

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

**Радіотехнічний факультет
Кафедра радіотехнічних систем**

До захисту допущено:

В.о. завідувача кафедри

_____ Сергій ЖУК

«__»_____20 р.

Дипломний проєкт

на здобуття ступеня бакалавра

за освітньою програмою «Радіотехнічні інформаційні технології»

спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

**на тему: «Підсилювач потужності короткохвильової частини
сантиметрового діапазону»**

Виконав:

студент IV курсу, групи РТ-81
Чорний Владислав Васильович _____

Керівник:

ст. викл.
Турєєва Ольга Василівна _____

Рецензент:

к.т.н., доцент
Тарабаров Сергій Борисович _____

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

Студент _____

Київ – 2022 року

**Пояснювальна записка
до дипломного проєкту
на тему: «Підсилювач потужності короткохвильової
частини сантиметрового діапазону»**

Київ – 2022 року

АНОТАЦІЯ

Дипломний проект на тему «Підсилювач потужності короткохвильової частини сантиметрового діапазону» виконано на 69 сторінках, що включають 42 ілюстрації, 7 таблиць, 4 додатків та 16 бібліографічних посилань.

Метою даного проекту є розробка кінцевого підсилювача потужності, призначеного для роботи у складі системи багатоканального широкосмугового доступу у діапазоні частот 11.7-12.3 ГГц.

Для вирішення поставленої мети було оглянуто існуючі методи визначення потрібних величин елементів, особливості роботи підсилювачів потужності в діапазоні НВЧ, основні механізми впливу нелінійності транзисторів на кінцеві характеристики передавача та вплив інших факторів які суттєво впливають на роботу розроблюваного пристрою.

Ключові слова: підсилювач, НВЧ, узгодження, шлейф, діаграма Сміта, КСХ, амплітуда, трансформатор, ємність, транзистор, опір, частота.

ANNOTATION

The diploma project on the topic "Power amplifier of the short-wave part of the centimeter range" was executed on 57 pages, including 42 illustrations, 7 tables, 2 appendices and 16 bibliographic references.

The aim of this project is to develop a final power amplifier designed to work as part of a multi-channel broadband access system in the frequency range 11.7-12.3 GHz.

To solve this goal, the existing methods of determining the required values of elements, features of power amplifiers in the microwave range, the main mechanisms of nonlinearity of transistors on the final characteristics of the transmitter and the influence of other factors that significantly affect the device.

Key words: amplifier, microwave, matching, loop, Smith chart, SWR, amplitude, transformer, capacitance, transistor, resistance.

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА

до дипломного проєкту

на тему:

Підсилювач потужності короткохвильової частини сантиметрового діапазону

Київ — 2022 року

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ	7
ВСТУП	9
1 ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРИ.....	10
1.1 Особливості роботи передавачів широкосмугових систем у діапазоні 12 – 26 ГГц.....	10
1.2 Основні механізми впливу нелінійності транзисторів на характеристики передавача.....	10
1.3 Реалізація транзисторних підсилювачів потужності діапазону ГГц з покращеними характеристиками.....	17
2 РОЗРОБКА ФУНКЦІОНАЛЬНОЇ СХЕМИ ПІДСИЛЮВАЧА	18
3 ЕЛЕКТРИЧНІ РОЗРАХУНКИ.....	19
3.1 Вибір активного елемента і підкладки підсилювача.....	20
3.2 Розрахунок вхідного і вихідного кіл узгодження.....	22
3.2.1 Загальні співвідношення.....	22
3.2.2 Узгодження за допомогою шлейфів на вході на виході підсилювача.....	23
3.2.3 Узгодження за допомогою зосереджених ємностей і чвертьхвильових трансформаторів опору.....	27
3.2.4 Узгодження за допомогою зосередженої ємності на вході і ємності у вигляді низькоомного відрізка на виході.....	36
3.2.5 Уточнення топології підсилювача за допомогою програмного забезпечення ADS 2009.....	39
3.3 Розрахунок кіл живлення транзистора.....	44
4.Конструкторсько-технологічний розділ.....	46
5. Експериментальне дослідження підсилювача.....	55
5.1 Вимірювання частотної характеристики (АЧХ) підсилювача.....	55
5.2 Вимірювання частотних залежностей $K_{CX_{вх}}$, $K_{CX_{вих}}$	56
ВИСНОВКИ	58
ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ	60
Додатки	62

					PT81.468714.001ПЗ			
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.		Підсилювач потужності короткохвильової частини сантиметрового діапазону	Літ.	Аркуш	Аркушів
Розроб.	Чорний В.В.					6	69	
Перев.	Турєєва О.В.				PT-81 РТФ			
Н. конт.	Піддубний В.О.							
Затв.	Жук С.Я.							

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

КСХ - коефіцієнт стоячої хвилі
АЧХ - амплітудно частотна характеристика
НВЧ - надвисокі частоти
ДП - досліджуваний пристрій
ДЖ - джерело живлення
УН - узгоджуюче навантаження
НВ - направлений відгалуджувач
ІМ - інтермодуляція
АМ - амплітудна модуляція
МСЛ - мікросмужкова лінія

					РТ81.468714.001ПЗ	Арк.
						7
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Вступ

Поява нових арсенід-галієвих транзисторів НВЧ діапазону, які відрізняються значною потужністю і можливістю отримувати значний ККД, відновлює увагу до проектування дискретних підсилювачів з їх застосуванням, оскільки монолітні інтегральні схеми підсилювачів на ринку зазначеного діапазону ще недоступні.

Розробка транзисторних підсилювачів потужності діапазону НВЧ є актуальною задачею, рішення якої присвячується багато сучасних робіт. Причина цього полягає у тому, що від характеристик кінцевого підсилювача потужності передавача у значній мірі залежить кілька важливих характеристик систем, що їх використовують, а саме ширина спектру випромінювання, рівень інтермодуляційних спотворень, величина вектора похибки випромінюваних сигналів з фазовою і квадратурною амплітудною модуляцією, рівень перехідної завади до сусіднього каналу, тощо.

Дана робота присвячена розробці кінцевого підсилювача потужності, призначеного для роботи у складі системи багатоканального ширококутового доступу у діапазоні частот 11.7-12.3 ГГц.

Робота містить розділ з оглядом літератури, розділ з результатами розробки функціональної схеми, розділ з електричними розрахунками, розділ з результатами конструкторсько-технологічної розробки, розділ із результатами експериментального дослідження виготовленого зразка підсилювача.

У останньому розділі подані основні висновки.

					РТ81.468714.001ПЗ	Арк.
						8
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

1. Огляд літератури

1.1. Особливості роботи передавачів широкосмугових систем у діапазоні 12 – 26 ГГц.

Розробка телекомунікаційних систем в останні роки характеризується просуванням їх до більш високочастотних діапазонів із одночасним розширенням смуги частот при підвищенні спектральної ефективності її використання. Це пояснюється підвищенням швидкості інформаційних потоків, збільшенням кількості діючих станцій і необхідністю краще використовувати виділені для роботи смуги частот. Підвищення частот до 12 – 26 ГГц дає змогу значно покращити територіально-частотне розділення абонентів, оскільки системи в цих діапазонах є принципово системами прямої видимості, розсіяння радіохвиль незначне, а самі ділянки радіоспектру тут досі використовуються обмежено. Одночасно, коефіцієнт підсилення приймально-передавальних антен сягає 35-40 дБ при досить незначних розмірах, що дає можливість виконати вимоги щодо необхідного енергетичного потенціалу ліній зв'язку при досить помірній потужності передавача. Останнє дуже важливе, оскільки зі збільшенням рівня потужності цілий ряд параметрів транзисторних підсилювачів, від яких критично залежать характеристики системи в цілому, значно погіршуються. Особливо гостро питання відносно зазначених параметрів потужних вихідних каскадів передавачів стоїть у базових станціях, де ці пристрої працюють із широкосмуговими, часто багатоканальними сигналами. В цих випадках задачею підсилювача потужності є передача групового сигналу без амплітудних і фазових спотворень із мінімальним ступенем впливу каналів одне на одного. Теоретичний аналіз і експериментальні дослідження показують, що без запровадження спеціальних засобів досягти цього із сучасними транзисторами у зазначених діапазонах частот неможливо вже при рівнях вихідної потужності підсилювачів порядку 0,5 -1 Вт. Це робить розробку вихідних каскадів передавачів широкосмугових систем радіодоступу у зазначених діапазонах частот окремою проблемою, яка сьогодні далека від свого вирішення.

1.2. Основні механізми впливу нелінійності транзисторів на характеристики передавача.

Очевидно, що при умові лінійності підсилювача єдиним джерелом спотворень сигналу може бути нерівномірність фазочастотної

					PT81.468714.001ПЗ	Арк.
						9
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

характеристики (або непостійність групового часу запізнення) у смузі частот сигналу. Як правило, однак, вихідні підсилювачі широкосмугових систем розробляються із вимогами до їх смуги підсилення як до такої, що значно перевищує ширину спектру сигналу. А тому єдиним джерелом спотворень сигналу при проходженні через підсилювач є його нелінійність. Одним із поширених способів опису нелінійності системи є степеневе представлення її відгуку на вхідний сигнал. При теоретичному аналізі нелінійних спотворень підсилювачів у якості вхідного сигналу найчастіше використовують двотоновий сигнал [1], оскільки аналіз при цьому спрощується, а результати відтворюють всі найважливіші ефекти, що супроводжують нелінійне проходження сигналу через підсилювач. Отже, покладаючи вхідний сигнал рівним

$$x(t)=A_1\text{Cos}(\omega_1t)+A_2\text{Cos}(\omega_2t) \quad (1.1)$$

для лінійного відгуку запишемо

$$y_n(t)=\alpha_1(A_1\text{Cos}(\omega_1t-\omega_1\tau_1)+A_2\text{Cos}(\omega_2t-\omega_2\tau_1)), \quad (1.2)$$

а для нелінійного, включаючи кубічні члени розкладу, матимемо

$$\begin{aligned} y_{NL}(t)= & \alpha_1(A_1\text{Cos}(\omega_1t-\omega_1\tau_1)+A_2\text{Cos}(\omega_2t-\omega_2\tau_1))+ \\ & +\alpha_2(A_1\text{Cos}(\omega_1t-\omega_1\tau_2)+A_2\text{Cos}(\omega_2t-\omega_2\tau_2))^2+ \\ & +\alpha_3(A_1\text{Cos}(\omega_1t-\omega_1\tau_3)+A_2\text{Cos}(\omega_2t-\omega_2\tau_3))^3 = \\ & = \alpha_1(A_1\text{Cos}(\omega_1t-\varphi_{11})+A_2\text{Cos}(\omega_2t-\varphi_{21}))+ \\ & +\alpha_2(A_1\text{Cos}(\omega_1t-\varphi_{12})+A_2\text{Cos}(\omega_2t-\varphi_{22}))^2+ \\ & +\alpha_3(A_1\text{Cos}(\omega_1t-\varphi_{13})+A_2\text{Cos}(\omega_2t-\varphi_{23}))^3, \quad (1.3) \end{aligned}$$

де $\varphi_{ij}=\omega_i\tau_j$. Сталі φ_{ij} в (1.3) – фазові зсуви, що відповідають кожному члену поліноміального представлення реакції і своїй частоті. Рівняння (1.3) може бути переписано у вигляді

$$\begin{aligned} y_{NL}(t)= & \alpha_1(A_1\text{Cos}(\omega_1t-\varphi_{11})+A_2\text{Cos}(\omega_2t-\varphi_{21}))+ \\ & +\alpha_2\left(\frac{1}{2}(A_1^2+A_2^2)+A_1A_2\text{Cos}((\omega_1-\omega_2)t-(\varphi_{12}-\varphi_{22}))+A_1A_2\text{Cos}((\omega_1+\omega_2)t-(\varphi_{12}+\varphi_{22}))\right)+ \\ & +\frac{1}{2}A_1^2\text{Cos}(2\omega_1t-2\varphi_{12})+\frac{1}{2}A_2^2\text{Cos}(2\omega_2t-2\varphi_{22}))+ \end{aligned}$$

					PT81.468714.001ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		10

$$\begin{aligned}
& +\alpha_3\left(\frac{3}{4}A_1^3\cos(\omega_1t-\varphi_{13})+\frac{3}{4}A_2^3\cos(\omega_2t-\varphi_{23})\right)+ \\
& +\frac{3}{2}A_1A_2^2\cos(\omega_1t-\varphi_{13})+\frac{3}{2}A_1^2A_2\cos(\omega_2t-\varphi_{23})+ \\
& +\frac{3}{4}A_1^2A_2\cos((2\omega_1-\omega_2)t-(2\varphi_{13}-\varphi_{23}))+\frac{3}{4}A_1^2A_2\cos((2\omega_1+\omega_2)t-(2\varphi_{13}+\varphi_{23}))+ \\
& +\frac{3}{4}A_1A_2^2\cos((2\omega_2-\omega_1)t+(\varphi_{13}-2\varphi_{23}))+\frac{3}{4}A_1A_2^2\cos((2\omega_2+\omega_1)t-(\varphi_{13}-2\varphi_{23}))+ \\
& +\frac{1}{4}A_1^3\cos(3\omega_1t-3\varphi_{13})+\frac{1}{4}A_2^3\cos(3\omega_2t-3\varphi_{23}) \quad (1.4)
\end{aligned}$$

Як, наприклад, видно із рівняння (1.4), нелінійність підсилювача призводить до виникнення постійного струму (пряме детектування сигналу), компресії або експансії коефіцієнту підсилення, а також крос-модуляції сигналу на кожній із частот ω_1, ω_2 . Класифікацію доданків у (1.4) згідно з їх фізичним змістом дано у табл. 1.1.

Таблиця 1.1

Компонента відгуку	Частота	Назва, походження
$\alpha_1 A_1 \cos(\omega_1 t - \varphi_{11})$	ω_1	лінійний відгук
$\alpha_1 A_2 \cos(\omega_2 t - \varphi_{21})$	ω_2	лінійний відгук
$\frac{\alpha_2}{2} (A_1^2 + A_2^2)$	0	пряме детектування сигналу
$\alpha_2 A_1 A_2 \cos((\omega_1 - \omega_2)t - (\varphi_{12} - \varphi_{22}))$	$\omega_1 - \omega_2$	інтермодуляція другого порядку, ІМ2
$\alpha_2 A_1 A_2 \cos((\omega_1 + \omega_2)t - (\varphi_{12} + \varphi_{22}))$	$\omega_1 + \omega_2$	інтермодуляція другого порядку, ІМ2
$\frac{\alpha_2}{2} A_1^2 \cos(2\omega_1 t - 2\varphi_{12})$	$2\omega_1$	гармонічні спотворення другого порядку, НД2
$\frac{\alpha_2}{2} A_2^2 \cos(2\omega_2 t - 2\varphi_{22})$	$2\omega_2$	гармонічні спотворення другого порядку, НД2
$\frac{3}{4} \alpha_3 A_1^3 \cos(\omega_1 t - \varphi_{13})$	$2\omega_1 - \omega_1 = \omega_1$	АМ-РМ конверсія, АМ-АМ конверсія, компресія/експансія підсилення
$\frac{3}{4} \alpha_3 A_2^3 \cos(\omega_2 t - \varphi_{23})$	$2\omega_2 - \omega_2 = \omega_2$	АМ-РМ конверсія, АМ-АМ конверсія, компресія/експансія підсилення

$\frac{3}{2}\alpha_3 A_1 A_2^2 \cos(\omega_1 t - \varphi_{11})$	$\omega_1 + \omega_2 - \omega_2 = \omega_1$	Крос-модуляція, СМ
$\frac{3}{2}\alpha_3 A_1^2 A_2 \cos(\omega_2 t - \varphi_{21})$	$\omega_2 + \omega_1 - \omega_1 = \omega_2$	Крос-модуляція, СМ
$\frac{3}{4}\alpha_3 A_1^2 A_2 \cos((2\omega_1 - \omega_2)t - (2\varphi_{13} - \varphi_{23}))$	$2\omega_1 - \omega_2$	Інтермодуляція третього порядку, ІМЗ
$\frac{3}{4}\alpha_3 A_1^2 A_2 \cos((2\omega_1 + \omega_2)t - (2\varphi_{13} + \varphi_{23}))$	$2\omega_1 + \omega_2$	Інтермодуляція третього порядку, ІМЗ
$\frac{3}{4}\alpha_3 A_1 A_2^2 \cos((2\omega_2 - \omega_1)t - (2\varphi_{23} - \varphi_{13}))$	$2\omega_2 - \omega_1$	Інтермодуляція третього порядку, ІМЗ
$\frac{3}{4}\alpha_3 A_1 A_2^2 \cos((2\omega_2 + \omega_1)t - (\varphi_{13} - 2\varphi_{23}))$	$2\omega_2 + \omega_1$	Інтермодуляція третього порядку, ІМЗ
$\frac{1}{4}\alpha_3 A_1^3 \cos(3\omega_1 t - 3\varphi_{13})$	$3\omega_1$	гармонічні спотворення третього порядку, HD3
$\frac{1}{4}\alpha_3 A_2^3 \cos(3\omega_2 t - 3\varphi_{23})$	$3\omega_2$	гармонічні спотворення третього порядку, HD3

Розглянемо продукти нелінійних спотворень сигналів і їх окрему роль у порушеннях нормальної роботи системи широкосмугового зв'язку [2]. Перш за все, як видно із табл. 1.1, всі вони поділяються на дві великі групи: компоненти, чії частоти лежать у смузі частот корисного сигналу (частоти $\omega_1; \omega_2; 2\omega_1 - \omega_2; 2\omega_2 - \omega_1$) і компоненти, частоти яких знаходяться далеко від корисного діапазону (частоти $2\omega_1; 2\omega_2; 3\omega_1; 3\omega_2; \omega_1 + \omega_2; 2\omega_1 + \omega_2;$

$2\omega_2 + \omega_1; \omega_1 - \omega_2$). Найбільш важливими є частоти, що належать до першої групи, оскільки частоти, що належать до другої групи, можуть бути відфільтрованими. По-друге, частоти першої групи, у свою чергу, поділяються на дві групи – ті, що повністю співпадають із вхідними, і ті, що слабо відрізняються від них, утворюючи нові частотні компоненти у спектрі корисного сигналу. Розглянемо ці компоненти окремо.

Компоненти вигляду $\frac{3}{4}\alpha_3 A_1^3 \cos(\omega_1 t - \varphi_{13})$ і $\frac{3}{4}\alpha_3 A_2^3 \cos(\omega_2 t - \varphi_{23})$ відповідають за компресію або експансію коефіцієнту передачі підсилювача, а також за амплітудно-амплітудну і амплітудно-фазову конверсію у

					PT81.468714.001ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		12

вихідному сигналі. У комплексі із крос-модуляційними компонентами вигляду $\frac{3}{2}\alpha_3 A_1 A_2^2 \text{Cos}(\omega_1 t - \varphi_{13})$, $\frac{3}{2}\alpha_3 A_1^2 A_2 \text{Cos}(\omega_2 t - \varphi_{23})$ вони визначають амплітуди сигналів з частотами ω_1, ω_2 на виході. Так, вихідний сигнал на частоті ω_1 матиме вигляд

$$y_{NL}(t, \omega_1) = \alpha_1 A_1 \text{Cos}(\omega_1 t - \varphi_{11}) + \alpha_3 \frac{3}{4} A_1^3 \text{Cos}(\omega_1 t - \varphi_{13}) + \frac{3}{4} \alpha_3 A_1 A_2^2 \text{Cos}(\omega_1 t - \varphi_{13}) \quad (1.5)$$

Із (1.5) та рис. 1.1, що надає співвідношення (1.5) у векторному вигляді, видно, що навіть у випадку, коли другого сигналу немає (A_2 дорівнює 0) амплітуда і фаза вихідного сигналу істотно і нелінійно залежать від амплітуди вхідного сигналу.

