світом. Як цифровий контролер раціонально використовувати мікроконтролери. Keithley 2510 використовує складний для свого часу (1999) 32 біт мікроконтролер MC68332. Це спричинене тим що у Keithley 2510 мікроконтролер використовується для реалізації АЦП. Arroyo 5310 використовує мікроконтролер LPC2148. Мікроконтролер має бути достатньо потужнім для обчислення даних, комунікації з ЦАП та АЦП та реалізації зовнішніх інтерфейсів.

Важливою частиною цифрового контролеру може бути гальванічна ізоляція інтерфейсів. Наприклад, у випадку коли загальний потенціал логічної частини під’єднаний до захисного провідника електромережі, а вимірювальна частина гальванічно ізольована, потрібна ізоляція зв’язків з ЦАП та АЦП. Таку реалізацію можна спостерігати у приладі Keithley 2510. Для ізоляції цифрової та аналогової частини використовуються оптопари. На даний момент широко доступні швидкі фотодіодні оптопари з вбудованим підсилювачем-логічним елементом на виході. Наприклад популярна 6N137 підходить для ізоляції цифрових сигналів частотою не більше 10 МГц.

Також існують цифрові ізолятори індуктивного (транфсорматорного) та ємнісного типу, вони мають кращу швидкодію, але створюють більше синфазних завад.

Інший випадок – коли загальний цифрової та аналогової частини об’єднані, вимагає ізоляцію цифрових інтерфейсів. Такий підхід використовує Arroyo 5310. У загальному випадку це вимагає ізольоване джерело живлення цифрових інтерфейсів та цифровий ізолятор. Arroyo 5310 використовує спрощену схему. Послідовний інтерфейс RS-232 реалізується без ізоляції, а інтерфейс USB гальванічно ізольований, використовуючи IC перетворювач USB-RS232 та ізолятор трансформаторного типу ADUM1403. Таким чином немає вимоги у ізольованому джерелі живлення.

1.4.6 АЦП

АЦП або аналого-цифровий перетворювач перетворює вимірюєму аналогову величину (напругу) у цифровий код що обробляється цифровим контролером. Вимоги до АЦП аналогічні до вимог до ЦАП. Але на відміну від ЦАП, дискретна реалізація має значно менше сенсу через широку доступність інтегральних АЦП з високою роздільною здатністю. Широко доступні ЦАП з інтегральною нелінійністю краще за 10^{-5} та низьким рівнем шумів. Не зважаючи на це у приладі Keithley 2510 АЦП реалізується дискретний інтегруючий (multi-slope) АЦП. Це спричинено тим що фірма Keithley має значний досвід у розробці дискретних АЦП.

З іншого боку, у Arroyo 5310 використовується інтегральний АЦП ADS1256. Ця ІС є 24 бітним АЦП з інтегральною нелінійністю краще 0,001% (10^{-5}). Діюче значення амплітуди шуму відносно входу зі швидкістю 5 вибірок в секунду складає 0,275 мкВ. Враховуючи значення повної шкали 5В еквівалентна кількість біт (ENOB) складає 25,3 біт. Роздільна здатність без шуму (відрізняється тим що використовується амплітудне значення шуму), складає 23 біт.

1.4.6.1 Джерело опорної напруги

АЦП та ЦАП вимагають джерело опорної напруги (ДОН), відносно опорної напруги АЦП вимірює вхідну величину, а ЦАП видає напругу.

Хоча багато АЦП та ЦАП мають вбудоване джерело опорної напруги, характеристики вбудованого ДОН можуть бути не достатніми. Основні характеристики ДОН це значення вихідної напруги, точність вихідної напруги, температурний коефіцієнт напруги (ТКН), довгочасовий дрейф напруги та шум. Шум обмежує роздільну здатність АЦП та ЦАП, довгочасовий та температурний дрейф вирішують стабільність відліків приладу.

Існують інтегральні схеми які реалізують функцію ДОН. Кращі інтегральні ДОН без вбудованого термостатування мають ТКН порядку 3 мкВ/В/К та шум 3 мкВ/В. Більшість ІС мають пластиковий корпус, що робить

їх чутливими до впливу вологи, це негативно впливає на стабільність (зміни порядку 20 мкВ/В за рік).

Інтегральні прецизійні стабілітрони та інтегральні ДОН з вбудованим термостатом мають ТКН до 0,05 мкВ/В/К. Шум кращих прецизійних стабілітронів складає 0,1 мкВ/В. На рисунку 1.17 показано електричну схему реалізації ДОН на основі прецизійного стабілітрону.

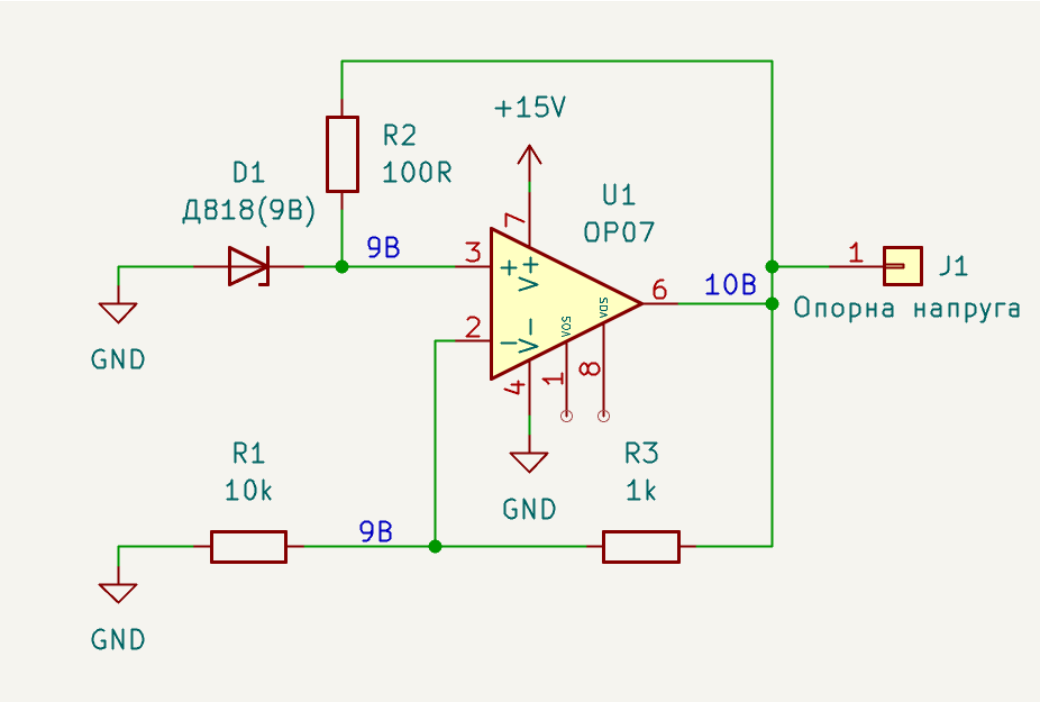


Рисунок 1.17 – Джерело опорної напруги на основі прецизійного стабілітрону

Прецизійні стабілітрони вимагають дуже стабільний струм живлення через їх не нульовий диференційний опір та залежність ТКН від струму. Схема на рисунку 1.17 робить простим реалізацію цієї вимоги. Операційний підсилювач включений як не інвертуючий підсилювач з коефіцієнтом підсилення 1,1 щоб отримати 10 В на виході за використання стабілітрона з напругою 9 В. Струм крізь стабілітрон задається опором резистору R2 та напрузі на ньому, що є різницею вихідної напруги та напруги стабілітрона. Так як обидві ці напруги стабільні, напруга на резисторі R2 залишається стабільною. Таким чином за використання лише одного ОП вирішується

проблема отримання постійного струму крізь стабілітрон та бажаного рівня напруги на виході схеми.

1.4.7 Обробка сигналів датчиків

Блок обробки сигналів датчиків перетворює сигнали датчиків таким чином, щоб узгодити їх з АЦП. Це включає до себе перетворення вимірюємої величини у напругу та масштабування її таким чином що використовується повний діапазон АЦП.

Основні датчики регулятора температури на основі ТЕМ це:

— датчик вихідної напруги
— датчик вихідного струму
— датчик температури керуємого об'єкту
— додаткові датчики температури (температура гарячої та холодної сторони ТЕМ).

1.4.7.1 Датчик вихідної напруги

Датчик вихідної напруги вимірює напругу живлення ТЕМ. Через те що вихідний каскад є мостовим, вихідна напруга представляє диференційний сигнал та не є відносно загального схеми. Можна виділити два підходи до реалізації датчику вихідної напруги. Першим є використання диференційного підсилювача що перетворить диференційну напругу у напругу відносно відомого загального. Інший підхід це використання двох звичайних датчиків напруги (дільник) та наступне віднімання отриманих напруг. Другий підхід фактично аналогічний до диференційного підсилювача, та вимагає дільників з рівними коефіцієнтами ділення для забезпечення високої синфазної режекції.

Широко доступні ІС диференційних підсилювачей з коефіцієнтом підсилення 1. При випадку коли діапазон вхідної напруги АЦП менший за діапазон зміни напруги вимірюємої датчиком, потрібне подальше масштабування сигналу або використання ІС диференційного підсилювача з коефіцієнтом підсилення менше за 1.

Основні джерела похибки датчика напруги це:

— коефіцієнт подавлення (режекції) синфазної напруги

— напруга зсуву та її залежність від зовнішніх факторів

— коефіцієнт підсилення, його точність, залежність від зовнішніх факторів та нелінійність

1.4.7.2 Датчик вихідного струму

Датчик вихідного струму також має проблему диференційності вихідної напруги. Це можна вирішити або гальванічно ізольованим датчиком струму або диференційним підсилювачем та датчиком струму резистивного типу (шунтовий датчик струму).

Гальванічно ізольовані датчики струму основуються на ефекті Хола. Такі датчики мають досить низьку точність (0,2%) та великий дрейф, що робить складним їх застосування. Також існують трансформатори струму постійного струму, що мають високі характеристики, але дуже коштовні та мають великі габарити.

Датчик резистивного типу складається з резистора через який протікає струм, що створює напругу на резисторі, та підсилювача напруги на резисторі. Існує багато спеціалізованих ІС диференційних підсилювачей призначених для датчиків струму резистивного типу.

Основна проблема датчику струму резистивного типу це сам резистор. Струм протікаючий крізь резистор причиняє виділення потужності на резисторі, що збільшує його температуру. Зміна темпаратури змінює опір резистора відповідно його температурного коефіцієнту опору (ТКО). Таким чином бажаним є мінімізація опору резистора. Зменшуючи опір резистора, опір провідників друкованої плати може стати значною частиною загального опору, а через значний ТКО міді (0,39%/K) значно гіршим стає ТКО резистора. Це потребує під’єднання проводників які знімають напругу з резистора напряму до резистивного елемента. Спеціальні резистори з чотирьма контактами вирішують цю проблему. Компроміс між рівнем сигналу що створюється струмом на резисторі та власним нагрівом резистора може покращити вибір резистору з низьким ТКО та можливістю відводу тепла. Для

прецизійних застосунків найбільш популярні металофольгові та дротяні резистори. Технології мають практично аналогічні характеристики, але металофольгові резисторі більш розповсюджені через кращу технологічність. ТКО прецизійних резисторів для датчиків струму знаходиться у діапазоні від 20 до 1 10^{-6}/K. Наприклад у Keithley 2510 використовується 4 контактний металофольговий резистор виробництва Vishay Powertron опору 0,1 Ом, точності 1% та з ТКО 15 10^{-6}/K. У Arroyo 5310 використовується металофольговий резистор відкритого типу опору 0,02 Ом з ТКО 20 10^{-6}/K.

1.4.7.3 Датчик температури керуємого об’єкту

Датчик температури керуємого об’єкту є найважливішим датчиком блока керування температурою через те що його якість напряму впливає на якість стабілізації температури. Основні види датчиків температури це:

1) резистивні датчики
    a. термістори
    b. термоперетворювачі опору
2) термоелетричні датчики (термопари)
3) інтегральні датчики
    a. аналогові датчики
    b. цифрові датчики.

Термопари не є перспективним видом датчику температури для прецизійних застосунків у не широкому діапазоні температур. Вони мають погану точність, малу чутливість та не вимірюють абсолютну температуру (термоЕРС пропорційна різниці температур гарячого та холодного переходу).

Резистивні датчики є найпоширенішою категорією датчиків температури. Термістори мають велику чутливість (ТКО дорівнює -4...5%/K) але ТКО є нелінійним з температурою. Термоперетворювачі опору мають менший ТКО (+0,39%/K) але більш лінійну характеристику. Термоперетворювачі опору доступні з кращою точністю та довгостроковою стабільністю. Найбільш розповсюджені є термістори опором 10 кОм, також використовуються термістори 1…100 кОм. Найрозповсюджені

термоперетворювачі опору це PT100 та PT1000 опором 100 та 1000 Ом відповідно. Використання елементів з більшим опором зменшує самонагрів датчика, так як потужність резистора пропорційна квадрату струму, а напруга на резисторі пропорційна струму та опору. Недоліки більшого опору термістора є більший тепловий шум резистора, збільшена чутливість до завад та чутливість до струмів витоку.

Інтегральні датчики основані на залежності напруги на напівпровідникових елементах від температури. Існує два види: аналогові та цифрові. Аналогові датчики видають пропорційний температурі струм або напругу. Цифрові датчики відрізняються тим що мають вбудований АЦП і видають значення температури як цифровий код. Цифрові датчики доступні з високою точністю (0,2%) та досить високою роздільною здатністю (16 біт). Аналогові датчики мають гіршу точність але не обмежені роздільною здатністю вбудованого АЦП. Найкращий цифровий датчик температури доступний на даний час це TMP119 виробництва Texas Instruments, що має точність ±0,08 °C у діапазоні від 0 до 45 °C та роздільну здатність 16 біт (ціна молодшого розряду 0,0078 °C). Популярним аналоговим датчиком є AD590 що має струмовий вихід з чутливістю 1 мкА/К. Точність цього датчику складає ±0,5 °C, датчик використовує принцип струмової петлі та потребує лише два провідника.

Виходячи з цього, резистивні та інтегральні датчики є перспективними до використання у блоці керування температури. Це підтверджується тим що прилади Keithley та Arroyo підтримують термістори, термоперетворювачі опору, аналогові датчики з виходом у формі напруги та аналогові датчики з струмовим виходом.

Підтримка різних видів датчиків та датчиків з різним номінальним значенням вимагає конструкцію приладу з багатьма діапазонами вимірювання.

Обробка сигналів резистивних датчиків основана на законі Ома, коли через опір протікає струм, на опорі з’являється напруга. Вимір опору з

високою точністю вимагає врахування опору провідників якими опір під’єднується до приладу. Для цього використовують схему вимірювання з 4 провідниками (схема Кельвіна). Два провідники несуть струм, а два провідники знімають напругу безпосередньо з резистору. Розглянемо окремо проблему реалізації струму вимірювання та виміру напруги на опорі.

Можна відокремити два підходи до подання струму вимірювання до невідомого опору. Першим є включення вимірюваного опору у дільник напруги, де один з резисторів є опорним (його значення відоме), дільник також живиться опорною напругою. Таким чином вихідна напруга дільника залежить від невідомого опору, та через те що опорний опір та напруга відомі ця залежність також відома. Якщо АЦП живиться від того ж самого джерела опорної напруги, така система утворює вимірювальний міст, де одним з плечей є АЦП. Мостові схеми, також відомі як раціометричні (ті що вимірюють співвідношення) представляють менші вимоги до джерела опорної напруги, так як зміни у опорному джерелі присутні у обох плечах. Тобто у таких схемах більш важливою є стабільність опорного резистора.

Другим підходом є використання джерела струму. Такий підхід можна уявити як варіант підходу з дільником напруги, але опорний резистор має нескінченний опір, і опорна напруга також нескінченна. На практиці джерело струму реалізується як активна схема де високий вихідний опір отримується шляхом зворотного зв’язку. Якщо опорний струм пропорційний до опорної напруги АЦП така схема також буде раціометричною.

Використання джерела струму дає вищу чутливість та простоту розрахунків але має більшу зміну потужності самонагріву термістора за умови значної зміни його опору (як у термістора). За складністю та залученням прецизійних компонентів, обидва підходи є схожими. І дільник і джерело струму вимагає джерело опорної напруги та опорний резистор. Джерело струму є дещо складнішим через залучення операційного підсилювача, але вплив ОП на точність, стабільність та шум значно менший ніж вплив опорної напруги та резистора.

На рисунку 1.18 показано порівняння чутливості та з використанням джерела струму та дільника у залежності від температури. Використаний термістор NTC 10 кОм, джерело струму 0,1 мА, дільник розрахований таким чином щоб дати струм 0,1 мА при номінальній температурі, опорна напруга 5 В.

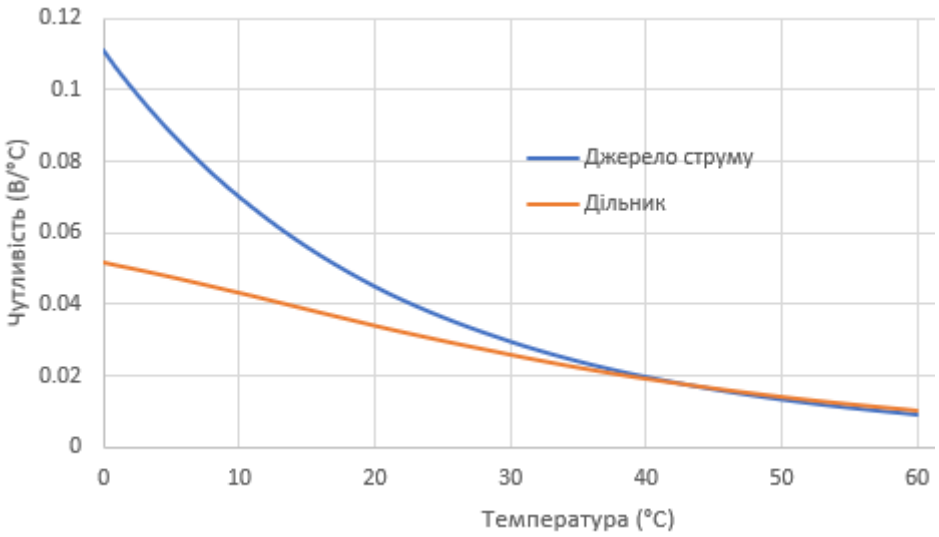


Рисунок 1.18 – Залежність чутливості датчику від температури за використання джерела струму або включення у дільник [11]

Можна побачити що чутливість з використанням датчика струму значно більша при менших температурах; чутливість з використанням джерела струму прямо пропорційна значенню опора термістора. З використанням дільника, максимальна чутливість досягається у діапазоні температур де опір термістора дорівнює опору опорного резистора. Таким чином, значення опорного резистора дільника має відповідати опору датчика у діапазоні температур інтересу. Це робить систему на основі дільника менш універсальною.

Розглянемо схемотехнічну реалізацію. Гарним прикладом схеми обробки сигналів резистивного датчику є термостат з [12] зображений на рисунку 1.19. Використовується мікроконтролер з вбудованим АЦП та диференційним підсилювачем. Аналогова частина схеми живиться додатково

фільтрованою через LCR фільтр напругою живлення +5 В. Наявність послідовного опору у фільтрі важлива для запобігання резонансу на частоті зрізу. Опорна напруга 2,5 В походить від зовнішнього ДОН та подається на вхід опорної напруги АЦП та до вимірювального моста. Від напруги на середній точці моста залежить струм крізь датчик, від якого залежить чутливість та потужність самонагріву датчика. Значення опору датчика при якому вихідна напруга моста дорівнює 0 В обирається рівним значенню опору датчика посередині діапазону температур інтересу.

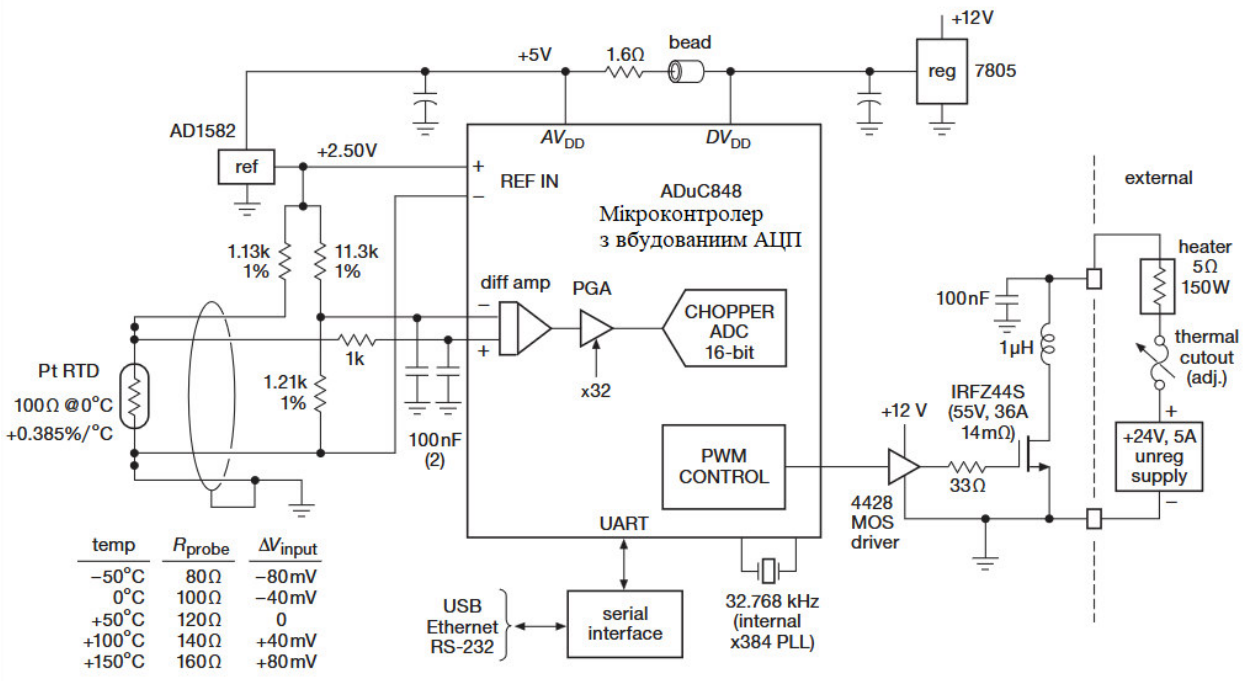


Рисунок 1.19 – Система керування температурою [12]

Чотири провідна схема вимірювання реалізується спрощеним шляхом. Контакти позитивної напруги на опорі виконують вимоги що струм тече через струмовий провідник, а струм крізь потенціальний провідник є нулем, так як потенціальний провідник під’єднаний до високоімпедансного входу диференційного підсилювача. Але контакти мінус не повністю реалізують ці вимоги. Потенціальний контакт датчика несе струм другого плеча моста, та являється загальною точною вимірювальної системи. Струм через цей провідник дасть похибку через падіння напруги на цьому провіднику. Саме

через це у опорному плечі використовуються резистори з опором на порядок більше, для зменшення цього струму.

Реалізація джерела струму є складнішою через наявність схеми джерела струму, що додатково ускладнюється тим що більшість систем вимірюють напругу відносно загального провідника, тобто потрібне «верхнє» джерело струму, яке може надати струм у навантаження відносно загального.

Важливою характеристикою джерела струму є вихідний опір, від вихідного опору залежить лінійність виміру опору (зміна значення струму від значення опору навантаження).

Схеми «верхнього» джерела струму можна поділити на ті що мають диференційний вхід та вхід відносно загального рівня. Так як джерело струму «верхнє», загальним рівнем служить рівень напруги що є більш додатним ніж загальний вимірюємого опору, вхідна напруга має бути відносно цього загального.

Основна схема з диференційним входом це джерело струму Хауленда. На рисунку 1.20 зображено просте джерело струму Хауленда.

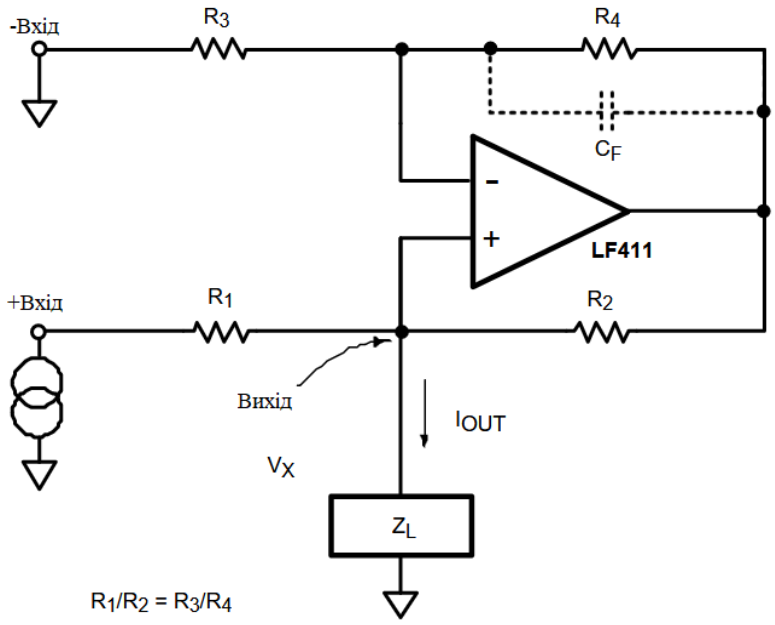


Рисунок 1.20 – Просте джерело струму Хауленда [13]

Схему можна розглядати як резистор R1, до якого подається вхідна напруга, що задає струм та не інвертуючий підсилювач на ОП що «додає» струму через резистор R_2 у залежності від напруги на вихідній точці. Переваги цієї схеми це диференційний вхід та можливість видавати струм обох полярностей. Основний недолік простого джерела струму Хауленда це низький вхідний опір, що приблизно дорівнює опору R_1. Також недоліком таких схем є потреба у точному виконанні співвідношення $R_1/R_2=R_3/R_4$, відхилення від цього співвідношення робить вихідний опір не нескінченним, у залежності від напрямку розбалансу вихідний опір може бути як додатнім так і від'ємним. Проблематичним може бути малий розмах вихідної напруги, що обмежений опорами резисторів, цю проблему вирішує покращене джерело струму Хауленда зображене на рисунку 1.21.

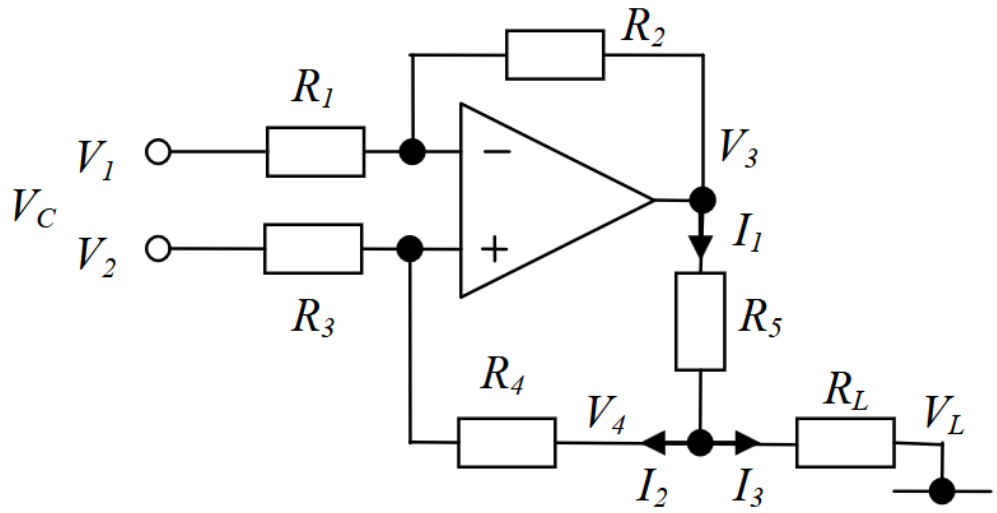


Рисунок 1.21 – Покращене джерело струму Хауленда [14]

Струм у покращеному джерелі струма Хауленда задається резистором R_5, має виконуватися співвідношення $R_1/R_2=R_3/(R_4+R_5)$. Так як R_5 має менше значення, вихідний струм може бути більшим а втрати меншими. З комерційно доступними резисторами, досягаємий вихідний опір є на рівні 10 МОм.

Проблему низького вхідного опору можна вирішити включенням ланцюгу R_3 R_4 у зворотній зв’язок ОП таким чином щоб напруга V_4

дорівнювала напрузі V_2 (еквіпотенціальний захист), ця умова виконується наприклад якщо $R_L=R_5$ (дільник на 2) при умові що $R_1=R_2$ (Ku=2). На рисунку 1.22 показано реалізацію цієї ідеї: операційний підсилювач керує польовим транзистором щоб виконати умову $V_4=V_C$.

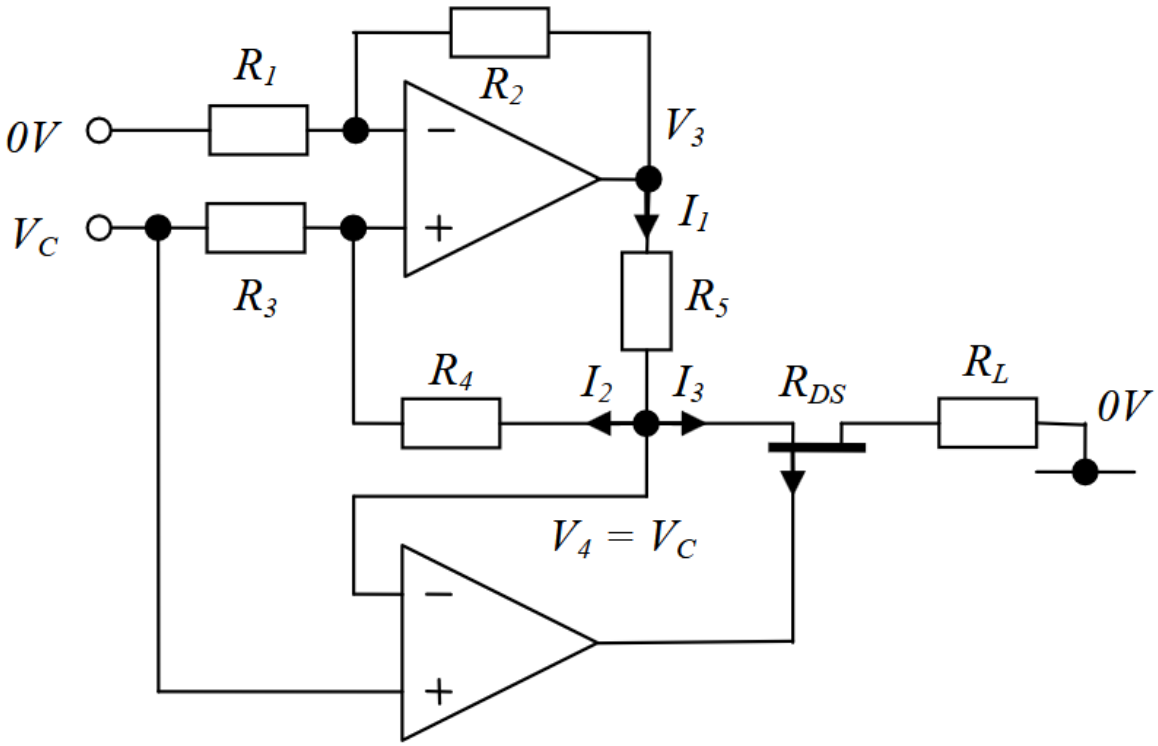


Рисунок 1.22 – Покращене джерело струму Хауленда з високим вхідним та вихідним опором [14, 15]

Таким чином вхідний опір входу Vc значно збільшується, вихідний опір також значно збільшується через те що схема завжди бачить постійне навантаження. Використання польового транзистору з p-n переходом обмежує схему до роботи лише з однією полярністю виходного струму.

Таке джерело струму може досягати вихідного опору на рівні 10 ГОм.

Розглядаючи джерела струму зі входом відносно загального рівня, більшість з них використовують типову схему джерела струму на ОП, що зображена на рисунку 1.23. Операційний підсилювач шляхом зворотного

зв’язку підтримує напругу на опорному резисторі рівною опорній напрузі. Опорна напруга має загальну точку з опорним резистором.

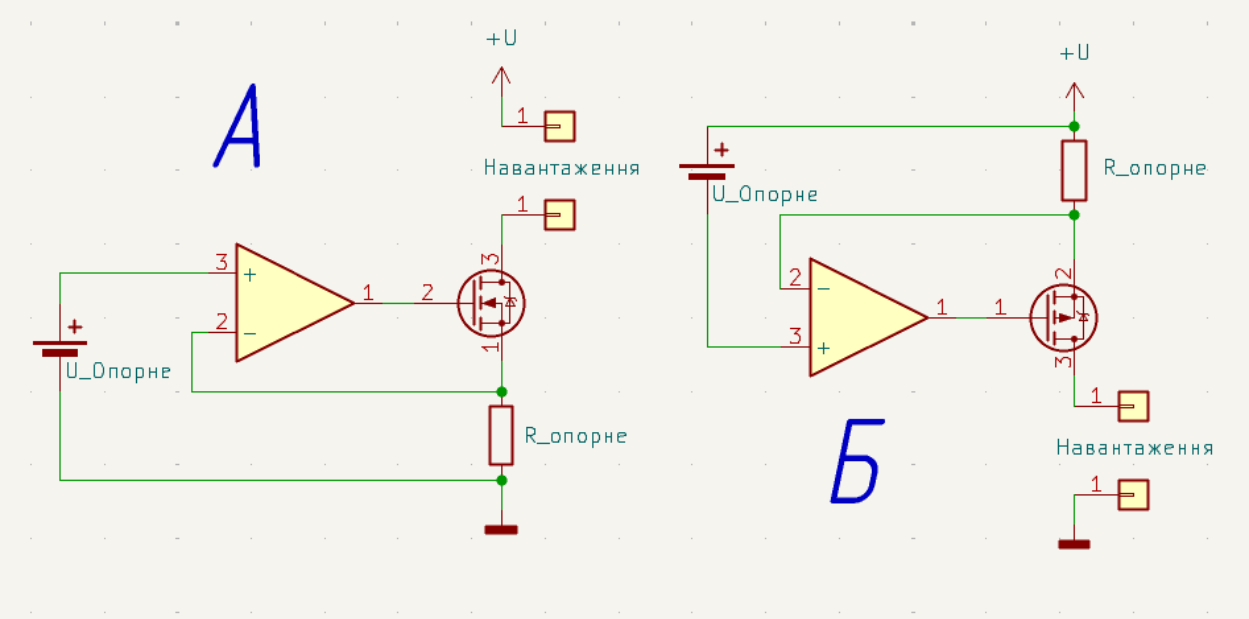


Рисунок 1.23 – Джерело струму на ОП, А – «нижнє» джерело струму, Б – «верхнє» джерело струму

Як регулюючий елемент використовується польовий транзистор через те що він має нехтовно малий струм витоку затвору. Струм затвору напряму потрапляє у навантаження і є важливим джерелом похибки.

Розглядаючи різницю між «нижнім» та «верхнім» джерелом струму – видно що у «нижнього» джерела струму опорна напруга та опорний опір мають потенціал 0 В як загальний, а навантаження підключено відносно додатної напруги +U. «Верхнє» джерело струму навпаки має навантаження відносно потенціалу 0 В та для опорної напруги та опорного резистора загальним рівнем виступає додатна напруга +U.

Так як, у застосунку джерела струму для виміру опору, навантаження є відносно потенціалу 0 В, можливим є використання «верхнього» джерела струму відносно додатньої напруги та «нижнього» джерела струму відносно від’ємної напруги. Так як основне джерело опорної напруги приладу має 0 В

як загальний рівень, потрібним є переклад рівня опорної напруги відносно потрібного загального.

У [16] зображено підхід з використанням джерела струму для перетворення загального рівня опорної напруги, що можна побачити на рисунку 1.24.

