

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

**Радіотехнічний факультет
Кафедра теоретичних основ радіотехніки**

До захисту допущено:

Завідувач кафедри

_____ Федір ДУБРОВКА

«__» _____ 2020 р.

Дипломний проект

**на здобуття ступеня бакалавра за освітньо-професійною програмою
«Радіосистемна інженерія»**

спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

**на тему: «Багаторезонаторний хвилевідний фільтр Х-діапазону на основі
індуктивних діафрагм»**

Виконав (-ла):

студент ІV курсу, групи РС-Г61-1

Вірченко Леонід Анатолійович _____

Керівник:

PhD, Доцент

Сушко Олександр Юрійович _____

Консультант з охорони праці:

К.б.н., доцент

Гусєв Аркадій Миколайович _____

Рецензент:

Ст.викл.

Омеляненко Михайло Юрійович _____

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

Студент (-ка) _____

Київ – 2020 року

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
Радіотехнічний факультет
Кафедра теоретичних основ радіотехніки

Рівень вищої освіти – перший (бакалаврський)

Спеціальність – 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

Освітньо-професійна програма «Радіосистемна інженерія»

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

_____ Федір ДУБРОВКА

« ___ » _____ 20__ р.

ЗАВДАННЯ

на дипломний проект студенту

Вірченко Леоніду Анатолійовичу

1. Тема проекту «Багаторезонаторний хвилевідний фільтр Х-діапазону на основі індуктивних діафрагм»,

керівник проекту: Сушко Олександр Юрійович PhD, Доцент, затверджені наказом по університету від « ___ » _____ 20__ р. № _____

2. Термін подання студентом проекту 13 квітня 2020 року _____

3. Вихідні дані до проекту

Смуговий фільтр _____

Центральна частота $f_0=10$ ГГц _____

Нерівномірність АЧХ в смузі 0,5дБ _____

Розміри хвилеводу $a=23$ мм та $b=10$ мм _____

Нижня та верхня частоти полоси пропускання $f_1=9,75$ ГГц та $f_2=10,25$ ГГц _____

4. Зміст пояснювальної записки: Огляд літератури по смуговим хвилевідним фільтрам та методам їх розрахунку. Огляд методів електродинамічного аналізу НВЧ фільтрів. Створення моделі одно- та дво- резонаторного фільтрів та їх оптимізація. Оптимізація багато-резонаторного смугового фільтра. Моделювання впливу неточностей виготовлення на характеристики фільтру. Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях.

5. Перелік графічного матеріалу (із зазначенням обов'язкових креслеників, плакатів, презентацій тощо): Кресленики смугового фільтру; плакат з зовнішнім виглядом, внутрішньою структурою та результатами моделювання _____

6. Консультанти розділів проекту*

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Охорона праці	Гусєв А.М., к.б.н., доцент		

7. Дата видачі завдання _____

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання дипломного проекту	Термін виконання етапів проекту	Примітка
1	Огляд літератури по смуговим хвилевідним фільтрам та методам їх розрахунку	17.04.2020	
2	Огляд методів електродинамічного аналізу НВЧ фільтрів.	24.04.2020	
3	Створення моделі одно- та дво- резонаторного фільтрів та їх оптимізація.	30.04.2020	
4	Оптимізація багато-резонаторного смугового фільтра.	08.05.2020	
5	Моделювання впливу неточностей виготовлення на характеристики фільтру.	14.05.2020	

Студент

Вірченко Л.А.

Керівник

Сушко. О. Ю.

АНОТАЦІЯ

В даній роботі проведено огляд основних типів смугових хвилевідних фільтрів, їх характеристики та методи розрахунку.

Викладено основні методи електродинамічного аналізу НВЧ фільтрів, такі як: метод скінченних інтегралів (FIT), метод скінченних елементів (FEM), метод скінченних різниць у часовій області (FDTD) та метод моментів (MOM). Крім того даються основні принципи цих методів, випадки та нюанси застосування. Розглянуто методи оптимізації їх переваги та недоліки, необхідність застосування в окремих випадках.

Основним результатом роботи є проведення електродинамічного моделювання 5-ти резонаторного смугового хвилевідного фільтра на основі індуктивних діафрагм з центральною частотою 10 ГГц і відносною смугою 5 %. Проведено чисельну оптимізацію фільтра, в результаті якої досягнуто узгодження $S_{11} < -29$ дБ в робочій смузі частот. Початкову геометрію фільтра отримано за допомогою методу Маттея. В конструкцію фільтра в Н-площині введені штирі для підлаштування характеристик фільтра у випадку неточностей при виготовленні. Виявлено, що підлаштуванням штирів можна компенсувати неточності виготовлення до 0.2 мм.

ANNOTATION

This paper reviews the main types of bandpass filters, their characteristics and calculation methods.

The main methods of microdynamic analysis of microwave filters are described, such as: finite integral method (FIT), finite element method (FEM), finite time domain difference method (FDTD) and moment method (MOM). In addition, the basic principles of these methods, cases and nuances of application are given. Methods of optimization of their advantages and disadvantages, necessity of application in separate cases are considered.

The main result of the work is the electrodynamic modeling of a 5 resonator band waveguide filter based on inductive diaphragms with a center frequency of 10 GHz and a relative band of 5%. Numerical filter optimization was performed, as a result of which $S_{11} < -29$ dB in the operating frequency band was agreed. The initial geometry of the filter was obtained using the Matthew method. Pins are inserted into the design of the filter in the H-plane to adjust the characteristics of the filter in case of inaccuracies in the manufacture. It was found that the adjustment of the pins can compensate for manufacturing inaccuracies up to 0.2 mm.

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА

до дипломного проекту

на тему: «Багаторезонаторний хвилевідний фільтр X-діапазону на основі індуктивних діафрагм»

Київ — 2020 року

ЗМІСТ

Перелік умовних позначень, символів, скорочень і термінів.....	3
ВСТУП	4
1 Огляд літератури по смуговим хвилевідним фільтрам та методам їх розрахунку	5
1.1 Вступ.....	5
1.2 Параметри фільтрів та їх типи.....	5
1.3 Діафрагми в прямокутному хвилеводі.....	8
1.4 Методи розрахунку СФ фільтрів.....	11
2 Огляд методів електродинамічного аналізу НВЧ фільтрів.....	18
2.1 Вступ.....	18
2.2 Метод скінченних інтегралів (FIT).....	18
2.3 Метод скінченних елементів(FEM).....	19
2.4 Метод скінченних різниць у часовій області (FDTD).....	24
2.5 Метод моментів (MOM).....	27
3 Створення моделі одно- та дво- резонаторного фільтрів та їх оптимізація.....	30
3.1 Автоматична оптимізація.....	30
3.2 Моделі одно- та дво-резонаторного фільтрів та їх оптимізація.....	31
4 Оптимізація багато-резонаторного смугового фільтра.....	32
4.1 Розрахунок багаторезонаторного хвилевідного фільтра.....	34
4.2 Оптимізація.....	42
4.3 Оптимізація розміщення штирів для підлаштування смуги та узгодження фільтра.....	44
4.4 Моделювання впливу неточностей виготовлення на характеристики фільтру.	50
Висновки	56
Перелік посилань	57
5 Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях.....	59
5.1 Вступ.....	59
5.2 Можливі шкідливі, небезпечні фактори.....	60
5.3 Оцінка існуючих умов.....	60
5.3.1 Розташування робочих місць, чи відповідають вимогам.....	60
5.3.2 Мікроклімат.....	61
5.3.3 Освітлення.....	62
5.3.4 Шум, вібрація.....	63

					ДП РС61.434834.00ПЗ			
ЗМ.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата	Багаторезонаторний хвилевідний фільтр X-діапазону на основі індуктивних діафрагм	Літ.	Лист	Листів
Розробив	Вірченко Л.						1	
Перевірів	П.І.Б.				РС-261-1 РТФ			
Н. Контр.	П.І.Б.							
	П.І.Б.							

5.3.5 Електробезпека.....	63
5.3.6 Пожежа, засоби пожежогасіння, кількість, розташування.....	64
5.4 Шляхи евакуації.....	64
5.5 Профілактика ускладнень після роботи за комп'ютером.....	65
Висновки	67
Перелік посилань	68
ДОДАТОК А.....	71
ДОДАТОК Б.....	72
ДОДАТОК В.....	73
ДОДАТОК Г.....	74

					ДП РС61.434834.00ПЗ			
ЗМ.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата	Багаторезонаторний хвилевідний фільтр X- діапазону на основі індуктивних діафрагм	Лім.	Лист	Листів
Розробив	Вірченко Л.						1	
Перевірів	П.І.Б.				РС-261-1 РТФ			
Н. Контр.	П.І.Б.							
	П.І.Б.							

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

CST- Computer Simulation Technology

СФ-смуговий фільтр

FIT- Finite Integration Technique (Метод скінченних інтегралів)

FEM-Finite Element Method (Метод скінченних елементів)

FDTD-Finite Difference Time Domain(Метод скінченних різниць у часовій області)

					<i>ДП РС61.434834.00 ПЗ</i>	<i>Лист</i>
						3
<i>Зм.</i>	<i>Лис</i>	<i>№ доквм.</i>	<i>Підпис</i>	<i>Дата</i>		

ВСТУП

Мікрохвильові фільтри є важливими елементами в військовій промисловості, радіомовлення, авіаційно-космічної промисловості, телекомунікації, системах супутникового зв'язку, урядового зв'язку, виробничому і науково дослідному обладнанні та РЛС. Вони мається ряд обмежень пов'язаних з вагою, розміром, вартістю. І з цієї точки зору більш вигідними стають полоскові фільтри порівняно з фільтрами на хвилеводах проте хвилеводні фільтри витримують набагато більшу потужність та мають низькі втрати, відповідно, найвища добротність особливо в сантиметровому і міліметровому діапазоні довжин хвиль. Тому ця технологія досить поширена в наш час. На мікрохвильових частотах, приблизно від 1 до 100 ГГц, для розробки фільтрів з високою селективністю та низькими втратами найчастіше використовуються індуктивні діафрагми типу iris між резонаторами в прямокутних хвилеводах. Завдяки тому що асиметричні та симетричні діафрагми прості в виготовленні при великих об'ємах виробництва. Сучасні хвилеводні смугові фільтри застосовуються, наприклад, в радіолокаційних пристроях з комутованою потужністю до 60 кВт.[24]

					ДП РС61.434834.00 ПЗ	Лист
						4
Зм.	Лис	№ доквм.	Підпис	Дата		

1 Огляд літератури по смуговим хвилевідним фільтрам та методам їх розрахунку

1.1 Вступ

Фільтри призначені для придушення коливань одних частот і пропускання коливань інших частот. Вони застосовуються для узгодження комплексних навантажень, формування частотного каналу, ділення частотного каналу на декілька більш вузьких частотних каналів. Фільтруючі властивості фільтра характеризуються його затуханням, внесеним в тракт передавання електромагнітного поля.

1.2 Параметри фільтрів та їх типи

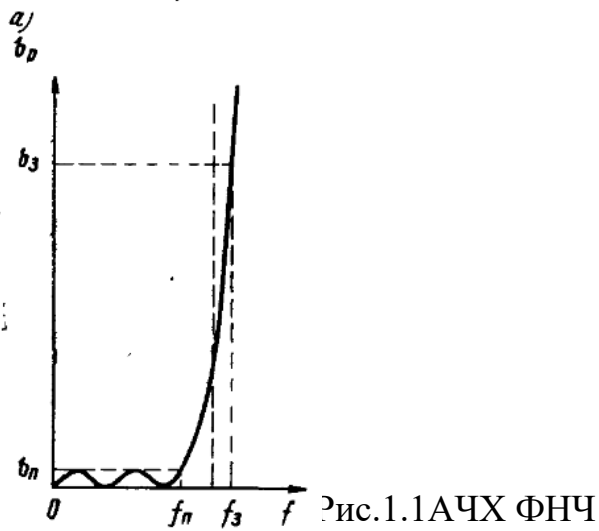
Смуга пропускання –це смуга частот з малим затуханням і навпаки смуга загородження – це смуга з великим затуханням.[1] Також важливими параметрами фільтрів є допустиме послаблення в полосі пропускання і необхідне послаблення в полосі загородження, рівень пульсацій коефіцієнта передачі(ослаблення) в полосі пропускання або загородження, коефіцієнт стоячої хвилі по входу та виходу фільтра в робочому діапазоні. Для широкосмугових фільтрів більш важлива фазочастотна характеристика.

Існує чотири основних типи фільтра в залежності від взаємного розподілу смуг пропускання й загасання:

Фільтр нижніх частот(ФНЧ) має характеристику робочого згасання від частоти, зображеній на рис 1.1.

Полоса пропускання займає область від $f=0$ до $f=f_n$. Всі частоти $f>f_n$ відносяться до смуги загородження.

					ДП РС61.434834.00 ПЗ	Лист
						5
Зм.	Лис	№ доквм.	Підпис	Дата		



Фільтр верхніх частот(ФВЧ) характеризується залежністю робочого згасання від частоти, зображений на рис.1.2. Смуга загородження розташовується між частотами $f=f_n$ і $f=0$; при $f>f_n$ маємо полосу пропускання.

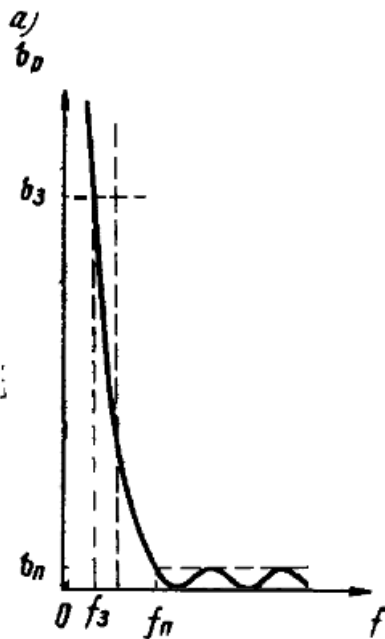


Рис.1.2 АЧХ ФВЧ

Смуго-загороджуючий фільтр(ПЗФ) має полосу загородження, обмежену частотами $f=0$ і f_z (рис.1.3)

					ДП РС61.434834.00 ПЗ	Лист
						6
Зм.	Лис	№ доквм.	Підпис	Дата		

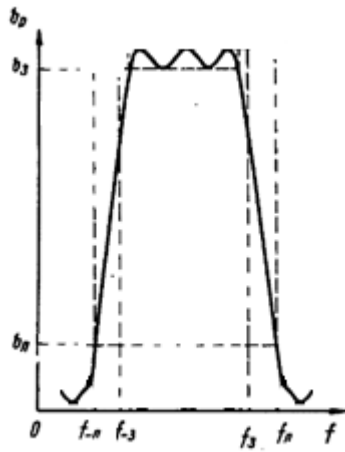


Рис.1.3 АЧХ ПЗФ

Смуго-пропускаючий фільтр(СФ) має полосу пропускання, обмежену частотами $f_{-п}$ і $f_{п}$ (рис.1.4)[2].

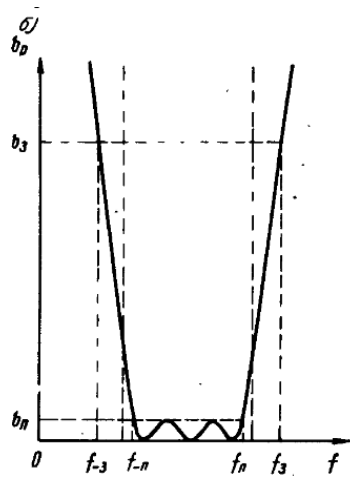


Рис.1.4 АЧХ СФ

Хвилевідні СФ НВЧ діапазону в основному розділяються на фільтри з повздожніми та поперечними діафрагмами, за типами діафрагм на індуктивні, ємнісні, резонансні, за типами зв'язків між резонаторами на фільтри з чвертьхвильовим та безпосереднім зв'язками, вони будуються на основі круглого чи прямокутного хвилеводу.

Фільтри діапазону НВЧ зазвичай являються каскадним з'єднанням об'ємних резонаторів, що з'єднуються безпосередньо (фільтри з безпосередніми зв'язками), або за допомогою відрізків лінії (фільтри з чвертьхвильовими зв'язками).

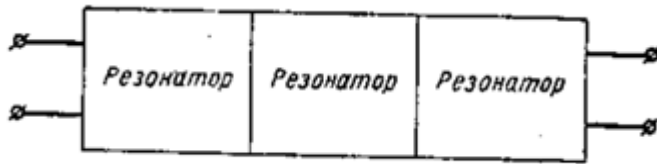


Рис.1.5 Схематичне зображення фільтра з безпосередніми зв'язками між резонаторами.

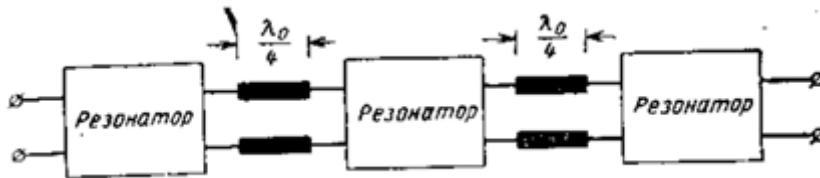


Рис.1.6 Схематичне зображення фільтра з чвертьхвильовими зв'язками.

Перевагою фільтрів з безпосередніми зв'язками є їх малі габарити. Розрахунок подібних фільтрів з безпосередніми зв'язками базується на порівнянні кожної ланки фільтра з відповідною їй ланкою обраного прототипу. В одному випадку прототипом є ступінчастий перехід, а в іншому фільтр нижніх частот, що складається з зосереджених (LC) елементів.

Перевагою же фільтрів з чвертьхвильовими зв'язками є зручність їх налаштування, оскільки завдяки чвертьхвильовим зв'язкам стає можливе поелементне налаштування. Недоліком таких фільтрів являються великі габарити і обмеження по полосі частот де зберігається прийнятна точність розрахунку(не більше 10-15%). В таких фільтрах спочатку розраховується схема прототипу з LC елементів, а потім цій схемі ставиться відповідний фільтр НВЧ та визначаються параметри всіх об'ємних резонаторів.

1.3 Діафрагми в прямокутному хвилеводі

Діафрагма – це тонка металічна пластинка, розміщена поперек хвилеводу. Товщина пластинки повинна бути в багато разів менше довжини хвилі в хвилеводі, але набагато більше глибини скін-шару. Діафрагми використовуються в якості неоднорідностей для узгодження опорів або елементів резонансних систем і фільтрів.

Зм.	Лис	№ доквм.	Підпис	Дата

В безпосередньо поблизу діафрагми в хвилеводі існують поля вищих типів хвиль, затухаючі при віддаленні від неоднорідності.

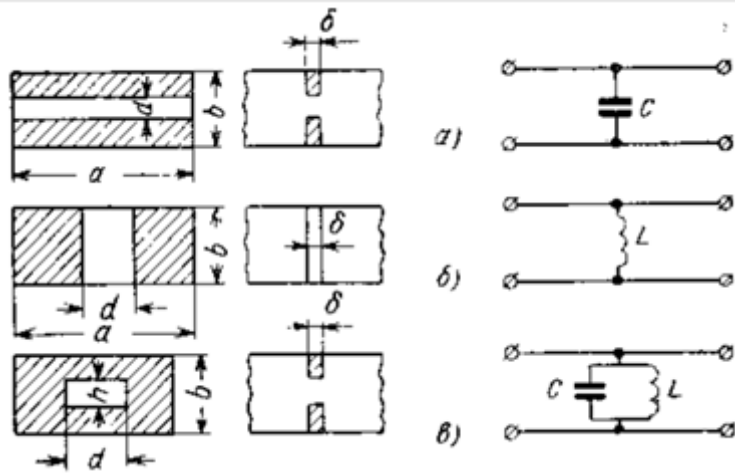


Рис.1.7 Діафрагми в хвилеводі і їх еквівалентні схеми: а – ємнісна діафрагма; б – індуктивна діафрагма; в – резонансне вікно.

Найбільш поширені типи діафрагм це ємнісна, індуктивна та резонансна, зображені на рис.1.7. Змінюючи розміри діафрагми, можна змінювати їх еквівалентні опори jB в широкому діапазоні(рис.1.8) [5, 7].

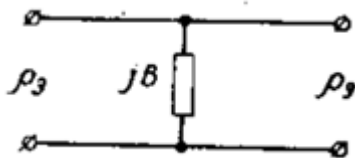


Рис.1.8 Еквівалентна схема тонкої діафрагми в хвилеводі.

Наближено можна вважати, що провідність внесена симетричною індуктивною діафрагмою без врахування її товщини [6](рис.1.7б):

$$B \cong -\frac{\Lambda}{a} \operatorname{ctg}^2 \frac{\pi d}{2a} \quad (1)$$

в випадку асиметричної індуктивної діафрагми:

$$B \cong -\frac{\Lambda}{a} \operatorname{ctg}^2 \frac{\pi d}{2a} \left(1 + \operatorname{cosec}^2 \frac{\pi d}{2a}\right) \quad (2)$$

Еквівалентна провідність, внесена симетричною ємнісною діафрагмою(рис.1.7, а), може бути представлена як:

$$B \cong \frac{4b}{\Lambda} \ln \operatorname{cosec} \frac{\pi d}{2b} \quad (3)$$

Резонансна діафрагма – це змішана діафрагма, що складається з комбінації ємнісної й індуктивної діафрагм еквівалентна схема якої представляє собою коливальний контур шунтуючий хвилевід (рис.1.7,в)[5].