Таким чином, вихідний сигнал потерпає від амплітудної і фазової авто модуляції (або амплітудно-амплітудної і амплітудно-фазової конверсії), яка кількісно характеризується вектором похибки (позначається EVM - аббревіатура від "error vector magnitude"), величина якого дорівнює

$$\text{EVM} = \frac{3}{4} \alpha_3 A_1^3 \quad (1.6)$$

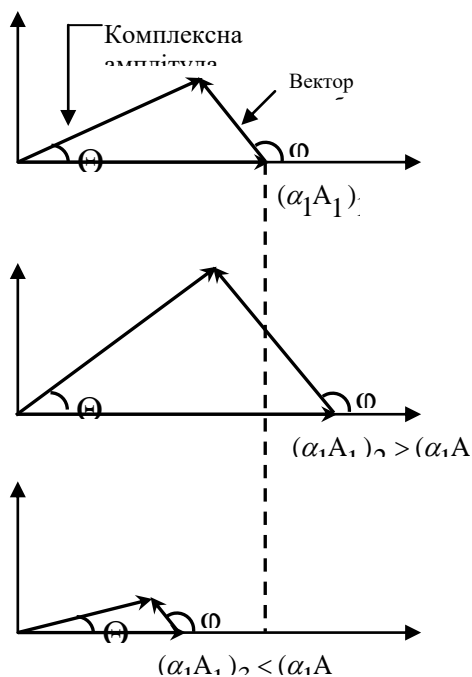


Рис. 1.1

					PT81.468714.001ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		13

Зазначимо, що ця величина має пряме відношення до маючої так ж саме позначення величини вектора похибки, якою оцінюється якість передачі сигналів із складним форматом модуляції [4]. Так, вірогідність похибки при прийомі сигналів із багатопозиційною фазовою і квадратурною амплітудною модуляцією визначається відстанню між сигнальними точками на комплексній площині (площині сигнального сузір'я). Очевидно, що внесений згідно із (1.6) нелінійним підсилювачем вектор похибки здатен погіршити відношення сигнал/шум на вході демодулятора приймача і збільшити коефіцієнт похибки. Додамо, що, як випливає із (1.5), додаткове погіршення прийому зумовлюється і крос-модуляційним компонентом.

Розглянемо другу групу спотворень, частоти яких, як зазначено, не співпадають із частотами збудження підсилювача ω_1, ω_2 , але лежать у робочій смузі частот сигналу. Це – інтермодуляційні продукти третього порядку (ІМЗ) із частотами $2\omega_1 - \omega_2$ і $2\omega_2 - \omega_1$. Хоча ці частоти і не співпадають із частотами вхідних сигналів, дія цих компонентів на сигнал негативна і значна, оскільки реальний сигнал на вході - це не двотоновий сигнал, а сума двох промодульованих сигналів із поруч розташованими спектрами (рис. 1.2а). Таким чином, розглядувані продукти інтермодуляції обов'язково залишаться у межах спектрів сигналів, зумовивши їх перекриття і розширення (рис. 1.2б).

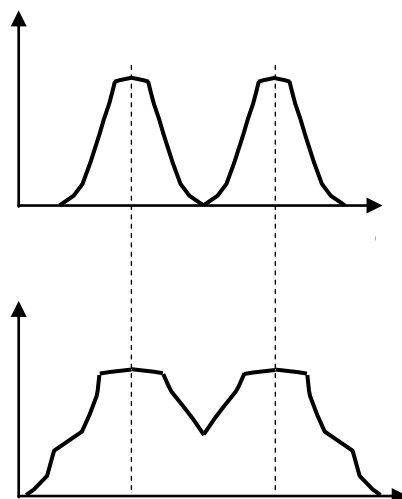


Рис.1.2

					PT81.468714.001ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		14

Це явище, що отримало назву розростання спектру, очевидно, негативно впливає на відношення сигнал/шум на вході демодулятора приймача. Кількісно воно описується таким параметром, як рівень просочування потужності до сусіднього каналу (АСРЛ), що визначається згідно з співвідношенням

$$ACPL(dB) = -10 \lg \frac{P_b}{P_L + P_u},$$

де P_b - потужність сигналу у основній смузі частот від ω_1 до ω_2 ;

P_L - потужність сигналу, що просочився у нижню сусідню смугу ($\omega_L < \omega < \omega_2$);

P_u - потужність сигналу, що просочився у верхню сусідню смугу ($\omega_2 < \omega < \omega_u$);

Останнє співвідношення обчислюють за допомогою формули

$$ACPL(dB) = -10 \lg \frac{\int_{\omega_1}^{\omega_2} s_0(\omega) d\omega}{\int_{\omega_L}^{\omega_1} s_0(\omega) d\omega + \int_{\omega_2}^{\omega_u} s_0(\omega) d\omega}.$$

Таким чином, підсумовуючи, можна сказати, що нелінійність підсилювача потужності передавача може значно погіршити параметри системи широкосмугового зв'язку. Цей негативний вплив іде по наступних основних напрямках:

по-перше, нелінійність викликає зменшення коефіцієнту передачі і вихідної потужності передавача, що безпосередньо погіршує енергетичний потенціал системи;

по-друге, вона викликає амплітудну і фазову автомодуляцію і крос-модуляцію, що спотворює сигнал і погіршує умови для роботи демодулятора приймача;

по-третє, нелінійність викликає розростання спектру сигналу і просочування сигналів із сусідніх каналів багатоканальної системи зв'язку, що також погіршує умови для коректної роботи демодулятора приймача.

Нарешті, і це стосується позасмугових компонентів (див.табл.1.1), наявність у спектрі вихідного сигналу продуктів гармонічних спотворень

					PT81.468714.001ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		15

сигналу (гармонік різного порядку) призводить до порушень щодо припустимого рівня побічних випромінювань передавача і вимагає включення у тракт передавача додаткових фільтрів.

Зазначимо, що, як випливає із зробленого огляду, всі згадані негативні ефекти є продуктами нелінійності підсилювача потужності. Таким чином, покращуючи один із параметрів, зумовлених нелінійністю, ми, як правило, покращуємо і інші [5], [7], що просто характеризують роботу передавача у інших умовах.

1.3. Реалізація транзисторних підсилювачів потужності діапазону 12 ГГц з покращеними характеристиками

Хоча перші транзисторні підсилювачі діапазону 12 ГГц розроблялися як хвилеводні, згодом, по мірі зростання якості діелектричних матеріалів, поліпшення технології виготовлення металізованих підкладок і падінням їх ціни, ці підсилювачі почали виготовлятися виключно мікросмушковими. Причин широкого застосування мікросмушкових ліній, як електродинамічної основи для побудови підсилювачів потужності згаданого діапазону, декілька. По-перше, у мікросмушкових лініях просто реалізувати подачу живлення на електроди транзисторів, оскільки лінії дозволяють вести постійний струм. Розв'язка кіл живлення із сигнальним трактом забезпечується за допомогою фільтрів низьких частот, які виготовляються на підкладці підсилювача в єдиному технологічному циклі. По-друге, сама структура екранованої мікросмушкової лінії забезпечує хорошу розв'язку між окремим її ділянками, зокрема між точками підключення заслону і стоку польового транзистора. Це, у свою чергу, забезпечує стабільність характеристик підсилювача і унеможливорює паразитну генерацію. По-третє, хвильовий опір мікросмушкової лінії досить низький (20 – 100 Ом), що спрощує побудову узгоджувачих кіл і розширює смугу частот узгодження.

Недоліком мікросмушкової лінії, як основи для побудови потужних підсилювачів, слід вважати необхідність застосування спеціальних заходів, щодо відводу тепла. Розповсюдженим способом створення тепло відводу є встановлення транзистора на металеву основу камери, на якій земляним шаром металу лежить мікросмушкова лінія, у підкладці якої виконано отвір для транзистора (рис. 1.3).

					PT81.468714.001ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		16

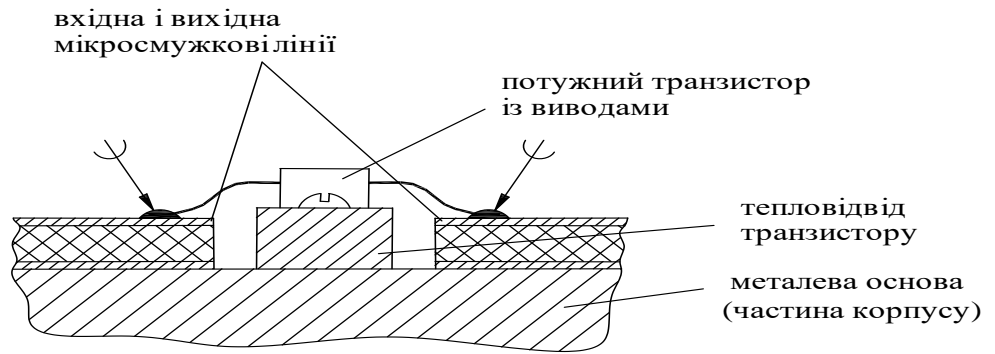


Рис. 1.3

Простота виконання узгоджувачих кіл у друкованому вигляді дозволяє технологічно просто реалізувати один із методів підвищення максимальної вихідної потужності підсилювача, падіння якої, як показано раніше, викликане нелінійними властивостями транзистора при великому рівні вихідного сигналу. В роботі [6] було показано, що рівень вихідної потужності для досягнення компресії коефіцієнта підсилення може бути підвищений на декілька децибел, якщо вихідне коло розрахувати не із умов мало сигнального узгодження транзистора, а із умов отримання максимальної вихідної потужності. Ці умови враховують зміни вихідного імпедансу транзистора із зростанням вихідної потужності. Типові кола постійного малосигнального підсилення і підсилення великого сигналу на діаграмі Сміта показані на рис. 1.4.

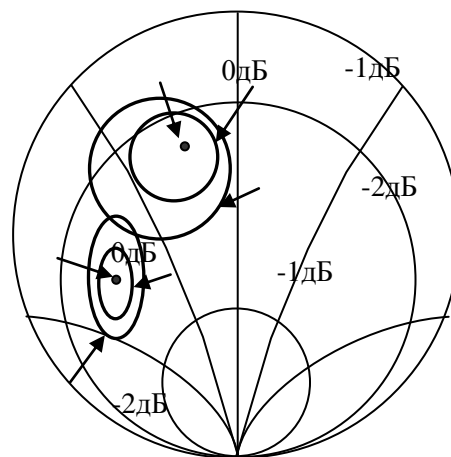


Рис. 1.4

Із рисунку видно, що необхідні імпеданси можуть відрізнятися дуже сильно, а малосигнальне узгодження може привести до „недобору” декількох децибел при підсиленні великого сигналу.

Таким чином, із проведеного огляду літератури можна зробити висновок, що розроблюваний підсилювач необхідно виготовляти мікросмушковим, узгоджуючі кола на вході і виході підсилювача у першому наближенні треба розраховувати, виходячи із параметрів малого сигналу, а остаточні розрахунки топології вихідного кола треба робити, виходячи із вимог отримання максимальної вихідної потужності.

2. Розробка функціональної схеми підсилювача

Із виконаного огляду літератури заключаємо, що розроблюваний підсилювач повинен містити узгоджуючі вхідне та вихідне кола, які мають бути інтегровані до гібридної інтегральної схеми підсилювача, кола живлення для подачі від’ємної напруги на заслін транзистора і додатної напруги на стік транзистора, а також широкосмугові переходи між хвилеводами на вході і виході підсилювача та мікросмушковим трактом підсилювача. Ці переходи необхідні для того, щоб забезпечити підключення розробленого підсилювача до вимірювального тракту який є хвилеводним. Таким чином отримаємо функціональну схему підсилювача (рис.2.1).

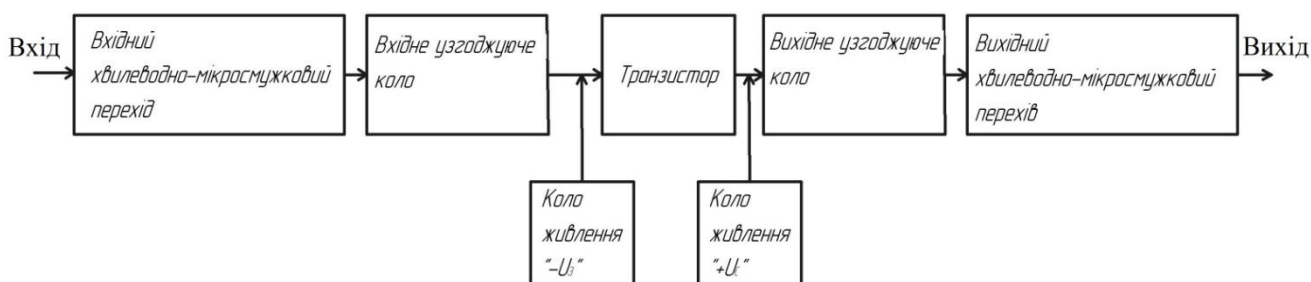


Рис.2.1

					PT81.468714.001ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		18

3.Електричні розрахунки

3.1 Вибір активного елемента і підкладки підсилювача

У попередньому розділі була обґрунтована функціональна схема розроблюваного підсилювача. Як видно із неї, основними вузлами є узгоджувальні вхідне і вихідне кола, а також кола живлення (кола подачі негативної напруги живлення на заслін польового транзистора і подачі позитивної напруги живлення на стік транзистора).

Розрахунок узгоджувальних кіл залежить від вибору транзистора і матеріалу підкладки мікросмужкової лінії, яка слугує електродинамічною основою підсилювача. У якості активного елемента був обраний транзистор типу FLK107MH-14 фірми «Sumitomo electric»(Japan), який відповідає вимогам щодо коефіцієнту підсилення(більше 10дБ), потужності однодецибельної компресії коефіцієнту підсилення (більше 1 Вт) та максимальної частоти підсилення (більше 12 ГГц). У якості матеріалу підкладки був вибраний металізований полімер типу RT5880 фірми «Rogers Corporation»(USA), який відповідає вимогам незначних втрат на робочій частоті підсилювача ($tg(\delta) < 10^{-3}$) і малою товщиною шару міді, що дає можливість досягти необхідної точності в процесі фотолітографічного травлення. S- параметри вибраного транзистора наведені у табл.1. Основні електрофізичні параметри використаного матеріалу подані у табл.2

Табл.1

FREQUENCY (MHZ)	S11		S21		S12		S22	
	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG
500	.949	-99.8	8.893	131.6	.023	47.7	.275	-58.0
1000	.921	-137.6	5.628	114.8	.028	37.1	.297	-80.9
10000	.783	-6.8	.924	90.5	.039	71.6	.852	171.3
10500	.769	-22.8	.932	85.8	.038	64.4	.857	166.9
11000	.751	-39.7	.959	79.8	.039	67.8	.843	161.7
11500	.730	-57.4	.981	74.2	.043	63.7	.827	156.0
12000	.699	-76.9	1.032	71.9	.049	62.1	.825	149.9
12500	.659	-98.1	1.109	60.8	.044	63.5	.820	142.6
13000	.609	-119.9	1.151	53.5	.045	64.8	.824	134.6
13500	.544	-142.1	1.255	44.7	.045	51.5	.851	125.6
14000	.456	-162.6	1.402	30.5	.046	37.2	.890	113.9
14500	.331	179.3	1.521	19.7	.045	7.2	.913	102.8
15000	.170	-155.0	1.764	-4.8	.063	-39.7	.875	89.2
15500	.528	-132.8	1.697	-50.1	.108	-107.7	.654	69.0
16000	.878	-174.9	1.225	-99.6	.158	-171.2	.226	87.9

					PT81.468714.001ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		19

Табл.2

Властивість	Типові значення				Направлен ня	Одиниці виміру	Умови	Метод тестування
	RT/duroid 5870		RT/duroid 5880					
Діелектрична пост., ϵ_r Process	2.33 2.33 ± 0.02 spec.		2.20 2.20 ± 0.02 spec.		Z Z		C24/23/50 C24/23/50	1 MHz IPC-TM-650 2.5.5.3 10 GHz IPC-TM 2.5.5.5
Діелектрична пост., ϵ_r Design	2.33		2.20		Z		8 GHz - 40 GHz	Диференціальний метод фазової довжини
Втрати , $\tan \delta$	0.0005 0.0012		0.0004 0.0009		Z Z		C24/23/50 C24/23/50	1 MHz IPC-TM-650, 2.5.5.3 10 GHz IPC-TM-2.5.5.5
Тепловий коефіцієнт ϵ_r	-115		-125			$10^{-6}/^{\circ}\text{C}$	-50 - 150°C	IPC-TM-650, 2.5.5.5
Об'ємний опір	2×10^7		2×10^7		Z	МОм cm	C96/35/90	ASTM D257
Поверхневий опір	2×10^7		3×10^7		Z	МОм	C/96/35/90	ASTM D257
Модуль пружності при розтягуванні	Тестувалось при 23°C	Тестувалось при 100°C	Тестувалось при 23°C	Тестувалось при 100°C		МПа (kpsi)	A	ASTM D638
	1300 (189)	490 (71)	1070 (156)	450 (65)	X			
	1280 (185)	430 (63)	860 (125)	380 (55)	Y			
Межа міцності	50 (7.3)	34 (4.8)	29 (4.2)	20 (2.9)	X	МПа (kpsi)	A	ASTM D638
	42 (6.1)	34 (4.8)	27 (3.9)	18 (2.6)	Y			
Гранична деформація	9.8	8.7	6.0	7.2	X	%	A	ASTM D638
	9.8	8.6	4.9	5.8	Y			
Модуль пружності при стисненні	1210 (176)	680 (99)	710 (103)	500 (73)	X	МПа (kpsi)	A	ASTM D695
	1360 (198)	860 (125)	710 (103)	500 (73)	Y			
	803 (120)	520 (76)	940 (136)	670 (97)	Z			
Межа міцності	30 (4.4)	23 (3.4)	27 (3.9)	22 (3.2)	X	МПа (kpsi)	A	ASTM D695
	37 (5.3)	25 (3.7)	29 (5.3)	21 (3.1)	Y			
	54 (7.8)	37 (5.3)	52 (7.5)	43 (6.3)	Z			
Гранична деформація	4.0	4.3	8.5	8.4	X	%	A	ASTM D695
	3.3	3.3	7.7	7.8	Y			
	8.7	8.5	12.5	17.6	Z			
Деформація під наванта- женням, при 150°C			1.0		Z	%	24г /14 МПа (2 Kpsi)	ASTM D621
Температура теплової дисторсії	>260 (>500)		>260 (>500)		X,Y	°C (°F)	1.82 МПа (264 psi)	ASTM D648
Питома теплоємність	0.96 (0.23)		0.96 (0.23)			J/g/K (cal/g/C)		Calculated
Вологопоглинання	0.02		0.02			%	.062" (1.6mm) D48/50	ASTM D570
Теплопровідність	0.22		0.20		Z	W/m/K	80°C	ASTM C518
Коефіцієнт теплового розширення	22 28 173		31 48 237		X Y Z	$10^{-6}/^{\circ}\text{C}$	0-100°C	IPC-TM-650, 2.4.41
Td	500		500			°C TGA		ASTM D3850
Густина	2.2		2.2			гp /cm³		ASTM D792
Вміст міді	27.2 (4.8)		31.2 (5.5)			pli (N/mm)	1 oz (35µm) EDC foil after solder float	IPC-TM-650 2.4.8
Займістість	V-0		V-0					UL94
Процес суміщення не містить свинцю	Так		Так					

Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата
------	------	----------	--------	------

PT81.468714.001ПЗ

Арк.

20

3.2 Розрахунок вхідного і вихідного кіл узгодження

3.2.1 Загальні співвідношення

Відомо[1], що реактивні кола для одночасного узгодження абсолютно стійких транзисторів, що характеризуються коефіцієнтом стійкості

$$k = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 \cdot |S_{12}| \cdot |S_{21}|} > 1, \quad \text{можуть бути розраховані згідно}$$

співвідношень

$$\Gamma_1 = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4 \cdot |C_1|^2}}{2 \cdot C_1}; \quad \Gamma_2 = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4 \cdot |C_2|^2}}{2 \cdot C_2}, \quad (3.1)$$

$$\text{де } B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2; \quad B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2;$$

$$C_i = S_{ii} - \Delta \cdot S_{ij}^*; \quad \Delta = S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21}, \quad \text{а}$$

Γ_1, Γ_2 – коефіцієнти відбиття від узгоджувальних кіл у, відповідно, площинах на вході і виході транзистора. Оскільки вибраний транзистор є абсолютно стійкий у заданому діапазоні частот, співвідношення (3.1) є справедливими і можуть бути використані для розрахунку узгоджувальних кіл розроблюваного підсилювача. Розрахуємо декілька варіантів такого узгодження.