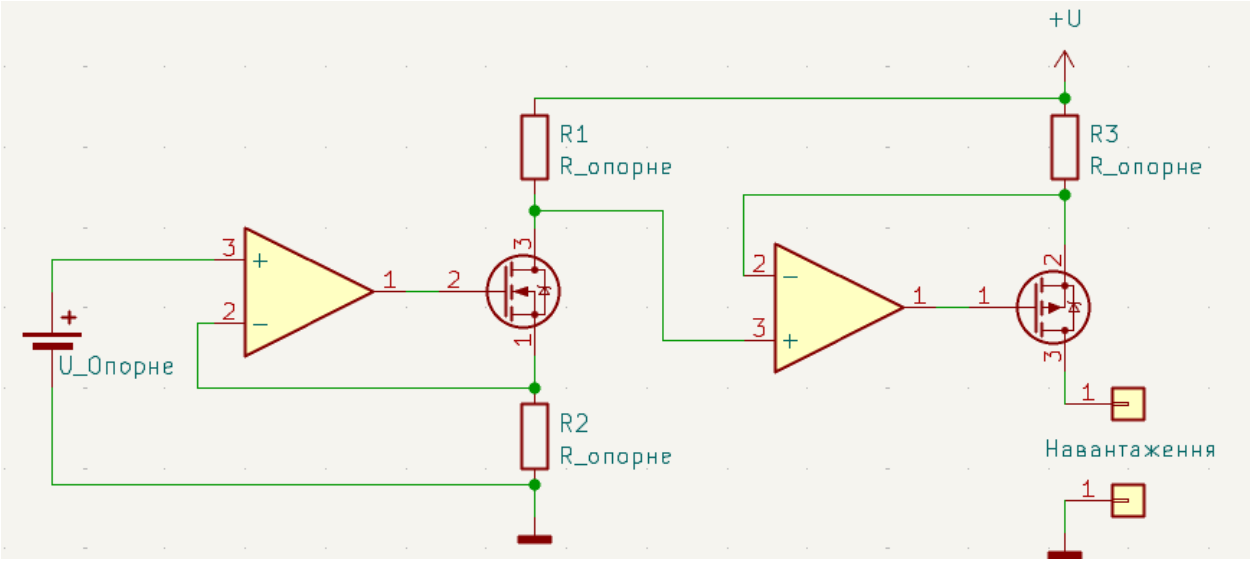


Рисунок 1.24 – «Верхнє» джерело струму з використанням джерела струму для перетворення загального рівня опорної напруги

Вхідна опорна напруга керує першим джерелом струму, що стабілізує напругу на опорі R2, стабілізуючи струм крізь опори R1, R2. Таким чином на опорі R1 з’являється напруга пропорційна опорній напрузі. Напруга на опорі R1 використовується як вхідна напруга до другого джерела струму. Такий підхід вимагає два додаткові опорні резистори, співвідношення яких має бути стабільним, зміна співвідношення опорів R1, R2 напряму з'являється як похибка у вихідному струмі.

Такий підхід був використаний наприклад у мікроомметрі HP 34420A. Як резистори R1, R2 використаною була резисторна збірка, де на одній підкладці, за одну виробничу операцію, нанесені тонкоплівкові резистори. Через це такі резисторні збірки мають високу стабільність співвідношення опорів та малий температурний коефіцієнт співвідношення.

Також можливим є використання вже існуючих двох рівнів напруги, які можуть дати стабільну напругу для «верхнього» джерела струму. Розглядаючи схему джерела опорної напруги з рисунку 1.17, такою напругою є різниця опорної напруги та напруги прецизійного стабілітрона. На рисунку 1.25 показана спрощена схема джерела струму за таким принципом.

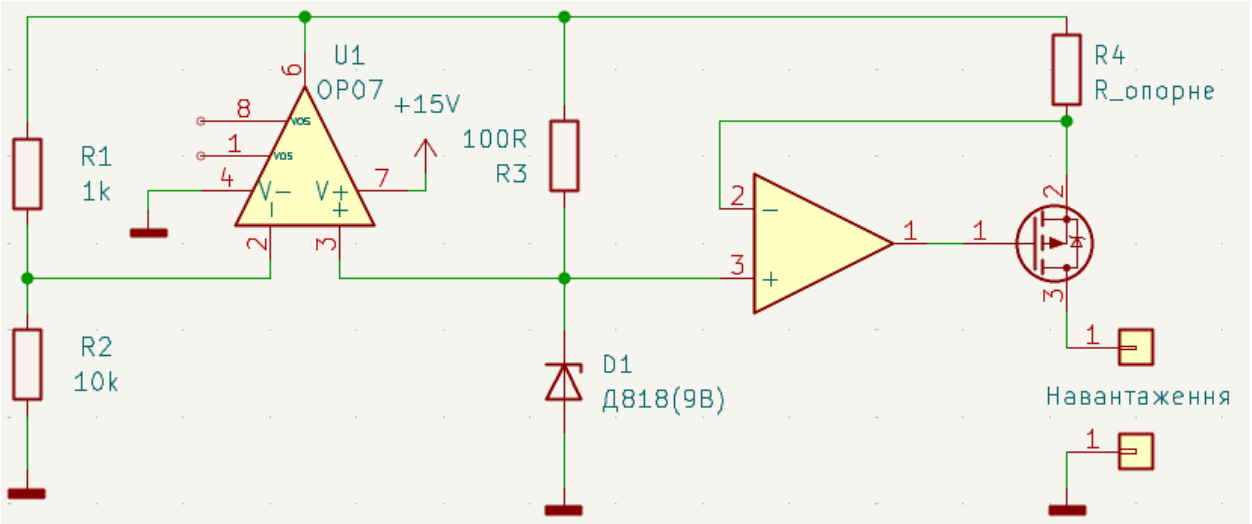


Рисунок 1.25 – «Верхнє» джерело струму з використанням різниці опорної напруги та напруги прецизійного стабілітрона як вхідної напруги

Можливим недоліком такого включення є те що джерело струму живиться від опорної напруги, струм може створити падіння напруги на провідниках, чи бути більшим ніж максимальний вихідний струм джерела опорної напруги. Ці проблеми можуть бути вирішені включенням повторювача на ОП, що живить джерело струму не навантажуючи опорне джерело.

Великою перевагою такого підходу є мінімальна кількість доданих прецизійних компонентів, через те що джерело опорної напруги вже використовується у приладі для АЦП. Схожий підхід використовується у мультиметрі Solartron 7151.

Складнішим, але також без залучення додаткових прецизійних компонентів є перетворення напруги з використанням перемикаємих конденсаторів. Такий підхід використаний у еталонних мультиметрах фірми

Datron, наприклад Datron 1281 [17]. На рисунку 1.26 можна побачити спрощену схему джерела струму з перетворювачем напруги на перемикаємих конденсаторах.

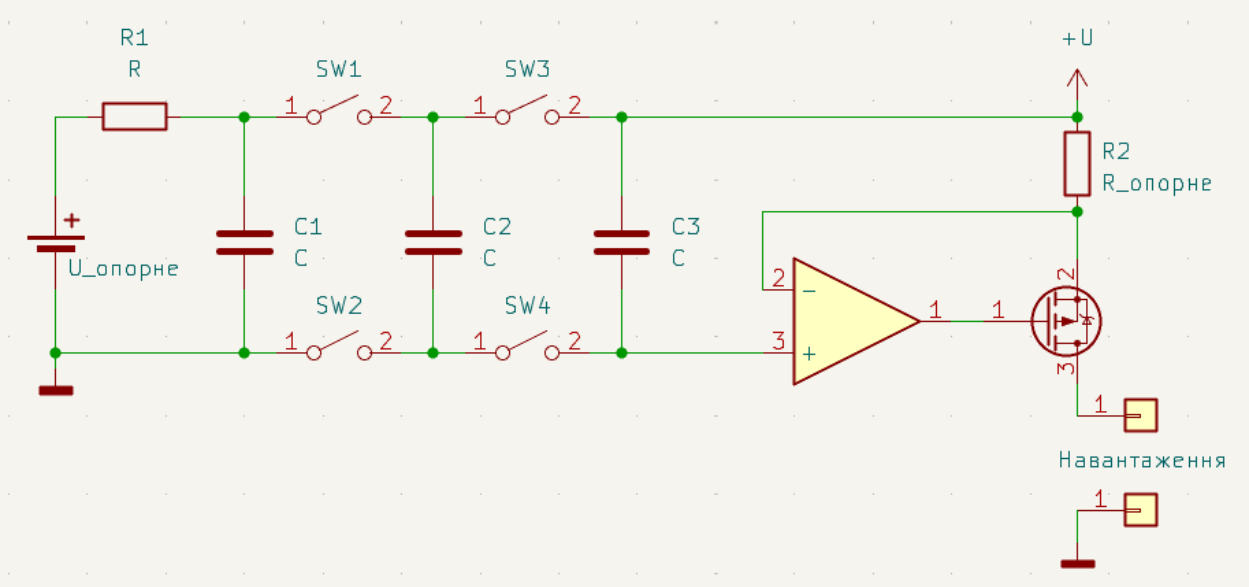


Рисунок 1.26 – «Верхнє» джерело струму з перетворенням загального рівня опорної напруги на перемикаємих конденсаторах

Опорна напруга відносно 0 В заряджає крізь резистор R1 ємність C1, ємність C2 по черзі ключами під'єднується паралельно до C1 та до C3, перерозподіляючи заряд. Через декілька циклів усі три конденсатори заряджені до рівня опорної напруги. Функція резистору R1 – ізоляція опорної напруги від імпульсів струму та зменшення добротності контуру з паразитною індуктивністю. Як ключі раціонально використовувати ІС аналогових комутаторів так як вони мають малий струм витоку, інжекцію заряда та опір каналу. Важливими параметрами конденсаторів є струм витоку, діелектрична абсорбція та температурний коефіцієнт ємності (ТКЄ), ці умови виконують плівкові конденсатори та керамічні конденсатори групи діелектриків МП0 (NP0, C0G). Значення ємності конденсаторів має бути достатньо великим, щоб інжекція заряду від комутаторів не створювала значну пульсацію напруги. Частота перемикання має бути достатньо великою щоб струм витоку конденсаторів та вхідний струм ОП не давав похибку,

перемикання має мати час коли обидві групи перемикачів розімкнені, щоб не об’єднати загальний опорної напруги та загальний джерела струму.

Порівнюючи схеми джерел струму з диференційним входом та схеми з входом відносно загального можна сказати що схеми з входом відносно загального відрізняються простотою та досягають аналогічних характеристик. Диференційний вхід, що є значною перевагою, також може бути доданий до схем відносно загального, наприклад за використання перетворювача на перемикаємих конденсаторах.

Розглядаючи проблему виміру напруги на опорі, можна також виділити два підходи: використання диференційного підсилювача та звичайного неінвертуючого підсилювача.

Використання диференційного підсилювача, як можна побачити на рисунку 1.19 добре підходить для мостових схем, де це дає кращу чутливість та практично є єдиним варіантом якщо АЦП вимірює відносно загального. Але диференційні підсилювачі мають шум, дрейф, напругу зсуву та інші параметри, які є гіршими за неінвертуючий підсилювач через більшу складність схеми.

Використання неінвертуючого підсилювача характерно для схем де використовується джерело струму. На рисунку 1.27 зображено спрощену схему систем виміру опору з використанням джерела струму.

Перша схема позначена літерою «А» використовує джерело струму що гальванічно ізольовано від загального потенціалу підсилювача. Струм протікаючий крізь опір створює напругу, що підсилює не інвертуючий підсилювач. Через те що джерело струму гальванічно ізольоване від загального, через провідник «Е-» струм не протікає. Реалізація гальванічно ізольованого джерела струму є проблематичною через потребу у додатковому гальванічно ізольованому джерелі живлення (наприклад ізолюючий ІППН) та тому що джерело опорної напруги має бути або переданим через бар'єр ізоляції або повторно реалізованим. Для передачі опорної напруги через бар’єр ізоляції може використовуватись перетворювач на перемикаємих конденсаторах як

зображено на рисунку 1.26. Також проблематичним є те що через провідник «E-» буде протікати синфазний струм, але цю проблему можливо вирішити використанням синфазних фільтрів.

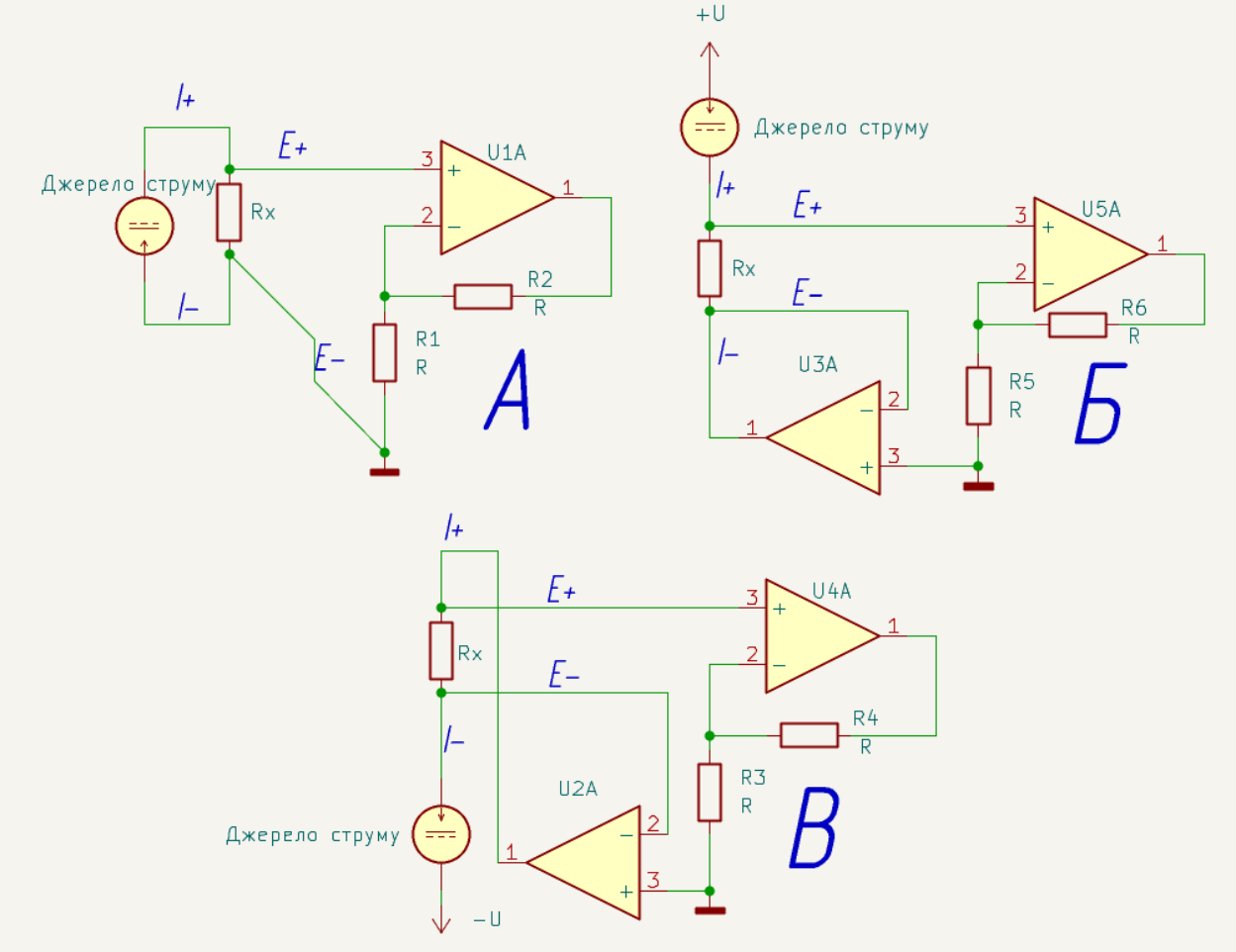


Рисунок 1.27 – Системи вимірювання опору зі застосуванням джерела струму, А – гальванічно ізольоване джерело струму, Б – використання ОП як повторювача загального, В – джерело струму навантажене на віртуальну землю ОП

Схема позначена літерою «Б» використовує джерело струму яке не гальванічно ізольоване від загального потенціалу підсилювача. Через це з'являється проблема того, що підключення резистора напряму до загального потенціалу робить реалізацію 4-провідної схеми виміру опору проблематичною, за виключенням використання диференційного підсилювача. Для того щоб реалізувати 4-провідну схему, де струм через

потенціальні провідники не протікає, використовується ОП як повторювач загального. ОП включений таким чином, що напруга на провіднику «Е-» підтримується рівною потенціалу загального, відносно якого працює підсилювач.

Літерою «В» позначена схожа схема, яка відрізняється тим, що джерело струму навантажене на віртуальну землю ОП. Через це, напруга на джерелі струму підтримується постійною, що нівелює вплив вихідного опору джерела струму на лінійність струму від значення невідомого опору. Але з'являється вимога до лінійності повторювача загального на ОП. Активна схема повторювача загального на ОП також додає шум ОП. Така схема використовується у еталонних вольтметрах Datron та у вимірювачі термоперетворювачів опору microK.

Неінвертуючий підсилювач також має великі вимоги до вхідного опору, лінійності та рівня шумів. Для виконання вимоги до високого вхідного опору та рівня шумів використовуються підсилювачі з вхідним каскадом на польових транзисторах з p-n переходом (JFET), підсилювачі з модуляцією та демодуляцією (МДМ, chopper) та підсилювачі з автозануленням (auto-zero) чи автозанулення на системному рівні. Лінійність вимагає від підсилювача високого коефіцієнта підсилення з розімкненим зворотним зв'язком та високої режекції синфазного сигналу. Популярним рішенням є використання диференційного каскаду на дискретних JFET транзисторах разом з ОП, створюючи композитний підсилювач який має низькі шуми, високий вхідний опір та коефіцієнт підсилення.

Для покращення лінійності та вхідного опору використовується включення ОП таким чином, що напруга живлення рухається відносно вхідної напруги, як показано на рисунку 1.28. За такого включення синфазна вхідна напруга ОП підтримується постійною, нівелюючи вплив синфазної режекції та синфазного вхідного опору. При такому включенні також можливо використовувати ОП з сигналами більше за максимальну напругу живлення.

З таким включенням просто використовувати підсилювач як повторювач, при використанні з підсиленням з’являється проблема того що вихідний розмах може бути більшим ніж напруги живлення. Ця проблема вирішується додаванням каскаду струм-напруга, який живиться від повної напруги живлення, або використанням достатньо великої напруги живлення.

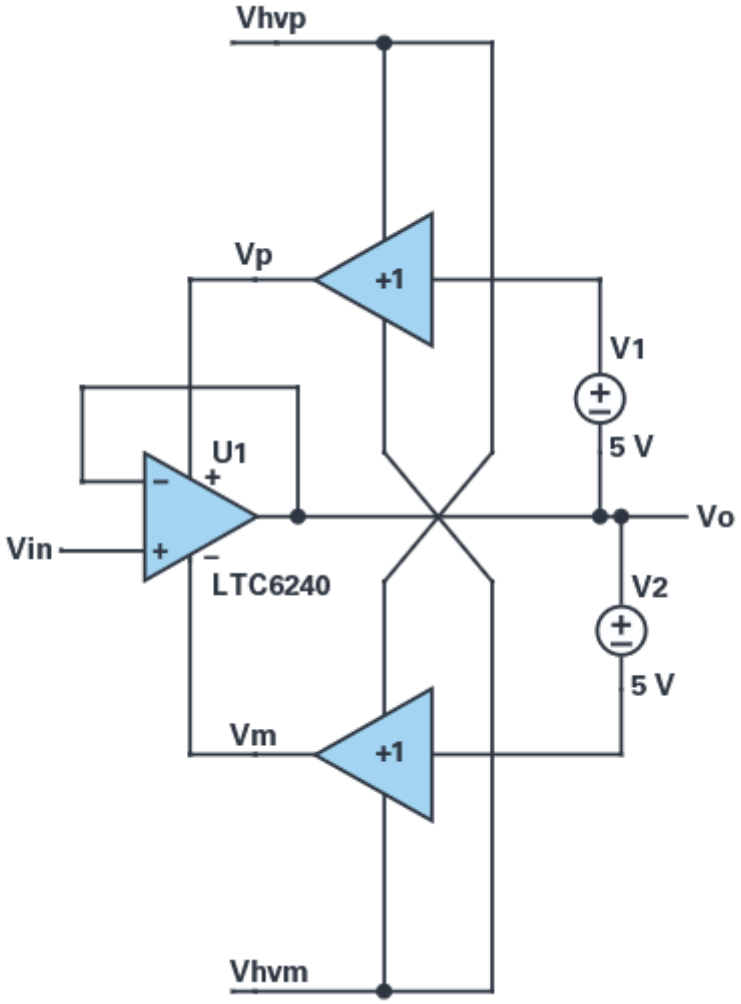


Рисунок 1.28 – Операційний підсилювач у включенні з напругою живлення відносно вхідної напруги [18]

Також при використанні з підсиленням з’являється проблема того що вихід не можна використовувати як опорну точку, через те що вихідна напруга різниться від вхідних. Це вирішується додаванням повторювача до одного зі входів підсилювача (входу з меншим вхідним опором, зазвичай інвертуючого).

Для зменшення впливу на вхідний опір струму витоку по поверхні друкованої плати використовується еквіпотенціальний захист (equipotential guard). Як виходить з назви принцип цього підходу – це підтримання напруги на ізоляторі нульовою, таким чином, що незалежно від опору ізоляції струм не протікає. Конструктивно, на друкованих платах, еквіпотенціальний захист виконується як замкнуте коло провідника без покриття паяльною маскою, яке оточує високоімпедансну доріжку на платі. На рисунку 1.29 можна побачити приклад еквіпотенціального захисту на друкованій платі.

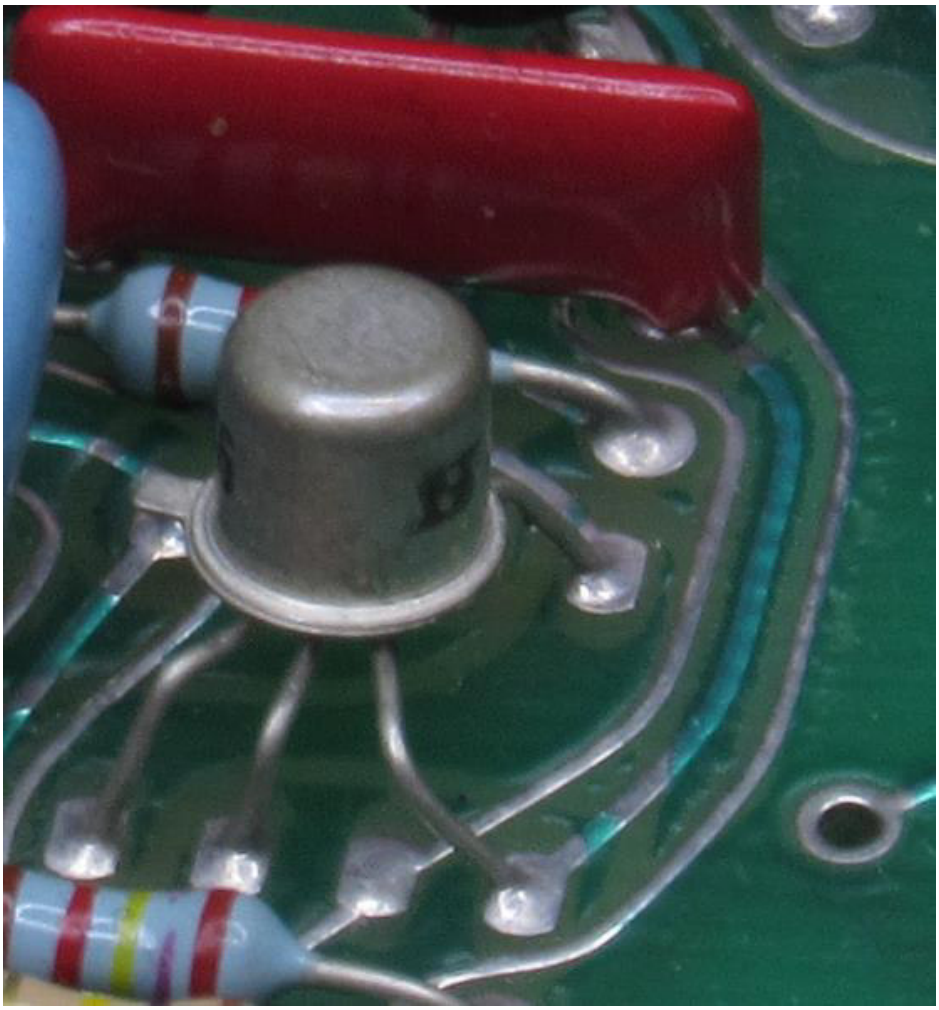


Рисунок 1.29 – Еквіпотенціальний захист на друкованій платі

Сигнал який подається на провідник еквіпотенціального захисту береться з активної схеми повторювача сигналу який захищається.

1.5 Постановка завдання

Розробити електронний блок керування регулятора температури на базі термоелектричного охолоджувача, який краще або аналогічний до приладів, що виробляються промисловістю.

Вихідні дані:

- напруга живлення – змінна, 220 ± 22 В, 50 Гц
- живлення елементу Пельтьє – 20 В, 6А, 100 Вт (за меншим)
- максимальна пульсація напруги – 15 мВ діюче значення
- точність виміру напруги елементу Пельтьє – 0,1%
- точність виміру струму елементу Пельтьє – 0,5%
- можливість розрахунку власних параметрів елементу Пельтьє
- детекція обриву чи короткого замикання елементу Пельтьє
- стабільність підтримки температури – 0,003 К (за годину)
- краща точність виміру датчику температури – 0,02 % (за рік)
- кращий ТК виміру датчику температури – $5 \cdot 10^{-6}$ 1/К
- мінімальна роздільна здатність виміру датчику температури при швидкості 15 вибірок за секунду – 5,5 десятичних розрядів (200000)
- діапазони виміру датчиків опору – 100 Ом, 1 кОм, 10 кОм, 100 кОм
- діапазони виміру датчиків струму – 100 мкА
- діапазони виміру датчиків напруги – 1 В, 100 мВ
- можливість виміру опору з малою потужністю самонагріву
- підтримка 4-провідної схеми виміру опору
- підтримка математичних моделей датчиків
- підтримка додаткового датчику гарячої та холодної сторони ТЕМ
- детекція обриву чи короткого замикання у ланцюгу датчику
- алгоритм керування – цифровий ПІД регулятор
- можливість задання профілю зміни температури
- вихід для живлення системи охолодження елементу Пельтьє
- автономна робота – наявність дисплею та кнопок/енкодера
- інтерфейси комунікацій: гальванічно ізольований USB

2 РОЗРОБКА ПРИЛАДУ

У цьому розділі розглянутий процес розробки електронного блоку керування регулятора температури на базі термоелектричного охолоджувача. Для задовільнення вимог завдання, пропонується реалізація прецизійної архітектури, яка об’єднує високочутливий вимірювальний тракт, цифрову систему обробки даних та гнучкі силові каскади керування.

Основою концепції є забезпечення надвисокої стабільності та точності підтримки температури. Оскільки елемент Пельтьє вимагає безперервного та плавного регулювання потужності як для нагрівання, так і для охолодження, прилад побудовано за допомогою керованих знижувальних перетворювачів. Керування ними здійснюється за допомогою високоточного цифро-аналогового перетворювача (ЦАП) із загальною роздільною здатністю 24 біти. Зворотний зв'язок забезпечується 24-бітним аналого-цифровим перетворювачем (АЦП), що зчитує дані з датчиків температури з максимальним вхідним імпедансом для запобігання спотворенню сигналів.

Однією з найбільших проблем під час вимірювання надмалих сигналів (на рівні мікро- та нановольтів) у системах постійного струму є вплив низькочастотного флікер-шуму (1/f), температурного дрейфу параметрів напівпровідникових компонентів (операційних підсилювачів та АЦП) і паразитних термоЕРС. Термоелектрорушійна сила виникає в місцях контакту різнорідних металів (мідні доріжки, припій, виводи компонентів) за наявності температурних градієнтів, які неминуче утворюються на платі під час роботи потужних силових каскадів приладу.

Для повного усунення цих дестабілізуючих факторів у концепцію приладу закладено апаратно-алгоритмічний метод системного автозанулення.

Цей метод реалізується у два послідовні такти:

- .Калібрувальний такт: Джерело вимірювального струму програмно вимикається (його вихід замикається). У цей момент струм через датчик не протікає, тому корисний сигнал дорівнює нулю. АЦП

оцифровує лише сумарну напругу похибок системи: зсув нуля підсилювача, низькочастотний шум та наявну паразитну термоЕРС.

- Вимірювальний такт: Джерело струму вмикається. АЦП оцифровує повну напругу, яка складається з корисного спаду напруги на датчику та тих самих системних похибок.

Після цього мікроконтролер математично віднімає результат першого такту від другого. Оскільки частота такого перемикання є значно вищою за швидкість зміни температурного дрейфу та основну енергію шуму 1/f, цей метод дозволяє майже повністю «обнулити» їхній вплив на кінцевий результат.

Фактично, системне автозанулення модулює вимірюваний сигнал, переносячи процес вимірювання з області постійного струму у вищу частотну зону, де низькочастотні шуми відсутні. Це гарантує еталонну стабільність вимірювального тракту та високу точність регулювання незалежно від теплових режимів роботи самого приладу.

2.1 Опис схеми електричної структурної приладу

На рисунку 2.1 зображена схема електрична структурна приладу. Схема у більшості аналогічна до схем з рисунків 1.1 та 1.4 але є більш деталізованою. Схема відповідає ЕІСПЗ ДП.22007.00.00.00.00Е1.

Розглянемо роботу регулятора температури. Живлення відбувається від мережі змінного струму 220 В 50 Гц що через роз’єм Х1 надходить до мережевого джерела живлення, яке має потужність 200 Вт та вихідну напругу 24 В постійного струму. Вихідна напруга 24 В під’єднана до регуляторів напруги, які видають напруги потрібні для функціонування приладу: +5 В, +15 В, +18 В. 24 В також потрапляє до ізольованого перетворювача, який має ізольовану вихідну напругу +15 В та +12 В та також використовується для створення напруги -15 В та - 5 В відносно загального. Напруга 24 В також використовується для живлення системи охолодження елементів Пельтьє.

Вимір опору резистивного датчику реалізується шляхом пропускання струму крізь невідомий опір та вимірювання напруги на ньому. Для цього використовується джерело струму крізь невідоме, яке живиться від гальванічно ізольованого джерела живлення та видає струм 10 мА, 1 мА, 0,1 мА, 0,01 мА у залежності від обраного діапазону. Струм джерела є пропорційним до вхідної опорної напруги. Також можливим є вимкнення джерела струму, для реалізації автозанулення приладу на системному рівні.

Напругу на невідомому опорі вимірює підсилювач вхідної напруги, який має великий вхідний опір (більше 500 ГОм) та може приймати коефіцієнт підсилення 1 або 10, у залежності від обраного діапазону. Коефіцієнт підсилення 10 використовується для мінімізації потужності самонагріву датчику. Замиканням реле К6 вимір переходить до двопровідної схеми.

Для датчиків які мають як вихідну величину струм, за допомогою реле К4 під’єднується резистор, який перетворює вихідний струм датчика у напругу, яка потрапляє на підсилювач вхідної напруги.

Для датчиків які мають напругу як вихідну величину, просто використовується підсилювач вхідної напруги.

Вихідна напруга підсилювача поступає до входу аналого-цифрового перетворювача (АЦП), який має напругу повної шкали 5 В. Як АЦП використовується ІС ADS1256 що має роздільну здатність 24 біт.

Джерело опорної напруги створює стабільний еталон для роботи АЦП.

АЦП передає дані до цифрової частини, яка основана на мікроконтролері (МК) RP2040 . Цифрова частина генерує сигнали вибору діапазону, керування станом джерела струму. Інтерфейс з зовнішнім світом реалізований через USB-UART ізольований перетворювач, що використовує оптичну розв’язку. Цифровий контролер також підтримує додаткові цифрові датчики температури гарячої та холодної сторони елементу Пельтьє. Інтерфейс користувача, для локального керування приладом також реалізує цифрова частина, за допомогою під’єднаних рідкокристалічного дисплею та енкодера.

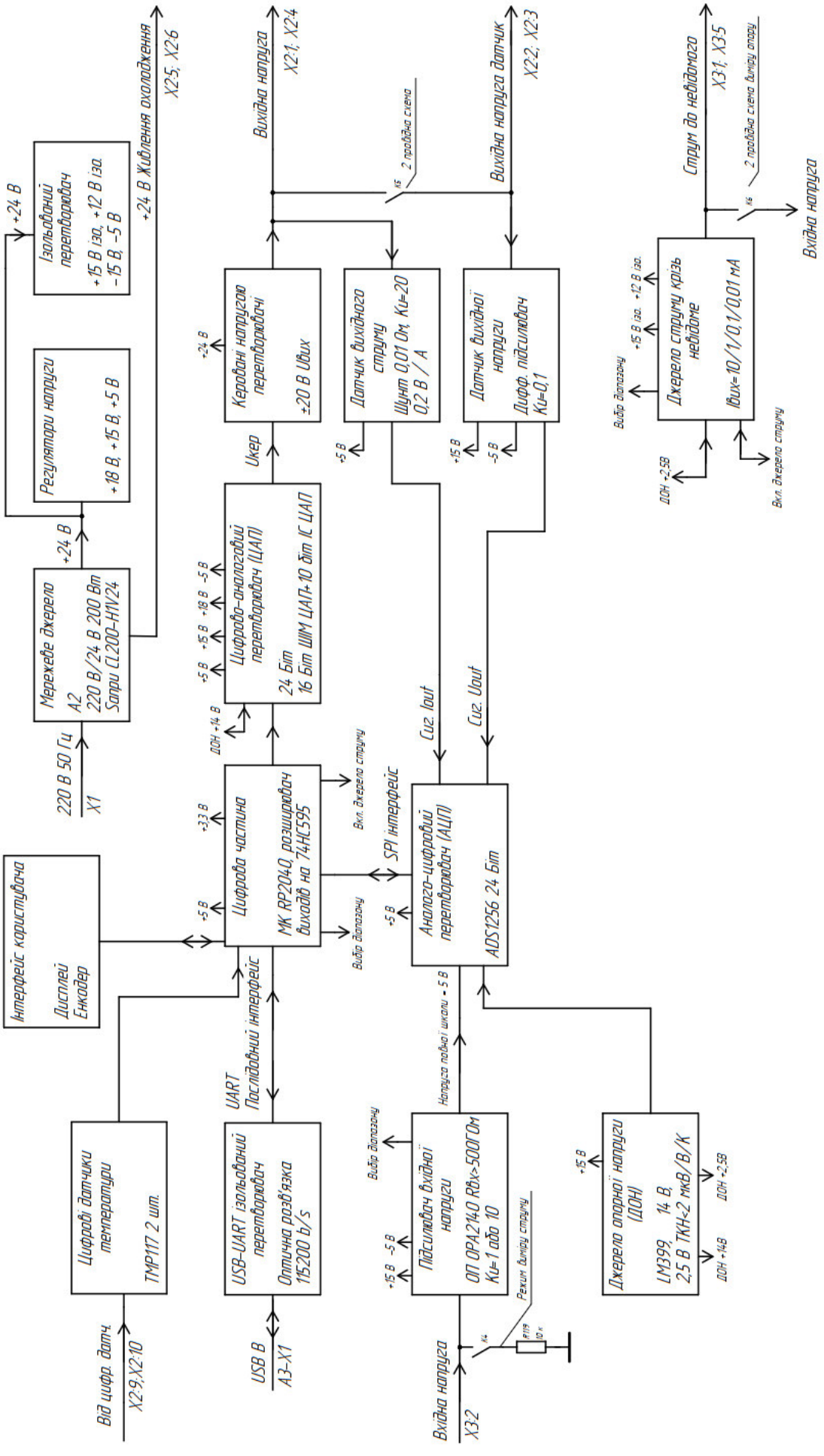


Рисунок 2.1 – Схема електрична структурна приладу

Цифрова частина також керує цифрово-аналоговим перетворювачем (ЦАП). ЦАП складається з ЦАП на основі широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) що має роздільну здатність 16 біт та інтегрального ЦАП на роздільну здатність 10 біт. Разом вони утворюють ЦАП з роздільною здатністю 24 біт.