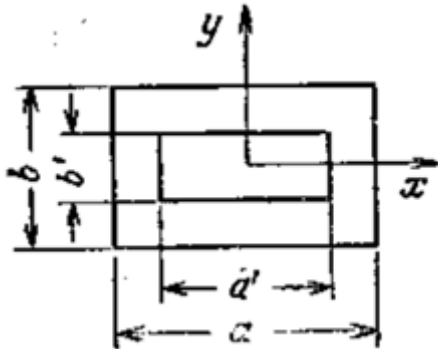


Рис.1.9 Найпростіше резонансне вікно

Визначити резонансні розміри діафрагми $\acute{a} \times \acute{b}$ можна з рівняння:

$$\frac{b}{\sqrt{a^2 - \frac{\lambda^2}{4}}} = \frac{\acute{b}}{\sqrt{\acute{a}^2 - \frac{\lambda^2}{4}}} \quad (4)$$

де мінімально можливий розмір \acute{a} задовольняючий умову узгодження, рівний $\lambda/2$. При резонансі діафрагми відбиття відсутні при як завгодно малому розмірі \acute{b} .

Також поширеними є діафрагми утворені стержнями в хвилеводі. Нижче наведено приклад наближеного розрахунку решітки з двох стержнів $l = \frac{a}{3}$ в хвилеводі(рис.1.9) [3].

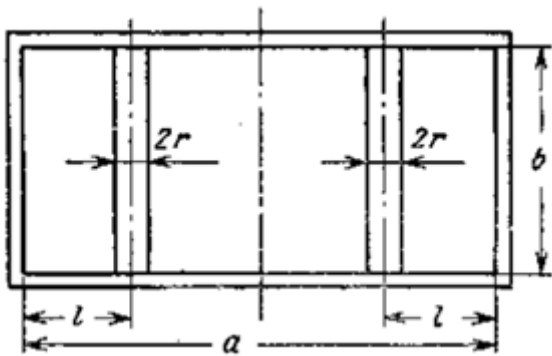


Рис.1.10 Решітка з двох стержнів в хвилеводі.

$$B_{(2)} \approx \frac{12\Lambda}{a \left[11,63 - 9,2 \log \frac{a}{r} - 22,8 \frac{r}{a} - 0,22 \left(\frac{a}{\lambda} \right)^2 \right]} \quad (5)$$

де Λ – довжина хвилі в хвилеводі;

λ – довжина хвилі, на яку налаштовують резонатор;

a – ширина хвилеводу;

r – радіус стержня;

l – відстань від стінки хвилеводу до стержня.

1.4 Методи розрахунку СФ фільтрів

Розглянемо метод синтезу еквівалентної схеми СФ по сходивій схемі наведений у[4]. Сходинкова схема, що складається з n послідовних і паралельних контурів з L і C елементів, зображена на рис. 1.11.

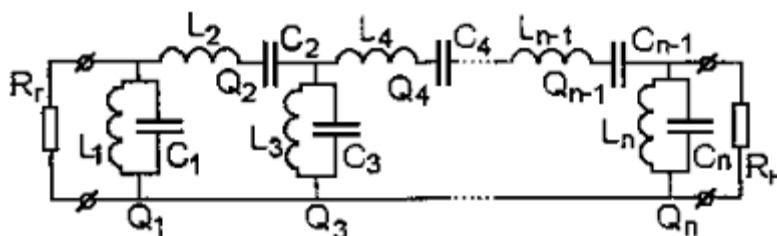


Рис.1.11 Сходинкова схема.

В цьому випадку використовують ідеалізовану АЧХ, зображену на (рис.1.12).

Зм.	Лис	№ доквм.	Підпис	Дата

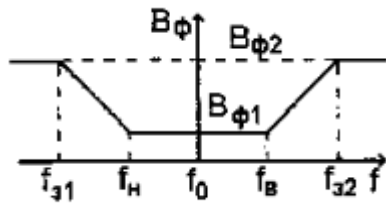


Рис.1.12 Ідеалізована АЧХ СПФ.

Для неї в смузі пропускання фільтра $f_H \leq f \leq f_B$ внесене згасання $B_\phi \leq B_{\phi 1}$, а внесене затухання $B_\phi \geq B_{\phi 2}$. Для Чебишевської апроксимації цієї АЧХ необхідно використати функцію:

$$B_\phi = 10 \lg[1 + hT_n^2(\Omega)] \quad (6)$$

де $T_n(x)$ – поліном Чебишева першого роду порядку n , що описується виразами:

$$T_n(x) = \begin{cases} \cos[n \arccos(x)] & \text{при } 0 \leq |x| \leq 1 \\ \text{ch}[n \text{ arch}(x)] & \text{при } |x| > 1. \end{cases} \quad (7)$$

В формулі (6) робимо заміну частотної змінної (рис. 1.13):

$$\Omega = [f^2 - f_H f_B] / [f(f_B - f_H)] \quad (8)$$

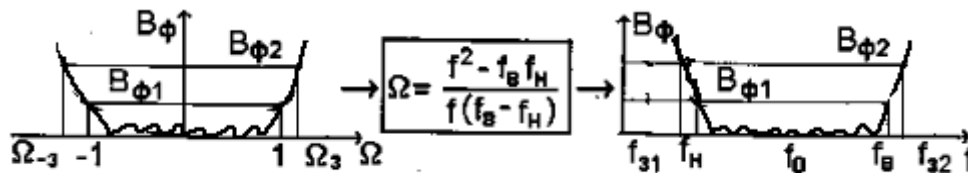


Рис 1.13 Заміна частотної змінної.

Вихідними даними при синтезу СФ є: $f_H, f_B, f_{31}, f_{32}, B_{\phi 1}, B_{\phi 2}, R_n$ і вид АЧХ.

Спочатку обчислюємо число ланок в схемі фільтра:

$$n = \frac{\text{arch} \sqrt{(10^{B_{\phi 2}/10} - 1) / (10^{B_{\phi 1}/10} - 1)}}{\text{arch}(\Omega)} \quad (9)$$

де використовують рівність $\text{arch}(x) = \ln(x + \sqrt{x^2 - 1})$.

Зм.	Лис	№ доквм.	Підпис	Дата

Загальне число контурів n в еквівалентній схемі ,дорівнює числу елементів в схемі фільтра прототипу. Потім розраховуємо g -параметри елементів схеми фільтра-прототипу. Формули розрахунку:

для паралельних контурів

$$\begin{cases} L_{2j-1} = \frac{R_H(f_B - f_H)}{(2\pi f_0^2 g_{2j-1})} [\Gamma_H] \\ C_{2j-1} = \frac{g_{2j-1}}{[R_H 2\pi(f_B - f_H)]} [\Phi] \end{cases} \quad (10)$$

для послідовних контурів

$$\begin{cases} L_{2j} = \frac{g_{2j} R_H}{[2\pi(f_B - f_H)]} [\Gamma_H] \\ C_{2j} = \frac{(f_B - f_H)}{(2\pi f_0^2 g_{2j} R_H)} [\Phi] \end{cases} \quad (11)$$

де $j=1,2,\dots,m$; $m=n/2$ при парному n і $m=(n+1)/2$ при непарному n ;

$$f_0^2 = f_H f_B.$$

Навантажена добротність контурів еквівалентної схеми СФ визначається з формули:

$$Q_j = g_j f_0 / [2(f_B - f_H)] \quad (12)$$

Потім з рівняння (4) знаходять геометричні розміри вікна резонансної діафрагми.

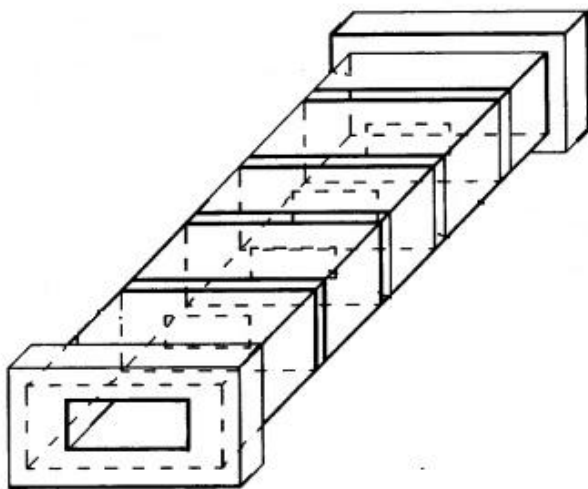


Рис.1.14 СФ на резонансних діафрагмах.

					ДП РС61.434834.00 ПЗ	Лист
Зм.	Лис	№ доквм.	Підпис	Дата		13

В даній роботі розглядається проектування хвилевідного фільтра з паралельними індуктивними зв'язками[8].

Початкові данні для розрахунку хвилевідного СФ з паралельними індуктивними зв'язками: величина пульсацій затухання, нижня та верхня частоти полоси пропускання f_1 та f_2 , нижня та верхня частоти полоси затримки f_a та f_b з необхідним рівнем мінімального затухання.

Розрахунки фільтра починаються з обчислення довжин хвиль в хвилеводі для різних частот:

$$\lambda_{кр} = \frac{2\sqrt{ab}}{\sqrt{\frac{a}{b}}} \quad (13)$$

Для частоти f_0 обчислюємо:

$$\lambda_{g0} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{кр}}\right)^2}} \quad (14)$$

Для частот f_1 , f_2 та f_a і f_b обчислюємо відповідно

$$\lambda_{g1,2(a,b)} = \frac{\lambda_{1,2(a,b)}}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_{1,2(a,b)}}{\lambda_{кр}}\right)^2}} \quad (15)$$

Відносна ширина полоси пропускання ω_λ , через довжини хвиль в хвилеводі, і відносна ширина полоси пропускання виражена через частоти. А також обчислюються нормовані частоти прототипу ω/ω_1 , що відповідають частотам f_a та f_b хвилевідного фільтра, і визначаємо затухання з графіка(рис. 1.15).

					ДП РС61.434834.00 ПЗ	Лист
						14
Зм.	Лис	№ доквм.	Підпис	Дата		

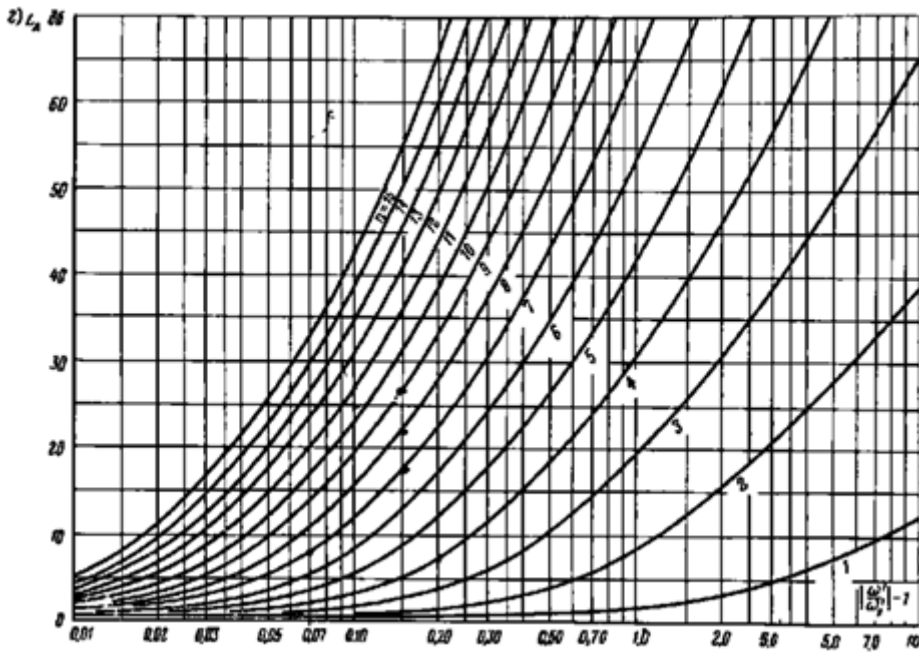


Рис.1.15 Чебишевські характеристики згасання з пульсаціями 0,5дБ

$$\omega_{\lambda} = \frac{\lambda_{g1} - \lambda_{g2}}{\lambda_{g0}} \quad (16)$$

$$\omega = \frac{f_2 - f_1}{f_0} \quad (17)$$

Перевірка:

$$\omega_{\lambda} \approx \left(\frac{\lambda_{g0}}{\lambda_0} \right)^2 \omega \quad (18)$$

Нормовані частоти прототипу:

$$\frac{\omega}{\omega_1} = \frac{2}{\omega_{\lambda}} \left(\frac{\lambda_{g0} - \lambda_g}{\lambda_{g0}} \right) \quad (19)$$

Для $f = f_a$ ГГц $\lambda_g = \lambda_{ga}$ і $\frac{\omega}{\omega_1}$

Для $f = f_b$ ГГц $\lambda_g = \lambda_{gb}$ і $\frac{\omega}{\omega_1}$

З (рис.1.15) для обраної величини пульсацій в (дБ) і порядку фільтра n отримуємо:

для $f = f_a$ $\left(\left| \frac{\omega}{\omega_1} \right| \right) L_A$ (дБ)

Зм.	Лис	№ доквм.	Підпис	Дата

$$\text{для } f = f_b \left(\left| \frac{\omega}{\omega_1} \right| \right) L_A (\text{дБ})$$

Обираємо параметри чебишевського прототипа з (табл. 1.1): g_0, g_1, \dots, g_n та $\omega_1 = 1$.

$$\frac{K_{01}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{\omega_\lambda}{g_0 g_1 \omega_1}} \quad (20)$$

$$\left. \frac{K_{j,j+1}}{Z_0} \right|_{j=1 \div n-1} = \frac{\pi \omega_\lambda}{2 \omega} \frac{1}{\sqrt{g_j g_{j+1}}} \quad (21)$$

$$\frac{K_{n,n+1}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{\omega_\lambda}{g_n g_{n+1} \omega_1}} \quad (22)$$

ω_λ – відносна ширина полоси пропускання, виражена через довжину хвилі в хвилеводі;

$K_{j,j+1}$ – параметри інверторів опорів;

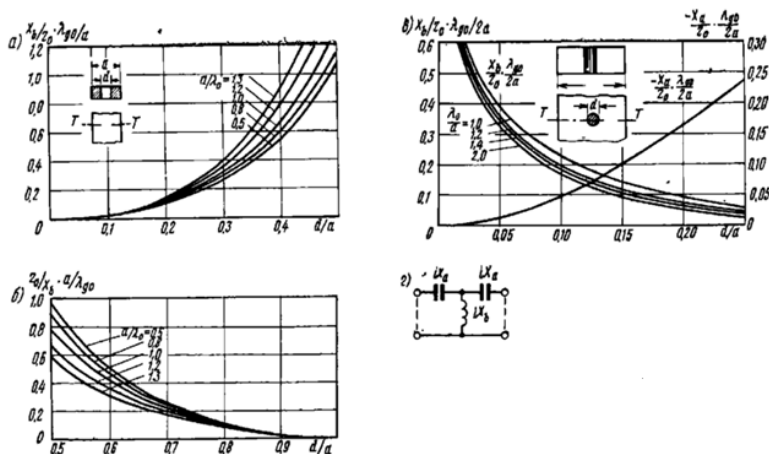
Z_0 – опір хвилеводу.

Для неоднорідностей, представлених лише однією зосередженою паралельною індуктивністю, реактивний опір $X_{j,j+1}$ дорівнює

$$\frac{X_{j,j+1}}{Z_0} = \frac{K_{j,j+1}/Z_0}{1 - (K_{j,j+1}/Z_0)^2} \quad (23)$$

а електричні довжини секцій рівні

$$\theta_j = \pi - \frac{1}{2} \left[\arctg \left(\frac{2X_{j-1,j}}{Z_0} \right) + \arctg \left(\frac{2X_{j,j+1}}{Z_0} \right) \right], \text{ рад.} \quad (23)$$



Зм.	Лис	№ доквм.	Підпис	Дата

2 Огляд методів електродинамічного аналізу НВЧ фільтрів

2.1 Вступ

Для числового моделювання процесів у всьому програмному забезпеченні для моделювання електродинамічних в тому числі аналізу НВЧ фільтрів і мультифізичних задач необхідно виконувати просторову дискретизацію досліджуваної моделі. Але збільшення кількості елементів викликає зростання вимог до обчислювальних ресурсів. Тому більш прийнятним є алгоритми, що найбільш точно описують форму об'єкта з використанням мінімальної кількості елементів. На даний момент існує велика кількість подібних алгоритмів, кожен з яких є доцільним залежно від специфікації поставленої задачі та можливостей сучасної обчислювальної техніки. Найпоширеніші алгоритми для моделювання електродинамічних і мультифізичних задач сьогодні це: FDTD, FIT, МоМ та FEM.

Пакет CST STUDIO SUITE включає в собі засоби побудови прямокутних, тетрадральних та поверхневих сіток, призначених для моделювання різних ситуацій. Для підвищення точності прямокутного розбиття без різкого збільшення вимог до обчислювальних ресурсів пакет CST STUDIO SUITE використовує в своєму обчислювачі в тимчасовій області оригінальну технологію апроксимації для ідеальних граничних умов (Perfect Boundary Approximation, PBA) стосовно досить загальному методу кінцевих інтегралів (FIT). Технологія PBA зберігає швидкість обчислень на рівні звичного всім прямокутного розбиття, але для криволінійних об'єктів дозволяє уникнути зайвого подрібнення сітки для більш точного опису форми[9].

2.2 Метод скінченних інтегралів (FIT)

FIT - це схема просторової дискретизації для чисельного вирішення задач електромагнітного поля і може давати результати як в часових, так і в спектральних областях. Він був запропонований у 1977 році Томасом Вайландом і постійно розвивається з того часу [10]. Метод FIT охоплює

					ДП РС61.434834.00 ПЗ	Лист
						18
Зм.	Лис	№ доквм.	Підпис	Дата		

повний діапазон частот електродинаміки (від статичної до високої частоти) та оптичних застосувань і є основою не тільки для CST, але й для інших комерційних засобів моделювання [11,12].

Метод кінцевих інтегралів має високу ефективність в задачах, в яких необхідний аналіз нестационарних процесів в неоднорідному, анізотропному просторі для об'єктів з довільною формою границь. Цей чисельний метод забезпечує універсальну схему просторової дискретизації, яку можна застосовувати до різних випадків, починаючи з статичного поля і закінчуючи високочастотними розрахунками в тимчасовій і частотній областях.

На відміну від більшості чисельних методів, метод кінцевого інтегрування розглядає рівняння Максвелла не в диференціальній, а в інтегральній формі:

$$\oint_l \vec{E} \cdot d\vec{l} = - \iint_S \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} d\vec{s} \quad (2.1)$$

$$\oint_l \vec{H} \cdot d\vec{l} = - \iint_S \left(\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{j} \right) d\vec{s} \quad (2.2)$$

$$\oiint_S \vec{D} \cdot d\vec{s} = \iiint_V \rho dV \quad (2.3)$$

$$\oiint_S \vec{B} d\vec{s} = 0 \quad (2.4)$$

Для чисельного рішення цих рівнянь визначається область розрахунку. У процесі створення сітки ця область розбивається на осередки. Цю первинну сітку можна побачити в програмі Microwave Studio, але є ще одна, вторинна або подвійна сітка, яка будується ортогонально первинній. Просторова дискретизація рівнянь Максвелла проводиться на цих двох ортогональних сітках. Після цього рівняння Максвелла окремо записуються для кожної грані комірки. Якщо повторити описану процедуру для всіх граней комірки, правило розрахунку може бути представлено в матричному вигляді: топологічна матриця C як дискретний еквівалент аналітичного

Зм.	Лис	№ доквм.	Підпис	Дата

оператору ротора. На рис. 1 показана процедура дискретизації першого з рівнянь (2.1):

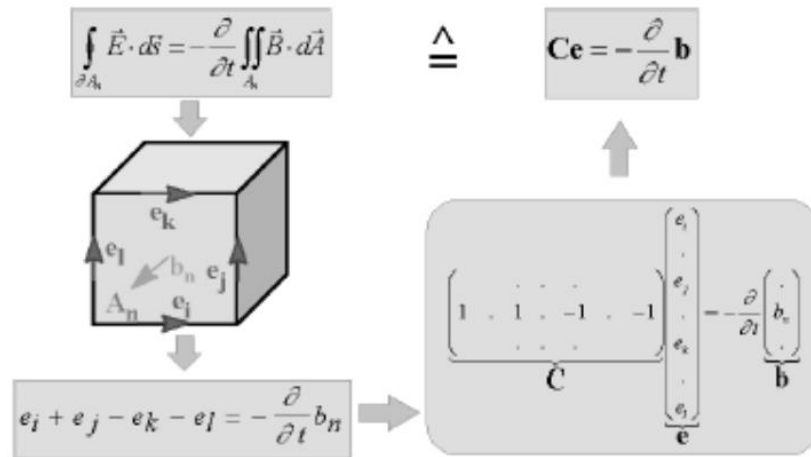


Рис.1 Дискретизація рівняння(2.1).