					PT81.468714.001ПЗ	Арк.
						21
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

3.2.2 Узгодження за допомогою шлейфів на вході на виході підсилювача.

Схема узгодження зображена на рис.3.1

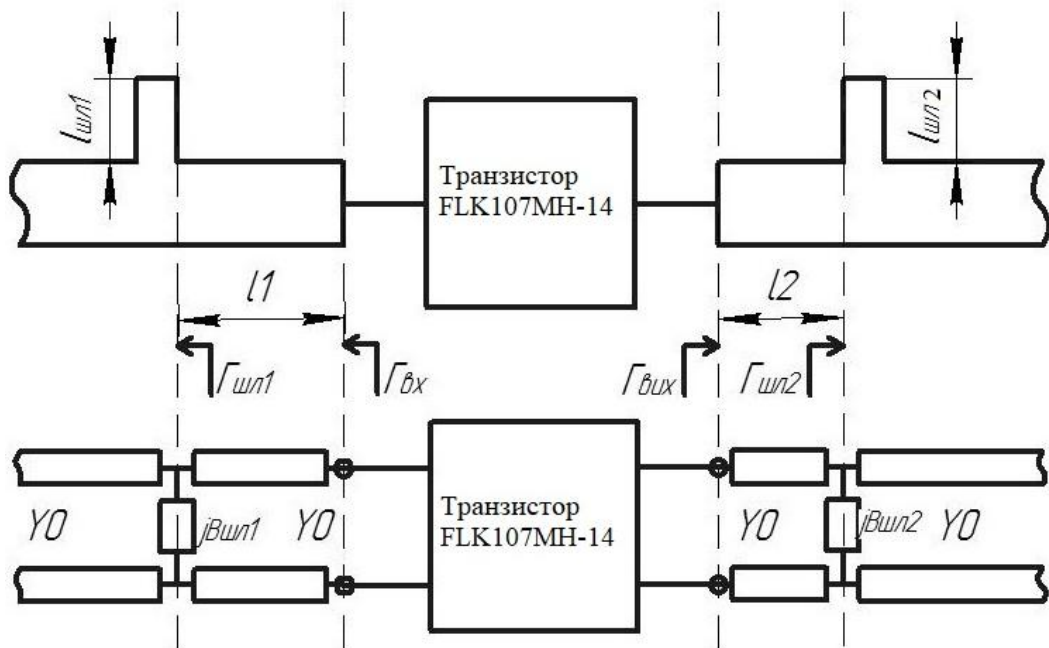


Рис.3.1

Тут же зображена еквівалентна схема у термінах теорії довгих ліній. Розрахунок проілюструємо на прикладі вхідного узгоджувального кола. Користуючись (3.1), маємо $\Gamma_{вх} = 0.0698 - 0.9784 \cdot j$. Із рис.3.1 отримаємо

$$\Gamma_{шл1} = \frac{Y_0 - (Y_0 + j \cdot B_{шл1})}{Y_0 + (Y_0 + j \cdot B_{шл1})} = \frac{-j \cdot B_{шл1}}{2 \cdot Y_0 + j \cdot B_{шл1}}. \quad (3.2)$$

Оскільки відрізок лінії передачі не змінює величину $|\Gamma_{шл1}|$, то $|\Gamma_{вх}| = |\Gamma_{шл1}|$ і співвідношення (3.2) може бути прямо використане для знаходження довжини вхідного шлейфа $l_{шл1}$. Маємо

$$B_{шл1} = \frac{2 * Y_0 * |\Gamma_{вх}|}{\sqrt{1 - |\Gamma_{вх}|^2}} = 0.533 \text{ см}$$

Звідси

$$l_{шл1} = \frac{1}{\beta} \cdot \arctg\left(\frac{B_{шл1}}{Y_0}\right).$$

Підставляємо $\beta = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda_{x\phi}}$, $\lambda_{x\phi} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\xi_{E\phi}}}$ ($\lambda_{x\phi}$ - довжина хвилі у МСЛ на центральній частоті діапазону, λ_0 - довжина хвилі у вільному просторі, $\xi_{E\phi}$ - значення ефективної діелектричної сталої для МПЛ із опором $Z_0=50$ Ом), отримаємо $I_{\text{шл1}} = 0.476$ см. Співвідношення (3.2) дозволяє обчислити фазу коефіцієнта відбиття. Оскільки $B_{\text{шл1}} > 0$, із (3.2) маємо:

$$\varphi_{\Gamma_{\text{шл1}}} = -\frac{\pi}{2} - \arctg \frac{|B_{\text{шл1}}|}{2 * Y_0} = -175.34^\circ$$

Необхідна фаза $\varphi_{\text{вх}} = \arctg \frac{\text{Im}(\Gamma_{\text{вх}})}{\text{Re}(\Gamma_{\text{вх}})} = -85.7^\circ$ досягається відповідним зміщенням вздовж лінії передачі у напрямку від транзистора згідно співвідношення

$$\varphi_{\text{вх}} = \varphi_{\Gamma_{\text{шл1}}} - 2 \cdot \beta \cdot l_1.$$

Підставивши значення, маємо $l_1 = -0.02$ см. Довжина, що може бути реалізована, знаходиться додаванням відрізка $\frac{\lambda_{x\phi}}{2}$. Отже $l_1 = 0.737$ см.

Далі так само отримаємо

$$I_{\text{шл2}} = 0.012 \text{ см}; \quad I_2 = 0.487 \text{ см}.$$

Розрахунок частотної характеристики коефіцієнта передачі і частотних залежностей його вхідного і вихідного КСХ можна провести, використавши матричне представлення схеми рис.3.1. Воно зображене на рис.3.2. Бачимо, що розроблюваний підсилювач із узгоджувальними колами може бути представлений у вигляді каскадного з'єднання окремих вузлів.

					PT81.468714.001ПЗ	Арк.
						23
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

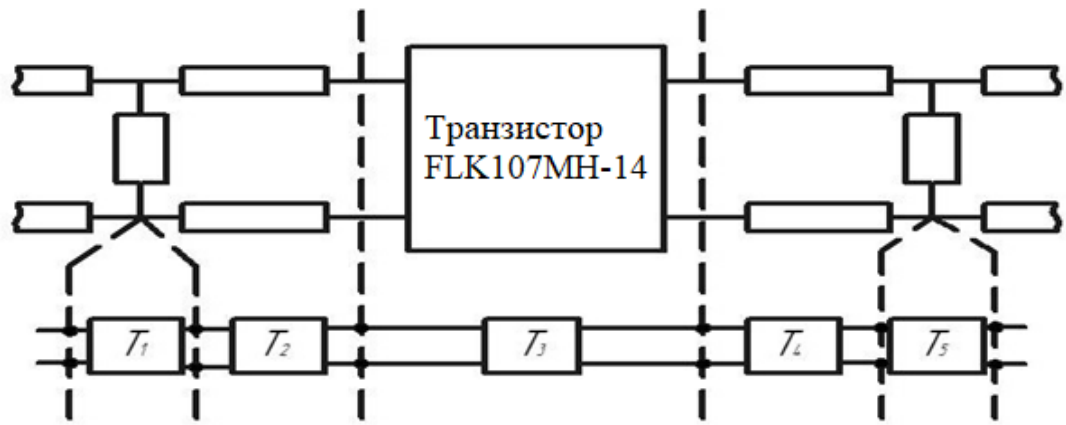


рис.3.2

Як відомо [2], Т-матриця каскадного з'єднання чотирьох полюсників може бути знайдена як добуток матриць окремих модулів. Знаючи повну Т-матрицю підсилювача, можемо обчислити його S- матрицю $S_{ij}^{заг}$ і, відповідно, коефіцієнт передачі підсилювача

$$K_p(f) = 20 \cdot \log(|S_{2,1}^{заг}(f)|) ,$$

а також залежності КСХ на його вході і виході:

$$КСХ_{ВХ}(f) = \frac{1 + |S_{1,1}^{заг}(f)|}{1 - |S_{1,1}^{заг}(f)|} ; \quad КСХ_{ВИХ}(f) = \frac{1 + |S_{2,2}^{заг}(f)|}{1 - |S_{2,2}^{заг}(f)|} .$$

Наведемо вирази для обчислення матриць складових одиниць у співвідношенні

$$\|T^{заг}\| = \|T_1\| \times \|T_2\| \times \|T_3\| \times \|T_4\| \times \|T_5\| .$$

$$\|T_1\| = \left\| \begin{array}{cc} \frac{2 + j \cdot B_{ун1} / Y_0}{2} & \frac{j \cdot B_{ун1}}{Y_0} \\ -\frac{j \cdot B_{ун1}}{2 \cdot Y_0} & \frac{2 - j \cdot B_{ун1} / Y_0}{2} \end{array} \right\| ; \quad B_{ун1} = Y_0 \cdot tg\beta \cdot l_{ун1} ;$$

$$\|T_2\| = \left\| \begin{array}{cc} e^{j\beta \cdot l_1} & 0 \\ 0 & e^{-j\beta \cdot l_1} \end{array} \right\| ;$$

$$\|T_3\| = \left\| \begin{array}{cc} 1 & -S_{22} \\ S_{21} & S_{21} \\ S_{11} & \Delta \\ S_{21} & S_{21} \end{array} \right\| ;$$

$$\|T_4\| = \begin{vmatrix} e^{j\beta \cdot l_2} & 0 \\ 0 & e^{-j\beta \cdot l_2} \end{vmatrix};$$

$$\|T_5\| = \begin{vmatrix} \frac{2 + j \cdot B_{шл2}/Y_0}{2} & \frac{j \cdot B_{шл2}}{Y_0} \\ -\frac{j \cdot B_{шл2}}{2 \cdot Y_0} & \frac{2 - j \cdot B_{шл2}/Y_0}{2} \end{vmatrix}; \quad B_{шл2} = Y_0 \cdot \operatorname{tg} \beta \cdot l_{шл2}.$$

Розрахунки згідно наведених формул проведені у середовищі Mathcad 15. Зауважимо, що для уточнення результатів у програмі використовувалась лінійна інтерполяція параметрів транзистора, які виробником надаються із досить великим кроком по частоті. Результати розрахунків $K_p(f)$, $KCX_{BX}(f)$ і $KCX_{ВЛX}(f)$ наведені на рис.3.3, рис.3.4.

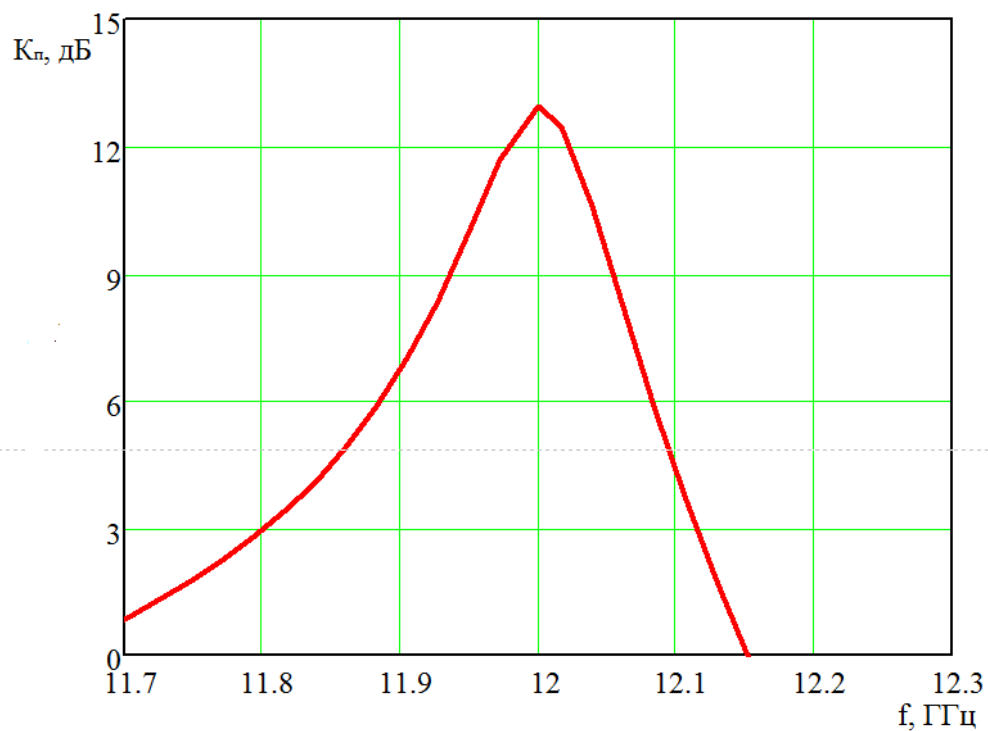


Рис.3.3

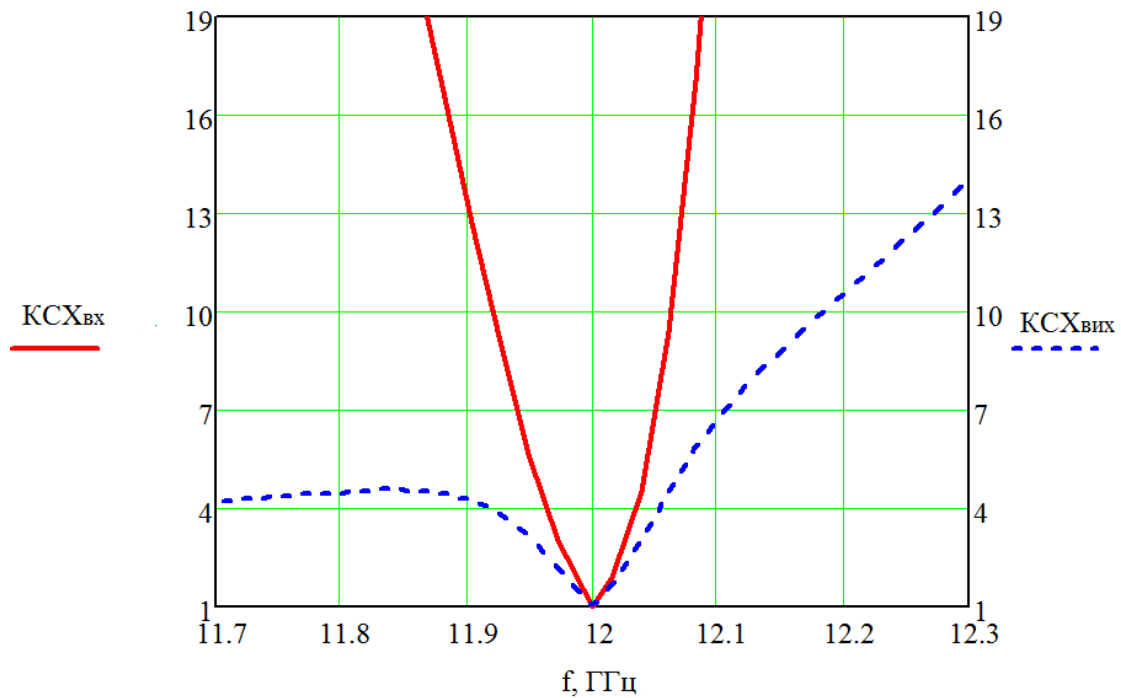


Рис.3.4 .

Аналізуючи отримані результати, бачимо, що смуга частот підсилювача дуже вузька і не відповідає умовам технічного завдання . Причиною цього є, як видно із рис.3.4, дуже вузька смуга частот узгодження, яку реалізує вхідне узгоджувальне коло (смуга частот дорівнює 100МГц за рівнем $КСХ_{вх}=5$). Таким чином, проаналізований спосіб узгодження нераціонально використовувати у даному підсилювачі. У зв'язку з цим проаналізуємо інші способи узгодження.

3.2.3 Узгодження за допомогою зосереджених ємностей і чвертьхвильових трансформаторів опору.

Останнім часом промисловість почала випуск керамічних зосереджених ємностей, що характеризуються досить малими втратами на частотах 10..12 ГГц. Скористаємось ними з метою розширення смуги частотного узгодження підсилювача. Дійсно, по-перше, відкинувши із схеми відрізки ліній передач, що характеризуються частотною залежністю зсуву фаз, ми апріорі розширюємо частотний діапазон узгодження. По-друге, саме використання ємностей і дозволяє побудувати нову схему узгодження:

					PT81.468714.001ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		26

наприклад, розглядаючи діаграму Сміта, на яку нанесено значення S_{11}^{VT} ($|S_{11}^{VT}| = 0.7$; $\varphi_{11}^{VT} = 76.9^\circ$), бачимо, що транзистор має індуктивний опір (що, вірогідніше за все, пояснюється елементами монтажу чіпа у корпусі). Компенсуючи цю індуктивну складову зовнішньою ємністю, отримаємо чисто активний опір навантаження, який можемо компенсувати включенням чвертьхвильових трансформаторів (рис.3.5).

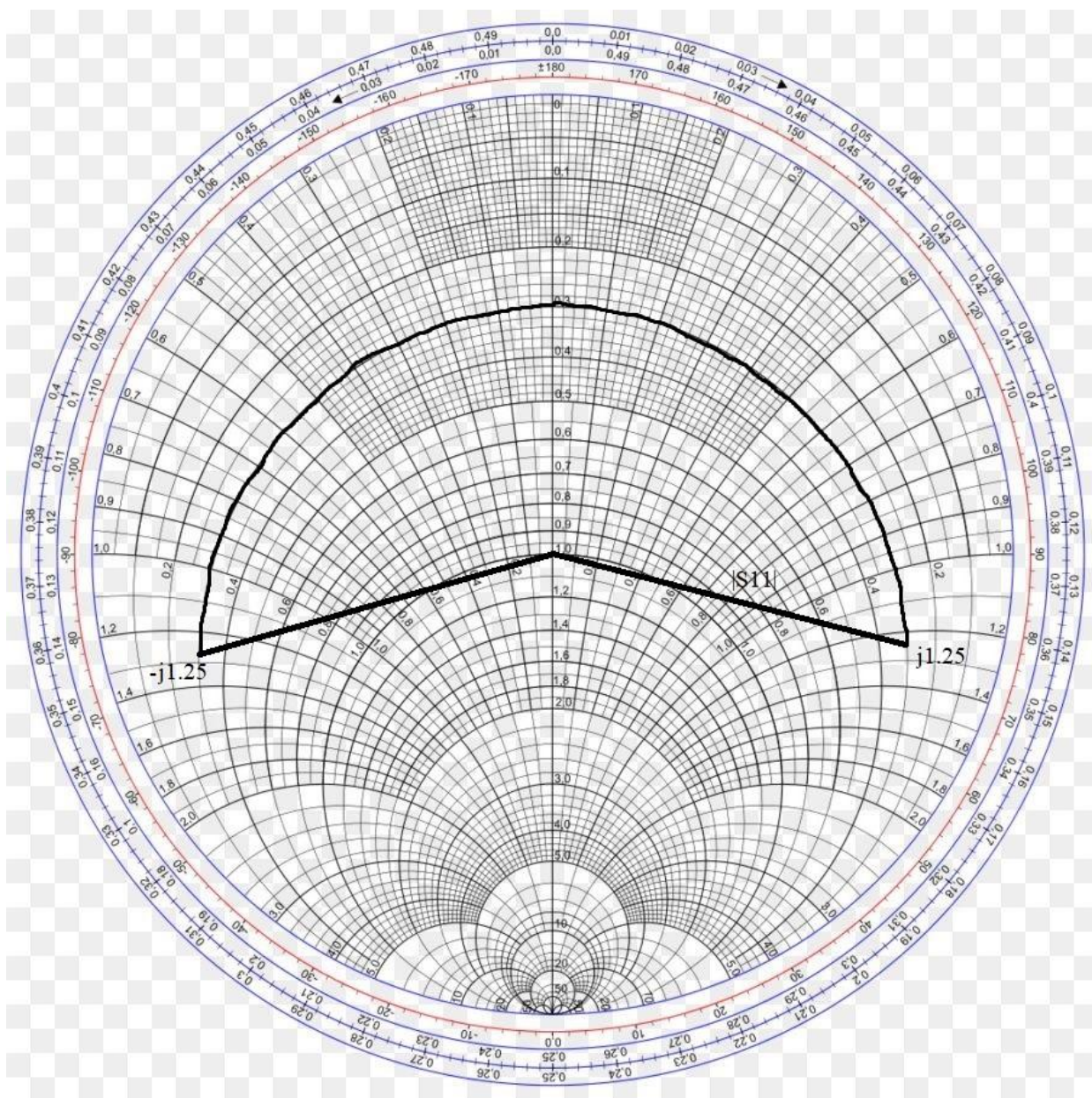


Рис 3.5

Зазначимо, що розглянутий спосіб розгляду узгоджувального кола ігнорує вплив вихідного кола на вхідні характеристики. В даному випадку

Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата

PT81.468714.001ПЗ

Арк.