Вихідна напруга ЦАП надходить на вхід керованих напругою перетворювачів, які у залежності від вхідної напруги створюють на елементі Пельтьє напругу ±20 В. Сигнал з датчика вихідного струму на основі шунта опором 0,01 Ом та підсилювача на 20 подається до АЦП. Датчик вихідної напруги реалізований як диференційний підсилювач з коефіцієнтом підсилення 0,1 та також надходить до АЦП. Стандартно, вихід приладу працює за 4 провідною схемою, вимірюючи напругу прямо на навантаженні. Але, можливо, замиканням реле К5 перейти у двох провідний режим, де напруга знімається локально до приладу.

2.2 Опис схеми електричної принципової приладу

Електрична принципова схема приладу зображена на кресленику ЕІСПЗ ДП.22007.00.00.00.00Е3. Перелік елементів зображений на кресленику ЕІСПЗ ДП.22007.00.00.00.00ПЕ3 та у додатку Б. Схема буде розглянута частинами, так як завелика для зображення серед тексту.

На рисунку 2.2 зображено вхід живлення схеми.

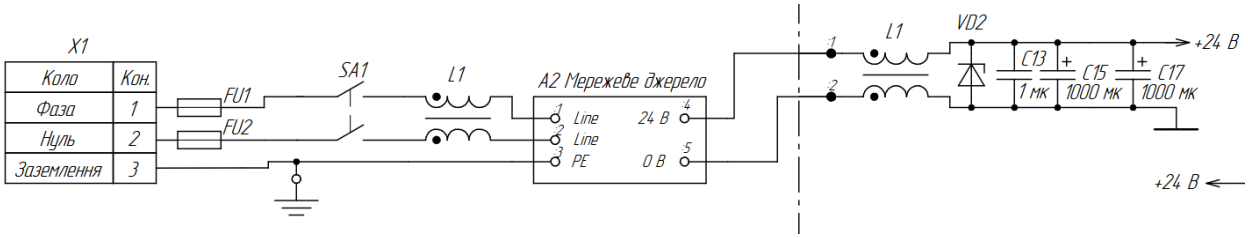


Рисунок 2.2 – Вхід живлення схеми

Прилад живиться від мережі змінного струму напруги 220 В та частоти 50 Гц. Діапазон допустимої вхідної напруги складає 175…240 В. Максимальна споживаєма потужність складає 200 Вт.

Під'єднання до мережі реалізується за допомогою мережевого роз'єму X1, що є стандартним роз’ємом IEC 60320 C14. З роз’єму напруга потрапляє на два запобіжника FU1 та FU2. Два запобіжника використовуються для забезпечення безпеки приладу з металевим корпусом. Двополюсний вимикач SA1 використовується як основний вимикач приладу. Через синфазний дросель L1 мережа потрапляє до мережевого джерела живлення A2. Зовнішній синфазний дросель покращує характеристики синфазного фільтру вбудованого у мережеве джерело.

На виході мережевого джерела наявна напруга 24 В, яка надходить до блоку функціонального A3, де через синфазний дросель L1, що додає синфазного імпедансу потрапляє до TVS діоду захисту від перенапруги та зворотної напруги VD2. Конденсатори C13, C15, C17 фільтрують вихідну напругу мережевого джерела та виконують роль локального резервуару.

На рисунку 2.3 зображені регулятори напруги. Регулятори напруги видають напруги живлення +18 В, +15 В, + 5В.

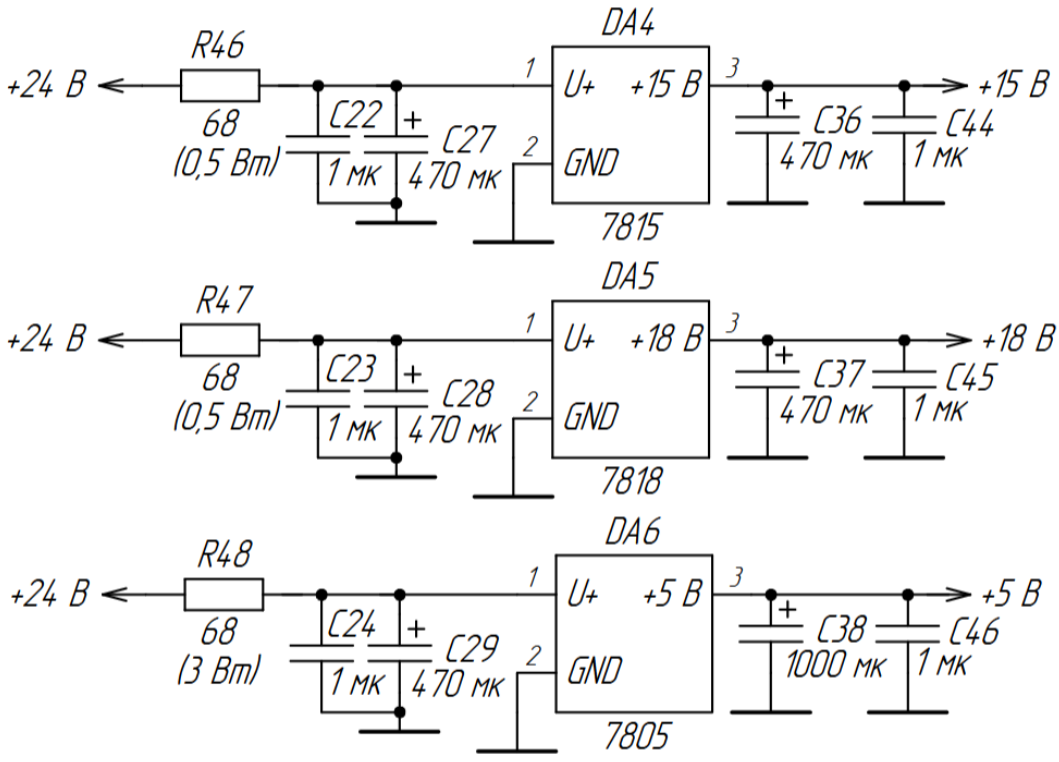


Рисунок 2.3 – Регулятори напруги

Схеми регуляторів напруги схожі. На вході регуляторів присутній резистор, який має дві функції. По-перше, резистор зменшує потужність яка виділяється у ІС регулятора, шляхом того, що струм через регулятор, який також протікає через резистор створює падіння напруги на резисторі, що зменшує напругу та потужність що виділяється на ІС регулятора. По-друге резистор разом з конденсаторами створює RC фільтр, зменшуючи пульсацію напруги. На виході регуляторів присутній великий електролітичний конденсатор, що слугує як локальний резервуар, розв'язуючи регулятор та навантаження та зменшує добротність контуру з вихідним опором ІС та навантаженням, покращуючи стійкість.

На рисунку 2.4 зображена схема первинної сторони ізольованого перетворювача. Ізольований перетворювач створює ізольовану напругу +15 В та +12 В та також видає не ізольовані напруги -15 В та -5 В.

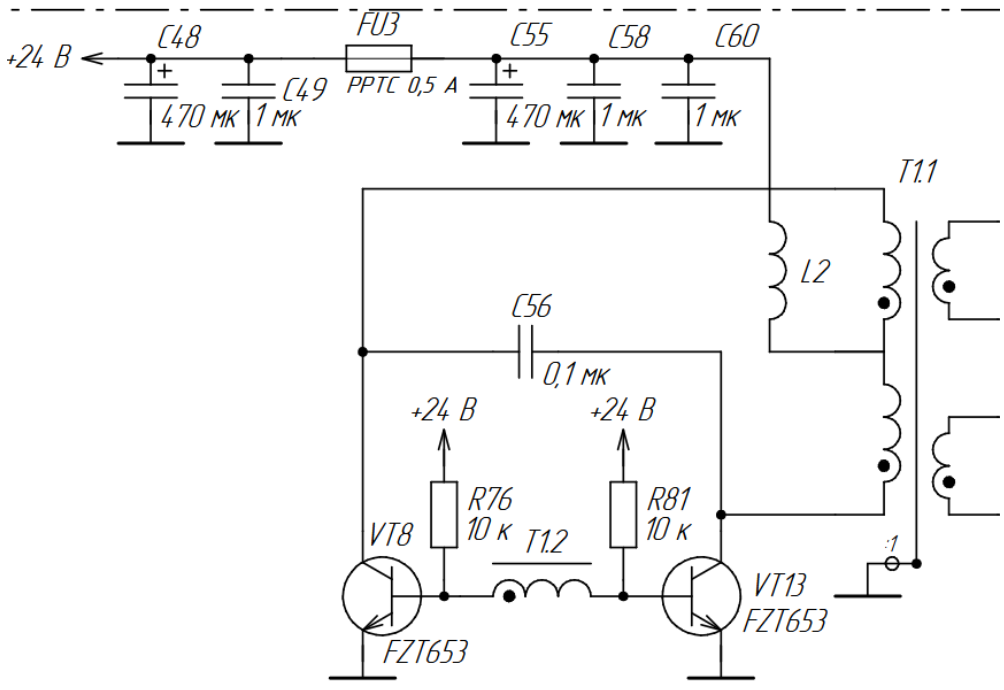


Рисунок 2.4 – Первинна сторона ізольованого перетворювача

Перетворювач побудований за топологією паралельно резонансного перетворювача з живленням струмом (рисунок 1.11). Напруга живлення + 24В потрапляє до П фільтру створеного конденсаторами та самовідновлювальним

запобіжником, що має значний опір. Фільтр призначений для ізоляції пульсації струму живлення перетворювача від схеми. Через індуктивність L2, що має значний реактивний опір на робочій частоті перетворювача реалізується живлення струмом перетворювача. Постійний струм тече до середньої точки трансформатора T1, звідки він транзисторами VT8, VT13 альтернативно перемикається через половини обмотки трансформатора. За допомогою обмотки зворотного зв’язку T1.2, схема працює на резонансній частоті контуру між конденсатором C56 та повною первинною обмоткою трансформатора. Резистори R76 та R81 відповідають за початок роботи схеми. Як транзистори обрані швидкі біполярні транзистори. Резонансним конденсатором є керамічний конденсатор 1 класу діелектриків. Трансформатор виконаний на чашковому осередді типу P36/22, осердя якого електрично під'єднане до загального провідника як електростатичний екран.

На рисунку 2.5 зображена вторинна сторона ізольованого перетворювача.

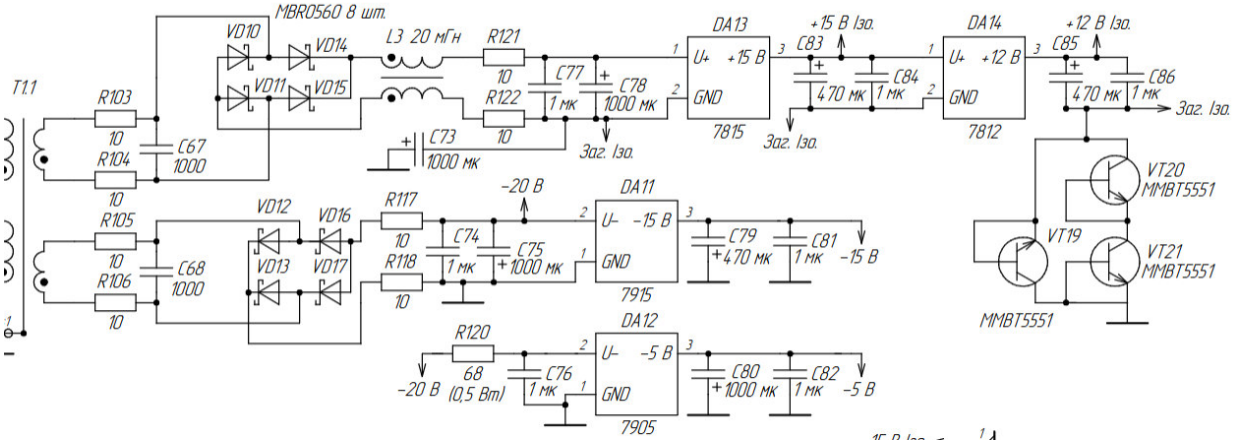


Рисунок 2.5 – Вторинна сторона ізольованого перетворювача

Трансформатор має дві однакові вторинні обмотки, які мають напругу приблизно 24 В (амплітудне значення). Верхня частина схеми відповідає ізольованому джерелу живлення +15 В, +12 В. Нижня частина відповідає джерелу від’ємної напруги -15 В, -5 В. Два джерела схожі, та відрізняються тільки синфазним фільтром, що присутній тільки у верхньому джерелі.

На виході вторинної обмотки резистори (R103, R104, R105, R106) та конденсатор (C67, C68) формують RC фільтр, що також діє як RC снабер: конденсатор дає шлях для струму індуктивності розсіювання вторинної обмотки яку обриває діодний випрямляч, а резистори зменшують добротність контуру. У самому випрямлячі використовуються діоди Шотткі, так як вони не мають часу зворотного відновлення, через що вони вимикаються ближче до 0 В ніж звичайні діоди. Це зменшує значення струму крізь індуктивність розсіювання який обривається, зменшуючи викиди.

У верхній схемі присутній синфазний фільтр, що складається з резисторів R103, R104, R121, R122, синфазного дроселя L3 та конденсаторів C73 та C78. Використання полярного конденсатора у схемі фільтру можливе через те що різниця потенціалів між ізольованим загальним та загальним схеми мала, та обмежується діодно включеними транзисторами VT19, VT20, VT21. Транзистори використовуються через малий струм витоку переходу колектор-емітер. Транзистори обмежують напругу на полярному конденсаторі до діапазону -0,7…+1,4 В, що не є проблемним для алюмінієвих електролітичних конденсаторів з рідким електролітом.

Вихідна напруга діодного моста фільтрується через Г фільтр створений індуктивністю розсіювання синфазного дроселя L3, резисторами R121, R122 (R117, 118) та конденсаторами C77, C78 (C74, C75). Резистори утворюють RC фільтр та зменшують добротність LC фільтру з індуктивністю розсіювання синфазного дроселя. Велика ємність конденсатору також сприяє зменшенню добротності.

Регулятори напруги стабілізують вихідні напруги +15 В, +12 В, -15 В, -5 В. Регулятор -5 В має послідовний резистор для зменшення потужності виділеної у IC регулятора.

На рисунку 2.6 зображена схема USB-UART ізольованого перетворювача.

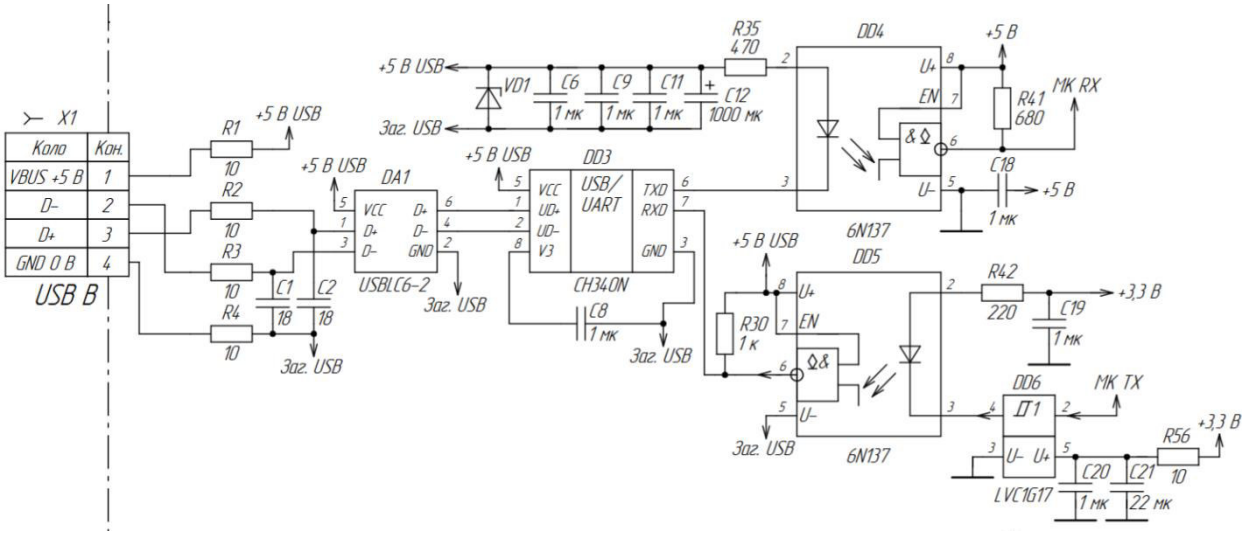


Рисунок 2.6 – USB-UART ізольований перетворювач

USB інтерфейс, через роз'єм X1 потрапляє на плату A3. Кожен з провідників має послідовний резистор (R1, R2, R3, R4) що покращують захист від статичної електрики та діють як синфазний опір. Паралельно до напруги живлення 5 В розміщений TVS діод, що захищає від зворотної та перенапруги. Фільтр має велику ємність для зменшення добротності контуру з індуктивністю розсіювання проводки. Сигнальні лінії USB D+ та D- потрапляють до IC DA1, що виконує захист від статичної електрики та перенапруги. Пройшовши через IC DA1 сигнальні лінії потрапляють до IC DD3, що є перетворювачем USB-UART. Ізоляція сигналів послідовного інтерфейсу реалізується оптопарами DD4 та DD5, що є швидкими логічними оптопарами з максимальною частотою сигналу 10 МГц. З іншого боку ізоляційного бар’єру IC DD6, Шмітт тригер повторювач, використовується як силовий буфер для світлодіоду локалізуючи контур струму.

На рисунку 2.7 зображена цифрова частина приладу. Основою цифрової частини є плата A4, модуль розробки мікроконтролера (МК). Модуль має вбудований регулятор на 3,3 В, до якого приєднана зовнішня ємність C14. Більшість виходів мікроконтролера мають послідовний резистор, що узгоджує вихід з імпедансом лінії.

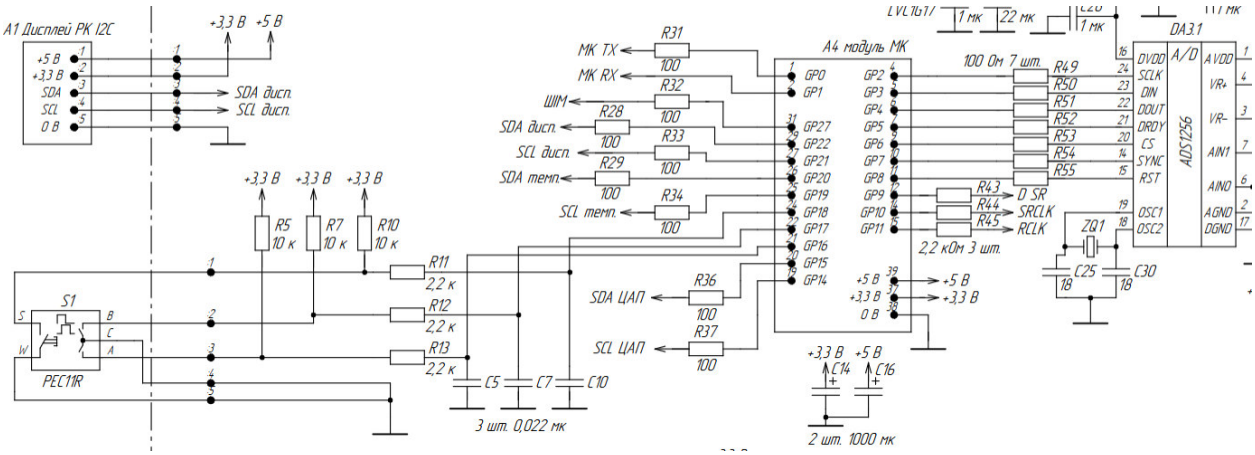


Рисунок 2.7 – Цифрова частина приладу

З лівого боку схеми зображені елементи інтерфейсу з користувачем: рідкокристалічний дисплей A1, що під’єднаний до МК послідовним інтерфейсом та енкодер S1, що під’єднаний до МК через асиметричний RC фільтр, що заряджає ємність повільніше ніж розряджає. Це допомагає з брязкітом контактів. З правого боку зображена цифрове з’єднання з АЦП. АЦП також має кварцовий резонатор з зовнішнім ємнісним навантаженням.

На рисунку 2.8 зображено розширювач цифрових виходів. ІС DD1 та DD2, що є регістром зсуву з послідовним входом, паралельним виходом, та регістром на виході. До цих ІС поступають сигнали від МК, що задають стан виходів. Більшість сигналів використовується для вибору діапазону роботи приладу. Через резистори R17-R20, R25 та R26 сигнали поступають до схем керування реле. Через резистори R21-R24 сигнали потрапляють до перетворювача рівнів на ОП, який керує польовими транзисторами з керуванням p-n переходом. Транзистори VT2-VT5 використовуються як діоди з низьким струмом витоку. Польові транзистори з керуванням p-n переходом є нормально відкритими, та при високому рівні на виході ОП, діодно включений транзистор блокує струм. При низькому рівні на виході ОП (-15 В) затвор транзистора приймає низьку напругу та транзистор закривається. Транзистор VT1 реалізує перетворювач рівнів з 3,3 В на 5 В.

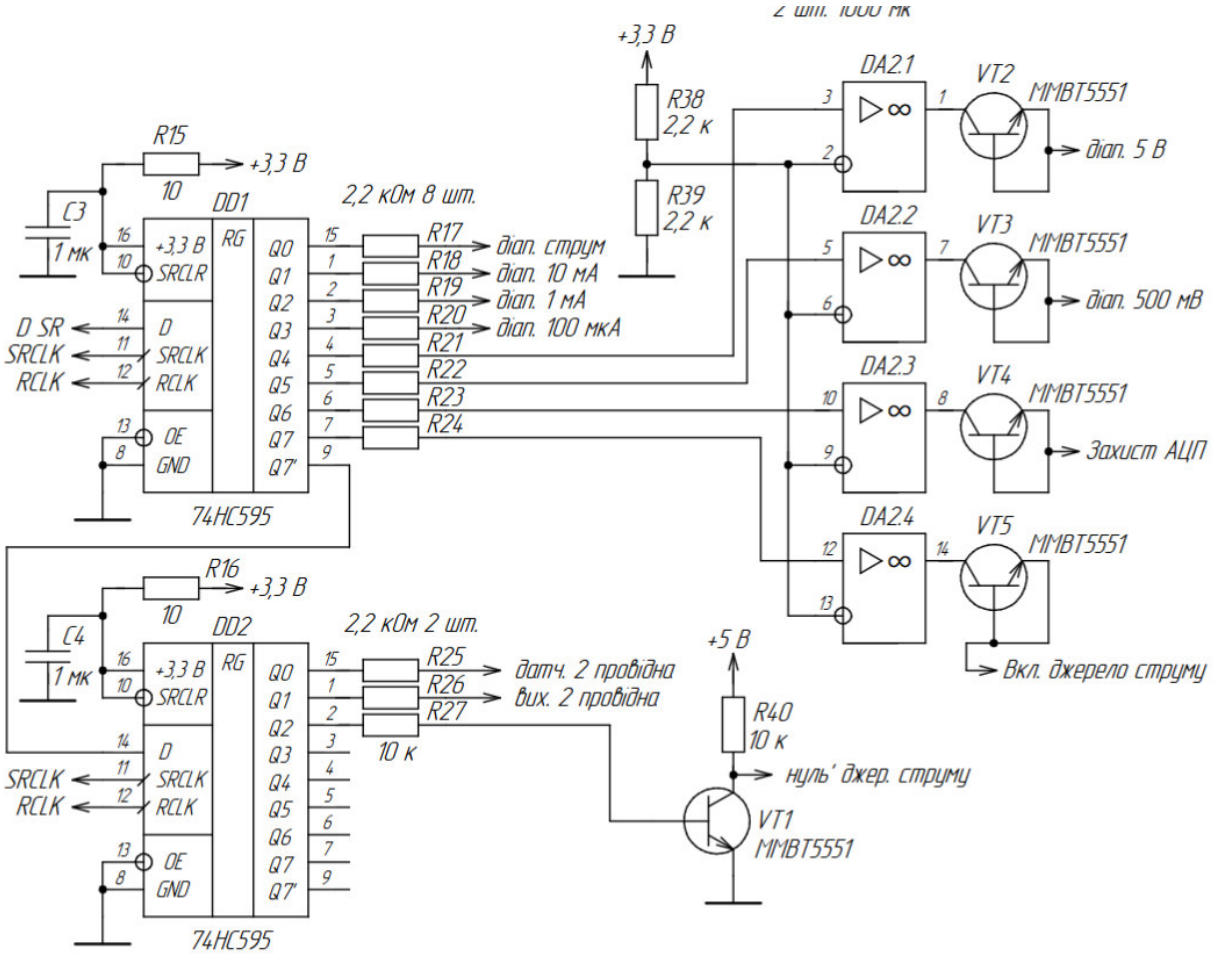


Рисунок 2.8 – Розширювач цифрових виходів

На рисунку 2.9 зображена схема керування реле.

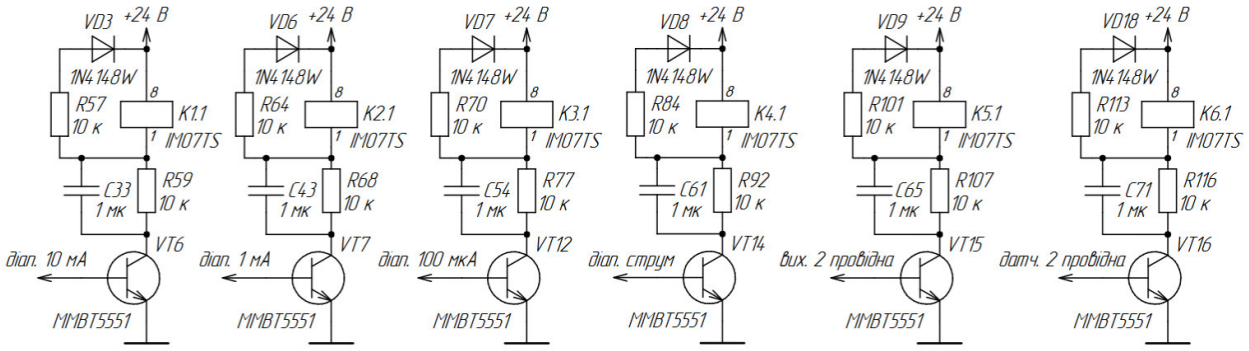


Рисунок 2.9 – Схема керування реле

Основною ціллю схеми керування реле є включення реле з мінімальною потужністю розсіювання котушки реле в усталеному режимі. Це реалізується за допомогою конденсатору (C33) включеного паралельно до резистору (R59).

При включенні, напруга на конденсаторі нульова, протікає достатній струм щоб включити реле. Коли конденсатор зарядився, більша частина напруги падає на резисторі (R59), це зменшує струм та потужність котушки. Зворотний діод має послідовний резистор, що пришвидшує вимкнення реле.

На рисунку 2.10 зображена аналогова частина виміру напруги приладу. Цю частину можна розділити на дві основні блоки, джерело опорної напруги (ДОН) та неінвертуючий підсилювач, які обидва поступають до ІС АЦП DA3.

Джерело опорної напруги реалізовано на ІС прецизійного стабілітрона з термостатом DA10, що включено за схемою як на рисунку 1.17. Коефіцієнт підсилення підсилювача на DA8.2 складає 2, номінальна вихідна напруга 14 В. RC фільтр R115 C70 зменшує високочастотний шум ДОН. Так як АЦП потребує опорну напругу 2,5 В потрібно реалізувати дільник. Дільник на резисторах R80, R86, R87, R90, R91, R94, R95, R97, R98, R100, R102, R108 є статистичним дільником з можливістю використання різних резисторів. Типово встановлюються резистори R86, R87, R94, R95, R97, R98, R100, R102 та R108 однакового номіналу. Резистори R85, R89, R93 можуть бути використані для підлаштування опорної напруги. Усі резистори дільників джерела опорної напруги підбираються таким чином, щоб ТКН джерела опорної напруги був менше за 2 мкВ/В/К. Як резистори використовуються дротяні, металофольгові або тонкоплівкові резистори. Дещо перспективним є використання мотаних дільників напруги, де обидва резисторів виконані з одного дроту, що робить можливим реалізацію дільника з малим ТК без підбору.

Вихідний опір дільника разом з конденсатором C57 формує фільтр високочастотного шуму ДОН. Так як вхідний опір АЦП не безкінечний, потрібен повторювач, що реалізований на ІС DA8.1. Зовнішня частотна корекція, необхідна через роботу ОП на ємнісне навантаження, реалізована резистором R75 та конденсатором C53. Вхід АЦП фільтрується великою ємністю для того щоб розділити ОП від викидів струму на вході АЦП.

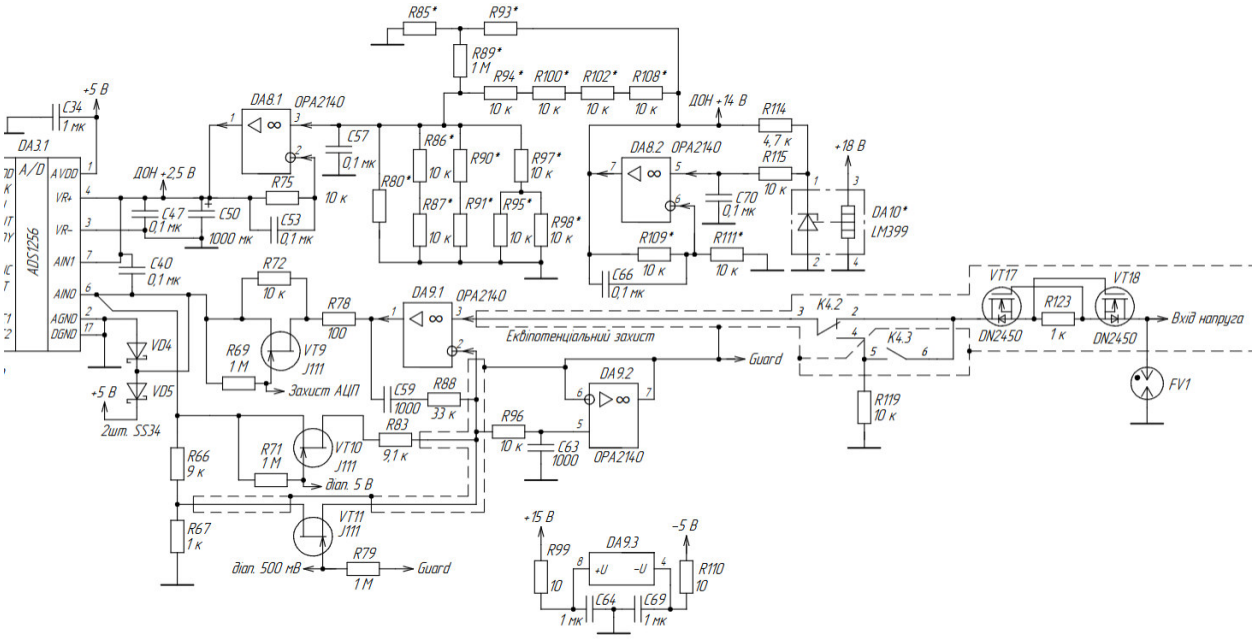


Рисунок 2.10 – Аналогова частина виміру напруги приладу

Неінвертуючий підсилювач реалізований на ОП DA9.1, що включений за стандартною схемою. На вході АЦП присутня ємність С40, що зменшує викиди напруги спричинені вибірками внутрішніх ключів АЦП. Також разом з вихідним опором підсилювача, ця ємність формує фільтр низьких частот. Через те, що вхідний підсилювач має бути досить швидким, частотна корекція виконується послідовною RC ланкою С59, R88, що не надає повного зворотного зв’язку на частоті.

Перемикання діапазонів реалізується ключами на польових транзисторах з керуючим p-n переходом (ПТКП), які керуються схемою з рисунку 2.8. Такі ключі є нормально відкритими, так як резистор 1 МОм підтримує напругу затвор-витік нульовою, до того як через діод не подається на затвор від’ємна напруга, що запирає транзистор. Важливо розуміти, що ПТКП це симетричний пристрій, та витоком є той вивід, напруга на якому менша.

ОП DA9.2 реалізує повторювач вхідної напруги ОП непрямим шляхом, беручи напругу з інвертуючого входу. Це зроблено для того щоб не погіршувати вхідний опір схеми. Вихід повторювача вхідної напруги

використовується для еквіпотенціального захисту високоімпедансних точок та для керування транзистором VT11.

На вході АЦП присутній обмежувач перенапруги на діодах Шотткі VD4, VD5. ПТКП VT9 може бути закритим, що обмежить струм крізь діоди та зменшить самонагрів ОП DA9.1.

На вході підсилювача присутній резистор R119 який використовуючи реле К4 може підключатися та використовуватися як перетворювач струму до напруги реалізуючи діапазон виміру струму. На вході підсилювача є обмежувач струму на МОН транзисторах режиму збіднення VT17, VT18, що захищає від перенапруги. Розрядник FV1 також захищає від перенапруги на вході.

На рисунку 2.11 зображено джерело струму крізь невідомий опір. Джерело струму вбудовується у систему за схемою А з рисунку 1.27. Тобто джерело струму має бути гальванічно ізольованим від загального. Через це джерело струму живиться від гальванічно ізольованої напруги живлення +15 В та +12 В. Для передачі опорної напруги через гальванічну ізоляцію використовується перетворювач на комутованому конденсаторі. Перетворювач реалізується на ІС DA15, що є чотирма нормально відкритими КМОН комутаторами CD4066 (К561КТ3). ІС DD7, що є розповсюдженою ІС ШІМ контролера створює сигнали керування з паузою коли обидва блоки ключів закриті. Частота генератору є приблизно 1 кГц.

Використання ІС аналогового комутатора, що живиться від не ізольованої напруги живлення можливо через те що напруга загального ізольованої частини номінально дорівнює або є незначно більшою за напругу загального неізольованої частини, так як вони з’єднані проводом на невідомому опорі.

Як конденсатори у перетворювачі на комутованому конденсаторі використані плівкові поліетиленові конденсатори. На вході резистори R126, R128 розв’язують джерело опорної напруги від перемикання комутаторів. Додана похибка є нехтовно малою через високий вхідний опір схеми.

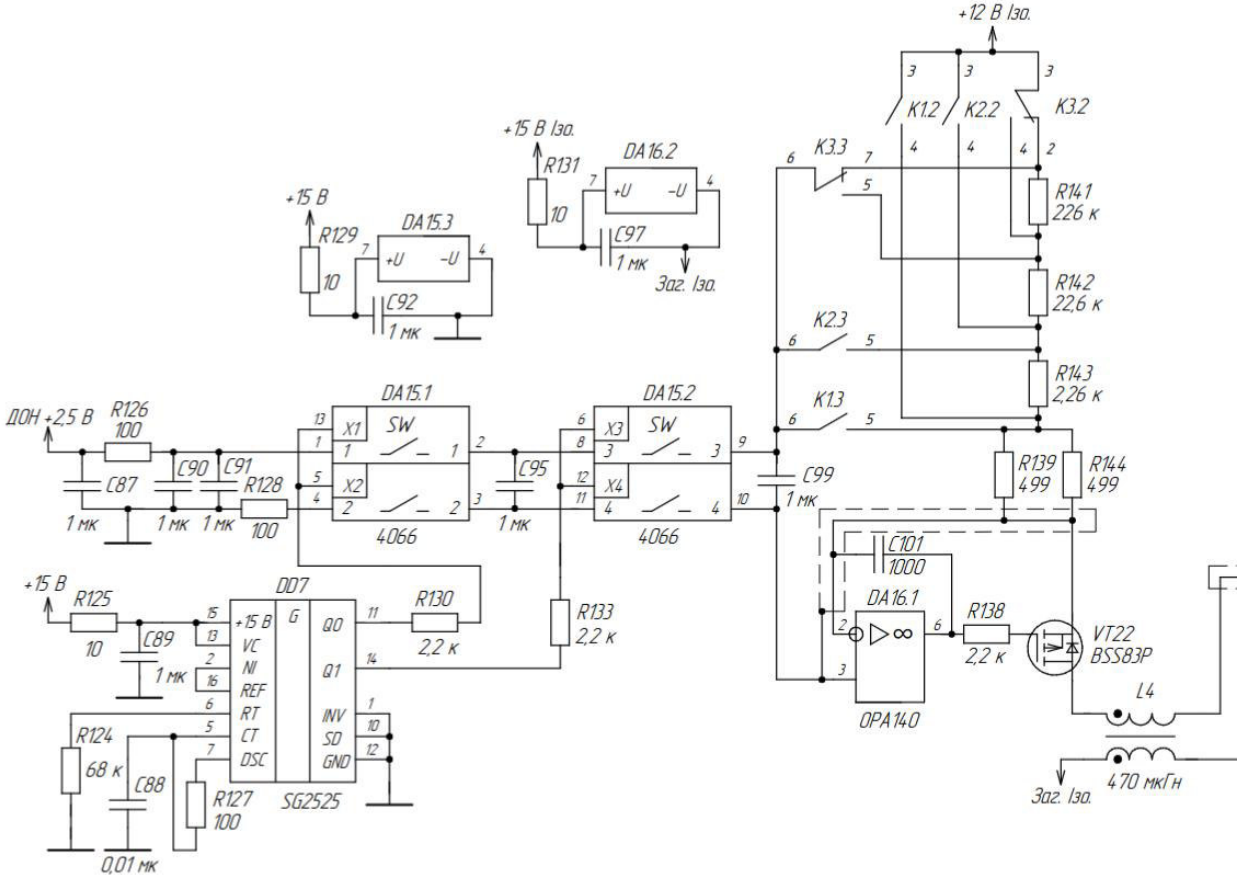


Рисунок 2.11 – Джерело струму крізь невідомий опір

Потрапивши на ємність С99 опорна напруга, шляхом зворотного зв’язку навколо ОП DA16.1 підтримує напругу на опорному резисторі (резисторах), які вибираються реле К1, К2, К3. Стабілізація напруги на резисторі означає стабілізацію струму крізь резистор та навантаження.