Якщо описану схему застосувати до правила Ампера на вторинній сітці, отримаємо відповідний дискретний оператор циркуляції \tilde{C} . Схожим чином дискретизується решта рівнянь дивергенції, що дає дискретні оператори \tilde{S} та S , що відповідають первинній та вторинній сітці. Ці дискретні матричні оператори складаються лише з елементів 0, 1 і -1 та несуть виключно топологічну інформацію. В результаті отримуємо дискретизований набір сіткових рівнянь Максвелла[13]:

$$C_e = -\frac{\partial}{\partial t} b \quad (2.5)$$

$$\tilde{C}h = \frac{\partial}{\partial t} d + j \quad (2.6)$$

$$\tilde{S}d = q \quad (2.7)$$

$$Sb = 0 \quad (2.8)$$

Зм.	Лис	№ доквм.	Підпис	Дата

2.3 Метод скінченних елементів(FEM)

Метод кінцевих елементів (FEM) має своє походження в галузі структурного аналізу. Хоча раніше математичне лікування методом було передбачено Курантом [14] у 1943 році, метод не застосовувався до електромагнітних (EM) проблем до 1968 року. З того часу цей метод застосовувався в різних областях, таких як хвилеводні проблеми, електромашини, напівпровідникові пристрої, мікросмужки, поглинання реклами EM випромінюванням біологічними тілами.

Хоча метод кінцевої різниці (FDM) і метод моментів (MOM) концептуально простіший і простіший в програмі, ніж метод кінцевих елементів (FEM), FEM є більш потужним і універсальним числовим методом для вирішення проблем, пов'язаних зі складною геометрією та неоднорідними носіями. Систематична загальність методу дає можливість побудувати комп'ютерні програми загального призначення для вирішення широкого кола завдань. Отже, для розв'язання задач в іншій галузі з незначною або відсутністю модифікацій успішно застосовуються розроблені програми [15].

Аналіз кінцевих елементів будь-якої проблеми включає в основному чотири етапи [16]:

- розрізання області рішення на кінцеву кількість субобластей або елементів,
- виведення керуючих рівнянь для типового елемента,
- збірка всіх елементів в області розчину та
- розв'язування отриманої системи рівнянь.

Щоб знайти розподіл потенціалів $V(x, y)$ для двовимірної області рішення, показаної на рис. 2 (а), розділимо область на ряд кінцевих елементів, як показано на рис. 2 (б). На рис. 2 (б) область розчину поділяється на дев'ять кінцеві елементи, що не перекриваються; елементи 6, 8 і 9 - чотиривузлові чотирикутники, інші елементи - тривузлові трикутники.

Зм.	Лис	№ доквм.	Підпис	Дата

ДП РС61.434834.00 ПЗ

Лист
21

Однак у практичних ситуаціях для зручності обчислення бажано мати елементи одного типу в усьому регіоні. Тобто на рис. 2 (б) ми могли б розділити кожен чотирикутник на два трикутники, щоб у нас було 12 трикутних елементів. Підрозділ області рішення на елементи зазвичай виконується вручну, але в ситуаціях, коли потрібна велика кількість елементів, використовуються автоматичні схеми.

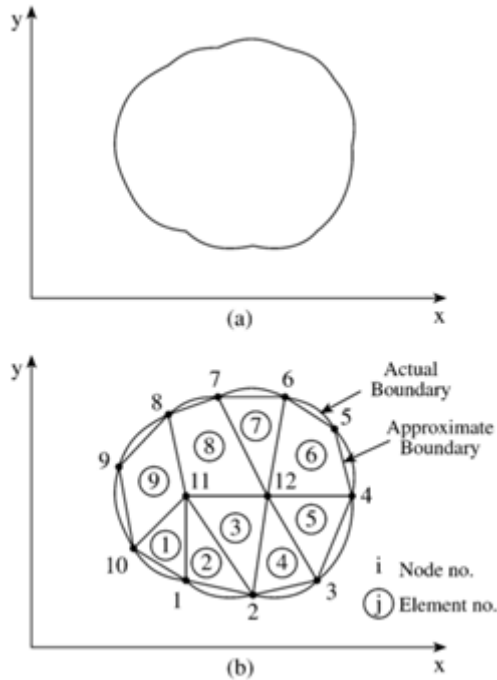


Рис 2. (а) область рішення; (б) її елементарна дискретизація.

Ми шукаємо наближення потенціалу V_e в рамках елемента, а потім взаємозв'язуємо розподіл потенціалу в різних елементах, таким чином, щоб потенціал був неперервним через міжелементні межі. Орієнтовне рішення для всього регіону є

$$V(x, y) \cong \sum_{e=1}^N V_e(x, y) \quad (2.9)$$

де N - кількість трикутних елементів, на які ділиться область розчину.

Найпоширенішою формою наближення V_e всередині елемента є поліноміальне наближення, а саме:

$$V_e(x, y) = a + bx + cy \quad (2.10)$$

для трикутного елемента і

$$V_e(x, y) = a + bx + cy + dxy \quad (2.11)$$

для чотирикутного елемента. Константи a , b , c і d мають бути визначені. Потенціал V_e взагалі є ненульовим у межах елемента e , а нуль поза e . З огляду на той факт, що чотирикутні елементи не відповідають криволінійній межі так легко, як трикутні елементи, ми віддаємо перевагу використовувати трикутні елементи під час нашого аналізу в цій главі. Лінійна зміну потенціалу всередині трикутного елемента, як у рівнянні (2.10) те саме, що припускати, що електричне поле є рівномірним всередині елемента, тобто

$$E_e = -\nabla V_e = -(ba_x + ca_y) \quad (2.12)$$

В результаті виведення керуючих рівнянь для типового елемента отримуємо:

$$C_{13}^{(e)} = \frac{1}{4A} [(y_2 - y_3)(y_1 - y_2) + (x_3 - x_2)(x_2 - x_1)] \quad (2.13b)$$

$$C_{13}^{(e)} = \frac{1}{4A} [(y_2 - y_3)(y_1 - y_2) + (x_3 - x_2)(x_2 - x_1)] \quad (2.13c)$$

$$C_{11}^{(e)} = \frac{1}{4A} [(y_2 - y_3)^2 + (x_3 - x_2)^2] \quad (2.13d)$$

$$C_{22}^{(e)} = \frac{1}{4A} [(y_3 - y_1)^2 + (x_1 - x_3)^2] \quad (2.13e)$$

$$C_{33}^{(e)} = \frac{1}{4A} [(y_1 - y_2)^2 + (x_2 - x_1)^2] \quad (2.13f)$$

А також:

$$\begin{cases} C_{21}^{(e)} = C_{12}^{(e)} \\ C_{31}^{(e)} = C_{13}^{(e)} \\ C_{32}^{(e)} = C_{23}^{(e)} \end{cases} \quad (2.14)$$

Розглянувши типовий елемент, наступний крок - зібрати всі такі елементи в області рішення.

Записуючи всі елементи в глобальну матрицю коефіцієнтів

					ДП РС61.434834.00 ПЗ	Лист
						23
Зм.	Лис	№ доквм.	Підпис	Дата		

$$[C] = \begin{bmatrix} C_{11} & \dots & C_{15} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ C_{51} & \dots & C_{55} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Внесок у положення i, j у $[C]$ надходить з усіх елементів, що містять вузли i та j . Тому приводимо матрицю до вигляду:

$$\begin{bmatrix} C_{11}^{(1)} + C_{11}^{(2)} & C_{13}^{(1)} & C_{12}^{(2)} & C_{12}^{(1)} + C_{13}^{(2)} & 0 \\ C_{31}^{(1)} & C_{33}^{(1)} & 0 & C_{32}^{(1)} & 0 \\ C_{21}^{(2)} & 0 & C_{22}^{(2)} + C_{11}^{(3)} & C_{23}^{(2)} + C_{13}^{(3)} & C_{12}^{(3)} \\ C_{21}^{(1)} + C_{31}^{(2)} & C_{23}^{(1)} & C_{32}^{(2)} + C_{31}^{(2)} & C_{22}^{(1)} + C_{33}^{(2)} + C_{33}^{(3)} & C_{32}^{(3)} \\ 0 & 0 & C_{21}^{(3)} & C_{23}^{(3)} & C_{22}^{(3)} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Отримуємо рівняння вигляду:

$$0 = \sum_{i=1}^n V_i C_{ik} \quad (2.17)$$

Далі розв'язуємо ці рівняння Інтегральним методом (Iteration Method) або Методом смугової матриці (Band Matrix Method). [16]

2.4 Метод скінченних різниць у часовій області (FDTD)

FDTD один з найбільш застосовуваних методів для чисельного рішення рівнянь Максвелла. Він був вперше запропонованим Кейном Йї у 1966 році. Цей алгоритм характеризується високою паралельною ефективністю, що дозволяє розраховувати складні задачі на кластерних комп'ютерах, крім того він дозволяє можливість спостерігати поведінку полів в реальному часі. А також FDTD зручний для нелінійних середовищ, дисперсних і анізотропних середовищ та складних геометричних форм.

Алгоритм Йї представляє собою схему дискретизації рівнянь Максвелла записаних в диференціальній формі.

Рівняння Максвелла в ізотропному середовищі у цьому методі представленні у диференційній формі:

$$\frac{\partial B}{\partial t} + \nabla \times E = 0 \quad (2.18)$$

$$\frac{\partial D}{\partial t} - \nabla \times H = J \quad (2.19)$$

$$B = \mu H \quad (2.20)$$

$$D = \varepsilon E \quad (2.21)$$

де J , μ і ε передбачаються функціями простору і часу.

У прямокутній системі координат (1a) та (1b) еквівалентні такій системі скалярних рівнянь:

$$-\frac{\partial B_x}{\partial t} = \frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z} \quad (2.22)$$

$$-\frac{\partial B_y}{\partial t} = \frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} \quad (2.23)$$

$$\frac{\partial B_z}{\partial t} = \frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} \quad (2.24)$$

$$\frac{\partial D_x}{\partial t} = \frac{\partial H_x}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - J_x \quad (2.25)$$

$$\frac{\partial D_y}{\partial t} = \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - J_y \quad (2.26)$$

$$\frac{\partial D_z}{\partial t} = \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - J_z \quad (2.27)$$

куди ми взяли $A = (A_x, A_y, A_z)$. Ми позначимо сітку точок простору як

$$(i, j, k) = (i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z) \quad (2.28)$$

і для будь-якої функції простору і часу ми підставляємо

$$F(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) = F^n(i, j, k) \quad (2.29)$$

Набір рівнянь кінцевих різниць для (2a) - (2f), які будуть зручними для ідеального проведення граничного стану, полягає в наступному.

Для (2a) маємо

$$\frac{B_x^{n+\frac{1}{2}}\left(i, j+\frac{1}{2}, k+\frac{1}{2}\right)-B_x^{n-\frac{1}{2}}\left(i, j+\frac{1}{2}, k+\frac{1}{2}\right)}{\Delta t} = \frac{E_y^n\left(i, j+\frac{1}{2}, k+1\right)-E_y^n\left(i, j+\frac{1}{2}, k\right)}{\Delta z} - \frac{E_z^n\left(i, j+1, k+\frac{1}{2}\right)-E_z^n\left(i, j, k+\frac{1}{2}\right)}{\Delta y} \quad (2.30)$$

Кінцеві рівнянні різниці, відповідні (2b) і (2c), можуть бути побудовані аналогічно.

Для (2d) маємо

$$\frac{D_x^n\left(i+\frac{1}{2}, j, k\right)-D_x^{n-1}\left(i+\frac{1}{2}, j, k\right)}{\Delta t} = \frac{H_z^{n-1/2}\left(i+\frac{1}{2}, j+\frac{1}{2}, k\right)-H_z^{n-1/2}\left(i+\frac{1}{2}, j-\frac{1}{2}, k\right)}{\Delta y} - \frac{H_y^{n-1/2}\left(i+\frac{1}{2}, j, k+\frac{1}{2}\right)-H_y^{n-1/2}\left(i+\frac{1}{2}, j, k-\frac{1}{2}\right)}{\Delta z} + J_x^{n-1/2}\left(i+\frac{1}{2}, j, k\right) \quad (2.31)$$

Рівняння, (2e) і (2f) відповідно, можуть бути побудовані аналогічно[19].

Точки сітки для Е-поля та Н-поля вибираються таким чином, щоб максимально точно відобразити граничні умови. Різні положення сітки показані на рис. 3[17].

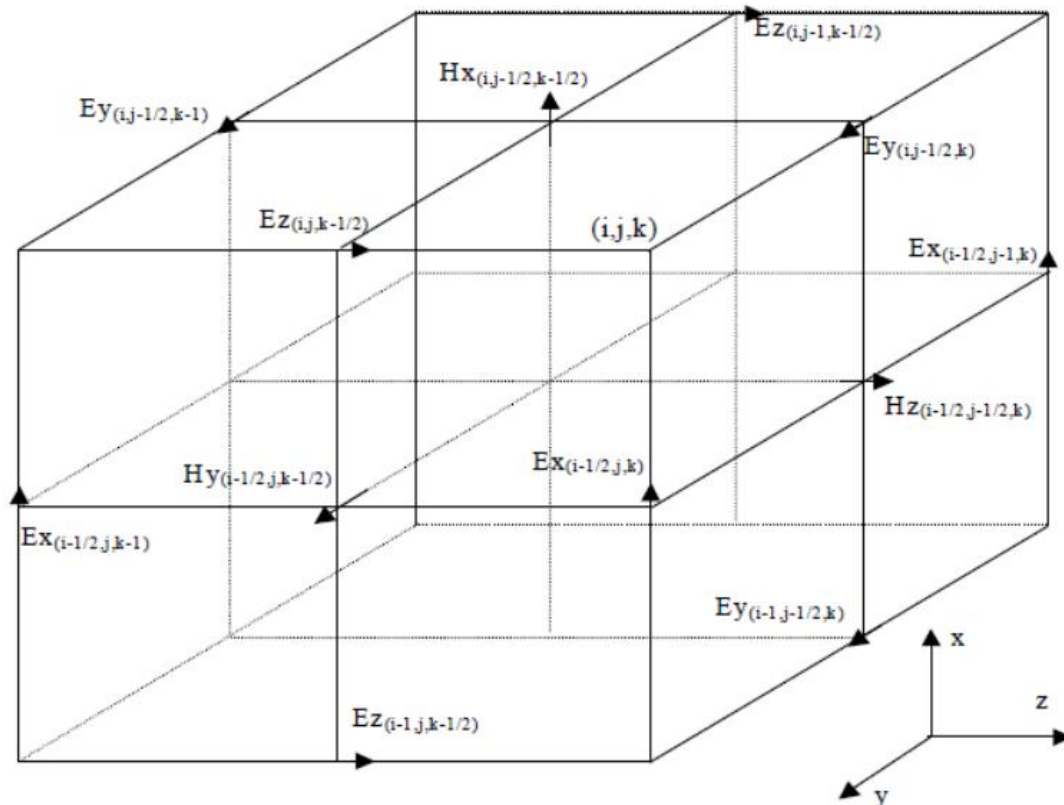


Рис3: Зміщення компонент вектора електричного і магнітного поля навколо кубічної елементарної комірки просторової решітки Йі.

2.5 Метод моментів (МОМ)

Метод моментів (МОМ) - це загальна процедура вирішення рівняння:

$$L\Phi = g \quad (2.32)$$

де L - оператор, який може бути диференціальним, інтегральним або інтегро-диференціальним, g - відома функція збудження або джерела, а Φ - невідома функція, яку слід визначити.

Метод завдячує своєю назвою процесу прийняття моментів шляхом множення відповідних функцій зважування та інтеграції. Метод моментів по суті є методом зважених залишків. Тому метод застосовний для розв'язання як диференціальних, так і інтегральних рівнянь. Використання МОМ в ЕМ стало популярним після робіт Річмонда в 1965 році та Харрінгтона [18] в 1967 р. Метод успішно застосовується до широкого спектру проблем ЕМ, що представляють практичний інтерес, таких як випромінювання через

Зм.	Лис	№ доквм.	Підпис	Дата

тонкопровідні елементи та масиви, проблеми розсіювання, аналіз мікросмужов та структур з втратами, розповсюдження по неоднорідній поверхніземлі та схема антенного променя.

Порядок застосування МОМ для вирішення рівняння. (2.32) зазвичай включає чотири етапи:

- (1) виведення відповідного інтегрального рівняння (ІЕ),
- (2) перетворення (дискретизація) ІЕ в матричне рівняння з використанням базових (розширень) функцій і зважування (або тестування) функцій,
- (3) оцінка елементів матриці та
- (4) розв'язання матричного рівняння та отримання параметрів, що цікавлять.

Спочатку визначається необхідне лінійне рівняння з двох можливих класів[8].

Перший клас рівнянь – це рівняння Фредгольма першого, другого та третього роду:

$$f(x) = \int_a^b K(x,t)\Phi(t)dt \quad (2.33)$$

$$f(x) = \Phi(x) - \lambda \int_a^b K(x,t)\Phi(t)dt \quad (2.34)$$

$$f(x) = a(x)\Phi(x) - \lambda \int_a^b K(x,t)\Phi(t)dt \quad (2.35)$$

де λ - скалярний параметр. Функції $K(x, t)$ і $f(x)$ та межі a і b відомі, тоді як $F(x)$ - невідомо. Функція $K(x, t)$ відома як ядро інтегрального рівняння.

Параметр λ іноді дорівнює одиниці.

Другий клас інтегральних рівнянь - це рівняння Вольтера першого, другого та третього роду:

$$f(x) = \int_a^x K(x,t)\Phi(t)dt \quad (2.36)$$

$$f(x) = \Phi(x) - \lambda \int_a^x K(x,t)\Phi(t)dt \quad (2.37)$$

$$f(x) = a(x)\Phi(x) - \lambda \int_a^x K(x,t)\Phi(t)dt \quad (2.38)$$

Потім пов'язуємо диференціальні та інтегральні рівняння, наприклад, розглянемо звичайне диференціальне рівняння першого порядку:

$$\frac{d\Phi}{dx} = F(x, \Phi), \quad a \leq x \leq b \quad (2.39)$$

за умови $\Phi(a) = \text{const}$. Це можна записати як інтеграл Вольтерри другого роду. Інтегрування рівняння (2.39) дає

$$\Phi(x) = \int_a^x F(t, \Phi(t))dt + c_1 \rightarrow \Phi(x) = \Phi(x) + \int_a^x F(t, \Phi)dt \quad (2.40)$$

					ДП РС61.434834.00 ПЗ	Лист
						29
Зм.	Лис	№ доквм.	Підпис	Дата		

3 Створення моделі одно- та дво-резонаторного фільтрів та їх оптимізація

3.1 Автоматична оптимізація

Програма CST Studio Suite включає в собі функцію автоматичної оптимізації. Ця функція стала можливою завдяки можливості параметризувати модель відповідно до геометричних розмірів або властивостей матеріалу. CST дає можливість знайти оптимальні параметри дизайну електродинамічної моделі для досягнення заданих цілей. Також можна адаптувати властивості матеріалу, щоб відповідати вимірюваним даним. Для цього CST має локальні (що забезпечує швидке наближення до необхідного результату, але рішення переходить на локальний мінімум, а не на загальне найкраще рішення) та глобальні (що шукають весь проблемний простір, але потребують більше обчислень) алгоритми автоматичної оптимізації. Нижче наведені методи прискорюють оптимізацію та моделювання для простих систем так і для складних з великою кількістю змінних.

Алгоритми оптимізації:

Covariance Matrix Adaptation Evolutionary Strategy (Еволюційна стратегія адаптації матриці коваріації)

Еволюційна стратегія адаптації матриці коваріації (CMA-ES) найскладніший і відносно швидкий глобальний оптимізатор. Підвищує продуктивність алгоритму, уникаючи локальних оптимумів, за рахунок запам'ятовування попередніх ітерацій. Цей метод знайшов застосування при загальній оптимізації, для проблемних складних доменів.

Trust Region Framework (TRF)

Локальний оптимізатор, що є одним з найбільш надійних алгоритмів оптимізації. Він базується на будівництві лінійної моделі на первинних даних у

Зм.	Лис	№ доквм.	Підпис	Дата

ДП РС61.434834.00 ПЗ

у лист
30

“довірчому” регіоні навколо початкової точки. Змодельоване рішення використовується як нова вихідна точка, поки воно не перейде до точної моделі даних. Для зменшення кількості необхідних моделювань та пришвидшити процес оптимізації, рамка довіреної області може скористатися інформацією про чутливість S-параметрів. Застосовується для моделей з чутливою інформацією та для загальної оптимізації.

