

**НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»**

Радіотехнічний факультет

Кафедра прикладної радіоелектроніки

До захисту допущено:

Зав. кафедри

_____ Андрій МОВЧАНЮК

« ____ » _____ 2026 р.

Дипломний проєкт

на здобуття ступеня бакалавра

**за освітньою програмою «Інтелектуальні технології радіоелектронної
техніки», за спеціальністю 172 «Телекомунікації та радіотехніка»**

на тему: Підсилювач потужності УВЧ діапазону

Виконав :

студент IV курсу, групи РЕ-21

Кущинський Іван Сергійович

Прізвище, ім'я, по батькові

Керівник: доцент, к.т.н. Зінгер Яна Леонідівна

Посада, науковий ступінь, вчене звання

Прізвище, ім'я, по батькові

Рецензент: асист. каф. РТС Маленчик Тарас Володимирович

Посада, науковий ступінь, вчене звання,

Прізвище, ім'я, по батькові

Засвідчую, що у цьому дипломному проєкті
немає запозичень з праць інших авторів без
відповідних посилань.

Студент _____

Київ – 2026 року

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
Радіотехнічний факультет
Кафедра прикладної радіоелектроніки

Рівень вищої освіти – перший (бакалаврський)

Спеціальність 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

Освітня програма «Інтелектуальні технології радіоелектронної техніки»

ЗАТВЕРДЖУЮ

Зав. кафедри

_____ Андрій МОВЧАНЮК

«__» _____ 2026 р.

ЗАВДАННЯ

на дипломний проєкт студента

Кущинського Івана Сергійовича

1. Тема проєкту «Підсилювач потужності УВЧ діапазону

»

2. Керівник проєкту Зінгер Яна Леонідівна , затверджені наказом по університету від «__» травня 2026 р. №

Строк подання студентом проєкту 08 червня 2026 року

3. Вихідні дані до проєкту: Напруга живлення від 24 до +28 В, струм до 10 А, вхідний роз'єм SMA, вихідний - N type, смуга частот 410-460 МГц, коефіцієнт підсилення 20дБ .

4. Зміст пояснювальної записки 1) Аналіз існуючих рішень, 2) Розробка структури пристрою, 3) Розробка пристрою, 4) Макетування та тестування .

5. Перелік графічного матеріалу (із зазначенням обов'язкових креслеників, плакатів, презентацій тощо), презентація 10 сторінок.

6. Дата видачі завдання 14 квітня 2026 року

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання дипломного проєкту	Термін виконання етапів проєкту	Примітка
1	Огляд існуючих рішень	14.04.26-06.05.26	
2	Розробка та аналіз завдання на проєкт	07.05.26-10.05.26	
3	Розробка функціональної схеми та вибір компонентів	11.05.26-18.05.26	
4	Розробка схеми електричної принципової	19.05.26-23.05.26	
5	Розробка друкованої плати	24.05.26-29.05.26	
6	Розробка конструкторської документації	30.05.26-05.06.26	
7	Оформлення текстової та графічної документації	06.06.26-08.06.26	

Студент

Кущинський Іван

Керівник

Зінгер Яна

ВІДОМІСТЬ ДИПЛОМНОГО ПРОЄКТУ

№ з/П	Формат	Позначення	Найменування	Кількість листів	Примітка
1	A4	PE21.428732.001ПЗ	Пояснювальна записка	92	
2	A4	PE21.428732.001ТЗ	Технічне завдання	3	
3	A2	PE21.428732.001ЕЗ	Схема електрична принципова	1	
4	A4	PE21.428732.001ПЕЗ	Перелік елементів	2	
5	A2	PE21.436121.001ЕЗ	Схема електрична принципова	1	
6	A4	PE21.436121.001ПЕЗ	Перелік елементів	2	
7	A3	PE21.468332.001ЕЗ	Схема електрична принципова	1	
8	A4	PE21.468332.001ПЕ	Перелік елементів	1	
9	A3	PE21.728732.001	Креслення друкованої плати	2	
10	A3	PE21.736121.001	Креслення друкованої плати	1	
11	A3	PE21.768332.001	Креслення друкованої плати	1	
12	A3	PE21.428732.001СК	Складальний кресленик	1	
13	A4	PE21.428732.001	Специфікація на друкований вузол	2	
14	A3	PE21.436121.001СК	Складальний кресленик	1	
15	A4	PE21.436121.001	Специфікація на друкований вузол	2	
16	A4	PE21.468332.001СК	Складальний кресленик	1	
17	A4	PE21.468332.001	Специфікація на друкований вузол	1	

				PE21.428732.001		
	ПІБ	Підп.	Дата	Підсилювач потужності УВЧ діапазону	Лист	Листів
Розробн.	Кущинський				1	1
Керівн.	Зінгер				КПІ ім. Ігоря Сікорського Каф.ПРЕ, Гр. PE-21	
Н/контр.						
Зав.каф.	Мовчанюк					

АНОТАЦІЯ

У роботі розглянуто розробку високочастотного підсилювача потужності діапазону 410–460 МГц на основі двотактної (push-pull) топології. Проведено аналіз існуючих промислових рішень та виконано вибір оптимальної структури підсилювача з урахуванням вимог до вихідної потужності, коефіцієнта корисної дії, надійності та простоти реалізації.

Розроблено структурну, функціональну та принципові схеми пристрою, що складається з основної плати підсилювача потужності, плати захисту живлення та плати формування напруги зміщення транзисторів. Для реалізації ВЧ тракту використано сучасні LDMOS-транзистори BLP15H9S100Z, а також широкосмугові трансформатори та узгоджувальні кола на мікросмужкових лініях.

У роботі виконано моделювання ВЧ тракту в середовищі AWR Design Environment із використанням моделей реальних компонентів. Проведено розрахунок та проєктування друкованих плат, вибір елементної бази, аналіз режимів роботи транзисторів та оцінку теплових режимів підсилювача. Для ВЧ плати застосовано високочастотний матеріал Rogers RO4350, що забезпечує низькі втрати та високу стабільність параметрів.

Окрему увагу приділено розробці системи захисту живлення, яка забезпечує захист від перенапруги, заниженої напруги, перевищення струму та неправильної полярності підключення. Також реалізовано вузол формування напруги зміщення з температурною компенсацією для стабілізації режиму роботи транзисторів.

За результатами розрахунків та моделювання встановлено, що розроблений підсилювач забезпечує вихідну потужність до 120–130 Вт у безперервному режимі роботи та може короткочасно працювати на рівні до 150 Вт за умови ефективного тепловідведення.

Ключові слова: високочастотний підсилювач потужності, push-pull, LDMOS, Rogers RO4350, AWR Design Environment, узгоджувальні кола, система захисту, ВЧ тракт, радіозв'язок, підсилювач потужності.

Annotation

This paper presents the development of a UHF RF power amplifier operating in the 410–460 MHz frequency range based on a push-pull topology. An analysis of existing commercial solutions was carried out, and the optimal amplifier architecture was selected considering output power, efficiency, reliability, and implementation complexity.

The structural, functional, and circuit schematics of the device were developed. The amplifier consists of three main modules: the RF power amplifier board, the power protection board, and the bias voltage generation board. The RF stage is based on modern BLP15H9S100Z LDMOS transistors and utilizes broadband transformers and impedance matching networks implemented with microstrip transmission lines.

The RF path was designed and simulated using the AWR Design Environment with models of real components. Printed circuit boards were designed, the component base was selected, transistor operating modes were analyzed, and thermal performance was evaluated. The RF board was manufactured using Rogers RO4350 high-frequency laminate, which provides low dielectric losses and stable electrical characteristics.

Special attention was paid to the development of a power protection system that provides protection against overvoltage, undervoltage, overcurrent, and reverse polarity connection. In addition, a bias circuit with thermal compensation was developed to ensure stable transistor operating conditions over a wide temperature range.

Simulation and design results indicate that the developed amplifier is capable of delivering 120–130 W of continuous-wave output power and up to 150 W of short-term output power when adequate cooling is provided.

Keywords: RF power amplifier, UHF amplifier, push-pull amplifier, LDMOS transistor, Rogers RO4350, AWR Design Environment, impedance matching network, power protection system, RF circuit, wireless communications.

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА
до дипломної роботи

на тему: Підсилювач потужності УВЧ діапазону

ЗМІСТ

ЗМІСТ	1
Перелік скорочень	3
Вступ	4
1 Аналіз існуючих рішень	6
2 Розробка структури пристрою	10
3 Розробка пристрою	15
3.1. Опис схеми і плата Power amp	15
3.2. Опис схеми і плата Power protection	37
3.3. Опис схеми і плата Bias circuit	47
4 Макетування та тестування	52
4.1. Плата Bias circuit	52
4.2. Плата Power protection	53
4.3. Плата Power amp	56
Висновки	67
Список використаної літератури	68
Додаток А. Технічне завдання	70
Додаток Б. Схема електрична принципова плати підсилювача	73
Додаток В. Перелік елементів плати підсилювача потужності	74
Додаток Г. Схема електрична принципова плати захисту	76
Додаток Ґ. Перелік елементів плати захисту	77
Додаток Д. Схема електрична принципова плати формування напруги зміщення	79
Додаток Е. Перелік елементів плати формування напруги живлення	80
Додаток Є. креслення плати підсилювача потужності	81
Додаток Ж. Креслення плати захисту	83

					РЕ21.428732.001 ПЗ					
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата	Підсилювач потужності УВЧ діапазону			Літ.	Лист	Листів
Розроб.	Кущинський									
Перев.	Зінгер								1	79
								РЕ-21 РТФ		
Н. Контр.										
Затв.										

Додаток З. Плата формування напруги зміщення креслення друкованої плати	84
Додаток И. Плата підсилювача потужності складальний кресленник	85
Додаток І. Специфікація плати підсилювача	86
Додаток Ї. Плата захисту складальний кресленник	88
Додаток Й. Специфікація плати захисту	89
Додаток К. Плата формування напруги зміщення складальний кресленник	90
Додаток Л. Специфікація плати формування напруги зміщення	91

					РЕ21.428732.001 ПЗ					
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата	Підсилювач потужності УВЧ діапазону			Літ.	Лист	Листів
Розроб.	Кущинський									
Перев.	Зінгер								1	79
								РЕ-21 РТФ		
Н. Контр.										
Затв.										

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

УВЧ - Ультрависокі частоти

ВЧ - Висока частота (високочастотний)

ККД - Коефіцієнт корисної дії

КСХ - Коефіцієнт стоячої хвилі

КСВН — коефіцієнт стоячої хвилі за напругою

RF - Radio Frequency (радіочастотний)

UHF - Ultra High Frequency (ультрависокі частоти)

PA - Power Amplifier (підсилювач потужності)

LDMOS - Laterally Diffused Metal-Oxide Semiconductor

MOSFET - Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor

CW - Continuous Wave (безперервна несуча)

FM - Frequency Modulation (частотна модуляція)

SSB - Single Side Band (односмугова модуляція)

SMA - SubMiniature version A (коаксіальний ВЧ роз'єм)

PCB - Printed Circuit Board (друкована плата)

V_{GS} - Напруга між затвором та витоком транзистора

DC - Direct Current (постійний струм)

ВСТУП

Сучасні системи радіозв'язку, телеметрії, дистанційного керування та спеціального радіоелектронного обладнання потребують використання передавальних пристроїв, здатних забезпечувати надійну передачу інформації на значні відстані. Одним із ключових вузлів будь-якого передавача є підсилювач потужності, від характеристик якого значною мірою залежать дальність зв'язку, енергетична ефективність системи, якість передаваного сигналу та загальна надійність роботи обладнання.

Особливий інтерес становлять підсилювачі потужності ультрависокочастотного (УВЧ) діапазону, що працюють у смузі частот 400–470 МГц. Даний діапазон широко використовується у професійних системах радіозв'язку, ретрансляторах, телеметричних комплексах, системах дистанційного керування та інших радіотехнічних пристроях. Зростання вимог до дальності зв'язку та енергетичних характеристик таких систем обумовлює необхідність створення високоефективних підсилювачів потужності з достатнім рівнем вихідної потужності, високим коефіцієнтом корисної дії та стабільними параметрами роботи.

Незважаючи на наявність значної кількості готових промислових рішень, багато з них мають високу вартість, обмежену доступність або не забезпечують необхідних характеристик для конкретних умов експлуатації. Крім того, значна частина комерційних виробів не має відкритої технічної документації, що ускладнює їх адаптацію та модернізацію. У зв'язку з цим актуальною задачею є розробка власного високочастотного підсилювача потужності, який забезпечуватиме необхідні електричні характеристики та відповідатиме поставленим вимогам.

Метою дипломного проєкту є розробка підсилювача потужності УВЧ діапазону 410–460 МГц з вихідною потужністю понад 100 Вт, коефіцієнтом підсилення близько 20 дБ та живленням від джерела постійної напруги 24–28 В.

					<i>РЕ21.428732.001 ПЗ</i>	Лист
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		4

Для досягнення поставленої мети необхідно вирішити такі завдання:

- провести аналіз існуючих технічних рішень та обрати оптимальну структуру підсилювача;
- розробити функціональну та принципові схеми пристрою;
- виконати розрахунок і моделювання високочастотного тракту;
- розробити друковані плати підсилювача, системи захисту та схеми формування напруги зміщення;
- провести макетування, налагодження та експериментальну перевірку працездатності пристрою;
- оцінити отримані характеристики та відповідність розробленого підсилювача поставленим вимогам.

Об'єктом дослідження є високочастотні підсилювачі потужності УВЧ діапазону.

Предметом дослідження є методи побудови та практична реалізація двотактного підсилювача потужності на сучасних LDMOS-транзисторах із системою захисту та вузлом формування напруги зміщення.

У результаті виконання дипломного проєкту розроблено високочастотний підсилювач потужності УВЧ діапазону на основі push-pull топології, виконано його моделювання, проєктування друкованих плат, виготовлення дослідного зразка та експериментальну перевірку основних характеристик.

1 АНАЛІЗ ІСНУЮЧИХ РІШЕНЬ

Для порівняння та аналізу існуючих технічних рішень було розглянуто декілька промислових високочастотних підсилювачів потужності, що працюють у діапазоні 410–460 МГц. Аналіз аналогів дозволяє оцінити сучасний рівень розвитку таких пристроїв, визначити основні технічні характеристики, конструктивні особливості та недоліки готових рішень.

Одним із найбільш відомих комерційних підсилювачів є RM Italy MUA 100 (рисунок 1). Даний пристрій являє собою широкосмуговий UHF підсилювач потужності з вихідною потужністю до 100 Вт у діапазоні 405–480 МГц. Підсилювач розрахований на роботу від джерела живлення 12–16 В та забезпечує підсилення при вхідній потужності 1–5 Вт. Пристрій оснащений системою автоматичного перемикавання передача/прийом, захистом від високого КСХ та вентилятором охолодження. Основними перевагами даного рішення є компактність та широкий робочий діапазон частот. Водночас до недоліків можна віднести високу вартість, обмежену доступність на ринку та відсутність відкритої технічної документації щодо внутрішньої схемотехніки пристрою. [15]



Рисунок 1 - MUA 100

Іншим прикладом є Crescend P10-2UL1-C5-001 (рисунок 2)— професійний підсилювач потужності для систем радіозв'язку, що працює у діапазоні 403–450 МГц. Пристрій забезпечує вихідну потужність 100 Вт при вхідній потужності 2–5 Вт та живленні 13.8 В. Особливістю даного підсилювача є можливість безперервної роботи зі 100% duty cycle, наявність систем контролю КСХ, температурного захисту та примусового охолодження. Такі рішення широко використовуються у ретрансляторах та професійних системах зв'язку. Проте даний підсилювач має значні габарити, високу ціну та орієнтований переважно на промислове використання. [16]

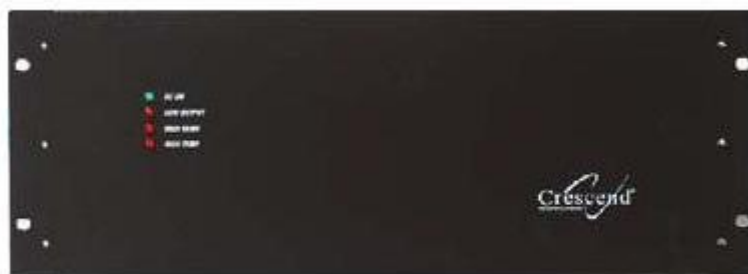


Рисунок 2 - P10-2UL1-C5-001

Також було розглянуто підсилювач Mirage (MFJ) D-1010-N (рисунок 3), який працює у діапазоні 430–450 МГц та забезпечує вихідну потужність близько 100 Вт при вхідній потужності до 10 Вт. Підсилювач підтримує режими FM, SSB та CW, має систему затримки для SSB та захист від перегріву. Незважаючи на достатньо хороші електричні параметри, у відгуках користувачів відзначаються невисока якість механічного виконання та спрощена конструкція окремих вузлів. Крім того, модель є застарілою та наразі фактично знята з виробництва. [17]



Рисунок 3 - D-1010-N

Серед сучасних китайських рішень можна виділити підсилювачі серій Toptek та Amstek, зокрема Toptek PA-100U (рисунок 4) та Amstek KMW2040-M20. Дані пристрої позиціонуються як відносно недорогі широкосмугові UHF підсилювачі потужності для діапазону близько 410–460 МГц. Основною перевагою таких рішень є нижча вартість у порівнянні з продукцією європейських та американських виробників. Проте значним недоліком є недостатня кількість технічної документації, сумнівна відповідність заявленим параметрам, нестабільна якість виготовлення та обмежена інформація щодо реалізованих систем захисту і режимів роботи транзисторів. У багатьох випадках відсутні детальні дані щодо спектральної чистоти сигналу, реального ККД та довговічності пристроїв при роботі на максимальній потужності. [18, 19]



Рисунок 4 - PA-100U-5

Проведений аналіз показує, що існуючі промислові підсилювачі потужності мають достатньо хороші технічні характеристики, однак більшість готових рішень або є дорогими та малодоступними, або не забезпечують необхідного рівня надійності та якості у випадку китайських підсилювачів. Саме тому розробка власного високочастотного підсилювача потужності є актуальною задачею, що дозволяє отримати пристрій із необхідними характеристиками, адаптований під конкретні умови експлуатації та вимоги користувача.

2 РОЗРОБКА СТРУКТУРИ ПРИСТРОЮ

При проектуванні високочастотних підсилювачів потужності використовується декілька основних топологій, вибір яких залежить від необхідної вихідної потужності, коефіцієнта корисної дії, робочого діапазону частот, рівня лінійності та складності реалізації. Найпростішими є однотактні підсилювачі, у яких використовується один активний елемент. Такі схеми мають просту конструкцію та невелику кількість компонентів, проте характеризуються обмеженою вихідною потужністю, підвищеним рівнем гармонічних спотворень та меншою ефективністю при роботі на великих потужностях. [1, 2]

Для отримання більшої вихідної потужності широко застосовуються балансні та багатотранзисторні схеми. Одним із варіантів є підсилювачі на гібридних суматорах або квадратурних гібридах. У таких схемах сигнал розподіляється між декількома підсилювальними каналами за допомогою 90° або 180° гібридних подільників, після чого підсилені сигнали сумуються на виході (рисунок 2.1). Основною перевагою таких рішень є хороше узгодження та висока стабільність роботи навіть при певній несиметрії каналів. Крім цього, квадратурні балансні схеми мають підвищену стійкість до відбитої потужності та можуть забезпечувати широкосмугову роботу. Проте недоліком є складність конструкції, великі габарити гібридних елементів у діапазоні UHF, а також додаткові втрати у подільниках і суматорах. [3, 4, 5]

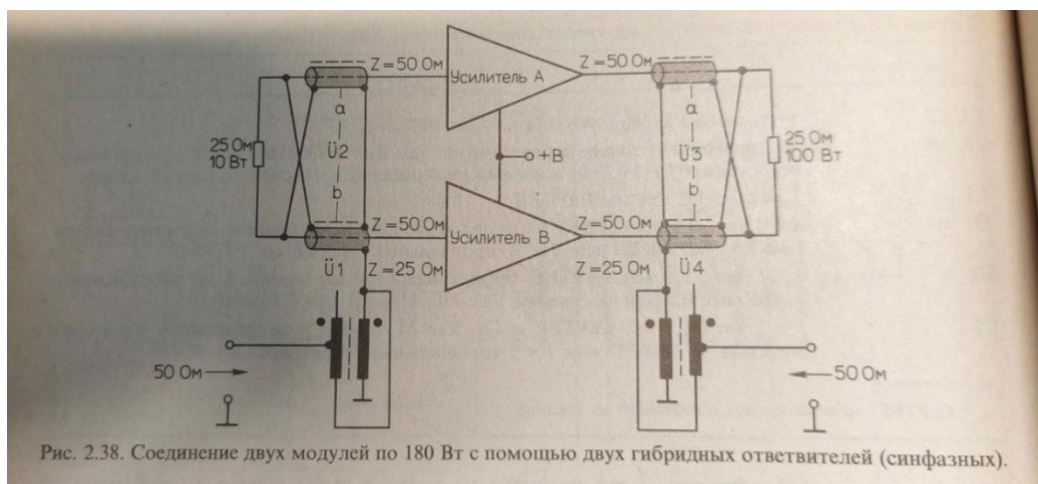


Рисунок 2.1 - Схема сумування на гібридах

Ще однією сучасною топологією є схема Doherty (рисунок 2.2). Підсилювачі Doherty широко використовуються у базових станціях мобільного зв'язку та сучасних телекомунікаційних системах завдяки високому коефіцієнту корисної дії при роботі зі змінним рівнем сигналу. Принцип роботи такої схеми полягає у використанні двох підсилювачів — основного та пікового. При малих рівнях сигналу працює лише основний підсилювач, а при збільшенні потужності підключається другий каскад, що дозволяє підтримувати високий ККД у широкому діапазоні потужностей. Незважаючи на високу ефективність, схема Doherty має складну структуру, вимагає дуже точного фазового та імпедансного узгодження, а також є значно складнішою у розрахунку та налаштуванні. Для індивідуального проектування ВЧ підсилювача потужності така топологія є надмірно складною. [6,7]

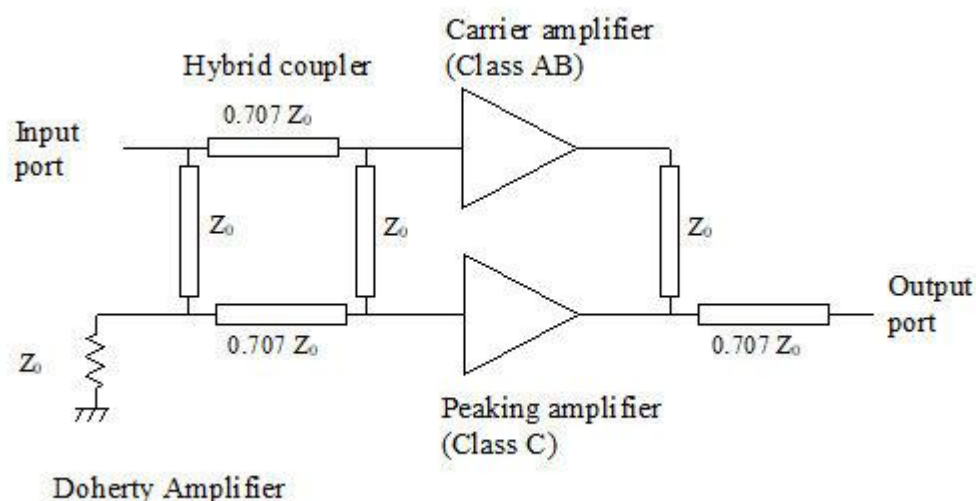


Рисунок 2.2 - Схема підсилювача Догерті

Також існують distributed amplifier, balanced amplifier, каскадні схеми з багатоканальним сумуванням потужностей та інші архітектури, які використовуються у спеціалізованих широкосмугових або надпотужних системах. Проте реалізація таких схем пов'язана зі значною складністю конструкції, високими вимогами до друкованої плати та точності моделювання ВЧ тракту. [8,9,10]

Для даного підсилювача було обрано балансну push-pull топологію (рисунок 2.3). Дана схема є однією з найбільш поширених у високочастотних підсилювачах потужності середньої та великої потужності завдяки відносній простоті реалізації, хорошим енергетичним характеристикам та високій надійності.

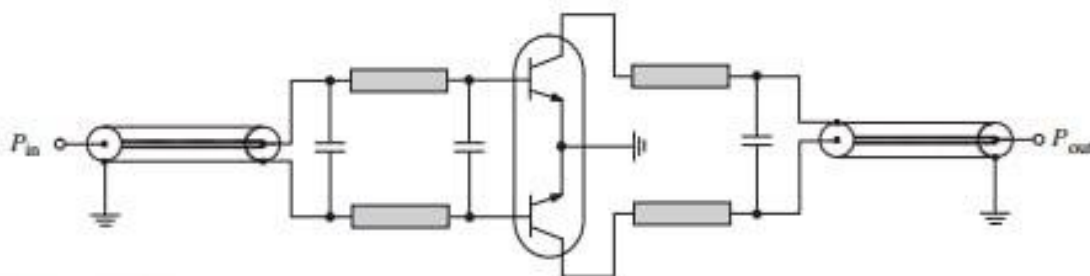


Рисунок 2.3 - Push-pull схема

Принцип роботи push-pull підсилювача полягає у використанні двох симетричних підсилювальних плечей, що працюють у протифазі. Вхідний сигнал за допомогою балансного трансформатора або подільника розділяється на два сигнали однакової амплітуди зі зсувом фази 180° . Далі кожен транзистор підсилює свою складову сигналу, після чого сигнали сумуються на виході за допомогою вихідного трансформатора або суматора потужності.

Однією з головних переваг push-pull топології є можливість отримання значно більшої вихідної потужності у порівнянні з однотактною схемою при використанні однакових транзисторів. Навантаження розподіляється між двома плечами, що зменшує теплове навантаження на кожен окремий транзистор та покращує надійність роботи підсилювача.

Крім цього, балансна push-pull схема забезпечує часткову компенсацію парних гармонік, що дозволяє зменшити рівень нелінійних спотворень та покращити спектральну чистоту вихідного сигналу. Це особливо важливо для високочастотних підсилювачів, які працюють у системах зв'язку та передачі даних.

Ще однією важливою перевагою є спрощення узгодження низького вихідного опору потужних ВЧ транзисторів зі стандартним трактом 50 Ом. Завдяки використанню балансних трансформаторів та симетричної структури значно полегшується побудова широкосмугових узгоджувальних кіл у діапазоні 410–460 МГц.

Також push-pull топологія має хорошу стійкість до паразитних самозбуджень та небажаних синфазних коливань. Симетричність конструкції забезпечує більш передбачувану роботу ВЧ тракту та спрощує процес моделювання і налаштування підсилювача.

Таким чином, балансна push-pull схема є оптимальним компромісом між складністю реалізації, вихідною потужністю, ККД, лінійністю та надійністю роботи, що робить її доцільним вибором для розроблюваного високочастотного підсилювача потужності діапазону 410–460 МГц.

На основі зображеної на рисунку 2.3 класичної схеми створено функційну схему пристрою. Для підсилювача необхідно забезпечити захист від неправильної полярності живлення, від підвищеної та пониженої напруги, а також захист по струму. Також необхідна схема формування напруги зміщення на транзистори і фільтр по живленню.

Отримана функціональна схема пристрою наведена на рисунку 2.4.