Як керуючий елемент використаний МОН транзистор. Послідовний з затвором опір зменшує добротність контуру, покращуючи стійкість. Зовнішня частотна компенсація реалізується конденсатором С101, використаний конденсатор має мати малий струм витоку.

На виході джерела струму знаходиться синфазний дросель для того щоб синфазна завада не протікала крізь вихідні провідники джерела струму, створюючи похибку.

На рисунку 2.12 зображена система вимкнення джерела струму.

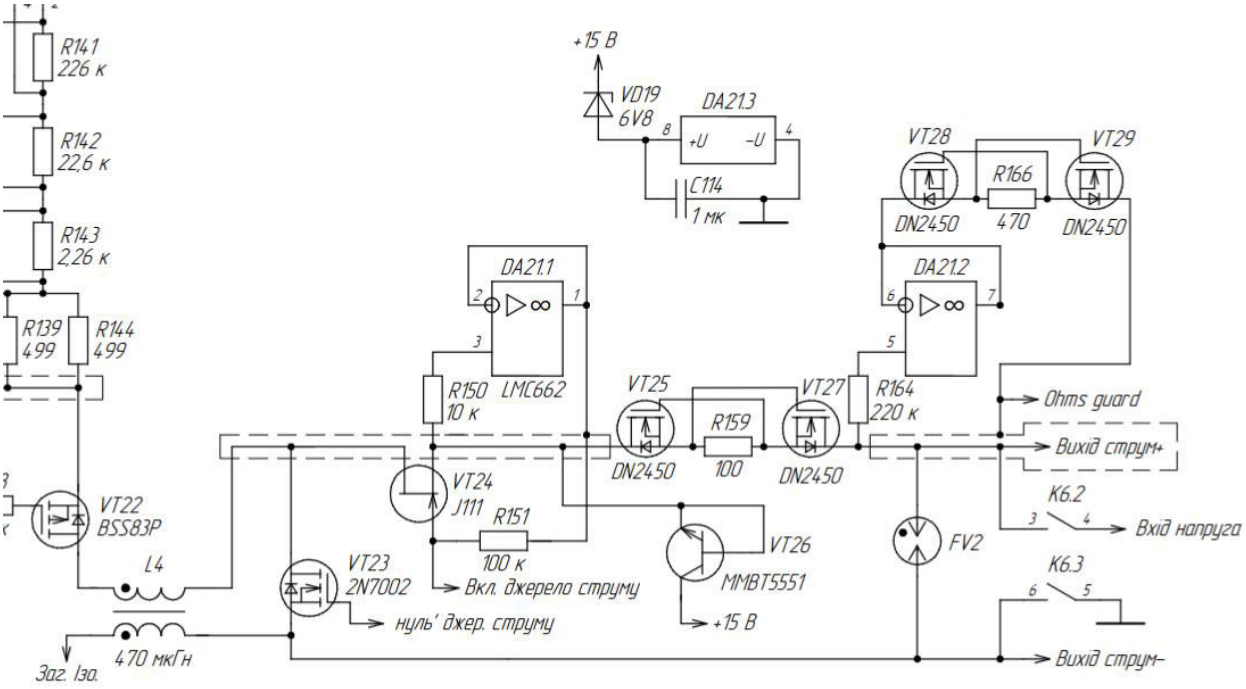


Рисунок 2.12 – Система вимкнення джерела струму

Ціль системи вимкнення джерела струму – це можливість вимкнути джерело струму для реалізації системного автозанулення приладу. Так як просте від'єднання джерела струму від навантаження спричинить насичення ОП джерела струму, що уповільнить відновлення роботи джерела струму, через це було вирішено замкнути вихід джерела струму.

Транзистор VT23 замикає вихід джерела струму, а транзистор VT24 відключає навантаження від джерела струму. Дуже важливим у реалізації вимкнення було мінімізація струму витоку, що спричиняють ключі, так як струм витоку від вимірювального джерела струму є прямим джерелом похибки. У показаній реалізації має вплив лише струм витоку сток-виток транзистору VT23, так як усі виводи транзистора VT24 мають однакову напругу при роботі, незалежно від опору витоку, струм не протікає.

Повторювачі на ОП DA21, що має наднизький вхідний струм (3 фА) реалізують еквіпотенціальний захист та опорну точку для ПТКП транзистора. Вихід еквіпотенціального захисту «Ohms guard» та вихід струму вимірювання мають обмежувачі струму на нормально відкритих МОН транзисторах.

Діодно включений транзистор VT26 захищає від надмірної напруги на виході джерела струму.

За допомогою реле К6 можна під'єднати джерело струму до входу напруги, перемикаючи прилад у двопровідний режим виміру опору.

На рисунку 2.13 зображено цифрово-аналоговий перетворювач (ЦАП). ЦАП роздільною здатністю 24 біт реалізований як поєднання ШІМ ЦАП на 16 біт та ІС ЦАП на 10 біт.

Розглянемо ШІМ ЦАП. ШІМ ЦАП сконструйований схоже до рисунку 1.15. Опорна напруга 14 В потрапляє на вхід аналогового комутатора DA17.1. Аналоговий комутатор має один нормально відкритий та один нормально замкнений канал. На вхід керування обох каналів поданий широтно-імпульсно модульований (ШІМ) сигнал від мікроконтролера. Таким чином реалізується перемикаючий контакт, який приєднує або ДОН +14 В або загальний до входу ОП DA18.1, що включений як повторювач та слугує для зменшення вихідного опору. Так як асиметрія опору ключів є основним джерелом нелінійності ШІМ ЦАП, використання повторювача покращує лінійність.

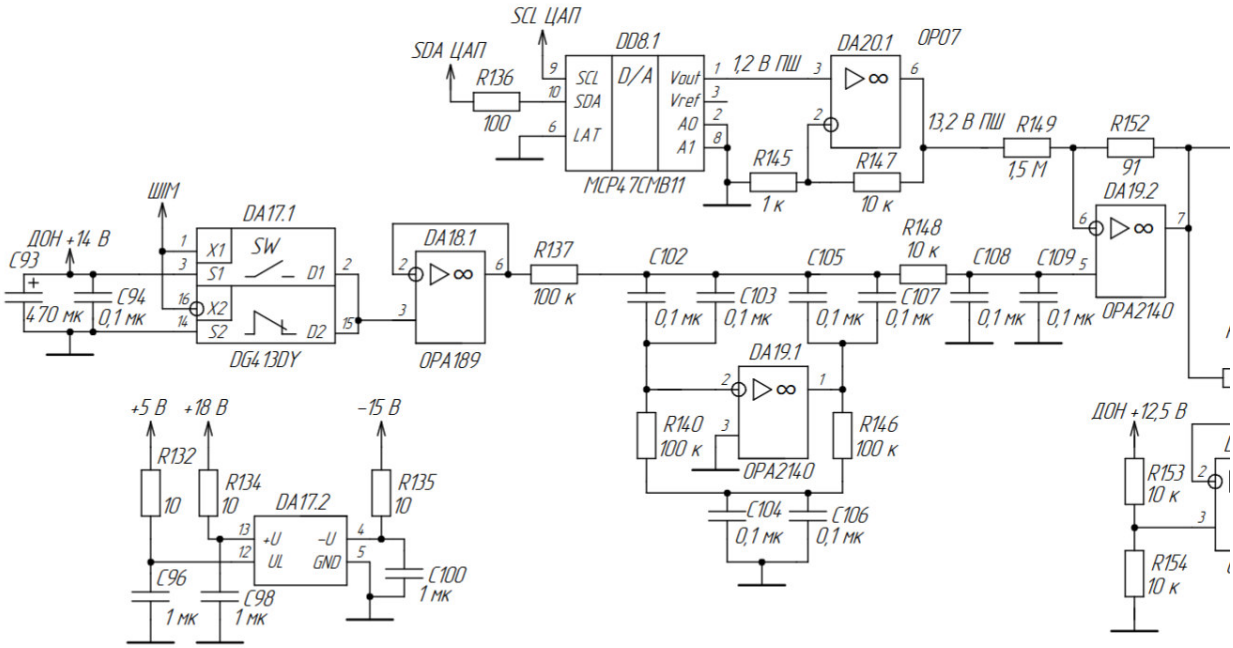


Рисунок 2.13 – Цифрово-аналоговий перетворювач

З виходу операційного підсилювача DA18.1 напруга потрапляє до фільтру низьких частот 4 порядку, що складається з послідовного включення активного фільтру 3 порядку на ОП DA19.1 та пасивного фільтру 1 порядку на елементах R148, C108 та C109. Пасивний фільтр призначений для прибирання високочастотних завад та роботи на частотах де у ОП недостатньо підсилення. Робоча частота ШІМ складає 1 кГц, фільтр розрахований таким чином щоб давати режекцію краще за 120 дБ на частоті ШІМ.

ОП DA19.2 діє як повторювач відфільтрованого сигналу ШІМ ЦАП та суматором сигналу від ІС ЦАП.

ІС ЦАП реалізований на інтегральній схемі ЦАП 10 біт. Напруга повної шкали мікросхеми складає 1,2 В, через це потрібно підсилити напругу. ОП DA20.1 має коефіцієнт підсилення 11, на виході повна шкала приймає значення 13,2 В.

ОП DA19.2 діє як інвертуючий суматор. Співвідношення резисторів R149 до R152 складає приблизно 2^{14}, тобто діапазон повної шкали ІС ЦАП відповідає 2 молодшим розрядам ШІМ ЦАП, між ЦАП є перекриття на 2 розряди. Таким чином загальна роздільна здатність є 24 біт.

На рисунку 2.14 зображено схему узгодження ЦАП з керованими джерелами. Вихідна напруга ЦАП (вихід ОП DA19.2) потрапляє до керованого джерела A5.

ОП DA23.1 виконує функцію інвертора напруги відносно середньої точки, яка формується дільником R153, R154. Вихідна напруга ОП DA23.1 під’єднана до входу керованого джерела A6. Таким чином за напруги виходу ЦАП 7 В, вхідні напруги обох керованих джерел рівні та дорівнюють 7 В, напруга на навантаженні нульова. При вихідній напрузі ЦАП 0 В, на вході A5 буде 0 В, а на вході A6 14 В. При вихідній напрузі ЦАП 14 В навпаки: на вході A5 буде 14 В, а на вході A6 0 В. Таким чином, через те що навантаження включене у діагональ двох джерел полярність напруги на навантаженні може змінюватися.

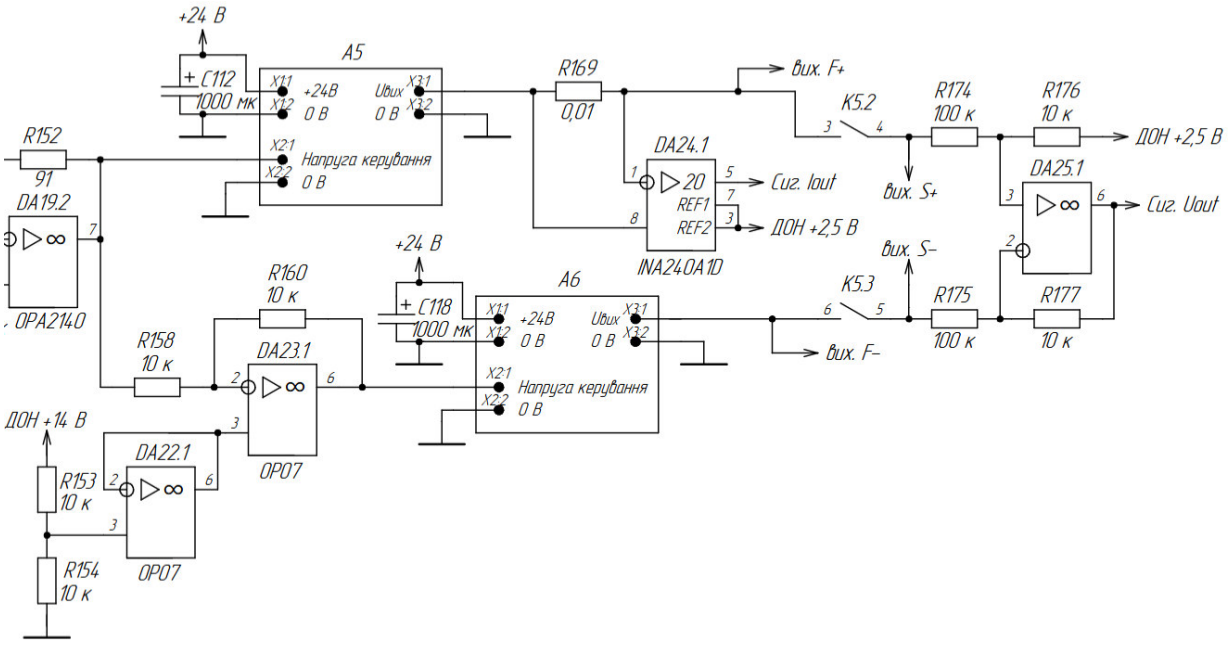


Рисунок 2.14 – Схема узгодження ЦАП з керованими джерелами

На виході джерела A5 знаходиться датчик струму на основі шунту R169 та ІС підсилювача шунта з коефіцієнтом підсилення 20 DA24.1. Датчик напруги на навантаженні реалізований як диференційний підсилювач на ОП DA25.1 та резисторах R174-R177, що має коефіцієнт підсилення 0,1. Реле K5 може під’єднати вхід диференційного підсилювача для підключення навантаження за двопровідною схемою.

На рисунку 2.15 зображено повторювачі які подають сигнал датчиків вихідного струму та напруги до АЦП.

Як ОП повторювачів використаний низьковольтний інтегральний ОП з автозануленням. Так як ОП з автозануленням мають викиди струму на входах, входи мають значну ємність – ємність до загального неінвертуючого входу та ємність зворотного зв’язку для інвертуючого входу. Резистори R62 (R63) задають константу часу разом з ємністю зворотного зв’язку. Вихідний опір разом з ємністю на вході АЦП створює фільтр низьких частот, що потрібен так як АЦП є чутливим до високочастотних шумів.

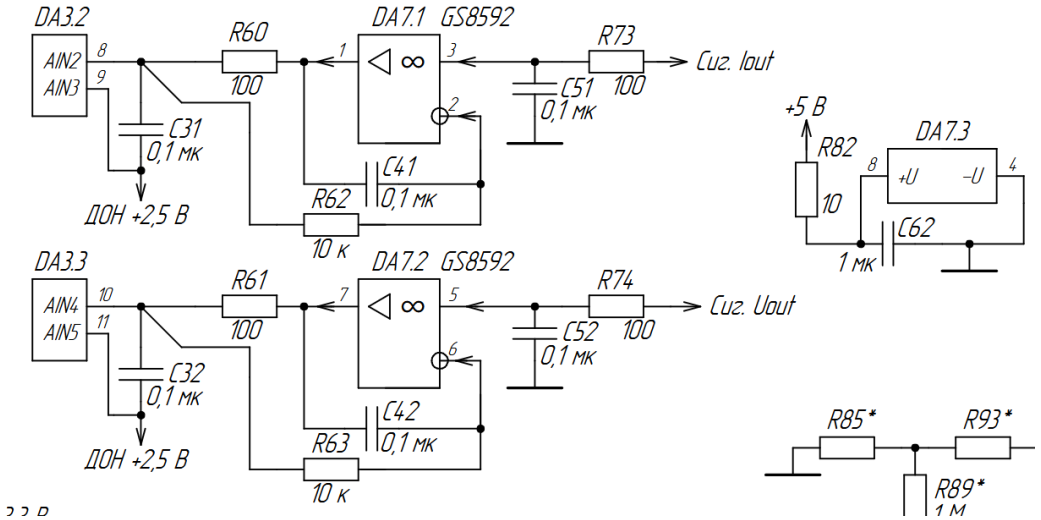


Рисунок 2.15 – Повторювачі сигналів вихідних датчиків

На рисунку 2.16 зображено схему керованого знижуючого перетворювача, що є пристроями А5 та А6 на рисунку 2.14. Перетворювач виконаний за схемою синхронного знижуючого перетворювача (ІППН-1) на інтегральній схемі LM5116 що є контролером синхронного перетворювача. Синхронний перетворювач використовується через те що він має можливість видавати та приймати струм, тобто під'єднавши навантаження у діагональ двох таких перетворювачів, можна змінювати полярність напруги на навантаженні.

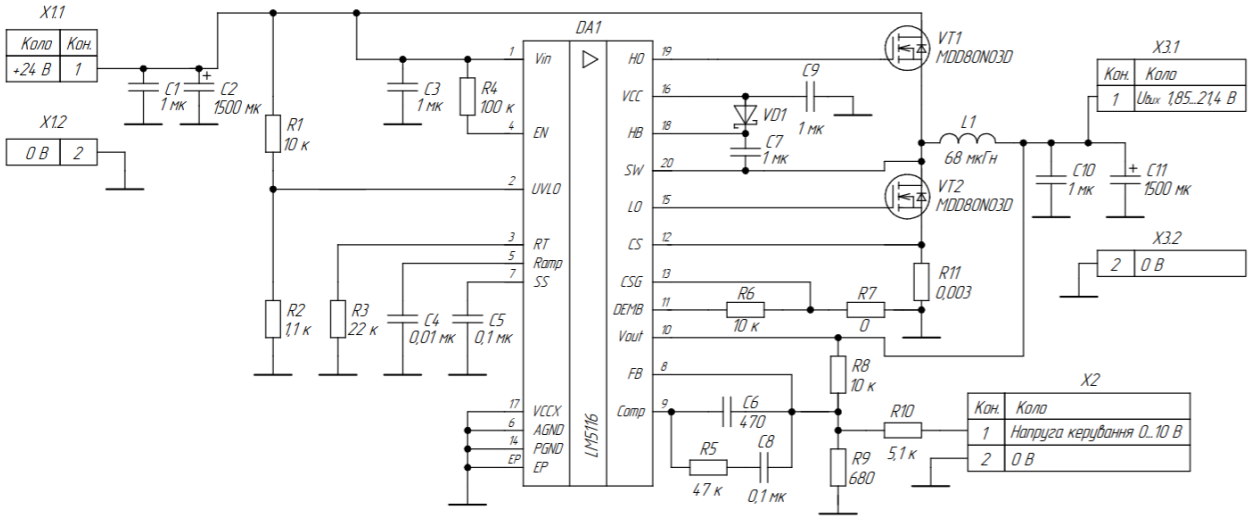


Рисунок 2.16 – Керований знижуючий перетворювач

3 РОЗРАХУНКОВА ЧАСТИНА

У цьому розділі розглянутий розрахунок основних частин приладу.

3.1 Розрахунок регуляторів напруги

Як регулятори напруги використовуються лінійні регулятори, які регулюють вихідну напругу шляхом падіння надлишкової напруги на собі. Через це вхідна напруга має бути вищою за вихідну напругу (Як мінімум 2,5 В для звичайних регуляторів серії 78xx). Це також означає що регулятори виділяють потужність, що залежить від напруги на регуляторі та струму крізь регулятор.

Вихідними даними для розрахунку регуляторів є струм споживання різних напруг живлення та вхідна напруга регуляторів:

- 5 В – 170 мА
- 15 В – 35 мА
- 18 В – 33 мА
- вхідна напруга регуляторів – 24 В.

Для зменшення потужності що виділяється у регуляторі, та для утворення RC фільтру що зменшує високочастотний шум на вході регулятора був використаний послідовний резистор на вході регулятора. Розрахуємо оптимальне значення цього резистора, таким чином щоб напруга між входом і виходом регулятора складала 3,5 В.

Для регулятора 18 В напруга на вході має бути:

$$U_{IN_{REG}} = U_{OUT} + 3{,}5 = 18 + 3{,}5 = 21{,}5 \text{ (В)} \quad (3.1)$$

Розрахуємо потужність що виділяється регулятором:

$$P_D = U \cdot I = 3{,}5 \cdot 0{,}033 = 0{,}1155 \text{ (Вт)} \quad (3.2)$$

Обираємо малогабаритний регулятор 78L18 у корпусі SOT-89, що здатний розсіяти 0,5 Вт.

Розрахуємо значення послідовного резистору регулятора:

$$R = \frac{U_{IN} - U_{IN_{REG}}}{I} = \frac{24 - 21{,}5}{0{,}033} = 75{,}76 \text{ (Ом)} \quad (3.3)$$

Обираємо менше значення резистору з ряду E24 75 Ом.

Розрахуємо потужність що виділяється на резисторі:

$$P_D = I^2 \cdot R = 0{,}033^2 \cdot 75 = 0{,}0817 \text{ (Вт)} \quad (3.4)$$

Можна використати резистор поверхневого монтажу корпусу 0805 з посадочними місцями на друкованій платі, що діять як тепловідвод, так як номінальна потужність резистору 0805 складає 0,125 Вт.

Для RC фільтру був обраний конденсатор 470 мкФ через максимальний допустимий розмір. Розрахуємо частоту зрізу фільтру:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 75 \cdot 0{,}47 \cdot 10^{-3}} = 4{,}52 \text{ (Гц)} \quad (3.5)$$

Можна апроксимувати атенюацію фільтру 1 порядку на різних частотах прямолінійним методом, враховуючи спад 20 дБ на декаду.

Для регулятора 15 В напруга на вході має бути:

$$U_{IN_{REG}} = U_{OUT} + 3{,}5 = 15 + 3{,}5 = 18{,}5 \text{ (В)} \quad (3.6)$$

Розрахуємо потужність що виділяється регулятором:

$$P_D = U \cdot I = 3{,}5 \cdot 0{,}035 = 0{,}123 \text{ (Вт)} \quad (3.7)$$

Обираємо малогабаритний регулятор 78L15 у корпусі SOT-89, що здатний розсіяти 0,5 Вт.

Розрахуємо значення послідовного резистору регулятора:

$$R = \frac{U_{IN} - U_{IN_{REG}}}{I} = \frac{24 - 18{,}5}{0{,}035} = 157{,}1 \text{ (Ом)} \quad (3.8)$$

Обираємо менше значення резистору з ряду E24 150 Ом.

Розрахуємо потужність що виділяється на резисторі:

$$P_D = I^2 \cdot R = 0{,}035^2 \cdot 150 = 0{,}0817 \text{ (Вт)} \quad (3.9)$$

Можна використати резистор поверхневого монтажу корпусу 1206 з посадочними місцями на друкованій платі, що діять як тепловідвод, так як номінальна потужність резистору 1206 складає 0,25 Вт.

Для RC фільтру був обраний конденсатор 470 мкФ через максимальний допустимий розмір. Розрахуємо частоту зрізу фільтру:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 150 \cdot 0{,}47 \cdot 10^{-3}} = 2{,}26 \text{ (Гц)} \quad (3.10)$$

Можна апроксимувати атенюацію фільтру 1 порядку на різних частотах прямолінійним методом, враховуючи спад 20 дБ на декаду.

Для регулятора 5 В напруга на вході має бути:

$$U_{IN_{REG}} = U_{OUT} + 3{,}5 = 5 + 3{,}5 = 8{,}5 \text{ (В)} \quad (3.11)$$

Розрахуємо потужність що виділяється регулятором:

$$P_D = U \cdot I = 3{,}5 \cdot 0{,}17 = 0{,}595 \text{ (Вт)} \quad (3.12)$$

Оберемо регулятор 78M05 у корпусі TO-252 (DPAK), що має максимальну потужність 1,5 Вт.

Розрахуємо значення послідовного резистору регулятора:

$$R = \frac{U_{IN} - U_{IN_{REG}}}{I} = \frac{24 - 8{,}5}{0{,}17} = 91{,}17 \text{ (Ом)} \quad (3.13)$$

Обираємо менше значення резистору з ряду E24 91 Ом.

Розрахуємо потужність що виділяється на резисторі:

$$P_D = I^2 \cdot R = 0{,}17^2 \cdot 91 = 2{,}63 \text{ (Вт)} \quad (3.14)$$

Обираємо вивідний резистор потужністю розсіювання 5 Вт MOR500SJTB-91R-Hitano.

Для RC фільтру був обраний конденсатор 470 мкФ через максимальний допустимий розмір. Розрахуємо частоту зрізу фільтру:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 91 \cdot 0{,}47 \cdot 10^{-3}} = 3{,}72 \text{ (Гц)} \quad (3.15)$$

Підсумовуючи були обрані IC регуляторів 78L18, 78L15, та 7805 з послідовними резисторами 75, 150, 91 Ом відповідно.

3.2 Розрахунок ізольованого перетворювача

Ізольований перетворювач (рисунок 2.4, 2.5) оснований на топології паралельно резонансного перетворювача з живленням струмом. Вихідними даними до розрахунку є:

Струм навантаження напруги +15 В ізо. – 2 мА

Струм навантаження напруги +12 В ізо. – 10 мА

Струм навантаження напруги -15 В – 10 мА

Струм навантаження напруги -5 В – 20 мА

Вхідна напруга – 24 В

Розрахуємо вихідну потужність перетворювача. Так як перетворювач має дві однакові вторинні обмотки, а напруги створюються лінійними регуляторами, сума струмів помножена на напругу вторинної обмотки дасть вихідну потужність:

$$P_{OUT} = U \cdot I = 24 \cdot (2 + 10 + 10 + 20) \cdot 10^{-3} = 1 \text{ (Вт)} \quad (3.16)$$

Розрахунок паралельно резонансного перетворювача це в першу чергу розрахунок паралельно резонансного контуру. Для надійної роботи та малого коефіцієнту гармонік, контур має мати добротність більше ніж 3. Типовим значенням добротності є 5, оберемо добротність контуру 5.

Робоча частота перетворювача обирається малою для мінімізації витрат. Обрана частота роботи перетворювача 66 кГц.

Напруга на половині обмотки є синусоїдальною, та її середнє значення дорівнює напрузі живлення. Середнє та амплітудне значення синусоїди пов'язані:

$$U_P = U_{AVG} \cdot \frac{\pi}{2} \quad (3.17)$$

Так як напруга резонансного контуру це сума двох напівобмоток, а напруги на обмотках однакові, амплітудна напруга резонансного контуру є:

$$U_P = U_{AVG} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot 2 = U_{AVG} \cdot \pi = 24 \cdot 3{,}14 = 75{,}4 \text{ (В)} \quad (3.18)$$

Можемо отримати діюче значення напруги резонансного контуру:

$$U_{RMS} = \frac{U_P}{\sqrt{2}} = \frac{75,4}{1,414} = 53,3\ (\text{В}) \qquad (3.19)$$

Таким чином еквівалентний опір навантаження переведений до первинної обмотки буде:

$$R_{eq} = \frac{{U_{RMS}}^2}{P} = \frac{53,3^2}{1} = 2840,9\ (\text{Ом}) \qquad (3.20)$$

Враховуючи бажану добротність, обчислимо хвильовий опір контуру:

$$Z_0 = \frac{R_{eq}}{Q} = \frac{2840,9}{5} = 568,2\ (\text{Ом}) \qquad (3.21)$$

Знаючи бажану частоту, можна отримати значення індуктивності та ємності контуру:

$$C = \frac{1}{2\pi f Z_0} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 66000 \cdot 568,2} = 4,25 \cdot 10^{-9}(\text{Ф}) = 4,25\ (\text{нФ}) \qquad (3.22)$$

Обираємо конденсатор 0805 NP0 4,7 нФ 50 В

$$L = \frac{Z_0}{2\pi f} = \frac{568,2}{2 \cdot 3,14 \cdot 66000} = 0,00137(\text{Гн}) = 1,37\ (\text{мГн}) \qquad (3.23)$$

Струм крізь резонансний контур буде:

$$I_{RMS} = \frac{U_{RMS}}{Z_0} = \frac{53,3}{568,2} = 0,0938\ (\text{А}) = 93,8\ (\text{мА}) \qquad (3.24)$$

$$I_P = \frac{U_P}{Z_0} = \frac{75{,}4}{568{,}2} = 0{,}1327\ (\text{А}) = 132{,}7\ (\text{мА}) \qquad (3.25)$$

Індуктивність живлення перетворювача (L2 на схемі) має бути більшою за індуктивність повної первинної обмотки трансформатора. Обираємо індуктивність 10 мГн.

Розрахунок трансформатора паралельно резонансного перетворювача з живленням струмом може виконуватися за допомогою різних підходів. Трансформатор може використовуватися як резонансна індуктивність або резонансна індуктивність може бути зовнішньою. Резонансний контур не обов'язково розміщати на первинній обмотці, він може бути перенесеним до будь якої обмотки. Але розміщення резонансного конденсатора між колекторами транзисторів має перевагу того, що ємність діє як безвтратний формувач траєкторії, включаючи індуктивність розсіювання у резонанс.

Був обраний підхід використання трансформатора як резонансної індуктивності. При такій конфігурації, трансформатор розраховується як резонансний дросель.

Осердя трансформатора було обрано виходячи з потреби до магнітного та електростатичного екранування та низької ємності між ізольованою обмоткою та первинною стороною. Першу вимогу добре виконують чашкові осердя, для зменшення ємності між доменами використовується секціонований каркас. Для прототипу використовується осердя Ч36 з магнітного матеріалу М2000НМ, з зазором 0,3 мм, що є у наявності. З довідкових даних характеристики осердя:

ефективна площа магнітного шляху – 202 мм^2

середня довжина магнітної лінії – 53,2 мм

відносна проникність – 2000

повітряний зазор – 0,3 мм.

Розрахуємо індуктивність на виток:

$$A_L = \frac{\mu_0 A_e}{\frac{l_e}{\mu_r} + l_g} = \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 2{,}02 \cdot 10^{-4}}{\frac{0{,}0532}{2000} + 0{,}0003} = 7{,}77 \cdot 10^{-7} \left(\frac{\text{Гн}}{\text{виток}^2}\right) \quad (3.26)$$

Розрахуємо кількість витків первинної обмотки:

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{1{,}37 \cdot 10^{-3}}{7{,}77 \cdot 10^{-7}}} = 41{,}99 \quad (3.27)$$

Обираємо 42 витка.

Перевіримо амплітуду індукції:

$$B_P = \frac{L \cdot I_P}{N \cdot A_e} = \frac{1{,}37 \cdot 10^{-3} \cdot 0{,}1327}{42 \cdot 2{,}02 \cdot 10^{-4}} = 0{,}0214\ (\text{Тл}) = 21{,}4\ (\text{мТл}) \quad (3.28)$$

Амплітуда індукції є дуже малою, втрати в осерді будуть малими.

Розрахуємо потрібний діаметр дроту. Оберемо щільність струму 5 А/мм^2: Струм є сумою резонансного струму та струму навантаження.

$$S = \frac{I}{\rho} = \frac{0{,}094 + 0{,}02}{5} = 0{,}023\ (\text{мм}^2) \quad (3.29)$$

$$d = \sqrt{\frac{4 \cdot S}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot S}{\pi}} = 0{,}171\ (\text{мм}) \quad (3.30)$$

Обираємо провід діаметром 0,2 мм

Розрахуємо кількість вольт на виток (амплітудне значення):

$$e_{w_p} = \frac{U_P}{N} = \frac{75{,}4}{42} = 1{,}79\ (\text{В}) \quad (3.31)$$

Обмотка зворотного зв’язку має обмеження у напрузі через обмеження напруги емітер-база біполярного транзистора. Оберемо кількість витків 3, амплітудне значення напруги на обмотці зворотного зв’язку буде:

$$U_P = e_{w_p} \cdot N = 1{,}79 \cdot 3 = 5{,}37 \text{ (В)} \quad (3.32)$$

Що є меншим за обмеження по зворотній напрузі база-емітер. Струм крізь обмотку зворотного зв’язку дуже малий, а для запобігання паразитних коливань бажано додати опір до обмотки. Через це обраний константановий провід діаметром 0,08 мм.

Розрахуємо кількість витків вторинних обмоток, вторинні обмотки повинні мати амплітуду напруги менше за 24 В.

$$N = \frac{U_P}{e_{w_p}} = \frac{24}{1{,}79} = 13{,}4 \quad (3.33)$$

Обираємо менше ціле значення витків 13. Таким чином амплітуда напруги вторинних обмоток буде:

$$U_P = e_{w_p} \cdot N = 1{,}79 \cdot 13 = 23{,}27 \text{ (В)} \quad (3.34)$$

Струм крізь вторинні обмотки також малий, та також є бажаним зменшення добротності паразитних контурів. Через це обираємо константановий дріт 0,08 мм.

Розрахуємо опір обмоток. З документації на бобину, середня довжина витку складає 75 мм. Опір на метр мідного дроту 0,2 мм складає 0,55 Ом на метр. Опір на метр константанового дроту 0,08 мм складає 97 Ом на метр.

$$R_I = R_m \cdot N \cdot l_w = 0{,}55 \cdot 42 \cdot 0{,}075 = 1{,}73 \text{ (Ом)} \quad (3.35)$$

$$R_{II} = R_m \cdot N \cdot l_w = 97 \cdot 3 \cdot 0{,}075 = 21{,}83 \text{ (Ом)} \quad (3.36)$$

$$R_{III,IV} = R_m \cdot N \cdot l_w = 97 \cdot 13 \cdot 0{,}075 = 94{,}5 \text{ (Ом)} \quad (3.37)$$

У таблиці 3.1 підсумовуються намотувальні дані трансформатора Т1.

Таблиця 3.1 – Намотувальні дані трансформатора Т1

Номер обмотки	Кількість витків	Тип та діаметер дроту, мм	Напруга (амплітуда), В	Струм (RMS), мА	Опір, Ом
I	42	ПЕВ-2 0,2	75	130	1,73
II	3	ПЕК 0,08	5	5	21,9
III	13	ПЕК 0,08	23	15	94,5
IV	13	ПЕК 0,08	23	40	94,5

Розглянемо розрахунок регуляторів на вторинній стороні перетворювача. Падіння напруги на мосту з діодів Шотткі складає 0,6 В. Напругу на вході регулятора 7815 оберемо на 3,5 В більше ніж вихідну. Таким чином значення послідовного опору дорівнює:

$$R = \frac{U_{IN} - \left(U_D + U_{IN_{REG}}\right)}{I} = \frac{23{,}2 - (0{,}6 + 18{,}5)}{0{,}015} = 273{,}3 \text{ (Ом)} \quad (3.38)$$

Так як опір обмотки складає 94,5 Ом, на зовнішні резистори залишається 178,8 Ом. Розподілимо опір наступним чином: R103, R104 = 10 Ом, R121, R122 = 75 Ом. Таким чином використовуються номінали резисторів які вже використані у схемі.

Для регуляторів 7915 та 7905 значення послідовного опору вхідного фільтру має бути:

$$R = \frac{U_{IN} - \left(U_D + U_{IN_{REG}}\right)}{I} = \frac{23{,}2 - (0{,}6 + 18{,}5)}{0{,}03} = 136{,}6\ (\text{Ом}) \qquad (3.39)$$

Так як опір обмотки складає 94,5 Ом, на зовнішні резистори залишається 42,1 Ом. Обираємо R105, R106, R117, R118 = 10 Ом.