Genetic Algorithm

Цей алгоритм генерує точки в просторі параметрів, після чого через кілька обчислень з випадковою зміною параметрів уточнює їх. Після вибору найкращих наборів для кожного покоління він переходить до глобального оптимуму. Застосовується для моделей з багатьма змінними та складних проблемних доменів.

Particle Swarm Optimization

Це глобальний оптимізатор, що розглядає точки в просторі параметрів як рухомі частинки. Цей алгоритм при кожній ітерації змінює положення часток відповідно найкращого положення всього рою частинок та найвідомішого положення кожної частинки окремо. Застосовується цей алгоритм для моделей з великим числом параметрів.

Nelder Mead Simplex Algorithm

Це локальний алгоритм оптимізації, що залежить менше від вихідної точки ніж більша частина інших оптимізаторів. Цей метод базується на використанні декількох точок розподілених у просторі параметрів. Застосовується для систем без гарної початкової моделі та складних проблемних доменів з відносно невеликими параметрами.

Interpolated Quasi Newton

Це локальний оптимізатор заснований на інтерпольованому методі Квазі Ньютона, що має швидку конвергенцію. Цей швидкий оптимізатор

					<i>ДП РС61.434834.00 ПЗ</i>	<i>Лист</i>
						31
<i>Зм.</i>	<i>Лис</i>	<i>№ доквм.</i>	<i>Підпис</i>	<i>Дата</i>		

застосовується для моделей, які при розрахунку потребують багато обчислювальних ресурсів.

Classic Powell

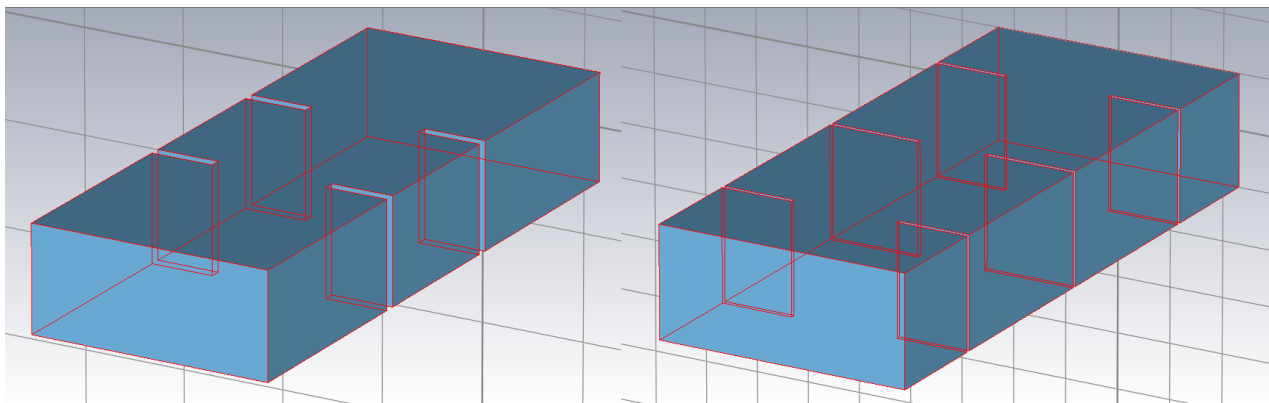
Цей локальний оптимізатор вирізняється своєю простотою та надійністю та використовується для однопараметричних задач. В деяких випадках він більш точний ніж інтерпольований метод Квазі Ньютона але цей метод повільніший. Застосовується для одномірної оптимізації.

Decap Optimization

Це спеціалізований оптимізатор для дизайну друкованої плати (PCB), базується на передньому методі Парето для розрахунку найефективнішого розміщення конденсаторів. Застосовується для зменшення загальної вартості макета друкованої плати за рахунок мінімізації кількості необхідних конденсаторів[20,21].

3.2 Моделі одно- та дво-резонаторного фільтрів та їх оптимізація

До того як перейти до моделювання багаторезонаторних фільтрів, спочатку було розроблено, змодельовано та оптимізовано у програмі CST Studio Suite одно- та дво-резонаторний фільтри за наведеною у Розділі 1 методикою розрахунку хвилевідного фільтра з паралельними індуктивними зв'язками. При розрахунку одно та двох резонаторних фільтрів за цією методикою точність розрахунку падає від 10-15% до 20-25% але залишається в прийнятних рамках.



Зм.	Лис	№ доквм.	Підпис	Дата

Рис.3.2.1 Будова однорезонаторного фільтра (ліворуч) та дворезонаторного фільтра (праворуч).

Для оптимізації використовували метод Trust Region Framework цільова функція ($S_{11} < -30\text{dB}$), варіювались при оптимізації параметри W та L
Рис.3.2.2.

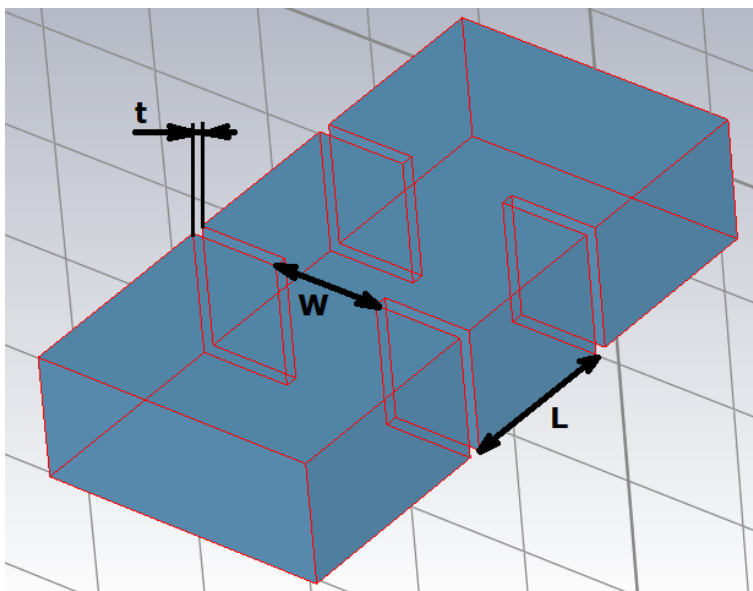


Рис. 3.2.2 Параметри фільтра, що варіюються, де: W -відстань між діафрагмами; L -довжина резонатора; t -товщина діафрагми.

Оптимізація проводилась для фільтрів з параметрами: прямокутний хвилевід- $23*10\text{мм}$, центральна частота смуги пропускання- 10ГГц , смуга пропускання за рівнем -3дБ близько 486МГц для однорезонаторного та 194МГц для двох резонаторного фільтра, затухання на частотах $f_a=9\text{ГГц}$ та $f_b=11\text{ГГц}$ вище 15дБ для однорезонаторного фільтра вище 30дБ для дворезонаторного фільтра (через малий порядок та відповідно низьку добротність фільтрів вказане затухання не досягнуто), пульсації в смузі пропускання близько $0,1\text{дБ}$.

Порядок фільтра $n=1$		
-----------------------	--	--

W	L	
8,625	13,092	
Порядок фільтру n=2		
W1	W2	L1(2)
6,9	4,069	14

Табл. 3.2.1 Початкові данні розраховані згідно методикою Маттея для фільтрів першого та другого порядків

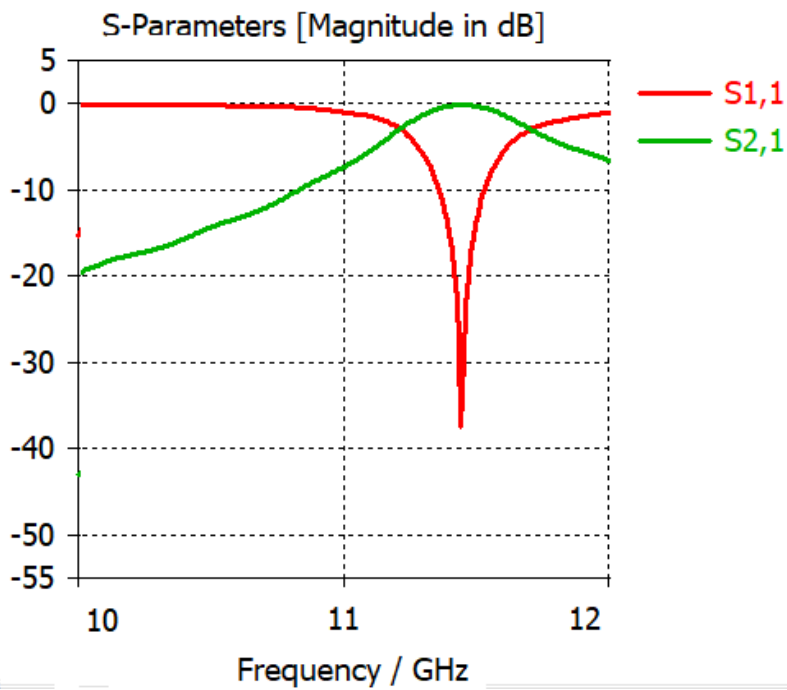


Рис.3.2.3 Не оптимізовані розрахункові характеристики одно-резонаторного смугового фільтра: S1,1 — зворотні втрати, S2,1 — затушення

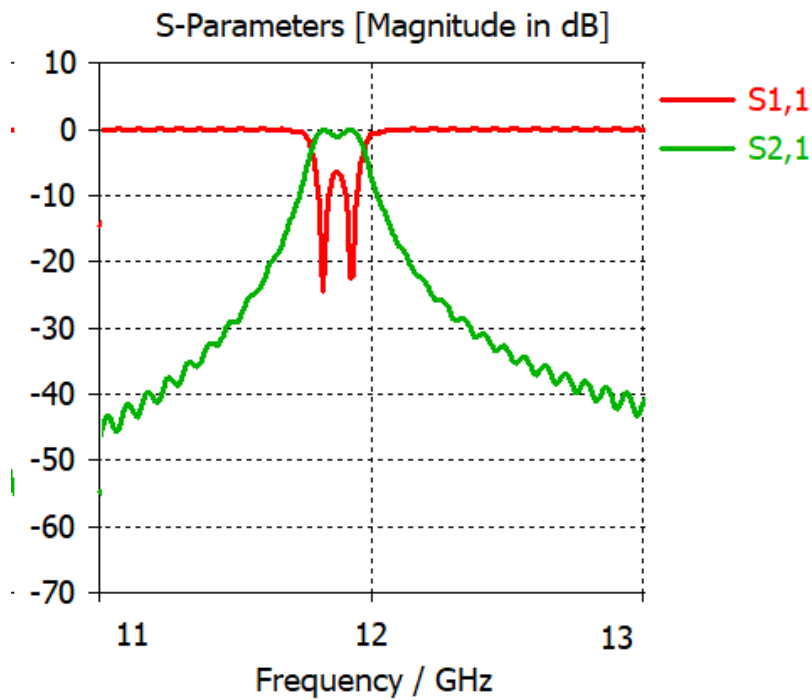


Рис.3.2.4 Не оптимізовані розрахункові характеристики дво-резонаторного смугового фільтра: $S_{1,1}$ — зворотні втрати, $S_{2,1}$ — затування

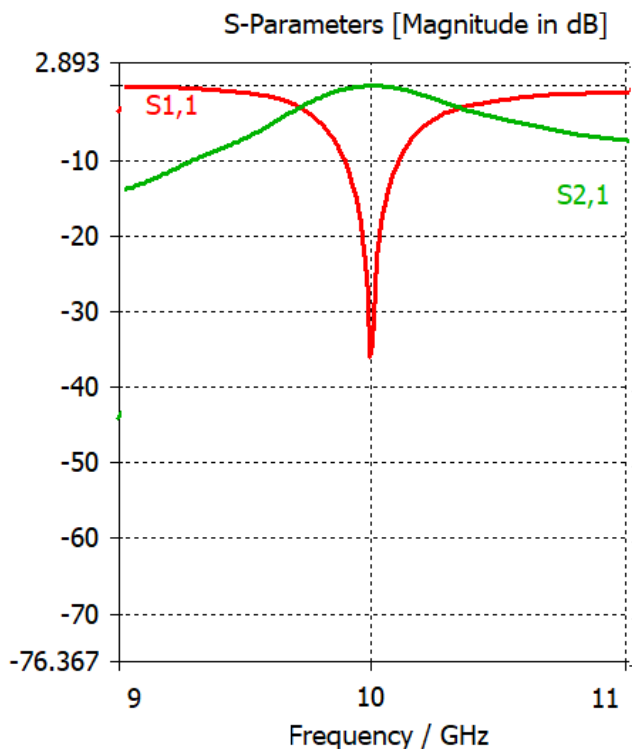


Рис 3.2.5. Оптимізовані характеристики одно-резонаторного смугового фільтра. Моделювання та оптимізація в програмі CST Studio Suite: $S_{1,1}$ зворотні втрати, $S_{2,1}$ — затування

Зм.	Лис	№ доквм.	Підпис	Дата

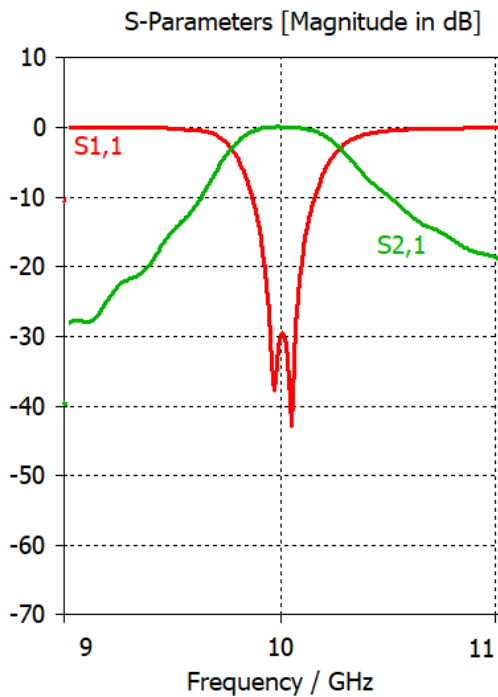


Рис3.2.6. Оптимізовані характеристики дво-резонаторного смугового фільтра. Моделювання та оптимізація в програмі CST Studio Suite: S1,1 — зворотні втрати, S2,1 — затування

4 Оптимізація багато-резонаторного смугового фільтра

4.1 Розрахунок багаторезонаторного хвилевідного фільтра

Розрахунок багаторезонаторного хвилевідного фільтра з паралельними індуктивними зв'язками проводився за наближеним методом Маттея. Цей метод було викладено у Розділі 1[8].

Початкові данні для розрахунку хвилевідного смугового фільтра з паралельними індуктивними зв'язками: нерівномірність АЧХ в смузі 0,5дБ; нижня та верхня частоти полоси пропускання $f_1=9,75$ ГГц та $f_2=10,25$ ГГц; нижня та верхня частоти полоси затримки $f_a=9$ ГГц та $f_b=11$ ГГц з рівнем мінімального затування не менше 30 дБ; розміри хвилеводу $a=23$ мм та $b=10$ мм.

Розрахунки фільтра починаються з обчислення довжин хвиль в хвилеводі для різних частот:

Зм.	Лис	№ доквм.	Підпис	Дата

Критична довжина хвилі:

$$\lambda_{\text{кр}} = \frac{2\sqrt{ab}}{\sqrt{\frac{a}{b}}} = 2a = 46\text{мм}$$

Для частоти f_0 обчислюємо:

$$\lambda_0 = \frac{c}{f_0} = \frac{299792458}{10 \times 10^9} = 0,03\text{м}$$

$$\lambda_{g0} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{\text{кр}}}\right)^2}} = \frac{0,03}{\sqrt{1 - \left(\frac{0,03}{0,046}\right)^2}} = 0,0395\text{м}$$

Для частот f_1 , f_2 та f_a і f_b обчислюємо відповідно

$$\lambda_1 = \frac{c}{f_1} = \frac{299792458}{9,75 \times 10^9} = 0,0307\text{м}$$

$$\lambda_2 = \frac{c}{f_2} = \frac{299792458}{10,25 \times 10^9} = 0,0293\text{м}$$

$$\lambda_a = \frac{c}{f_a} = \frac{299792458}{9 \times 10^9} = 0,0333\text{м}$$

$$\lambda_b = \frac{c}{f_b} = \frac{299792458}{11 \times 10^9} = 0,0273\text{м}$$

$$\lambda_{g1} = \frac{\lambda_1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_1}{\lambda_{\text{кр}}}\right)^2}} = \frac{0,0307}{\sqrt{1 - \left(\frac{0,0307}{0,046}\right)^2}} = 0,0412\text{м}$$

$$\lambda_{g2} = \frac{\lambda_2}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_2}{\lambda_{\text{кр}}}\right)^2}} = \frac{0,0293}{\sqrt{1 - \left(\frac{0,0293}{0,046}\right)^2}} = 0,038\text{м}$$

					ДП РС61.434834.00 ПЗ	Лист
						37
Зм.	Лис	№ доквм.	Підпис	Дата		

$$\lambda_{ga} = \frac{\lambda_a}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_a}{\lambda_{кр}}\right)^2}} = \frac{0,0333}{\sqrt{1 - \left(\frac{0,0333}{0,046}\right)^2}} = 0,0483\text{м}$$

$$\lambda_{gb} = \frac{\lambda_b}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_b}{\lambda_{кр}}\right)^2}} = \frac{0,0273}{\sqrt{1 - \left(\frac{0,0273}{0,046}\right)^2}} = 0,043\text{м}$$

Обчислюємо відносну ширину смуги пропускання ω_λ , через довжини хвиль в хвилеводі, і окремо обчислюємо цю ж величину через частоти. Потім виконуємо наведену нижче перевірку. А далі обчислюємо нормовані частоти прототипу $\acute{\omega}/\acute{\omega}_1$, що відповідають частотам f_a та f_b хвилевідного фільтра, і визначаємо згасання з графіка(рис. 4.1.1).

$$\omega_\lambda = \frac{\lambda_{g1} - \lambda_{g2}}{\lambda_{g0}} = \frac{0,0412 - 0,038}{0,0395} = 0,081$$

$$\omega = \frac{f_2 - f_1}{f_0} = \frac{10,25 - 9,75}{10} = 0,05$$

Перевірка:

$$\omega_\lambda \approx \left(\frac{\lambda_{g0}}{\lambda_0}\right)^2 \omega = \left(\frac{0,0395}{0,03}\right)^2 0,05$$

$$0,081 \approx 0,133$$

Нормовані частоти прототипу:

$$\frac{\acute{\omega}}{\acute{\omega}_1} = \frac{2}{\omega_\lambda} \left(\frac{\lambda_{g0} - \lambda_g}{\lambda_{g0}}\right)$$

$$\text{Для } f = f_a \text{ ГГц } \lambda_g = \lambda_{ga} \text{ і } \frac{\acute{\omega}}{\acute{\omega}_1} = \frac{2}{\omega_\lambda} \left(\frac{\lambda_{g0} - \lambda_{ga}}{\lambda_{g0}}\right) = \frac{2}{0,081} \left(\frac{0,0395 - 0,0483}{0,0395}\right) = -5,501$$

$$\text{Для } f = f_b \text{ ГГц } \lambda_g = \lambda_{gb} \text{ і } \frac{\acute{\omega}}{\acute{\omega}_1} = \frac{\acute{\omega}}{\acute{\omega}_1} = \frac{2}{\omega_\lambda} \left(\frac{\lambda_{g0} - \lambda_{gb}}{\lambda_{g0}}\right) = \frac{2}{0,081} \left(\frac{0,0395 - 0,043}{0,0395}\right) =$$

$$-2,188$$

					ДП РС61.434834.00 ПЗ	Лист
						38
Зм.	Лис	№ доквм.	Підпис	Дата		

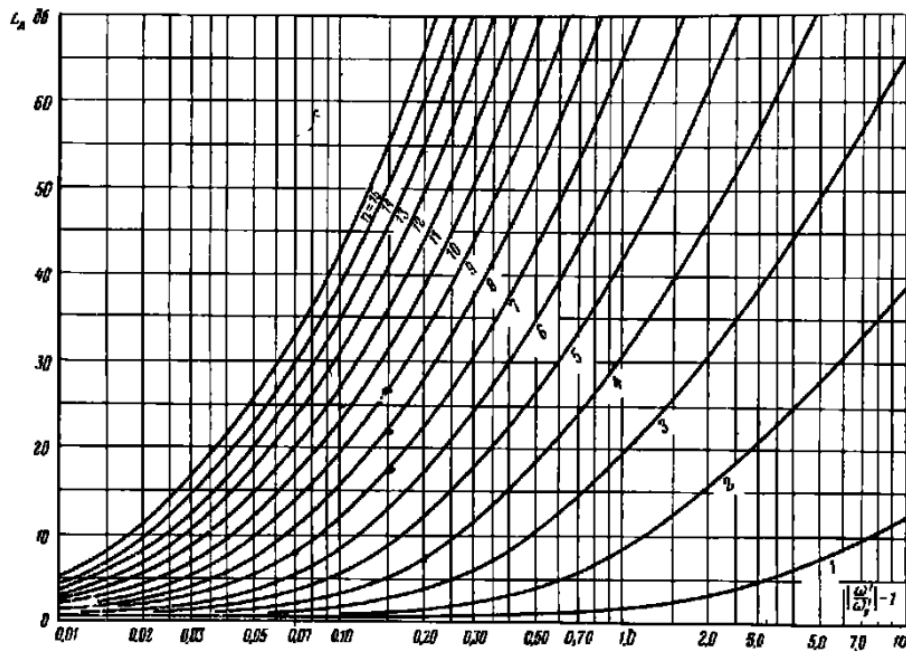


Рис.4.1.1 Чебишевські характеристики згасання з пульсаціями 0,5дБ

З (рис.4.1.1) для обраної величини пульсацій в (дБ) і порядку фільтра n отримуємо:

$$\text{для } f = f_a \left(\left| \frac{\omega}{\omega_1} \right| \right) L_A = < 70(\text{дБ})$$

$$\text{для } f = f_b \left(\left| \frac{\omega}{\omega_1} \right| \right) L_A = 70(\text{дБ})$$

Зм.	Лис	№ доквм.	Підпис	Дата

$$\frac{K_{01}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{\omega\lambda}{g_0 g_1 \omega'_1}} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{0,081}{1 \times 1,7058 \times 1}} = 0,288$$

$$\frac{K_{12}}{Z_0} = \frac{\pi\omega\lambda}{2\omega'_1} \frac{1}{\sqrt{g_1 g_2}} = \frac{\pi \times 0,081}{2} \frac{1}{\sqrt{1,7058 \times 1,2296}} = 0,0977$$

$$\frac{K_{23}}{Z_0} = \frac{\pi\omega\lambda}{2\omega'_1} \frac{1}{\sqrt{g_2 g_3}} = \frac{\pi \times 0,081}{2\omega'_1} \frac{1}{\sqrt{1,2296 \times 2,5408}} = 0,08$$

$$\frac{K_{01}}{Z_0} = \frac{K_{56}}{Z_0}; \quad \frac{K_{12}}{Z_0} = \frac{K_{45}}{Z_0}; \quad \frac{K_{23}}{Z_0} = \frac{K_{34}}{Z_0}.$$

$\omega\lambda$ – відносна ширина полоси пропускання, виражена через довжину хвилі в хвилеводі;

$K_{j,j+1}$ – параметри інверторів опорів;

Z_0 – опір хвилеводу.