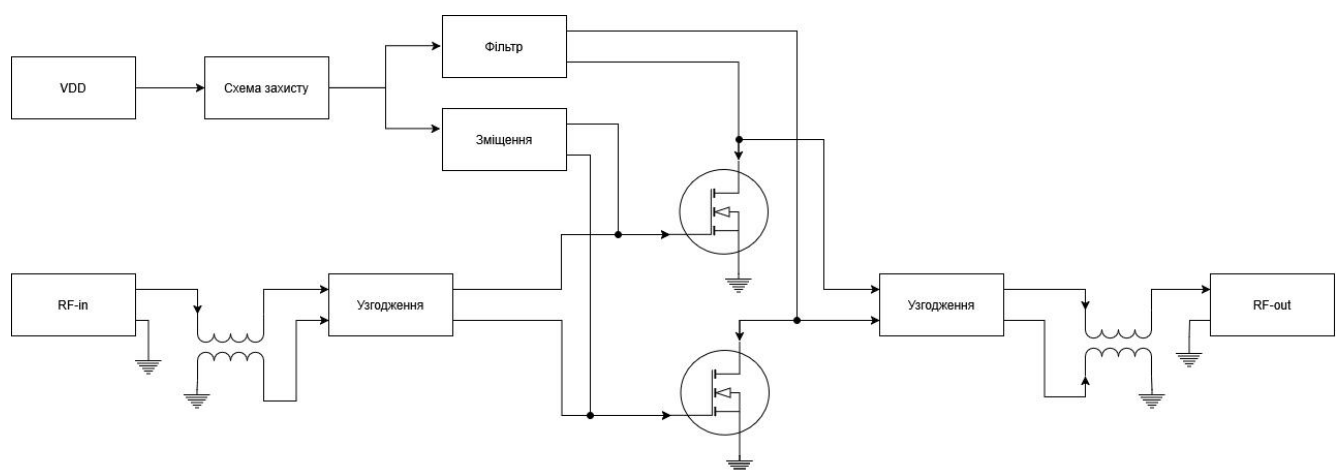


Рисунок 2.4 - Функційна схема пристрою

Конструктивно пристрій складається з трьох окремих плат : плати захисту, плати формування напруги зміщення і основної плати з RF трактом. При цьому плата захисту і плата формування напруги зміщення є daughterboard платами і підключаються до плати з RF трактом Board-to-Board через роз'єми як показано на рисунку 2.5

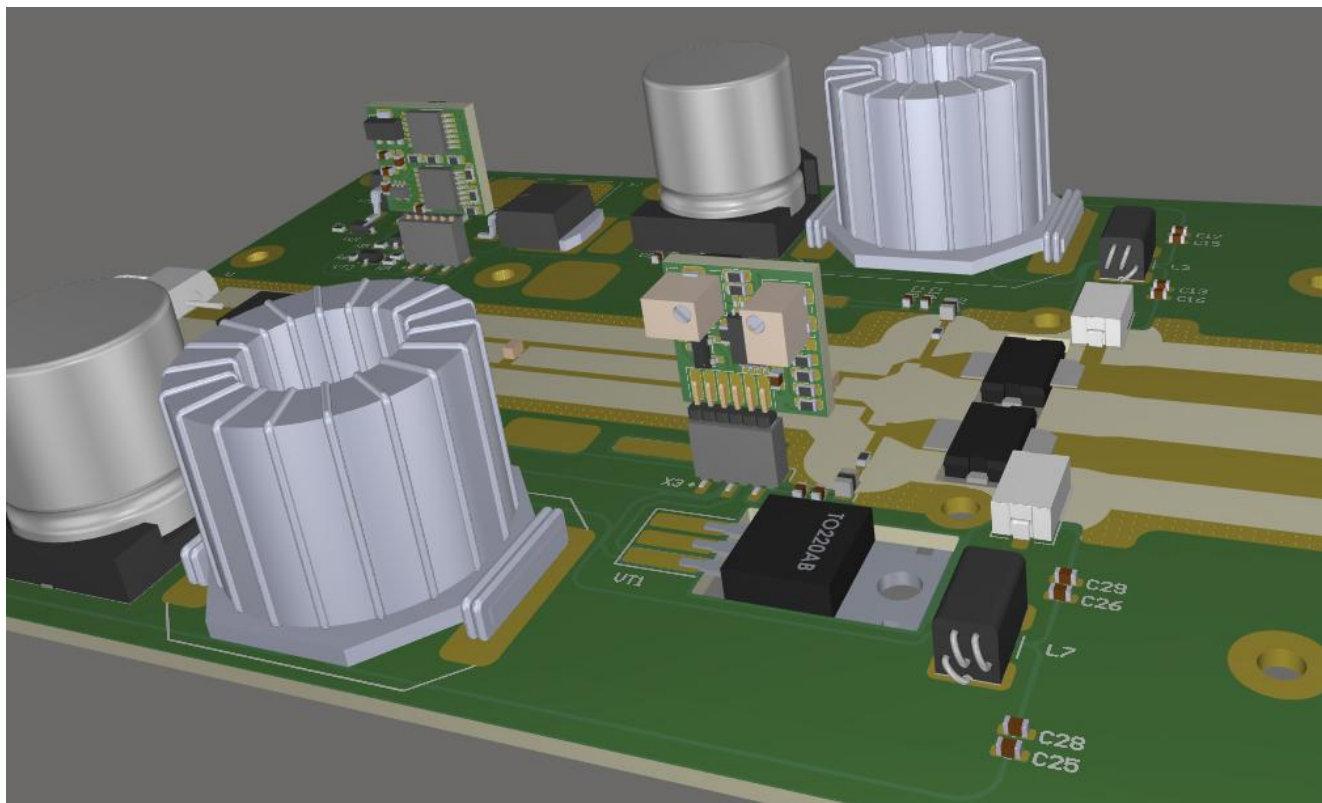


Рисунок 2.5 - Конструктивне виконання і встановлення плат

Загальний вигляд підсилювача зображено на рисунку 2.6

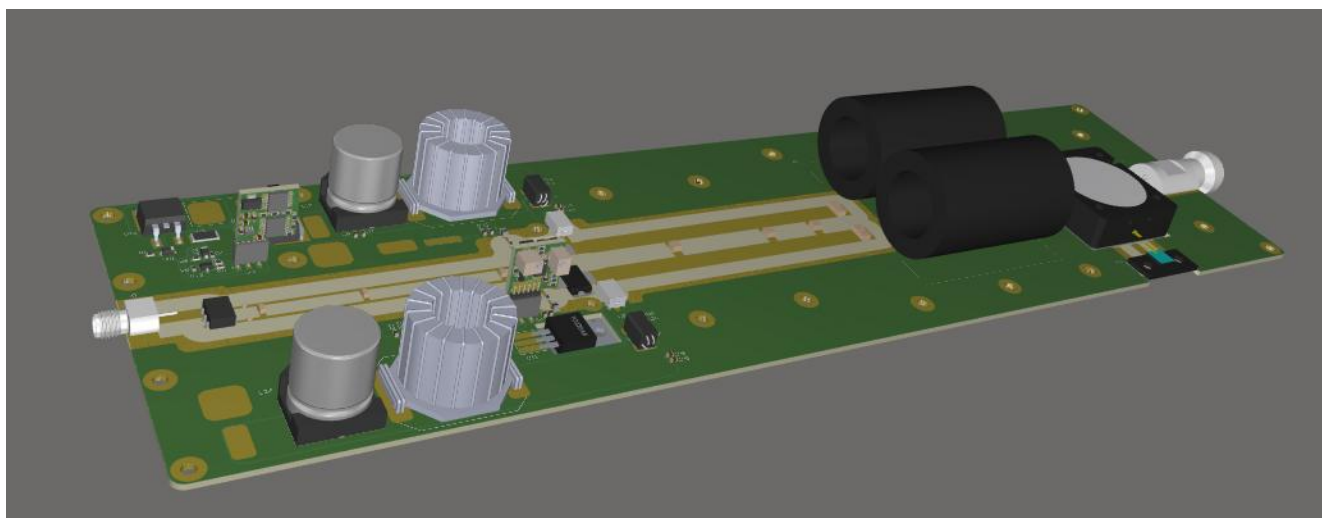
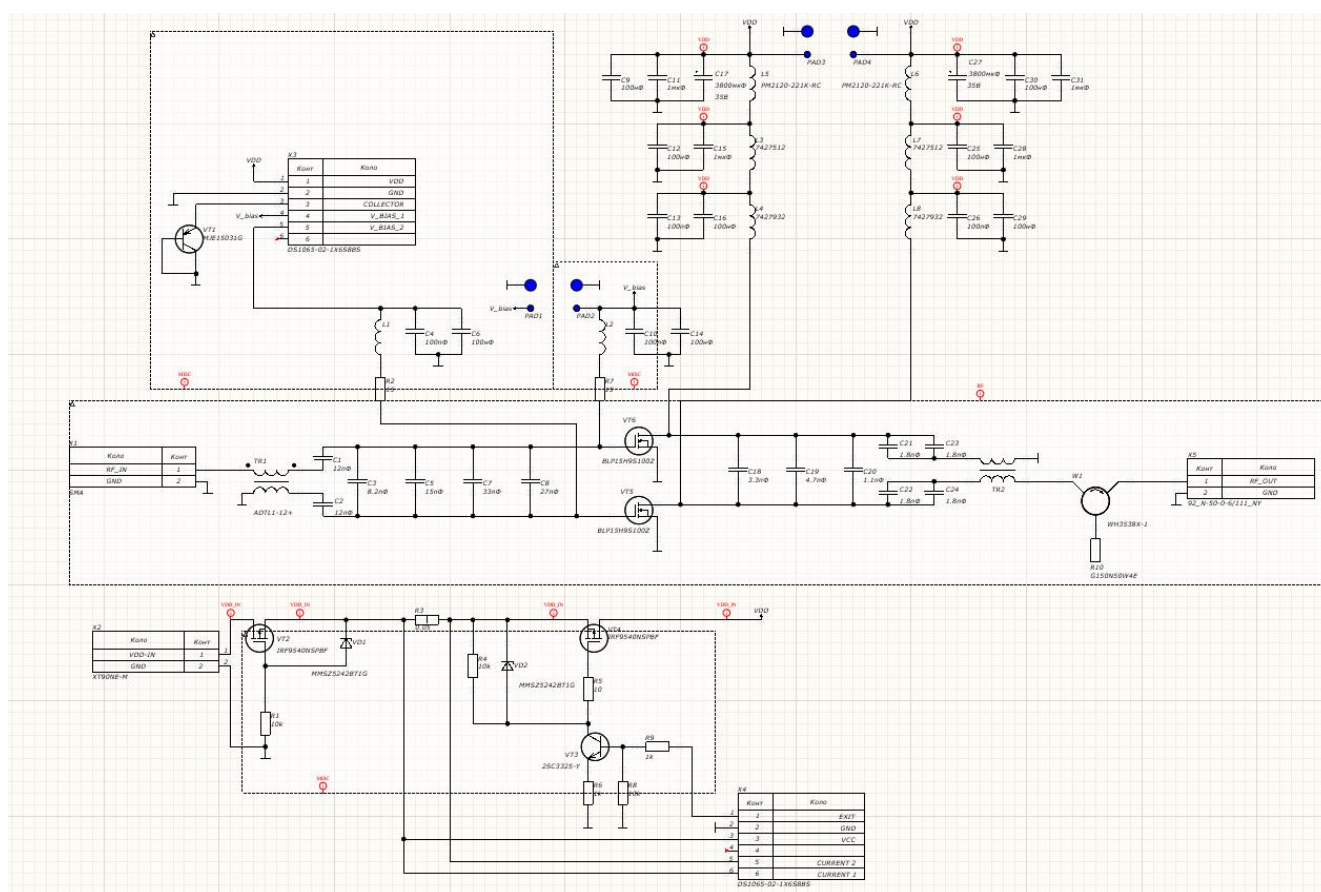


Рисунок 2.6 - Загальний вигляд підсилювача

3 РОЗРОБКА ПРИСТРОЮ

3.1. Опис схеми і плата Power amp

На основній платі підсилювача ключовим вузлом є підсилюючий ВЧ тракт, який забезпечує підсилення сигналу в заданому діапазоні частот. Окрім цього, на платі реалізовано захист від неправильної полярності підключення живлення, фільтри по живленню для зменшення впливу завад, а також окремі елементи схем захисту та формування напруг зміщення. Схема плати Power amp зображена на рисунку 3.1.1



живлення на підсилювач. У разі неправильної полярності на затвор надходить додатний потенціал, транзистор закривається, і живлення на підсилювач не подається, що забезпечує його захист. Для обмеження напруги на затворі застосовано параметричний стабілізатор, реалізований на стабілітроні VD1 та резисторі R1. Це обумовлено тим, що робоча напруга живлення підсилювача становить 24–28 В, тоді як максимально допустима напруга між затвором і витоком MOSFET не повинна перевищувати 20 В. Використання такого стабілізатора дозволяє надійно обмежити напругу керування та запобігти пошкодженню транзистора.

Резистор R3 використовується як датчик струму для реалізації захисту підсилювача. Падіння напруги на цьому резисторі, пропорційне струму споживання, подається на вхід плати захисту, де використовується для контролю перевищення допустимого рівня струму.

Керування транзистором VT4 здійснюється платою захисту. Транзистор VT4 разом з елементами обв'язки утворює схему верхнього ключа живлення яка називається High-Side Switch. Через резистор R4 затвор транзистора VT4 підтягується до плюсової шини живлення, тому напруга між затвором і витоком практично дорівнює нулю. Оскільки VT4 є Р-канальним MOSFET, у такому стані він закритий. Коли на базу транзистора VT3 надходить керуючий сигнал логічної одиниці, VT3 відкривається і через резистор R6 стягує затвор VT4 до нижчого потенціалу. У результаті між затвором і витоком VT4 з'являється від'ємна напруга V_{gs} , і Р-канальний MOSFET відкривається, подаючи живлення на навантаження. Стабілітрон VD2 обмежує напругу затвор-виток V_{gs} , захищаючи затвор VT4 від пробоя, оскільки для більшості MOSFET максимально допустиме значення V_{gs} становить близько ± 20 В.

У нормальному режимі роботи, коли напруга живлення та струм знаходяться в допустимих межах, плата захисту формує сигнал, що відкриває транзистор VT3, забезпечуючи подачу живлення на підсилювач. У разі виходу будь-якого з параметрів за встановлені межі (перенапруга, занижена напруга або перевищення

					РЕ21.428732.001 ПЗ	Лист
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		16

струму), плата захисту формує сигнал на закриття транзистора VT3 і відповідно до закриття VT4. Це призводить до відключення живлення підсилювача .

Фільтри, реалізовані на елементах L3, L4, L5, C9, C11, C12, C13, C15, C16, C17, а також L6, L7, L8, C25, C26, C27, C28, C29, C30, C31, виконують у схемі підсилювача ключову роль, забезпечуючи комплексну розв'язку по живленню. Дані фільтрувальні ланцюги одночасно реалізують дві важливі функції, критичні для стабільної роботи ВЧ пристрою. По-перше, вони здійснюють ефективне фільтрування напруги живлення, пригнічуючи як низькочастотні пульсації джерела живлення, так і високочастотні завади, що можуть надходити з інших вузлів пристрою або зовнішнього середовища. Це забезпечує формування стабільного та “чистого” живлення, необхідного для коректної роботи підсилювальних каскадів, особливо в умовах високих потужностей і частот. По-друге, не менш важливою є функція запобігання проникненню високочастотного сигналу в кола живлення. За рахунок використання індуктивностей (L3–L5, L6–L8), які мають високий імпеданс на робочій частоті, обмежується поширення ВЧ складових у напрямку джерела живлення. Водночас конденсатори (C9–C17, C25–C31), розташовані безпосередньо біля активних елементів, створюють низькоімпедансний шлях для ВЧ сигналу на землю. У результаті високочастотна енергія шунтується в локальну землю і не розповсюджується по шинах живлення. Таким чином, зазначені фільтри формують спрямовану частотну селекцію імпедансу: низький імпеданс для ВЧ сигналів у напрямку землі та високий — у напрямку джерела живлення. Це дозволяє ефективно локалізувати ВЧ енергію в межах окремих каскадів підсилювача, запобігти виникненню паразитних зворотних зв'язків через лінії живлення, знизити рівень взаємного впливу між каскадами, а також мінімізувати ризик самозбудження. У підсумку забезпечується підвищення стабільності, повторюваності параметрів та загальної ефективності роботи підсилювача потужності.

Фільтри у колах формування зміщення MOSFET-транзисторів, реалізовані на елементах L1, C4, C6 та L2, C10, C14, призначені передусім для забезпечення

					<i>PE21.428732.001 ПЗ</i>	Лист
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		17

високочастотної розв'язки цих ланцюгів від основного ВЧ тракту підсилювача. Оскільки напруга зміщення формується лінійним стабілізатором, вона вже є достатньо стабільною і не потребує додаткового згладжування, тому основна функція зазначених фільтрів полягає не у фільтрації самої напруги, а у запобіганні проникненню високочастотного сигналу в кола зміщення. Індуктивності L1 та L2 створюють високий імпеданс для сигналів робочої частоти, обмежуючи їх поширення у напрямку джерела зміщення. Водночас конденсатори C4, C6 та C10, C14 формують низькоімпедансний шлях для ВЧ складових на землю, забезпечуючи їх ефективне шунтування безпосередньо поблизу транзисторів. У результаті високочастотна енергія локалізується в межах підсилювального тракту і не потрапляє в схему формування зміщення та далі у шини живлення. Таким чином, ці фільтри виконують функцію ВЧ-ізоляції: вони запобігають «прогулянці» ВЧ сигналу по колах зміщення, зменшують паразитні зворотні зв'язки через допоміжні ланцюги та сприяють підвищенню стабільності і надійності роботи підсилювача потужності.

У схемі застосовано паралельне підключення конденсаторів різних номіналів у колах живлення та розв'язки. Такий підхід дозволяє забезпечити ефективне шунтування завад у широкому діапазоні частот, оскільки конденсатори різної ємності мають різні частотні властивості. Конденсатори більшої ємності ефективно працюють у низькочастотному діапазоні, згладжуючи пульсації та повільні зміни напруги, тоді як конденсатори меншої ємності мають кращі високочастотні характеристики і забезпечують низький імпеданс для ВЧ складових. У результаті їх паралельного поєднання формується низький імпеданс у широкій смузі частот. Такий спосіб включення дозволяє не лише покращити чистоту живлення, але й ефективно шунтувати високочастотні паразитні сигнали на землю, запобігаючи їх поширенню по шині живлення та підвищуючи стабільність роботи ВЧ пристрою.

Транзистор VT1, увімкнений за діодною схемою, використовується у вузлі формування напруги зміщення для забезпечення термокомпенсації

					<i>PE21.428732.001 ПЗ</i>	Лист
						18
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		

температурного дрейфу параметрів силових транзисторів. Він увімкнений зустрічно-послідовно з джерелом опорної напруги на платі формування зміщення, завдяки чому його температурно-залежна напруга безпосередньо впливає на величину вихідної напруги зміщення. Оскільки напруга відкривання транзисторів залежить від температури і зменшується при її підвищенні, без компенсації це призводило б до зростання струму спокою та можливого теплового розгону. Використання VT1 дозволяє автоматично коригувати напругу зміщення: зі зростанням температури напруга на ньому змінюється таким чином, що результуюча напруга зміщення зменшується, стабілізуючи режим роботи силових транзисторів. Для забезпечення максимально ефективної термокомпенсації VT1 встановлюється на спільному радіаторі разом із силовими транзисторами та розміщується максимально близько до них. Це забезпечує однакові температурні умови, завдяки чому зміни його параметрів точно відслідковують нагрів основних транзисторів. У результаті досягається стабілізація струму спокою, підвищується надійність роботи підсилювача та зменшується ризик теплового розгону.

Схема самого підсилюючого ВЧ тракту зображена на рисунку 3.1.2

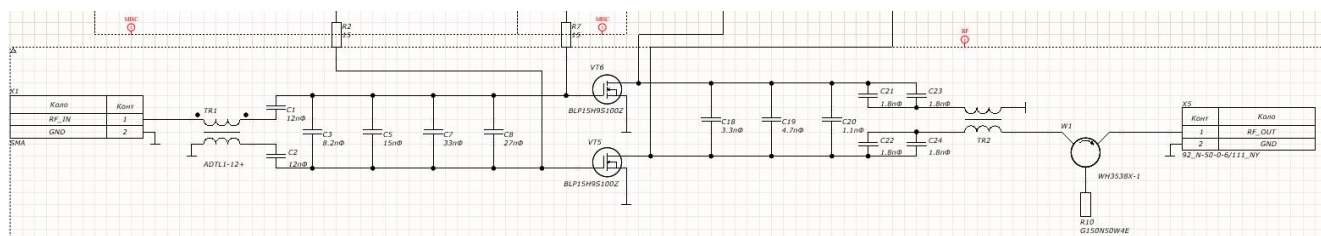


Рисунок 3.1.2 - Схема ВЧ тракту

Високочастотний тракт підсилювача потужності реалізований за схемою сумування потужностей. Така структура обрана тому, що вона дозволяє розділити підсилюваний сигнал між двома активними елементами, а потім знову скласти потужність на виході. Завдяки цьому кожен транзистор працює лише зі своєю половиною симетричного ВЧ-сигналу, а сумарна вихідна потужність формується вже після вихідного сумуючого вузла. Для підсилювача потужності це особливо зручно, оскільки дозволяє отримати більшу вихідну потужність при меншому навантаженні на кожен окремий транзистор.

Вхідний ВЧ-сигнал надходить на вхід підсилювача через вхідний роз'єм і на вхідний балун ADTL1-12+ від Mini-Circuits, який виконує функцію фазоінвертора. Оскільки джерело сигналу зазвичай має несиметричний 50-омний тракт, а двотактний підсилювач потребує симетричного протифазного збудження, вхідний трансформатор перетворює несиметричний сигнал у два сигнали однакової амплітуди, але протилежної фази. Один сигнал подається на затвор першого транзистора, інший — на затвор другого транзистора. Між цими сигналами має бути фазовий зсув 180° . Саме це протифазне керування є основою роботи push-pull топології.

Кожне плече підсилювача побудоване на окремому ВЧ-транзисторі BLP15H9S100Z. Обидва транзистори повинні працювати в однаковому режимі, тому для них особливо важливі однакові умови збудження, однакове узгодження, однакова довжина ВЧ-провідників і симетрична топологія друкованої плати. Якщо одне плече матиме помітно відмінні параметри від іншого, порушиться баланс схеми: один транзистор може віддавати більшу потужність, сильніше нагріватися або раніше входити в нелінійний режим. Тому при проєктуванні ВЧ-тракту особлива увага приділяється симетрії розташування елементів, однаковій довжині мікрополоскових ділянок і однаковим умовам живлення.

Також важливим аспектом забезпечення коректної роботи двотактного (push-pull) каскаду є організація правильного режиму зміщення транзисторів. Для цього необхідно передбачити окреме формування напруги зміщення для кожного затвору транзистора, оскільки навіть незначний розкид параметрів активних елементів може призводити до асиметрії роботи плечей каскаду. Індивідуальне налаштування дозволяє точно встановити робочу точку кожного транзистора, забезпечити однаковий струм спокою та мінімізувати спотворення сигналу.

Додатково критичною є реалізація температурної компенсації, оскільки параметри транзисторів, зокрема напруга відкриття та струм спокою, суттєво залежать від температури. Без відповідної компенсації можливе теплове «розбігання» режиму, що призводить до зростання струму, перегріву та

потенційного виходу елементів з ладу. Використання термокомпенсуючих елементів, розміщених у тепловому контакті з силовими транзисторами, дозволяє автоматично коригувати напругу зміщення залежно від температури, забезпечуючи стабільність роботи каскаду в усьому діапазоні експлуатаційних умов.

Робота двотактного каскаду полягає в тому, що транзистори підсилюють два протифазні сигнали. Коли в одному плечі миттєве значення ВЧ-напруги зростає, в іншому плечі воно змінюється у протилежний бік. У результаті на вихідному трансформаторі ці сигнали складаються вже у правильній фазі та формують загальний підсилений сигнал на навантаженні. Завдяки такому принципу роботи відбувається не просто паралельне з'єднання транзисторів, а саме фазове складання потужності. Це дозволяє ефективно використовувати обидва активні елементи та отримати більшу потужність на виході.

Однією з переваг push-pull топології є часткове пригнічення парних гармонік. Оскільки плечі працюють у протифазі, складові сигналу, що мають однакову фазу в обох плечах, можуть взаємно компенсуватися у вихідному трансформаторі. В ідеальному випадку це зменшує рівень другої гармоніки та покращує спектральну чистоту вихідного сигналу. На практиці ступінь пригнічення гармонік залежить від симетрії схеми, однаковості транзисторів, точності узгоджувальних ланцюгів і якості вхідного та вихідного трансформаторів.

Вхідні ланцюги транзисторів мають не чисто активний опір, а комплексний імпеданс, який залежить від частоти, режиму роботи, напруги зміщення та рівня збудження. Тому вхідне узгодження не може бути виконане лише одним резистивним елементом. Для цього використовуються реактивні елементи: конденсатори та мікрополоскові лінії, що працюють як розподілені індуктивності. Підбір цих елементів виконується таким чином, щоб у робочому діапазоні частот забезпечити мінімальне відбиття сигналу та необхідний рівень передачі потужності на затвори транзисторів.

					<i>PE21.428732.001 ПЗ</i>	Лист
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		21

У якості конденсаторів для узгодження було обрано високоякісні ВЧ конденсатори з низькими втратами від Kyocera AVX серій 600L та 600F. Дані конденсатори характеризуються високим добротністю (High Q), наднизьким еквівалентним послідовним опором (Ultra Low ESR) та мінімальними діелектричними втратами, що є критично важливим для роботи у високочастотних підсилювачах потужності.

Вихідна частина підсилювача також містить узгоджувальний ланцюг. Його завдання полягає у перетворенні низького та комплексного вихідного опору транзисторів до стандартного навантаження 50 Ом. Для потужних ВЧ-транзисторів оптимальний вихідний імпеданс зазвичай значно менший за 50 Ом, тому без узгоджувального ланцюга транзистори не зможуть ефективно передати потужність у навантаження. Вихідне узгодження розраховується не лише за умовою мінімального КСХН, але й з урахуванням отримання максимальної вихідної потужності, допустимого ККД та безпечного режиму роботи транзисторів.

У даній схемі узгоджувальні ланцюги виконані з використанням мікрополоскових ліній і конденсаторів. Мікрополоскові лінії використовуються не лише як з'єднувальні провідники, але й як повноцінні елементи ВЧ-ланцюга. На частотах порядку сотень мегагерц довжина і ширина доріжок вже суттєво впливають на фазу сигналу, індуктивність, ємність відносно землі та загальний імпеданс ланцюга. Тому такі ділянки не можна розглядати як звичайні провідники постійного струму — їх геометрія входить у розрахунок ВЧ-тракту.

Конденсатори в узгоджувальних ланцюгах виконують роль реактивних елементів, які разом із мікрополосковими ділянками формують необхідне перетворення імпедансу. При їх виборі враховуються не лише номінальна ємність, але й добротність, власна резонансна частота, допустима напруга, ВЧ-струм і паразитна індуктивність корпусу. У потужному ВЧ-підсилювачі звичайні конденсатори можуть вносити втрати, нагріватися або працювати вже не як ідеальна ємність.