27

такий підхід виправданий, оскільки зворотній коефіцієнт передачі транзистора дуже малий. Використовуючи цей підхід, дуже просто оцінити величину необхідної ємності. Дійсно, у наближенні $S_{12}^{VT} \approx 0$, маємо

$$S_{1,1}^{VT} = \frac{Z_{TP} - Z_0}{Z_{TP} + Z_0};$$

$$S_{1,1}^{VT} \cdot (Z_{TP} + Z_0) = Z_{TP} - Z_0;$$

$$Z_{TP} \cdot (1 - S_{1,1}^{VT}) = Z_0 \cdot (1 + S_{1,1}^{VT}).$$

Можемо знайти загальний вхідний опір транзистора:

$$Z_{TP} = Z_0 \cdot \frac{1 + S_{1,1}^{VT}}{1 - S_{1,1}^{VT}}.$$

Цей опір складається з активної та реактивної частини $Z_{TP} = Z_{TP}^{Re} + j \cdot Z_{TP}^{Im}$, оскільки $S_{1,1}^{VT}$ є комплексною величиною. Тепер можемо знайти активний та реактивний опори транзистора:

$$Z_{TP}^{Re} = \operatorname{Re} \left(Z_0 \frac{1 + S_{1,1}^{VT}}{1 - S_{1,1}^{VT}} \right); Z_{TP}^{Im} = \operatorname{Im} \left(Z_0 \frac{1 + S_{1,1}^{VT}}{1 - S_{1,1}^{VT}} \right).$$

Звідси можемо знайти ємність : $C = \frac{1}{\omega \cdot Z_{TP}^{Im}}$. За допомогою середовища

Mathcad 15 розрахуємо ці значення : $Z_{TP}^{Re} = 21.75(\text{Ом})$, $C = 2.28 \cdot 10^{-13} \text{Ф}$.

Оскільки після компенсації індуктивної складової опір стає чисто активним, доцільним є застосування чвертьхвильових трансформаторів із декількома секціями, що, як видно, теж розширює смугу частот узгодження. Розрахунки, однак, показують, що збільшення числа секцій вище за 2 призводить до розмірів секцій, що погано узгоджуються із конструктивними розмірами камери підсилювача як цілого. Тому подальші розрахунки проведено для випадку числа секцій, рівному двом. Використовуючи біноміальний розподіл коефіцієнтів відбиття для трансформатора, який має три коефіцієнта відбиття (як показано на рис.3.6), можемо записати співвідношення між цими коефіцієнтами.

					PT81.468714.001ПЗ	Арк.
						28
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

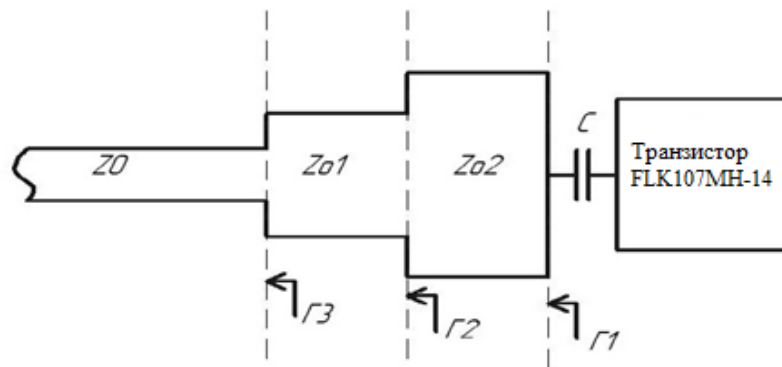


Рис.3.6

$$\Gamma_1 = 1 \cdot \Gamma_1, \quad \Gamma_2 = 2 \cdot \Gamma_1, \quad \Gamma_3 = 1 \cdot \Gamma_1.$$

За відомою формулою розрахуємо Γ_1 [3]:

$$\Gamma_1 = \frac{1}{2 \cdot 4} \cdot \ln \left(\frac{Z_0}{Z_{TP}^{Re}} \right), \quad \Gamma_1 = 0.104.$$

Знаючи всі коефіцієнти відбиття, можна знайти опори секцій трансформатора за приблизними формулами:

$$Z_{o2} = Z_{TP}^{Re} \cdot \frac{1 + \Gamma_1}{1 - \Gamma_1}, \quad Z_{o2} = 26.8 \text{ (Ом)};$$

$$Z_{o1} = Z_{o2} \cdot \frac{1 + \Gamma_2}{1 - \Gamma_2}, \quad Z_{o1} = 40.9 \text{ (Ом)}.$$

Тепер у нас є всі необхідні дані для того щоб побудувати вхідний узгоджувальний ланцюг.

Так само розраховується вихідний ланцюг.

$$S_{2,2}^{VT} = \frac{Z_{TP_{вих}} - Z_0}{Z_{TP_{вих}} + Z_0};$$

$$Z_{TP_{вих}} = Z_0 \cdot \frac{1 + S_{2,2}^{VT}}{1 - S_{2,2}^{VT}};$$

$$Z_{TP_{вих}}^{Re} = \text{Re} \left(Z_0 \frac{1 + S_{2,2}^{VT}}{1 - S_{2,2}^{VT}} \right); \quad Z_{TP_{вих}}^{Im} = \text{Im} \left(Z_0 \frac{1 + S_{2,2}^{VT}}{1 - S_{2,2}^{VT}} \right);$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega \cdot Z_{TP_{вих}}^{Im}}.$$

					PT81.468714.001ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		29

Після всіх розрахунків у середовищі Mathcad 15 отримаємо такі результати: $Z_{\text{ТрВих}}^{\text{Re}}=5.14 \text{ Ом}$, $C_2 = 9.96 \cdot 10^{-13} \text{ Ф}$, $Z_{o4} = 6.33 \text{ Ом}$,

$Z_{o5} = 9.66 \text{ Ом}$. Таким чином, отримаємо структуру узгоджувальних кіл підсилювача, спрощено показану на рис 3.7.

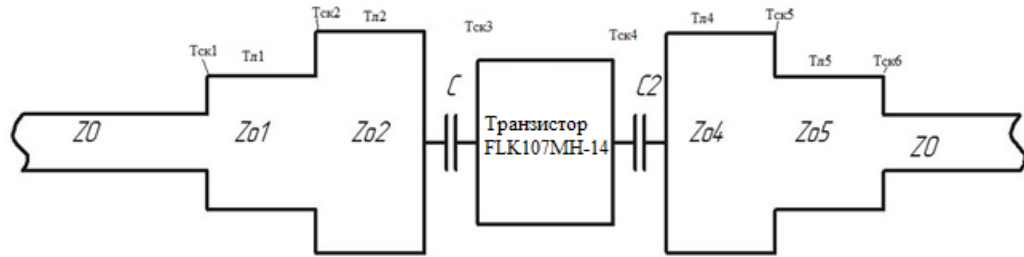


Рис.3.7

Розрахунок частотних залежностей коефіцієнту підсилення і КСХ проводимо, як і раніше, із застосуванням матричного методу. Відмінність від попереднього випадку шлейфового узгодження полягає в тому, що треба враховувати не тільки лінії зв'язку з опорами Z_{o1} , Z_{o2} , Z_{o4} , Z_{o5} і послідовні ємності C , C_2 , а також стрибки ширини мікросмужкової лінії, тобто саму зміну опору хвилеводної лінії. Таким чином, загальна Т-матриця схеми рис.3.7 дорівнює

$$T = T_{CK1} \cdot T_{Л1} \cdot T_{CK2} \cdot T_{Л2} \cdot T_C \cdot T_{CK3} \cdot T_{ТР} \cdot T_{C2} \cdot T_{CK4} \cdot T_{Л4} \cdot T_{CK5} \cdot T_{Л5} \cdot T_{CK4}$$

Після отримання загальної Т-матриці перетворюємо її в S-матрицю, і вже на базі її можемо побудувати графіки $КСХ_{\text{вх}}$, $КСХ_{\text{вих}}$, АЧХ.

Як вже було відмічено, ми користувалися приблизними формулами, оскільки не враховували вплив виходу на вхід. Точний розрахунок значень елементів узгодження може бути проведений, виходячи із необхідних для двостороннього узгодження отриманих раніше величин $\Gamma_{\text{вх}}$ і $\Gamma_{\text{вих}}$. (наприклад, $\Gamma_{\text{вх}}=0.092-j0.992$). Із рис.3.8, на якому зображене вхідне узгоджувальне коло, маємо:

$$Z_{\text{BX}}|_{1-1} = Z_0; \quad Z_{\text{BX}}|_{2-2} = \frac{Z_{o1}^2}{Z_0};$$

$$Z_{BX}|_{3-3} = \frac{Z_{o2}^2}{Z_{o1}^2} \cdot Z_0 + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C}.$$

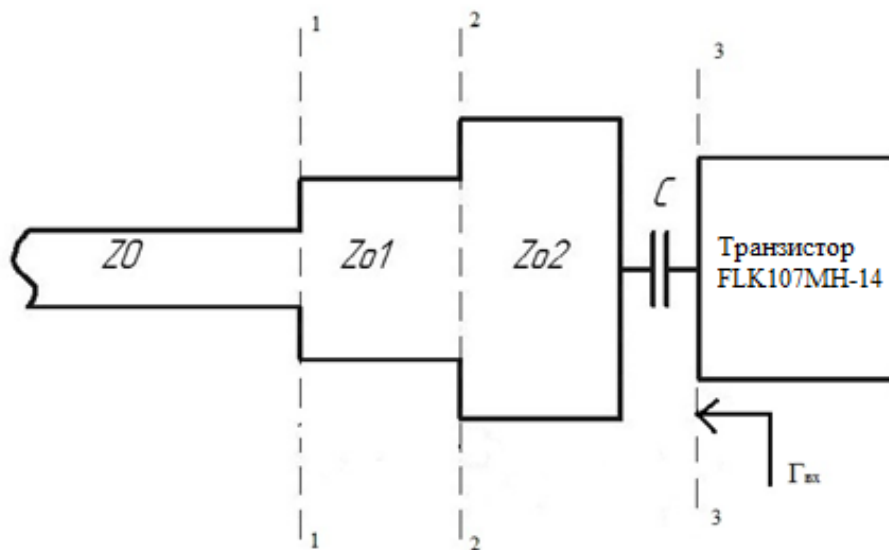


Рис.3.8

Звідси вхідний коефіцієнт відбиття $\Gamma_{вх}$ рівний:

$$\Gamma_{вх}'' = \frac{Z_{BX}|_{3-3} - Z_0}{Z_{BX}|_{3-3} + Z_0} = \frac{\left(\frac{Z_{o2}^2}{Z_{o1}^2} \cdot Z_0 + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C} \right) - Z_0}{\left(\frac{Z_{o2}^2}{Z_{o1}^2} \cdot Z_0 + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C} \right) + Z_0}.$$

Тепер необхідно прирівняти $\Gamma_{вх}''$ до $\Gamma_{вх}$. При цьому отримаємо два рівняння з трьома невідомими (Z_{o1} , Z_{o2} , C). Тому пов'яжемо опори Z_{o1} і Z_{o2} біноміальним розподілом коефіцієнтів відбиття і отримаємо третє рівняння:

$$\frac{Z_{o1} - Z_{o2}}{Z_{o1} + Z_{o2}} = 2 \cdot \frac{Z_0 - Z_{o1}}{Z_0 + Z_{o1}}.$$

Розв'язавши систему цих трьох рівнянь отримаємо

розв'язки: $Z_{o1}=40.57(\text{Ом})$, $Z_{o2}=26,58(\text{Ом})$, $C1 = 2.28 \cdot 10^{-13}\text{Ф}$. Такі ж розрахунки можна провести і для вихідного ланцюга: $Z_{o5}=9.3(\text{Ом})$, $Z_{o4}=6.2(\text{Ом})$, $C2 = 9.95 \cdot 10^{-13}\text{Ф}$. Порівнюючи ці точні величини із приблизними, отриманими раніше більш простим шляхом, бачимо, що відмінність результатів досягає 1.05 разів по опорам секцій і 1.03 разів по ємності. Разом із тим підкреслимо, що якісно результати співпадають – вхідне і вихідне кола можуть бути побудованими за допомогою послідовних

зосереджених ємностей і трансформаторів активних опорів. Зауважимо також, що сама ідея такого методу узгодження виникла саме із аналізу параметрів S_{11} і S_{22} транзистора на діаграмі Сміта, тобто параметрів, відповідальних за відбиття зі входу і виходу транзистора без урахування узгоджувальних кіл, а лише при узгоджених навантаженнях на вході і виході, відповідно. Таким чином, доцільність попереднього аналізу і розрахунку узгоджувальних кіл за допомогою діаграми Сміта для транзистора із малим значенням зворотної передачі S_{12} є доконаним фактором.

На рис.3.9 наведені розраховані у середовищі Mathcad 15 частотні залежності $KCX_{\text{вх}}$, $KCX_{\text{вих}}$ і коефіцієнта передачі для точних значень параметрів трансформаторів і ємностей у розглядуваній схемі узгодження (рис 3.7). Як і очікувалося, на центральній частоті маємо абсолютне узгодження та максимальний коефіцієнт підсилення по потужності. Крім того, як і очікувалося, смуга узгодження істотно ширша ніж при використанні шлейфової схеми узгодження (приблизно 300 МГц за рівнем $KCX_{\text{вх}}=5$). Тим не менш, підсилювач досі не відповідає вимогам технічного завдання. Допускаючи деяке розузгодження на центральній частоті, можемо істотно розширити смугу частот за рівнем заданої нерівномірності коефіцієнту підсилення потужності. Розширення смуги частот досягається оптимізацією розмірів та параметрів узгоджувальних кіл. В табл.3 приведено порівняння точних та оптимізованих параметрів підсилювача.

Табл.3

<i>Параметр</i>	<i>Точні значення</i>	<i>Оптимізовані значення</i>
Z_{01}	40.9 Ом	40.57 Ом
Z_{02}	26.8 Ом	26.58 Ом
Z_{04}	6.33 Ом	6.2 Ом
Z_{05}	9.66 Ом	9.3 Ом
C	0.228 пФ	0.228 пФ
$C2$	0.996 пФ	0.995 пФ

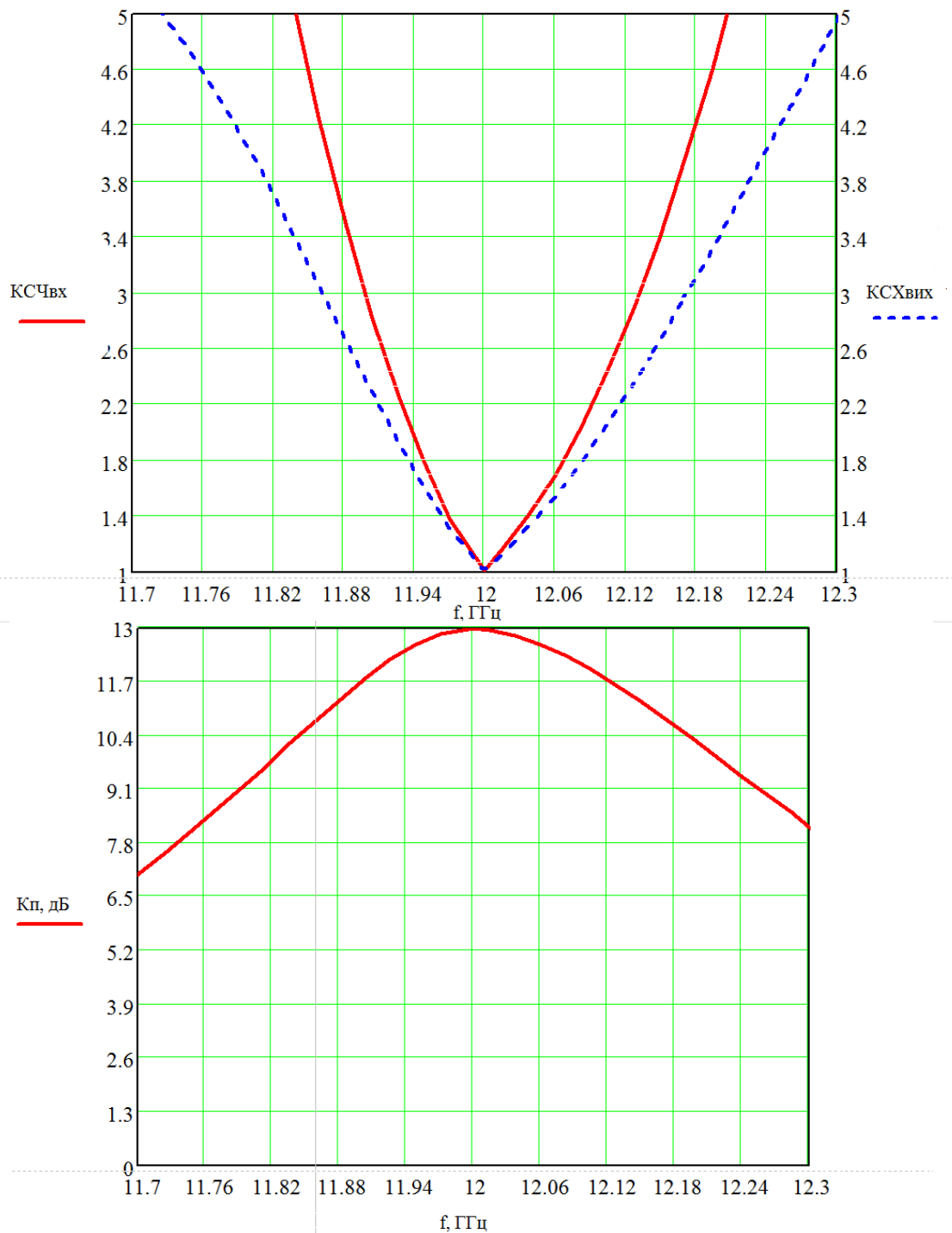


Рис.3.9. Точні значення.

Аналізуючи рис.3.9, рис.3.10 і табл.3 зазначимо, що головним чинником, який впливає на смугу частот, є опори секцій, на відміну від ємностей, які майже не змінилися. Також за допомогою оптимізації ми досягли більш оптимальних значень опорів (менш низькоомних), що забезпечує кращу конструктивну реалізацію.