Для неоднорідностей, представлених лише однією зосередженою паралельною індуктивністю, реактивний опір $X_{j,j+1}$ дорівнює

$$\frac{X_{01}}{Z_0} = \frac{K_{01}/Z_0}{1-(K_{01}/Z_0)^2} = \frac{0,288}{1-(0,288)^2} = 0,314$$

$$\frac{X_{12}}{Z_0} = \frac{K_{12}/Z_0}{1-(K_{12}/Z_0)^2} = \frac{0,0977}{1-(0,0977)^2} = 0,099$$

$$\frac{X_{23}}{Z_0} = \frac{K_{23}/Z_0}{1-(K_{23}/Z_0)^2} = \frac{0,08}{1-(0,08)^2} = 0,081$$

$$\frac{X_{01}}{Z_0} = \frac{X_{56}}{Z_0}; \quad \frac{X_{12}}{Z_0} = \frac{X_{45}}{Z_0}; \quad \frac{X_{23}}{Z_0} = \frac{X_{34}}{Z_0}.$$

$$\frac{X_{01}}{Z_0} \frac{\lambda_{g0}}{a} = 0,694$$

$$\frac{X_{01}}{Z_0} \frac{\lambda_{g0}}{a} = 0,218$$

$$\frac{X_{01}}{Z_0} \frac{\lambda_{g0}}{a} = 0,178$$

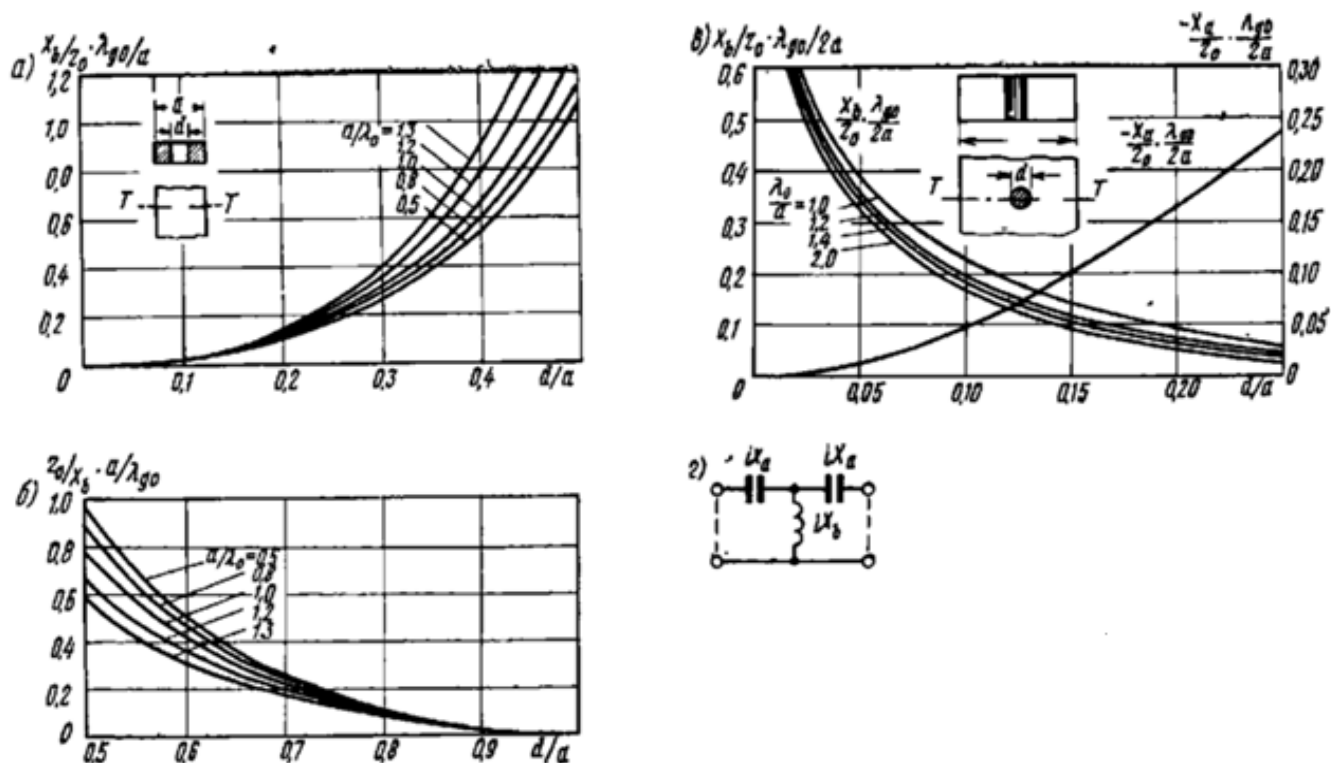


Рис. 4.1.2 Графіки паралельного реактивного опору для симетричної індуктивної діафрагми в прямокутному хвилеводі (а, б), для індуктивного штиря, розташованого в середині хвилеводу (в), і еквівалентна схема цих індуктивних неоднорідностей

З рис. 4.1.2 при $\frac{a}{\lambda_0} = \frac{23}{30} = 0,767$ отримуємо:

Для X_{01} і X_{56} $d/a=0,43$ і $d=9,89$ мм

Для X_{12} і X_{45} $d/a=0,275$ і $d=6,325$ мм

Для X_{23} і X_{34} $d/a=0,25$ і $d=5,75$ мм

Зм.	Лис	№ доквм.	Підпис	Дата

а електричні довжини секцій рівні

$$\begin{aligned}\theta_1 &= \pi - \frac{1}{2} \left[\operatorname{arctg} \left(\frac{2X_{01}}{Z_0} \right) + \operatorname{arctg} \left(\frac{2X_{12}}{Z_0} \right) \right] \\ &= \pi - \frac{1}{2} [\operatorname{arctg}(2 \times 0,314) + \operatorname{arctg}(2 \times 0,099)] = 2,764 \text{ рад.}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\theta_2 &= \pi - \frac{1}{2} \left[\operatorname{arctg} \left(\frac{2X_{12}}{Z_0} \right) + \operatorname{arctg} \left(\frac{2X_{23}}{Z_0} \right) \right] \\ &= \pi - \frac{1}{2} [\operatorname{arctg}(2 \times 0,099) + \operatorname{arctg}(2 \times 0,081)] = 2,964 \text{ рад.}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\theta_3 &= \pi - \frac{1}{2} \left[\operatorname{arctg} \left(\frac{2X_{23}}{Z_0} \right) + \operatorname{arctg} \left(\frac{2X_{34}}{Z_0} \right) \right] \\ &= \pi - \frac{1}{2} [\operatorname{arctg}(2 \times 0,081) + \operatorname{arctg}(2 \times 0,081)] = 2,982 \text{ рад.}\end{aligned}$$

Обчислюємо відстань між діафрагмами:

$$L_1 = \frac{\theta_1 \lambda_{g0}}{2\pi} = \frac{2,764 \times 0,038}{2\pi} = 16,71534 \text{ мм}$$

$$L_2 = \frac{\theta_2 \lambda_{g0}}{2\pi} = \frac{2,964 \times 0,038}{2\pi} = 17,9281 \text{ мм}$$

$$L_3 = \frac{\theta_3 \lambda_{g0}}{2\pi} = \frac{2,982 \times 0,038}{2\pi} = 18,03397 \text{ мм}$$

4.2 Оптимізація

В результаті моделювання фільтра згідно розрахованих вище розмірів (методом Маттея) було отримано наступні характеристики зображені на рис 4.2.1. Ці характеристики відрізняються від очікуваних через можливі похибки при розрахунку, та наближеність самого методу.

					<i>ДП РС61.434834.00 ПЗ</i>	Лист
						43
Зм.	Лис	№ доквм.	Підпис	Дата		

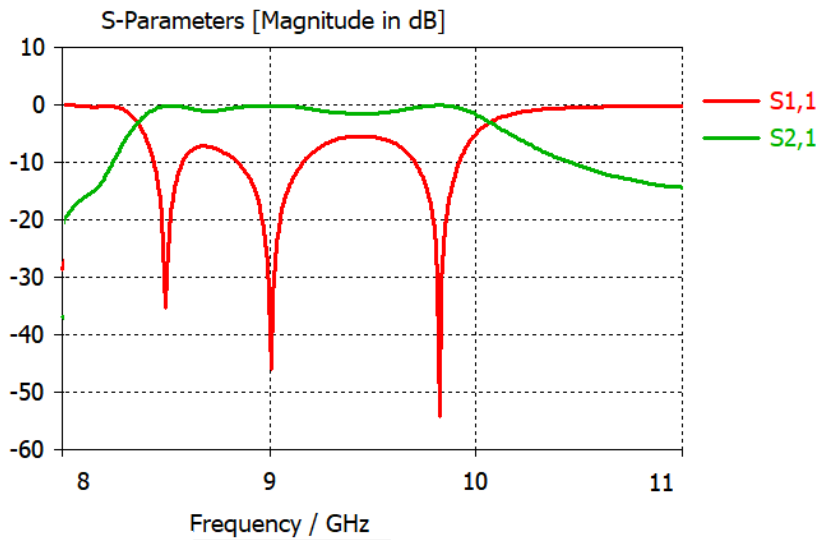


Рис 4.2.1 Не оптимізовані розрахункові характеристики п'ятирезонаторного полосового фільтра: $S_{1,1}$ — зворотні втрати, $S_{2,1}$ — затухання

Після оптимізації були отримані характеристики зображені на рис 4.2.3, що цілком задовольняють очікувані параметри фільтра. Отже чисельна оптимізація у сучасних програмних засобах для створення НВЧ приладів значно полегшує процес розробки, а в деяких випадках було б неможливо обійтись без оптимізації.

Оптимізації багаторезонаторного хвилевідного фільтра з паралельними індуктивними зв'язками проводиться методами Trust Region Framework та Nelder Mead Simplex Algorithm у CST. Спочатку оптимізуємо фільтр без підлаштовувальних штирів варіюючи відстань між діафрагмами та довжину резонаторів, а потім оптимізуємо зі штирями. Для початкової оптимізації користуємось методом Trust Region Framework варіюючи параметри в межах 15%, оскільки він більш швидкий але більш схильний до значення локальних мінімумів. А потім активувавши функцію “Use current as anchor value” та змінивши (в межах 5%) та обновили величину “% of anchor value” використовуємо Nelder Mead Simplex Algorithm для знаходження глобального мінімуму цільової функції($S_{11} < -30\text{dB}$).

Зм.	Лис	№ доквм.	Підпис	Дата

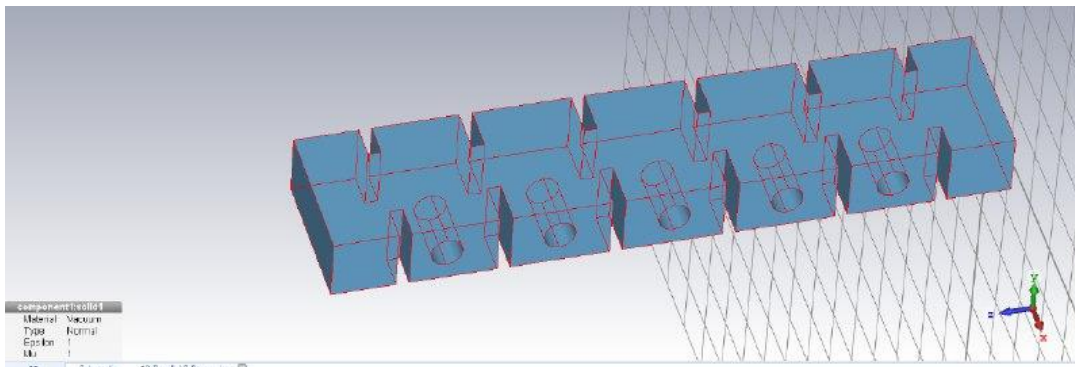


Рис 4.2.2 Модель 5-ти резонаторного смугового фільтра в програмі CST Studio Suite

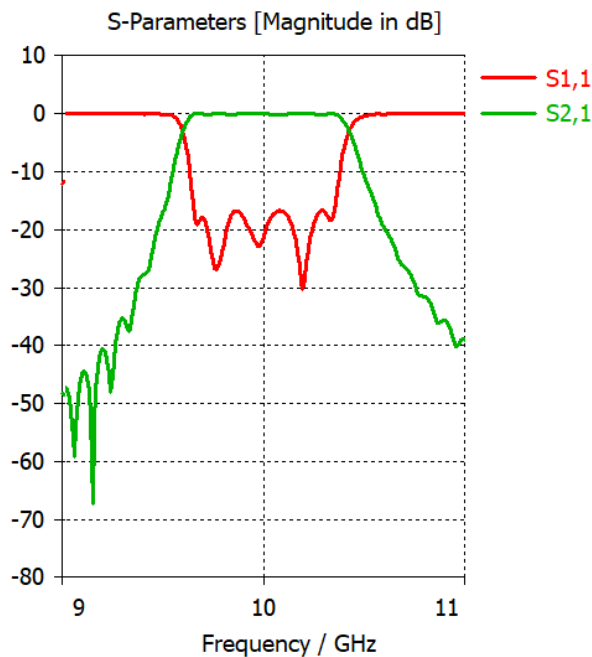


Рис 4.2.3 Розрахункові характеристики 5-ти резонаторного полосового фільтра. Моделювання та оптимізація в програмі CST Studio Suite: S_{1,1} зворотні втрати, S_{2,1} — затухання

4.3 Оптимізація розміщення штирів для підлаштування смуги та узгодження фільтру

В якості підлаштовувальних елементів та елементів для узгодження в конструкції сучасних хвилевідних фільтрів найширшого застосування набули підстроювальні штирі (ємнісні або індуктивні). В основному штирі вгвинчуються у широку стінку хвилеводу.

Зм.	Лис	№ доквм.	Підпис	Дата



Рис 4.3.1 Фільтр серії WVBP компанії Mini-Circuits в якому реалізовано конструкцію збірного з двох частин хвилеводу.



Рис 4.3.1 Фільтр в якому використовується класична схема розташування штирів.

Однак така конструкція має деякі недоліки такі як:

- 1) З точки зору електродинаміки кращою є конструкція, при якій хвилевід ділять навпіл зазвичай саме в Е-площині (в такому випадку щілина розриває менше поверхневих струмів, і відповідно менше впливає на характеристики) і за допомогою фрезерувального верстату формують необхідну структуру. Але розташувати підстроювальні гвинти у класичному варіанті досить важко.

Зм.	Лис	№ доквм.	Підпис	Дата

ДП РС61.434834.00 ПЗ

Лист
46

2) Чутливість підстроювальних гвинтів обумовлена розподілом струмів в хвилеводі. А саме для хвилі Н10 якщо перериваємо максимум струмів у Е-площині то підстроювальний гвинт дуже чутливий і на практиці досить важко налаштувати фільтр. Тому в цій роботі реалізовано конструкцію фільтру, при якій підстроювальні штирі перетинають мінімум струмів а саме, штирі встановлені у вузьку стінку хвилеводу в Н-площині.

Застосування хвилі Н10 в прямокутному хвилеводі має ряд переваг таких як:

- стійкість площини поляризації;
- відсутність вищих типів хвиль в широкому діапазоні частот
- незалежність критичної частоти від одного з розмірів (висоти хвилеводу);
- мале загасання через втрати в стінках хвилеводу;
- висока електрична міцність

Картину розподілу струмів при хвилі Н10 в хвилеводі можна зобразити, як два види замкнутих ліній, одні з яких розташовуються в поздовжньому перетині хвилеводу в площині yOz (рис. 4.3.2, а), а інші в поперечному перерізі в площині yOx (рис. 4.3.2, б). Загальна картина розподілу струмів в прямокутному хвилеводі на хвилі Н10 показана на рис. 5.3, б[22].

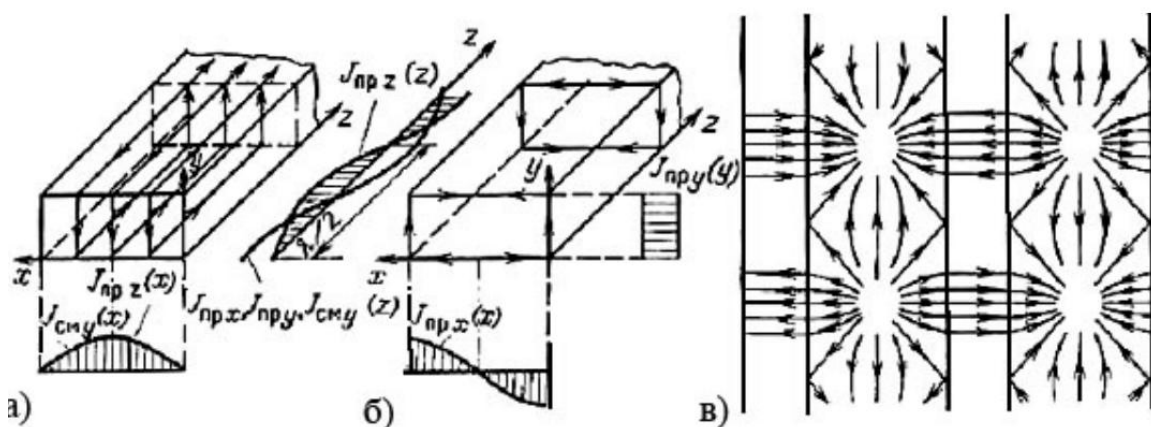


Рис . 4.3.2 Розподіл щільності струмів зміщення і провідності в прямокутних хвилеводах на хвилі Н10: а - в поздовжньому перерізі; б - в поперечному перерізі; в - загальна картина

Зм.	Лис	№ доквм.	Підпис	Дата

При оптимізації штирі необхідно вгвинтити в середину фільтра на деяку глибину і підібрати інші розміри фільтра для того, щоб узгодити фільтр. В такому випадку буде можливість перелаштовувати характеристику фільтру як в сторону нижчих, так і вищих частот. Програма CST Studio Suite дозволяє проводити моделювання фільтра і відобразити його характеристики, на основі яких можна підібрати потрібну глибину введення штиря.

Також в моделі фільтра враховано технологічні закруглення від свердла фрезерувального верстату радіусом 2мм, рис 4.3.3.