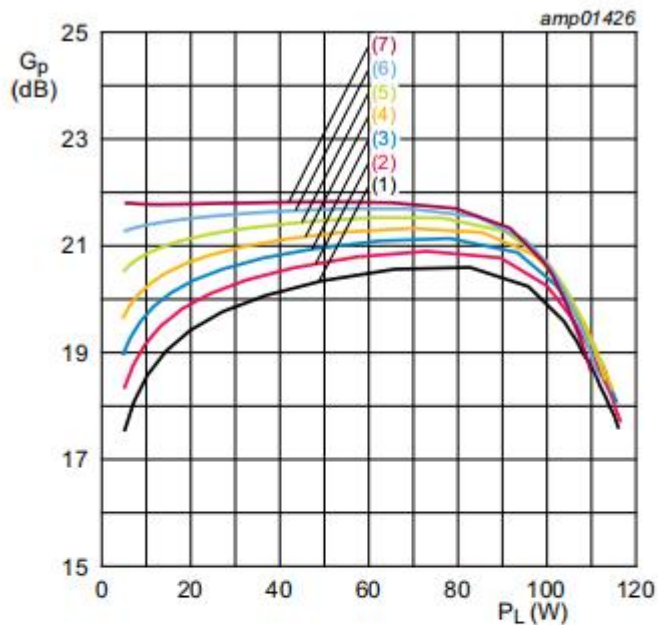
У вихідному узгоджувальному колі було використано конденсатори серії 800В від Kyocera AVX, що обумовлено підвищеними вимогами до їх потужності та надійності. Дана серія розрахована на роботу з більшими рівнями ВЧ напруг і струмів, має вищу допустиму реактивну потужність і краще витримує навантаження, характерні для вихідного каскаду підсилювача потужності.

Вихідний трансформатор виконує одразу кілька функцій: сумування потужностей двох плеч, перетворення симетричного сигналу в несиметричний і узгодження з навантаженням 50 Ом. Від якості його виконання залежать вихідна потужність, ККД, смуга частот і рівень відбитої потужності.

Вихідний трансформатор виконано на двох феритових осердях Fair-Rite 2661103002, що виготовлені з матеріалу 61, який забезпечує ефективну роботу в діапазоні ультрависоких частот. Намотування здійснено коаксіальним кабелем RG-142 довжиною 20 см, що дозволяє отримати необхідні параметри узгодження та мінімізувати втрати на робочій частоті.

Керування цією топологією здійснюється через вхідний ВЧ-сигнал, напругу зміщення транзисторів і напругу живлення. Напруга зміщення визначає робочу точку транзисторів і їх струм спокою. Роздільне налаштування зміщення для кожного транзистора дозволяє компенсувати розкид параметрів і забезпечити симетрію роботи каскаду.

З аналізу графіка, наведеного на рисунку 3.1.3, було обрано оптимальний режим роботи транзистора: струм спокою встановлено на рівні 100 мА, а напругу зміщення — 2 В, що забезпечує компроміс між коефіцієнтом підсилення та лінійністю підсилювача.



$V_{DS} = 50 \text{ V}; f = 1400 \text{ MHz}; t_p = 100 \text{ } \mu\text{s}; \delta = 20 \text{ } \%$.

- (1) $I_{Dq} = 10 \text{ mA}$
- (2) $I_{Dq} = 30 \text{ mA}$
- (3) $I_{Dq} = 60 \text{ mA}$
- (4) $I_{Dq} = 100 \text{ mA}$
- (5) $I_{Dq} = 200 \text{ mA}$
- (6) $I_{Dq} = 300 \text{ mA}$
- (7) $I_{Dq} = 400 \text{ mA}$

Рисунок 3.1.3 - Коефіцієнт підсилення потужності як функція вихідної потужності

Розрахунок ВЧ тракту підсилювача проводився в середовищі AWR Design Environment. Отримана топологія плати представлена на рисунку 3.1.3, а принципова схема — на рисунку 3.1.4.

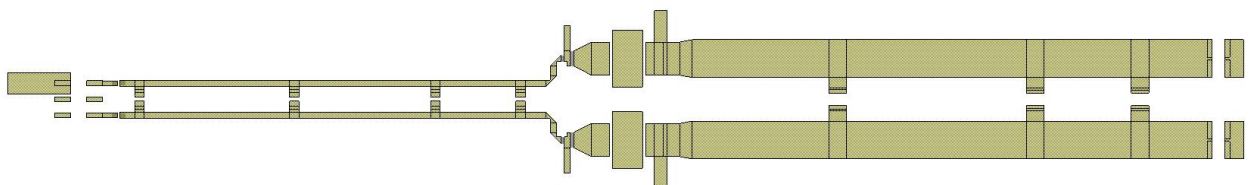


Рисунок 3.1.3 - ВЧ топологія плати

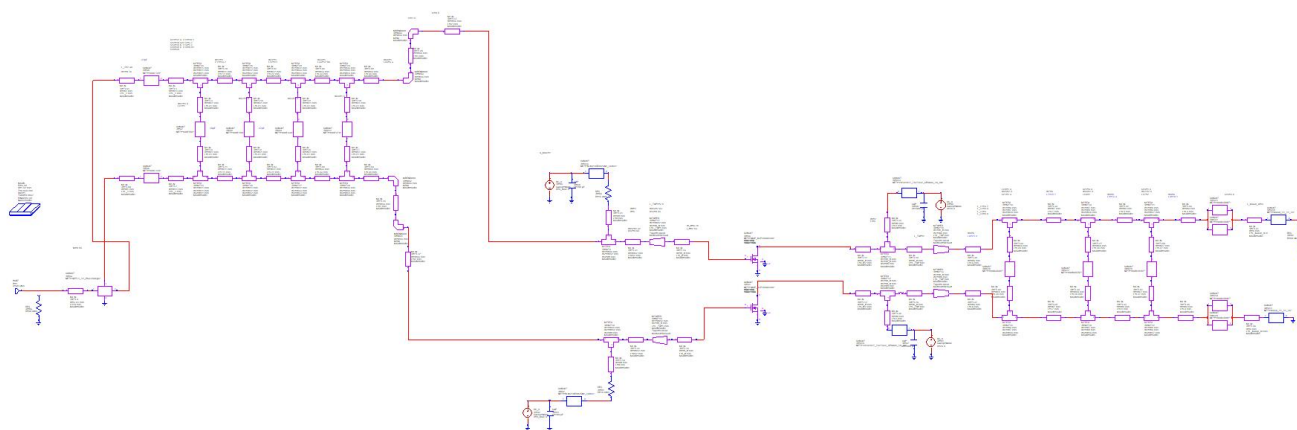


Рисунок 3.1.4 - Схема з AWR DE

Під час розрахунку були використані моделі реальних компонентів у вигляді Touchstone-файлів (рисунок 3.1.5), що дозволило суттєво підвищити точність моделювання та зменшити ймовірність виникнення непередбачуваних проблем при практичній реалізації.

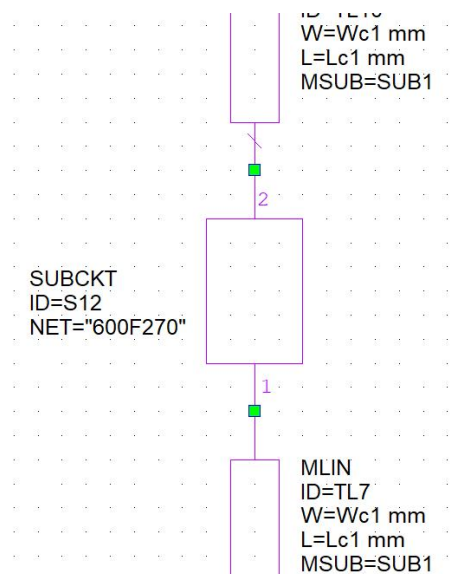


Рисунок 3.1.5

Вхідний коефіцієнт стоячої хвилі за напругою (КСВН) підсилювача наведено на рисунку 3.1.7, а вихідний КСВН — на рисунку 3.1.6. Робоча смуга КСВН ≤ 2 .

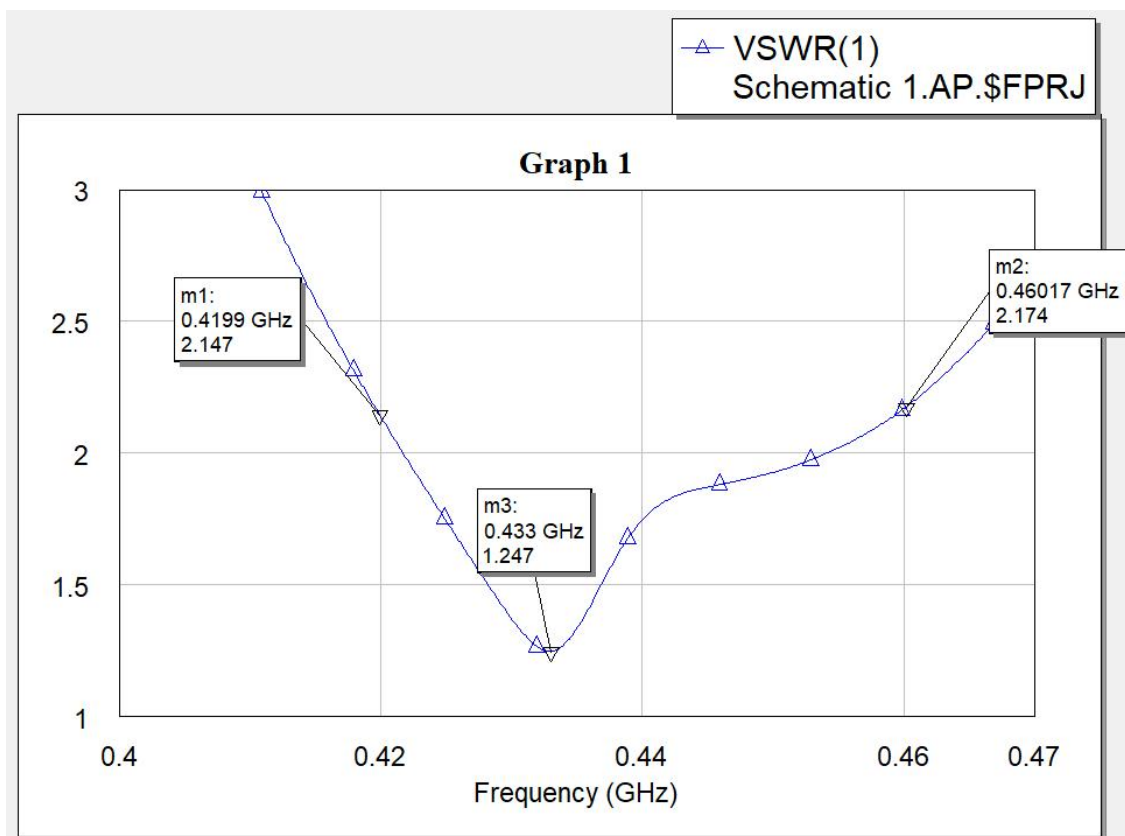


Рисунок 3.1.7 - Вихід

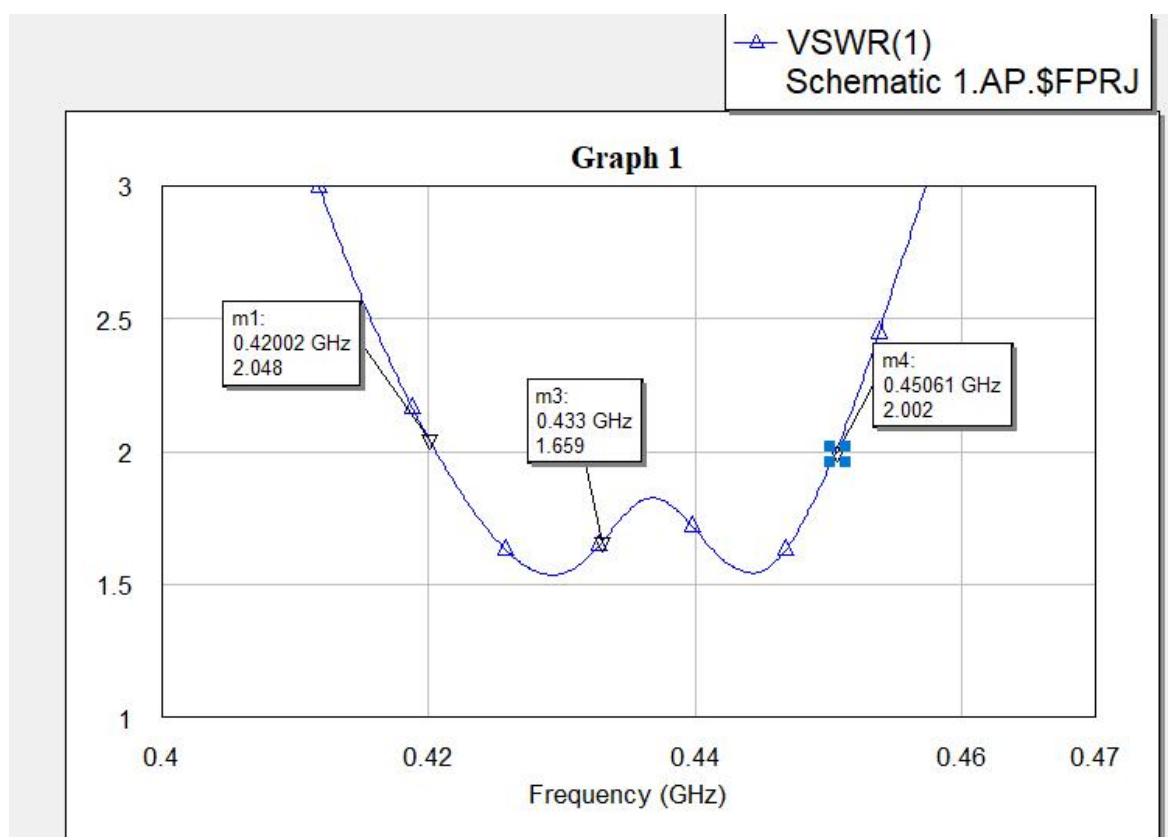


Рисунок 3.1.6 - Вхід

Від вхідного та вихідного роз'ємів до відповідно вхідного і вихідного трансформаторів прокладено мікросмужкові лінії з хвильовим опором 50 Ом (рисунок 3.1.8). Такий вибір обумовлений необхідністю забезпечення узгодження підсилювача зі стандартним ВЧ трактом, що також має хвильовий опір 50 Ом. Використання узгоджених мікросмужкових ліній дозволяє мінімізувати відбиття сигналу, зменшити втрати потужності та забезпечити стабільну передачу енергії від джерела до підсилювача і далі до навантаження. Крім того, правильний розрахунок геометрії мікросмужок з урахуванням параметрів підкладки (діелектричної проникності та товщини) є критично важливим для збереження заданого хвильового опору в робочому діапазоні частот.

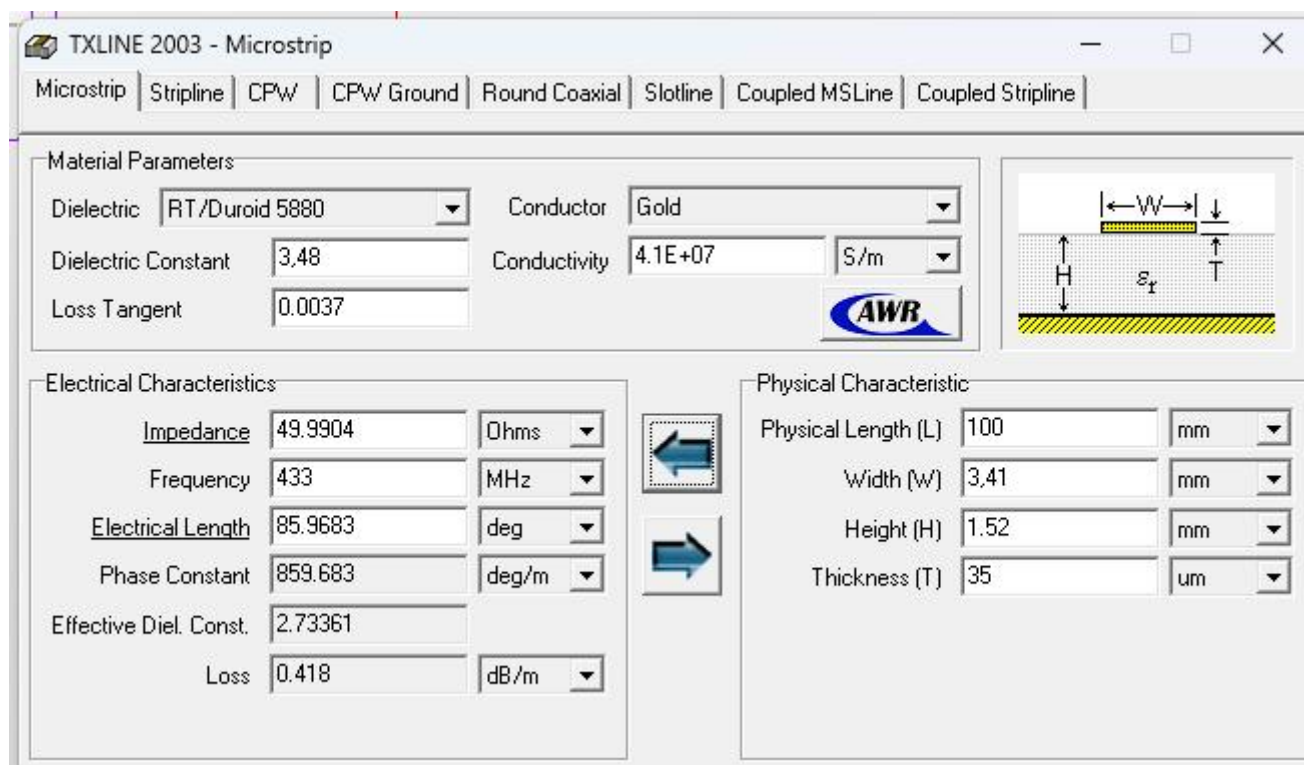
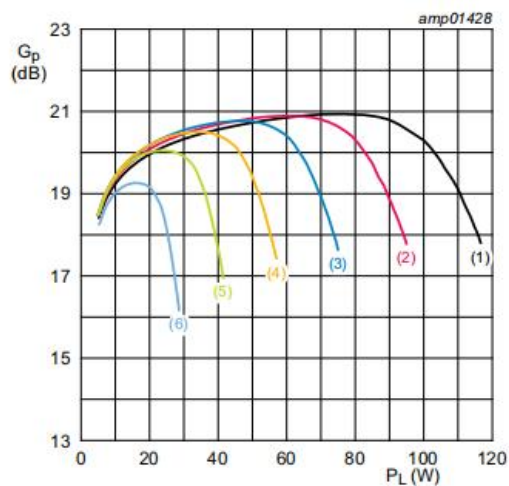


Рисунок 3.1.8 - Розрахунок мікросмужки 50 Ом

Для оцінки максимальної вихідної потужності транзистора було використано типові характеристики з даташита, а саме: залежності коефіцієнта підсилення (рисунок 3.1.9) та ККД (рисунок 3.1.10) від вихідної потужності, а також табличні дані для безперервного режиму (рисунок 3.1.11).



$I_{Dq} = 30 \text{ mA}$; $f = 1400 \text{ MHz}$; $t_p = 100 \text{ }\mu\text{s}$; $\delta = 20 \text{ \%}$.

(1) $V_{DS} = 50 \text{ V}$

(2) $V_{DS} = 45 \text{ V}$

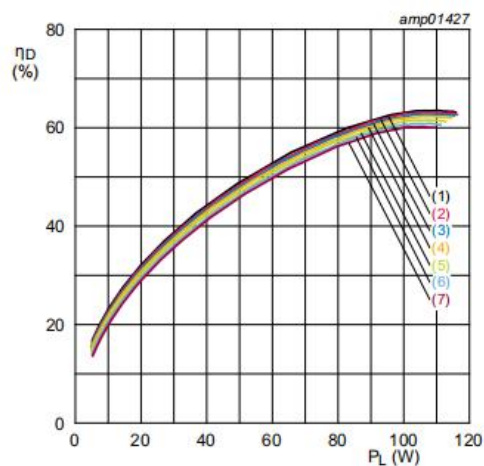
(3) $V_{DS} = 40 \text{ V}$

(4) $V_{DS} = 35 \text{ V}$

(5) $V_{DS} = 30 \text{ V}$

(6) $V_{DS} = 25 \text{ V}$

Рисунок 3.1.9 - Залежність коефіцієнта підсилення від вихідної потужності



$V_{DS} = 50 \text{ V}$; $f = 1400 \text{ MHz}$; $t_p = 100 \text{ }\mu\text{s}$; $\delta = 20 \text{ \%}$.

(1) $I_{Dq} = 10 \text{ mA}$

(2) $I_{Dq} = 30 \text{ mA}$

(3) $I_{Dq} = 60 \text{ mA}$

(4) $I_{Dq} = 100 \text{ mA}$

(5) $I_{Dq} = 200 \text{ mA}$

(6) $I_{Dq} = 300 \text{ mA}$

(7) $I_{Dq} = 400 \text{ mA}$

Рисунок 3.1.10 - Залежність ККД від вихідної потужності

Test signal	f	V _{DS}	P _L	G _p	η _D
	(MHz)	(V)	(W)	(dB)	(%)
pulsed RF	1400	50	100	20	62
	1700 to 1850	50	100	16	50
CW	325 to 352	50	90	25	61
	360 to 450	50	100	16	53
DVB-T	169 to 223	50	20	23	30
	470 to 700	50	20	20	30

Рисунок 3.1.11 - Таблиця основних параметрів транзистора в режимах

Згідно з табл. 3.1.11, у безперервному режимі (CW) при частоті 360–450 МГц та напрузі живлення V_{DS} = 50 В транзистор забезпечує вихідну потужність до P_L = 100 Вт при коефіцієнті корисної дії η_D ≈ 53% та коефіцієнті підсилення G_p ≈ 16 дБ.

У даному проєкті використовується напруга живлення V_{DS} = 30 В, що суттєво менше за значення, наведене у даташиті. Зменшення напруги стоку обмежує амплітуду ВЧ напруги на навантаженні, що призводить до зменшення максимальної вихідної потужності. Орієнтовно це можна оцінити за співвідношенням

$$P_{out} \propto V_{DS}^2$$

$$P_{30B} \approx 100 \cdot \left(\frac{30}{50}\right)^2 \approx 36 \text{ Вт}$$

Разом з тим, аналіз графіків (рис. 3.1.9 – 3.1.10), отриманих для частоти 1400 МГц, показує, що при V_{DS} = 28 В коефіцієнт підсилення зберігається на рівні близько 20 дБ до вихідної потужності приблизно 35–40 Вт, після чого спостерігається його поступове зменшення, що відповідає переходу транзистора у режим компресії.

Необхідно враховувати, що наведені графіки отримані для значно вищої частоти (1400 МГц) та імпульсного режиму роботи (t_p = 100 μs, δ = 20%). У робочому діапазоні частот 400–460 МГц вплив паразитних параметрів транзистора зменшується, що потенційно дозволяє отримати дещо вищу вихідну потужність при аналогічних умовах.

З урахуванням цього, а також аналізу характеру зміни ККД (рис. 3.1.10), де при потужності 30–40 Вт досягається значення $\eta \approx 50\text{--}55\%$, можна оцінити тепловий режим транзистора.

Для вихідної потужності $P_{out} = 50 \text{ Вт}$

$$P_{DC} \approx \frac{50}{0.5} = 100$$

$$P_{diss} \approx 100 - 50 = 50 \text{ Вт}$$

Таким чином, подальше збільшення вихідної потужності призводить до значного зростання тепловиділення, що обмежує можливість роботи транзистора у безперервному режимі.

З урахуванням наведеного, для умов $V_{DS} = 28 \text{ В}$, $f = 400\text{--}460 \text{ МГц}$, CW режим реалістична вихідна потужність одного транзистора становить

$$P_{out} = 30\ldots 60 \text{ Вт}$$

У підсилювачі використовується двотактна (push-pull) схема, що дозволяє сумувати потужності двох транзисторів та підвищити ефективність використання джерела живлення.

Теоретично сумарна вихідна потужність визначається як

$$P_{total} = 2 \cdot P_{out}$$

Однак реальна потужність може зменшуватись через втрати у вихідному трансформаторі, паразитні елементи мікросмужкових ліній, а також неідеальне узгодження навантаження.

З урахуванням цього, для розроблюваного підсилювача отримано

$$P_{total} \approx 120\ldots 130 \text{ Вт}$$

Що відповідає довготривалому (номінальному) режиму роботи при забезпеченні ефективного тепловідведення.

Аналіз струму споживання показує, що при такій потужності

$$P_{DC} \approx 250\ldots 270 \text{ Вт}, I_{DC} \approx 8\ldots 9 \text{ А}$$

При подальшому збільшенні вихідної потужності до рівня 150 Вт струм споживання зростає до 9–10 А, а сумарна потужність, що розсіюється

транзисторами, може перевищувати 120–140 Вт, що створює значне теплове навантаження.

Отже, з урахуванням зниження напруги живлення до 28 В та роботи у безперервному режимі, що для двотактного каскаду реалістичною є вихідна потужність на рівні 120–130 Вт, що відповідає довготривалому режиму роботи підсилювача за умови забезпечення належного тепловідведення та узгодження. При цьому можливе короткочасне підвищення вихідної потужності до рівня близько 150 Вт, однак такий режим супроводжується суттєвим зростанням струму споживання та тепловиділення, у зв'язку з чим розглядається як форсований і не призначений для тривалої експлуатації.

У якості матеріалу друкованої плати ВЧ тракту було використано високочастотний ламінат Rogers RO4350, що обумовлено вимогами до роботи підсилювача у діапазоні 400–460 МГц та при значному рівні вихідної потужності. На відміну від стандартного FR-4, даний матеріал має нижчі діелектричні втрати та стабільнішу діелектричну проникність, що забезпечує менші втрати енергії у мікросмужкових лініях та узгоджувальних колах. Це особливо важливо для потужних підсилювачів, оскільки при рівнях вихідної потужності понад 100 Вт навіть незначні додаткові втрати у підкладці можуть призводити до суттєвого зниження ККД та додаткового тепловиділення. Використання RO4350 дозволяє підвищити ефективність підсилювача, зменшити нагрів елементів та забезпечити стабільність параметрів при зміні температури. Крім того, краща повторюваність електричних характеристик матеріалу забезпечує високу відповідність між результатами моделювання у AWR DE та реальною роботою пристрою, що є критично важливим для точного розрахунку узгоджувальних ланцюгів.

Розрахунок мінімальної площі друкованої плати у даному випадку не є доцільним, оскільки її габаритні розміри визначаються не щільністю компонування, а вимогами до побудови ВЧ тракту. Основну частину площі займають мікросмужкові лінії, узгоджувальні кола, трансформатори і циркулятор, довжина і геометрія яких задаються результатами розрахунку та оптимізації у

					<i>PE21.428732.001 ПЗ</i>	Лист
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		31

середовищі AWR DE. Саме топологія ВЧ тракту, включаючи довжини ліній передачі, відстані між елементами, організацію заземлення та розміщення via-fence, визначає остаточні габарити плати. Таким чином, розміри плати формуються виходячи з топології ВЧ тракту, а не з міркувань мінімізації площі.