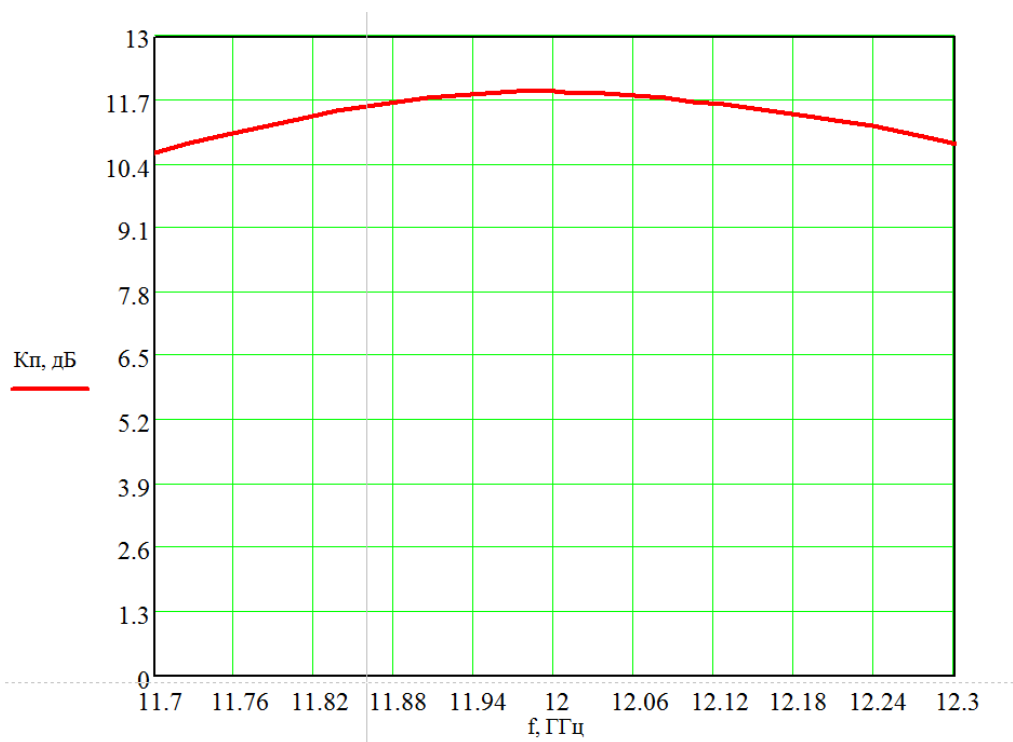
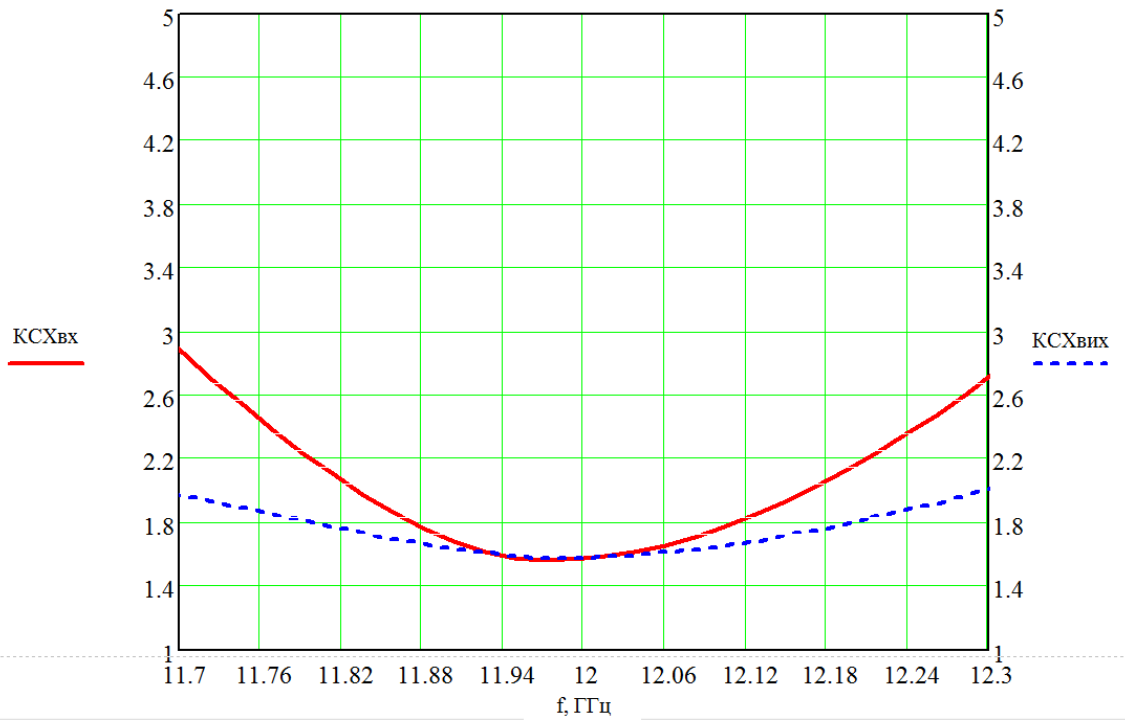


Рис.3.10. Характеристики оптимізованого підсилювача.

3.2.4 Узгодження за допомогою зосередженої ємності на вході і ємності у вигляді низькоомного відрізка на виході.

Незважаючи на те, що у рамках розглянутого варіанта побудови узгоджуваного кола і було досягнуто необхідних параметрів підсилювача, слід звернути увагу на те, що хоча якість зосереджених ємностей постійно зростає, однак втратами в них все ж нехтувати не можна. Спрощена еквівалентна схема такої ємності зображена на рис.3.11.

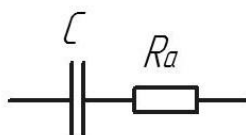


Рис.3.11

При ємності $C < 1$ пФ, опір R_a може бути в межах 2-5 (Ом). При таких значеннях опору додаткові втрати можуть сягати величини порядку 1 дБ. Тому доцільно, залишаючи незмінним підхід до побудови узгоджувачів – використання зосереджених ємностей і чвертьхвильових трансформаторів – спробувати сконструювати узгоджуваче коло у вигляді ємності і трансформатора, причому ємність реалізувати у вигляді короткого, довжиною менше $\frac{\lambda_{XB}}{8}$, відрізка низькоомної мікросмужкової лінії. Еквівалентна схема такого відрізка є паралельна ємність. З допомогою діаграми Сміта видно, що такий підхід реально застосувати тільки у вихідному узгоджувальному колі. Спроба застосувати його у вхідному призводить до необхідності виготовлення трансформатора із хвильовим опором, що не може бути реалізований.

Оскільки вхідне узгоджувальне коло ми не чіпаємо, розрахунок вхідного кола залишається тим самим. Користуючись діаграмою Сміта, на яку нанесено S_{22}^{VT} ($|S_{22}^{VT}| = 0.825; \varphi_{22}^{VT} = 149.9^\circ$), перейдемо від діаграми опорів до діаграми провідностей і отримаємо нову точку для S_{22}^{VT} в зоні індуктивної провідності. Аналізуючи точку, можемо знайти приблизне значення ємнісної

					PT81.468714.001ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		35

провідності і опір який необхідно узгодити з Z_0 після компенсації реактивності (рис.3.12).

$$C = \frac{3.2 * Y_0}{\omega} = \frac{3.2 * 0.02}{2 * \pi * 12 * 10^9} = 8.49 * 10^{-13} \Phi; \left(\frac{Y_c}{Y_0} = 3.2 * j \right);$$

$$Z = Z_0 * \frac{Y_0}{Y} = 15.63 \text{ Ом}; \left(\frac{Y}{Y_0} = 3.2 \right).$$

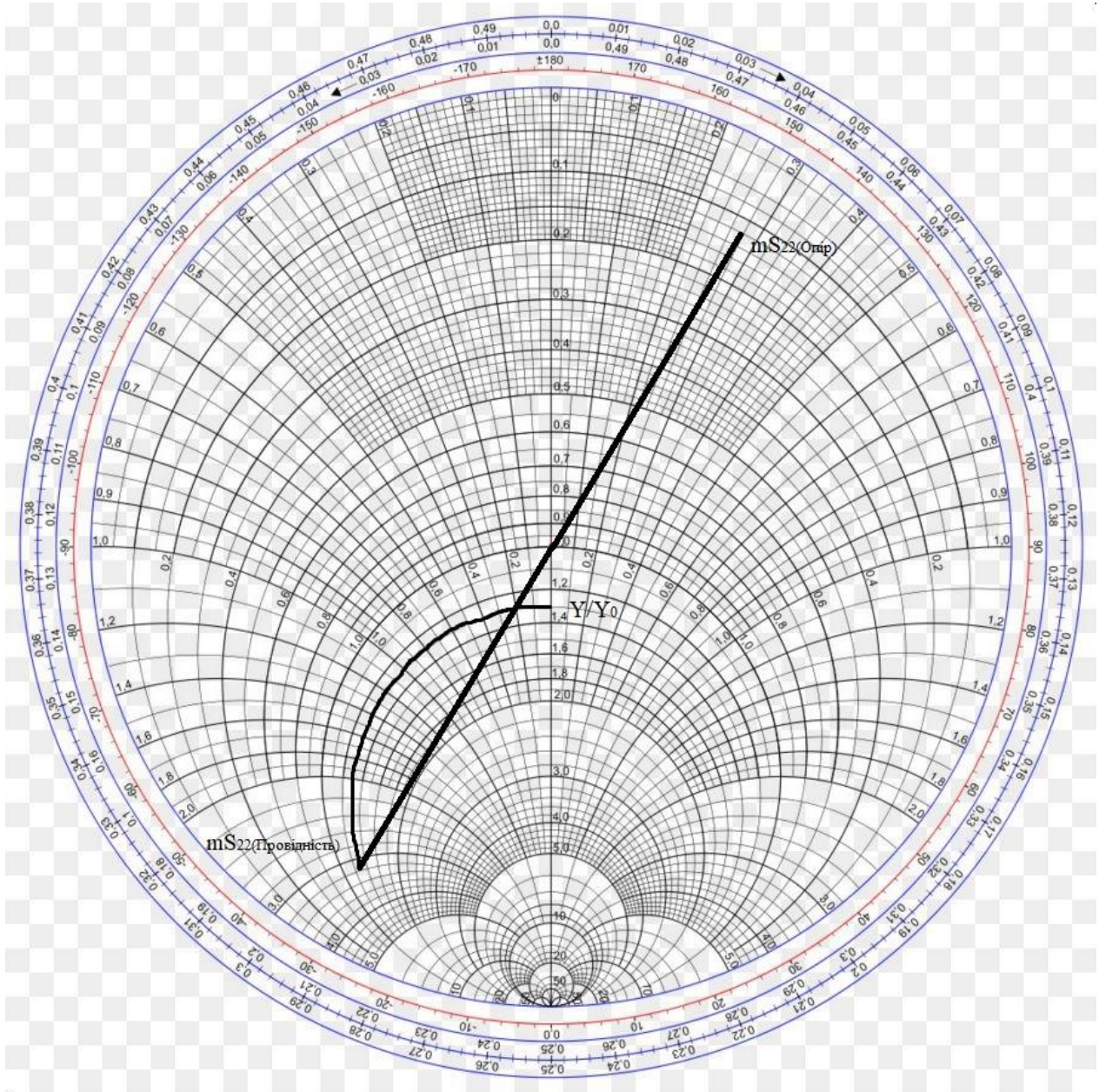


Рис.3.12

Тепер отримані значення використовуємо для знаходження опору низькоомного відрізка Z_{04} та опору трансформатора Z_{05} (рис.3.13).

Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата

PT81.468714.001ПЗ

Арк.

36

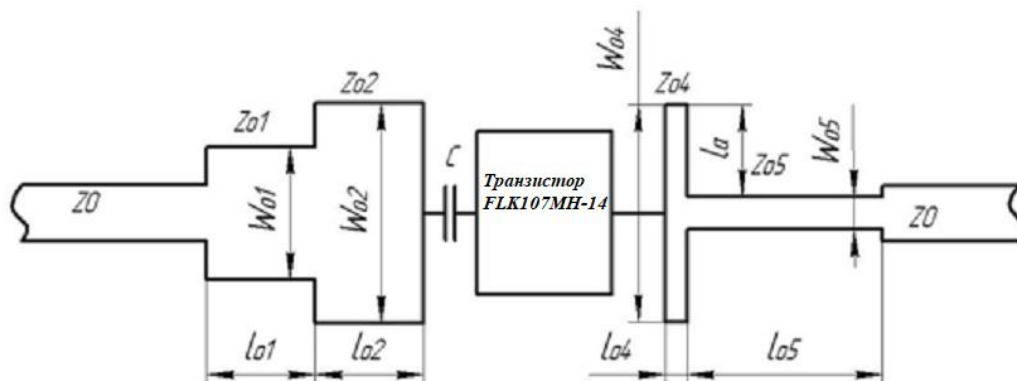


Рис.3.13

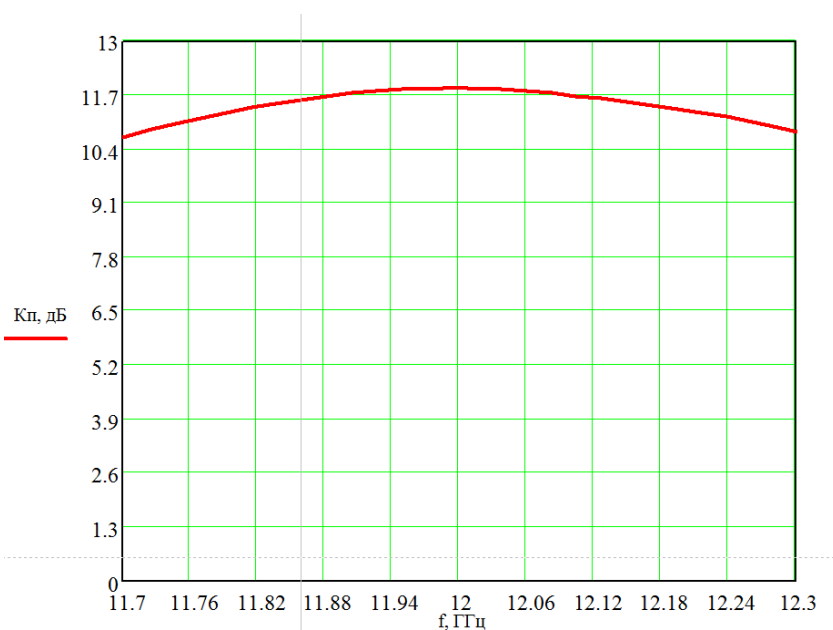
$$Z_{04} = \frac{l_{04} * \beta}{C * \omega} = 12.5 \text{ Ом}; \quad Z_{05} = \sqrt{Z * Z_0} = 27.95 \text{ Ом}.$$

В табл.4 представлено порівняння параметрів попередньо розрахованих і оптимізованих вихідного узгоджувального ланцюга.

Табл.4

Параметр	Попередні значення	Оптимізовані значення
Z_{04}	12.5 Ом	11.2 Ом
Z_{05}	27.95 Ом	30.3 Ом

Після оптимізації отримаємо графіки $K_{СХ_{вх.}}$, $K_{СХ_{вих.}}$, АЧХ (рис.3.14)
Всі розрахунки наведено у додатку 3.



Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата
------	------	----------	--------	------

PT81.468714.001ПЗ

Арк.

37

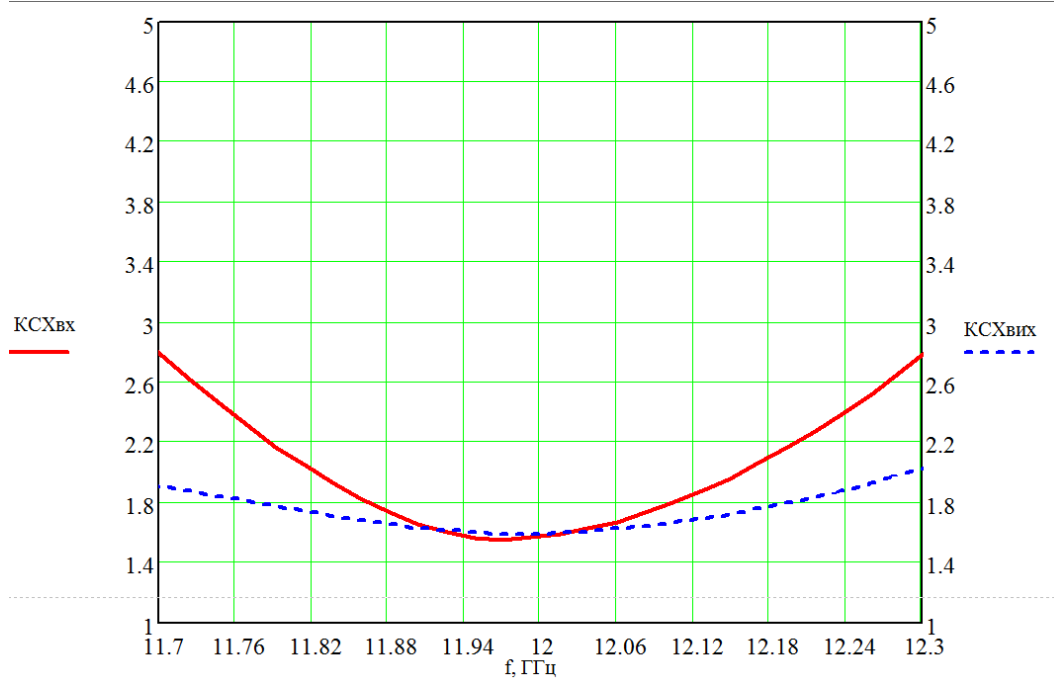


Рис.3.14

Як бачимо, ці характеристики не гірші за попередні, але ми позбулися ємності на виході, що є виключно позитивним фактором.

3.2.5 Уточнення топології підсилювача за допомогою програмного забезпечення ADS 2009.

Отримані у п.3.2.4 результати щодо топології вхідного і вихідного узгоджувачів не враховують впливу деяких факторів побудови реальної електромагнітної системи розроблюваного підсилювача. Головним із цих факторів є дифракція електромагнітних хвиль на неоднорідностях мікросмушкової структури, що призводить до появи реактивних елементів у еквівалентній схемі підсилювача. Так, на рис 3.15 наведено приблизну еквівалентну схему стрибка ширини мікросмушкової лінії. Параметри схеми (L_1 , L_2 , C) розраховуються методами електродинаміки і наводяться у спеціалізованій літературі. Одночасно значення подібних параметрів, що характеризують різні елементи топології, зведені у відомих пакетах програм аналізу. Один з найбільш відомих із них є пакет програмного забезпечення ADS 2009.

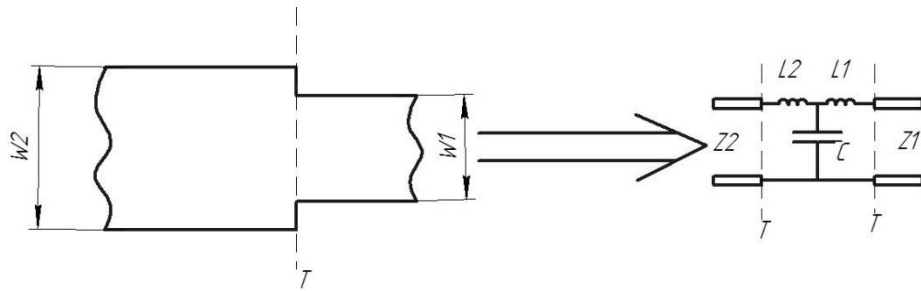


Рис.3.15

Використовуючи згаданий пакет, проведемо остаточну оптимізацію розмірів елементів топології узгоджувачих кіл згідно із рис.3.13. В таблиці 5 для порівняння приведені параметри до оптимізації і після.

На рис.3.16 приведено аналізовану структуру підсилювача у пакеті ADS 2009.

На рис.3.17 приведено ескіз його топології.

На рис.3.18, 3.19 приведені остаточні частотні залежності $K_{CX_{вх}}$, $K_{CX_{вих}}$, і K_p розробленого підсилювача.