Послідовний опір регулятора 7805:

$$R = \frac{U_{IN} - \left(U_D + U_{IN_{REG}}\right)}{I} = \frac{18{,}5 - (0{,}6 + 8{,}5)}{0{,}025} = 376\ (\text{Ом}) \qquad (3.40)$$

Обираємо резистор R120 220 Ом, так як цей номінал вже використаний.

Синфазний фільтр гальванічно ізольованих напруг, що утворений синфазним дроселем L3, опором обмотки, резисторами R103, R104, R121, R122, конденсаторами C77, C78, C73. Номінали компонентів обрані максимальними, відповідно до обмежень простору. Фільтр є асиметричним, так як присутній тільки один конденсатор термінуючий синфазний струм – C73. Режекція синфазного сигналу з додатньої напруги гірша, так як ємність до загального є послідовним з'єднанням конденсаторів C78 і C73. Проведемо моделювання фільтру у ПЗ Microcap 12. На рисунку 3.1 зображено схему за якою моделювалася амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) синфазного фільтру.

На рисунку 3.2 зображено АЧХ синфазного фільтру. Видно що на ізольованому загальному частота зрізу наступає перше ніж на виводі додатньої напруги, через те що ємність додатнього виводу до загального менша.

Видно що фільтр не має проблем з підсиленням сигналу через високу добротність. На робочій частоті перетворювача фільтр має режекцію 127 дБ за додатнім виходом та 130 дБ за від’ємним. Можна спостерігати що першим відбувається зріз RC фільтру (3 Гц), значно пізніше відбувається зріз LC фільтру (500 Гц), таке розподілення полюсів RLC фільтру тотожне низькій добротності, що є бажаним для фільтру низьких частот.

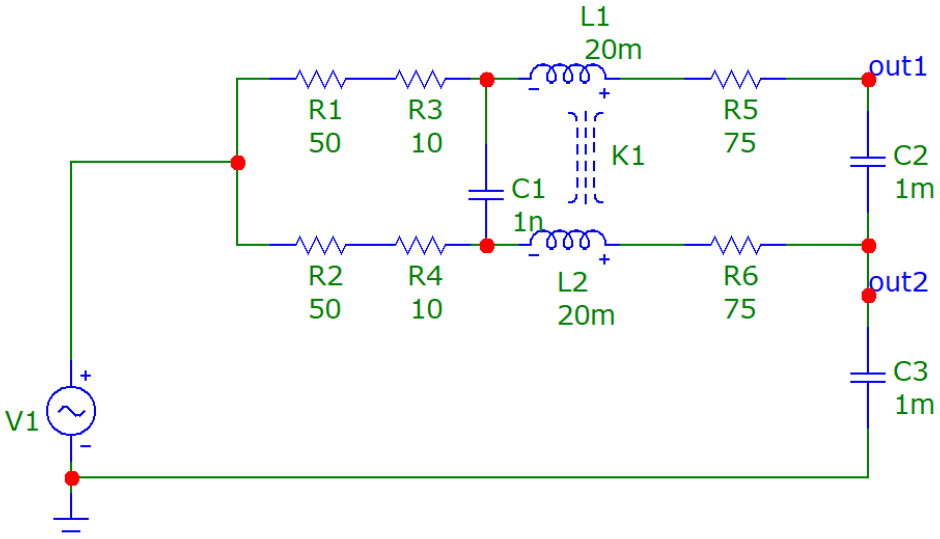


Рисунок 3.1 – Схема моделювання синфазного фільтру

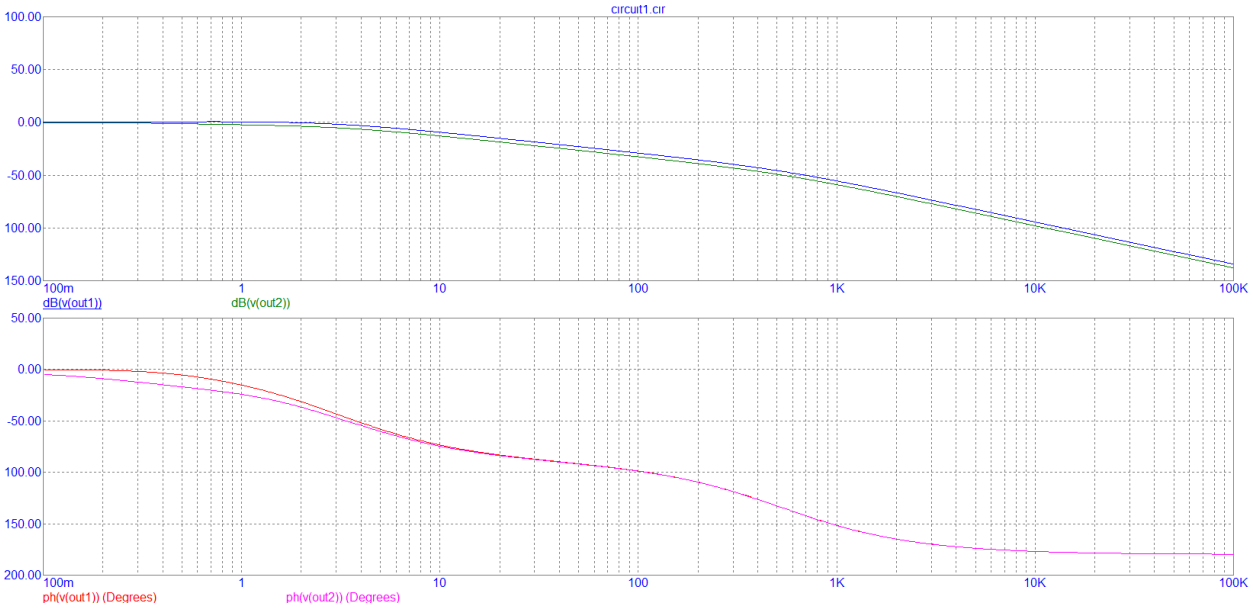


Рисунок 3.2 – АЧХ синфазного фільтру

3.3 Розрахунок схеми керування реле

Схема керування реле (рисунок 2.9) слугує для зменшення потужності що виділяється у котушці реле, для зменшення самонагріву, що в свою чергу зменшить власну термоЕРС реле.

Резистор включений у колектор транзистору розраховується так, щоб після завершення перехідного процесу напруга на котушці реле була дещо

більшою ніж напруга відпускання реле. Дані виробника визначають напругу відпускання реле IM07PT як 2,5 В. Експеримент дав значення 2,4 В. Значення резистору в колекторі для 2,5 В на реле:

$$R = \frac{U_{IN} \cdot R_K}{U_K} - R_K = \frac{24 \cdot 3000}{2{,}5} - 3000 = 25800 \text{ (Ом)} \qquad (3.41)$$

Для надійної роботи, візьмемо значний запас та оберемо резистор 10 кОм. Напруга на котушці за резистора 10кОм

$$U_K = U_{IN} \frac{R_K}{R_K + R} = 24 \frac{3000}{10000 + 3000} = 5{,}53 \text{ (В)} \qquad (3.42)$$

Потужність що виділяється котушкою буде:

$$P = \frac{U^2}{R} = \frac{5{,}53^2}{3000} = 0{,}0102 \text{ (Вт)} = 10{,}2 \text{ (мВт)} \qquad (3.43)$$

Що є значним покращенням у порівнянні з номінальною потужністю котушки 200 мВт.

Конденсатор включений паралельно з цим резистором слугує для включення реле напругою більше за напругу втягування реле, за рахунок того що напруга на конденсаторі є близькою до нульової у початковий момент. Напруга втягування реле складає 8,5 В, час включення реле є менше ніж 3 мс. Через те що за одну константу часу конденсатор заряджається на 63%, тобто на реле стане 37%, а 37% від 24 В складає 8,8 В ємність буде такою, що разом з послідовним опором реле формує константу часу рівну часу включення реле:

$$\text{C} = \frac{\tau}{R} = \frac{0{,}003}{3000} = 1 \cdot 10^{-6} (\text{Ф}) = 1 \text{ (мкФ)} \qquad (3.44)$$

Обираємо конденсатор 0805 1мкФ 50 В так як такі конденсатори вже використовуються. Насправді, конденсатор буде заряджатися повільніше через наявність паралельного резистора 10 кОм, що утворить дільник струму з конденсатором.

Значення резистору включеного послідовно до зворотного діоду розраховується так, щоб перенапруга причинена цим резистором не була більшою за максимальну напругу колектор емітер транзистора. Напруга на резисторі спричинена тим що струм крізь індуктивність котушки реле не можна перервати миттєво, струм продовжує протікати крізь зворотній діод з послідовним резистором. У гіршому випадку, реле вимикається коли на реле повна напруга 24 В. Таким чином, через реле протікав такий струм, що створює падіння напруги 24 В на 3 кОм, тоді послідовний резистор для певної перенапруги можна отримати як суму напруги живлення та падіння напруги на резисторі. Наприклад для перенапруги 100 В, послідовний резистор буде:

$$R = \frac{U_{MAX} - U_{IN}}{\frac{U_{IN}}{R}} = \frac{100 - 24}{\frac{24}{3000}} = 9500 \text{ (Ом)} \qquad (3.45)$$

Цей розрахунок є дещо спрощеним і не враховує вплив власного опору котушки реле на перенапругу. Обираємо резистор 10кОм так як використовуються транзистори з максимальною напругою колектор-емітер з розімкненою базою 160 В.

Проведемо моделювання у Microcap 12 схеми керування реле. На рисунку 3.3 зображено схему за якою відбувалось моделювання. На рисунку 3.4 зображено перехідний процес напруги на котушці реле при вмиканні, вимиканні та повторному вмиканні. Можна побачити що при включенні, на котушці присутня повна напруга 24 В, яка поступово спадає, після 3 мс, значення напруги стає 10,2 В. При повторному включенні видно, що на реле не присутня повна напруга 24 В, це спричинено тим що конденсатор не встиг повністю розрядитися. Процес розряду конденсатору можна спостерігати на

рисунку 3.5, де зображена напруга на колекторі транзистору. Проблема повільного розряду конденсатору обходиться програмним обмеженням швидкості включення реле, таким чином що між виключенням та включенням реле має пройти як мінімум 20 мс.

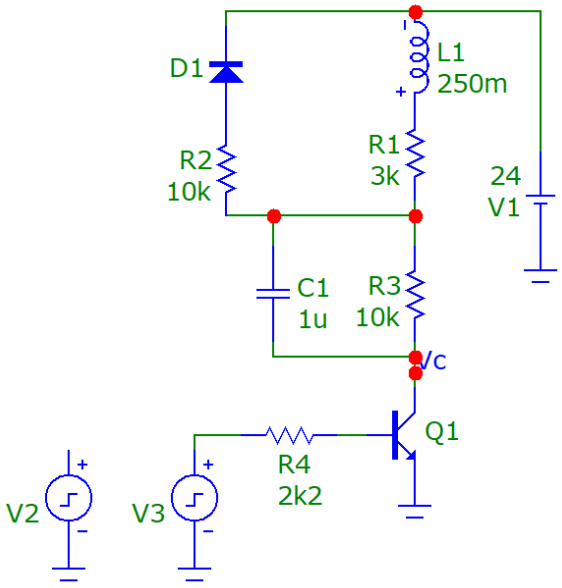


Рисунок 3.3 – Схема моделювання керування реле

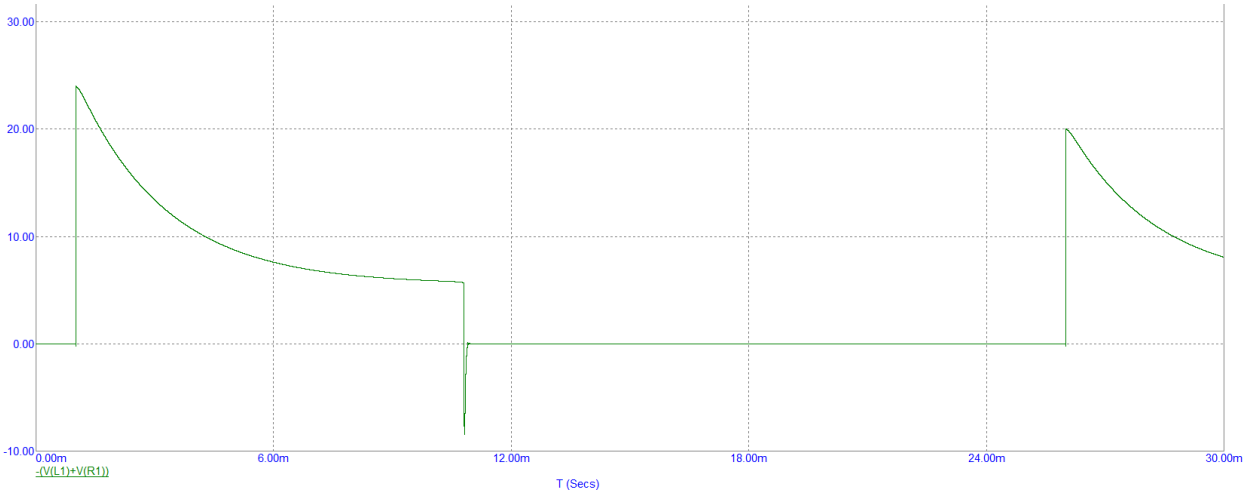


Рисунок 3.4 – Напруга на котушці реле

Викид напруги на колекторі транзистору на рисунку 3.5 є малим, через те що струм крізь котушку був обірваний за малої напруги на (і струму крізь) котушку. На рисунку 3.6 зображено викид напруги гіршого випадку. Таку

ситуацію знов можна обійти програмно, обмежуючи мінімальний час включення реле. Напруга колектору сягає 91 В, що не спричинить пробою транзистору.

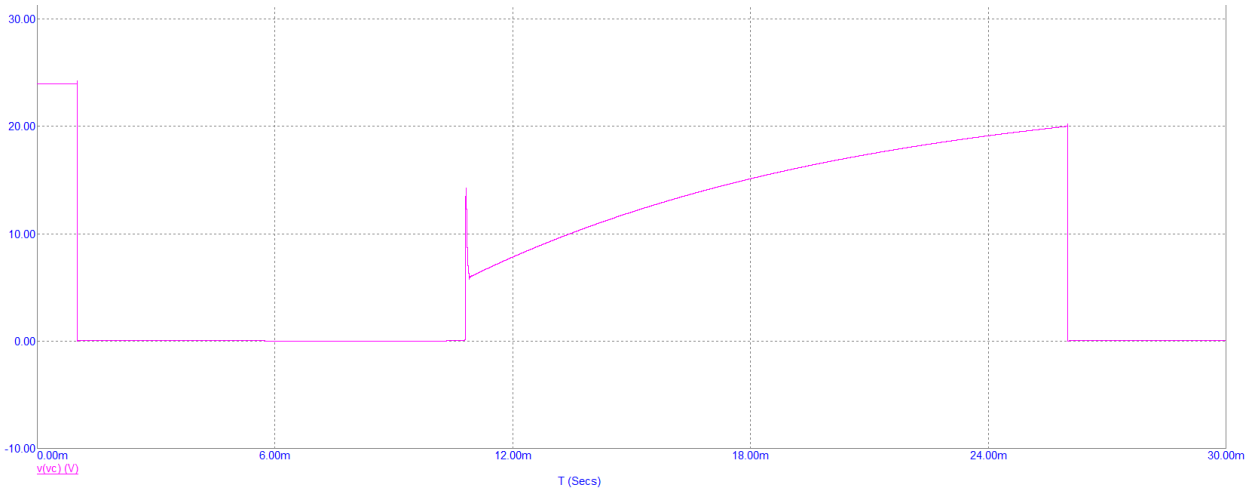


Рисунок 3.5 – Напруга на колекторі транзистору

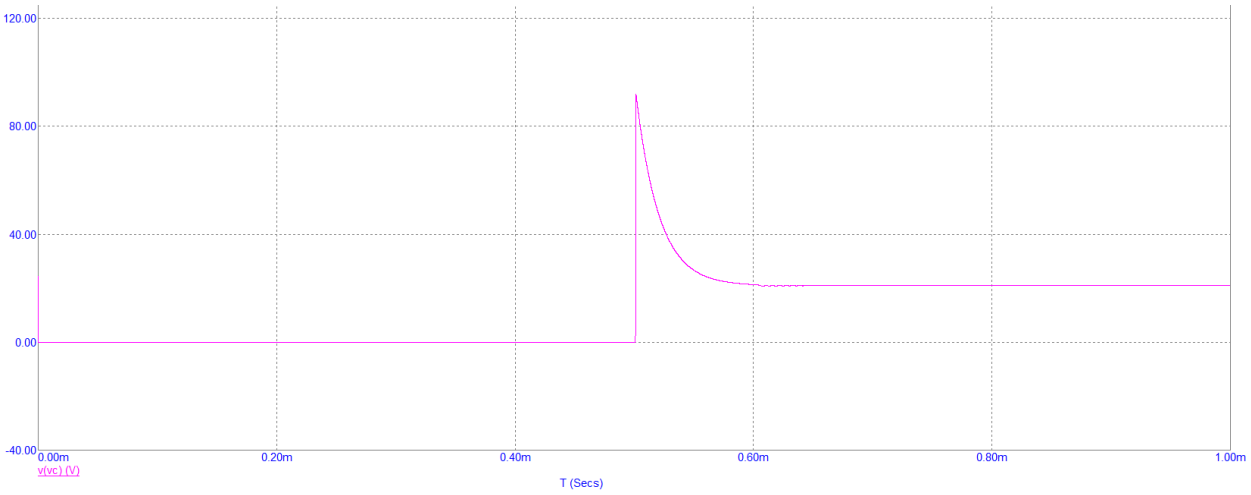


Рисунок 3.6 – Напруга на колекторі транзистору гіршого випадку

3.4 Розрахунок джерела опорної напруги

Джерело опорної напруги відповідає за дві вихідні опорні напруги 14 В та 2,5 В. Вимоги до опорної напруги 14 В:

ТКН – 2 мкВ/В/К

точність – 0,3%.

Вимоги до опорної напруги 2,5 В:

ТКН – 2 мкВ/В/К

точність – 0,5%

Джерело опорної напруги основане на прецизійному інтегральному стабілітроні LM399, що має наступні характеристики:

ТКН – 0,5 мкВ/В/К

точність – 3% (6,75-7,3 В)

Розглянемо бюджет похибки першого підсилювача (DA8.2). Масштабуючий резистивний дільник R109, R111 що задає коефіцієнт підсилення 2, має коефіцієнт впливу на вихідну напругу 0,5, так як:

$$K_U = 1 + \frac{R109}{R111} \tag{3.46}$$

Також варто врахувати дрейф нуля операційного підсилювача. Обраний ОП OPA2140 має максимальний дрейф нуля 1 мкВ/К, або 0,15 мкВ/В/К у відносних одиницях враховуючи вхідну напругу 7 В. Тобто, для резистивного дільника допустимим є ТК співвідношення краще за $2{,}8 \cdot 10^{-6}$/К, а співвідношення опорів має бути підобраним таким чином, що вихідна напруга має потрібну точність.

ТК співвідношення $2{,}8 \cdot 10^{-6}$/К легко реалізується підбором, використанням резисторних збірок чи мотаними з одного проводу дротяними резисторами. Експериментальний зразок дільника на дротяних резисторах виконаних з одного мотку дроту мав ТК співвідношення краще за $0{,}5 \cdot 10^{-6}$/К у діапазоні температур 10…50 °С. ТК дротяних резисторів С5-25, С5-53 у одній партії зазвичай різниться на не більше ніж $3 \cdot 10^{-6}$/К. ТК співвідношення прецизійних тонкоплівкових резисторних зборок також зазвичай є краще за $2 \cdot 10^{-6}$/К.

Джерело опорної напруги 2,5 В реалізується шляхом дільника 14 В у 2,5 В. Запропонована схема статистичного дільника на резисторах одного номіналу має коефіцієнт ділення:

$$K_U = \frac{(R86 + R87)||(R97 + (R95||R98))}{(R86 + R87)||(R97 + (R95||R98)) + (R94 + R100 + R102 + R108)} = \\ = \frac{8{,}57143}{8{,}57143 + 40} = 0{,}17647 \quad (3.47)$$

Тоді для номінальної вхідної напруги 14 В вихідна напруга буде:

$$U_{OUT} = K_U \cdot U_{IN} = 0{,}17647 \cdot 14 = 2{,}47058 \quad (3.48)$$

Для 14 В +0,3%, вихідна напруга буде:

$$U_{OUT} = K_U \cdot U_{IN} = 0{,}17647 \cdot 14{,}042 = 2{,}47799 \quad (3.49)$$

Для 14 В -0,3% вихідна напруга буде:

$$U_{OUT} = K_U \cdot U_{IN} = 0{,}17647 \cdot 13{,}958 = 2{,}46317 \quad (3.50)$$

Враховуючи, що бажана точність не є вищою за точність першого ДОН, потрібно лише виправити похибку спричинену неідеальним коефіцієнтом ділення. Еквівалентний опір дільника дорівнює паралельному з'єднанню верхнього та нижнього плеч:

$$R_{eq} = \frac{8{,}57143 \cdot 40}{8{,}57143 + 40} = 7{,}05882 \text{ (кОм)} \quad (3.51)$$

Розрахуємо потрібний струм для зміщення напруги до 2,5 В при вхідній напрузі 14 В:

$$I = \frac{U_{TRIM} - U_{UNTRIM}}{R_{eq}} = \frac{2{,}5 - 2{,}47058}{7058{,}82} = 4{,}1678 \text{ (мкА)} \quad (3.52)$$

Розрахуємо значення резистору паралельного до верхнього резистора дільника:

$$R = \frac{U_{IN} - U_{OUT}}{I} = \frac{14 - 2{,}5}{4{,}1678 \cdot 10^{-6}} = 2{,}759249 \text{ (МОм)} \qquad (3.53)$$

Коефіцієнт впливу паралельного резистору:

$$W = \frac{R}{R + R_P} = \frac{40}{40 + 2759} = 0{,}01429 \qquad (3.54)$$

Тонкоплівковий резистор 25· 10^{-6}/K підходить для підстройки. Дільник краще реалізувати на інтегральній резисторній збірці з 10 однаковими резисторами на кшталт Vishay OSOP20. Також можливо реалізувати дільник на дискретних тонкоплівкових резисторах, тоді підстройка може реалізуватися різними номіналами резисторів.

3.5 Моделювання неінвертуючого підсилювача

Неінвертуючий підсилювач має стійко працювати на ємністне навантаження з врахуванням опору R78 та VT9, що утворюють фільтр низьких частот. Частота зрізу, враховуючи опір VT9 30 Ом буде:

$$f = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \cdot 130 \cdot 100 \cdot 10^{-9}} = 12{,}24 \text{ (кГц)} \qquad (3.55)$$

Без додаткової частотної корекції, цей спад 1 порядку сумується зі спадом власної компенсації ОП, результуючі у спаді 40 дБ на декаду та зсув фази наближається до 180 градусів.

Компенсація операційного підсилювача реалізується за схемою з двома окремими зворотніми зв’язками. Зворотній зв’язок за постійним струмом реалізується резисторами R66, R67. Послідовна RC ланка C59, R88 реалізує

зворотній зв’язок на частоті, ланка під’єднана прямо до виходу ОП, де опір R78 та опір транзистору VT9 ізолюють зворотній зв’язок від ємнісного навантаження. На рисунку 3.7 зображена схема за якою проводилося моделювання. На рисунку 3.8 зображений аналіз стійкості схеми виконаний у Microcap 12.

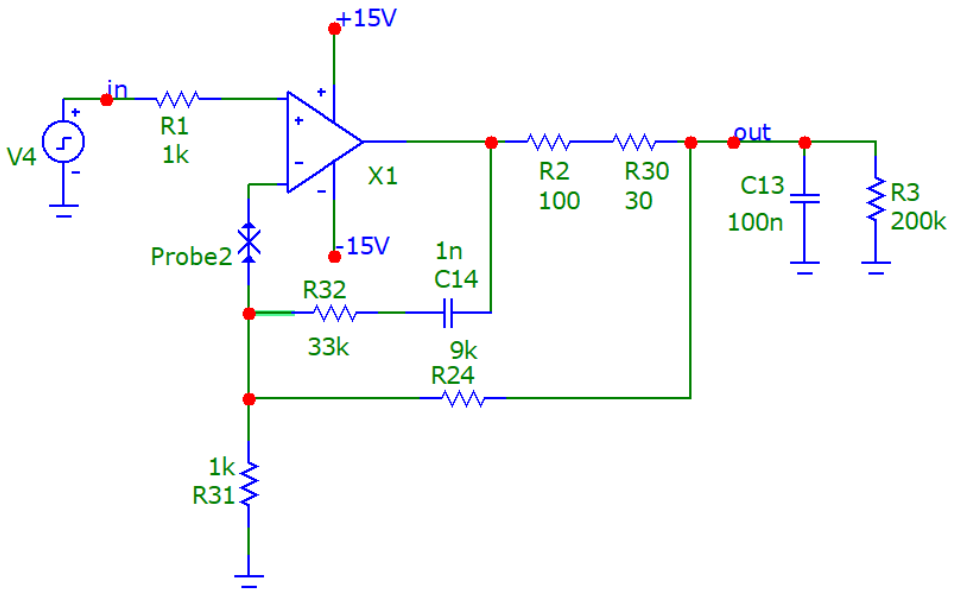


Рисунок 3.7 – Схема моделювання неінвертуючого підсилювача

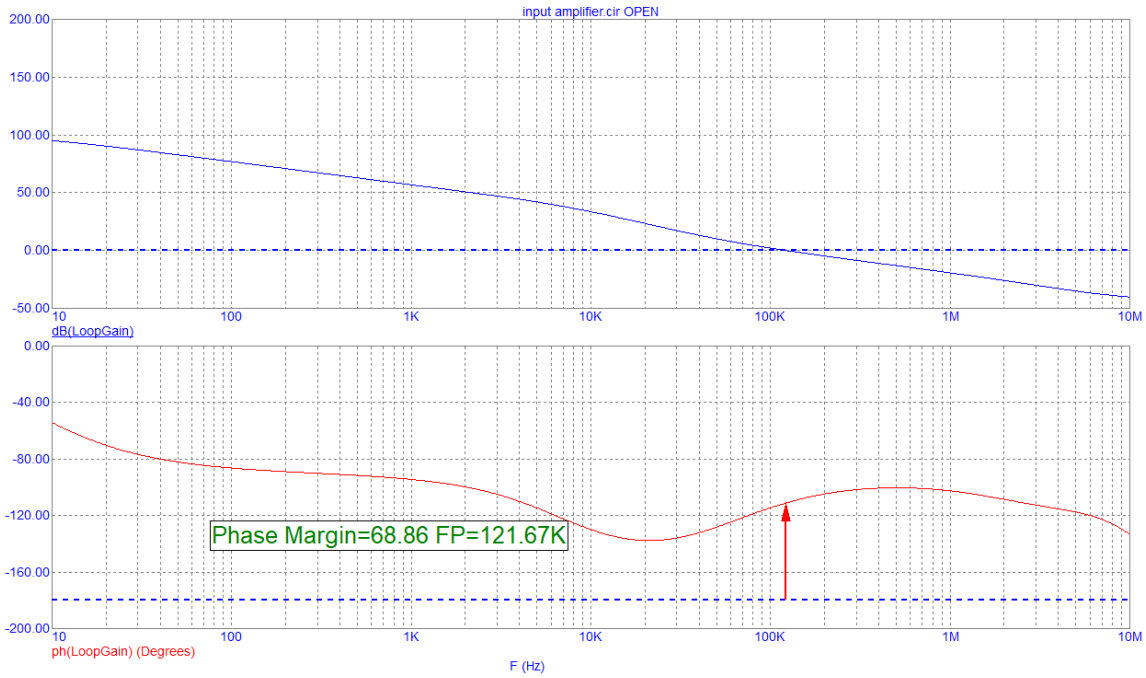


Рисунок 3.8 – Аналіз стійкості неінвертуючого підсилювача

Можна побачити, що підсилювач має запас по фазі 68,9 градусів, що є достатнім. На рисунку 3.9 зображено великосигнальний відгук підсилювача, що є важливим через те що при авто зануленні час усталення вирішує довжину паузи на усталення.

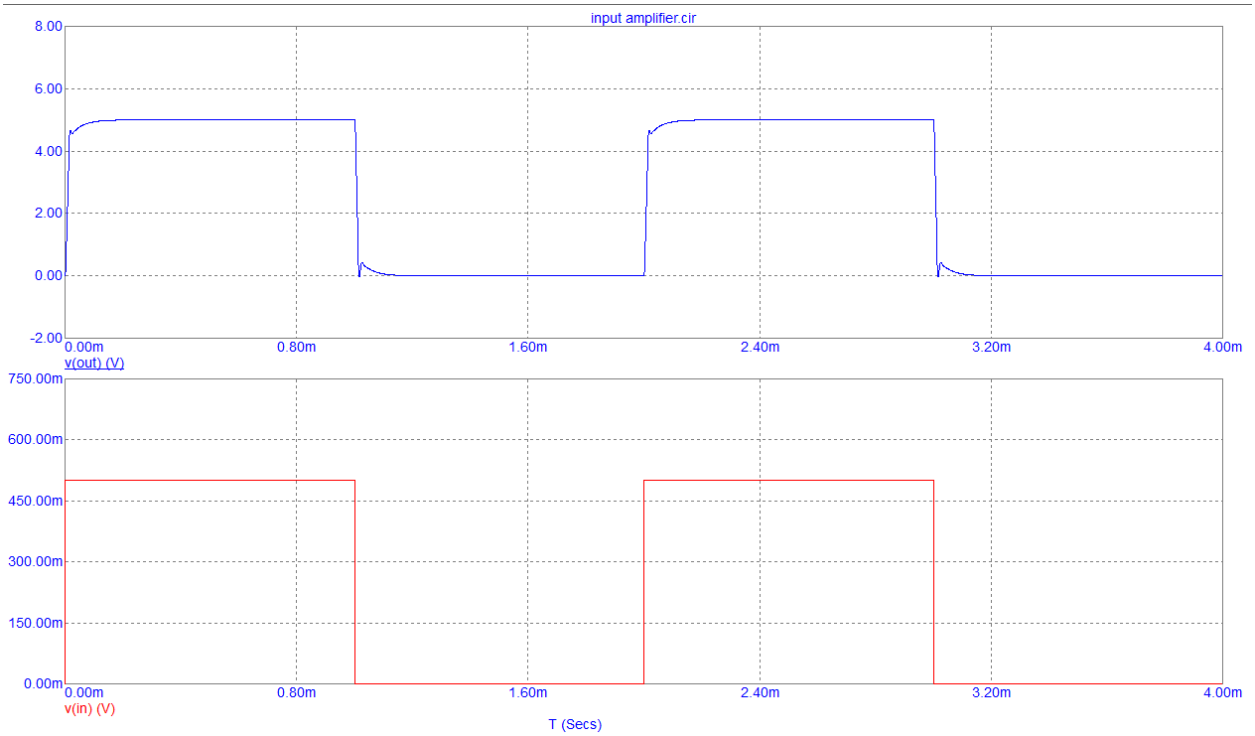


Рисунок 3.9 – Великосигнальний відгук підсилювача

Спостерігається викиди при зміні станів, що спричинено насиченням ОП, так як швидкість зміни напруги на виході визначена послідовним опором та ємністю. Це добре видно на рисунку 3.10, де показано близький вид на перехід з низького у високий стан. Середній графік відповідає вихідній напрузі ОП. Видно що під час перехідного процесу вихідна напруга ОП перевищує вихідну напругу, а у момент досягнення бажаної вихідної напруги, ОП не може миттєво розрядити ємність зворотного зв’язку, повільно відбувається корекція вихідної напруги.

Перехідний процес завершується до рівню 1 мкВ є 580 мкс, що є допустимим враховуючи час паузи на усталення, що складає 1,4 мс.

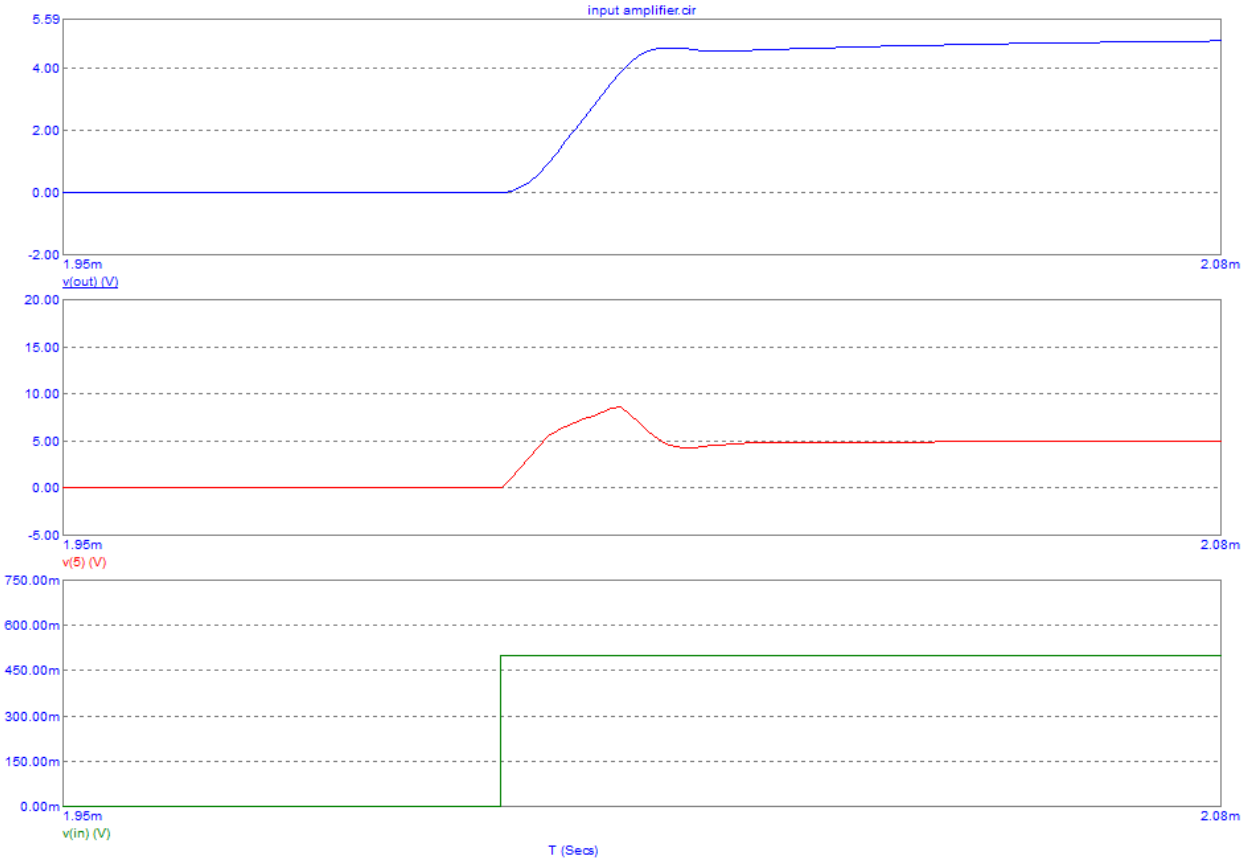


Рисунок 3.10 – Близький вид перехідного процесу

На рисунку 3.11 зображена АЧХ неінвертуючого підсилювача, що показує малосигнальну поведінку підсилювача. Видно що основний зріз 2 порядку, що утворюється ємністю навантаження разом з вихідним опором ОП та інтегруючою ланкою ОП відбувається на частоті 70 кГц. До цієї частоти спостерігається зменшення підсилення, що причинене зменшенням петльового підсилення схеми.

Також був оцінений метод компенсації за допомогою розміщення RC ланки паралельно до ємності виходу, схему моделювання якого можна побачити на рисунку 3.12. Такий підхід можна розглядати як зменшення добротності контуру між вихідним опором ОП, що має індуктивний характер у схемі зі зворотнім зв’язком (опір збільшується з частотою) та вихідною ємністю.