Отримана плата підсилювача зображена на рисунку 3.1.12

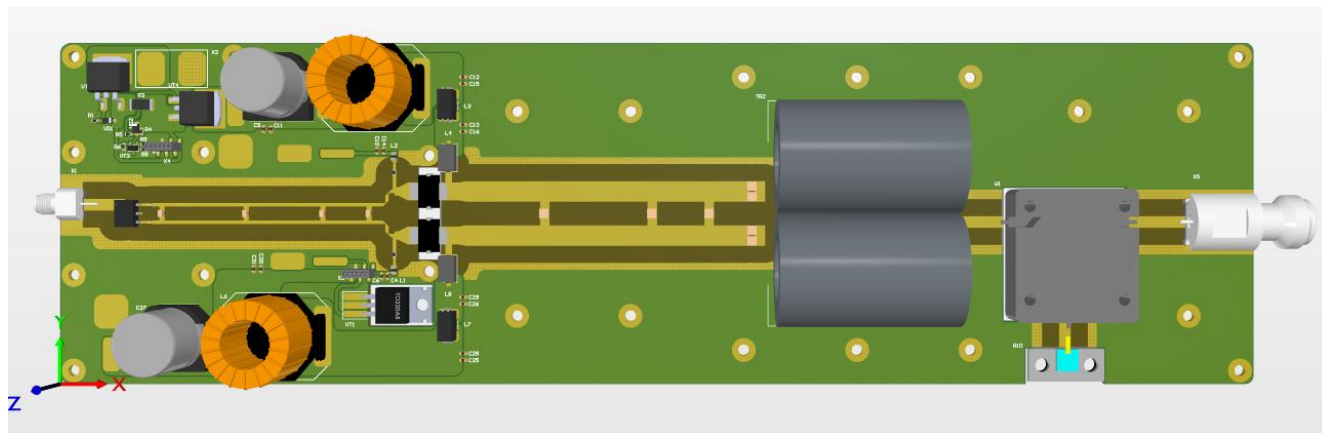


Рисунок 3.1.13 - Отримана плата

Виходячи з вимог до організації ВЧ тракту, друкована плата була виконана двосторонньою. Основне трасування розміщене на верхньому шарі, тоді як нижній шар виконаний у вигляді суцільного земляного полігону. Таке рішення забезпечує стабільний зворотний шлях для ВЧ струмів, зменшує паразитні зв'язки та покращує екранування ВЧ тракту. Нижній земляний шар безпосередньо контактує з радіатором охолодження, що додатково покращує тепловідведення та забезпечує надійне заземлення конструкції. Як матеріал плати використано високочастотний ламінат RO4350 товщиною 1,52 мм, який має низькі діелектричні втрати та стабільні електричні параметри. Для фінішного покриття плати обрано ENIG, що забезпечує стабільність параметрів у ВЧ тракті.

Для забезпечення ефективного тепловідведення та зменшення теплового опору між силовими елементами і радіатором у друкованій платі передбачено локальне фрезування під такими компонентами, як ВЧ транзистори, високочастотні роз'єми, циркулятор та ВЧ резистор. У цих зонах діелектричний матеріал плати видаляється, що дозволяє встановлювати зазначені елементи безпосередньо на радіатор охолодження. Такий підхід забезпечує значно кращий

тепловий контакт, зменшує перегрів компонентів при роботі на високих потужностях та підвищує надійність роботи підсилювача у довготривалому режимі. Крім того, безпосередній монтаж ВЧ елементів на металеву основу сприяє покращенню заземлення та зменшенню паразитних індуктивностей, що є критично важливим для стабільної роботи підсилювача у діапазоні високих частот.

У результаті проєктування з урахуванням вимог до побудови ВЧ тракту, довжин мікросмужкових ліній, розміщення узгоджувальних кіл та силових елементів, габаритні розміри друкованої плати склали 350×100 мм (рисунок 3.1.14). Такі розміри визначені не вимогами до мінімізації площі, а необхідністю забезпечення коректної топології ВЧ тракту, ефективного тепловідведення та зручного розміщення елементів підсилювача потужності.

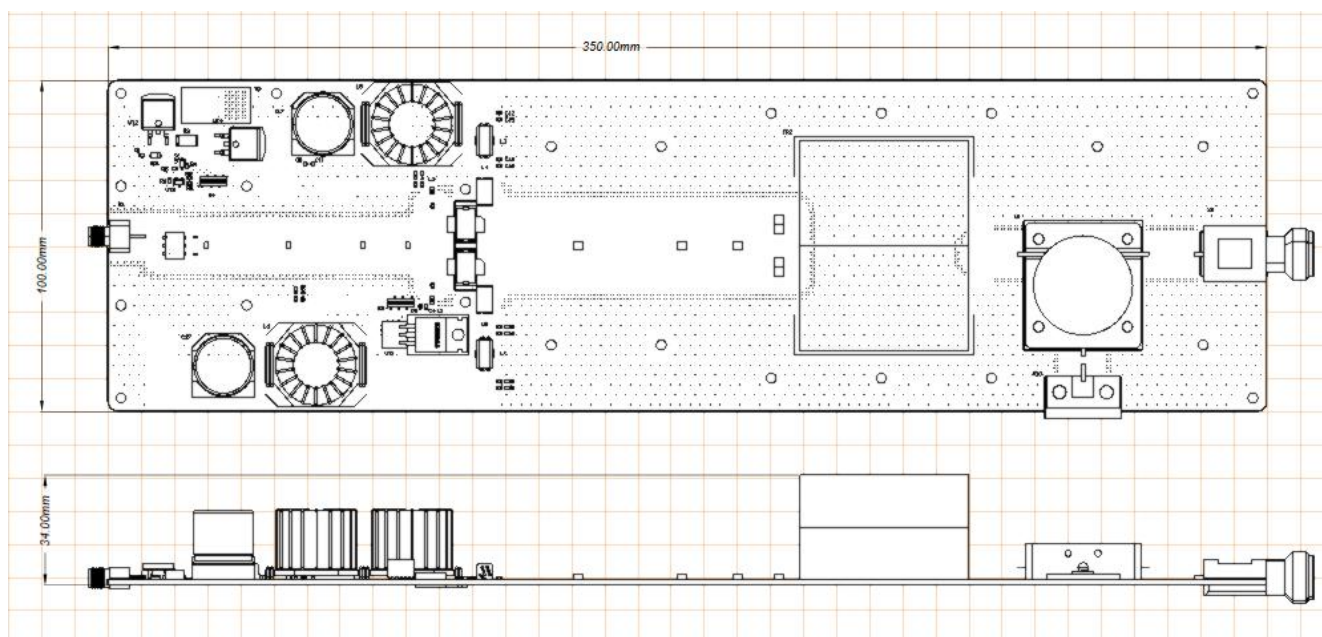


Рисунок 3.1.14 - Габаритні розміри плати

На рисунку 3.1.15 наведено провідний малюнок отриманої плати

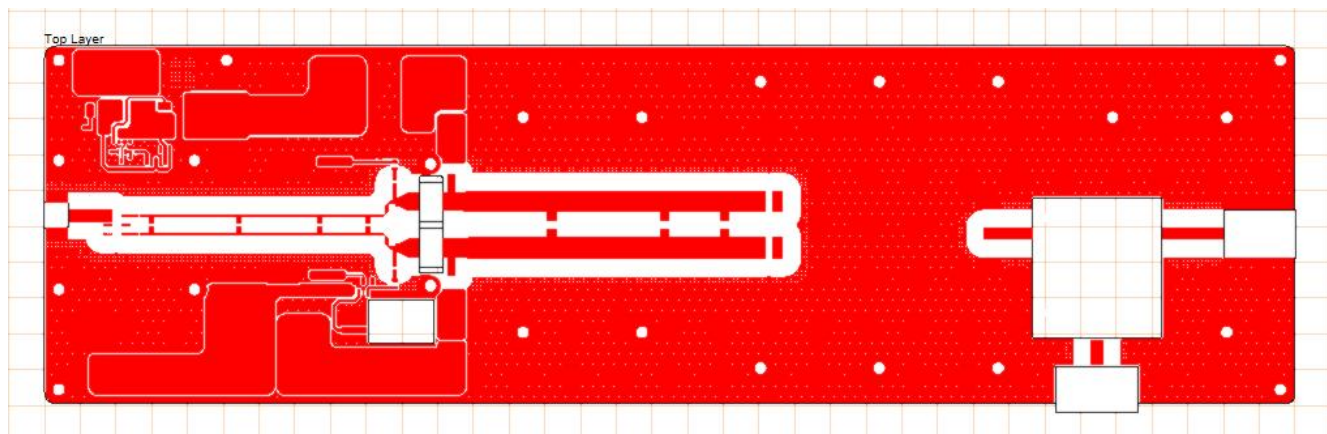


Рисунок 3.1.15 - Провідний малюнок

Список компонентів плати наведено в таблиця 3.1.1

Таблиця 3.3.1 - Список компонентів

Поз. Позн.	Виробник	P/N	Значення	К-сть	Корус
C1, C2	KYOCERA AVX	600L120FT200T4K	12пФ	2	0402
C3	KYOCERA AVX	600F8R2CT250XT4K	8,2пФ	1	0805
C4, C10, C13, C26	Murata	GCM1885C2A101FA1r6 D	100пФ	4	0603
C5	KYOCERA AVX	600F150FT250XT4K	15пФ	1	0805
C6, C9, C12,C14, C16,C25, C29, C30	Murata	GCM188R71C104KA37D	100нФ	8	0603
C7	KYOCERA AVX	600F330FT250XT4K	33пФ	1	0805
C8	KYOCERA AVX	600F270FT250XT	27пФ	1	0805

Поз. Позн.	Виробник	P/N	Значення	К-сть	Корус
C11,C15, C28, C31	Murata	GRM188R61E105KA12D	1мкФ	4	0603
C17, C27	Nichicon	UCK1V382MNJ1MS	3800мкФ	2	
C18	KYOCERA AVX	800B3R3CT500XT1K	3,3пФ	1	1111
C19	KYOCERA AVX	800B4R7CT500XT1K	4,7пФ	1	1111
C20	KYOCERA AVX	800B1R2BT500XT1K	1,2пФ	1	1111
C21,C22, C23, C24	KYOCERA AVX	800B1R8BT500XT1K	1,8пФ	4	1111
L1, L2	Murata	BLM21HE802SN1L		2	0805
L3, L7	Würth Elektronik	7427512		2	3346
L4, L8	Würth Elektronik	7427932		2	
L5, L6	Bourns	PM2120-221K-RC	220мкГн	2	
R1, R4, R8	Yageo	RC0603FR-0710KL	10к	3	0603
R2, R7		RC0603FR-0715RL	15	2	0603
R3	WALSIN	WW25RR005FTL	0,05	1	2512
R5		RC0603FR-0710RL	10	1	0603
R6, R9		RC0603FR-071KL	1к	2	0603
R10	TTM	G150N50W4E	50	1	
TR1	Mini-Circuits	ADTL1-12		1	

Поз. Позн.	Виробник	P/N	Значення	К-сть	Корус
VD1, VD2	Onsemi	MMSZ5242BT1G	12B	2	SOD12 3
VT1	Onsemi	MJE15028		1	TO2-20
VT2, VT4	Infineon	IRF9540NSPBF		2	D2PAK
VT3	Toshiba	2SC3325-Y		1	SOT- 23-3
VT5, VT6	Ampleon USA	BLP15H9S100		2	SOT- 1482-1
W1	RFTYT	WH3538X		1	
X1	Molex	0732511143		1	
X3, X4	CONNFLY	DS1065-02-1X6S8BS		2	
X5	Huber+Suhner	92_N-50-0-6/111_NY		1	

3.2. Опис схеми і плата Power protection

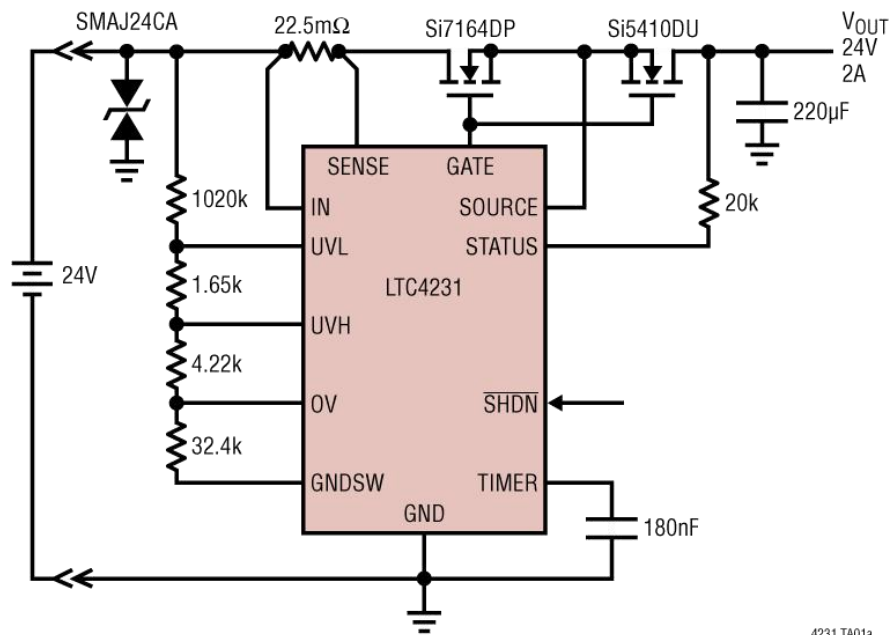
Спочатку розглядалася можливість використання готових інтегральних рішень для реалізації захисту живлення, зокрема hot-swap контролерів, таких як LTC4231 та TPS25961. Подібні мікросхеми є привабливими завдяки високому рівню інтеграції, наявності вбудованих функцій захисту та спрощенню загальної схемотехніки.

Однак у процесі детального аналізу було встановлено, що жодне з доступних рішень не забезпечує повного покриття поставлених вимог. Частина мікросхем не відповідала необхідному діапазону входної напруги, інші мали обмеження по максимальному струму, що є критичним для потужного підсилювача. В окремих випадках була відсутня можливість реалізації гістерезису або його значення було жорстко зафіксоване і не відповідало вимогам до стабільності роботи системи.

Особливу складність викликала необхідність формування вузького робочого вікна напруги живлення в межах 24–28 В. У типових схемах включення, наприклад для LTC4231, це вікно задається за допомогою резистивних дільників, що складаються з кількох послідовно з'єднаних резисторів. Такий підхід призводить до потреби використання нестандартних номіналів, ускладнює точне налаштування порогів спрацювання та знижує гнучкість при подальшій оптимізації схеми.

З урахуванням зазначених обмежень було прийнято рішення відмовитися від використання готових інтегральних контролерів на користь розробки власної схеми захисту. Це дозволило реалізувати окрему плату, в якій забезпечується гнучке та точне налаштування порогів спрацювання як по напрузі, так і по струму, а також можливість введення необхідного гістерезису. Такий підхід значно підвищує адаптивність системи, спрощує підбір компонентів та дає змогу оптимізувати роботу захисту відповідно до реальних умов експлуатації підсилювача. [11, 12]

					РЕ21.428732.001 ПЗ	Лист
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		37



4231 TA01a

Рисунок 3.2.1 - Типова схема включення LTC4231

Плата Power Protection призначена для забезпечення надійного захисту підсилювача за параметрами живлення. На цій платі реалізовано захист від завищеної і заниженої напруги а також захист по струму. Завдяки цьому забезпечується стабільна та безпечна робота підсилювача, а також запобігається пошкодженню його елементів у разі виникнення аварійних або нештатних режимів живлення. Схема плати наведена на рисунку 3.2.1

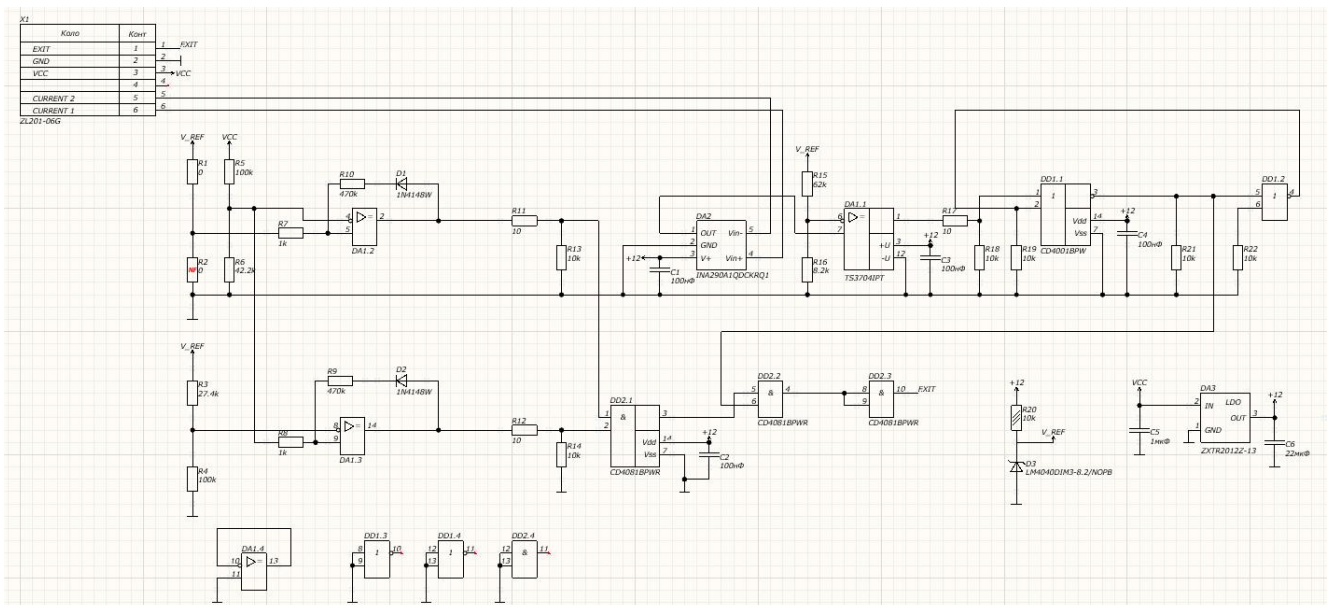


Рисунок 3.2.1 - Схема плати Power Protection

На платі реалізовано власне джерело живлення, виконане на мікросхемі ZXTR2012Z-13, яка являє собою високовольтний лінійний регулятор. Даний вузол формує стабілізовану шину 12 В для живлення плати Power Protection. Застосування саме високовольтного регулятора (з допустимою вхідною напругою до 100 В) обумовлене тим, що плата підключається безпосередньо до вхідної шини живлення підсилювача. Це вимагає забезпечення достатнього запасу по напрузі на випадок подачі підвищеної напруги, наприклад 48 В. Такий підхід дозволяє гарантувати, що схема захисту залишиться працездатною навіть у нештатних режимах і зможе коректно відпрацювати, захищаючи підсилювач, замість того щоб сама вийти з ладу.

В якості джерела опорної напруги використано мікросхему LM4040DIM3-8.2/NOPB з номінальною опорною напругою 8,2 В. Вибір саме такого значення опорної напруги суттєво спрощує розрахунок резистивних дільників, оскільки дозволяє працювати з більш зручними рівнями напруг без необхідності оперувати дуже малими значеннями в мілівольтному діапазоні. Крім того, застосування опорної напруги 8,2 В зменшує залежність від номіналів стандартного ряду резисторів і дає більше свободи при підборі елементів. У випадку використання джерела опорної напруги на 2,5 В або 3,3 В розрахунок дільників був би менш зручним, а точне встановлення порогів спрацювання вимагало б значно ретельнішого добору номіналів.

Захист по напрузі реалізовано за допомогою двох компараторів, що забезпечують контроль як верхнього, так і нижнього порогів напруги живлення підсилювача. Напруга живлення подається на резистивний дільник, утворений резисторами R5 та R6. Сформована таким чином зменшена напруга з виходу дільника подається на інвертуючий вхід першого компаратора та одночасно на неінвертуючий вхід другого компаратора. На неінвертуючий вхід першого компаратора безпосередньо подається опорна напруга 8,2 В. У той же час, на інвертуючий вхід другого компаратора опорна напруга подається через резистивний дільник, що дозволяє сформувавши необхідний поріг спрацювання.

					<i>PE21.428732.001 ПЗ</i>	Лист
						39
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		

Таким чином, перший компаратор відповідає за контроль перевищення напруги (верхній поріг), тоді як другий — за контроль її зниження (нижній поріг). Це забезпечує надійне відключення підсилювача як при перенапрузі, так і при недостатньому рівні живлення.

Отже, при вхідній напрузі меншій за 28 В на виході першого компаратора формується логічна одиниця, а при напрузі більшій за 24 В логічна одиниця з'являється на виході другого компаратора. Виходи обох компараторів подаються на логічний елемент 2І (2AND). У результаті цього логічного об'єднання одиничний рівень на виході елемента 2І формується лише тоді, коли вхідна напруга знаходиться в заданому допустимому діапазоні — від 24 до 28 В. Таким чином реалізується «віконний» контроль напруги, при якому підсилювач працює тільки в межах безпечного діапазону живлення.

Для підвищення стійкості роботи схеми та запобігання хибним спрацюванням поблизу порогових значень, у компараторах реалізовано гістерезис. Він виконаний на елементах R7, R10 та діоді D1 для першого компаратора, а також R8, R9 і діоді D2 — для другого. Введення гістерезису забезпечує наявність різних порогів спрацювання при зростанні та спаданні вхідної напруги. Це дозволяє уникнути «дребезгу» виходу компараторів у випадку, коли напруга знаходиться поблизу граничних значень або містить пульсації та завади, тим самим підвищуючи надійність роботи всієї системи захисту.

Окремо в пристрої реалізовано схему захисту по струму. Вимірювання струму здійснюється за допомогою шунта R4, розташованого на основній платі підсилювача. Падіння напруги на шунті, пропорційне струму навантаження, подається на мікросхему монітору струму INA290A1QDCKRQ1, яка виконує функцію підсилювача струмового сигналу з коефіцієнтом підсилення 20. Підсилений сигнал надходить на неінвертуючий вхід компаратора DD1.1, тоді як на інвертуючий вхід через резистивний дільник подається опорна напруга, що задає поріг спрацювання. Таким чином, при струмі, меншому за встановлений поріг, напруга на неінвертуючому вході є нижчою за опорну, і на виході

компаратора формується логічний нуль. У разі перевищення заданого струму напруга на неінвертуючому вході перевищує опорну, що призводить до формування логічної одиниці на виході компаратора.

Вихід компаратора подається на вхід SR-тригера, реалізованого на двох логічних елементах NAND мікросхеми CD4001BPW (рисунок 3.2.2). У початковому (нормальному) режимі на виході тригера встановлюється логічна одиниця, яка надходить на один із входів логічного елемента 2І DD2.2. У разі перевищення струму на виході компаратора DD1.1 формується логічна одиниця, яка перемикає стан SR-тригера. Внаслідок цього на його виході встановлюється логічний нуль, що призводить до зникнення логічної одиниці на вході елемента 2І DD2.2.

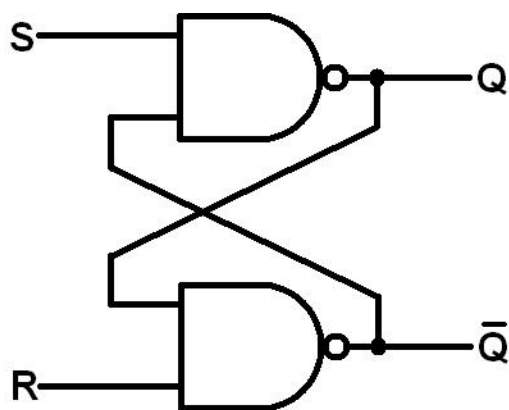


Рисунок 3.2.2 - SR-тригер нв елементах NAND

Логічний елемент «2І» DD2.2 виконує функцію об'єднання сигналів захисту за напругою та струмом. На одному з його входів формується логічна одиниця лише за умови, що напруга живлення підсилювача знаходиться в допустимому діапазоні 24–28 В і при цьому не спрацював захист по струму. У випадку, якщо хоча б одна з умов не виконується — тобто відбулося перевищення струму або напруга живлення вийшла за встановлені межі — на виході елемента DD2.2 формується логічний нуль.

Вихід логічного елемента «2І» DD2.2 подається на вхід елемента «2І» DD2.3, на якому реалізовано вихідний буфер. Вихід DD2.3 є виходом плати захисту та використовується для керування транзистором VT3, розташованим на основній платі підсилювача. Даний транзистор виконує функцію ключа, що подає

живлення на підсилювач. Він відкривається лише у випадку, коли на виході плати захисту присутня логічна одиниця, тобто коли напруга живлення знаходиться в допустимому діапазоні, а струм не перевищує встановленого порогу. Таким чином забезпечується подача живлення на підсилювач тільки за нормальних умов роботи, тоді як у разі виникнення аварійних ситуацій (перенапруга, занижена напруга або перевищення струму) транзистор закривається, відключаючи підсилювач від джерела живлення.

Також оскільки не допускається залишати невикористані входи мікросхем у «плаваючому» стані (висіти в повітрі), бо це може призводити до нестабільної роботи, самовільних перемикань логічних рівнів та підвищеного споживання струму, то невикористані входи необхідно обов'язково підключати до визначеного логічного рівня (логічної «1» або «0») через відповідні схеми підключення.

Використання тригера обумовлено необхідністю фіксації аварійного стану. Після спрацювання захисту та, відповідно, зникнення струму, схема не повинна автоматично намагатися знову увімкнутися. Це дозволяє уникнути циклічних процесів вмикання-вимикання, які можуть призвести до перевантаження елементів та, як наслідок, їх пошкодження.

Перед початком трасування плати необхідно розрахувати її мінімальну площу, отриманий результат занесений в таблицю 3.2.1

Таблиця 3.2.1 - Розрахунок мінімальної площі плати

Найменування	Коеф	Площа	Кількість	Разом
CAPASITOR_0603	1	2,327	6	13,962
1N4148W	1	10	2	20
LM4040DIM3-8.2/NOPB	1	10,869	1	10,869
TS3704IPT	1	38	1	38
INA290A1QDCKRQ1	1	6,907	1	6,907
ZXTR2012Z-13	1	20,68	1	20,68
CD4001BPWR	1,5	38,599	1	57,8985

Найменування	Коеф	Площа	Кількість	Разом
CD4081BPWR	1,5	38,599	1	57,8985
RES_0603	1	1,547	21	32,487
RES_0805	1	4,806	1	4,806
ZL201-06G	1	60,822	1	60,822
Загалом				324,33

Отже, враховуючи що плата буде двостороння отримана мінімальна площа рівна 165мм²

Отримана плата захисту представлена на рисунку 3.2.3

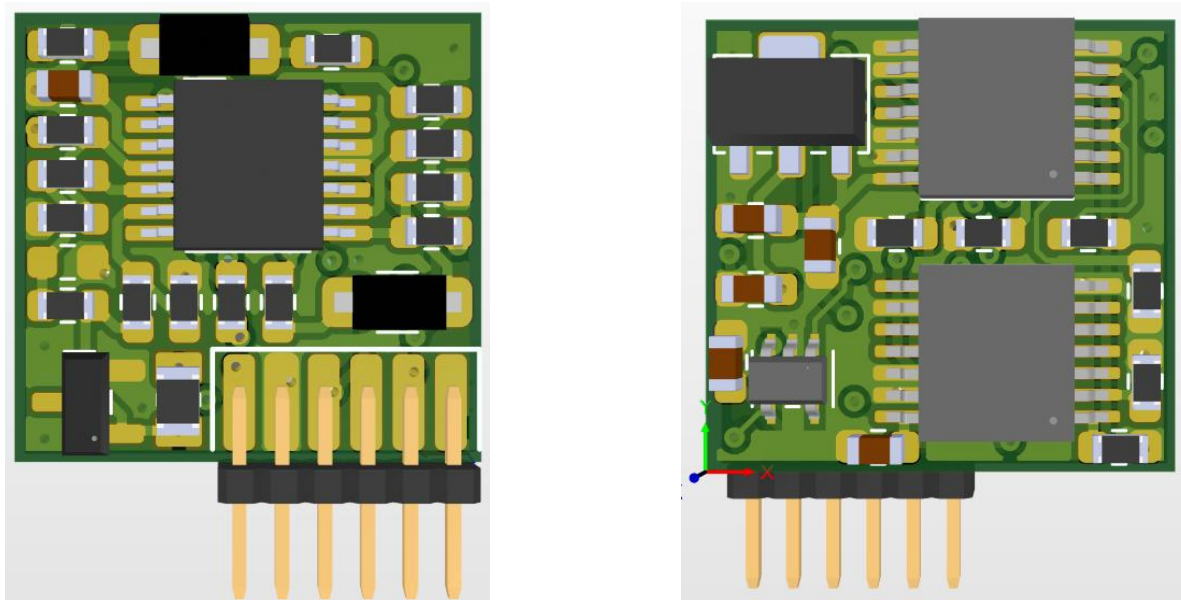


Рисунок 3.2.3 - Плата Power protection

При трасуванні друкованої плати було досягнуто максимально можливого зменшення її габаритних розмірів з урахуванням вимог до розміщення компонентів та забезпечення коректних електричних з'єднань. У результаті розроблено плату розмірами 13,5×14 мм (рисунок 3.2.4) із щільністю монтажу близько 76%, що свідчить про ефективне використання доступної площі.