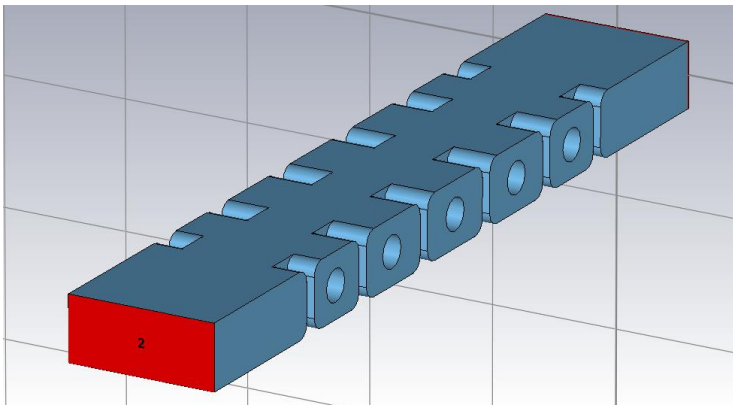


Рис 4.3.3 Модель 5-ти резонаторного смугового фільтра з технологічними закругленнями від свердла фрезерувального верстату та штирями в програмі CST Studio Suite

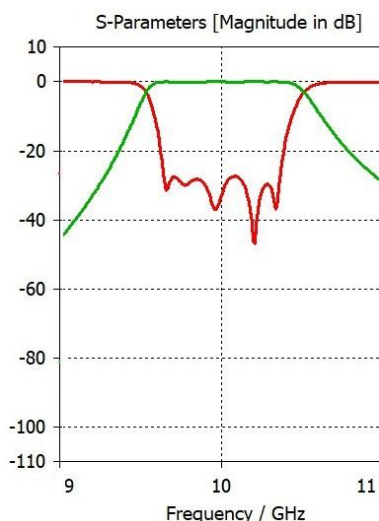


Рис 4.4.2 Характеристики п'яти резонаторного зі підстроювальними штирями смугового фільтра. З врахуванням закруглень від свердла.

Зм.	Лис	№ доквм.	Підпис	Дата

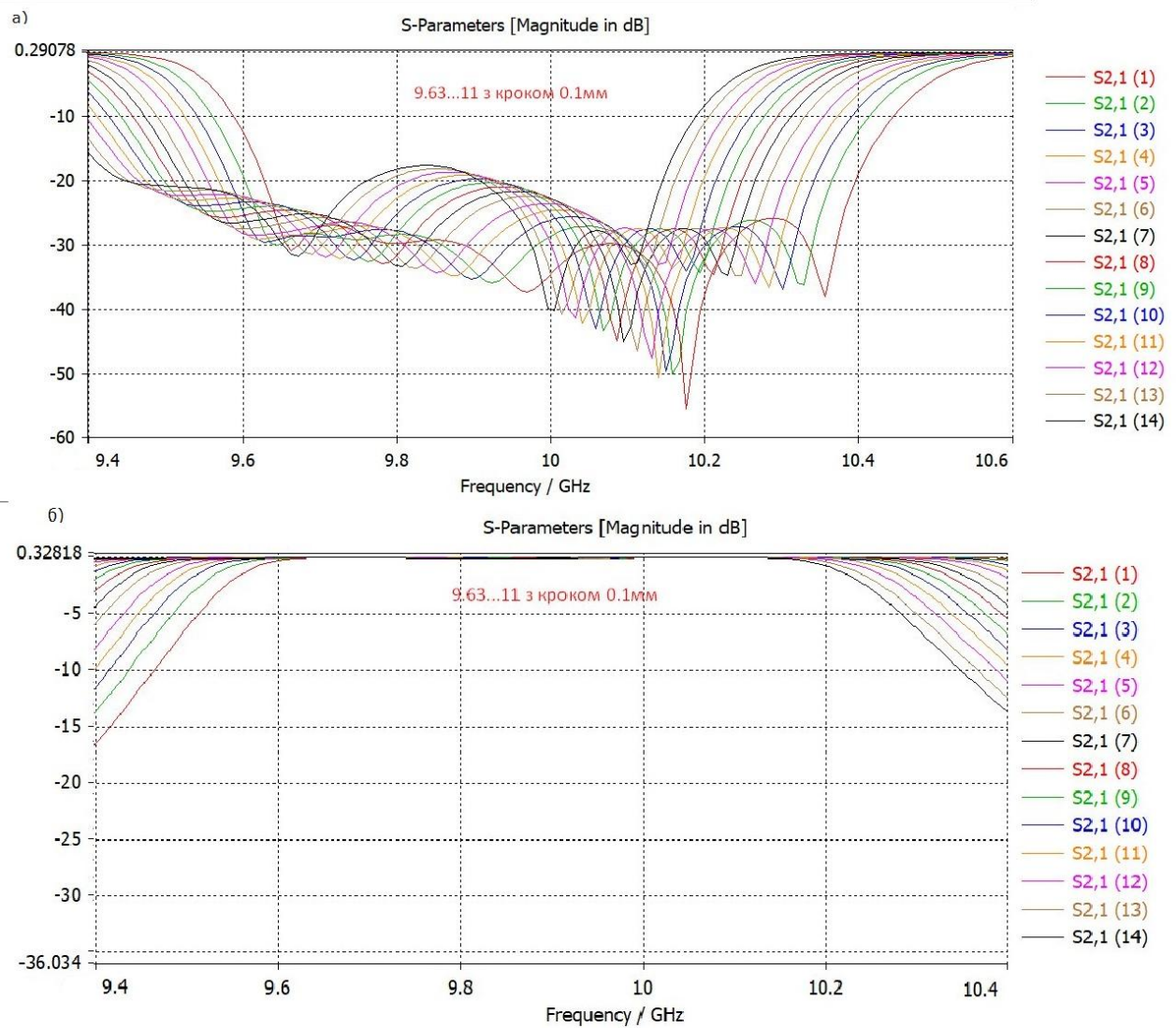


Рис 4.3.5 Сімейство кривих що показують зміну характеристики фільтра при різних глибинах вгвинчування підстроювального штиря 9,63...11 мм з кроком 0,1 мм. Моделювання та оптимізація в програмі CST Studio Suite: а) $S_{1,1}$ зворотні втрати, б) $S_{2,1}$ — затушення

Зм.	Лис	№ доквм.	Підпис	Дата

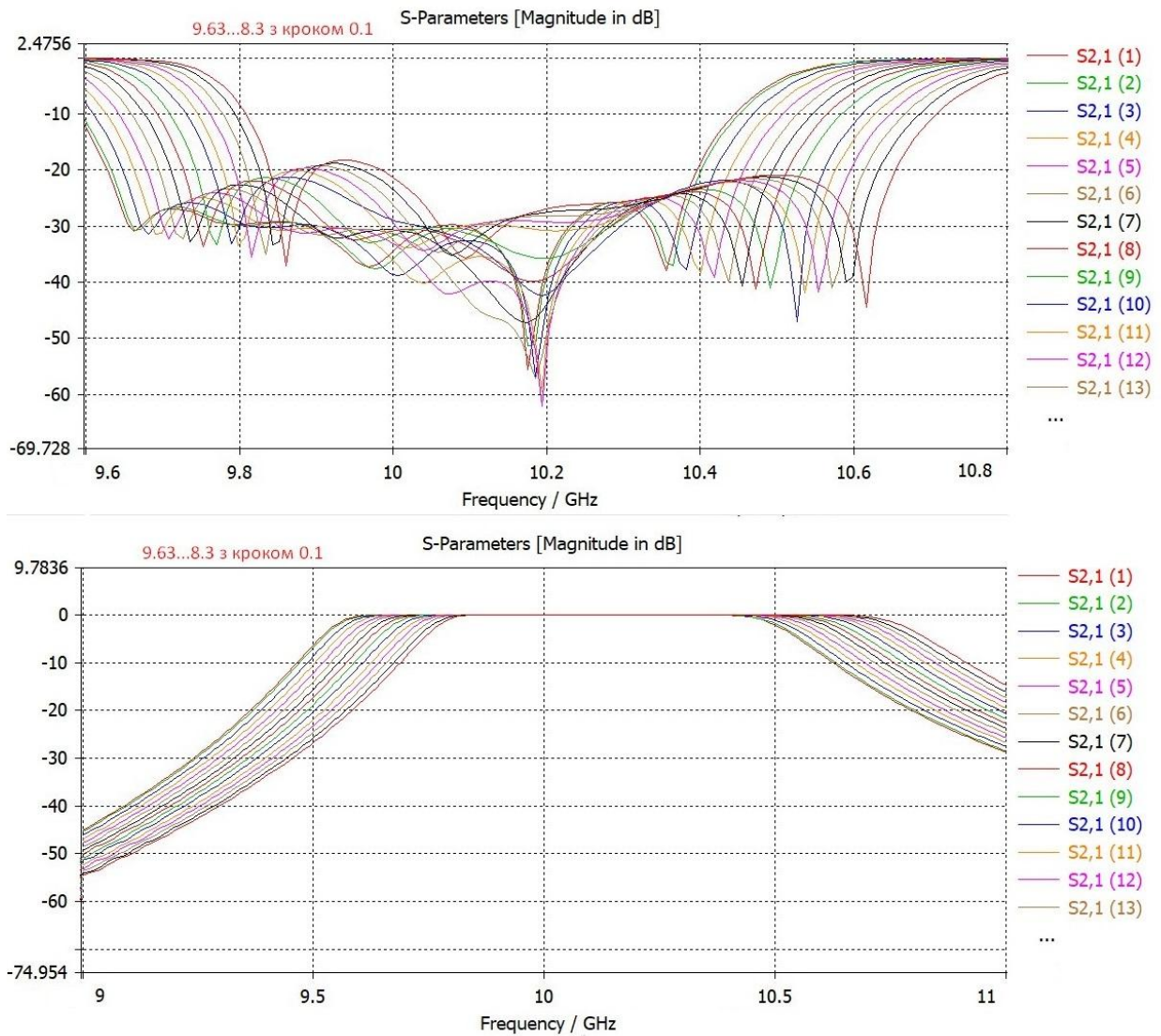


Рис 4.3.6 Сімейство кривих що показують зміну характеристики фільтра при різних глибинах вгвинчування підстроювального штиря 9,63...8,3мм з кроком 0,1мм. Моделювання та оптимізація в програмі CST Studio Suite: а) S1,1 зворотні втрати, б) S2,1 — затуhanня

Обираємо глибину вгвинчування 9.63мм оскільки вона оптимальна з точки зору налаштування фільтра як в область вищих частот так і в область нижніх частот.

Зм.	Лис	№ доквм.	Підпис	Дата

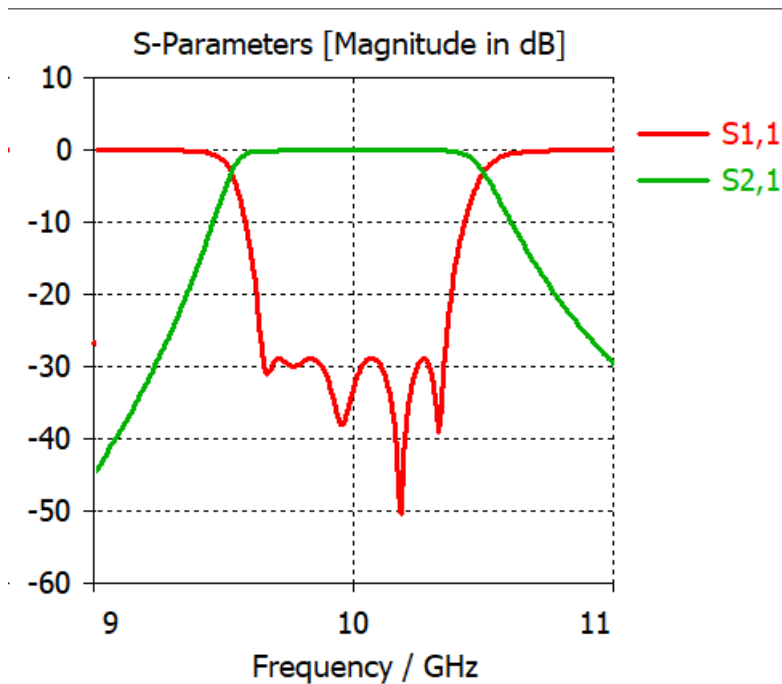


Рис 4.3.4 Розрахункові характеристики п'яти-резонаторного смугового фільтра із підстроювальними штирями вгвинченими на 9,63мм та скругленнями. Моделювання та оптимізація в програмі CST Studio Suite: S1,1 зворотні втрати, S2,1 — затуhanня

В результаті чисельної оптимізації фільтра досягнуто узгодження $S_{11} < -29$ дБ в робочій смузі частот.

4.4 Моделювання впливу неточностей виготовлення на характеристики фільтру

Неточності під час виготовлення можуть виникати через неточну установку оброблюваної заготовки на верстаті, в результаті пружних деформацій технологічної системи під дією сили різання, в результаті деформації заготовки та інших елементів оснастки при кріпленні заготовки, можуть викликатися зносом інструменту, або похибками налагодження верстата чи неточністю верстата (биття шпинделя, похибки переміщення столу і т. д.). Також похибки можливі через температурну деформацію оброблюваної деталі, верстата, інструменту та ін. або вони можуть бути викликані дією залишкових напружень в матеріалі заготовок і готових деталей[23]. В основному неточності при використанні фрезерувальної технології для виготовлення даного типу фільтрів можуть бути: похибками в

					ДП РС61.434834.00 ПЗ	Лист
						51
Зм.	Лис	№ доквм.	Підпис	Дата		

довжині резонаторів, похибками в ширині щілин діафрагм та похибками в товщинах діафрагм.

Моделювання з врахуванням впливу неточностей виготовлення на характеристики фільтру виконано з використанням функції параметризації моделей у програмі CST.

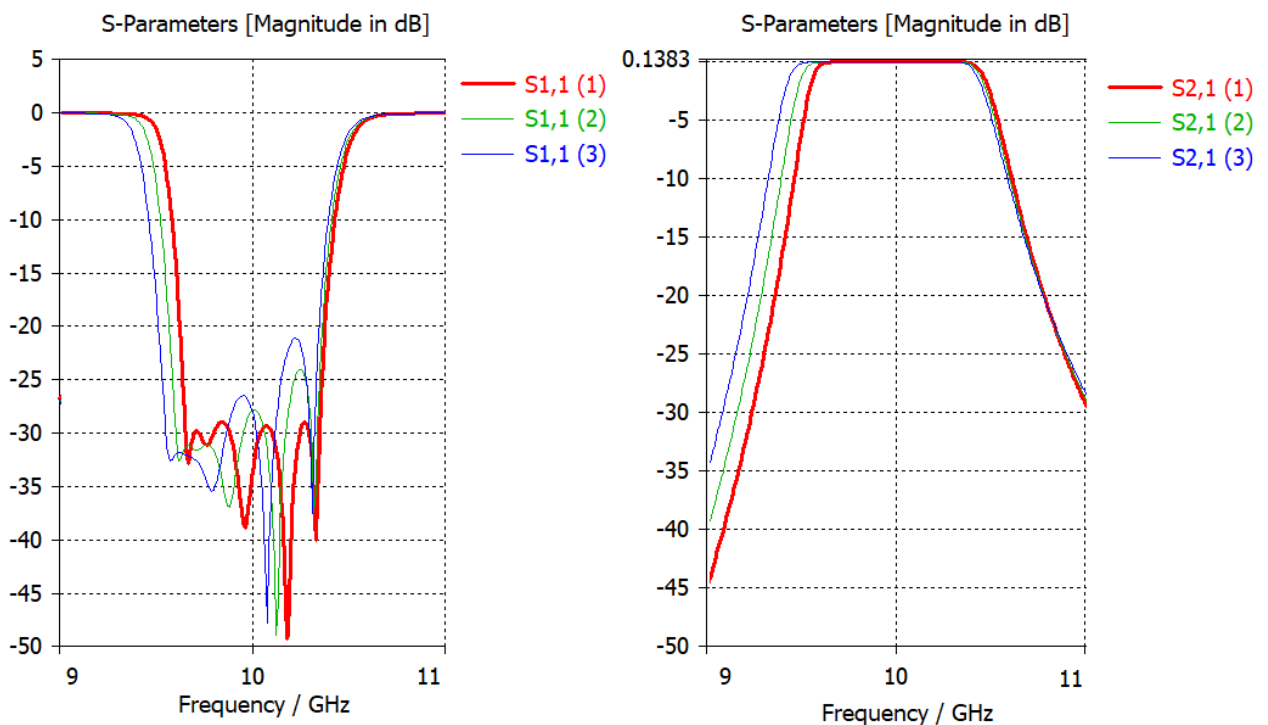


Рис 4.4.3 Сімейство кривих, що показують зміну характеристики фільтру при різних відстанях між діафрагмами, ($w_1=w_6=7,15\dots 7,45$; $w_2=w_5=5,15\dots 5,45$; $w_3=w_4=4,67\dots 5,07$) з кроком 0.1мм. а) S_{1,1} зворотні втрати, б) S_{2,1} — затухання

При збільшенні відстані між діафрагмами центральна частота смуги пропускання зміщається в область низьких частот Рис 4.4.3, а при зменшенні — в область більш високих частот Рис. 4.4.4.

При збільшенні довжини резонаторів центральна частота також змінюється в область низьких частот Рис. 4.4.5, а при зменшенні довжини

зміщується в область більш високих частот Рис. 4.4.6. Але характеристики фільтра виявились більш чутливими до зміни відстані між діафрагмами(чутливість 0,642ГГц/мм) ніж до зміни довжин резонаторів(чутливість 0,23ГГц/мм).

При зміні товщини діафрагм змінюється ширина смуги пропускання фільтра, якщо збільшувати товщину діафрагм то можна одержати більш вузьку смугу пропускання Рис 4.4.6, проте центральна частота залишиться сталою.

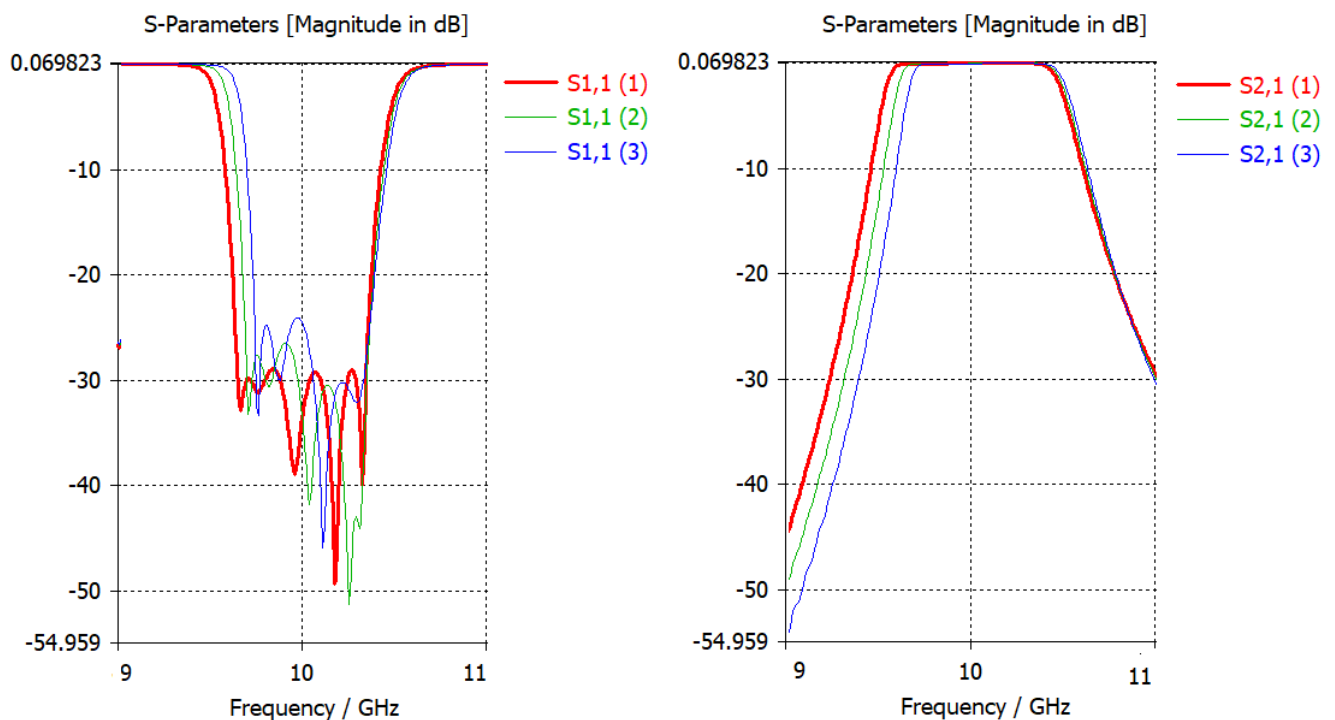


Рис. 4.4.4 Сімейство кривих що показують зміну характеристики фільтра при різних щілинах діафрагм при ($w_1=w_6=7,15\dots 6,85$; $w_2=w_5=5,15\dots 4,85$; $w_3=w_4=4,67\dots 4,37$) з кроком 0.1мм. а) $S_{1,1}$ зворотні втрати, б) $S_{2,1}$ — затухання