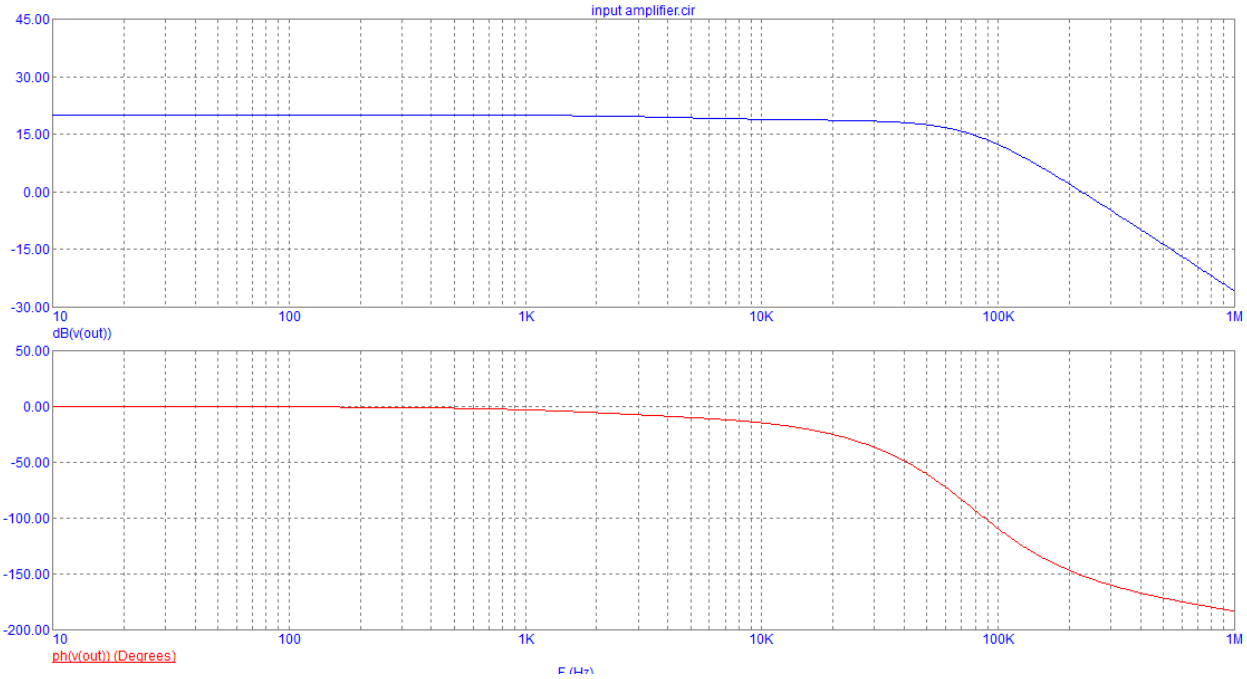


Рисунок 3.11 – АЧХ неінвертуючого підсилювача

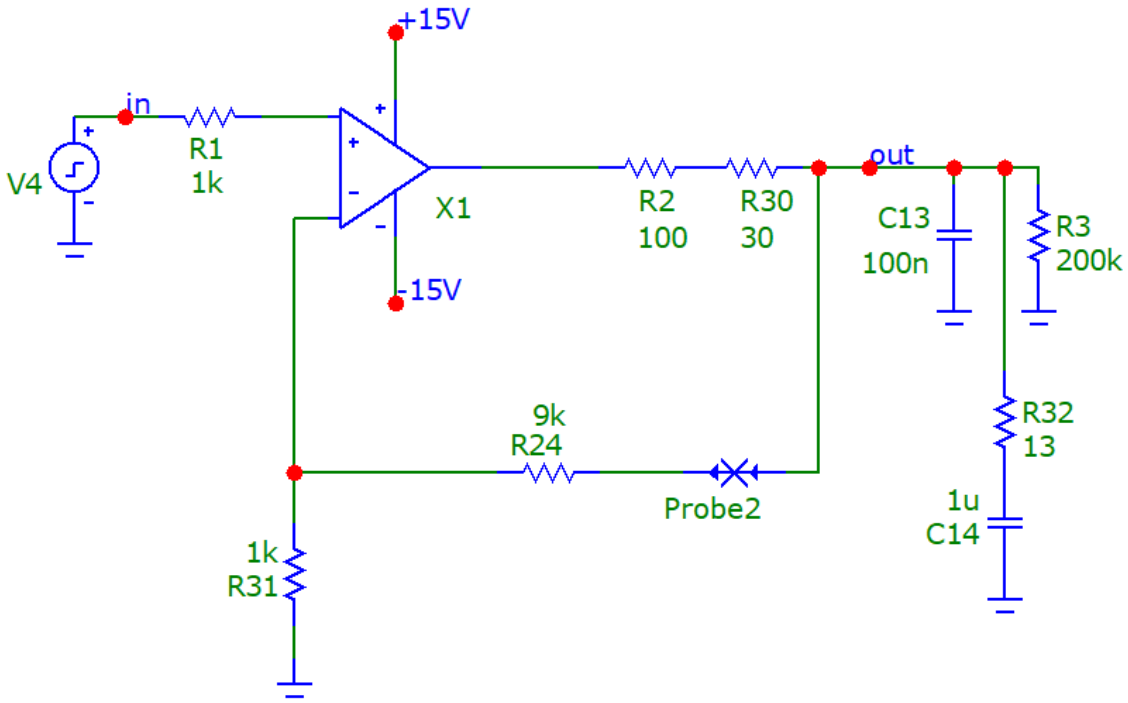


Рисунок 3.12 – Схема моделювання компенсації за допомогою розміщення RC ланки паралельно до ємності виходу

Такий метод має недолік більшої ємності на виході ОП (повільніший великосигнальний прехідний процес), але має перевагу у тому, що відсутність

інтегруючої ємності робить вищим петлеве підсилення, що покращує лінійність та швидкість усталення у малосигнальному режимі.

На рисунку 3.13 зображено результати моделювання стійкості (петльового підсилення). Оптимізація такого методу компенсації є складною, так як зміна значення послідовного резистору змінює і частоту полюсу НЧ фільтру і частоту нуля RC ланки.

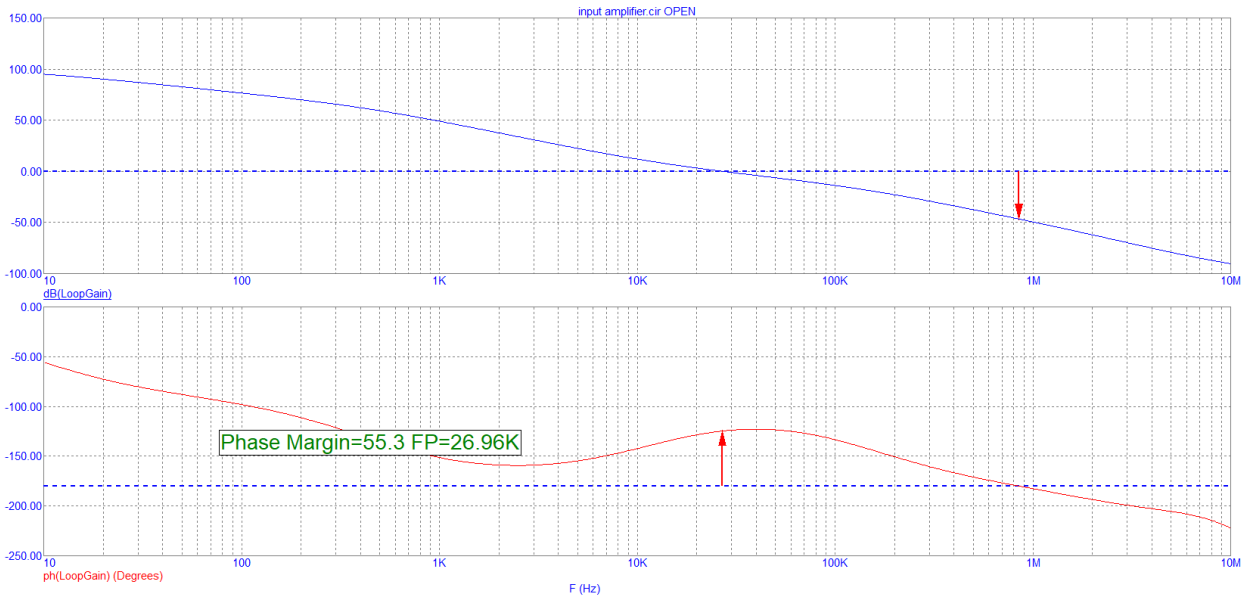


Рисунок 3.13 – Аналіз стікості підсилювача з компенсацією за допомогою розміщення RC ланки паралельно до ємності виходу

Запас по фазі складає 55 градусів, що вірогідно є достатнім. Збільшити запас по фазі можна змінюючи співвідношення ємності навантаження до ємності RC ланки.

На рисунку 3.14 зображено великосигнальний перехідний процес. Видно, що заряджання ємності займає довший час через додаткову ємність RC ланки. Вихід на режим до рівню 1 мкВ займає 250 мкс, що є більше ніж у 2 рази швидшим за попередній підсилювач. Так само як і у попередньому підсилювачі спостерігається насичення ОП та пов'язані з ним викиди, але через відсутність зовнішньої інтегруючої ланки у зворотному зв'язку перенапруга є меншою.

На рисунку 3.15 зображено АЧХ підсилювача. Спостерігається невеликий підйом підсилення на частоті зрізу, що сходиться з запасом по фазі.

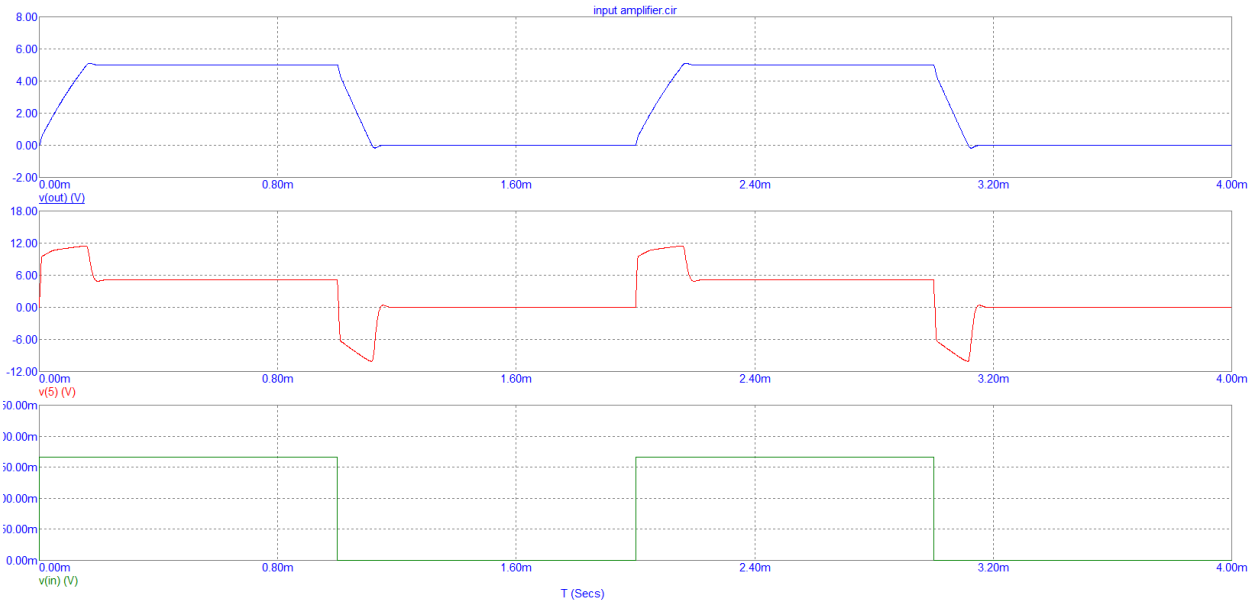


Рисунок 3.14 – Великосигнальний перехідний процес

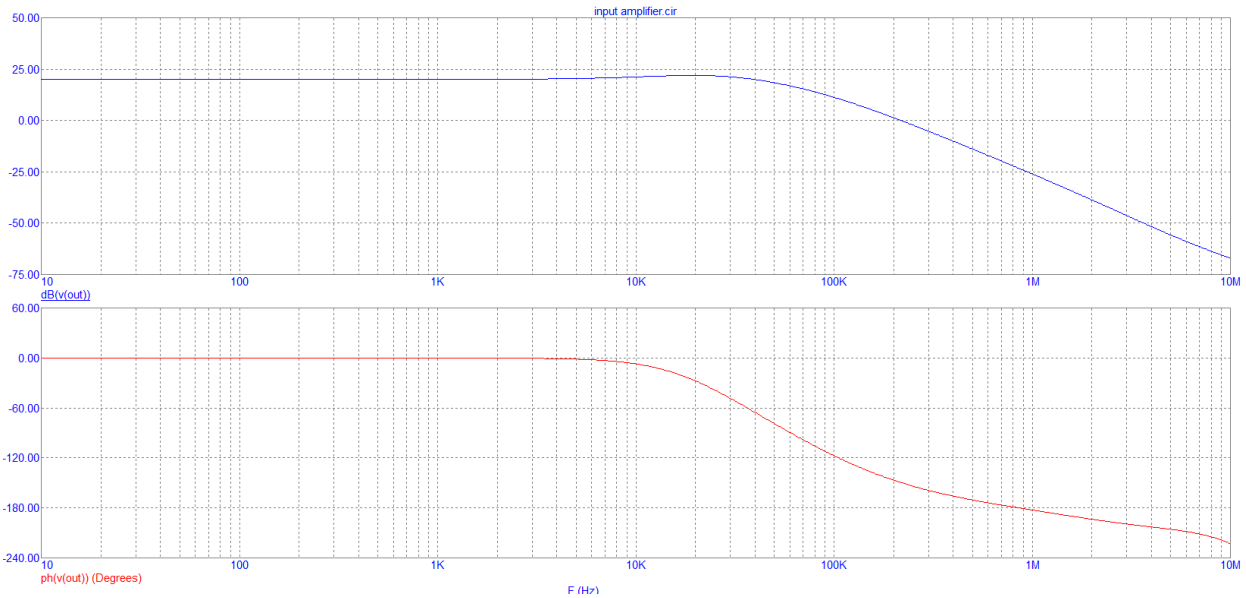


Рисунок 3.15 – АЧХ підсилювача

Використання такого підходу ускладнюється у багатодіапазонному підсилювачі без додаткових зусиль. Так як глибина зворотного зв'язку змінюється між діапазонами, також змінюється частота перехода крізь нуль

петльового підсилення. Таким чином RC ланка має бути налаштована на дві частоти.

3.7 Моделювання цифрово-аналогово перетворювача

Цифрово-аналоговий перетворювач (ЦАП) призначений для керування вихідною напругою. ЦАП має мати роздільну здатність 24 біт. Для цього використовується поєднання ШІМ ЦАП та ІС ЦАП.

Розглянемо ШІМ ЦАП. Робоча частота ШІМ ЦАП складає 1 кГц. Потрібний рівень шумів 1мкВ/В потребує фільтр з режекцією краще за 120 дБ на частоті ШІМ. На рисунку 3.16 зображено схему моделювання фільтру .

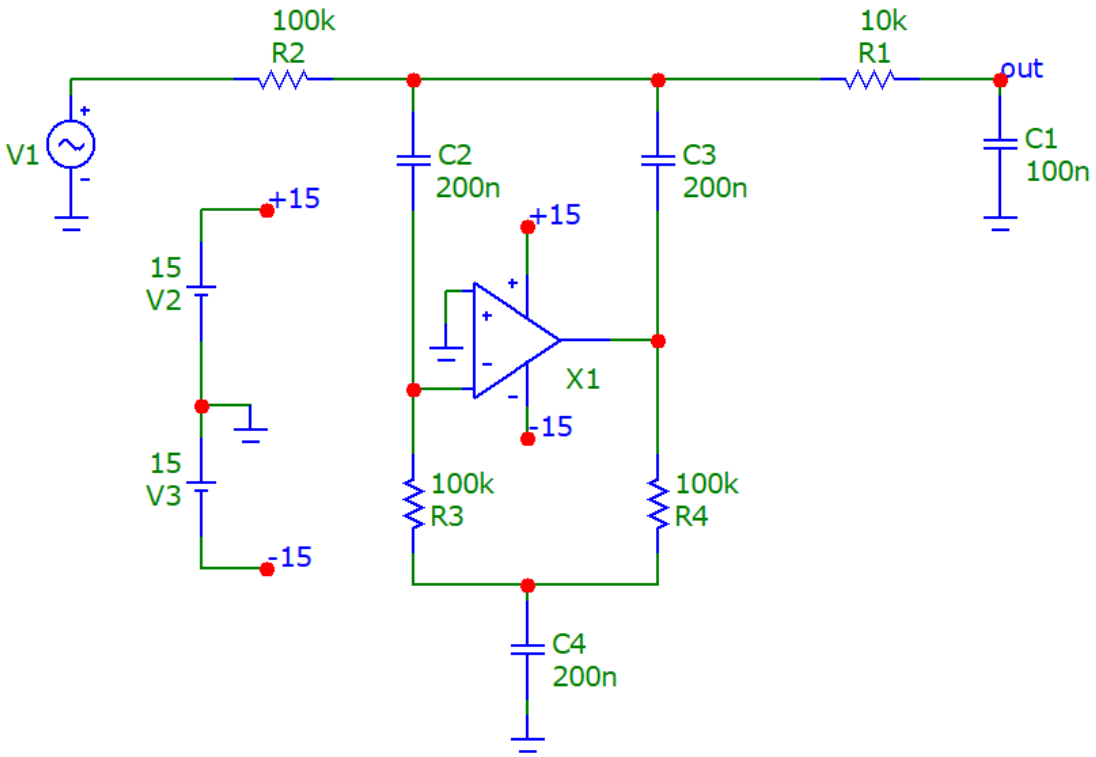


Рисунок 3.16 – Схема моделювання фільтру ШІМ ЦАП

Фільтр складається з активного фільтру 3 порядку та пасивного RC фільтру 1 порядку. На рисунку 3.17 показано АЧХ фільтру. Видно, що зріз фільтру починається з 7,5 Гц, на частоті 1 кГц, атенюація складає 133 дБ.

Вихідна напруга фільтру ШІМ ЦАП потрапляє до повторювача-інвертуючого суматора на ОП, який додає до вихідної напруги ШІМ ЦАП

вихідну напругу ІС ЦАП. Коефіцієнт підсилення інвертуючого суматору має бути $1/2^{14}$

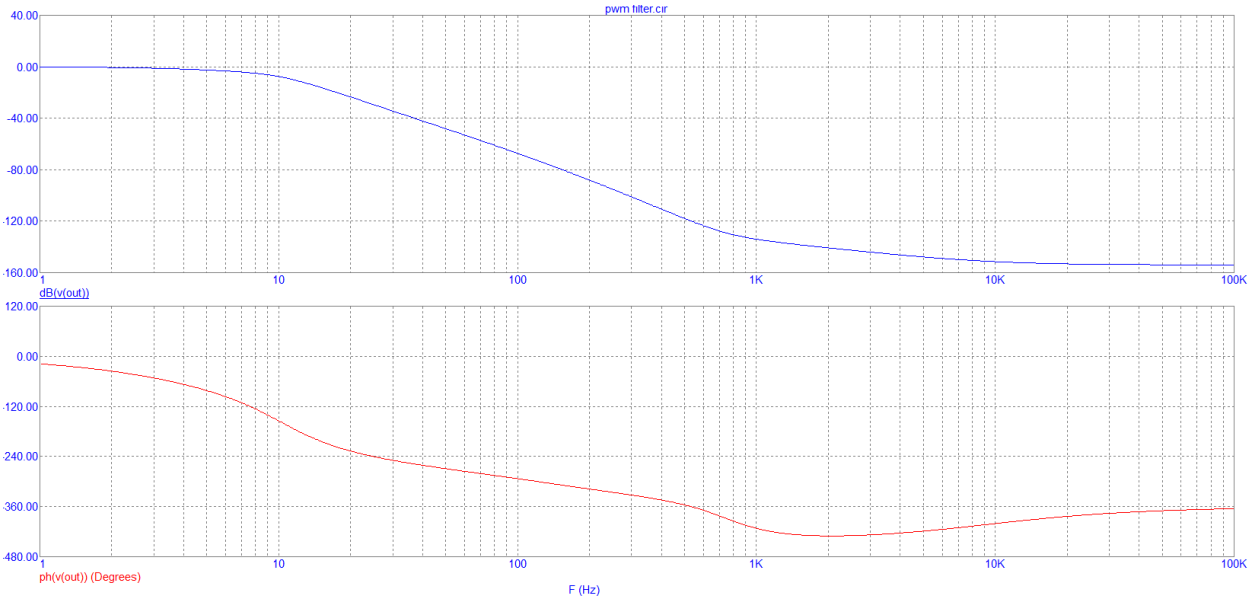


Рисунок 3.17 – АЧХ фільтру

Оберемо значення резистору R149 як стандартне значення 1,5 МОм. Значення резистору R152 буде:

$$R = \frac{1{,}5 \cdot 10^{6}}{2^{14}} = 91{,}55\ (\text{Ом}) \qquad (3.56)$$

Обираємо стандартне значення з ряду E24 91 Ом.

4 КОНСТРУКТОРСЬКО-ТЕХНОЛОГІЧНА ЧАСТИНА

4.1 Методика перевірки ненормованих значень компонентів

Схема приладу від декількох компонентів вимагає характеристики, які не є нормовані, або не гарантовані виробником. Такі компоненти потребують відбору за параметрами. У цьому підрозділі описуються методика проведення цього відбору.

4.1.1 Перевірка струму витоку

Для перевірки струму витоку компонентів використовується приставка до вольтметру підсилювач струм-напруга, схема якого зображена на рисунку 4.1.

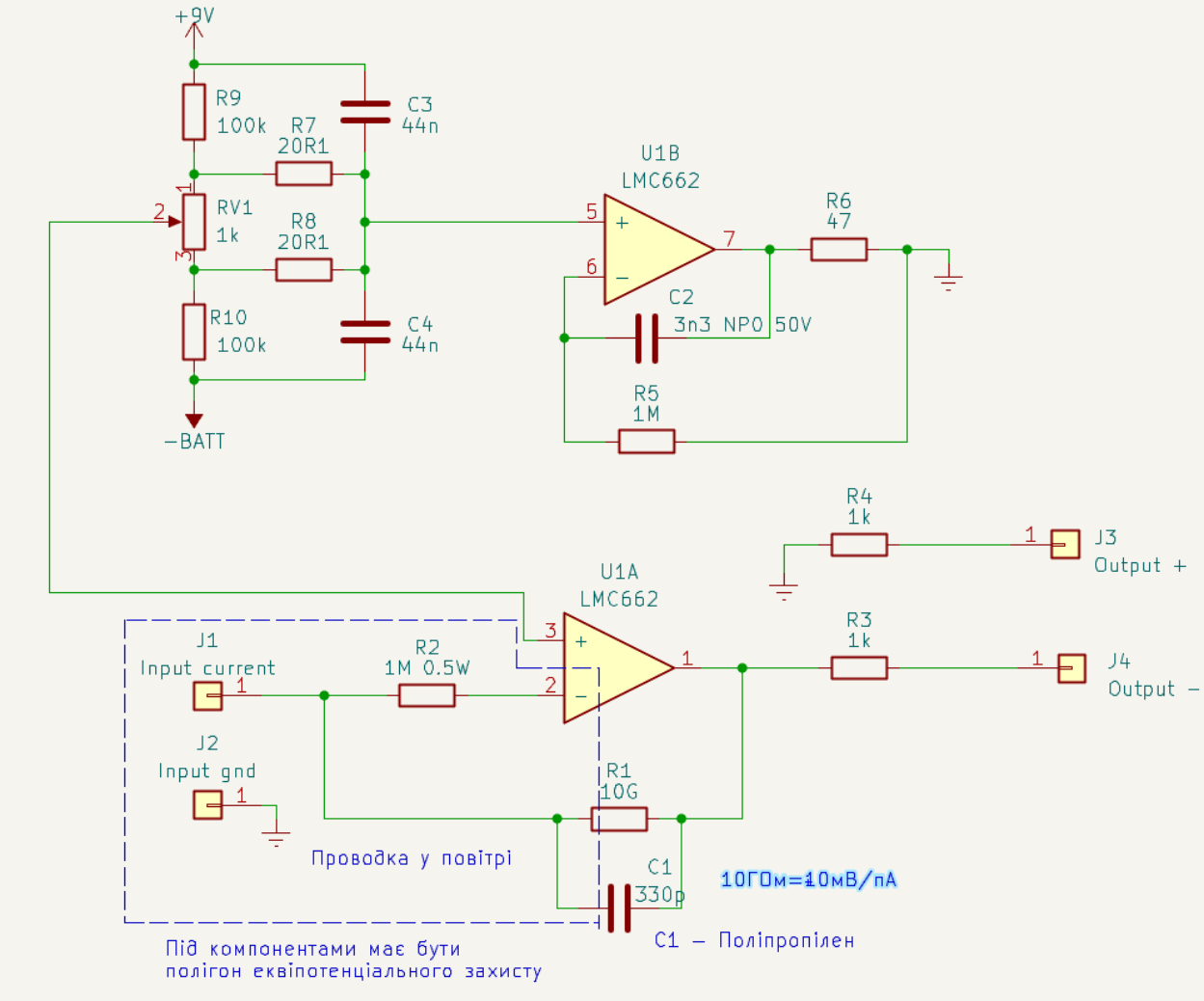


Рисунок 4.1 – Схема підсилювача струм-напруга

Підсилювач побудований за типовою схемою трансімпедансного підсилювача, або амперметра з зворотнім зв’язком. Схема живиться від первинного елементу живлення 9 В 6LR61. Використаний операційний підсилювач LMC662 має вхідний каскад на МОН транзисторах, типовий струм витоку якого складає 3 фА.

Інтегральна схема ОП має два підсилювача у одному корпусі. Підсилювач U1B відповідає за створення середньої точки. Підлаштовний резистор RV1 відповідає за настройку комплексного нуля схеми.

Сам трансімпедансний підсилювач оснований на ОП U1A. Зворотній зв’язок намагається прирівняти напругу на входах ОП. Коли до вхідного терміналу J1 поступає струм, ОП, крізь резистор R1 надає рівний за модулем але зворотній за знаком струм, виконуючи вимоги зворотного зв’язку. Резистор R2 слугує для захисту входу ОП від перенапруги.

Таким чином коефіцієнт підсилення задається резистором R1. Коефіцієнт підсилення трансімпедансного підсилювача вимірюється у Омах або Вольтах на Ампер. При резисторі 10 Гом, коефіцієнт підсилення складає 10 мВ/пА. Через такий високий опір, конструкція пристрою має деякі особливості. Для унеможливлення впливу струмів витоку по поверхні плати на вимірювання, усі високоімпедансні провідники виконані проводом у повітрі. Високоімпедансний вивід ОП не припаяний до друкованої плати, а до нього напряму під’єднаний провід. Інша сторона високоомного резистора під’єднана до фторопластового ізолятора вхідного роз’єму.

Власний шум пристрою обмежує роздільну здатність до 0,01-0,1 пА. Точність та стабільність у більшу чергу вирішується резистором зворотного зв’язку. На даний час широко доступні товстоплівкові резистори опором 10 Гом з точністю 1% та температурним коефіцієнтом опору краще за 200 мкОм/Ом/К.

Для реєстрації вихідної напруги пристрою використовується цифровий вольтметр HP 3478A роздільною здатністю 5,5 десяткових розрядів.

Схема вимірювання струму витоку переходу колектор-емітер біполярних транзисторів зображена на рисунку 4.2.

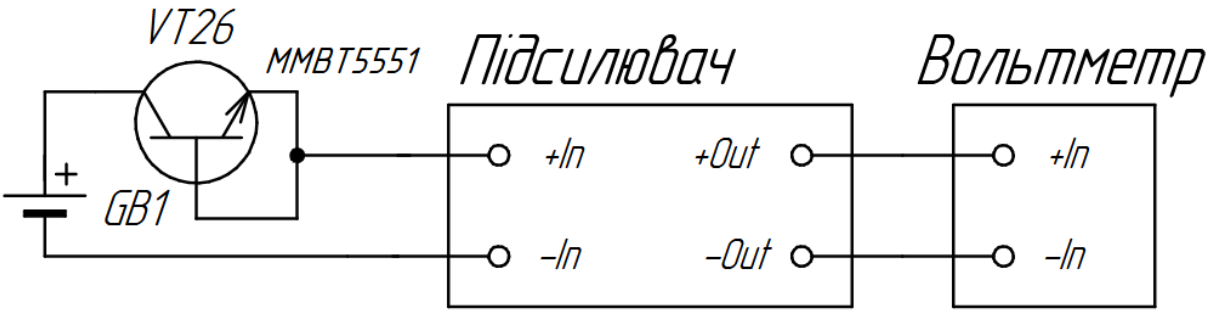


Рисунок 4.2 – Схема вимірювання струму витоку преходу К-Е БТ

Єдиний БТ використаний як діод, для якого критичний струм витоку, це VT26 використаний для захисту від перенапруги на виході джерела струму.

Критерієм відбору є струм менше за 1 пА при напрузі К-Б 10 В та температурі 25 °С. Значення обране таким чином, що похибка від всіх джерел витоку джерела струму є меншою за 10^{-6}. Вибірка у 10 транзисторів з однієї партії не дала екземплярів зі струмом більше за 1 пА, типовий струм витоку склав 0,45 пА.

На рисунку 4.3 зображено схему вимірювання струму витоку затвору МОН транзистору. Стік та витік об’єднані та батарея GB1 задає напругу на транзисторі.

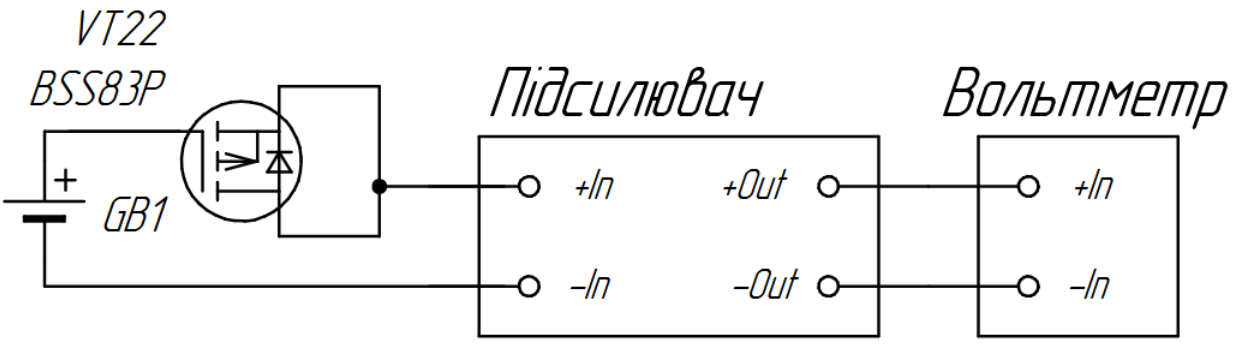


Рисунок 4.3 – Схема вимірювання струму затвору МОН транзистору

Для VT22 – керуючого транзистору джерела струму цей параметр є критичним так як струм затвору напряму потрапляє у навантаження. Критерієм відбору є струм витоку менше за 1 пА при напрузі 10 В та температурі 25 °С. Значення обране таким чином, що похибка від всіх джерел витоку джерела струму є меншою за 10^{-6}.

На рисунку 4.4 зображена схема вимірювання струму стоку МОН транзистору. Виток та затвор об’єднані, таким чином напруга затвор виток є 0 В. Батарея GB1 задає напругу на транзисторі.

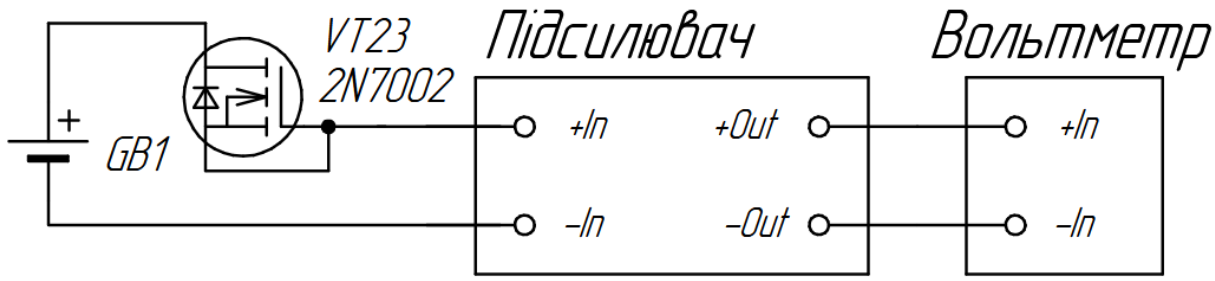


Рисунок 4.4 – Схема вимірювання струму витоку стоку МОН транзистору

Для VT23 – транзистора що виключає джерело струму цей параметр є критичним, так як струм стоку є прямим джерелом похибки для джерела струму. Критерієм відбору є струм витоку менше за 1 пА при напрузі 10 В та температурі 25 °С. Значення обране таким чином, що похибка від всіх джерел витоку джерела струму є меншою за 10^{-6}.

На рисунку 4.5 зображено схему вимірювання струму витоку конденсатору. Послідовно з конденсатором включений резистор для того щоб забезпечити стійкість підсилювача. Батарея задає напругу на конденсаторі.

Конденсатор для якого критичний струм витоку це C101 у локальному зворотному зв'язку джерела струму. Критерієм відбору є струм витоку менше за 1 пА при напрузі 10 В та температурі 25 °С, після часу 1 хв. Час очікування також оцінює діелектричну абсорбцію конденсатору. Значення обране таким чином, що похибка від всіх джерел витоку джерела струму є меншою за 10^{-6}.

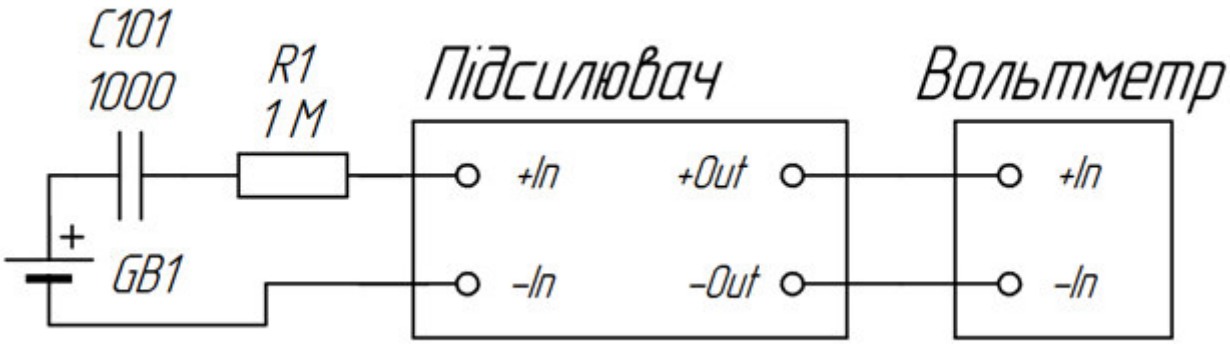


Рисунок 4.5 – Схема виміру струму витоку конденсатору

На рисунку 4.6 зображено схему дослідження струму витоку ПТКП транзистору. Батарея GB2 задає напругу затвор-виток такою щоб закрити транзистор, а батарея GB1 задає напругу сток-виток.

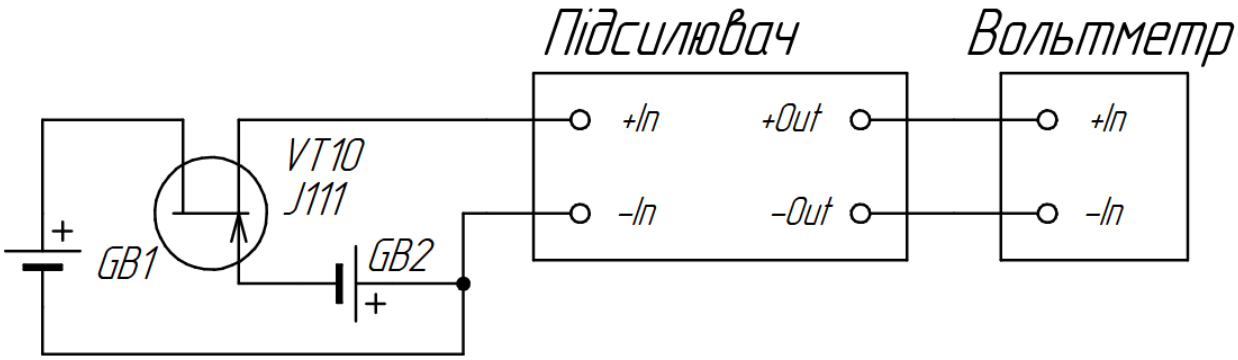


Рисунок 4.6 – Схема виміру струму витоку ПТКП транзистору

Схема схожа на схему застосування, та одночасно оцінює вплив струму витоку сток-виток та струму витоку затвор-виток. ПТКП транзистор для якого критичний струм витоку це VT10 – аналоговий комутатор що обирає діапазон одиничного підсилення, так як при обраному діапазоні підсилення на 10, на VT10 буде напруга. Критерієм відбору є струм витоку менше за 100 пА при напрузі затвор-виток -10 В та напрузі сток-виток 10 В. Значення обране так, щоб напруга похибки через струм на еквівалентний опір інвертуючого входу ОП була менше за 10^{-6}.