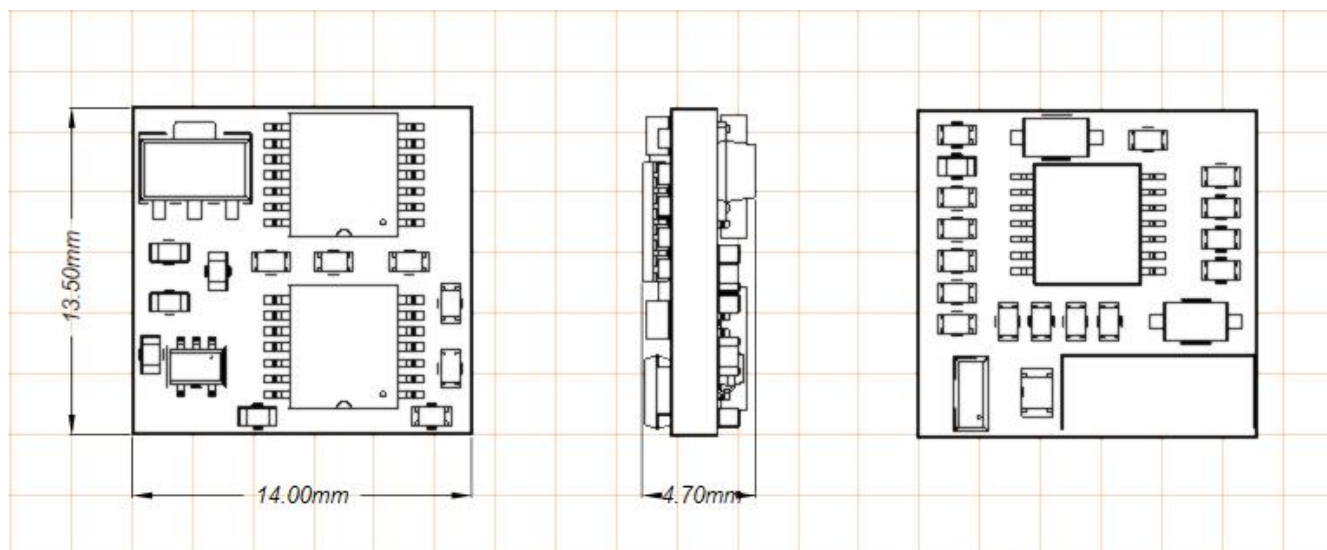


Рисунок 3.2.4 - Габаритні розміри плати

Друкована плата виконана чотирьохшаровою (рисунок 3.2.5) на матеріалі FR-4 товщиною 1,6 мм. Такий вибір забезпечує достатню механічну міцність конструкції, технологічність виготовлення, а також прийнятні електричні характеристики для даного застосування.

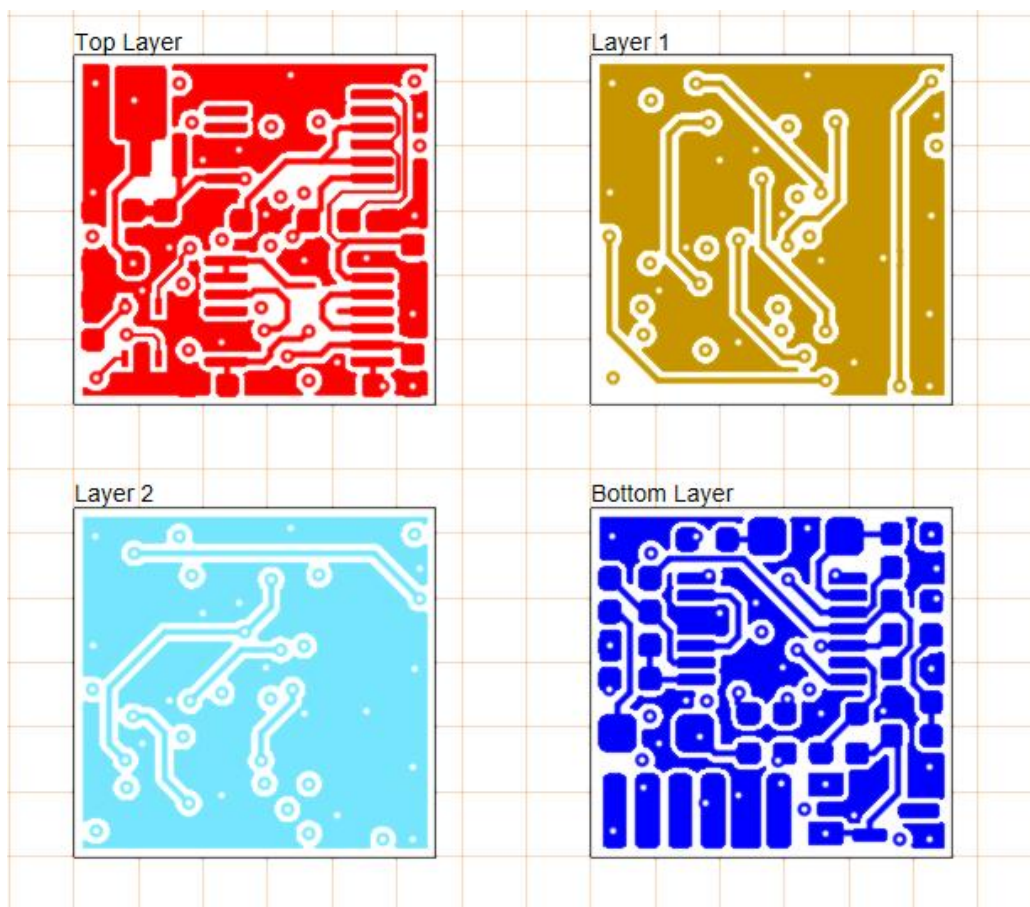


Рисунок 3.2.5 - Малюнок провідних шарів

Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата

PE21.428732.001 ПЗ

Лист
44

Список компонентів для плати Power protection наведений в таблиці 3.2.1

Таблиця 3.2.1 - Список компонентів

Поз. Позн.	Виробник	P/N	Значення	К-сть	Корпус
C1, C2, C3, C4	Murata Electronics	GRM188R71H104KA93D	100nF	4	0603
C5	Samsung	CL10A105KB8NNNC	1uF	1	0603
C6	Murata Electronics	GRM188R60G226MEA0 D	22uF	1	0603
D1, D2	Diotec Semiconduc tor	1N4148W		2	SOD123F
D3	Texas Instruments	LM4040DIM3-8.2/NOPB		1	SOT23-3
DA1	Texas Instruments	TS3704IPT		1	14TSSOP
DA2	Texas Instruments	INA290A1QDCKRQ1		1	SC70-5
DA3	Diodes Incorporated	ZXTR2012Z-13		1	SOT89-3
DD1	Texas Instruments	CD4001BPWR		1	14TSSOP
DD2	Texas Instruments	CD4081BPWR		1	14TSSOP
R1	YAGEO	RC0603FR-070RL	0	1	0603
R3	YAGEO	RC0603FR-0727K4L	27.4k	1	0603
R4, R5	YAGEO	RC0603FR-07100KL	100k	2	0603
R6	YAGEO	RC0603FR-0742K2L	42.2k	1	0603
R7, R8	YAGEO	RC0603FR-071KL	1k	2	0603

Поз. Позн.	Виробник	P/N	Значення	К-сть	Корус
R9, R10	YAGEO	RC0603FR-07470KL	470k	2	0603
R11,R12, R17	YAGEO	RC0603FR-0710RL	10	3	0603
R13,R14, R18,R19, R21, R22	YAGEO	RC0603FR-0710KL	10k	6	0603
R15	YAGEO	RC0603FR-0762KL	62k	1	0603
R16	YAGEO	RC0603FR-078K2L	8.2k	1	0603
R20	YAGEO	RC0805FR-0710KL	10k	1	0805
X1	CONNFLY	ZL319-6P		1	

У схемі використано резистори з допуском 1%, що забезпечує високу точність встановлення режимів роботи та стабільність параметрів пристрою. В якості конденсаторів застосовано керамічні конденсатори X7R, які характеризуються добрими температурними та частотними властивостями.

Отримана друкована плата повністю відповідає поставленим вимогам та забезпечує коректне виконання всіх передбачених функцій. Прийняті конструктивні та схемотехнічні рішення гарантують надійну та стабільну роботу пристрою в заданих режимах експлуатації.

3.3. Опис схеми і плата Bias circuit

Формування напруги зміщення для транзисторів здійснюється за допомогою параметричного стабілізатора з термокомпенсацією. Значення напруги зміщення може регулюватися в діапазоні від 1.7 В до 2.5 В за допомогою підстроювального резистора R7, R9, що забезпечує точне налаштування режиму роботи транзисторів і робочу точку. [13, 14]

Для точного налаштування напруги зміщення транзисторів використано багатооборотні підстроювальні резистори. Їх застосування дозволяє здійснювати плавне та доволі точне регулювання напруги зміщення, що особливо важливо при встановленні оптимального режиму роботи транзисторів. Завдяки багатооборотній конструкції зменшується чутливість до незначних механічних змін положення, що підвищує стабільність налаштувань і спрощує процес калібрування.

Термокомпенсація з коефіцієнтом приблизно $2 \text{ мВ}/^\circ\text{C}$ реалізується за рахунок транзистора VD1, розташованого на основній платі та увімкненого як діод. Це дозволяє компенсувати температурні зміни параметрів транзисторів і забезпечити стабільність робочої точки при зміні температури під час роботи.

У схемі зроблено два незалежні канали формування напруги зміщення, окремо для кожного транзистора підсилювача. Такий підхід дозволяє індивідуально налаштовувати робочу точку кожного плеча, компенсувати розкид параметрів елементів та забезпечити більш симетричний режим роботи. Роздільне регулювання напруг зміщення також підвищує стабільність та надійність роботи схеми, зменшуючи ймовірність перекосу режимів і перевантаження окремого транзистора.

В якості джерела опорної напруги (ДОН) D1 використано LM385 на 1.2 В. Низьке значення опорної напруги дозволяє без застосування додаткових ділників формувати малі порогові рівні, що спрощує схему та підвищує її стабільність за рахунок зменшення впливу похибок резистивних елементів в випадку використання ділників. Крім того, менша напруга знижує розсіювану потужність

					<i>PE21.428732.001 ПЗ</i>	Лист
						47
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		

і, відповідно, температурний вплив на параметри. Також значення 1.2 В близьке до напруги забороненої зони кремнію, на якій базується принцип роботи більшості опорних джерел, що забезпечує кращу температурну стабільність та менший дрейф вихідної напруги при зміні температури.

Транзистори VT1, VT2 використовуються у схемі як буферний елемент, увімкнений за схемою емітерного повторювача. Таке включення забезпечує узгодження опорного джерела напруги з навантаженням та дозволяє зменшити вплив зміни струму навантаження на стабільність сформованої напруги зміщення. Завдяки цьому підвищується струмова здатність вузла формування зміщення, а також покращується стабільність роботи схеми в цілому. Крім того, використання транзистора дозволяє знизити вихідний опір джерела зміщення, що позитивно впливає на точність та швидкодію схеми.

Схема плати формування напруги зміщення зображена на рисунку 3.3.1

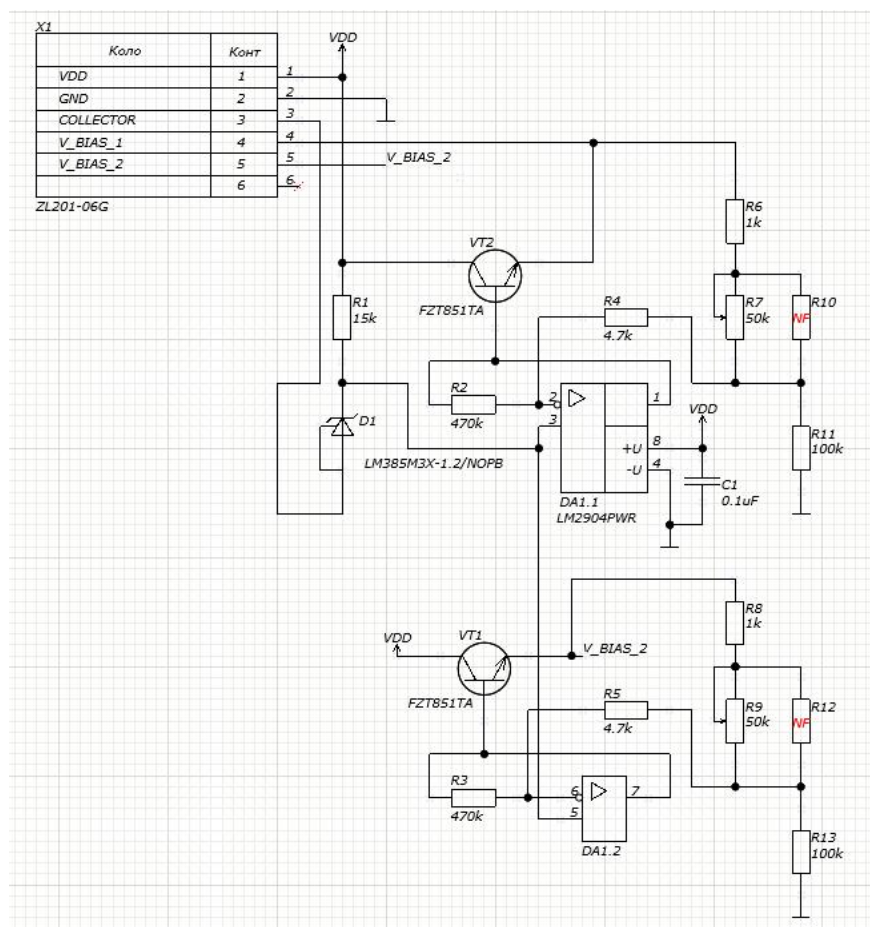


Рисунок 3.3.1 - Схема формування напруги зміщення

Необхідно провести розрахунок мінімальної площі плати перед початком трасування, отриманий результат занесений в таблицю 3.3.1

Таблиця 3.3.1 - Розрахунок мінімальної площі плати

Найменування	Коеф	Площа	Кількість	Разом
CAPASITOR_0603	1	2,327	1	2,327
LM385M3X-1.2/NOPB	1	11,927	1	11,927
LM2904PWR	1	22,94	1	22,94
RES_0603	1	1,547	11	17,017
TRIMPOT 50K	1	23,46	2	46,92
FZT851TA	1	64,084	2	128,168
ZL201-06G_1	1	60,246	1	60,246
Загалом				289,545

Отже, враховуючи, що плата буде двостороння, мінімальна площа плати рівна 145мм².

Розтрасована плата для формування напруги зміщення представлена на рисунку 3.3.2

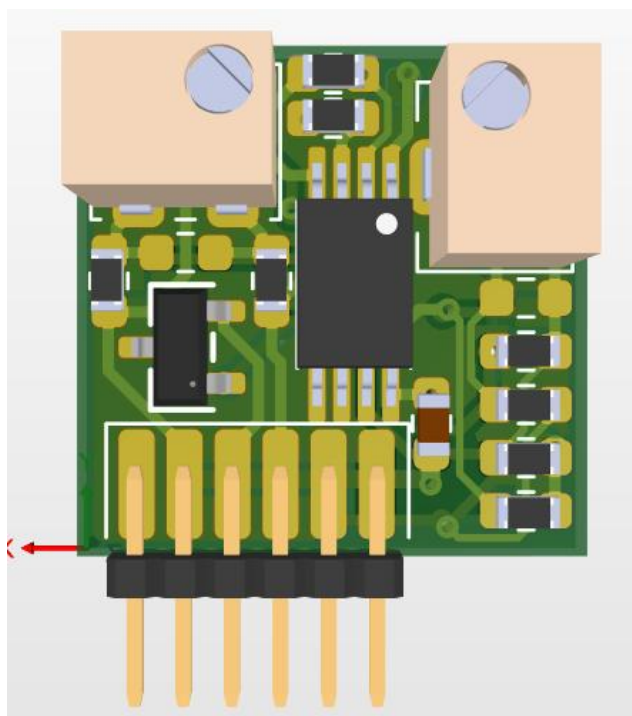


Рисунок 3.3.2 - Плата формування напруги зміщення

При трасуванні друкованої плати було досягнуто максимально можливого зменшення її габаритних розмірів із урахуванням вимог до розміщення елементів та електричних з'єднань. У результаті розроблено плату розмірами 13,5×13,5 мм (рисунок 3.3.3) із щільністю монтажу близько 81%, що свідчить про ефективне використання площі.

Друкована плата є двошаровою (рисунок 3.3.4) та виконана на матеріалі FR-4 товщиною 1,6 мм, що забезпечує достатню механічну міцність, технологічність виготовлення та адекватні характеристики для даного застосування.

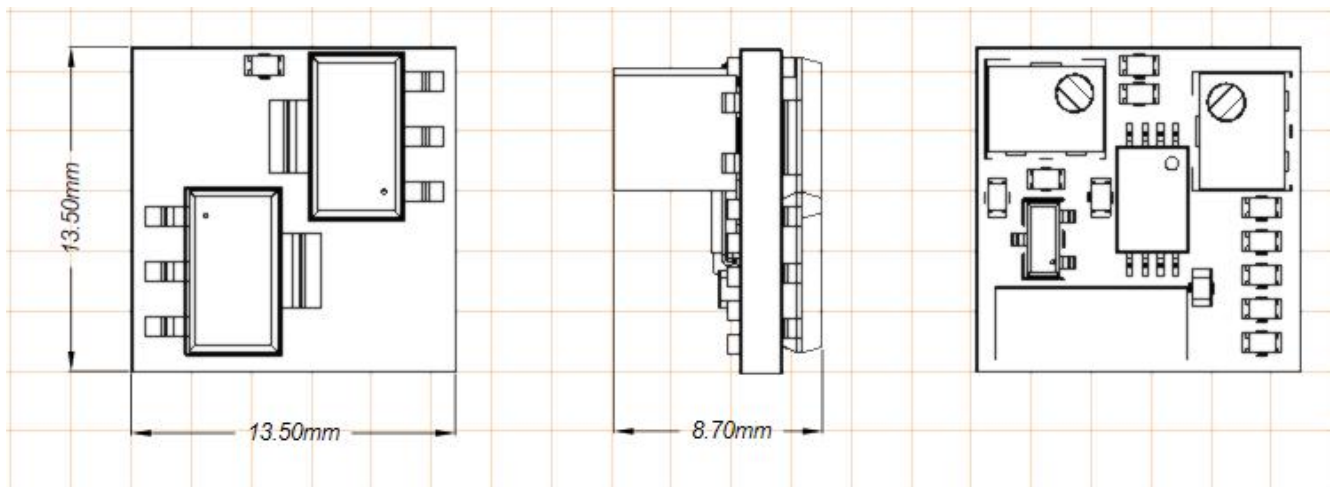


Рисунок 3.3.3 - Габаритні розміри плати

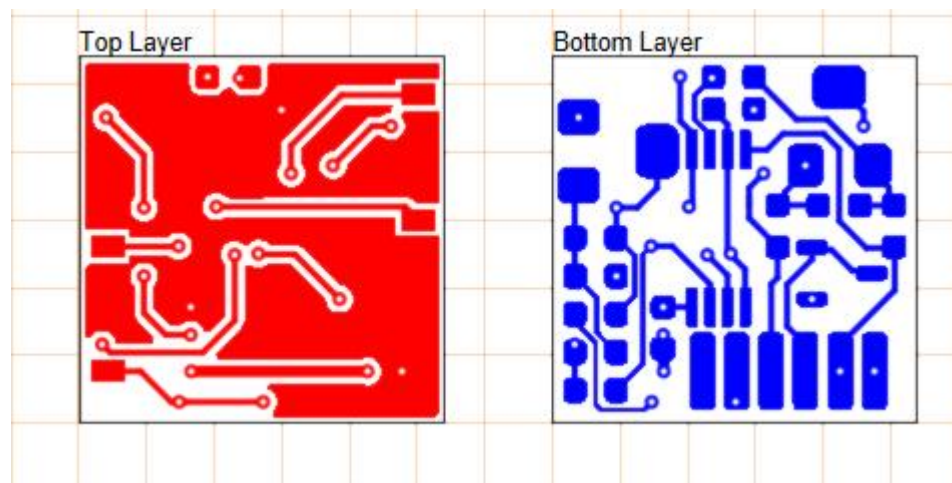


Рисунок 3.3.4 - Малюнок провідних шарів

Список компонентів для плати Bias circuit наведений в таблиці 3.3.1

Таблиця 3.3.1 - Список компонентів

Поз. Позн.	Виробник	P/N	Значення	К-сть	Корпус
C1	Murata Electronics	GRM188R71H104KA93 D	100nF	1	0603
D1	Texas Instruments	LM385M3X-1.2/NOPB		1	SOT-23-3
DA1	Texas Instruments	LM2904PWR		1	8-TSSOP
R1	YAGEO	RC0603FR-0715KL	15k	1	0603
R2, R3	YAGEO	RC0603FR-07470KL	470k	2	0603
R4, R5	YAGEO	RC0603FR-074K7L	4.7k	2	0603
R6, R8	YAGEO	RC0603FR-071KL	1k	2	0603
R7, R9	Bourns Inc.	3214W-1-503E	50k	2	
R11, R13	YAGEO	RC0603FR-07100KL	100k	2	0603
VT1, VT2	Diodes Incorporated	FZT851TA		1	SOT-223-3
X1	CONNFLY	ZL201-06G		1	

Отримана плата Bias circuit забезпечує формування та регулювання напруги зміщення транзисторів підсилювача відповідно до заданих вимог. Реалізовані схемотехнічні рішення дозволяють точно налаштовувати робочі режими транзисторів, забезпечуючи їх стабільну та надійну роботу.

4 МАКЕТУВАННЯ ТА ТЕСТУВАННЯ

4.1. Плата Bias circuit

Після отримання друкованої плати, монтажу компонентів та проведення першого запуску було виявлено недолік у роботі пристрою — один із каналів не забезпечував регулювання вихідної напруги, тобто напруги зміщення затворів MOSFET-транзисторів. У ході перевірки було встановлено, що причиною є помилка у резистивному дільнику на резисторах R8, R9 та R13, через яку регулювання вихідної напруги одного каналу було відсутнє. Для усунення виявленого недоліку друковану плату було доопрацьовано шляхом внесення необхідних змін у схему з'єднань. На рисунку 3.1.1 представлена уже виправлена схема плати. Виконане доопрацювання показано на рисунку 4.1.1.

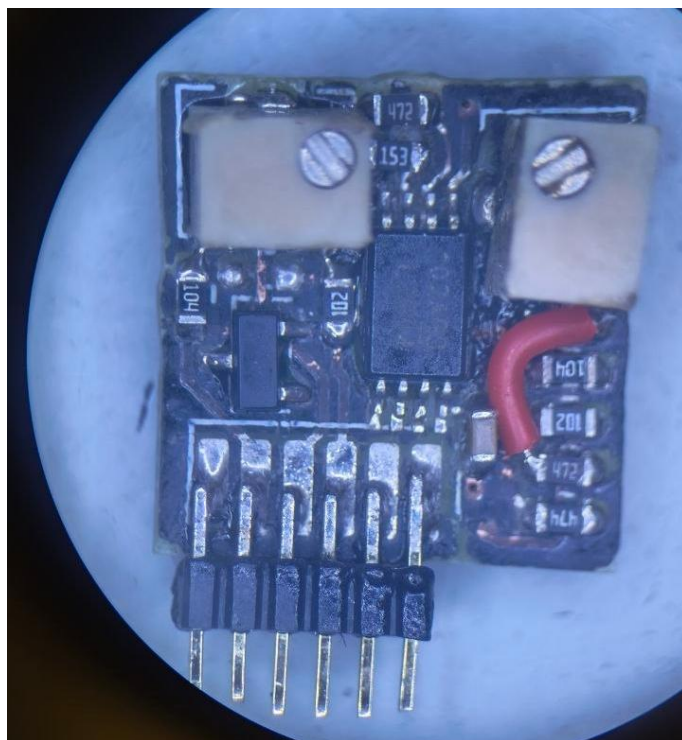


Рисунок 4.1.1 - Доопрацьована плата

Після виконання доопрацювання друкована плата запрацювала коректно. Регулювання напруги зміщення MOSFET-транзисторів стало здійснюватися у штатному режимі — при зміні положення змінного резистора відповідно змінювалася і напруга зміщення затворів транзисторів.

4.2. Плата Power protection

Після отримання друкованої плати, монтажу компонентів та проведення першого запуску було виявлено два недоліки у схемі та трасуванні плати. Першою проблемою було некоректне підключення живлення мікросхеми DA2 INA290A1QDCKRQ1. Другою проблемою стала помилка у трасуванні вихідного буфера, реалізованого на мікросхемі DD2.3 CD4081BPWR, через що вихід схеми захисту постійно перебував у стані логічного нуля. У результаті цього схема захисту працювала некоректно та не могла забезпечити нормальне керування вихідним сигналом. На рисунку 3.2.1 наведено вже виправлену версію схеми плати, а на рисунку 4.2.1 показано друковану плату після виконання доопрацювань.