Табл.5

Параметр	До уточнення	Після уточнення
l_{01}	0.232 см	0.560 см
W_{01}	0.176 см	0.105 см
l_{02}	0.224 см	0.215 см
W_{02}	0.710 см	0.165 см
l_{04}	0.016 см	0.036 см
W_{04}	0.250 см	0.850 см
l_{05}	0.240 см	0.650 см
W_{05}	0.054 см	0.050 см

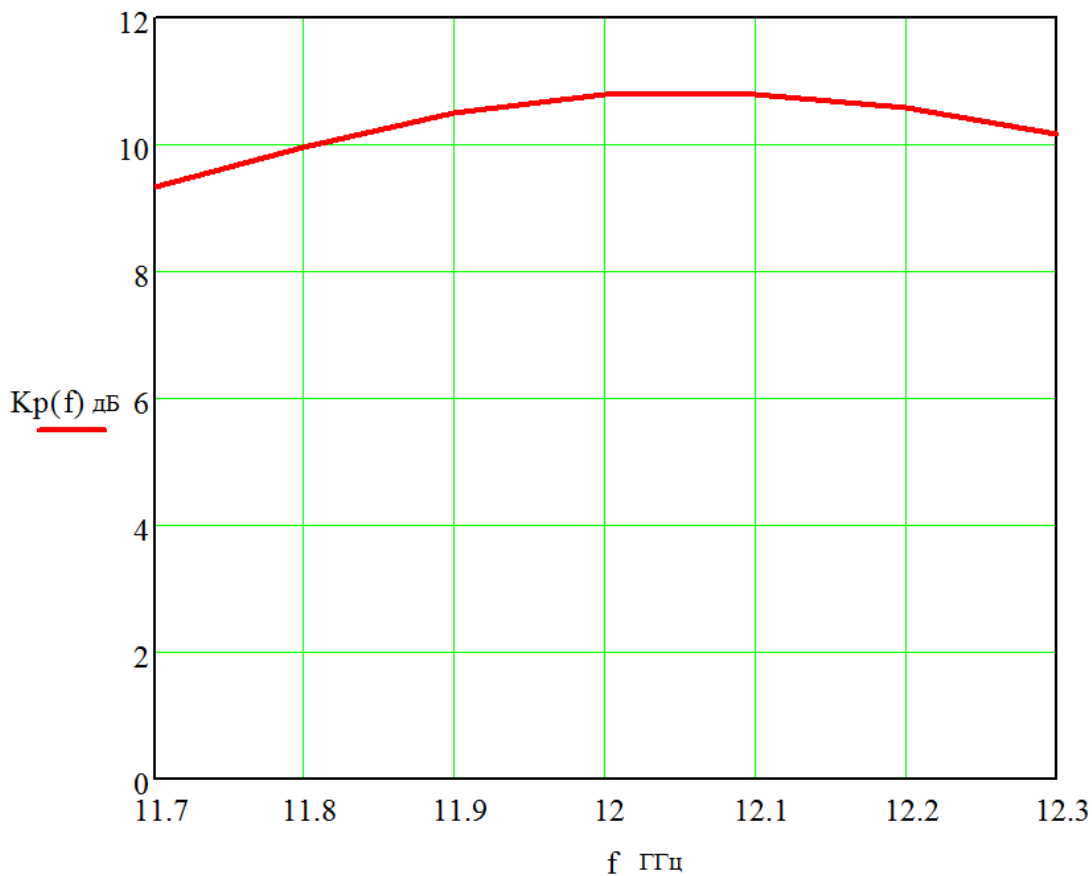


Рис.3.18

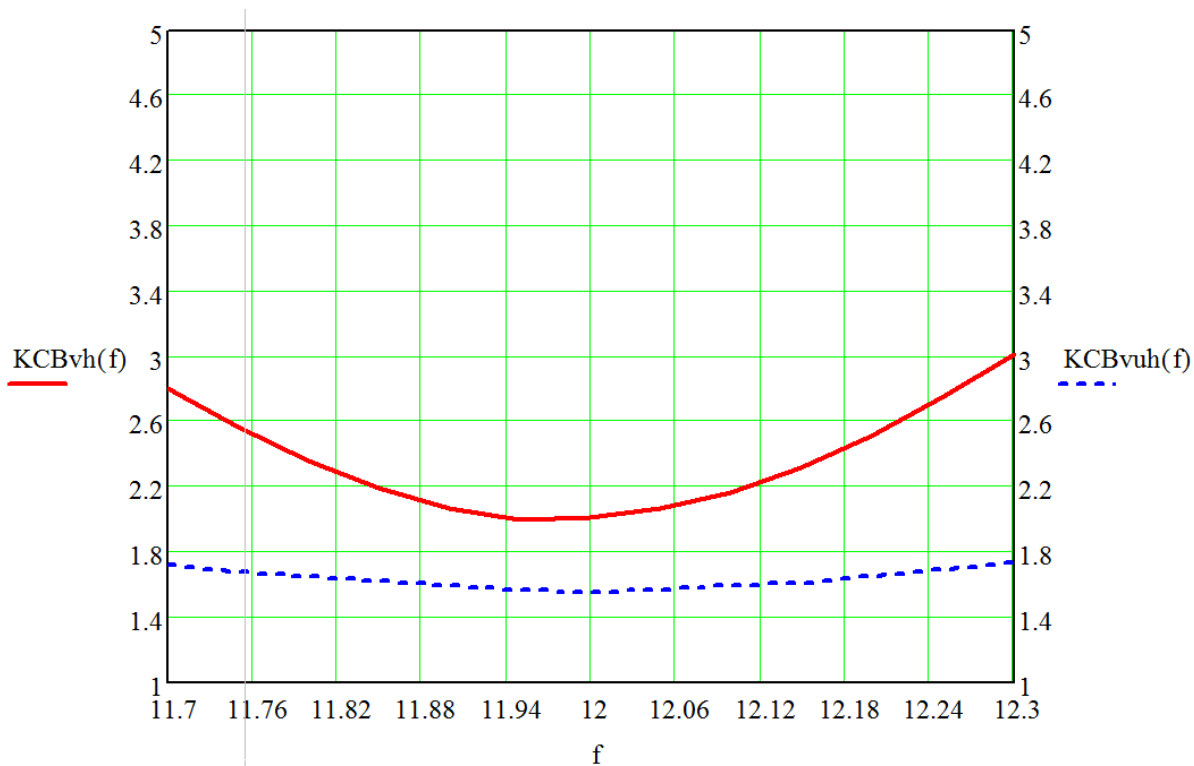


Рис.3.19

Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата

PT81.468714.001ПЗ

Арк.

42

Табл.5 (рис.3.13)

<i>Параметр</i>	<i>До уточнення</i>	<i>Після уточнення</i>
l_{01}	0.232 см	0.560 см
W_{01}	0.176 см	0.105 см
l_{02}	0.224 см	0.215 см
W_{02}	0.710 см	0.165 см
l_{04}	0.016 см	0.036 см
W_{04}	0.250 см	0.850 см
l_{05}	0.240 см	0.650 см
W_{05}	0.054 см	0.050 см

3.3 Розрахунок кіл живлення транзистора

Кола живлення мають забезпечити подачу від'ємної напруги живлення на заслін транзистора і подачу додатньої напруги живлення на його стік.

Крім того, задачею кіл живлення є недопущення проникнення НВЧ коливання у схеми формування постійних напруг живлення, а також недопущення виникнення автоколивань на низьких частотах(порядку десятків і сотень мегагерц), на яких підсилення активного елемента дуже велике, а активне навантаження внаслідок відсічки хвилевода відсутнє.

Основою для побудови кіл живлення, що відповідають сформованим вимогам, є чвертьхвильові відрізки ліній передач. Так, на рис.3.20 умовно зображено коло подачі напруги зміщення на заслін. Як видно, коло містить чвертьхвильовий відрізок високоомної мікросмужкової лінії 1, підключений паралельно до основної лінії передачі 3 із хвилевим опором Z_0 через антипаразитний резистор R_{a1} . На кінці цієї лінії каскадно підключений розімкнутий на кінці чвертьхвильовий радіальний шлейф 2, який у точці підключення «а» створює режим близький до короткого замикання у широкій смузі частот навколо центральної частоти роботи підсилювача f_0 . При цьому у точці «в» у широкій смузі частот утворюється режим з великим вхідним

					PT81.468714.001ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		43

опором. Тому в робочому діапазоні частот струм через антипаразитний резистор R_{a1} не протікає і додаткові втрати енергії відсутні. Відсутні вони і у колі R_{a2} , $C_{\delta 1}$, оскільки воно підключено до точки «а», у якій напруга НВЧ відсутня (як зазначалось, це точка короткого замикання на частоті f_0). На низьких же частотах довжини ліній 1, 2 значно менші за чверть довжини хвилі і резистори R_{a1} , R_{a2} навантажують вхід транзистора, ліквідуючи тим самим можливість паразитної генерації.

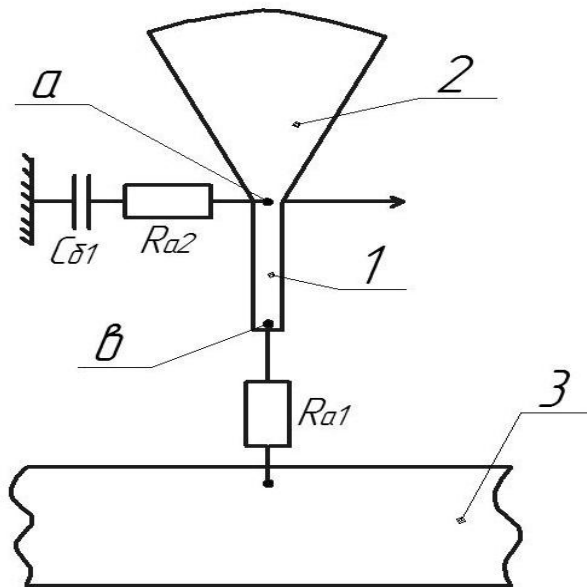


Рис.3.20

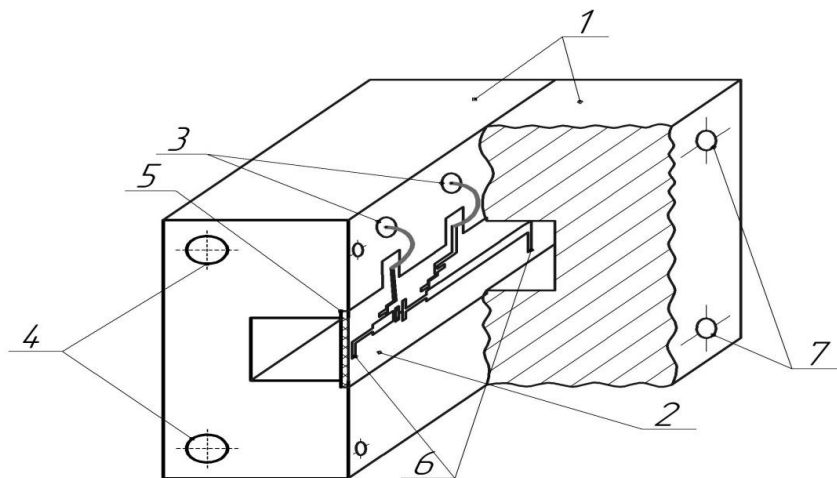
Коло живлення стоку транзистора відрізняється від розглянутого відсутністю резистора R_{a1} (це необхідно, щоб уникнути падіння напруги, яке було б суттєвим з причини значного струму стоку).

Таким чином, у даному розділі був проведений вибір типу активного елемента, матеріалу підкладки підсилювача. Проведені основні електричні розрахунки потужного підсилювача діапазону $11.7 \div 12.3$ ГГц. Проаналізовано декілька варіантів побудови узгоджувачих кіл, обрано оптимальну топологію, проведено уточнення розмірів її елементів; запропоновано конструкцію і розраховано розміри кіл живлення транзистора.

4. Конструкторсько-технологічний розділ

У даному розділі приведені результати конструкторсько-технологічної розробки підсилювача.

Конструкція підсилювача являє собою металевий корпус і вставленою у ньому діелектричною підкладкою з розміщеними на ній НВЧ транзистором, елементами кіл живлення і друкованими провідниками мікросмушкової структури підсилювача (рис.4.1). Металевий корпус 1 складається із двох половин. Він призначений для під'єднання підсилювача до зовнішніх прямокутних хвилеводів перерізом 19x9.5 мм, для кріплення мікросмушкової структури підсилювача 2, її екранування і кріплення рознімів живлення підсилювача 3. Відповідно до цього корпус містить отвори 4, призначенні для кріплення корпусу до фланців хвилеводів і пази 5, призначені для кріплення підкладки мікросмушкової структури. Перехід від прямокутних переходів до мікросмушкової лінії інтегрований до схеми підсилювача і утворюється секціями ліній 6, що виступають за земляні провідники мікросмушкової лінії, і утворюють повздовжні збуджуючі зонди. Після встановлення зібраної плати підсилювача у половину корпусу, що містить паз, підкладка фіксується другою половиною корпусу, що приєднується до першої за допомогою чотирьох гвинтів через виготовлені отвори 7.



					PT81.468714.001ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		45

Рис.4.1

Друкована плата підсилювача виготовляється методом фотолітографічного травлення із застосування технології металізації отворів.

На рис.4.2 зображене складальне креслення підсилювача.

На рис.4.3 зображене креслення камери підсилювача.

На рис.4.4, 4.5 зображене креслення двосторонньої друкованої плати.

На рис.4.6 та 4.7 зображена 3D модель камери підсилювача з різних ракурсів, що виконана в SolidWorks 2021.

На рис.4.8, та 4.9 зображена кришка та основа корпусу відповідно.

					PT81.468714.001ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		46

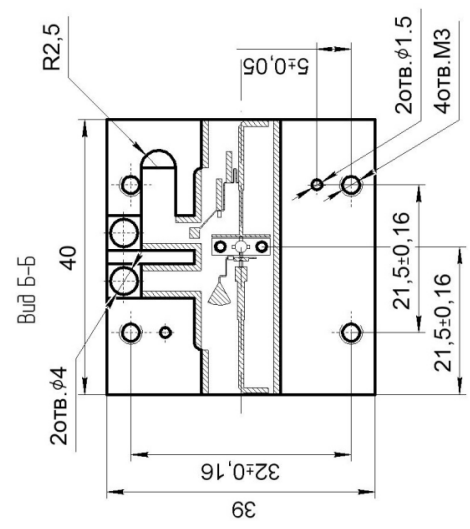
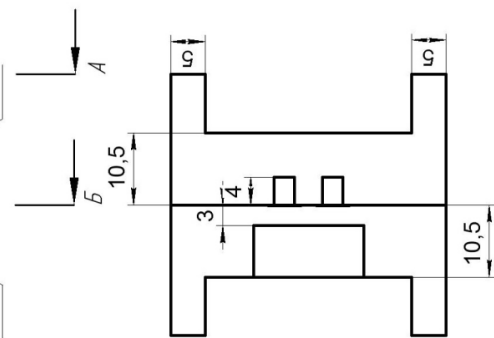
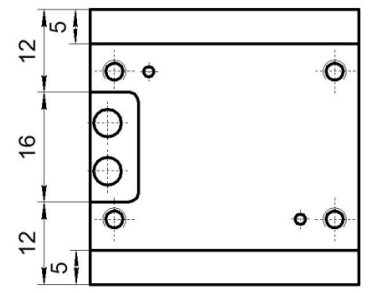
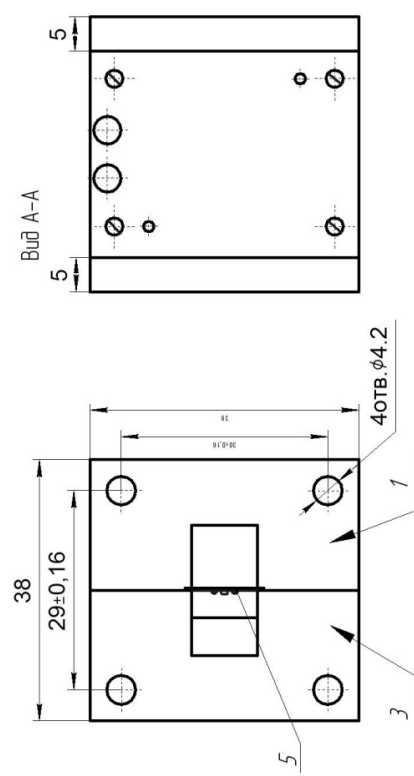
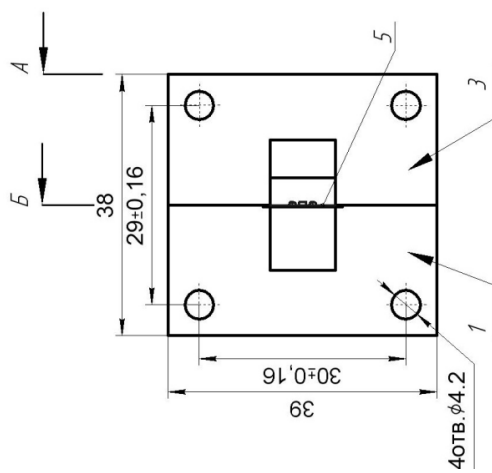


Рис.4.2

Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата

PT81.468714.001ПЗ

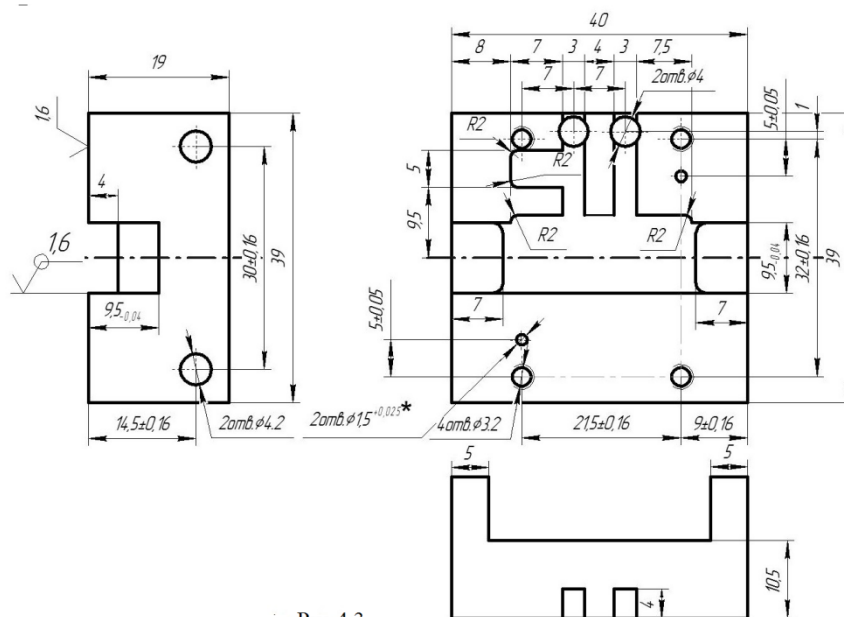
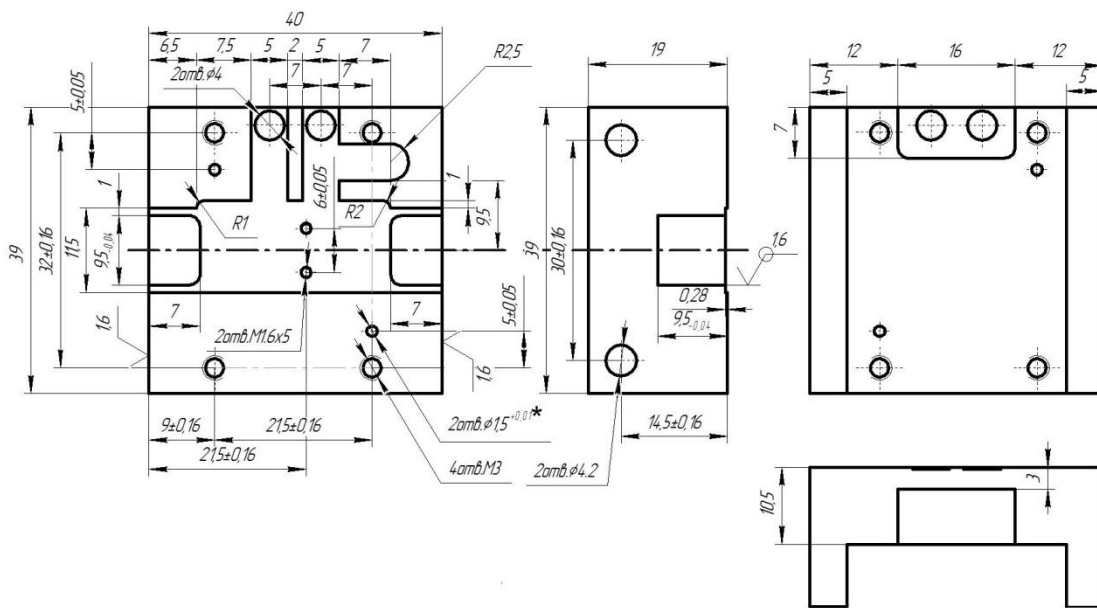
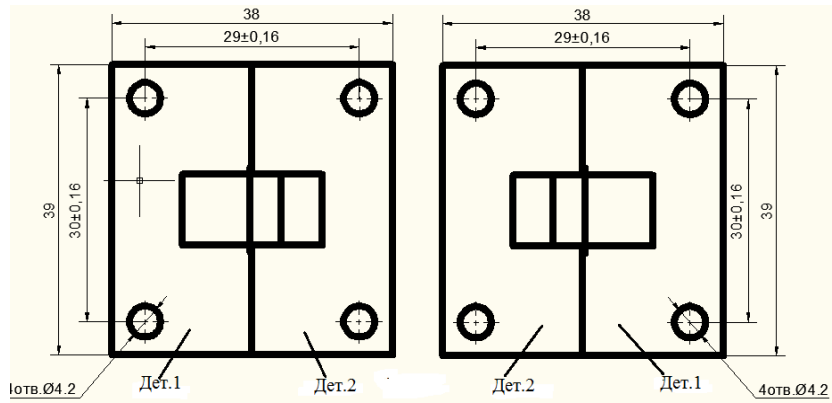


Рис.4.3

ЗМН.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата

PT81.468714.001ПЗ

Арк.