4.1.2 Первірка низькочастотних шумів прецизійного стабілітрону.

Низькочастотні шуми стабілітрона вирішують низькочастотний шум вимірів АЦП. Так як низькочастотний шум не є гарантованим параметром, потрібний відбір стабілітронів. Особливий інтерес представляє імпульсний шум, що проявляється як зміни вихідної напруги стабілітрону між дискретними рівнями. Типова смуга виміру низькочастотного шуму 0,1-10 Гц.

На рисунку 4.7 зображена схема системи виміру шумів прецизійних стабілітронів.

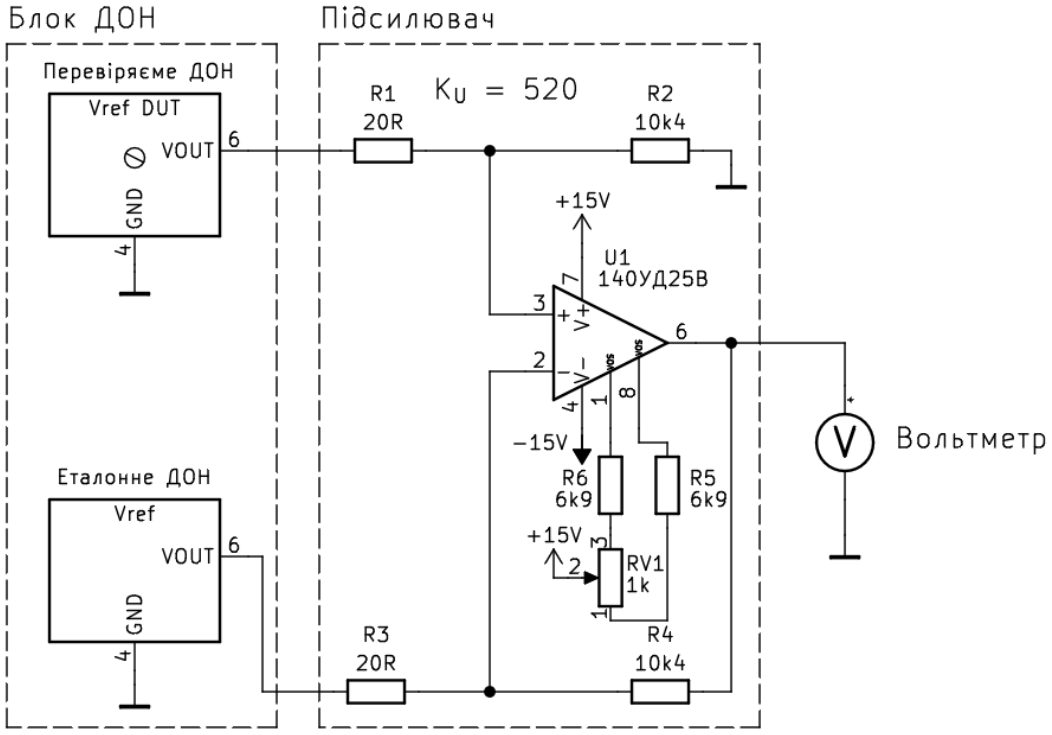


Рисунок 4.7 – Схема вимірювальної системи

Схема складається з двох джерел опорної напруги (ДОН), підсилювача, який підсилює різницю вихідних напруг ДОН, та цифрового вольтметру.

ДОН побудовані на основі прецизійних стабілітронів. Оскільки підсилювач постійного струму, а досліджується шум, що накладається на напруги ДОН, потрібно занулити різницю напруг ДОН, для цього перевіряєме ДОН має підстроювання напруги.

Підсилювач побудований за типовою схемою диференційного підсилювача на базі операційного підсилювача (ОП). Коефіцієнт підсилення задається співвідношенням резисторів R1, R3 до R2, R4 та складає 520. Резистори R6, R5, RV1 реалізують регулювання напруги зсуву ОП.

Вихідний сигнал з підсилювача надходить до цифрового вольтметра, який під'єднаний до комп'ютеру інтерфейсом GPIB. Фільтрація сигналу відбувається у програмному забезпеченні. Була створена програма на мові Python, що дозволяє отримати графік відфільтрованої напруги шуму та числове значення діючого (RMS) значення фільтрованої напруги шуму.

Шум підсилювача з замкненим входом у смузі пропускання 0,1-10 Гц складає 40 нВ RMS. На рисунку 4.8 зображено відхилення Алана напруги підсилювача з замкненим входом. Видно, що до 0,05 Гц підсилювач має білий шум.

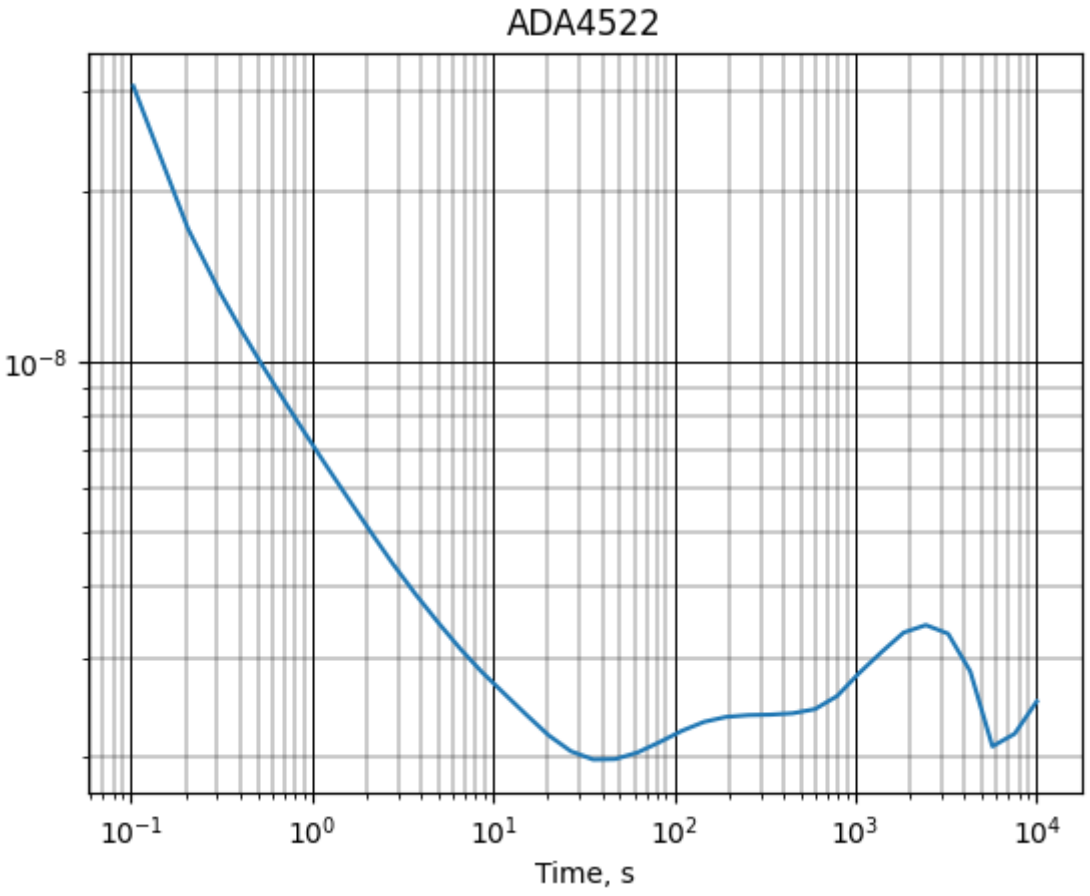


Рисунок 4.8 – Відхилення Алана підсилювача з замкненим входом.

Діюче значення напруги шуму у полосі 0,1-10 Гц стабілітронів LM399 було приблизно 2 мкВ.

Критерієм відбору стабілітронів є відсутність імпульсного шуму протягом 2 діб. На рисунку 4.9 – зображена напруга шуму стабілітрону з значним імпульсним шумом.

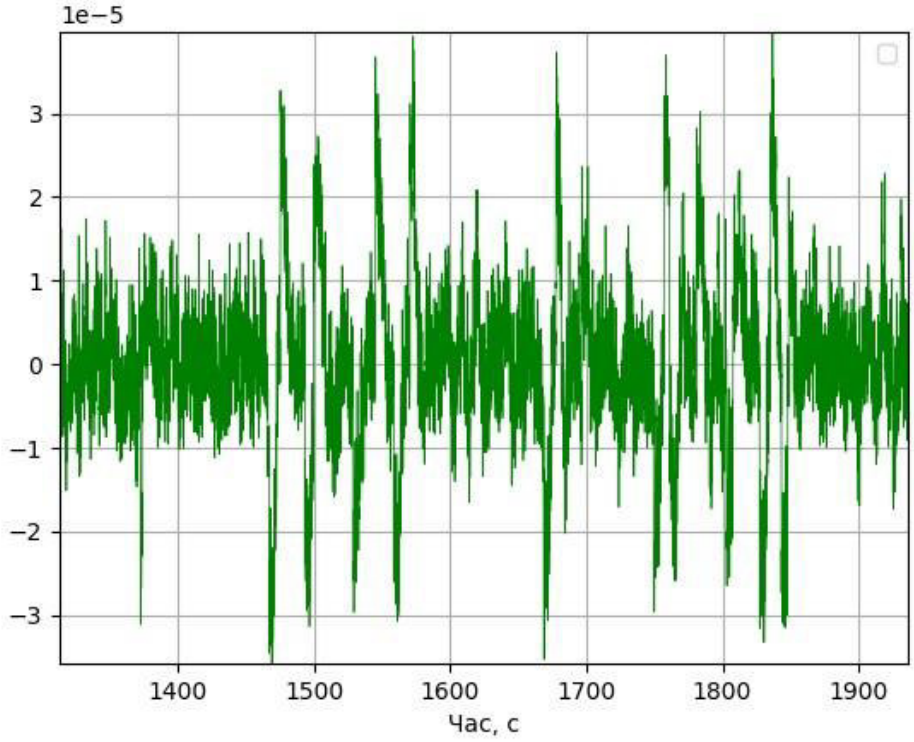


Рисунок 4.9 – Напруга шуму стабілітрону, що проявляє імпульсний шум

4.1.3 Результати дослідження шуму АЦП

Під час розробки приладу, для прийняття свідомого рішення вибору АЦП, було проведено дослідження шуму ІС АЦП. На рисунку 4.10 зображений графік щільності напруги шуму АЦП CS1237 за частоти 40 вибірок в секунду. Щільність напруги шуму CS1237 складає 500 нВ $Гц^{-1/2}$. На рисунку 4.11 зображено графік щільності напруги шуму АЦП ADS1256 при коефіцієнті підсилення 2 та за частоти 10 вибірок в секунду. Щільність напруги шуму ADS1256 на частоті 1 Гц складає 100 нВ $Гц^{-1/2}$ та має значну низькочастотну складову.

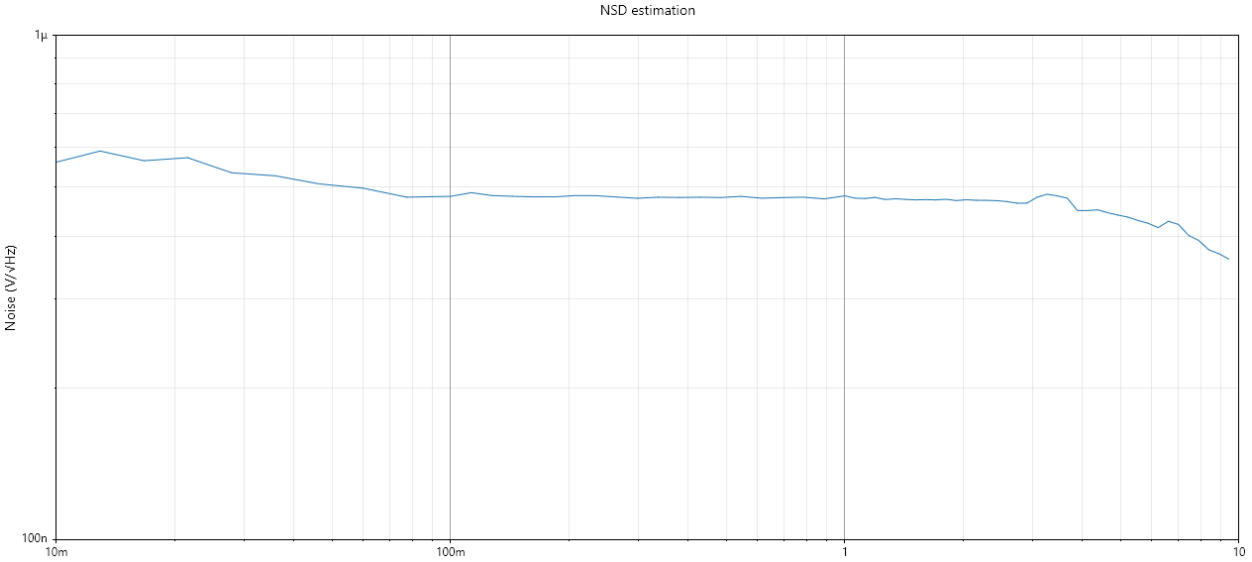


Рисунок 4.10 – Щільність напруги шуму АЦП CS1237

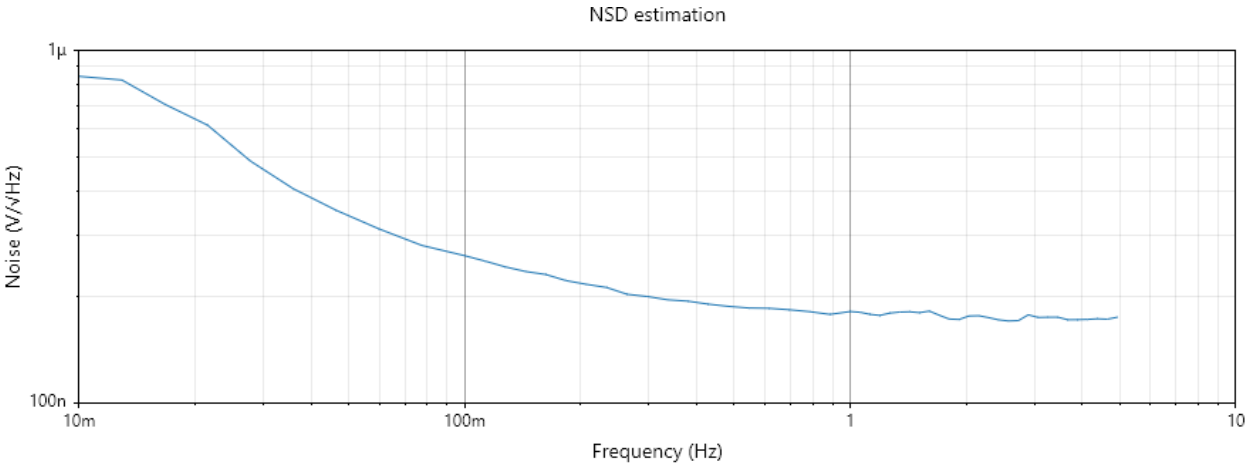


Рисунок 4.11 – Щільність напруги шуму АЦП ADS1256

Через це був обраний АЦП ADS1256 та вирішено використати системне авто занулення,

4.2 Методика налаштування приладу

Розроблений прилад для досягнення бажаної точності потребує налаштування. Усі налаштування є програмними.

Налаштування відбувається при напрузі живлення 220 ± 22 В, 50 Гц при температурі оточення 18-28 °С при відносній вологості менше 70%. Прилад має бути прогрітим мінімум як одну годину перед виконанням налаштувань.

4.2.1 Перелік обладнання

Основне обладнання для налаштування приладу наступне:

1. Еталонний вольтметр класу точності 0,002 або краще (наприклад Datron 1081).
2. Калібратор постійної напруги з діапазонами 10 В, 1 В класу точності 0,002 або краще (наприклад компаратор напруги Р3003).
3. Калібратор постійного струму, або перетворювач напруга-струм класу точності 0,02 або краще, вихідний діапазон якого охоплює 100…500 мкА.
4. Міри опору однозначні 100 кОм, 10 кОм, 1 кОм, 100 Ом класу точності 0,002 або краще. Наприклад Р3030, або міри на прецизійних металофольових чи дротяних резисторах.
5. Резистор 0,5…3 Ом 160 Вт з відомим до 0,1% значенням опору встановлений на радіатор. Рекомендується резистор з низьким ТКО та термоЕРС.
6. Комплект кабелів для налаштування.

4.2.2 Налаштування приладу

Налаштування приладу має на меті:

1. Налаштування датчику вихідної напруги
   - Налаштування нуля
   - Налаштування коефіцієнту підсилення
   - Налаштування синфазної режекції
2. Налаштування джерела вихідної напруги
   - Налаштування нуля
   - Налаштування коефіцієнту підсилення
3. Налаштування датчику вихідного струму
   - Налаштування нуля
   - Налаштування коефіцієнту підсилення

4. Налаштування датчику температури з виходом напругою
    - Налаштування нуля
    - Налаштування коефіцієнту підсилення
5. Налаштування датчику температури резистивного типу
    - Налаштування нуля
    - Налаштування коефіцієнту підсилення
6. Налаштування датчику температури з виходом струмом
    - Налаштування нуля
    - Налаштування коефіцієнту підсилення

Налаштування може відбуватися програмно з залученням зовнішнього комп'ютера або за допомогою користувацького інтерфейсу. Для початку налаштування надсилається відповідна команда або обирається опція меню інтерфейсу.

Перший етап налаштування це налаштування датчику вихідної напруги. Під час цього етапу прилад показує «Uo S ADJ _____» на дисплеї.

Перший підетап це вимірювання нуля, для цього виводи «+S Uout» та «-S Uout» об'єднують між собою та під'єднують до виходу «0 В». Під час очікування на виконання цього підетапу прилад показує «Uo S ADJ Zero» на дисплеї. Після виконання з'єднань потрібно виконати довгий натиск на енкодер. Коли прилад виконав виміри, починається наступний етап.

Наступний підетап це налаштування коефіцієнту підсилення, до виводів «+S Uout» та «-S Uout» під'єднують додатну напругу від калібратора, вивід «-S Uout» залишається під'єднаним до виходу «0 В». Під час очікування на виконання з'єднань прилад показує «Uo S ADJ +In», після під'єднання потрібно зробити довгий натиск на енкодер. На екрані приладу з'явиться поле у яке потрібно вписати значення поданої напруги. Рекомендована вхідна напруга 10…20 В.

Наступній підетап аналогічний попередньому, але потрібно подати від'ємну напругу, прилад показує «Uo S ADJ -In».

Останній підетап – калібрування синфазної режекції. Під час цього підетапу прилад показує «Uo S ADJ CMRR» на екрані. Потрібно об’єднати входи «+S Uout» та «-S Uout» та під’єднати між виходом «0 В» і об’єднаними входами джерело напруги. Після під’єднання потрібно натиснути на енкодер та ввести значення вхідної напруги.

Наступний етап це налаштування джерела вихідної напруги. Цей етап прилад виконує автоматично, використовуючи тільки що калібрований датчик вихідної напруги. Під час виконання етапу прилад показує «Uo F ADJ»

Третій етап це налаштування датчику струму. Для цього використовується малоомний (0,5…3 Ом) резистор під'єднаний до виходу. Цей резистор був попередньо виміряний з великою точністю. Резистор повинен бути приєднаним до тепловідводу з великою масою. Приєднання до приладу резистора має бути чотирипровідним, потенціальні контакти «Uout S»мають розміщатися прямо на виводах резистора, щоб не враховувати опір провідників. Під час цього етапу прилад показує «Io S ADJ». Після натиснення на енкодер потрібно ввести значення опору резистору та знов натиснути на енкодер. Після цього прилад за допомогою відкаліброваного датчику вихідної напруги вимірює напругу на відомому опорі та розрахує вихідний струм.

Четвертий етап це налаштування датчику температури за вхідною напругою. Перший підетап – вимірювання нуля, під час цього прилад показує «TMP U Zero». Потрібно об’єднати входи «датч. E+» та «датч. E-». Після виконання з’єднань потрібно натиснути енкодер.

Другий підетап це подання відомої напруги від калібратору до входів «датч. E+» та «датч. E-» під час цього прилад показує «TMP U +IN». Напруга має бути додатною у діапазоні 1…5 В. Після з’єднання джерела напруги потрібно натиснути на енкодер та ввести значення джерела напруги.

П’ятий етап це налаштування датчику температури резистивного типу. Перший підетап – вимірювання нуля. Потрібно об’єднати разом виводи «датч. I-» та «датч. I+», окремо об'єднати виводи «датч. E-» та «датч. E+». Між

виводами «датч. I» та «датч. E» зробити з'єднання. Під час очікування на виконання з'єднань цього етапу прилад показує «TMP R Zero». Після виконання з’єднань потрібно натиснути на енкодер.

Наступний підетап це вимірювання відомих опорів. Комплект однозначних мір опору 100 Ом, 1 кОм, 10 кОм та 100 кОм має мати відомі значення опору резисторів. Під час очікування на виконання частин цього підетапу прилад показує «TMP R 100R», «TMP R 1k», «TMP R 10k» або «TMP R 100k» у залежності від етапу. Резистори потрібно під’єднувати за чотирипровідною схемою для нейтралізації впливу опору проводів. Після натиснення на енкодер потрібно ввести значення під’єднаного резистору.

Останній етап це налаштування виміру датчику температури зі струмовим вихідом. Цей етап виконується автоматично використовуючи вбудоване джерело струму у прилад, що подає струм у шунт резистор діапазону виміру струму.

4.3 Охорона праці в лабораторії

Робота в лабораторії під час конструювання, складання та налаштування прецизійних регуляторів температури пов’язана з впливом низки небезпечних та шкідливих виробничих факторів. Метою заходів з охорони праці є створення безпечних умов праці, запобігання професійним захворюванням та травматизму.

Під час роботи над пристроєм на інженера-розробника можуть впливати такі фактори:

- Небезпечний рівень напруги в електричному колі, замикання якого може відбутися через тіло людини (особливо під час перевірки блоку живлення та налаштування пристрою під напругою).
- Підвищена температура поверхонь обладнання (жала паяльників, термокамери або нагрівальні елементи, що використовуються для калібрування датчиків температури).

- Хімічні фактори: виділення шкідливих аерозолів свинцю, парів каніфолі та флюсів під час виконання паяльних робіт.
- Нервово-психічні перевантаження: перенапруження зорового аналізатора під час роботи з дрібними компонентами на друкованій платі та тривале статичне навантаження на хребет.

Для забезпечення комфортних умов праці параметри мікроклімату в лабораторії повинні відповідати ДСН 3.3.6.042-99.

- Оптимальна температура повітря в теплий період року становить 23–25 °C, у холодний — 22–24 °C. Відносна вологість має бути на рівні 40–60%.
- Оскільки виробництво прецизійної електроніки вимагає високої точності, особлива увага приділяється освітленню. Робоче місце оснащується комбінованим освітленням: загальне (світильники на стелі) та місцеве (безтіньові лампи на струбцині). Рівень освітленості робочої поверхні має становити не менше 400–500 лк.
- Для видалення шкідливих випарів робоче місце монтажника обладнується місцевою витяжною вентиляцією (димовловлювачем) безпосередньо над зоною паяння, швидкість руху повітря в якій становить не менше 0,6 м/с.

Прецизійні мікросхеми та транзистори чутливі до електростатичного розряду (ESD). Крім того, налаштування пристрою потребує роботи з електроприладами.

- Усі корпуси вимірювальних приладів (осцилографи, лабораторні блоки живлення) та паяльних станцій підлягають обов'язковому захисному заземленню відповідно до ПУЕ.
- Електроживлення лабораторних стендів здійснюється через пристрій захисного відключення (ПЗВ) зі струмом спрацьовування не більше 30 мА.
- Для захисту компонентів від статики робочий стіл покривається антистатичним килимком, який підключений до шини заземлення через

резистор 1 МОм. Працівник зобов'язаний використовувати антистатичний браслет.

Приміщення лабораторії, де здійснюється збирання та випробування прецизійних регуляторів температури, за рівнем пожежної небезпеки належить до категорії Д (обробка та зберігання неспалимих речовин і матеріалів у холодному стані).

Основними потенційними причинами займання є:

- порушення в роботі або несправність електропроводки;
- несправності приладів та обладнання, що живляться від електромережі;
- пошкодження або неефективність захисного заземлення;
- необережне поводження з вогнем.

Для мінімізації пожежних ризиків у лабораторії передбачено комплекс таких заходів:

- Конструктивний захист: Облаштування протипожежних перешкод у структурі будівлі, системі вентиляції, а також у кабельних та опалювальних комунікаціях.
- Електробезпека: Надійна ізоляція всіх струмоведучих ліній, що підводяться до робочих місць, а також регулярний технічний огляд і перевірка стану ізоляційного покриття.
- Блискавкозахист: Будівля оснащена спеціальною системою захисту від прямих ударів блискавки та її вторинних проявів.
- Навчання персоналу: Обов'язкове проведення протипожежних інструктажів для всіх співробітників.

Для оперативної локалізації пожежі та оповіщення про небезпеку в лабораторії площею 42 м² встановлено:

- Автоматичний димовий сповіщувач ІП 212, який фіксує появу диму в приміщенні та активує тривогу.
- Вуглекислотний вогнегасник ВВ-5 (1 шт.), призначений для гасіння пожеж класу Е (ліквідація горіння електроустановок, що перебувають під напругою).

Правила розміщення вогнегасника: Пристрій встановлено у помітному та легкодоступному місці. Його захищено від впливу прямих сонячних променів, механічних пошкоджень, вібрацій та підвищеної вологості. Кожен працівник лабораторії в обов'язковому порядку ознайомлений із правилами експлуатації цього засобу пожежогасіння.

Якщо ліквідувати осередок займання власними силами неможливо, персонал повинен діяти за такою інструкцією:

1. Негайно зателефонувати до служби порятунку за номером 101 та викликати пожежну бригаду.
2. Повністю знеструмити все лабораторне та допоміжне обладнання.
3. Щільно зачинити всі вікна, щоб обмежити доступ кисню до зони горіння.
4. Швидко залишити небезпечну зону.
5. Прикрити за собою вхідні двері для стримування поширення вогню та диму.

Для швидкого та безпечного виведення людей із приміщення облаштовано два евакуаційні виходи, розташовані в протилежних кінцях лабораторії. Вони забезпечують безперешкодний вихід назовні через сходову клітку. Оскільки об'єкт належить до категорії виробництва Д, максимальна відстань від найвіддаленішого робочого місця до виходу, як і нормативний час евакуації людей, законодавчо не обмежуються.

З планом дій при аварійній ситуації повинен бути ознайомлений кожен співробітник лабораторії.

4.4 Розрахунок штучного заземлювача

Мета розрахунку – забезпечити опір заземлювального пристрою не більше 4 Ом (відповідно до ПУЕ для мереж з глухозаземленою нейтраллю до 1 кВ). Вихідні дані:

- Ґрунт – суглинок (кліматична зона II)
- Виміряний питомий опір – 92 Ом·м

- Вертикальні заземлювачі – кругла сталь, довжина 3 м, діаметр 16 мм
- Горизонтальний заземлювач – сталева смуга ширина 40 мм, глибина закладення від поверхні землі 0,7 м
- Розташування – по замкненому контуру, відстань між електродами дорівнює їх довжині

Питомий опір ґрунту змінюється залежно від вологості та промерзання (сезонності). Для розрахунку використовуємо коефіцієнти сезонності K_c. Для суглинку (II зона): для вертикальних електродів довжиною 3 м K_{cv}=1,3, для горизонтальної смуги на глибині 0,7 м K_{ch}=2,5. Тоді розрахунковий питомий опір вертикальних та горизонтальних заземлювачів буде:

$$\rho_v = \rho_{meas} \cdot K_{cv} = 92 \cdot 1{,}3 = 119{,}6 \text{ (Ом} \cdot \text{м)} \tag{4.1}$$

$$\rho_h = \rho_{meas} \cdot K_{ch} = 92 \cdot 2{,}5 = 230 \text{ (Ом} \cdot \text{м)} \tag{4.2}$$

Розрахуємо опір одного вертикального електроду:

$$R_v = \frac{\rho_v}{2\pi l}\left(\ln\left(\frac{2l}{d}\right) + \frac{1}{2}\ln\left(\frac{4t+l}{4t-l}\right)\right) =$$
$$= \frac{119}{6{,}28 \cdot 3}\left(\ln(375) + \frac{1}{2}\ln\left(\frac{11{,}8}{5{,}8}\right)\right) \approx 39{,}88 \text{ (Ом)}, \tag{4.3}$$

де t – відстань від поверхні землі до середини електрода.

Розрахуємо попередню кількість вертикальних електродів. Візьмемо попередньо коефіцієнт використання вертикальних електродів 0,55.

$$n = \frac{R_v}{R_{req} \cdot \eta_v} = \frac{39{,}88}{4 \cdot 0{,}55} = 18{,}12 \tag{4.4}$$

Обираємо кількість вертикальних електродів 20 шт для надійності та спрощення монтажу контуру.

Розрахуємо опір горизонтального заземлювача:

$$R_h = \frac{\rho_h}{2\pi L_h} \ln\left(\frac{2{L_h}^2}{b \cdot t_0}\right) = \frac{230}{6{,}28 \cdot 60} \ln(257142) \approx 7{,}6 \text{ (Ом)} \qquad (4.5)$$

Враховуючи табличні коефіцієнти використання для 20 електродів (η_v = 0,55, η_h = 0,3) розрахуємо загальний опір заземлювального пристрою:

$$R_{total} = \frac{1}{\frac{n\eta_v}{R_v} + \frac{\eta_h}{R_h}} = \frac{1}{\frac{20 \cdot 0{,}55}{39{,}88} + \frac{0{,}3}{7{,}6}} \approx 3{,}17 \text{ (Ом)} \qquad (4.5)$$

Отриманий опір 3,17 Ом менший за нормовані 4 Ом.

5 ТЕХНІКО-ЕКОНОМІЧНЕ ОБГРУНТУВАННЯ

Оплата праці розробників приладу розраховується за часовою формою на основі місячних посадових окладів, оскільки розробка є комплексним процесом науково-дослідних та дослідно-конструкторських робіт.

Тривалість розробки становить 3 місяці (66 робочих діб). Для розрахунку прийнято середній посадовий оклад інженера-розробника на рівні 25 000,00 грн на місяць. За середньої кількості 22 робочих днів на місяць, денна тарифна ставка виконавця складає: Сд = 25 000 / 22 = 1 136,36 грн/день. У таблиці 5.1 показано розподіл етапів розробки та зарплату за етап.

Таблиця 5.1 – Розрахунок заробітної плати розробників за етапами

№	Найменування етапу	Кількість виконавців	Тривалість етапу, днів	Денна ставка виконавця, грн.	Зарплата за етап, грн
1	Аналіз ринку, формування ТЗ	1	11	1 136,36	12500,00
2	Розробка апаратної частини	1	22	1 136,36	25000,00
3	Розробка програмного забезпечення	1	11	1 136,36	12500,00
4	Виготовлення тестового зразку	1	10	1 136,36	11363,60
5	Оформлення конструкторської документації та пояснювальної записки	1	12	1 136,36	13636,32

У таблиці 5.2 зображено витрати на куповані комплектуючі виробу.

Таблиця 5.2 – Витрати на куповані комплектуючі виробу

№	Найменування	Кількість, шт.	Ціна одиниці, грн	Сума, грн
1	Корпус виробу	1	5000	5000
2	Блок живлення	1	1500	1500
3	Друкована плата	1	1200	1200
4	Вентилятор	1	412	412
5	Резистори звичайні	160	0,7	112
6	Резистори прецизійні	24	60	1440
7	Конденсатори SMD	99	1	99
8	Конденсатори інші	28	15	420
9	Транзистори	21	16	336
10	Інтегральні схеми	33	118	3894
11	Модулі	2	200	400
12	Перемикачі	2	80	160
13	Роз'єми	2	100	200
14	Дроселі	4	100	400
15	Трансформатори	1	400	400
16	Матеріали	1	500	500
Разом:				16473

Собівартість дослідного зразку береться як дві вартості комплектуючих і складає 32946 грн. У таблиці 5.3 приведено розрахунок кошторису витрат на конструкторську підготовку виробництва (КПВ)

Таблиця 5.3 – Кошторис витрат на КПВ

№	Стаття витрат	Сума, грн.
1	Зарплата розробників	75000,00
2	Зарплата на коректування технічної документації за налідками випробувань (15% п.1)	11250,00
3	Разом:	86250,00
4	Нарахування на зарплату (22% п.3)	18975,00
5	Накладні витрати (120% п.3)	103500,00
6	Собівартість дослідного зразка	32946,00
7	Інші витрати (5% п. 6)	1647,30
Всього вартість розробки:		243318,30

У таблиці 5.4 приведено розрахунок заробітної плати робочих для серійного виробництва виробу. Розрахунок планованої собівартості одиниці продукції проводиться у таблиці 5.5.

Таблиця 5.4 – Зарплата робочих за виготовлення серійного виробу

№	Вид робіт	Трудомісткість, нормо-год	Тарифна ставка, грн/год	Зарплата, грн
1	Складальні	5	500,00	2500,00
2	Монтажні	10	600,00	6000,00
3	Регулювальні	3	500,00	1500,00
Разом:				10000,00

Таблиця 5.5 – Розрахунок собівартості і ціни одиниці виробу

№	Стаття витрат	Витрати на виріб, грн
1	Куповані комплектуючі вироби	16473,00
2	Транспортні витрати (5% п.1)	823,65
3	Основна заробітна плата робочих	10000,00
4	Додаткова заробітна плата (10% п.3)	1000,00
5	Нарахування на зарплату (22% п.3+п.4)	2420,00
6	Загальновиробничі витрати (100% п.3)	10000,00
7	Разом собівартість	40716,65
8	Прибуток (150% п.7)	61074,98
Ціна виробника:		101791,63

Річний економічний ефект від впровадження нових виробів розраховується по формулі:

$$E_p = (\text{П} - E_H \cdot K_V) \cdot A_p \,, \qquad (5.1)$$

де П – прибуток на одиницю продукції;

$E_н$ – нормативний коефіцієнт ефективності капітальних вкладень;

K_v – питомі капіталовкладення на одиницю річного об’єму продукції;

$A_р$ – річний об'єм випуску продукції при серійному виробництві.

Визначимо питомі капіталовкладення на одиницю річного об'єму продукції, враховуючи що капіталовкладення (таблиця 5.3) складають 243318,30 грн, а річний об'єм випуску складає 10 шт/рік:

$$K_V = \frac{K}{A_p} = \frac{243318{,}30}{10} = 24331{,}83 \quad (5.2)$$

$$E_p = (61074{,}98 - 0{,}15 \cdot 24331{,}83) \cdot 10 = \ 574252{,}06$$

Ефективність розробки визначається згідно:

$$E = \frac{E_p}{K} = \frac{574252{,}06}{243318{,}30} = 2{,}36 \quad (5.3)$$

Термін окупності продукції рівний зворотній величині ефективності:

$$\mathrm{T} = \frac{1}{E} = \frac{1}{2{,}36} = 0{,}424 \text{ (року)} \quad (5.4)$$

У таблиці 5.6 наведені загальні економічні показники приладу.

Таблиця 5.6 – Економічні показники

№	Показники	Один. виміру	Значення
1	Витрати на КПВ	грн.	243318,30
2	Собівартість виробу	грн.	40716,65
3	Ціна підприємства	грн.	101791,63
4	Річний обсяг випуску	шт.	10
5	Річний економічний ефект	грн.	574252,06
6	Ефективність розробки		2,36
7	Термін окупності	років	0,424

Розрахунки підтверджують доцільність розробки приладу.