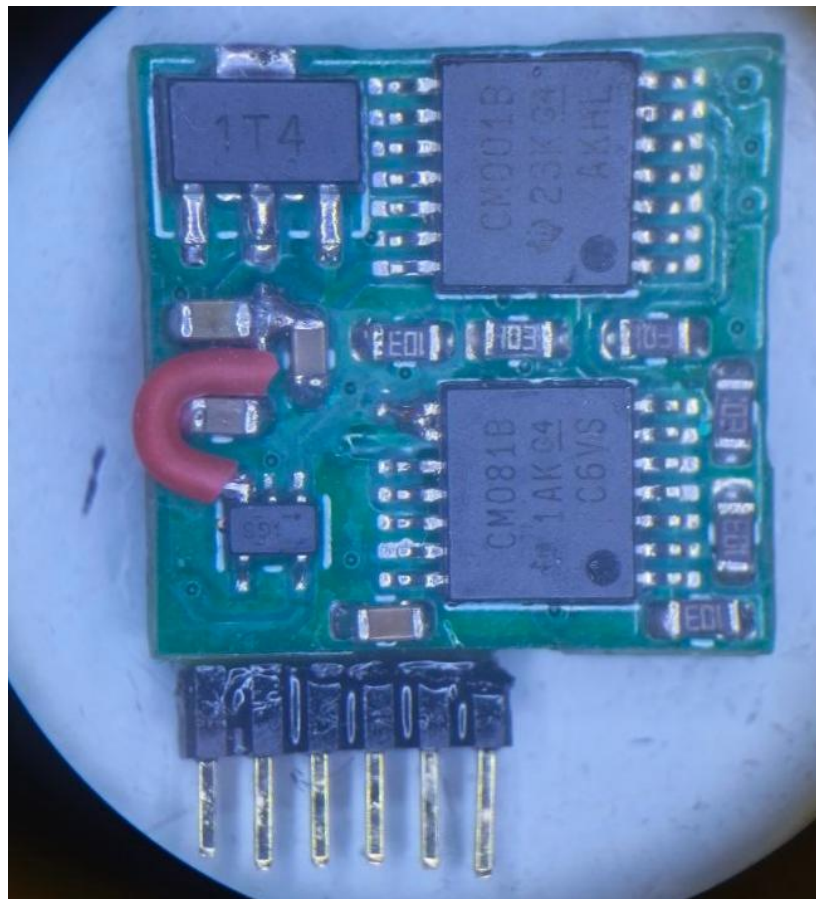


Рисунок 4.2.1 - Плата з доопрацюваннями

Після виконання доопрацювання схема захисту запрацювала відповідно до закладеного алгоритму роботи. Вихідний буфер почав коректно формувати керуючий сигнал, а всі вузли схеми функціонували у штатному режимі. Проведена перевірка підтвердила правильність внесених змін та повну працездатність схеми захисту після усунення виявлених помилок.



Рисунок 4.2.3 - Затримка спрацювання захисту по струму

Затримка спрацювання захисту по струму становить менше 1 мкс (рисунок 4.2.3), що визначається сумарною швидкістю вимірювального підсилювача струму, компаратора та логічної частини схеми. Такий час спрацювання є достатньо малим для ефективного обмеження аварійних режимів, зокрема короткого замикання або різкого перевантаження підсилювача. За рахунок високої швидкодії вдається мінімізувати енергію, яка виділяється на силових транзисторах під час аварії, що суттєво знижує ймовірність їх теплового або електричного пошкодження.

З урахуванням характеру роботи підсилювача та можливих аварійних режимів, затримка на рівні двох мікросекунд є цілком прийнятною і не

призводить до небезпечного перевантаження транзисторів за цей час. Крім того, використання тригерної фіксації аварії дозволяє уникнути повторного циклічного ввімкнення та вимкнення підсилювача при наявності несправності, що додатково підвищує надійність роботи системи захисту та всього підсилювача в цілому.

					<i>PE21.428732.001 ПЗ</i>	<i>Лист</i>
						<i>55</i>
<i>Зм.</i>	<i>Лист</i>	<i>№ докум.</i>	<i>Підпис</i>	<i>Дата</i>		

4.3. Плата Power amp

Під час перевірки схеми захисту спільно з платою Power Amp було виявлено серйозний недолік у схемі керування Р-канальним MOSFET-транзистором VT4. У процесі тестування встановлено, що початкова схема керування не забезпечувала достатньо швидкого закриття транзистора у разі виникнення аварійного режиму, через що робота вузла захисту була нестабільною та некоректною. Додаткові складнощі були пов'язані з тим, що Р-канальний MOSFET встановлений по високій стороні, що суттєво ускладнює реалізацію його коректного керування.

Для усунення виявленого недоліку було виконано переробку схеми керування транзистором та розроблено окрему патч-плату, яка забезпечила коректну роботу вузла захисту та швидке закриття MOSFET-транзистора при аварійних ситуаціях. Доопрацьована плата разом з патч-платою показана на рисунку 4.3.1, її принципова схема наведена на рисунку 4.3.2, а зовнішній вигляд реалізованої плати представлений на рисунку 4.3.3. На рисунку 3.1.1 наведено вже виправлену та коректну схему керування MOSFET-транзистором.



Рисунок 4.3.1 - Патч-плата на платі Power amp

Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата

PE21.428732.001 ПЗ

Лист

56

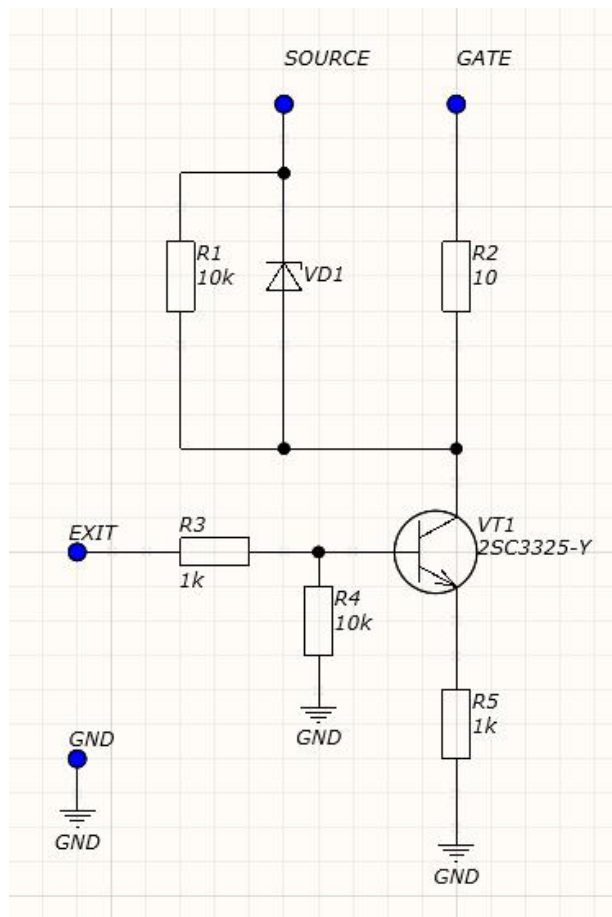


Рисунок 4.3.2 - Схема патч-плати

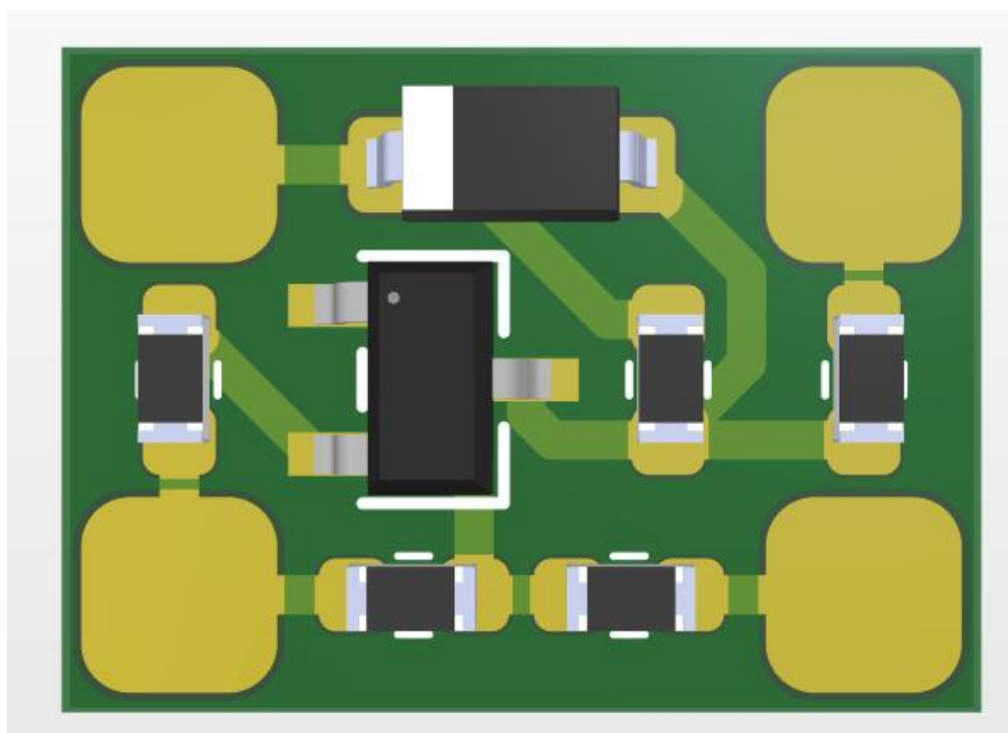


Рисунок 4.3.3 - Патч - плата

Патч-плата реалізує схему управління яка називається high-side switch. Така

					PE21.428732.001 ПЗ	Лист
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		57

схема керування призначена для комутації живлення по високій стороні. У даному пристрої така схема використовується для подачі та відключення живлення плати Power Amp, а також реалізації захисту силових MOSFET-транзисторів і інших вузлів підсилювача. Використання high-side switch дозволяє повністю відключати навантаження від джерела живлення, при цьому зберігаючи спільну землю для всіх вузлів пристрою. Це особливо важливо для схеми захисту, оскільки дає можливість швидко припинити подачу живлення при перевищенні струму чи небезпечних режимів роботи.

Принцип роботи схеми базується на керуванні напругою між затвором і витоком Р-канального MOSFET-транзистора. У нормальному стані, коли керуючий сигнал відсутній, транзистор VT1 закритий, а резистор R1 підтягує затвор MOSFET до потенціалу витоку. У такому режимі напруга між затвором і витоком близька до нуля, тому MOSFET перебуває у закритому стані та не подає живлення на навантаження. При подачі керуючого сигналу на вхід відкривається транзистор VT1, який стягує затвор MOSFET до нижчого потенціалу. У результаті виникає від'ємна напруга між затвором і витоком, що переводить Р-канальний MOSFET у відкритий стан та забезпечує подачу живлення на навантаження. Стабілітрон VD1 використовується для обмеження максимальної напруги між затвором і витоком MOSFET-транзистора та захисту його затвора від пробоя, оскільки напруга живлення схеми може перевищувати допустиме значення V_{GS} транзистора. Резистор R2 обмежує імпульсний струм заряду та розряду ємності затвора, а резистори R4 і R5 забезпечують коректний режим роботи біполярного транзистора VT1. Завдяки такій схемі забезпечується надійне та достатньо швидке керування силовим MOSFET-транзистором у колі живлення підсилювача.

Для забезпечення необхідного теплового режиму підсилювача потужності було виготовлено та доопрацьовано радіатор охолодження на основі стандартного алюмінієвого профілю. Оскільки готовий профіль не враховував особливостей конструкції розроблюваного пристрою, були виконані додаткові механічні роботи. Зокрема, у радіаторі було виконано вирізи під ВЧ-роз'єми та елементи

					<i>PE21.428732.001 ПЗ</i>	Лист
						58
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		

конструкції корпусу, просвердлено монтажні отвори та нарізано різьбу для кріплення друкованих плат, силових транзисторів, захисних вузлів та допоміжних елементів. Це дозволило забезпечити надійне механічне кріплення всіх вузлів підсилювача та спростити його подальше складання і обслуговування. Радіатор зображений на рисунку рисунок 4.3.4.

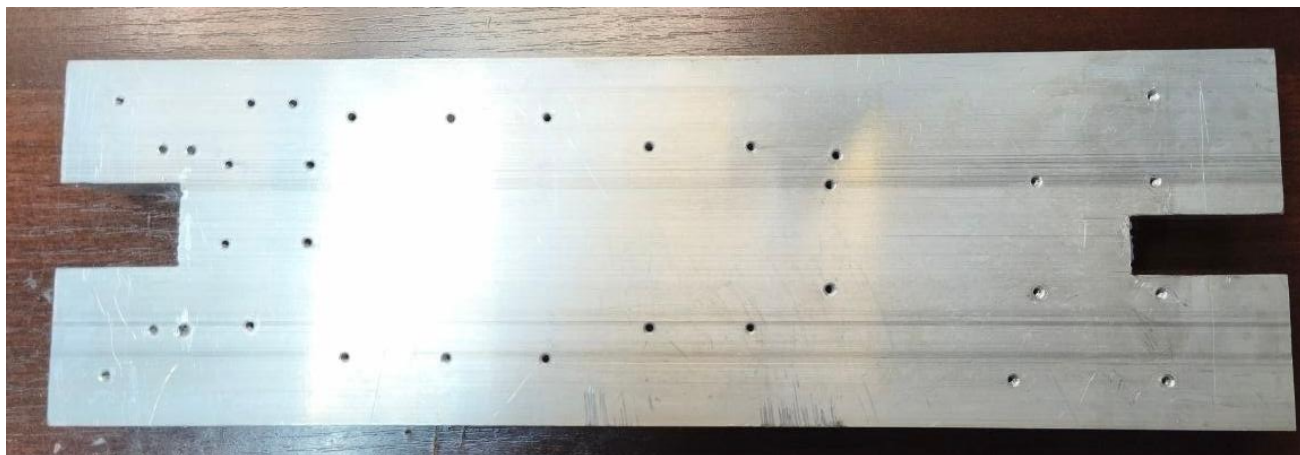


Рисунок 4.3.4 - Радіатор

В якості основи системи охолодження використано алюмінієвий радіатор розмірами $400 \times 123 \times 37$ мм. Товщина основи радіатора становить 6 мм, що забезпечує рівномірний розподіл теплового потоку від потужних транзисторів по всій поверхні конструкції. Радіатор має 13 ребер висотою 25 мм із міжреберною відстанню 8 мм, що формує розвинену поверхню теплообміну площею близько 4052 см^2 . Загальна маса радіатора становить 1,68 кг, що також сприяє зменшенню температурних коливань під час роботи підсилювача (рисунок 4.3.5).

Матеріал	алюміній
Розміри	400*123*37 мм
Вага	1,68 кг
Товщина основи	6 мм
Ширина основи	123 мм
Відстань між ребрами	8 мм
Висота ребер	25 мм
Кількість ребер	13
Площа	4052 см^2

Рисунок 4.3.5 - Характеристики радіатора

					<i>PE21.428732.001 ПЗ</i>	Лист
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		59

Використання такого радіатора обумовлено необхідністю відведення значної кількості тепла, яке виділяється у вихідному каскаді підсилювача. При вихідній потужності близько 150–200 Вт та очікуваному коефіцієнті корисної дії 55–65 % потужність теплових втрат може становити від 90 до 160 Вт залежно від режиму роботи. Розрахунково радіатор із площею теплообміну понад 0,4 м² здатний розсіювати приблизно 120–180 Вт теплової потужності в умовах природної конвекції при допустимому перегріві 40–60 °С відносно температури навколишнього середовища. При використанні примусового повітряного охолодження його тепловідвідна здатність може перевищувати 250–300 Вт.

Таким чином, обрана конструкція радіатора забезпечує необхідний запас по тепловому режиму для роботи підсилювача в номінальних режимах, сприяє підвищенню надійності силових транзисторів та зменшує вплив температурних змін на параметри пристрою.

На рисунку 4.3.6 наведено загальний вигляд зібраного підсилювача потужності. Основою конструкції є алюмінієвий радіатор, на якому встановлена друкована плата ВЧ тракту. На платі розміщені вихідний каскад підсилювача, кола узгодження, вузли подачі живлення та інші елементи, необхідні для роботи пристрою. На основній платі підсилювача також вертикально встановлені плата захисту по живленню та плата формування напруги зміщення транзисторів.

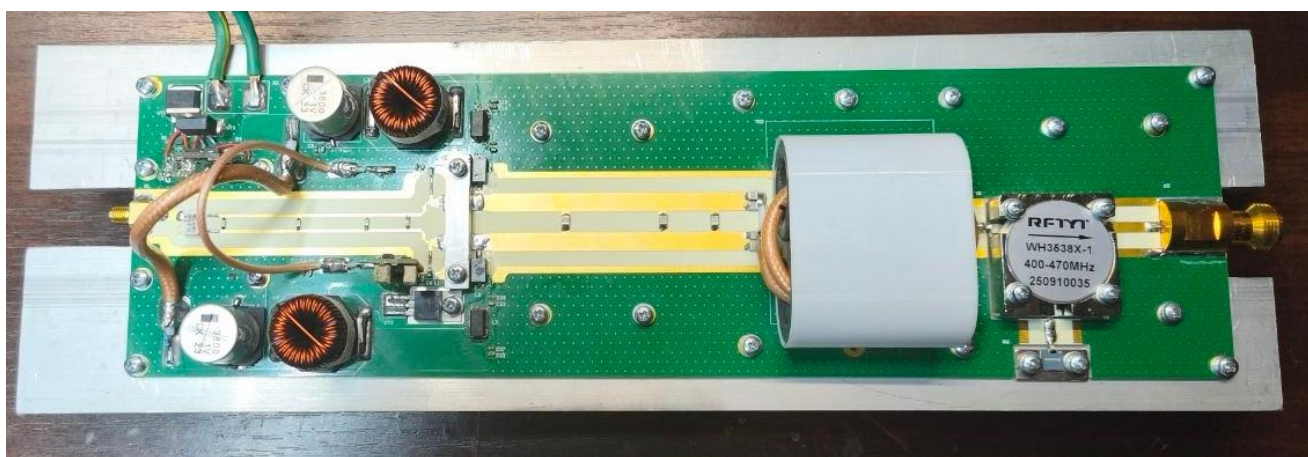


Рисунок 4.3.6 - Загальний вигляд підсилювача

Особливу увагу під час розробки було приділено організації тепловідведення. Потужні ВЧ транзистори встановлені безпосередньо на поверхню радіатора, що

забезпечує мінімальний тепловий опір між кристалом транзистора та системою охолодження. Аналогічним чином безпосередньо на радіаторі закріплено циркулятор та еквівалент навантаження 50 Ом, який використовується для поглинання відбитої потужності при неузгодженому навантаженні. Таке рішення дозволяє ефективно відводити тепло від усіх елементів, які можуть розсіювати значну потужність під час роботи підсилювача.

Для реалізації температурної компенсації струму спокою транзисторів на радіаторі також встановлено транзистор термокомпенсації. Його безпосередній тепловий контакт із радіатором забезпечує відстеження температури силових транзисторів та автоматичне коригування напруги зміщення при зміні температурного режиму. Завдяки цьому зменшується вплив нагріву на робочу точку підсилювача та підвищується стабільність його параметрів.

Застосовані конструктивні рішення дозволили отримати компактну та механічно міцну конструкцію, у якій забезпечено ефективне охолодження всіх теплонавантажених елементів, зручність монтажу та можливість подальшого налагодження і випробувань пристрою.

Після завершення складання та налаштування підсилювача було проведено експериментальне визначення його частотних характеристик. Для цього за допомогою векторного аналізатора кіл було виконано вимірювання коефіцієнта передачі S_{21} у діапазоні частот від 350 до 500 МГц. З метою захисту вимірювального обладнання від перевантаження між виходом підсилювача та входом аналізатора було встановлено зовнішній атенюатор номіналом 10 дБ.

Отримана амплітудно-частотна характеристика підсилювача наведена на рисунку 4.3.7. За результатами вимірювання максимальне значення параметра S_{21} становить 5,5 дБ на частоті 419,4 МГц. Оскільки під час вимірювання використовувався зовнішній атенюатор 10 дБ, реальне підсилення підсилювача на даній частоті становить близько 15,5 дБ. Максимум коефіцієнта передачі спостерігається поблизу центральної частоти робочого діапазону, що свідчить про правильне налаштування узгоджувальних кіл та вихідного каскаду.

					<i>PE21.428732.001 ПЗ</i>	Лист
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		61

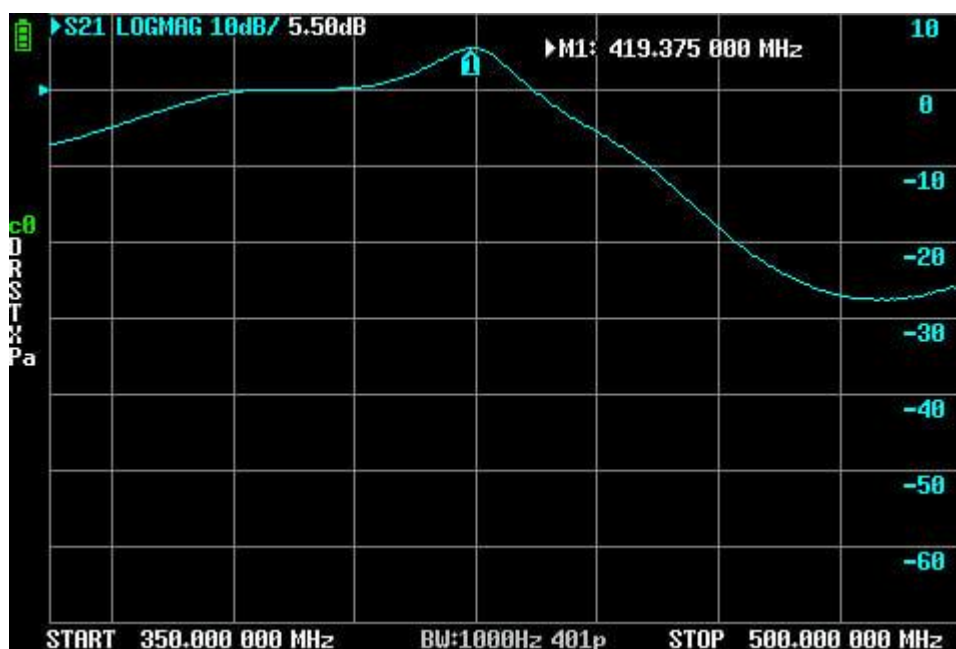


Рисунок 4.3.7 - S21

З отриманої характеристики також видно, що найбільше підсилення забезпечується в області 400–430 МГц, після чого спостерігається поступове зменшення коефіцієнта передачі зі збільшенням частоти. Така форма характеристики пояснюється частотною залежністю узгоджувальних кіл та паразитних параметрів елементів конструкції. Незважаючи на нерівномірність АЧХ, підсилювач демонструє доволі стабільне підсилення в межах робочого діапазону та підтверджує працездатність розробленої схемотехніки.

Після вимірювання коефіцієнта підсилення також було проведено дослідження узгодження підсилювача по входу та виходу. Для цього за допомогою векторного аналізатора кіл були виміряні коефіцієнти стоячої хвилі за напругою (КСХН) на вході та виході підсилювача.

Результати вимірювання вхідного КСХН наведені на рисунку 4.3.8. Мінімальне значення КСХН становить близько 1,45, що спостерігається поблизу центральної частоти робочого діапазону. Рівень КСХН, що не перевищує 2, досягається в діапазоні від 414,2 до 423,3 МГц, тобто ширина смуги за критерієм $КСХН \leq 2$ становить близько 9,1 МГц. Отримані результати свідчать про достатньо якісне узгодження вхідного кола в області центральної частоти, однак робоча смуга по входу виявилась відносно вузькою. Це може бути пов'язано з

особливостями вхідного узгоджувального кола, розкидом параметрів компонентів, а також впливом паразитних параметрів монтажу та друкованої плати.

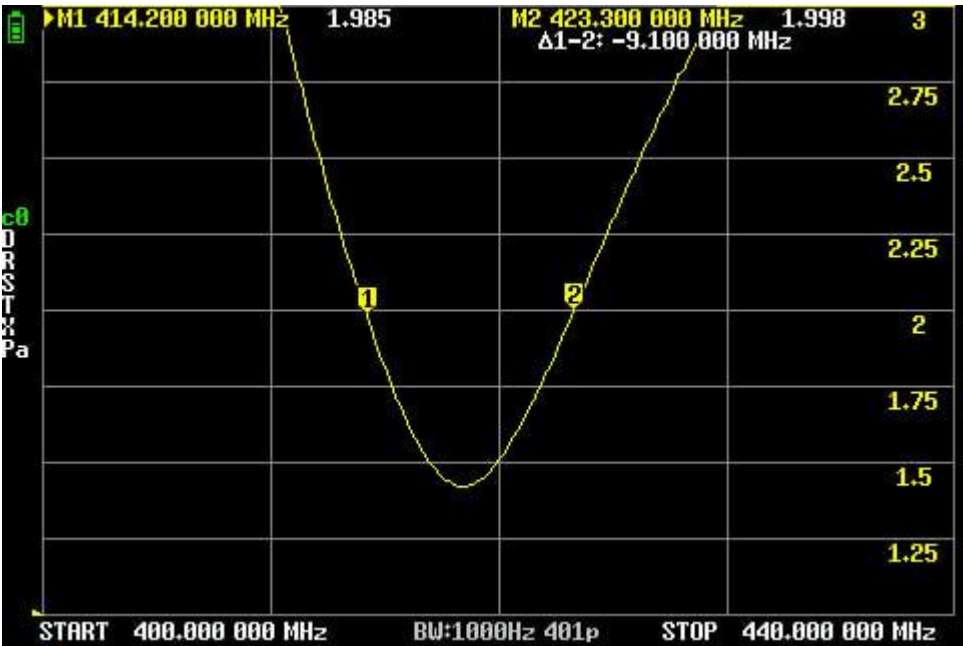


Рисунок 4.3.8 - Вхідний КСВН

Результати вимірювання вихідного КСХН наведені на рисунку 4.3.9. Мінімальне значення КСХН також становить близько 1,45–1,5. При цьому рівень КСХН не перевищує 2 в діапазоні від 378,7 до 401,2 МГц, що відповідає смузі близько 22,5 МГц. Порівняно з вхідним колом вихідне узгодження має суттєво ширшу смугу частот, проте його центральна частота виявилась зміщеною у бік нижчих частот відносно розрахункової. Таке зміщення може бути обумовлене впливом реальних параметрів транзистора, паразитних індуктивностей виводів, неточністю моделі елементів під час моделювання або технологічними відхиленнями при виготовленні плати.