48

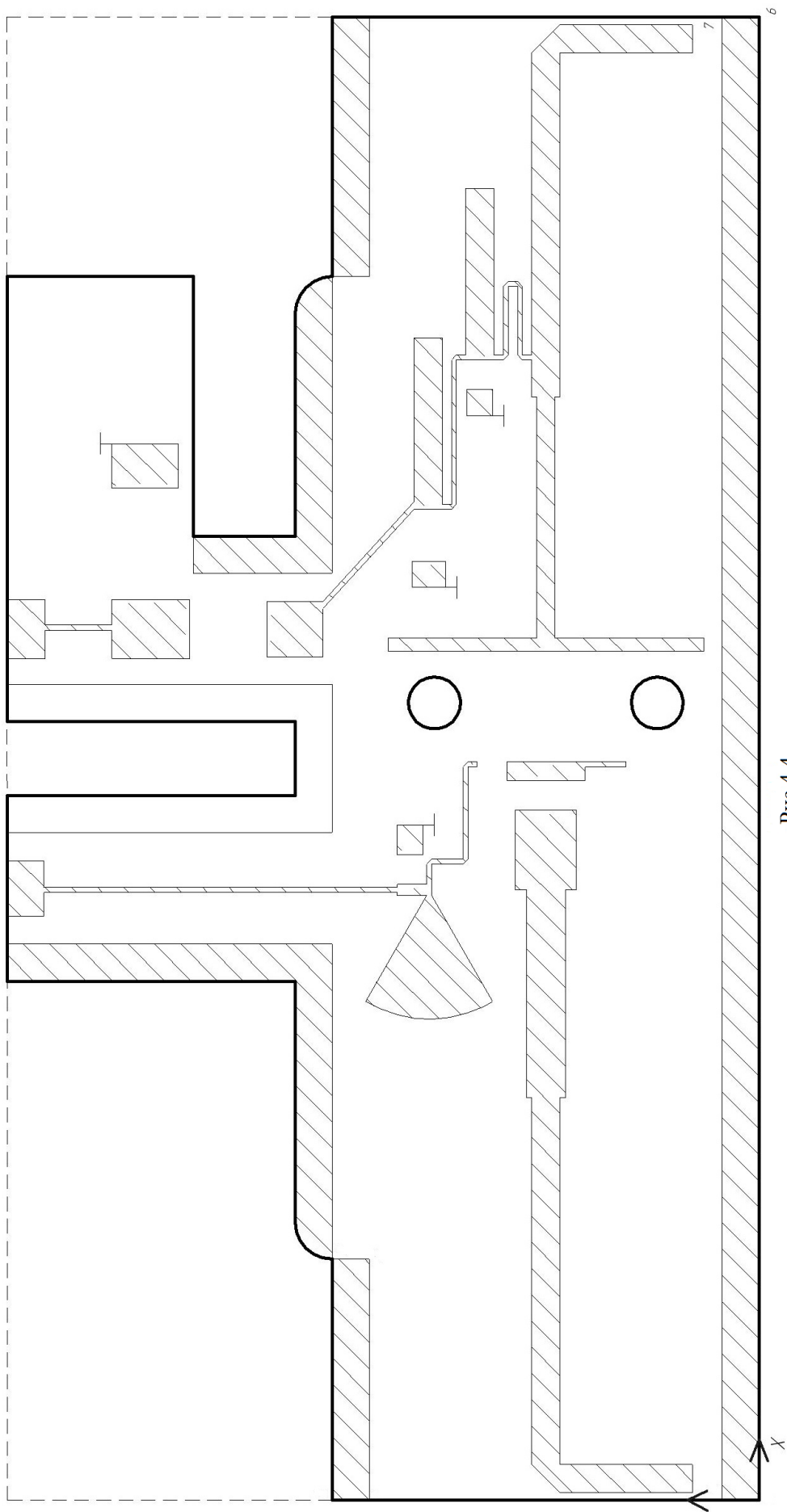


Рис. 4.4

Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата

PT81.468714.001ПЗ

Арк.

49

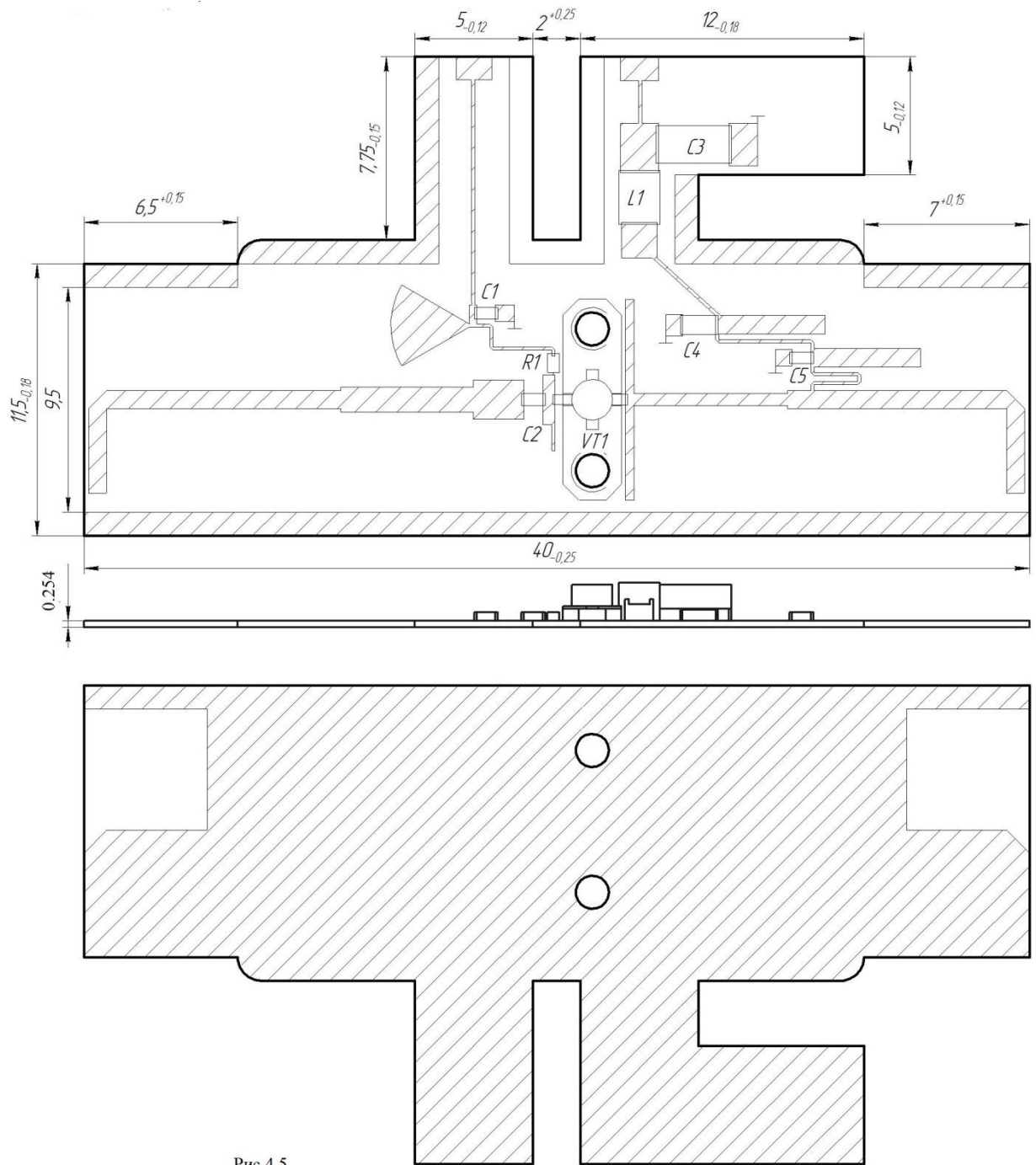


Рис.4.5

Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата

PT81.468714.001ПЗ

Арк.

50

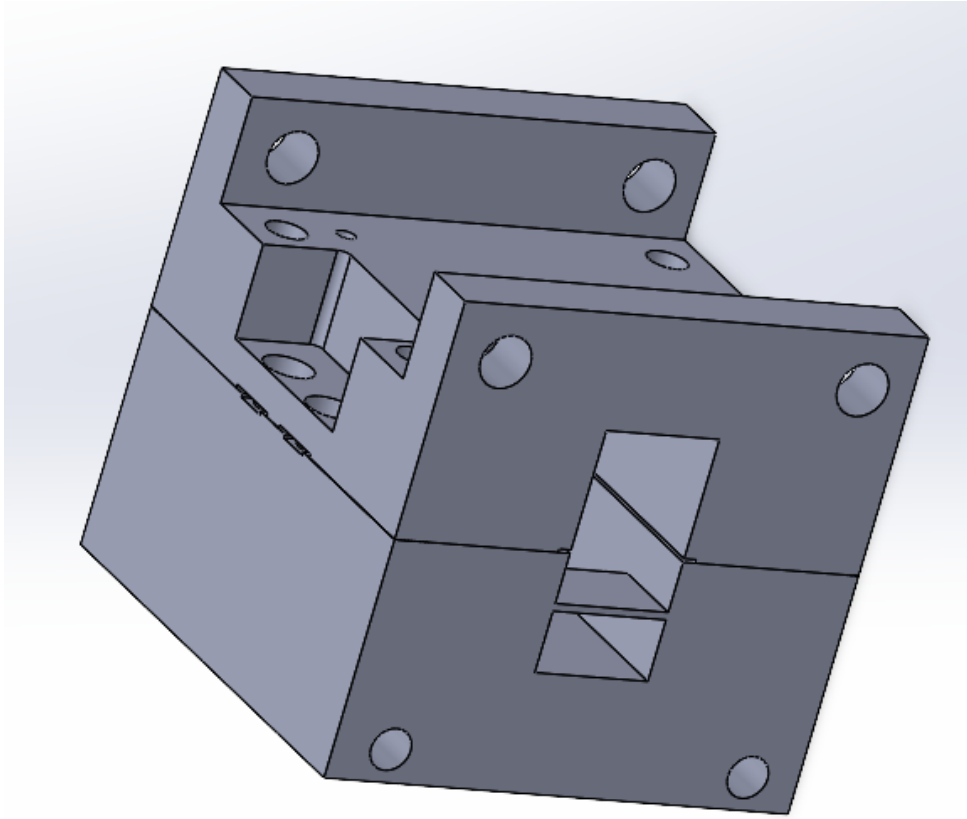


Рис. 4.6

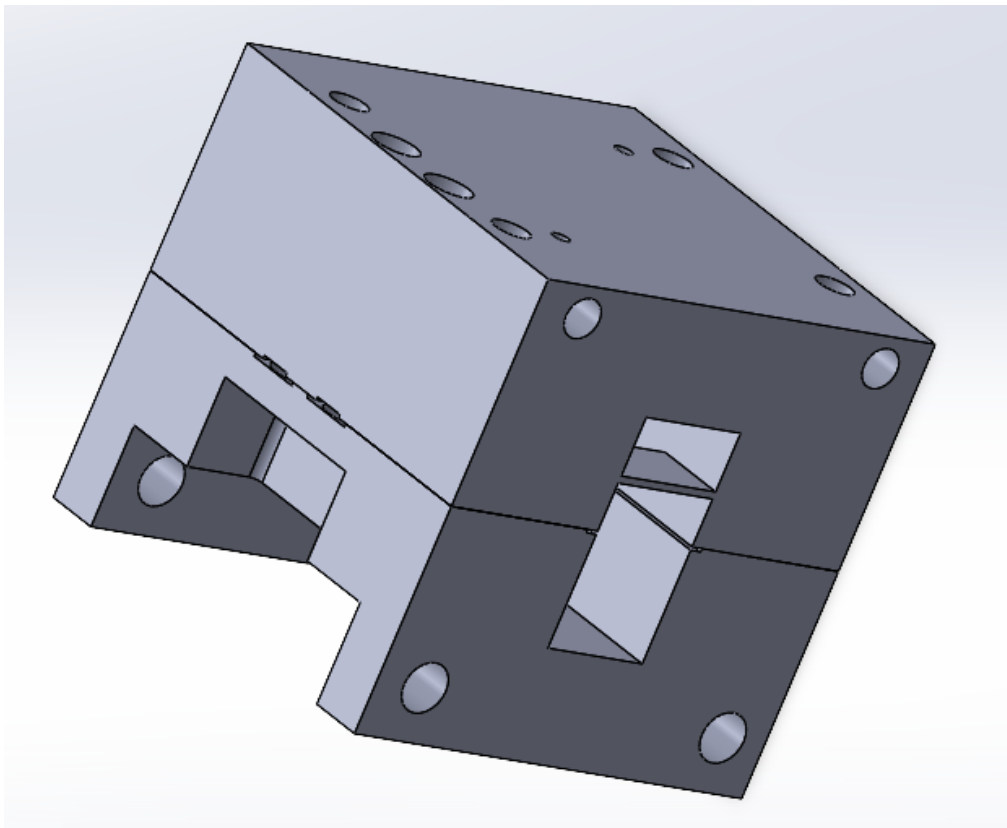


Рис. 4.7

Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата

PT81.468714.001ПЗ

Арк.

51

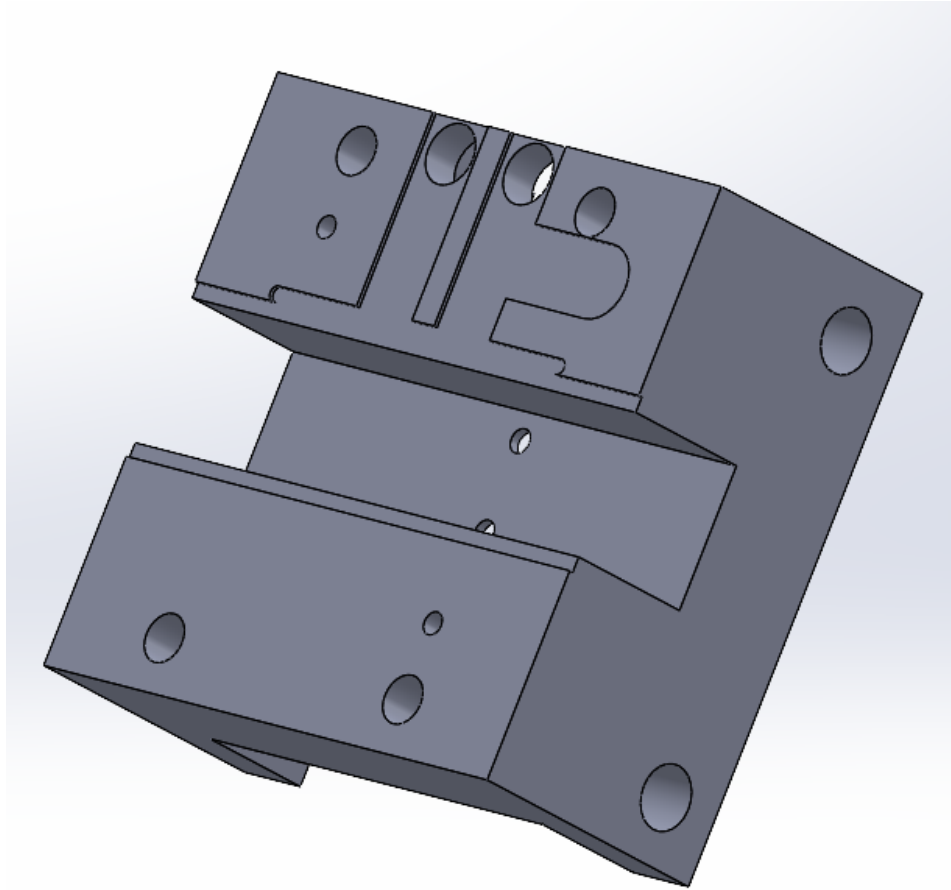


Рис.4.8

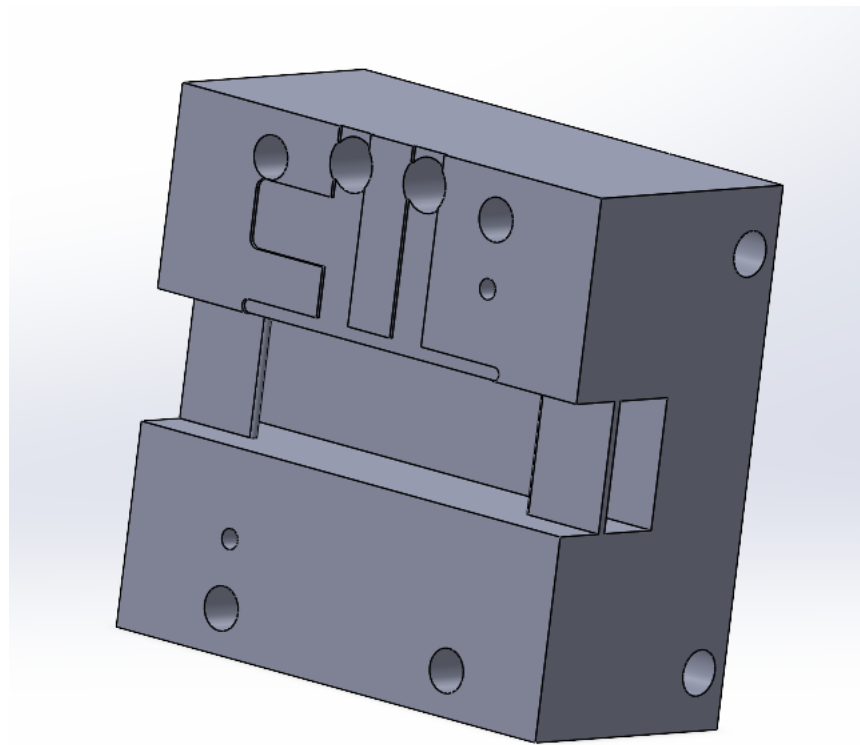


Рис.4.9

Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата

PT81.468714.001ПЗ

Арк.

52

Табл. 6 (перелік елементів)

	<i>Конденсатори</i>		
C1, C4	<i>Hitano 100nF 25V 10% X7R 0402</i>	2	
C2	<i>Hitano 0,3pF 50V NP0 0,1pF 0603</i>	1	
C3	<i>AVX TAJA106*016 10мкФ ±10%, 16В</i>	1	
C5	<i>Hitano 100pF 50V X7R 10% 0603</i>	1	
	<i>Дроселі</i>		
L1	<i>Coilcraft 0805AF-102XJR 1 мкГн ±5%.</i>	1	
	<i>Резистори</i>		
R1	<i>Panasonic ERJ2G [0402] 1кОм ±5%</i>	1	
	<i>Транзистори</i>		
VT1	<i>FLK107MH-14</i>	1	

					PT81.468714.001ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		53

Тут же для порівняння зображена теоретична характеристика. Вимірювання коефіцієнта підсилення проводилось по шкалі поляризаційного атенюатора. Бачимо достатньо добрий збіг теоретичних і експериментальних результатів, що говорить о дійсності теоретичної моделі підсилювача і о коректності отриманих теоретичних даних.