ВИСНОВКИ

У дипломному проєкті виконано проєктування електронного блока керування регулятора температури на базі термоелектричного охолоджувача.

Під час виконання роботи було проведено аналітичний огляд проблематики проєктування регуляторів температури, проаналізовано структуру, основні характеристики та схемотехнічні підходи до реалізації існуючих промислових рішень від провідних світових виробників. Постановка завдання була сформована на основі нагальної потреби у створенні стенду для дослідження температурної залежності елементів.

Розроблено детальну електричну структурну та принципову схеми прецизійного приладу. Найважливіші наукові й практичні результати роботи полягають у наступному:

- Проєктування прецизійного вимірювального тракту виконано на базі 24-бітного аналого-цифрового перетворювача (АЦП) ADS1256 та джерела опорної напруги на основі прецизійного стабілітрона з термостатом.
- Забезпечено високу точність керування завдяки розробці комбінованого цифро-аналогового перетворювача (ЦАП) із загальною роздільною здатністю 24 біти, що поєднує 16-бітний ШІМ-ЦАП із фільтром 3-го порядку та 10-бітний інтегральний ЦАП.
- Впроваджено та теоретично обґрунтовано апаратно-алгоритмічний метод системного автозанулення, який через двотактове вимірювання (калібрувальний та вимірювальний такти) дозволяє повністю усунути вплив низькочастотного флікер-шуму (1/f), температурного дрейфу компонентів та паразитних термоЕРС.
- Реалізовано стабільне джерело струму для виміру опору за 4-провідною схемою (схемою Кельвіна) з використанням перетворювача на комутованих конденсаторах для гальванічної ізоляції опорної напруги.
- Застосовано сучасний мікроконтролер RP2040 для реалізації цифрового ПІД-регулятора, обробки сигналів датчиків, забезпечення автономної

роботи за допомогою рідкокристалічного дисплею та енкодера, а також зв'язку з комп'ютером через гальванічно ізольований інтерфейс USB-UART.

Одержані результати та технічні параметри приладу повністю відповідають сучасному рівню наукових і технічних знань. Характеристики приладу достатні для забезпечення стабільності підтримки температури на рівні 0,003 K за годину, що є високим показником і не поступається світовим промисловим аналогам. Силова частина розрахована на живлення елемента Пельтьє потужністю до 100 Вт (20 В, 6 А).

Сфери можливого використання розробленого блока керування охоплюють прецизійні лабораторні дослідження у фізиці та хімії, системи охолодження високочутливих датчиків, медичне обладнання та промислову автоматизацію, де необхідна підтримка температурного режиму за заданим законом із можливістю віддаленого керування. Матеріали дипломного проєкту та дослідження схемотехнічних рішень базуються на результатах переддипломної практики, проведеної на ПП «Науково-виробнича комерційна фірма «ЕКОТЕХ», що підтверджує високий ступінь практичної значущості та впровадження результатів роботи.

Науково-технічна та соціально-економічна значущість роботи полягає у створенні гнучкого, автономного та відносно недорогого вітчизняного блока керування з еталонною стабільністю вимірювального тракту, здатного замінити дорожчі імпортні аналоги у складі автоматизованих науково-дослідних комплексів.

Доцільність продовження досліджень за відповідною тематикою полягає у розробці програмного забезпечення, зокрема у розробці алгоритмів керування під об'єкти з різною теплоємністю, а також у розширенні переліку підтримуваних математичних моделей датчиків температури.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

1. Каталог регуляторів температури. Arroyo Instruments. URL: https://www.arroyoinstruments.com/product-category/temperature-controllers (дата звернення: 03.05.2026).

2. User Manual – TEC Controller. Meerstetter engineering. URL: https://www.meerstetter.ch/customer-center/downloads/category/33-latest-user-manuals?download=769:tec-controller-user-manual-coso (дата звернення: 03.05.2026).

3. Long B. Design tips for linear and switched-mode power supplies. Texas Instruments URL: Application Report SLYT734. URL: https://www.ti.com/lit/an/slyt734/slyt734.pdf (дата звернення: 03.05.2026).

4. Зображення друкованої плати Arroyo 5310. URL: https://xdevs.com/doc/Arroyo/5310/arr5310_ins.jpg (дата звернення: 03.05.2026).

5. Tsemenko I. Keithley model 2510 TEC SMU repair. URL: https://xdevs.com/fix/kei2510/ (дата звернення: 03.05.2026).

6. Keithley models 2510 and 2510-AT TEC SourceMeter : Service manual. Cleveland : Keithley Instruments

7. Horowitz P., Hill W. Art of electronics – the x-chapters. Low-Noise isolated power. URL: https://x.artofelectronics.net/wp-content/uploads/2019/11/9xp14_low-noise_isolated-pwr.pdf (дата звернення: 03.05.2026).

8. Peretz M. M., Ben-Yaakov S. Analysis of the Current-Fed Push-Pull Parallel Resonant Inverter Implemented with Unidirectional Switches. Proceedings of the 2005 IEEE Power Electronics Specialists Conference. DOI: https://doi.org/10.1109/PESC.2005.1581731

9. Baxandall P. J. Transistor sine wave LC oscillators. The Institution of Electrical Engineers. 1960. Paper No. 2978 E.

10. Robert A Pease. Understand capacitor soakage to optimize analog systems. EDN magazine – October 13 1982 URL: https://www.edn.com/wp-content/uploads/2016/11/1982-10-13_EDN_Pease-capacitor-soakage.pdf (дата звернення: 03.05.2026).

11. NTC thermistor performance simulator. Murata. URL: https://ds.murata.com/simsurfing/ntcthermistor.html?lcid=en-us (дата звернення: 03.05.2026).

12. Horowitz P., Hill W. The Art of Electronics. 3rd ed. Cambridge : Cambridge University Press, 2015.

13. A comprehensive study of the Howland current pump. Texas Instruments : Application Report AN-1515. URL: https://www.ti.com/lit/an/snoa474a/snoa474a.pdf (дата звернення: 03.05.2026).

14. Daykin C. I. High accuracy electronics (at room temperature). URL: https://www.eevblog.com/files/High-Accuracy-Electronics-Christopher-I-Daykin.pdf (дата звернення: 03.05.2026).

15. Bramley P., Pickering J. Using a Substitution Measurement Topology to Eliminate the Effect of Common Mode Errors in Resistance Measurements used in Temperature Metrology. URL: https://www.metrosol.co.uk/PDF/publication3.pdf (дата звернення: 03.05.2026).

16. Noeman A. High-side current sources for industrial applications. Texas Instruments : Application Report SLYT768. URL: https://www.ti.com/lit/an/slyt768/slyt768.pdf (дата звернення: 03.05.2026).

17. Calibration and servicing handbook for the Datron 1281 selfcal digital multimeter. URL: https://xdevs.com/doc/Datron/1281/doc/Datron_1281_Service_Manual_1989-01_complete.pdf (дата звернення: 03.05.2026).

18. Harvey B. Bootstrapping a low voltage op amp to operate with high voltage signals and supplies. Analog Devices : Rarely Asked Questions. Issue 168. URL: https://www.analog.com/media/en/analog-dialogue/raqs/raq-issue-168.pdf

Додаток А

Формат	Зона	Поз.	Позначення	Найменування	Кіл.	Примітка
				Документація		
А1			ЕІСПЗ ДП.22007.00.00.00.00.Е1	Електронний блок керування регулятора температури на базі ТЕО Схема електрична структурна		
А1			ЕІСПЗ ДП.22007.00.00.00.00.Е3	Електронний блок керування регулятора температури на базі ТЕО Схема електрична принципова		
А4			ЕІСПЗ ДП.22007.00.00.00.00.ПЕ3	Електронний блок керування регулятора температури на базі ТЕО Перелік елементів		
А1			ЕІСПЗ ДП.22007.00.00.00.00.Д1	Електронний блок керування регулятора температури на базі ТЕО Аналіз ринку		
А1			ЕІСПЗ ДП.22007.00.00.00.00.Д2	Електронний блок керування регулятора температури на базі ТЕО Заземлювальний пристрій		
А1			ЕІСПЗ ДП.22007.00.00.00.00.Д3	Електронний блок керування регулятора температури на базі ТЕО Економічні показники		
				Складальні одиниці		
А1			ЕІСПЗ ДП.22007.00.00.00.01	Зменшуючий синхронний перетворювач керуємий напругою Плата друкована		

Перв. заст.

Довід. №

Підп. і дата

Інв. № дубл.

Взам. інв. №

Підп. і дата

Інв. № оріг.

Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата	ЕІСПЗ ДП.22007.00.00.00.00		
Розроб.		Баранов		10.06.26	Електронний блок керування регулятора температури на базі ТЕО	Літ.	Аркуш	Аркушів
Перевір.		Алексієвський		10.06.26				1
Н.контр.		Туришев		10.06.26		ІНН ім Ю.М. Потебні ЗНУ 6.1712		
Затв.		Критська		10.06				

Копіював

Формат А4

Додаток Б

Поз. позначення	Найменування	Кіл.	Примітка
A1	Дисплей РК I2C 16x2	1	
A2	CL200-H1V24 Sanpu 220 В/24 В 200 Вт	1	
FU1, FU2	Тримач заповіжника GT1-4630 5x20 мм 4А	2	
L1	Мотаний синфазний дросель 1K107 T503215	1	
SA1	Вимикач KCD1-1-202 DPDT 6 А 250 В	1	
S1	Енкодер PEC11R-4220K-S0012 Bourns	1	
X1	Роз'єм KLS1-AS-301-3 250 В 10 А	1	
X2	Роз'єм FQ24-10ZK	1	
X3	Роз'єм DB-9F	1	
A3	1 Блок функціональний	1	
A4	Плата розробки RP2040-2MB WeAct	1	
A5, A6	1.1 Зменшуючий синхронний перетворювач	2	
	Конденсатори		
C1	CC0805X105K500 0805 1 мкФ X7R 50 В 10%	2	
C2	EEUFR1V152L Panasonic FR 1500 мкФ 35 В 13 мОм 12,5x30	2	
C3	CC0805X105K500 0805 1 мкФ X7R 50 В 10%	2	
C4	CC0805N103J500 0805 10 нФ NP0 50 В 5%	2	
C5	CC0805X104K500 0805 100 нФ X7R 50 В 10%	2	
C6	CC0805N471J500 0805 470 пФ NP0 50 В 5%	2	
C7	CC0805X105K500 0805 1 мкФ X7R 50 В 10%	2	

Перв. заст. | Довід. № | Підп. і дата | Інв. № дубл. | Взам. інв. № | Підп. і дата | Інв. № оригі.

ЕІСПЗ ДП.22007.00.00.00.00.ПЕЗ

Зм.	Аркуш	№ докум.	Підп.	Дата
Розроб.		Баранов		10.06.26
Перевір.		Алексієвський		10.06.26
Н.контр.		Туришев		10.06.26
Затв.		Критська		10.06

Електронний блок керування регулятора температури на базі ТЕО
Перелік елементів

Літ.	Аркуш	Аркушів
	1	11

ІННІ ім Ю.М. Потебні ЗНУ
6.1712

Копіював Формат А4

Поз. Позначення	Найменування	Кіл.	Примітка
C8	CC0805X104K500 0805 100 нФ X7R 50 В 10%	2	
C9	CC0805X105K500 0805 1 мкФ X7R 50 В 10%	2	
C10	CC0805X105K500 0805 1 мкФ X7R 50 В 10%	2	
C11	EEUFR1V152L Panasonic FR 1500 мкФ 35 В 13 мОм 12,5x30	2	
DA1	Схема інтегральна LM5116MH	2	
L1	Індуктивність 68 мкГн 30 мОм RM10	2	
	Резистори		
R1	RC0805F10K 0805 10 кОм 1%	2	
R2	RC1206F1K1 1206 1,1 кОм 1%	2	
R3	RC0805F22K 0805 22 кОм 1%	2	
R4	RC1206F100K 1206 100 кОм 1%	2	
R5	RC0805F4.7K 0805 4.7 кОм 1%	2	
R6	RC0805F10K 0805 10 кОм 1%	2	
R7	RC08050000 0805 0 Ом перемичка	2	
R8	RC0805F10K 0805 10 кОм 1%	2	
R9	RC0805F680R 0805 680 Ом 1%	2	
R10	RC0805F5K1 0805 5,1 кОм 1%	2	
R11	RMF2512FTR003 2512 3 мОм 1%	2	
VD1	Діод 1PS79SB30 Шотткі 40 В 200 мА	2	
VT1, VT2	Транзистор MDD80N03D 30 В 9 мОм	4	
X1	Роз'єм PLS-3	2	
X2	Роз'єм PLS2-3	2	
X3	Роз'єм PLS-3	2	
	Конденсатори		
C1, C2	CC0805N180J500 0805 18 пФ NP0 50 В 5%	2	

Підп. і дата | Інв. № дубл. | Взам. інв. № | Підп. і дата | Інв. № оригі.

Зм.	Аркуш	№ докум.	Підп.	Дата	ЕІСПЗ ДП.22007.00.00.00.00.ПЕЗ	Аркуш 2

Копіював Формат А4

Продовження додатку Б

Поз. Позначення	Найменування	Кіл.	Примітка
C3, C4	CC0805X105K500 0805 1 мкФ X7R 50 В 10%	2	
C5	CC0805X223K500 0805 22 нФ X7R 50 В 10%	1	
C6	CC0805X105K500 0805 1 мкФ X7R 50 В 10%	1	
C7	CC0805X223K500 0805 22 нФ X7R 50 В 10%	1	
C8,C9	CC0805X105K500 0805 1 мкФ X7R 50 В 10%	2	
C10	CC0805X223K500 0805 22 нФ X7R 50 В 10%	1	
C11	CC0805X105K500 0805 1 мкФ X7R 50 В 10%	1	
C12	ESX102M0JB-Hitano 1000 мкФ 6,3 В 10x13	1	
C13	CC0805X105K500 0805 1 мкФ X7R 50 В 10%	1	
C14	ESX102M0JB-Hitano 1000 мкФ 6,3 В 10x13	1	
C15	EFH102M25BB-Hitano 1000 мкФ 25 В 13x20	1	
C16	ESX102M0JB-Hitano 1000 мкФ 6,3 В 10x13	1	
C17	EFH102M25BB-Hitano 1000 мкФ 25 В 13x20	1	
C18-C20	CC0805X105K500 0805 1 мкФ X7R 50 В 10%	3	
C21	CL21A226MAQNNNE 0805 22 мкФ X5R 25 В 20%	1	
C22-C24	CC0805X105K500 0805 1 мкФ X7R 50 В 10%	3	
C25	CC0805N180J500 0805 18 пФ NP0 50 В 5%	1	
C26	CC0805X105K500 0805 1 мкФ X7R 50 В 10%	1	
C27-C29	EFH471M25B-Hitano 470 мкФ 25 В 10x16	3	
C30	CC0805N180J500 0805 18 пФ NP0 50 В 5%	1	
C31, C32	GRM31C5C1H104JA01L 1206 100нФ NP0 50 В 5%	2	
C33-C35	CC0805X105K500 0805 1 мкФ X7R 50 В 10%	3	
C36, C37	EFH471M25B-Hitano 470 мкФ 25 В 10x16	2	
C38	ESX102M0JB-Hitano 1000 мкФ 6,3 В 10x13	1	
C39	CC0805X105K500 0805 1 мкФ X7R 50 В 10%	1	
C40-C42	GRM31C5C1H104JA01L 1206 100нФ NP0 50 В 5%	3	
C43	CC0805X105K500 0805 1 мкФ X7R 50 В 10%	1	
C44-C46	CC0805X105K500 0805 1 мкФ X7R 50 В 10%	3	
C47	GRM31C5C1H104JA01L 1206 100нФ NP0 50 В 5%	1	
C48	EFH471M25B-Hitano 470 мкФ 25 В 10x16	1	
C49	CC0805X105K500 0805 1 мкФ X7R 50 В 10%	1	
C50	ESX102M0JB-Hitano 1000 мкФ 6,3 В 10x13	1	

Інв. № ориг. | Підп. і дата | Взам. інв. № | Інв. № дубл. | Підп. і дата

Зм.	Аркуш	№ докум.	Підп.	Дата	ЕІСПЗ ДП.22007.00.00.00.00.ПЕЗ	Аркуш 3

Копіював Формат А4

Продовження додатку Б

Поз. Позначення	Найменування	Кіл.	Примітка
C51–C53	GRM31C5C1H104JA01L 1206 100нФ NP0 50 В 5%	3	
C54	CC0805X105K500 0805 1 мкФ X7R 50 В 10%	1	
C55	EFH4 71M25B–Hitano 4 70 мкФ 25 В 10x16	1	
C56, C57	GRM31C5C1H104JA01L 1206 100нФ NP0 50 В 5%	2	
C58	CC0805X105K500 0805 1 мкФ X7R 50 В 10%	1	
C59	C0805N102J500NT–Hitano 0805 1нФ NP0 50 В 5%	1	
C60–C62	CC0805X105K500 0805 1 мкФ X7R 50 В 10%	3	
C63	C0805N102J500NT–Hitano 0805 1нФ NP0 50 В 5%	1	
C64, C65	CC0805X105K500 0805 1 мкФ X7R 50 В 10%	2	
C66	GRM31C5C1H104JA01L 1206 100нФ NP0 50 В 5%	1	
C67, C68	C0805N102J500NT–Hitano 0805 1нФ NP0 50 В 5%	2	
C69	CC0805X105K500 0805 1 мкФ X7R 50 В 10%	1	
C70	GRM31C5C1H104JA01L 1206 100нФ NP0 50 В 5%	1	
C71,C72	CC0805X105K500 0805 1 мкФ X7R 50 В 10%	2	
C73	ESX102M0JB–Hitano 1000 мкФ 6,3 В 10x13	1	
C74	CC0805X105K500 0805 1 мкФ X7R 50 В 10%	1	
C75	EFH102M25BB–Hitano 1000 мкФ 25 В 13x20	1	
C76, C77	CC0805X105K500 0805 1 мкФ X7R 50 В 10%	2	
C78	EFH102M25BB–Hitano 1000 мкФ 25 В 13x20	1	
C79	EFH4 71M25B–Hitano 4 70 мкФ 25 В 10x16	1	
C80	ESX102M0JB–Hitano 1000 мкФ 6,3 В 10x13	1	
C81, C82	CC0805X105K500 0805 1 мкФ X7R 50 В 10%	2	
C83	EFH4 71M25B–Hitano 4 70 мкФ 25 В 10x16	1	
C84	CC0805X105K500 0805 1 мкФ X7R 50 В 10%	1	
C85	EFH4 71M25B–Hitano 4 70 мкФ 25 В 10x16	1	
C86	CC0805X105K500 0805 1 мкФ X7R 50 В 10%	1	
C87	R82DC4100DQ60K 1мкФ 63 В плівковий ПЕТ	1	
C88	C0805N103J500N3–Hitano 0805 10нФ NP0 50 В 5%	1	
C89	CC0805X105K500 0805 1 мкФ X7R 50 В 10%	1	
C90, C91	R82DC4100DQ60K 1мкФ 63 В плівковий ПЕТ	2	
C92	CC0805X105K500 0805 1 мкФ X7R 50 В 10%	1	
C93	EFH4 71M25B–Hitano 4 70 мкФ 25 В 10x16	1	

Інв. № оріг. | Підп. і дата | Взам. інв. № | Інв. № дубл. | Підп. і дата

Зм. Аркуш № докум. Підп. Дата

ЕІСПЗ ДП.22007.00.00.00.00.ПЕЗ

Аркуш 4

Копіював Формат А4

Продовження додатку Б

Поз. Позначення	Найменування	Кіл.	Примітка
C94	GRM31C5C1H104JA01L 1206 100нФ NP0 50 В 5%	1	
C95	R82DC4100DQ60K 1мкФ 63 В плівковий ПЕТ	1	
C96–C98	CC0805X105K500 0805 1 мкФ X7R 50 В 10%	3	
C99	R82DC4100DQ60K 1мкФ 63 В плівковий ПЕТ	1	
C100	CC0805X105K500 0805 1 мкФ X7R 50 В 10%	1	
C101	C0805N102J500NT-Hitano 0805 1нФ NP0 50 В 5%	1	
C102–C109	GRM31C5C1H104JA01L 1206 100нФ NP0 50 В 5%	8	
C110, C111	CC0805X105K500 0805 1 мкФ X7R 50 В 10%	2	
C112	EFH102M25BB-Hitano 1000 мкФ 25 В 13x20	1	
C113–C117	CC0805X105K500 0805 1 мкФ X7R 50 В 10%	5	
C118	EFH102M25BB-Hitano 1000 мкФ 25 В 13x20	1	
C119–C125	CC0805X105K500 0805 1 мкФ X7R 50 В 10%	7	
	Схеми інтегральні		
DA1	USBLC6-2SC6 ST	1	
DA2	LM324DR2G Onsemi	1	КФ1435УД2
DA3	ADS1256IDBT Texas Instruments	1	
DA4	UA78L15ACPK Texas Instruments	1	
DA5	UA78L18ACPK Texas Instruments	1	
DA6	L78M05ABDT-TR ST	1	
DA7	GS8592 Gainsil	1	
DA8, DA9	OPA2140AID Texas Instruments	2	
DA10*	LM399 AD Комплект ДОН ЕІСПЗ ДП.22007.00.00.00.08	1	7 В
DA11	LM79L15ACPK Texas Instruments	1	
DA12	LM79L05ACPK Texas Instruments	1	
DA13	UA78L15ACPK Texas Instruments	1	
DA14	UA78L12ACPKTexas Instruments	1	
DA15	CD4066BM96 Texas Instruments	1	
DA16	OPA140AID Texas Instruments	1	
DA17	DG413DY Vishay	1	
DA18	OPA189IDR Texas Instruments	1	
DA19	OPA2140AID Texas Instruments	1	

Інв. № оріг. | Підп. і дата | Взам. інв. № | Інв. № дубл. | Підп. і дата

Зм. Аркуш № докум. Підп. Дата

ЕІСПЗ ДП.22007.00.00.00.00.ПЕЗ

Аркуш 5

Копіював Формат А4

Продовження додатку Б

Поз. Позначення	Найменування	Кіл.	Примітка
DA20	OPO7DPS Texas Instruments	1	КФ140УД17Б
DA21	LMC662CMX Texas Instruments	1	
DA22, DA23	OPO7DPS Texas Instruments	2	КФ140УД17Б
DA24	INA240A1D Texas Instruments	1	
DA25	OPO7DPS Texas Instruments	1	КФ140УД17Б
DD1, DD2	SN74HC595DR Texas Instruments	2	
DD3	CH340N WCH	1	
DD4, DD5	6N137 Vishay	2	
DD6	SN74LVC1G17DBVT Texas Instruments	1	
DD7	SG2525AP ST	1	
DD8	MCP47CMB11-E Microchip	1	
FU1	Запобіжник PPTC 0ZCG0075BF2B 0,75 A	1	
FU2	Запобіжник PPTC RXEF005 0,05 A	1	
FU3	Запобіжник PPTC RXEF010 0,1 A	1	
FV1, FV2	Газонаповнений розрядник 2057-07-B 75 B Bourns	2	
L1	Мотаний синфазний дросель 1K107 T503215 10 A	1	
L2	Індуктивність SCB1205-102M 1 мГн 0,4 A SMD 12x12	1	
L3	Синфазний дросель 20 мГн 0,1 A EE10	1	
L4	Синфазний дросель DR331-474BE 470 мкГн Bourns	1	
K1-K6	Реле IM07TS 24 B TE Axicom	6	
	Резистори		
R1-R4	RC0805F10R 0805 10 Ом 1%	4	
R5	RC0805F10K 0805 10 кОм 1%	1	
R6	RC0805F2K2 0805 2,2 кОм 1%	1	
R7	RC0805F10K 0805 10 кОм 1%	1	
R8	RC0805F100R 0805 100 Ом 1%	1	
R9	RC0805F2K2 0805 2,2 кОм 1%	1	
R10	RC0805F10K 0805 10 кОм 1%	1	
R11-R13	RC0805F2K2 0805 2,2 кОм 1%	3	
R14	RC0805F100R 0805 100 Ом 1%	1	

Інв. № ориг. | Підп. і дата | Взам. інв. № | Інв. № дубл. | Підп. і дата

Зм. Аркуш № докум. Підп. Дата

ЕІСПЗ ДП.22007.00.00.00.00.ПЕЗ

Аркуш 6

Копіював Формат А4

Продовження додатку Б

Поз. Позначення	Найменування	Кіл.	Примітка
R15, R16	RC0805F10R 0805 10 Ом 1%	2	
R17–R26	RC0805F2K2 0805 2,2 кОм 1%	10	
R27	RC0805F10K 0805 10 кОм 1%	1	
R28, R29	RC0805F100R 0805 100 Ом 1%	2	
R30	RC0805F1K 0805 1 кОм 1%	1	
R31–R34	RC0805F100R 0805 100 Ом 1%	4	
R35	RC0805F470R 0805 470 Ом 1%	1	
R36, R37	RC0805F100R 0805 100 Ом 1%	2	
R38, R39	RC0805F2K2 0805 2,2 кОм 1%	2	
R40	RC0805F10K 0805 10 кОм 1%	1	
R41	RC0805F680R 0805 680 Ом 1%	1	
R42	RC0805F220R 0805 220 Ом 1%	1	
R43–R45	RC0805F2K2 0805 2,2 кОм 1%	3	
R46, R47	RC0805F75R 0805 75 Ом 1%	2	
R48	MOR500SJTB-91R-Hitano 5 Вт 91 Ом 5%	1	
R49–R55	RC0805F100R 0805 100 Ом 1%	7	
R56	RC0805F10R 0805 10 Ом 1%	1	
R57	RC0805F10K 0805 10 кОм 1%	1	
R58	RC0805F10R 0805 10 Ом 1%	1	
R59	RC0805F10K 0805 10 кОм 1%	1	
R60, R61	RC0805F100R 0805 100 Ом 1%	2	
R62–R64	RC0805F10K 0805 10 кОм 1%	3	
R65	RC0805F10R 0805 10 Ом 1%	1	
R66	PTF569K0000BZEB 0,125 Вт 9 кОм 0.1% 5 ppm/K	1	
R67	PTF561K0000BZEB 0,125 Вт 1 кОм 0.1% 5 ppm/K	1	
R68	RC0805F10K 0805 10 кОм 1%	1	
R69	RC0805F1M 0805 1 МОм 1%	1	
R70	RC0805F10K 0805 10 кОм 1%	1	
R71	RC0805F1M 0805 1 МОм 1%	1	
R72	RC0805F10K 0805 10 кОм 1%	1	
R73, R74	RC0805F100R 0805 100 Ом 1%	2	
R75–R77	RC0805F10K 0805 10 кОм 1%	3	

Інв. № оригі. | Підп. і дата | Взам. інв. № | Інв. № дубл. | Підп. і дата

Зм. Аркуш № докум. Підп. Дата

ЕІСПЗ ДП.22007.00.00.00.00.ПЕЗ

Аркуш 7

Копіював Формат А4

Продовження додатку Б

Поз. Позначення	Найменування	Кіл.	Примітка
R78	RC0805F100R 0805 100 Ом 1%	1	
R79	RC0805F1M 0805 1 МОм 1%	1	
R80*	Комплект ДОН ЕІСПЗ ДП.22007.00.00.00.08	1	
R81	RC0805F10K 0805 10 кОм 1%	1	
R82	RC0805F10R 0805 10 Ом 1%	1	
R83	RC0805F9K1 0805 9,1 кОм 1%	1	
R84	RC0805F10K 0805 10 кОм 1%	1	
R85*	Комплект ДОН ЕІСПЗ ДП.22007.00.00.00.08	1	
R86*-R87*	Комплект ДОН ЕІСПЗ ДП.22007.00.00.00.08	2	10 кОм
R88	RC0805F33K 0805 33 кОм 1%	1	
R89*	Комплект ДОН ЕІСПЗ ДП.22007.00.00.00.08	1	1 МОм
R90*-R91*	Комплект ДОН ЕІСПЗ ДП.22007.00.00.00.08	2	
R92	RC0805F10K 0805 10 кОм 1%	1	
R93*	Комплект ДОН ЕІСПЗ ДП.22007.00.00.00.08	1	
R94*, R95*	Комплект ДОН ЕІСПЗ ДП.22007.00.00.00.08	2	10 кОм
R96	RC0805F10K 0805 10 кОм 1%	1	
R97*, R98*	Комплект ДОН ЕІСПЗ ДП.22007.00.00.00.08	2	10 кОм
R99	RC0805F10R 0805 10 Ом 1%	1	
R100*	Комплект ДОН ЕІСПЗ ДП.22007.00.00.00.08	1	10 кОм
R101	RC0805F10K 0805 10 кОм 1%	1	
R102*	Комплект ДОН ЕІСПЗ ДП.22007.00.00.00.08	1	10 кОм
R103-R106	RC0805F10R 0805 10 Ом 1%	4	
R107	RC0805F10K 0805 10 кОм 1%	1	
R108*, R109*	Комплект ДОН ЕІСПЗ ДП.22007.00.00.00.08	2	10 кОм
R110	RC0805F10R 0805 10 Ом 1%	1	
R111*	Комплект ДОН ЕІСПЗ ДП.22007.00.00.00.08	1	10 кОм
R112	RC0805F10R 0805 10 Ом 1%	1	
R113	RC0805F10K 0805 10 кОм 1%	1	
R114	TNPW08054K70FEEA 0805 4,7 кОм 1% 25 ppm/K	1	
R115, R116	RC0805F10K 0805 10 кОм 1%	2	
R117, R118	RC0805F10R 0805 10 Ом 1%	2	
R119	PTF6510K000BZEB 0,125 Вт 10 кОм 0.1% 5 ppm/K	1	

Інв. № оригін. | Підп. і дата | Взам. інв. № | Інв. № дубл. | Підп. і дата

Продовження додатку Б

Поз. Позначення	Найменування	Кіл.	Примітка
R120	RC0805F220R 0805 220 Ом 1%	1	
R121, R122	RC0805F75R 0805 75 Ом 1%	2	
R123	RC0805F1K 0805 1 кОм 1%	1	
R124	RC0805F68K 0805 68 кОм 1%	1	
R125	RC0805F10R 0805 10 Ом 1%	1	
R126-R128	RC0805F100R 0805 100 Ом 1%	3	
R129	RC0805F10R 0805 10 Ом 1%	1	
R130	RC0805F2K2 0805 2,2 кОм 1%	1	
R131, R132	RC0805F10R 0805 10 Ом 1%	2	
R133	RC0805F2K2 0805 2,2 кОм 1%	1	
R134,R135	RC0805F10R 0805 10 Ом 1%	2	
R136	RC0805F100R 0805 100 Ом 1%	1	
R137	TNPW0805100KFEEA 0805 100 кОм 1% 25 ppm/K	1	
R138	RC0805F2K2 0805 2,2 кОм 1%	1	
R139	PTF65499R0BZEB 0,25 Вт 499 Ом 0,1% 5 ppm/K	1	
R140	TNPW0805100KFEEA 0805 100 кОм 1% 25 ppm/K	1	
R141	RG3216N-2263-B-T5 1206 226 кОм 0,1% 10 ppm/K	1	
R142	RG3216V-2262-B-T5 1206 22,6 кОм 0,1% 5 ppm/K	1	
R143	RG3216V-2261-B-T5 1206 2,26 кОм 0,1% 5 ppm/K	1	
R144	PTF65499R0BZEB 0,25 Вт 499 Ом 0,1% 5 ppm/K	1	
R145	RC0805F1K 0805 1 кОм 1%	1	
R146	TNPW0805100KFEEA 0805 100 кОм 1% 25 ppm/K	1	
R147	RC0805F10K 0805 10 кОм 1%	1	
R148	TNPW080510K0FEEA 0805 10 кОм 1% 25 ppm/K	1	
R149	RC0805F1M5 0805 1,5 МОм 1%	1	
R150	RC0805F10K 0805 10 кОм 1%	1	
R151	RC0805F100K 0805 100 кОм 1%	1	
R152	RC0805F91R 0805 91 Ом 1%	1	
R153, R154	TNPW080510K0FEEA 0805 10 кОм 1% 25 ppm/K	2	
R155-R157	RC0805F10R 0805 10 Ом 1%	3	
R158	TNPW080510K0FEEA 0805 10 кОм 1% 25 ppm/K	1	
R159	TNPW0805100RFEEA 0805 100 Ом 1% 25 ppm/K	1	

Інв. № оріг. | Підп. і дата | Взам. інв. № | Інв. № дубл. | Підп. і дата

Зм. | Аркуш | № докум. | Підп. | Дата

ЕІСПЗ ДП.22007.00.00.00.00.ПЕЗ

Аркуш 9

Копіював

Формат А4

Продовження додатку Б

Поз. Позначення	Найменування	Кіл.	Примітка
R160	TNPW080510K0FEEA 0805 10 кОм 1% 25 ppm/K	1	
R161-R163	RC0805F10R 0805 10 Ом 1%	3	
R164	CR100SJTB-220k-Hitano 1 Вт 220 кОм 5%	1	
R165	RC0805F10R 0805 10 Ом 1%	1	
R166	RC0805F470R 0805 470 Ом 1%	1	
R167,R168	RC0805F10R 0805 10 Ом 1%	2	
R169	WSK2512R0100DTA 2512 10 мОм 0.5%	1	
R170-173	RC0805F10R 0805 10 Ом 1%	4	
R174, R175	TNPW0805100KFEEA 0805 100 кОм 1% 25 ppm/K	2	
R176, R177	TNPW080510K0FEEA 0805 10 кОм 1% 25 ppm/K	2	
T1	Трансформатор мотаний осереддя P36/22	1	
	Діоди		
VD1	P4SMAJ5.0A TVS Діод 5 В Uроб. DO-214AC	1	
VD2	1.5SMC24A TVS Діод 24 В Uроб. DO-214AB	2	
VD3	1N4148W 75 В 100 мА SMD SOD-123	1	
VD4, VD5	MBR0560 Діод Шоттки 0,5 А 60 В SMD SOD-123	2	
VD6-VD9	1N4148W 75 В 100 мА SMD SOD-123	4	
VD10-VD17	MBR0560 Діод Шоттки 0,5 А 60 В SMD SOD-123	8	
VD18	1N4148W 75 В 100 мА SMD SOD-123	1	
VD19	BZT52C6V8 Стабілітрон 6.8 В SMD SOD-123	1	
	Транзистори		
VT1-VT8	MMBT5551 160 В 200мА SMD SOT-23	8	
VT9-VT11	MMBFJ111 n-JFET 35 В 20 мА SMD SOT-23	3	
VT12, VT13	MMBT5551 160 В 200мА SMD SOT-23	2	
VT14-VT16	MMBT5551 160 В 200мА SMD SOT-23	3	
VT17,VT18	DN2450 n-MOSFET збіднення 500 В 10 Ом TO-252	2	
VT19-VT21	MMBT5551 160 В 200мА SMD SOT-23	3	

Інв. № дубл. | Взам. інв. № | Підп. і дата | Інв. № оригі.

Зм. Аркуш № докум. Підп. Дата

ЕІСПЗ ДП.22007.00.00.00.00.ПЕЗ

Аркуш 10

Копіював Формат А4

Продовження додатку Б

Поз. Позначення	Найменування	Кіл.	Примітка
VT22	BSS83P p-MOSFET 60 В 2 Ом SOT-23	1	
VT23	2N7002 n-MOSFET 60 В 5 Ом SOT-23	1	
VT24	MMBFJ111 n-JFET 35 В 20 мА SMD SOT-23	1	
VT25	DN2450 n-MOSFET збіднення 500 В 10 Ом TO-252	1	
VT26	MMBT5551 160 В 200мА SMD SOT-23	1	
VT27-VT29	DN2450 n-MOSFET збіднення 500 В 10 Ом TO-252	3	
X1	Роз'єм KLS1-154 Гніздо USB-B	1	
ZQ1	ABC2-7.680MHZ-4-T 7.68 МГц Abracon	1	

Інв. № оріг. | Підп. і дата | Взам. інв. № | Інв. № дубл. | Підп. і дата

Зм. | Аркуш | № докум. | Підп. | Дата

ЕІСПЗ ДП.22007.00.00.00.00.ПЕЗ

Аркуш 11

Копіював

Формат А4