Зм.	Лис	№ доквм.	Підпис	Дата

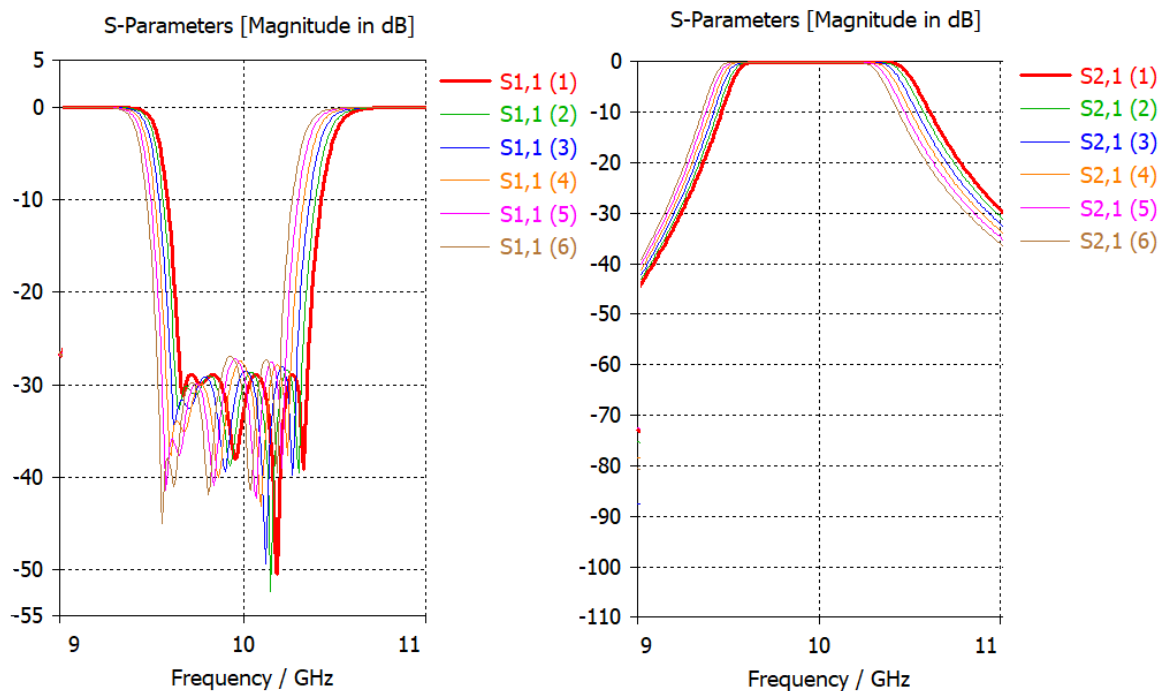


Рис. 4.4.5 Сімейство кривих що показують зміну характеристики фільтра при різних довжинах резонаторів, при ($l_1=15=12,22\dots12,82$; $l_2=14=14,82\dots15,42$; $l_3=15,22\dots16,02$) з кроком 0.1мм. а) $S_{1,1}$ зворотні втрати, б) $S_{2,1}$ — затухання

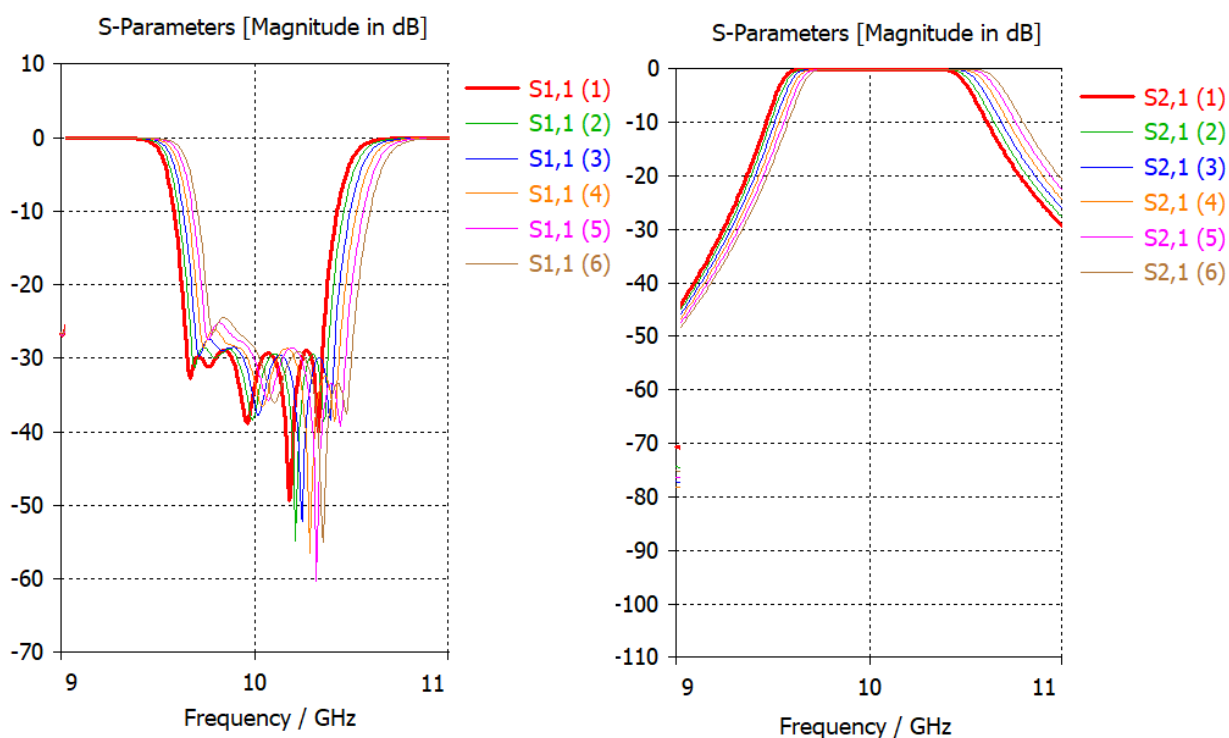


Рис. 4.4.6 Сімейство кривих що показують зміну характеристики фільтра при різних довжинах резонаторів, при ($l_1=15=12,22\dots11,62$; $l_2=14=14,82\dots14,22$; $l_3=15,22\dots14,62$) з кроком 0.1мм. а) $S_{1,1}$ зворотні втрати, б) $S_{2,1}$ — затухання

Зм.	Лис	№ доквм.	Підпис	Дата

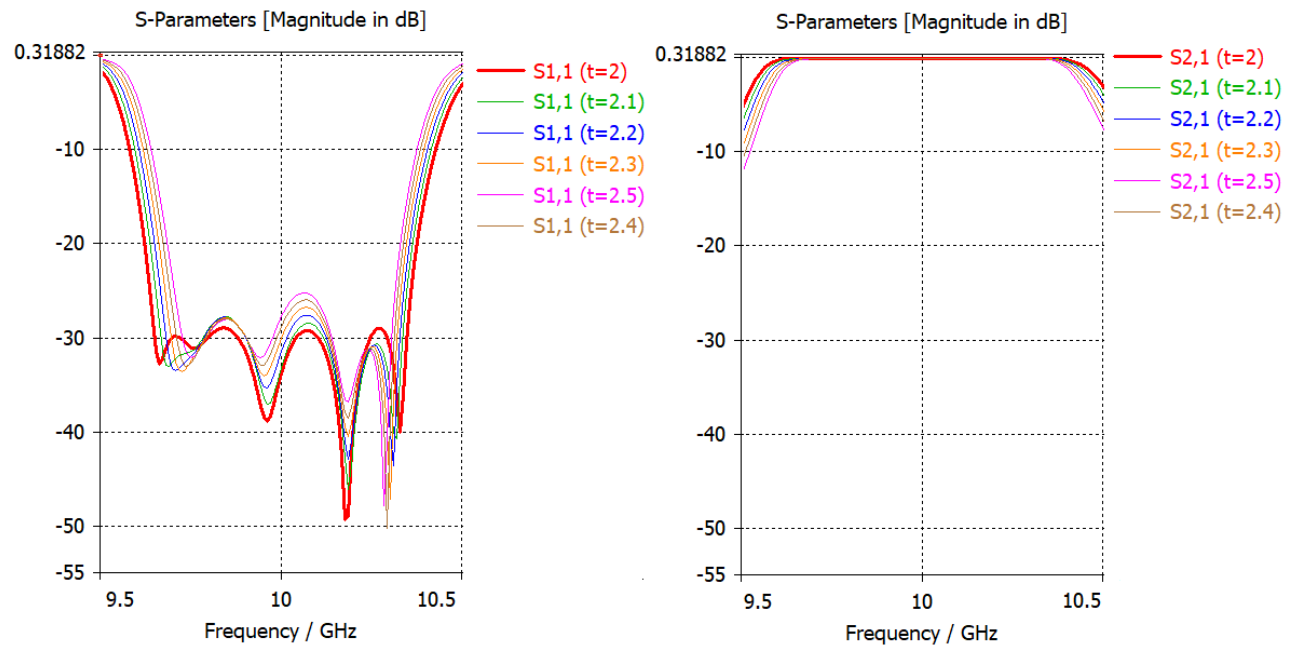


Рис. 4.4.7 Сімейство кривих що показують зміну характеристики фільтра при різних товщинах діафрагм 2...2.5мм з кроком 0.1мм. а) S1,1 зворотні втрати, б) S2,1 — затушення

Як можна побачити з Рис 4.4.8 неточності виготовлення фільтрів коли довжини резонаторів більші на 0,2мм, що виявляються у відхиленнях характеристик по частоті можна виправити за допомогою підлаштовувальних гвинтів, проте може погіршитися узгодження. Проте, як видно з Рис 4.4.9, неточності у виготовленні діафрагм компенсувати не вдалося. Це відбулось через те що для даної конструкції фільтрів характеристики більш чутливі до похибок у виготовленні діафрагм ніж до похибок у довжині резонаторів приблизно у 3 рази.

Компенсувати похибки виготовлення штирями можна при відхиленні довжини резонаторів у 0.1-0.2мм та при відхиленні розмірів щілин діафрагми менше 0.1мм.

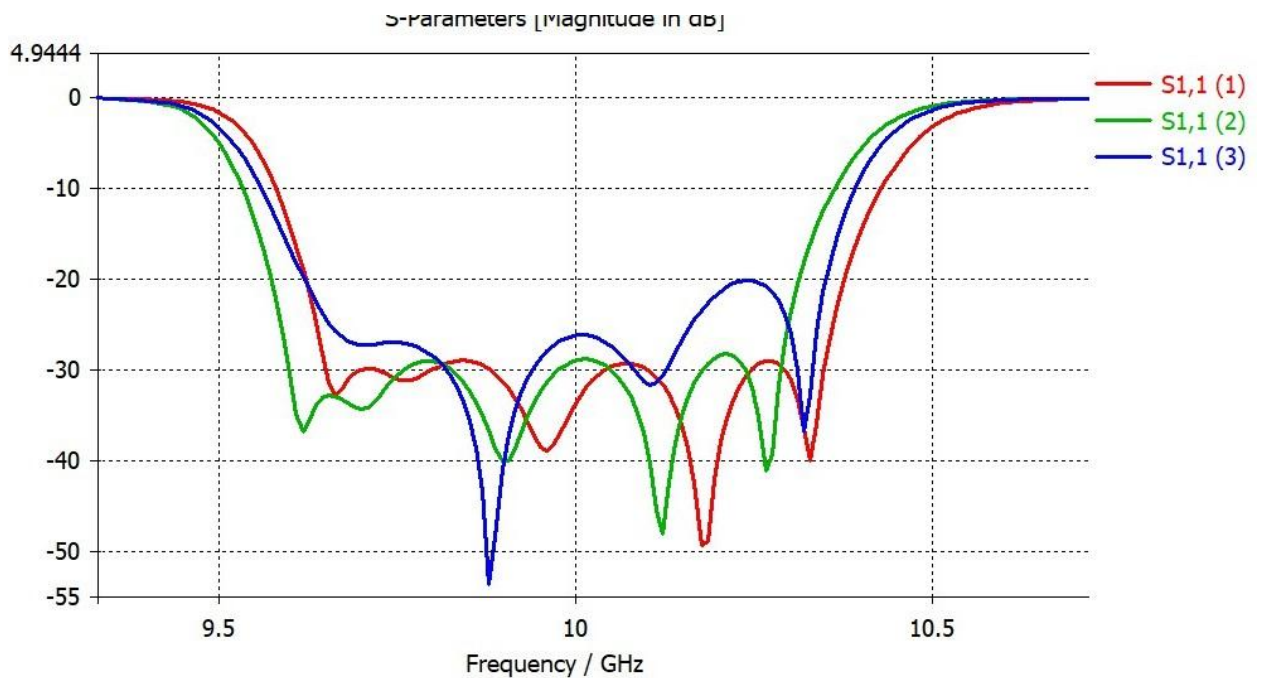


Рис 4.4.8 Сімейство кривих що відображають результати компенсації похибок виготовлення, де: 1) зворотні втрати правильно виготовленого фільтра; 2) зворотні втрати коли довжини резонаторів більші на 0,2мм; 3) зворотні втрати компенсовані за допомогою штирів.

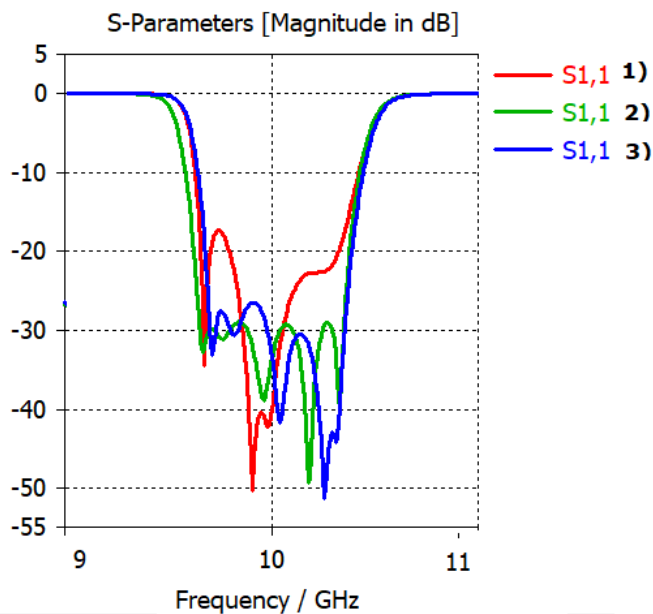


Рис 4.4.9 Сімейство кривих що відображають результати компенсації похибок виготовлення, де: 1) зворотні втрати компенсовані за допомогою штирів; 2) зворотні втрати правильно виготовленого фільтра; 3) зворотні втрати коли відстань між діафрагмами менша на 0,1мм;

Зм.	Лис	№ доквм.	Підпис	Дата

Висновок

В роботі було проведено моделювання одно-, дво- та п'яти-резонаторного смугових фільтрів з паралельними індуктивними зв'язками в CST studio. Початкова геометрія фільтрів отримана за методом Маттея.

В результаті чисельної оптимізації п'яти-резонаторного смугового фільтра досягнуто узгодження $S_{11} < -29$ дБ в робочій смузі частот. Досліджено вплив можливих неточностей виготовлення на характеристики фільтрів та можливості їх компенсації. Більш важливими виявились похибки пов'язані з висотою діафрагм (чутливість 0,642ГГц/мм) ніж похибки пов'язані з довжинами резонаторів (чутливість 0,23ГГц/мм). Обидва типи неточностей спричиняють зсув центральної частоти фільтра при погіршенні узгодження в робочій смузі. При компенсації похибок виготовлення штирями вдається налаштувати на потрібну смугу, але при цьому може спостерігатись погіршення узгодження (для рис. 4.4.8 узгодження $S_{11} < -20$ дБ в робочій смузі частот) (для рис. 4.4.9 узгодження $S_{11} < -18$ дБ в робочій смузі частот), а отже збільшуються втрати. В цілому, компенсувати похибки виготовлення штирями можна при відхиленні довжини резонаторів у 0.1-0.2мм та при відхиленні розмірів щілин діафрагми менше 0.1мм.

					<i>ДП РС61.434834.00 ПЗ</i>	<i>Лист</i>
						57
<i>Зм.</i>	<i>Лис</i>	<i>№ доквм.</i>	<i>Підпис</i>	<i>Дата</i>		

Список литературы:

1. Смирнов В.В. Устройства СВЧ и антенны: учебное пособие / В.В. Смирнов, В. П. Смолин; Баль. гос. техн. Ун-т. СПб., 2012. – 188 с.
2. А. Л. Фельдштейн, Л. Р. Явич Синтез четырехполосников и восьмиполосников на СВЧ «Связь»-1971г.
3. Фельдштейн А. Л., Явич Л.Р., Смирнов В. П. «Справочник по элементам волноводной техники»
4. Пименов Ю.В., Вольман В.И., Муравцов А.Д., под. Ред. Ю. В. Пименова «Техническая электродинамика» Учеб. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 2000. – 536с.
5. Вольперт А. Р. «Теоретическое и экспериментальное исследование фидерного рефлектометра», «Радиотехника», 1941, №22
6. Справочник по волноводам, Пер, с англ. Под ред. Я. Н. Фельда. Изд-во «Советское радио», 1952.
7. Фельдштейн А.Л. «Синтез ступенчатых направленных ответвителей», «Радиотехника и электроника», 1961, 6 №2
8. Маттей Д. Л., Янг Л. Е., М. Т. Джонс «Фильтры СВЧ, согласующие цепи и связи, т.1» «Связь» - 1971
9. CST - “ResearchGate - CST STUDIO SUITE®” ,2017.
10. Weiland, T., “A discretization model for the solution of Maxwell’s equations for six-component fields,” Archiv Elektronik und Uebertragungstechnik, Vol. 31, 116–120, 1977.
11. Mentor Graphics, Electromagnetic simulation solutions, [online], <https://www.mentor.com/pcb-/nimbic/>, Mar. 24, 2017.
12. Е.В. Михайлов “Исследование возможностей метода конечных интегралов при прогнозировании распространения радиоволн в неоднородных анизотропных средах”, III Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь» – ИРЭ РАН, 26-30 октября 2009 г.

Зм.	Лис	№ доквм.	Підпис	Дата

ДП РС61.434834.00 ПЗ

Лист
58

13. L.V. Kantorovich and V.I. Krylov, Approximate Methods of Higher Analysis (translated from Russian by C.D. Benster). New York: John Wiley, 1964.
14. Y.U. Vorobev, Method of Moments in Applied Mathematics (translated from Russian by Seckler). New York: Gordon & Breach, 1965.
15. R.F. Harrington, Field Computation by Moment Methods. Malabar, FL: Krieger, 1968.
16. P.P. Silvester and R.L. Ferrari, Finite Elements for Electrical Engineers. Cambridge: Cambridge University Press, 3rd ed., 1996.
17. R.F. Harrington, "Matrix methods for field problems," Proc. IEEE, vol. 55, no. 2, Feb. 1967, pp. 136–149.
18. Sadiku, Matthew N. O. Numerical techniques in electromagnetics / Matthew N.O. Sadiku.—[2nd ed.].2001
19. KANE S. YEE "Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media", IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. AP-14, №. 3, MAY, 1966
20. 3D Design & Engineering Software - Dassault Systèmes® [Электронный ресурс] : [Веб-сайт]. – ©2002-2020 Dassault Systèmes– Режим доступа:<https://www.3ds.com/products-services/simulia/products/cst-studio-suite/optimization/>
21. CST MICROWAVE STUDIO «Workflow and Solver Overview»- Computer Simulation Technology, 2018
22. Электромагнитные поля и волны : учеб.-метод. комплекс для студ. спец.1-39 02 01 «Моделирование и компьютерное проектирование радиоэлектронных средств» / сост. и общ. ред. В. Ф. Янушкевича. – Новополоцк : ПГУ, 2007. – 292 с.
23. Obrobka.pp.ua [Электронный ресурс] : [Веб-сайт]. Режим доступа: <http://obrobka.pp.ua/124-tochnst-obrobki-pri-frezeruvann.html>
24. ООО «Радиокомп» Программа поставок «Фильтры ведущих мировых производителей»

					<i>ДП РС61.434834.00 ПЗ</i>	<i>Лист</i>
						59
<i>Зм.</i>	<i>Лис</i>	<i>№ доквм.</i>	<i>Підпис</i>	<i>Дата</i>		

5. ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

5.1 Вступ

Охорона праці - це система правових, соціально-економічних, організаційно-технічних, санітарно-гігієнічних і лікувально-профілактичних заходів та засобів, спрямованих на збереження життя, здоров'я і працездатності людини у процесі трудової діяльності.

Роботодавець - власник підприємства, установи, організації або уповноважений ним орган, незалежно від форм власності, виду діяльності, господарювання, і фізична особа, яка використовує найману працю.

Працівник - особа, яка працює на підприємстві, в організації, установі та виконує обов'язки або функції згідно з трудовим договором (контрактом). Державна політика в галузі охорони праці визначається відповідно до Конституції України Верховною Радою України і спрямована на створення належних, безпечних і здорових умов праці, запобігання нещасним випадкам та професійним захворюванням.

Державна політика в галузі охорони праці базується на принципах:

пріоритету життя і здоров'я працівників, повної відповідальності роботодавця за створення належних, безпечних і здорових умов праці;

підвищення рівня промислової безпеки шляхом забезпечення суцільного технічного контролю за станом виробництв, технологій та продукції, а також сприяння підприємствам у створенні безпечних та нешкідливих умов праці;

[1]

У даній дипломній роботі питання охорони праці розглядаються стосовно навчального закладу, де виконується безпосередньо робота за темою диплому та за умовами праці які визначені завданням дипломного проекту.