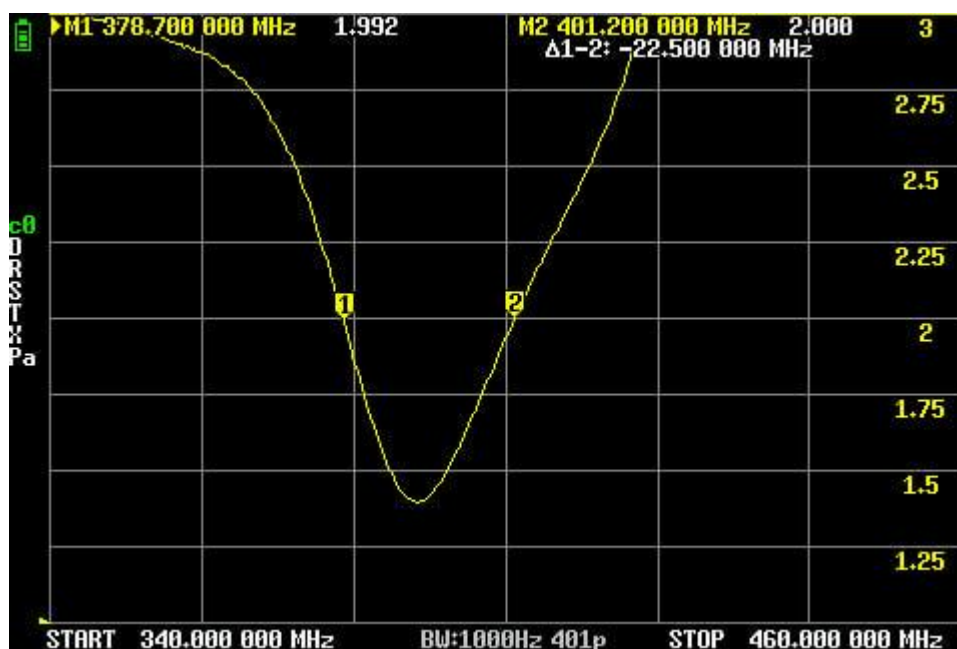


Рисунок 4.3.10 - Вихідний КСВН

Аналіз отриманих характеристик показує, що підсилювач забезпечує прийнятне узгодження як по входу, так і по виходу, проте положення мінімумів КСХН не повністю відповідає розрахунковим значенням. Це свідчить про необхідність додаткового підстроювання узгоджувальних кіл для точнішого центрування робочого діапазону в області 410–460 МГц. Незважаючи на це, під час вимірювання коефіцієнта передачі було підтверджено працездатність підсилювача та отримано підсилення близько 15,5 дБ з максимумом на частоті 419,4 МГц, що підтверджує правильність обраних схемотехнічних рішень.

Також після вимірювання частотних характеристик було проведено дослідження форми вихідного сигналу підсилювача з метою оцінки наявності нелінійних спотворень. Для цього на вхід підсилювача подавався гармонічний сигнал робочої частоти, а форма сигналів на вході та виході контролювалася за допомогою осцилографа. Отримана осцилограма наведена на рисунку 4.3.10.

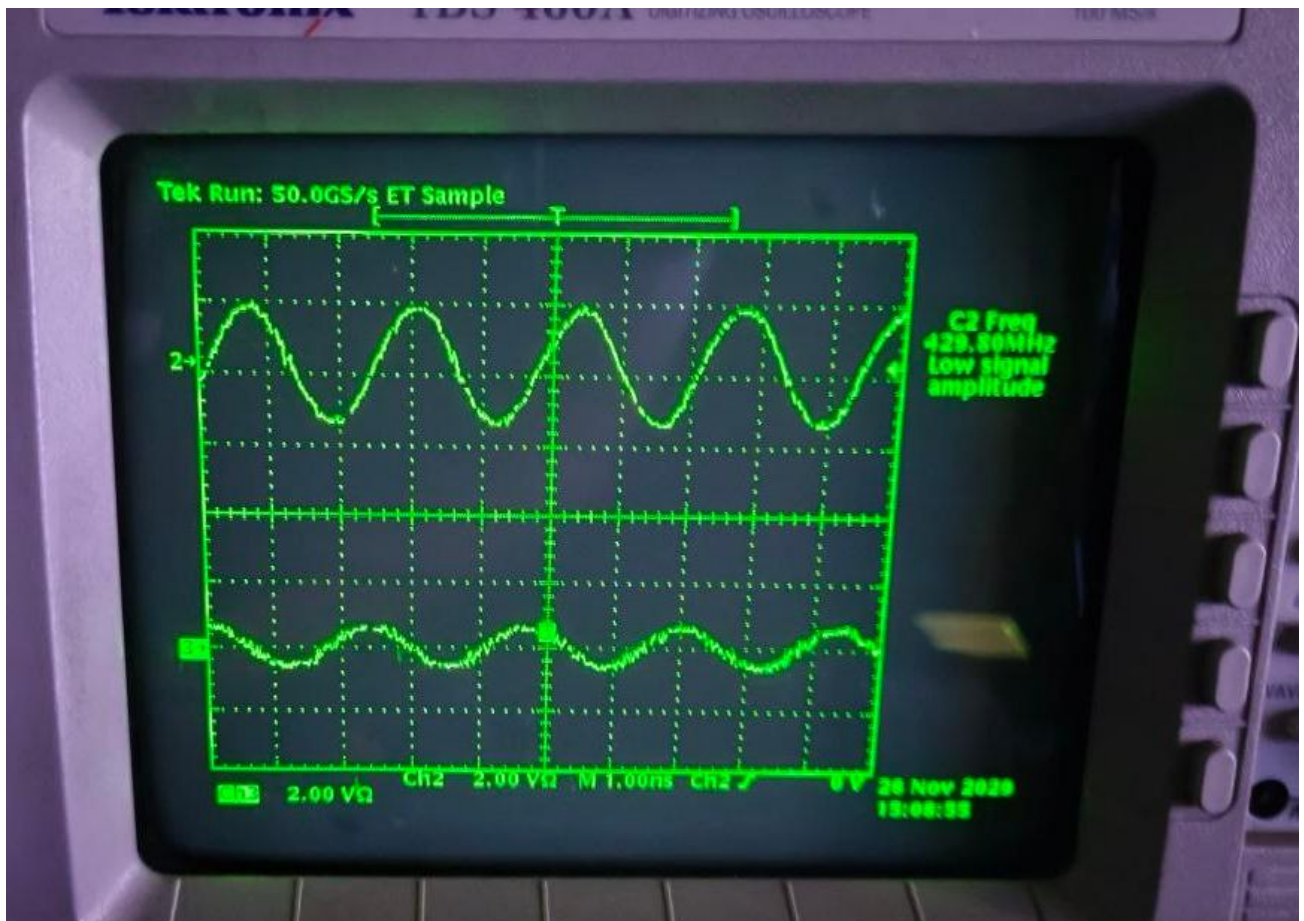


Рисунок 4.3.10 - ОСцилограми вхідного і вихідного сигналів

На осцилограмі одночасно відображені вхідний та вихідний сигнали підсилювача. Частота сигналу становить близько 430 МГц, що відповідає робочому діапазону пристрою. Аналіз форми сигналу показує, що вихідний сигнал зберігає синусоїдальну форму та не має помітних ознак обмеження, зрізання вершин або інших характерних проявів нелінійних спотворень. Також не спостерігається асиметрії позитивних та негативних півхвиль, що свідчить про правильний вибір режиму роботи транзистора та коректне налаштування напруги зміщення.

Отримані результати підтверджують, що в досліджуваному режимі підсилювач працює в лінійній області та забезпечує підсилення сигналу без суттєвого спотворення його форми. Це свідчить про правильну роботу вихідного каскаду, узгоджувальних кіл та схеми формування напруги зміщення. Проведені вимірювання також підтверджують відсутність самозбудження підсилювача та інших паразитних режимів роботи, які могли б призводити до погіршення якості

сигналу.

Підсумовуючи результати проведених випробувань, можна зробити висновок, що розроблений підсилювач є працездатним та загалом виконує покладені на нього функції. У ході експериментальних досліджень було підтверджено наявність підсилення сигналу в заданому діапазоні частот, коректну роботу системи живлення та формування напруги зміщення, а також відсутність помітних нелінійних спотворень і ознак самозбудження.

Разом з тим результати вимірювання коефіцієнта передачі та КСХН показали, що фактичні частоти налаштування узгоджувальних кіл дещо відрізняються від розрахункових. Максимум підсилення та мінімуми КСХН знаходяться поблизу робочого діапазону, однак не повністю перекривають необхідну смугу 420–460 МГц. Це свідчить про необхідність додаткового коригування вхідного та вихідного кіл узгодження з метою більш точного налаштування підсилювача на заданий діапазон частот.

Таким чином, проведені випробування підтвердили правильність обраних схемотехнічних та конструктивних рішень і показали, що підсилювач успішно працює. Подальші роботи повинні бути спрямовані на оптимізацію параметрів узгоджувальних кіл для забезпечення максимальної ефективності та стабільних характеристик у всьому робочому діапазоні 410–460 МГц.

					<i>PE21.428732.001 ПЗ</i>	Лист
						66
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		

ВИСНОВКИ

В результаті виконання дипломного проєкту було розроблено підсилювач потужності УВЧ діапазону 410–460 МГц на основі двотактної (push-pull) топології. Проведено аналіз існуючих промислових рішень, за результатами якого обрано структуру пристрою, що забезпечує необхідне поєднання вихідної потужності, коефіцієнта корисної дії, надійності та простоти реалізації.

У ході роботи було розроблено функціональну та принципові схеми пристрою, виконано розрахунок і моделювання високочастотного тракту, а також спроектовано друковані плати основного підсилювача, плати захисту живлення та плати формування напруги зміщення. Для реалізації ВЧ тракту використано сучасні LDMOS-транзистори та високочастотний матеріал Rogers RO4350, що дозволило зменшити втрати в узгоджувальних колах та забезпечити стабільність параметрів у робочому діапазоні частот.

Особливу увагу було приділено питанням надійності пристрою. У складі підсилювача реалізовано захист від неправильної полярності підключення, перенапруги, заниженої напруги живлення та перевищення струму. Також розроблено вузол формування напруги зміщення з температурною компенсацією, що забезпечує стабільність режимів роботи транзисторів при зміні температури.

За результатами виготовлення та експериментального дослідження дослідного зразка підтверджено працездатність обраних схемотехнічних рішень. Проведені випробування показали, що розроблений підсилювач забезпечує вихідну потужність понад 100 Вт та має коефіцієнт підсилення, близький до заданого. Разом із тим результати випробувань показали необхідність подальшого коригування вхідних та вихідних кіл узгодження для більш точного забезпечення необхідних характеристик у всьому діапазоні 410–460 МГц. Незважаючи на це, поставлена мета дипломного проєкту досягнута, а розроблений підсилювач може бути використаний як основа для подальшого вдосконалення та практичного застосування у системах радіозв'язку УВЧ діапазону.

					<i>PE21.428732.001 ПЗ</i>	Лист
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		67

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Grebennikov A., Sokal N. O., Franco M. J. Switchmode RF and Microwave Power Amplifiers. 2nd ed. Oxford : Academic Press, 2012. 677 с.
2. Cripps S. C. Advanced Techniques in RF Power Amplifier Design. Norwood : Artech House, 2002. 338 с.
3. Cripps S. C. RF Power Amplifiers for Wireless Communications. Norwood : Artech House, 1999. 356 с.
4. Albulet M. RF Power Amplifiers. Atlanta : Noble Publishing Corporation, 2001. 280 с.
5. Kenington P. B. High-Linearity RF Amplifier Design. Norwood : Artech House, 2000. 456 с.
6. Grebennikov A. RF and Microwave Power Amplifier Design. New York : McGraw-Hill, 2005. 432 с.
7. Red, E. T. Arbeitsbuch für den HF-Techniker: Daten, Fakten, HF-Grundsaltungen, 50-Ohm-Technik. München : Franzis, 1986. 212 с.
8. Kazimierczuk M. K. RF Power Amplifiers. 2nd ed. Chichester : John Wiley & Sons, 2015. 688 с.
9. Carson R. S. High-Frequency Amplifiers. 2nd ed. New York : John Wiley & Sons, 1982. 291 p
10. Gonzalez G. Microwave Transistor Amplifiers: Analysis and Design. 2nd ed. Upper Saddle River : Prentice Hall, 1997. 624 p.
11. Tietze U., Schenk C. Electronic Circuits: Handbook for Design and Application. Berlin ; Heidelberg : Springer, 2008. 1545 p.
12. Mancini R. Op Amps for Everyone: Design Reference. 2nd ed. Amsterdam ; Boston : Newnes, 2003. 472 p.
13. Sokloff S. Analog Integrated Circuits. New York : Wiley-Interscience, 1980. 416 p.
14. Horowitz P., Hill W. The Art of Electronics. 3rd ed. Cambridge : Cambridge University Press, 2015. 1225 p.

					<i>PE21.428732.001 ПЗ</i>	Лист
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		68

15. RM Italy. MUA 100-2 [Електронний ресурс]. – Режим доступу <http://www.rmitaly.com/en/product/mua-100-2>
16. Crescend Technologies. UHF Amps (403–512 MHz) [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <https://crescendrf.com/commercial-communications/commercial-communications-products/uhf-amps-403-512-mhz>
17. MFJ Enterprises Inc. D-1010-N, UHF AMP, 10W IN–100W OUT, 430–450 MHz [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <https://mfjenterprises.com/products/d-1010-n>
18. DX Engineering. Toptek PA-100U-05 UHF RF Power Amplifier [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <https://www.dxengineering.com/parts/tek-pa-100u-05>

ДОДАТОК А. ТЕХНІЧНЕ ЗАВДАННЯ

ПОГОДЖЕНО

к.т.н., доцент Зінгер Я.Л.
(керівник)

ЗАТВЕРДЖЕНО

к.т.н., доцент Мовчанюк А.В.
(Завідувач кафедри
Прикладної радіоелектроніки)

ТЕХНІЧНЕ ЗАВДАННЯ НА ДИПЛОМНИЙ ПРОЄКТ

Підсилювач потужності УВЧ діапазону 410–460 МГц
РЕ21.428732.001 ТЗ

1. НАЗВА КР І ПІДСТАВА ДЛЯ ВИКОНАННЯ КР

1.1 Назва виробу:

Підсилювач потужності діапазону ультракоротких хвиль.

1.2 Підстава для виконання:

Підставою для виконання є виконання дипломного проекту

2. ВИКОНАВЕЦЬ:

Виконавець - студент групи РЕ-21 Кущинський Іван Сергійович .

3. МЕТА ВИКОНАННЯ КР І ПРИЗНАЧЕННЯ :

3.1 Мета виконання:

Розробка схеми електричної принципової, друкованого вузла, розрахунок параметрів компонентів силової частини та оформлення конструкторської документації.

3.2 Призначення:

Пристрій призначений для підсилення потужності вхідного сигналу в системах радіозв'язку і засобах РЕБ.

4. ТЕХНІЧНІ ВИМОГИ

4.1 Вимоги призначення

Напруга живлення : DC 24-28В

Струм : не більше 10А

Вхідний опір : 50 Ом

Вихідний опір : 50 Ом

Вхідний роз'єм : SMA

Вихідний роз'єм : N type

Роз'єм живлення : XT90

Матеріал друкованої плати : RO4350

Коефіцієнт підсилення : не менше 15 дБ

Вихідна потужність : не менше 100 Вт

Робоча смуга частот : 410-460 МГц

4.2 Вимоги життєздатності та стійкості до зовнішніх впливів і чинників

Кліматичні вимоги УХЛ2.1 згідно ГОСТ 15150-69.

Захист від механічних впливів С2 згідно ГОСТ 16019-2001.

Ступінь захисту оболонки : IP40.

4.3 Вимоги надійності

Напрацювання на відмову при безперервній роботі — не менше 1000 годин.

					РЕ21.428732.001 ТЗ		
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата			
Розроб.	Кущинський				Підсилювач потужності УВЧ діапазону	Літ.	Лист
Перев.	Зінгер						1
							2
Н. Контр.						РЕ-21 РТФ	
Затв.	Зінгер						

4.4 Вимоги до технологічності

Вимоги згідно ГОСТ 14.201-83.

4.5 Вимоги до експлуатації, зручності технічного обслуговування та ремонту

Прилад має працювати в діапазоні температур від -10 °С до +50°С та відносній вологості від 0% до 80%.

Забезпечити легкий доступ до всіх елементів конструкції.

4.6 Транспортування та зберігання

Транспортувати автомобільним, залізничним та авіаційним видом транспорту в упакованому вигляді згідно ГОСТ 23216-78.

Зберігання: у сухому приміщенні із температурою повітря +5 – +15 °С.

5. ВИМОГИ ДО СИРОВИНИ, МАТЕРІАЛІВ І ПКВ

Пайку виконувати припоєм Sn60/Pb40

6. ВИМОГИ ДО КОНСЕРВАЦІЇ, ПАКУВАННЯ І МАРКУВАННЯ

Пакування: не передбачено

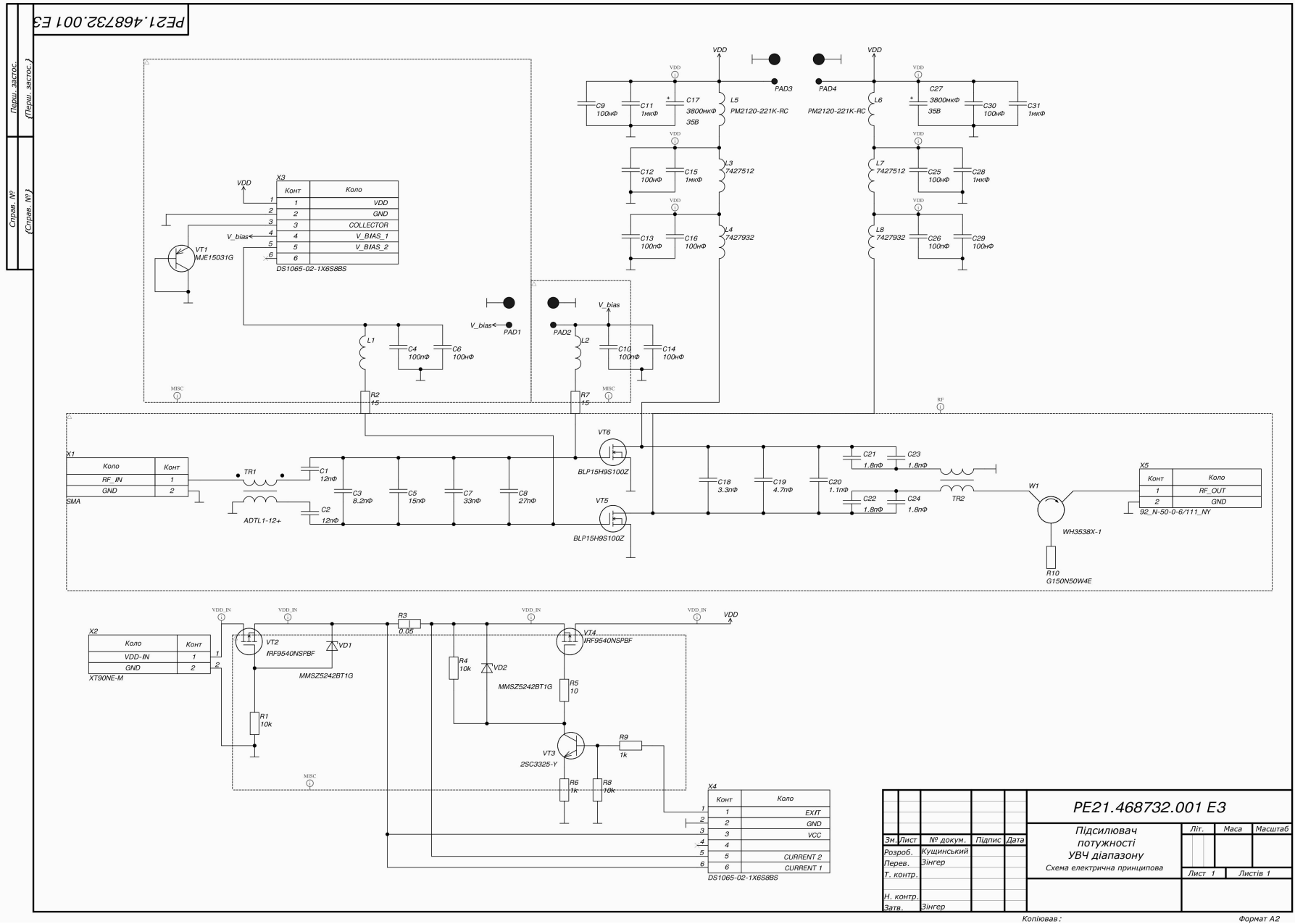
Консервація: не передбачена.

7. ВИМОГИ ДО РОЗРОБЛЮВАНОЇ ДОКУМЕНТАЦІЇ

Оформлення документації здійснюється згідно ДСТУ 3008:2015 та вимогам Єдиної системи конструкторської документації (ЄСКД).

					РЕ21.428732.001 ТЗ	Лист
						2
Зм.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата		

ДОДАТОК Б. СХЕМА ЕЛЕКТРИЧНА ПРИНЦИПОВА ПЛАТИ ПІДСИЛЮВАЧА

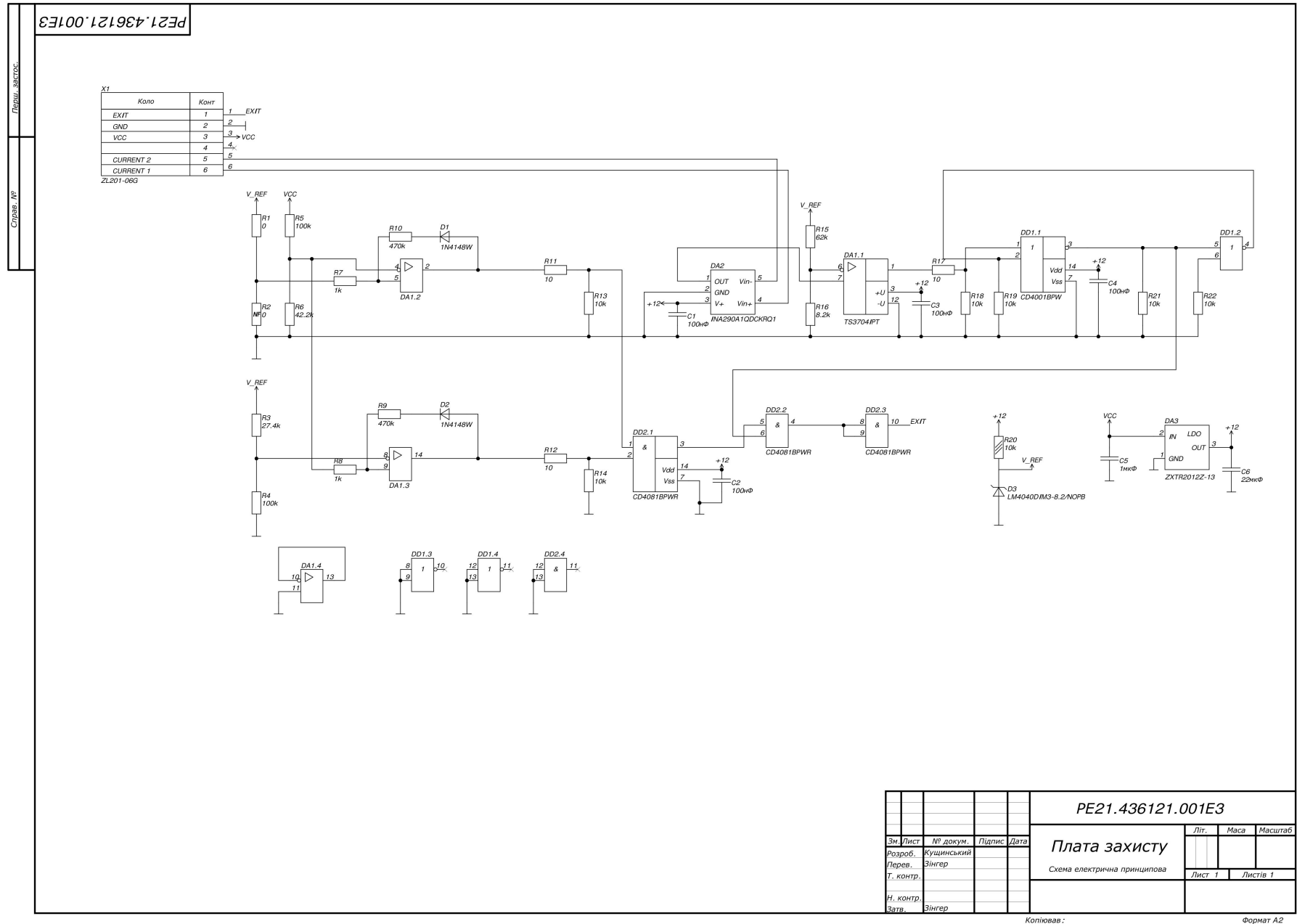


ДОДАТОК В. ПЕРЕЛІК ЕЛЕМЕНТІВ ПЛАТИ ПІДСИЛЮВАЧА ПОТУЖНОСТІ

Поз. ПОЗН.		Найменування			Кільк.	Примітка	
Первинне застосування		Конденсатори					
	C1, C2	600L120FT200T4K, 12 пФ, 0402, KYOCERA AVX			2		
	C3	600F8R2CT250XT4K, 8,2 пФ, 0805, KYOCERA AVX			1		
	C4, C10, C13, C26	GCM1885C2A101FA16D, 100 пФ, 0603, Murata			4		
	C5	600F150FT250XT4K, 15 пФ, 0805, KYOCERA AVX			1		
Довідковий №	C6, C9, C12, C14, C16, C25, C29, C30	GCM188R71C104KA37D, 100 нФ, 0603, Murata			8		
	C7	600F330FT250XT4K, 33 пФ, 0805, KYOCERA AVX			1		
	C8	600F270FT250XT, 27 пФ, 0805, KYOCERA AVX			1		
	C11, C15, C28, C31	GRM188R61E105KA12D, 1 мкФ, 0603, Murata			4		
	C17, C27	UCK1V382MNMJ1MS, 3800 мкФ, Nichicon			2		
	C18	800B3R3CT500XT1K, 3,3 пФ, 1111, KYOCERA AVX			1		
	C19	800B4R7CT500XT1K, 4,7 пФ, 1111, KYOCERA AVX			1		
	C20	800B1R2BT500XT1K, 1,2 пФ, 1111, KYOCERA AVX			1		
	C21, C22, C23, C24	800B1R8BT500XT1K, 1,8 пФ, 1111, KYOCERA AVX			4		
Підпис і дата		Індуктивності					
	L1, L2	BLM21HE802SN1L, Ferrite Bead, 0805, Murata			2		
	L3, L7	7427512, Würth Elektronik			2		
	L4, L8	7427932, Würth Elektronik			2		
	L5, L6	PM2120-221K-RC, 220 мкГн, Bourns			2		
Інв. № дубл.							
Зам. інв. №							
Підпис і дата							
Інв. № ориг.					РЕ21.428732.001 ПЕЗ		
	Зм. Арк.	№ докум.	Підпис	Дат			
	Розроб.	Кущинський			Плата підсилювача потужності Перелік елементів		
	Перевір	Зінгер					
	Т. контр						
	Н. конт						
	Затв.	Зінгер					
				Літера	Аркуш	Аркуші	
					1	2	

[illegible]