5.2 Вимірювання частотних залежностей $K_{CX_{вх}}$, $K_{CX_{вих}}$.

Схема вимірювань $K_{CX_{вх}}$, $K_{CX_{вих}}$ зображена на рис.5.3.

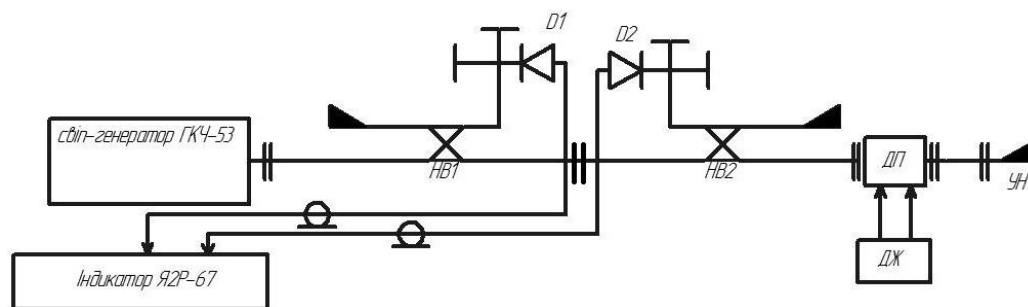


Рис.5.3

Схема відрізняється від схеми рис.5.1 виключенням з неї поляризаційного атенюатора і напрямком включення направленого відгалужувача НВ2.

					PT81.468714.001ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		55

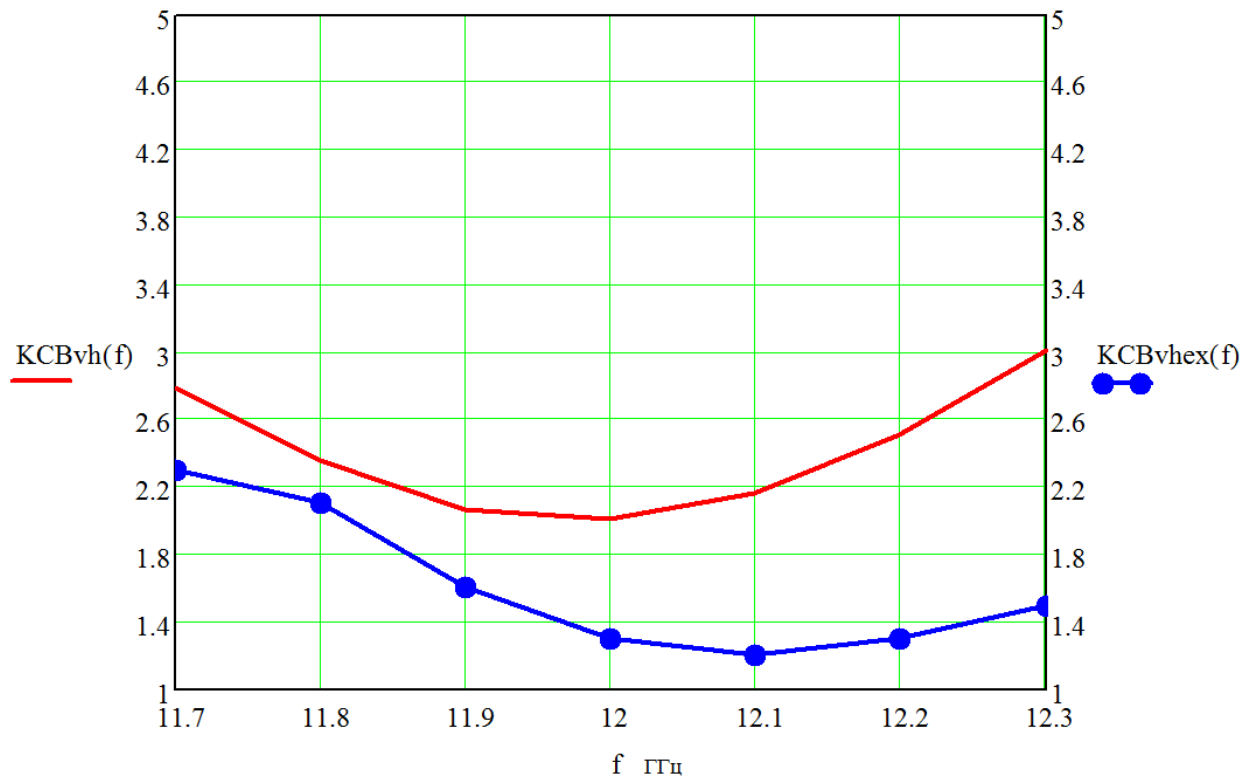


Рис.5.4

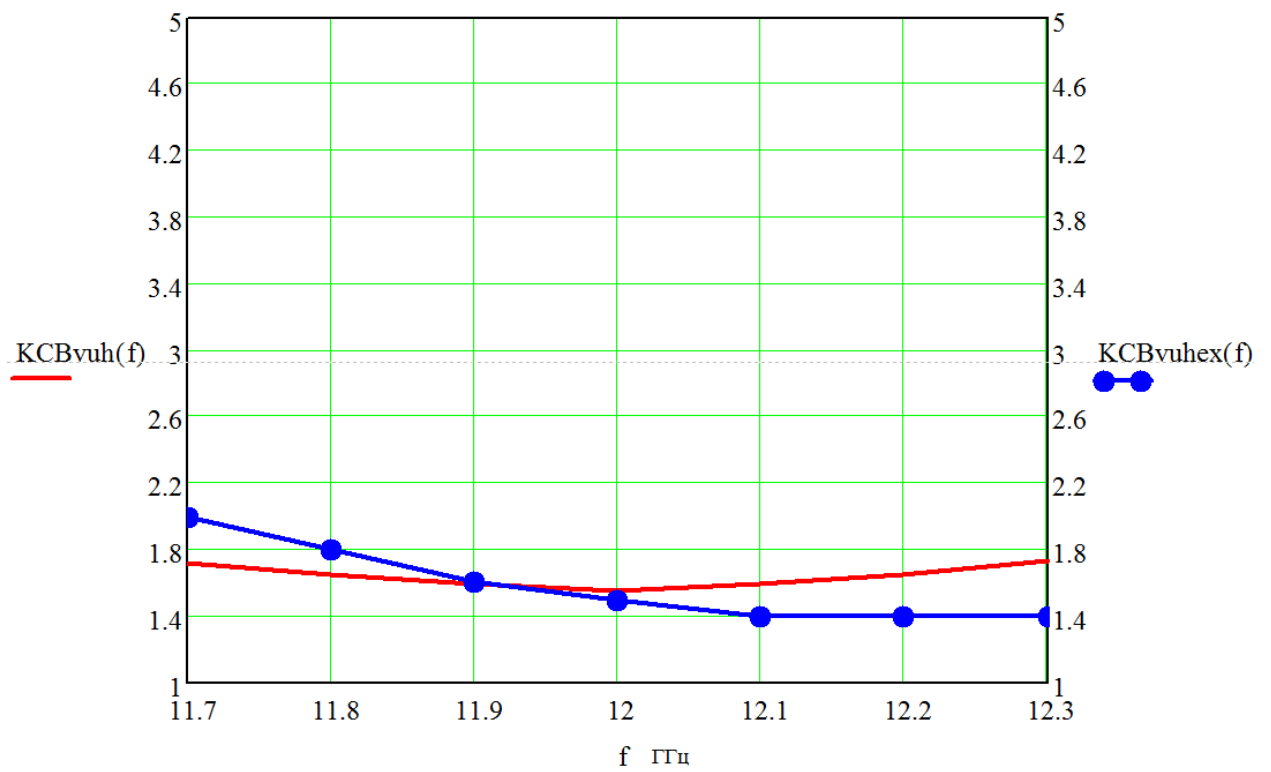


Рис.5.5

Результати вимірювань частотних залежностей $K_{CX_{вх}}$, $K_{CX_{вих}}$ підсилювача зображені на рис.5.4, 5.5 (криві з точками). Тут же для порівняння приведені теоретично отримані характеристики. Бачимо достатньо добрий збіг теоретичних і експериментальних результатів.

					<i>PT81.468714.001ПЗ</i>	Арк.
						57
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

ВИСНОВКИ

Із виконаної роботи можемо зробити висновки.

1. Використання сучасних полімерних металізованих матеріалів і транзисторів дозволяє реалізувати мікросмужкові гібридно-інтегральні схеми потужних підсилювачів у діапазоні 12 ГГц.

2. Узгоджуючі кола, що частково використовують зосереджені і квазізосереджені елементи дають змогу побудови підсилювачів, що мають значно ширшу смугу частот порівняно із шлейфовими схемами узгодження.

3. Результати експериментального дослідження розрахованих і виготовлених зразків підсилювачів на малому сигналі добре співпадають із теоретичними характеристиками, що підтверджує застосовані моделі елементів тракту.

4. Нелінійність підсилювача потужності передавача може значно погіршити параметри системи широкосмугового зв'язку, але покращуючи один із параметрів, зумовлених нелінійністю, ми, як правило, покращуємо і інші.

5. Експериментальне дослідження зразків підсилювачів із вихідними колами, розрахованими у лінійному наближенні, показують суттєве відхилення від очікуваних результатів по параметру максимальної вхідної потужності.

6. Значного підсилення вихідної потужності підсилювача можна досягти, використовуючи додатковий трансформатор опору на виході транзистора, або розрахувати вихідне коло з урахуванням зміни вихідного імпедансу транзистора під дією великого вихідного сигналу підсилювача.

7. Зі збільшенням рівня потужності цілий ряд параметрів транзисторних підсилювачів, від яких критично залежать характеристики системи в цілому, значно погіршуються.

					PT81.468714.001ПЗ	Арк.
						58
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

8. Недоліком мікросмужкової лінії, як основи для побудови потужних підсилювачів, слід вважати необхідність застосування спеціальних заходів, щодо відводу тепла.

9. Узгодження за допомогою шлейфів на вході на виході підсилювача нераціонально використовувати у даному підсилювачі тому що смуга частот підсилювача дуже вузька і не відповідає умовам технічного завдання, Причиною цього є, дуже вузька смуга частот узгодження, яку реалізує вхідне узгоджувальне коло.

					PT81.468714.001ПЗ	Арк.
						59
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ

1. Kistchinsky A. Ultra-wideband GaN power amplifiers – from Innovative technology to standard products. In: Ultra Wideband Communications: Novel Trends - System, Architecture and Implementation / A. Kistchinsky. // InTech Open. – 2011.
2. Ghavidel A. GaN Widening Possibilities for PAs / A. Ghavidel. // IEEE Microwave Magazine. – 2017. – №6.
3. Campbell C. GaN non-uniform distributed power amplifier MMICs — The highs and lows / C. Campbell. – 2017.
4. Meghdadi M. Design of 6–18-GHz High-Power Amplifier in GaAs pHEMT Technology / M. Meghdadi, A. Medi. // IEEE Transactions on MTT. – 2017. – №7. – С. 2535–2360.
5. Litchfield M. A 6–18GHz 40W Reactively Matched GaN MMIC Power Amplifier / M. Litchfield, J. Komiak. // IEEE International Microwave Symposium. – 2018.
6. Pedro, J. C. Intermodulation Distorsion in Microwave and Wireless Circuits / J. C. Pedro,, N. W. Carvalho. – Norwood, 2003. – 300 с. – (Artech Hause).
7. Vuolevi J. Distorsion in RF-Power Amplifiers / J. Vuolevi, T. Rahkonen. – Norwood, 2003. – 270 с. – (Artech Hause).
8. De Carvalho N. J. Compact Formulas to relate ACPR and NPR to two-fore IMR and IP3 / N. J. De Carvalho, B. C. Pedro. // Microwave Journal. – 1993. – №2. – С. 70–84.
9. Bishnakov I. First time right design of Class A Power amplifiers using the novel Power parameters / I. Bishnakov. // Microwave Engineering Europe. – 2005. – С. 30–35.
10. Скляр Б. Цифровая связь / Б. Скляр. – С-Петербург, Київ, 2003. – (Вильямс).
11. Cripps S. C. A Theory for the prediction of GaAs Load-Pull Power contours / S. C. Cripps. // IEEE-MTT-S Int. Micr.Symp.Dig. – 1985. – С. 221–223.
12. Wideband, High-Efficiency GaN Power Amplifiers Utilizing a Non-Uniform Distributed Topology / J.Gassmann, P. Watson, L. Kehias, G. Henry. // Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International. – 2007.

					PT81.468714.001ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		60

13. 6-18 GHz 8. 1 W size-efficient GaN distributed amplifier MMIC / J.Kim, H. Park, S. Lee, Y. Kwon. // Electron. Lett.. – 2016. – №8. – С. 622–624.

14. Three stage 6-18 GHz high gain and high power amplifier based on GaN technology / G.Mouginot, Z. Ouarch, B. Lefebvre, S. Heckmann. // IEEE MTT-S Int. Microw. Symp.. – 2010. – №5. – С. 1392–1395.

15. Campbel C. Microwave Monolithic Power Amplifier Design / C. Campbel., 2013. – (John Wiley & Sons, Inc.).

16. Schafer S. R. Carrier and Envelope Frequency Measurements for Supply-Modulated Microwave Power Amplifiers / S. R. Schafer. – 2015.

					<i>PT81.468714.001ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		61

ДОДАТОК А

ПОГОДЖЕНО

Керівник дипломного проекту
радіотехнічних
старший викладач Турєєва О.В.

(підпис)
(дата)

(дата)

ЗАТВЕРДЖЕНО

Завідувач кафедри
систем д.т.н. проф. Жук С.Я.

(підпис)

ТЕХНІЧНЕ ЗАВДАННЯ НА ДИПЛОМНИЙ ПРОЕКТ

1 НАЗВА І ПІДСТАВА ДЛЯ ВИКОНАННЯ

Назва дипломного проекту «Підсилювач потужності короткохвильової частини сантиметрового діапазону»

Підставою для виконання є завдання, видане кафедрою радіотехнічних систем від «24» квітня 2022 р.

2 ВИКОНАВЕЦЬ

Виконавець – студент групи РТ-81 Чорний Владислав Васильович

3 МЕТА ВИКОНАННЯ ДП І ПРИЗНАЧЕННЯ ПРОДУКЦІЇ

Метою даного проекту є розробка кінцевого підсилювача потужності, призначеного для роботи у складі системи багатоканального широкосмугового доступу у діапазоні частот 11.7-12.3 ГГц та оформлення необхідної конструкторської документації.

Підсилювач потужності призначений для роботи на частоті 12 ГГц, шириною смуги пропускання 600 МГц, з напругою живлення 5 В.

4 ТЕХНІЧНІ ВИМОГИ

4.1 Призначення

Потужність: 1.5 Вт(не більше);

Напруга живлення: 5 В;

Струм: до 250 мА;

Частотний діапазон: 11.7 – 12.3 ГГц

Управління: відсутнє;

Життєздатності та стійкості до зовнішніх впливів і чинників.

Кліматичні вимоги УХЛ1 згідно ГОСТ 15150-69.

Захист від механічних впливів Н7 згідно ГОСТ 16019-2001.

4.2 Надійності

Імовірність безвідмовної роботи 0.95.

Середній строк служби не менше 1-го року.

4.3 Конструкції

Конструкція повинна мати обов'язково металевий корпус, що складається з двох половин, також корпус має прямокутний наскрізний отвір для хвилеводу перерізом 19x9.5 мм.

Габаритні параметри, ШхДхВ, не більше, мм: 40x39x38.

Наявність 1 порту для живлення.

4.4 Уніфікації і стандартизації

Використовувати уніфіковану та стандартизовану елементну та матеріальну базу.

4.5 Дизайну, ергономіки та технічної естетики

Прилад повинен зовнішньо бути схожим на куб, мати отвори для кріплення.

Колір корпусу чорний або сірий, в корпусі повинен бути хвилевідний отвір.

4.6 Експлуатації, зручності технічного обслуговування та ремонту

Технічне обслуговування проводити 2 рази на рік (очищення від сміття).

4.7 Безпеки для життя, здоров'я і майна громадян та охорони довкілля

Керуватися положеннями стандартів про вимоги технічної безпеки, електробезпеки, пожежної безпеки.

Утилізація згідно вимог для промислових відходів за ГОСТ 30773-2001.

4.8 Транспортування і зберігання

Умови транспортування згідно ГОСТ 16019-2001.

Зберігання: за ГОСТ 15150-69 за умови 1-Л.

4.9 Якості і технічного рівня

Відповідає світовому рівню.

5 ВИМОГИ ДО СИРОВИНИ, МАТЕРІАЛІВ І ПКВ

Вибір екологічного матеріалу для корпусу.

6 ВИМОГИ ДО КОНСЕРВАЦІЇ, ПАКУВАННЯ І МАРКУВАННЯ

Маркування: обов'язково нанести логотип з назвою фірми виробника на верхній панелі та маркувати порт для живлення, також вхід та вихід з хвилевода.

Пакування: апаратуру необхідно загорнути в бульбашко-повітряну плівку і помістити в картонну коробку.

Консервація: не передбачено.

7 ВИМОГИ ДО РОЗРОБЛЮВАНОЇ ДОКУМЕНТАЦІЇ

Оформлення документації згідно ДСТУ 3008:2015.

Склад конструкторської документації:

1. Текстова документація (пояснювальна записка, перелік елементів, специфікація на друкований вузол).
2. Графічна документація загальним обсягом не менше 3 аркушів А2 (схема електрична структурна, креслення друкованої плати, складальне креслення друкованого вузла, складальне креслення корпусу, плакат з ілюстрацією корпусу).

7.1 Орієнтовний зміст дипломного проекту:

Завдання на дипломний проект;

Зміст;

Вступ;

1. Огляд літератури
2. РОЗРОБКА ФУНКЦІОНАЛЬНОЇ СХЕМИ ПІДСИЛЮВАЧА
3. Електричні розрахунки
4. КОНСТРУКТИВНО-ТЕХНОЛОГІЧНИЙ РОЗДІЛ
5. ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ ПІДСИЛЮВАЧА

Висновки;

Перелік джерел посилань;

Додаток А Технічне завдання

Додаток Б Відомість дипломного проекту

Додаток В Специфікація на пристрій

Додаток Г Перелік елементів

8 СТАДІЇ І ЕТАПИ ДИПЛОМНОГО ПРОЕКТУВАННЯ

Робота виконується в 7 етапів.

№	Назва етапу	Термін виконання	Форма звітності
1	Огляд існуючих рішень.	06.05 – 08.05	Розділ 1
2	Розробка та аналіз технічного завдання.	09.05 – 15.05	Розділ 1
3	Обґрунтування та вибір схеми фототехнічного рішення.	16.05 – 21.05	Розділ 2
4	Вибір та обґрунтування елементної бази.	21.05 – 24.05	Розділ 3
5	Проектування електронного модуля	25.05 – 30.05	Розділ 3, кресленики плати
6	Проектування приладу	1.06 – 05.06	Розділ 4
7	Оформлення текстової і графічної документації.	06.06 – 10.06	Кресленики і додатки

9 ПОРЯДОК ПРИЙМАННЯ ДИПЛОМНОГО ПРОЕКТУ

1. Представлення проміжних результатів дипломного проекту керівнику в зазначені терміни;
2. Представлення завершеного дипломного проекту керівнику;
3. Перевірка дипломного проекту на наявність плагіату;
4. Представлення кафедрі завершеного дипломного проекту за 10 днів до дати захисту;
5. Захист дипломного проекту перед екзаменаційною комісією.

Виконавець
Чорний В.В. _____

Керівник
ст. викладач Турєєва О.В. _____