					<i>ДП РС61.434834.00 ПЗ</i>	<i>Лист</i>
						60
<i>Зм.</i>	<i>Лис</i>	<i>№ доквм.</i>	<i>Підпис</i>	<i>Дата</i>		

5.2 Можливі шкідливі, небезпечні фактори

На даному робочому місці під час виконання даної роботи можливі наступні шкідливі та небезпечні фактори для працівника: Фізичні небезпечні і шкідливі виробничі фактори(неякісне освітлення обумовлене відсутністю або нестачею природного світла або недостатня освітленість робочої зони) та психофізіологічні небезпечні та шкідливі виробничі фактори(за характером дії, це нервово-психічні перевантаження обумовленні розумовим перенапруженням та монотонністю праці)

5.3 Оцінка існуючих умов:

5.3.1 Розташування робочих місць, чи відповідають вимогам

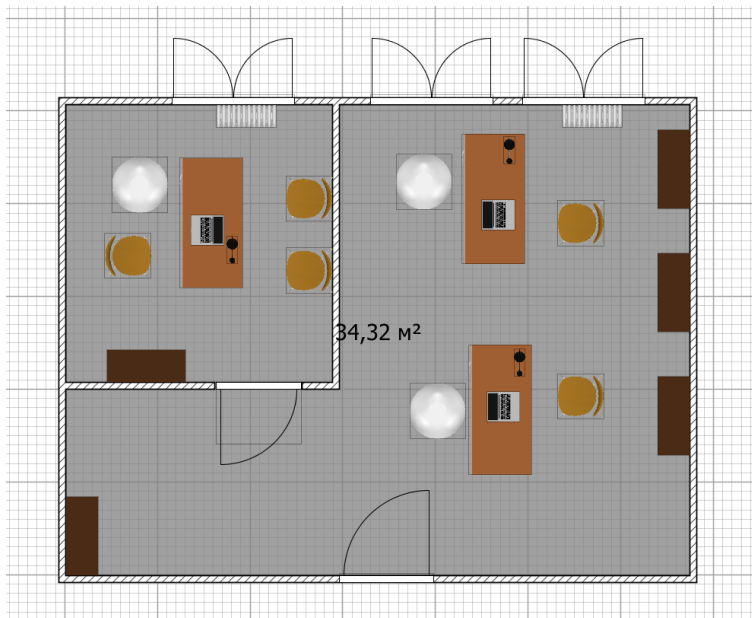


Рис 5.3.1.1 Розташування робочих місць

Розміри приміщення

(м) :

Довжина – 7;

Ширина – 5;

Висота – 3.

Кількість працюючих –3

Площа на одне робоче місце має становити не менше ніж

6,0 м², а об'єм не менше ніж 20,0 м³.

Згідно з ДСанПіН 3.3.2.007-98 [2] в лабораторії може перебувати 5

Зм.	Лис	№ доквм.	Підпис	Дата

ДП РС61.434834.00 ПЗ

Лист
61

працівників.

Джерелом живлення є трифазна мережа напруги 380/220 В з глухо заземленою нейтраллю, з частотою 50 Гц відповідно до НПАОП 0.00-7.15-18[3].

Джерела утворення небезпек: Папір, Світильники (лампи), комп'ютери, принтер. За пожеже вибухонебезпекою приміщення відноситься до класу В.

За загальною характеристикою приміщення – звичайне, з нормальною вологістю згідно з санітарними вимогами, без слідів забруднення шкідливими речовинами.

5.3.2 Мікроклімат

Виробниче приміщення - замкнутий простір в спеціально призначених будинках та спорудах, в яких постійно (по змінах) або періодично (протягом частини робочого дня) здійснюється трудова діяльність людей.

Мікроклімат виробничих приміщень - умови внутрішнього середовища цих приміщень, що впливають на тепловий обмін працюючих з оточенням шляхом конвекції, кондукції, теплового випромінювання та випаровування вологи. Ці умови визначаються поєднанням температури, відносної вологості та швидкості руху повітря, температури оточуючих людину поверхонь та інтенсивністю теплового (інфрачервоного) опромінення.

Оптимальні мікрокліматичні умови - поєднання параметрів мікроклімату, які при тривалому та систематичному впливі на людину забезпечують зберігання нормального теплового стану організму без активізації механізмів терморегуляції. Вони забезпечують відчуття теплового комфорту та створюють передумови для високого рівня працездатності.

Параметри мікроклімату в приміщенні повинні відповідати ДСН 3.3.6.042-99 [4].

Із урахуванням Легкої (Ia) категорії роботи за енерговитратами повинні дотримуватися наступні параметри мікроклімату:

- 1) Для холодного періоду року – температура повітря 22 – 24°C, відносна вологість 60 – 40%, швидкість руху повітря 0,1м/с.

Зм.	Лист	№ доквм.	Підпис	Дата

ДП РС61.434834.00 ПЗ

л/см
62

- 2) Для теплого періоду року – температура повітря 23 – 25°C, відносна вологість 60 – 40%, швидкість руху повітря 0,1м/с.

Для підтримки в приміщенні оптимального температурного режиму в теплий період року використовується кондиціонування. У холодний період використовується централізоване опалювання і вентиляція.

5.3.3 Освітлення

Читання інформації з монітора викликає напруження очей. Виникає це головним чином тому, що під час читання з монітора відстань від тексту до очей постійна, через це м'язи очей, що регулюють акомодацию, перебувають у постійній напрузі. З часом це може призвести до порушення акомодационної здатності очей і, отже, до порушень зору. Також мерехтіння монітору, його яскравість та напруження зорового аналізатора створюють додаткову напругу на зір оператора ЕОМ. Гарне освітлення дозволяє зменшити навантаження на органи зору та частково вберегти від негативних наслідків роботи за монітором. Для забезпечення гарного освітлення застосовуються природне, штучне й комбіноване освітлення, які нормуються ДБН В. 2. 5. – 28– 2018 [5].

При виконанні робіт категорії високої зорової точності (найменший розмір об'єкту розрізнення 0,3 - 0,5мм) величина коефіцієнта природного освітлення (КПО) повинна бути не нижчою 1,5% зі середнім контрастом та світлим фоном, а при зоровій роботі середньої точності (як найменший розмір об'єкту розрізнення 0,5 - 1,0 мм) КПО повинен бути не нижчим 1,0% зі середнім контрастом та світлим фоном. У якості джерела штучного освітлення звичайно використовуються люмінесцентні лампи типу ЛБ, або ДРЛ, які попарно об'єднуються в світильники, які повинні розташовуватися рівномірно над робочими поверхнями. Джерела штучного світла рекомендується розташувати з обох сторін від екрану паралельно напрямку зору. Щоб уникнути світових блисків в напрямку очей необхідно застосовувати антиблікові окуляри та спеціальні фільтри для екрану.

					ДП РС61.434834.00 ПЗ	Лист
						63
Зм.	Лис	№ доквм.	Підпис	Дата		

5.3.4 Шум, вібрація

Джерелами шуму при роботі з комп'ютерною технікою є жорсткий диск, вентилятор блока живлення мережі, вентилятор розташований на процесорі, швидкісні CD-ROM, механічні сканери, пересувні механічні частини принтера. Окрім того діють і інші зовнішні джерела шуму, не пов'язані з роботою ПК.

Підвищений шум на робочому місці шкідливо впливає на організм працівника в цілому, викликаючи несприятливі зміни в його органах і системах. Тривала дія такого шуму здатне привести до розвитку у працівника втрати слуху, збільшення ризику артеріальної гіпертензії, хвороби серцево-судинної, нервової системи та ін.

Шум, що створюється працюючими ПК, є широкосмуговим, постійним з аперіодичним посиленням при роботі принтерів.

При творчій діяльності, науковій діяльності, конструюванні та проектуванні, програмуванні, викладанні та навчанні, робочих місцях у приміщеннях – проектно-конструкторських бюро, розраховувачів, програмістів обчислювальних машин у лабораторіях для теоретичних робіт та обробки даних, рівень шуму повинен не перевищувати 50дБА згідно ДСН 3.3.6.037-99 [6], а рівень вібрацій 33дБ згідно ДСН 3.3.6.039-99 [7].

Заходи для забезпечення норм по шуму та вібраціям: встановлення амортизуючи підкладок під джерела вібрацій, використання шум-поглинаючих матеріалів при будівництві будівлі, застосування меблів з м'якою підкладкою.

5.3.5 Електробезпека

При використанні електричних пристроїв важливо дотримуватись техніки безпеки експлуатації електрообладнання відповідно НПАОП 40.1-1.01-97[8]. Заборонено експлуатувати електрообладнання з відкритими кришками корпусів, заборонено ремонтувати обладнання некваліфікованими особами без відповідного рівня допуску, заборонено доторкатися до з'єднань та дротів при наявності напруги в мережі, самостійно проводити ремонт

					ДП РС61.434834.00 ПЗ	<i>Лист</i>
						64
<i>Зм.</i>	<i>Лис</i>	<i>№ доквм.</i>	<i>Підпис</i>	<i>Дата</i>		

електрообладнання та використовувати незаземлене обладнання. Для живлення однофазного устаткування використовується трифазна мережа 380/220В частотою 50Гц з глухо заземленої нейтралі. Через це при роботі з електроприладами існує небезпека ураження людини електричним струмом, задля запобігання цьому в правилах устрою електроустановок (ПУЕ) [9] передбачений ряд заходів задля запобігання нещасним випадкам:

- 1) Передбачено занулення електрообладнання.
- 2) Прописано необхідні ступені захисту залежно від призначення(прилади для освітлення IP-23,ЕОМ IP-44)
- 3) Експлуатаційні вимоги до обладнання.

5.3.6 Пожежа, засоби пожежогасіння, кількість, розташування

Приміщення належить до незначного ступеня ризику та обладнано засобами пожежогасіння відповідно до НАПБ А.01.001-2014[10] у кількості 2 шт. (вогнегасник ВП-1), місця розташування зображені на Рис. 5.3.6.1:

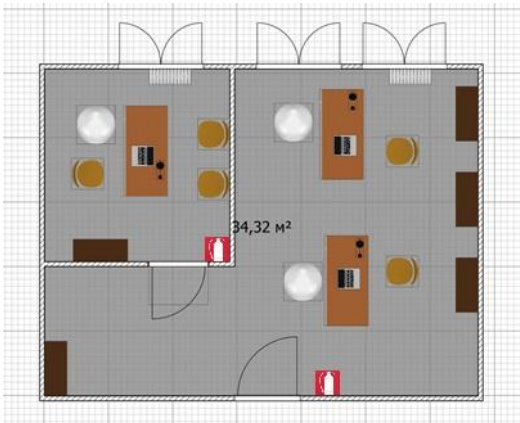


Рис 5.3.6.1 Місце розташування засобів пожежогасіння.

5.4 Шляхи евакуації

Відповідно до НАПБ А.01.001-2014[10] у будівлі розміщено плани евакуації в разі пожежі Рис 5.4.1.

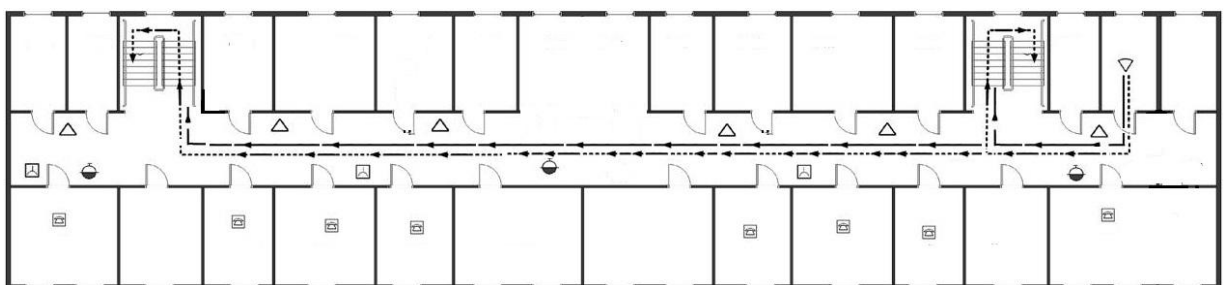


Рис 5.4.1 Шляхи евакуації зі споруди.

					ДП РС61.434834.00 ПЗ	Лист
						65
Зм.	Лис	№ доквм.	Підпис	Дата		

5.5 Профілактика ускладнень після роботи за комп'ютером

Статична сидяча робота викликає порушення роботи легенів, серця, порушення осанки, остеохондроз, гіпертонію. Для уникнення цих ускладнень необхідно виконувати спеціальні вправи, як для тіла так і для очей, адже вправи для очей допомагають зняти напруженість очей та вберегти зір.

Також необхідно кожні 2 години влаштовувати перерви по 15-20 хв.

Вправи, що рекомендується виконувати знімають зорове стомлення і покращують кровообіг в очах:

1. Подивитися вгору, вниз, вправо, вліво - не повертаючи голову. Повторити 5-10 разів
2. Міцно заплющити очі на 3-5 секунд. Повторити 6-8 разів.
3. Швидко моргати протягом 1-2 хвилин.
4. Повертати очима по колу: вниз, вправо, вгору, вліво і у зворотний бік. Повторити 5-10 рази.
5. Швидко моргати протягом 1-2 хвилин.

Вправи, що рекомендується виконувати для покращення тону м'язів, виправлення осанки, покращення роботи серця та легенів, покращення кровообігу:

1. І. п. - о.с. 1 - 2 - підняти руки вперед-вгору, долоні повернути всередину, відвести праву ногу назад на носок і злегка прогнутися;
- 3 - 4 - і.п. ; 5 - 8 Що ж в інший бік.

					ДП РС61.434834.00 ПЗ	Лист
						66
Зм.	Лис	№ доквм.	Підпис	Дата		

2. І. п. - о.с. 1 - 2 - нахил голови назад до відмови; 3 - 4 - і.п .; 5 - 6 - нахил голови вперед; 7 - 8 - і. п.
3. І. п. - о.с. 1 - 2 - нахил голови вправо; 3 - 4 - в. п .; 5 8 - те ж в іншу сторону.
4. І. п. - о.с. 1 - 4 - кругові рухи головою в ліву сторону; 5 8 - те ж в іншу сторону.
5. І. п. - о.с. 1 - 2 - поворот голови вправо; 3 - 4 - в. п .; 5 -8 Що ж в іншу сторону.
6. І. п. - руки до плечей. 1 - 2 - два кола зігнутими руками вперед; 3 - 4 Що ж назад; 1 - 4 - почергові кругові рухи вперед; 5 8 - то ж назад.
7. І. п. - о.с. 1 - 2 - коло руками вправо; 3 - 4 - те ж вліво.
8. І. п. - стійка руки за головою. 1 - 3 - три пружні нахили, намагаючись головою торкнутися коліна; 4 - і. п.
9. І. п. - широка стійка ноги нарізно. 1 - нахил до правої, бавовна у п'яти; 2-і. п .; 3 - 4 - те ж до іншої ноги.
10. І. п. - стійка ноги нарізно, руки на поясі. 1 - згинаючи ліву, нахил вправо, ліву руку вгору, праву за спину; 2 - 3 - два пружні нахили вправо; 4 - і. п .; 5 - 8 - те ж в іншу сторону.
11. І. п. - стійка ноги нарізно, руки на поясі. 1 - поворот тулуба направо (п'яти від підлоги не відривати); 2 - і. п .; 3 - 4 - те ж в іншу сторону.

					<i>ДП РС61.434834.00 ПЗ</i>	<i>Лист</i>
						67
<i>Зм.</i>	<i>Лис</i>	<i>№ доквм.</i>	<i>Підпис</i>	<i>Дата</i>		

12. В. п - о.с. 1 - мах правою ногою, хлопок під нею; 2 - і. п. 3 - 4 - те ж в іншу сторону.

13. Присідання в середньому темпі. 10 - 15 разів.

14. І. п. - о. с., руки на поясі. 1 похилий випад вправо; 2 - і. п. ; 3 - 4 - те ж в іншу сторону.

15. І. п. - о. с., руки на поясі. 1 - глибокий випад правою; 2 - 3 два пружних похитування; 4 - поштовхом правої повернутися в і. п. 5 - 8 - те ж з іншої ноги.

16. І. п. - упор присівши. 1 - упор лежачи; 2 - упор лежачи ноги нарізно; 3 -упор лежачи; 4 - і. п.

17. І. п. - руки зігнуті, кисті в кулак. На кожен рахунок стрибки вправо, вліво, вперед, назад.

5.6 Висновок

Як висновок – у цьому приміщенні відсутні умови, що створюють підвищену або особливо підвищену небезпеку. Приміщення цілком підходить для виконання роботи при дотриманні правил безпеки.

					ДП РС61.434834.00 ПЗ	Лист
						68
Зм.	Лис	№ доквм.	Підпис	Дата		

Список літератури:

1. Закон України “Про охорону праці” / Законодавство України про охорону праці. Редакція від 2019.
2. ДСанПіН 3.3.2.007-98 «Державні санітарні правила і норми роботи з візуальними дисплейними терміналами електронно-обчислювальних машин». №382/3675 , 1998 р.
3. НПАОП 0.00-7.15-18 Вимоги щодо безпеки та захисту здоров'я працівників під час роботи з екранними пристроями. ЗАТВЕРДЖЕНО Наказ Міністерства соціальної політики України 14.02.2018 № 207. Зареєстровано в Міністерстві юстиції України 25 квітня 2018 р. за № 508/31960. Офіційний вісник України від 18.05.2018 — 2018 р., № 38, стор. 121, стаття 1352, код акта 90123/2018.
4. ДСН 3.3.6.042-99 „ Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень” - К.: МОЗ
5. ДБН В. 2. 5. – 28– 2018 «Природне і штучне освітлення».
6. ДСН 3.3.6.037-99. «Державні санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку».– К.: МОЗ України, 2000 – 29с.
7. ДСН 3.3.6.039-99. «Державні санітарні норми виробничої загальної та локальної вібрацій» – К.: МОЗ України, 2000.– 45с.
8. НПАОП 40.1-1.01-97. Правила безпечної експлуатації електроустановок, затверджених наказом Державного комітету України по нагляду за охороною праці від 06 жовтня

					<i>ДП РС61.434834.00 ПЗ</i>	<i>Лист</i>
						69
<i>Зм.</i>	<i>Лис</i>	<i>№ доквм.</i>	<i>Підпис</i>	<i>Дата</i>		

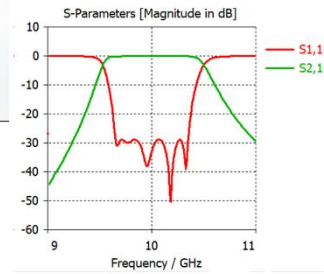
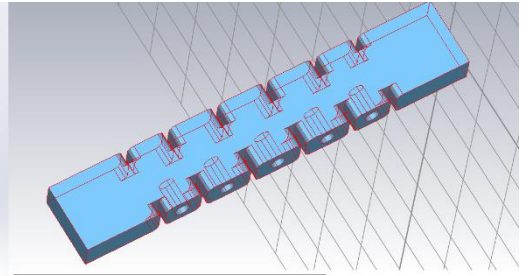
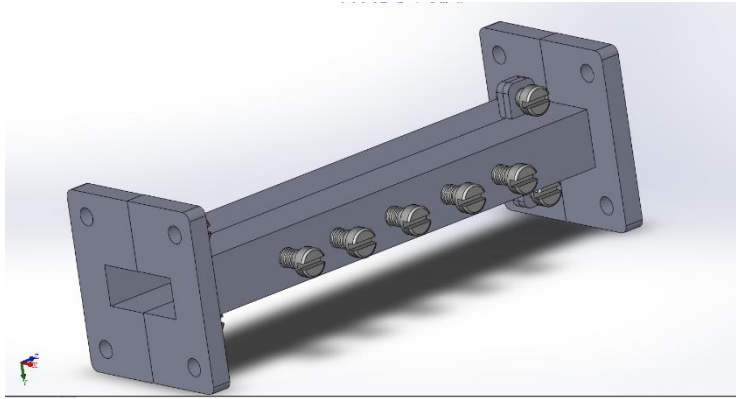
1997 року № 257, зареєстрованих у Міністерстві юстиції
України 13 січня 1998 року за № 11/2451

9. ПУЕ „Правила улаштування електроустановок”. Розділ 1
Загальні правила. Гл.1.7 Заземлення і захисні заходи
електробезпеки. – К.: ОЕП ”ГРІФЕ”, 2006.– 77с.

10. НАПБ А.01.001-2014. Правила пожежної безпеки в
Україні.

					<i>ДП РС61.434834.00 ПЗ</i>	<i>Лист</i>
						70
<i>Зм.</i>	<i>Лис</i>	<i>№ доквм.</i>	<i>Підпис</i>	<i>Дата</i>		

ДОДАТОК Г



Зм.	Лис	№ доквм.	Підпис	Дата

ДП РС61.434834.00 ПЗ