ДОДАТОК Г. СХЕМА ЕЛЕКТРИЧНА ПРИНЦИПОВА ПЛАТИ ЗАХИСТУ

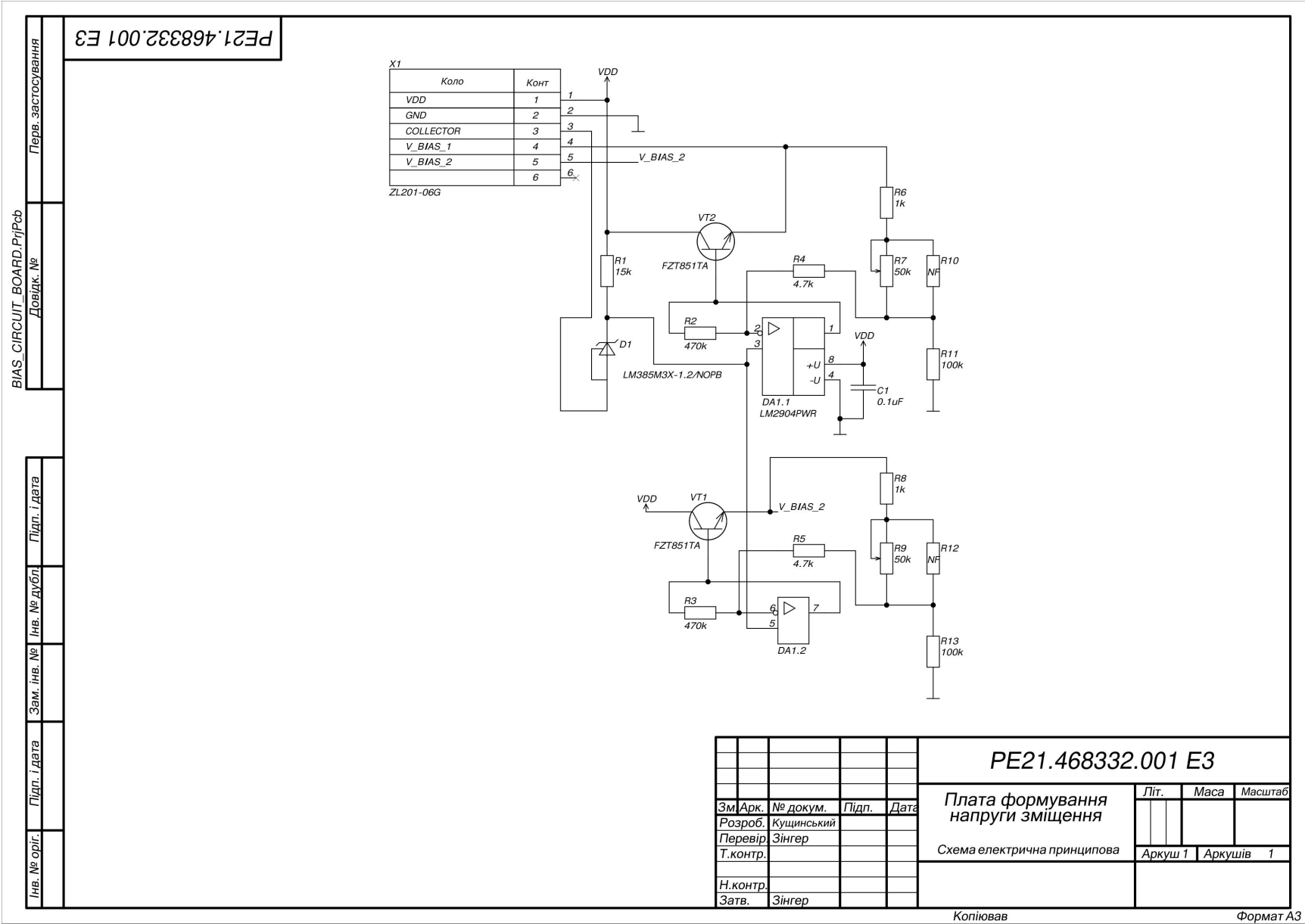


ДОДАТОК Г. ПЕРЕЛІК ЕЛЕМЕНТІВ ПЛАТИ ЗАХИСТУ

Перейняв застосування	Поз. ПОЗН.	Найменування	Кільк.	Примітка
		<u>Конденсатори</u>		
	C1, C2, C3, C4	GRM188R71H104KA93D, 100 нФ, 0603, Murata Electronics	4	
	C5	CL10A105KB8NNNC, 1 мкФ, 0603, Samsung	1	
	C6	GRM188R60G226MEA0D, 22 мкФ, 0603, Murata Electronics	1	
Довідковий №		<u>Діоди</u>		
	D1, D2	1N4148W, SOD123F, Diotec Semiconductor	2	
	D3	LM4040DIM3-8.2/NOPB, SOT23-3, Texas Instruments	1	
		<u>Мікросхеми</u>		
	DA1	TS3704IPT, TSSOP-14, Texas Instruments	1	
Підпис і дата	DA2	INA290A1QDCKRQ1, SC70-5, Texas Instruments	1	
	DA3	ZXTR2012Z-13, SOT89-3, Diodes Incorporated	1	
	DD1	CD4001BPWR, TSSOP-14, Texas Instruments	1	
	DD2	CD4081BPWR, TSSOP-14, Texas Instruments	1	
	X1	ZL319-6P, CONNFLY	1	
Інв. № дубл.				
Зам. інв. №				
Підпис і дата				
Інв. № ориг.				
РЕ21.436121.001ПЕЗ				
Зм. Арк.	№ докум.	Підпис	Дат	
Розроб.	Кущинський			
Перевір	Зінгер			
Т.контр				
Н.конт				
Затв.	Зінгер			
Плата захисту				Літера
Перелік елементів				Аркуш
				Аркуші
				1
				2

[illegible]

ДОДАТОК Д. СХЕМА ЕЛЕКТРИЧНА ПРИНЦИПОВА ПЛАТИ ФОРМУВАННЯ НАПРУГИ ЗМІЩЕННЯ

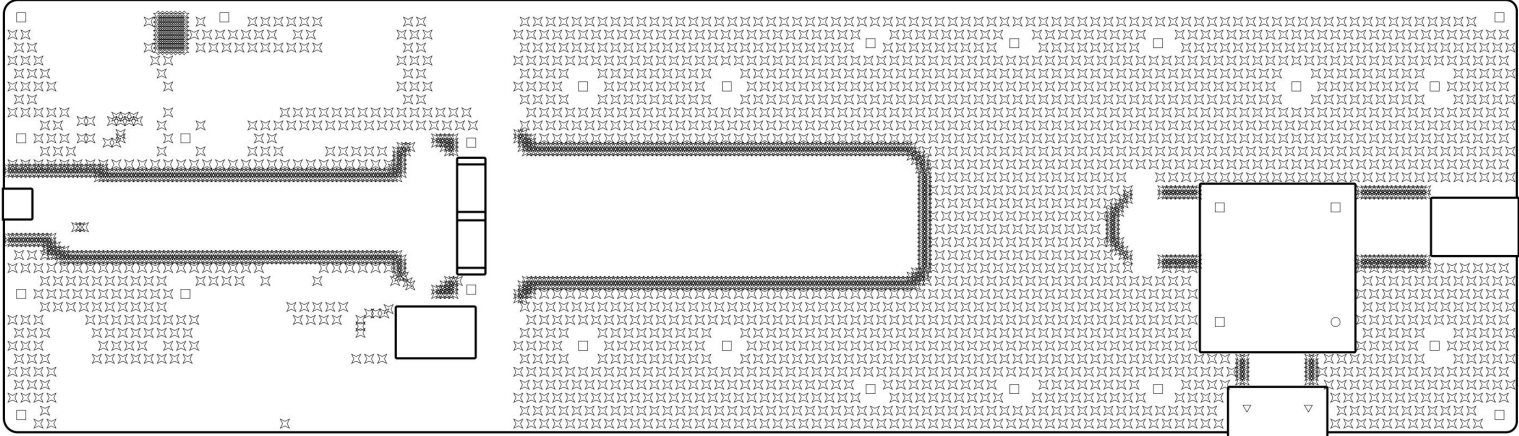


ДОДАТОК Е. ПЕРЕЛІК ЕЛЕМЕНТІВ ПЛАТИ ФОРМУВАННЯ
НАПРУГИ ЖИВЛЕННЯ

Первинне застосування	Поз. позн.	Найменування			Кільк.	Примітка			
	C1	GRM188R71H104KA93D, 100 нФ, 0603, Murata Electronics			1				
	D1	LM385M3X-1.2/NOPB, SOT-23-3, Texas Instruments			1				
	DA1	LM2904PWR, TSSOP-8, Texas Instruments			1				
	<u>Резистори</u>								
Довідковий №	R1	RC0603FR-0715KL, 15 кОм, 0603, Yageo			1				
	R2, R3	RC0603FR-07470KL, 470 кОм, 0603, Yageo			2				
	R4, R5	RC0603FR-074K7L, 4.7 кОм, 0603, Yageo			2				
	R6, R8	RC0603FR-071KL, 1 кОм, 0603, Yageo			2				
	R7, R9	3214W-1-503E, 50 кОм, Bourns			2				
	R11, R13	RC0603FR-07100KL, 100 кОм, 0603, Yageo			2				
	VT1, VT2	FZT851TA, SOT-223-3, Diodes Incorporated			2				
	X1	ZL201-06G, CONNFLY			1				
Підпис і дата									
Інв. № дубл.									
Зам. інв. №									
Підпис і дата									
Інв. № орг.									
					РЕ21.468332.001ПЕЗ				

ДОДАТОК Є. КРЕСЛЕННЯ ПЛАТИ ПІДСИЛЮВАЧА ПОТУЖНОСТІ

PE21.768732.001



Layer Stack Legend

Material

Layer

Thickness

Dielectric Material

Type

Gerber

Surface Material

Top Solder

0.01mm

Solder Resist

Solder Mask

GTS

Copper

Top Layer

0.04mm

Signal

GTL

1.52mm

RO4350B

Dielectric

Copper

Bottom Layer

0.04mm

Signal

GBL

Surface Material

Bottom Solder

0.01mm

Solder Resist

Solder Mask

GBS

Bottom Overlay

Legend

GBO

Total thickness: 1.61mm

Symbol	Count	Hole Size	Plated	Hole Tolerance
✕	3059	0.30mm	Plated	
☆	63	0.31mm	Plated	
○	1	3.20mm	Non-Plated	
□	27	3.20mm	Plated	
▽	2	4.10mm	Non-Plated	
	3152 Total			

Зм. Арк. № докум. Підпис Дата

Розроб. Куцинський

Перевір. Зінгер

Т. контр.

Н. контр.

Затв. Зінгер

Підсилювач потужності
УВЧ діапазону

Креслення друкованої плати

RO4350

Лім. Маса Масштаб

1:1

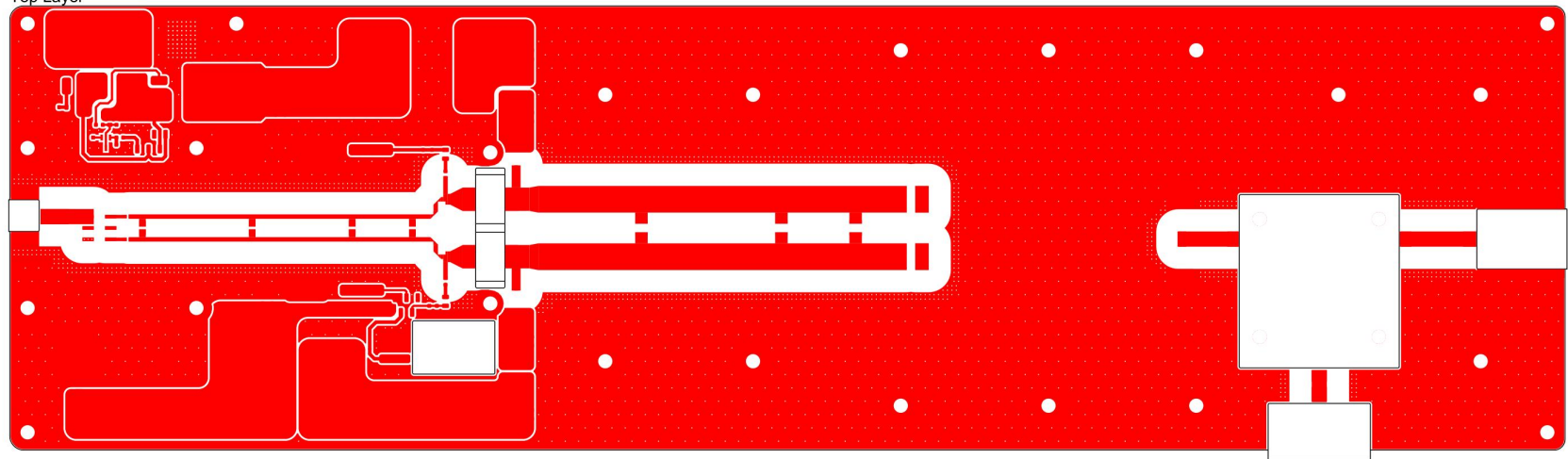
Аркуш 1 Аркушів 2

Копіював

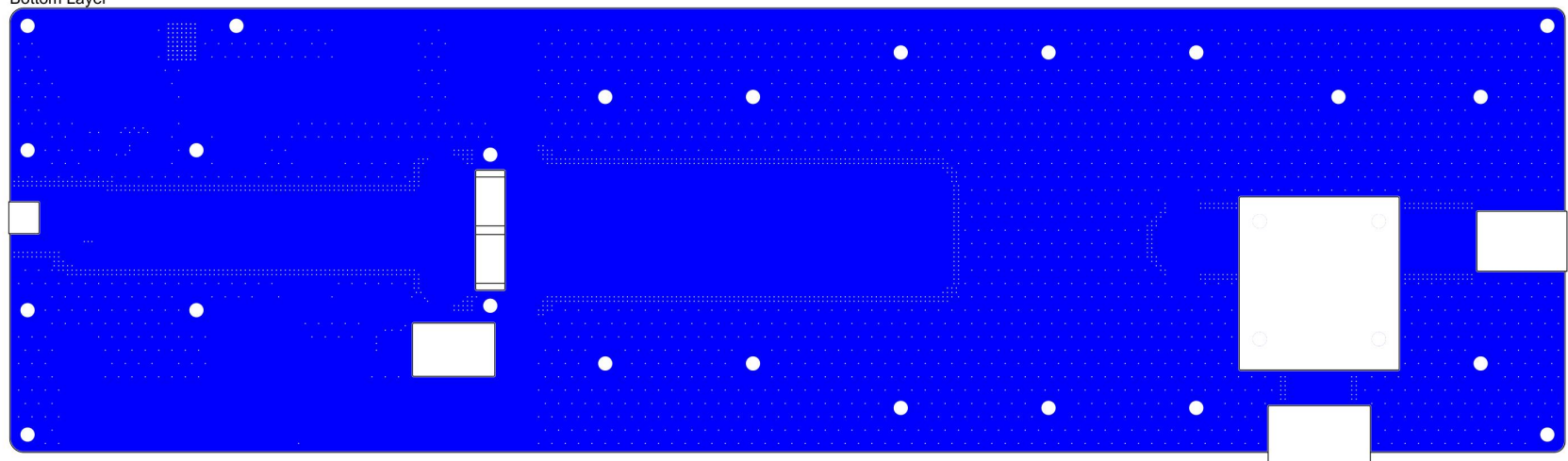
Формат А3

PE21.768732.001

Top Layer



Bottom Layer



Ив. № орл.	Підп. і дата	Зам. Ив. №	Ив. № орл.	Підп. і дата

Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата

PE21.768732.001

2
Арк.

Копіював

Формат А3

ДОДАТОК Ж. КРЕСЛЕННЯ ПЛАТИ ЗАХИСТУ

100.736121.001

Symbol	Count	Hole Size	Plated	Hole Tolerance
□	43	0.30mm	Plated	
	43 Total			

Top Layer

Layer 1

Layer 2

Bottom Layer

Layer Stack Legend

Material	Layer	Thickness	Dielectric Material	Type	Gerber
Surface Material	Top Overlay			Legend	GTO
Copper	Top Solder	0.01mm	Solder Resist	Solder Mask	GTS
Prepreg	Top Layer	0.04mm		Signal	GTL
CF-004	Layer 1	0.04mm		Signal	G1
		1.04mm	FR-4	Dielectric	
CF-004	Layer 2	0.04mm		Signal	G2
Prepreg		0.18mm	7628	Dielectric	
Copper	Bottom Layer	0.04mm		Signal	GBL
Surface Material	Bottom Solder	0.01mm	Solder Resist	Solder Mask	GBS
	Bottom Overlay			Legend	GBO

Total thickness: 1.56mm

Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата	Плата захисту	Літ.	Маса	Масштаб
Розроб.	Куцинський							1:1
Перевір.	Зінгер					Креслення друкованої плати	Аркушів 1	Аркушів 1
Т. контр.						FR-4		
Н. контр.								
Затв.	Зінгер							

Копіював

Формат А3

ДОДАТОК 3. ПЛАТА ФОРМУВАННЯ НАПРУГИ ЗМІЩЕННЯ КРЕСЛЕННЯ ДРУКОВАНОЇ ПЛАТИ

Прав. застосування

Довідк. №

Підп. і дата

Інв. № ориг.

Інв. №

Зам. інв. №

Підп. і дата

Інв. № ориг.

PE21.768332.001

Symbol	Count	Hole Size	Plated	Hole Tolerance
□	22	0.30mm	Plated	
	22 Total			

Top Layer

Bottom Layer

Layer Stack Legend

Material	Layer	Thickness	Dielectric Material	Type	Gerber
	Top Overlay			Legend	GTO
Surface Material	Top Solder	0.01mm	Solder Resist	Solder Mask	GTS
Copper	Top Layer	0.04mm		Signal	GTL
		1.60mm	FR-4	Dielectric	
Copper	Bottom Layer	0.04mm		Signal	GBL
Surface Material	Bottom Solder	0.01mm	Solder Resist	Solder Mask	GBS
	Bottom Overlay			Legend	GBO
Total thickness: 1.69mm					

PE21.768332.001				
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата
Розроб.	Куцїнський			
Перевір.	Зінгер			
Т. контр.				
Н. контр.				
Зам.	Зінгер			

Плата формування
напруги зміщення
Креслення друкованої плати

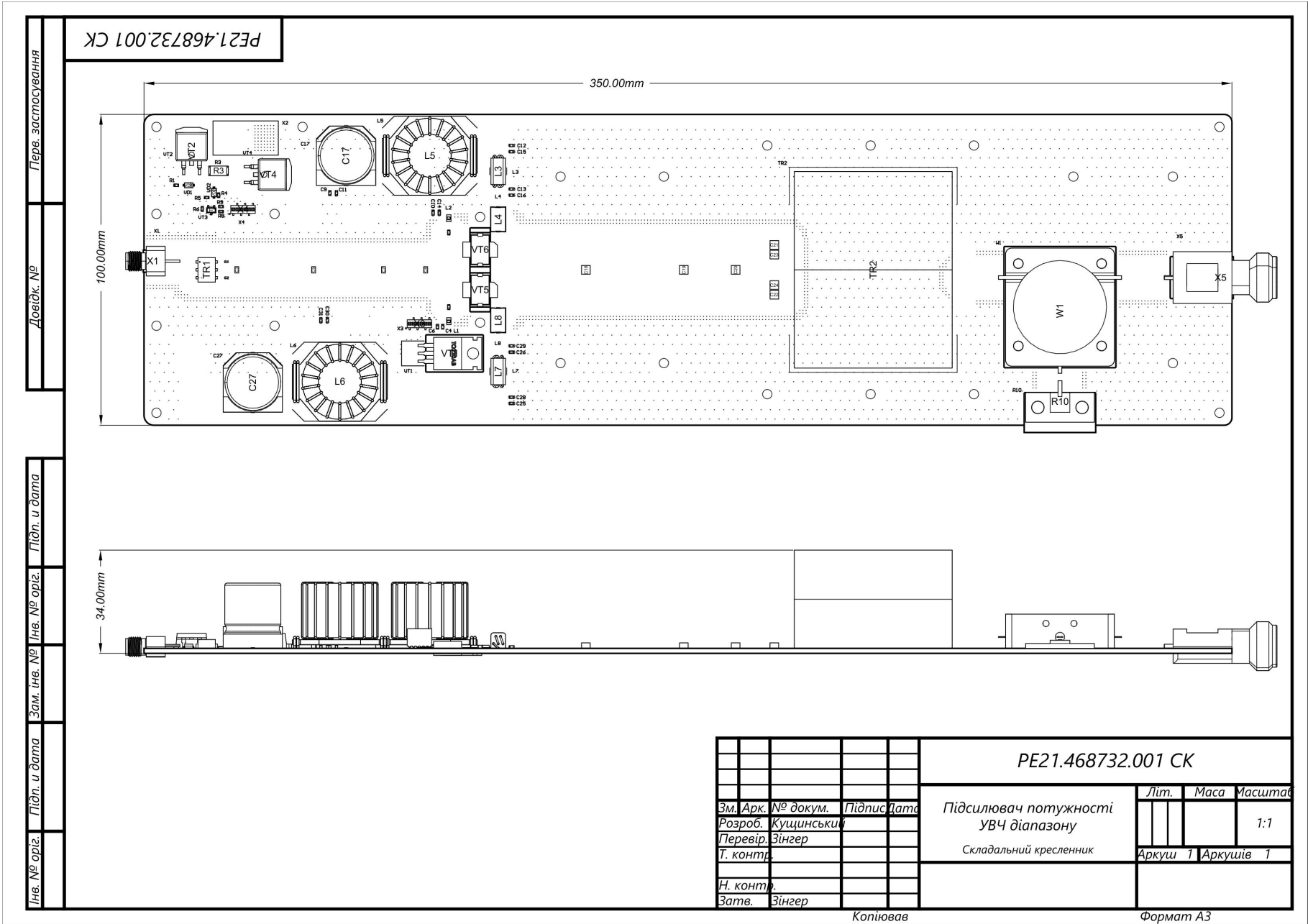
FR-4

Лім.	Маса	Масштаб
		1:1
Аркуш	1	Аркушів 1

Формат A3

Контроль

ДОДАТОК И. ПЛАТА ПІДСИЛЮВАЧА ПОТУЖНОСТІ СКЛАДАЛЬНИЙ КРЕСЛЕННИК

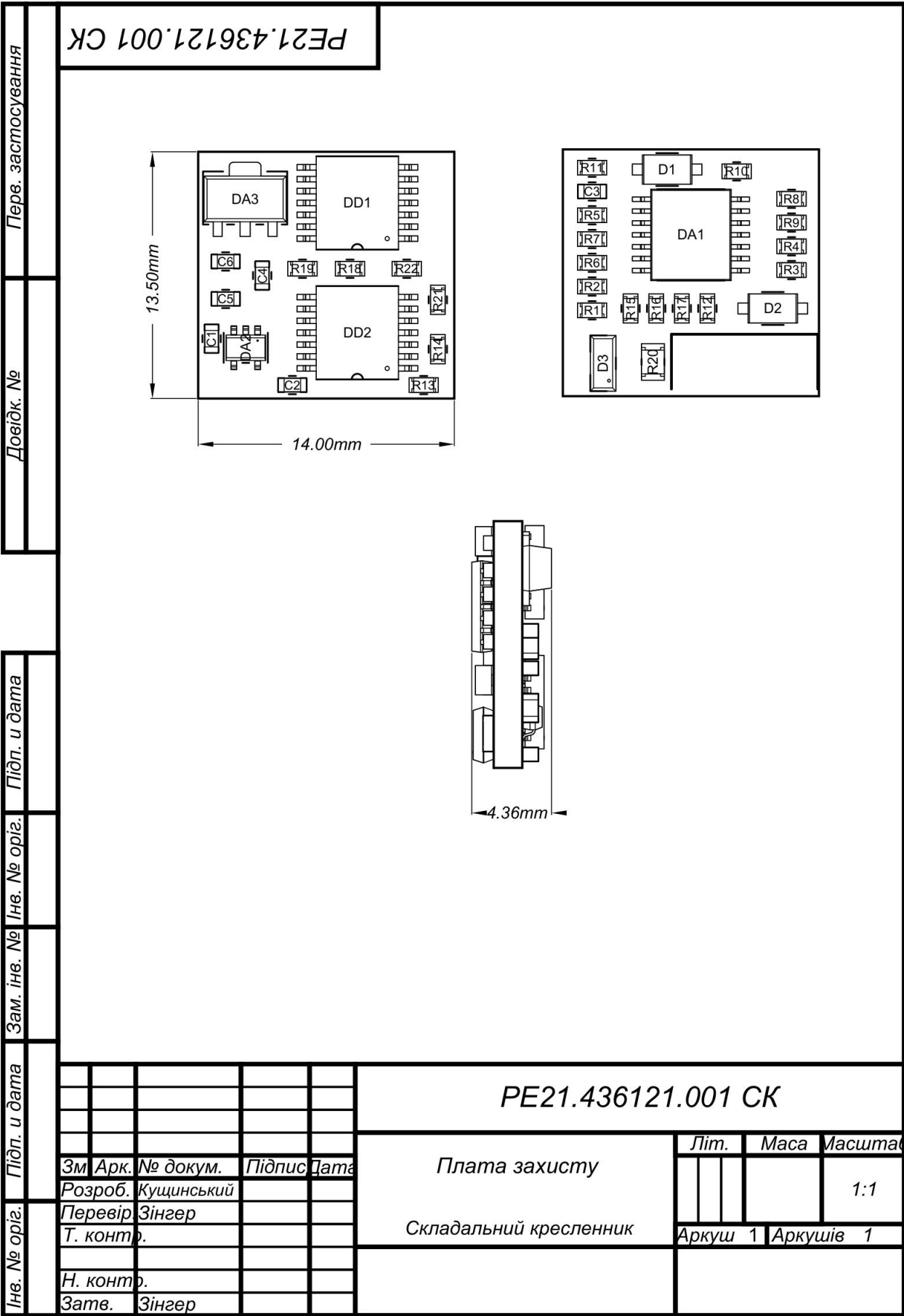


ДОДАТОК І. СПЕЦИФІКАЦІЯ ПЛАТИ ПІДСИЛЮВАЧА

Первинне застосування		Довідковий №		Підпис і дата		Інв. № дубл.		Зам. Інв. №		Підпис і дата		Інв. № ориг	
100.000.000													
Форм.	Зона	Поз.	Позначення	Найменування	Кільк.	Примітка							
				Документація									
A2			PE21.428732.001 E3	Схема електрична принципова	1								
A4			PE21.428732.001 ПЕЗ	Перелік елементів	1								
A3			PE21.428732.001 СК	Складальний кресленик	1								
				Деталі									
			PE21.728732.001	Друкована плата	1								
				Інші вироби									
				Конденсатор 12 пФ 0402 KYOCERA AVX 600L120FT200T4K	2	C1, C2							
				Конденсатор 8,2 пФ 0805 KYOCERA AVX 600F8R2CT250XT4K	1	C3							
				Конденсатор 100 пФ 0603 Murata GCM1885C2A101FA16D	4	C4, C10, C13, C26							
				Конденсатор 15 пФ 0805 KYOCERA AVX 600F150FT250XT4K	1	C5							
				Конденсатор 100 нФ 0603 Murata GCM188R71C104KA37D	8	C6, C9, C12, C14, C16, C25, C29, C30							
				Конденсатор 33 пФ 0805 KYOCERA AVX 600F330FT250XT4K	1	C7							
				Конденсатор 27 пФ 0805 KYOCERA AVX 600F270FT250XT	1	C8							
				Конденсатор 1 мкФ Murata GRM188R61E105KA12D	4	C11, C15, C28, C31							
				Конденсатор 3800 мкФ Nichicon UCK1V382MNJ1MS	2	C17, C27							
				Конденсатор 3,3 пФ KYOCERA AVX 800B3R3CT500XT1K	1	C18							

[illegible]

ДОДАТОК І. ПЛАТА ЗАХИСТУ СКЛАДАЛЬНИЙ
КРЕСЛЕННИК



ДОДАТОК Й. СПЕЦИФІКАЦІЯ ПЛАТИ ЗАХИСТУ

[illegible]

ДОДАТОК К. ПЛАТА ФОРМУВАННЯ НАПРУГИ ЗМІЩЕННЯ СКЛАДАЛЬНИЙ КРЕСЛЕНИК

[illegible]

ДОДАТОК Л. СПЕЦИФІКАЦІЯ ПЛАТИ ФОРМУВАННЯ НАПРУГИ ЗМІЩЕННЯ

[illegible]