

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на здобуття освітнього ступеня

магістр, очної (денної) форми здобуття освіти

(назва освітнього ступеня)

на тему: Дослідження НВЧ-фільтрів на основі прямокутного хвильоводу

Виконав(ла): студент(ка) 6 курсу, групи РАМ-61

спеціальності 172 “Електронні комунікації та радіотехніка”

(шифр і назва спеціальності)

	(підпис)	Кондра Р.І.	(прізвище та ініціали)
Керівник	(підпис)	Дунець В.Л.	(прізвище та ініціали)
Нормоконтроль	(підпис)	Хвостівська Л.В.	(прізвище та ініціали)
Завідувач кафедри	(підпис)	Дунець В.Л.	(прізвище та ініціали)
Рецензент	(підпис)		(прізвище та ініціали)

Міністерство освіти і науки України
Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя

Факультет прикладних інформаційних технологій та електроінженерії
(повна назва факультету)

Кафедра радіотехнічних систем
(повна назва кафедри)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

Дунець В.Л.
(підпис) (прізвище та ініціали)

« » грудня 2025 р.

З А В Д А Н Н Я
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ

на здобуття освітнього ступеня Магістр, очної (денної) форми здобуття освіти
(назва освітнього ступеня)

за спеціальністю 172 “Електронні комунікації та радіотехніка”
(шифр і назва спеціальності)

студенту Кондрі Руслану Ігоровичу
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Дослідження НВЧ-фільтрів на основі прямокутного хвильоводу

Керівник роботи Дунець Василь Любомирович, к.т.н, доцент
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

Затверджені наказом ректора від «26» листопада 2025 року № 4/7-1038

2. Термін подання студентом завершеної роботи 8 грудня 2025р.

3. Вихідні дані до роботи частотний діапазон – С-band;
коефіцієнт стоячої хвилі (КСХн) в діапазоні частот – не більше 1,2;

коефіцієнт затухання за межами смуги пропускання – не менше, мінус (25-28) dBi

4. Зміст роботи (перелік питань, які потрібно розробити)

I розділ. Аналітична частина.

II розділ. Основна частина.

III розділ. Науково – дослідна частина.

IV розділ. Охорона праці.

V розділ. Безпека в надзвичайних ситуаціях.

Висновки. Додатки.

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

Слайд 1. Назва кваліфікаційної роботи

Слайд 2. Огляд літератури, посилань, інтернет – файлів.

Слайд 3. Опис наукової новизни.

Слайд 4. Висновки.

Слайд 5. Технічні характеристики НВЧ фільтра на прямокутному хвильоводі.

Слайд 6. Опис методики проєктування.

Слайд 7. Математичне моделювання. Опис.

Слайд 8. Охорона праці. Безпека в надзвичайних ситуаціях. Опис.

Слайд 9. Структурна схема вимірів технічних характеристик.

Слайд 10. Загальні висновки.

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Підрозділ “Охорона праці”	к.т.н., зав. кафедри МТ Окіпний Ігор Богданович		
Підрозділ “Безпека в надзвичайних ситуаціях”	старший викладач кафедри ОХ Стручок Володимир Сергійович		

7. Дата видачі завдання 2 вересня 2025р.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів роботи	Термін виконання етапів роботи	Примітка
1.	Збір інформації з доступних відкритих джерел за темою кваліфікаційної роботи.	вересень	
2.	Аналіз отриманої інформації	вересень - жовтень	
3.	Проведення розрахункових робіт за темою кваліфікаційної роботи	жовтень – листопад	
4.	Моделювання конструкції НВЧ фільтра на прямокутному хвилеводі	жовтень – листопад	
5.	Проведення дослідницьких робіт з вимірів та аналізу технічних характеристик НВЧ – фільтру на прямокутному хвилеводі	листопад	
6.	Написання підрозділу з “Охорони праці”	листопад	
7.	Написання підрозділу з “Безпеки в надзвичайних ситуаціях ”	листопад	
8.	Написання висновків кваліфікаційної роботи	листопад	
9.	Оформлення кваліфікаційної роботи в цілому	грудень	
10.	Створення презентаційних слайдів за темою кваліфікаційної роботи	грудень	
11.	Представлення кваліфікаційної роботи для перевірки на плагіат, фальсифікацію.	грудень	
12.	Попередній захист кваліфікаційної роботи	грудень	
13.	Основний захист кваліфікаційної роботи	24 грудня 2025р.	

Студент

(підпис)

Кондра Р.І.

(прізвище та ініціали)

Керівник роботи

(підпис)

Дунець В.Л.

(прізвище та ініціали)

АНОТАЦІЯ

Кондра Р.І. «Дослідження НВЧ - фільтрів на основі прямокутного хвилеводу». Кваліфікаційна робота магістра//Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя, факультет прикладних інформаційних технологій та електроінженерії, група РАМ-6,//Тернопіль, 2025. //с.-89, рис.-76, бібліог,-36 , додат.- 2.

Ключові слова: НВЧ ФІЛЬТРИ, ПРЯМОКУТНИЙ ХВИЛЕВІД, ХВИЛЕВІДНІ ФІЛЬТРИ, ХВИЛЕВІДНА ТЕХНІКА, НВЧ ТЕХНОЛОГІЇ, ЕЛЕКТРОМАГНІТНІ ХВИЛІ, ДІЕЛЕКТРИЧНІ ТА МЕТАЛЕВІ ХВИЛЕВОДИ.

У роботі розглянуто смугові та режекторні фільтри, ґрунтуючись на аналізі існуючих прототипів (наукових публікацій, матеріалів конференцій, патентів та доступних результатів досліджень), а також на проведенні власних досліджень спроектованих НВЧ-фільтрів зазначених типів.

Проаналізовано радіотехнічні параметри смугового та режекторного фільтрів, зокрема коефіцієнт стоячої хвилі, робочий частотний діапазон та рівень динамічних втрат електромагнітної енергії в межах робочих частот.

У межах роботи здійснено огляд, порівняння та систематизацію типових конструкцій і технічних характеристик хвилевідних фільтрів, зокрема на базі кутникових та прямокутних хвилеводів.

ANNOTATION

Kondra R.I. "Research on low-frequency filters based on direct-flow coil water." Master's qualification//Ternopil National Technical University named after Ivan Pulyuy, Faculty of Applied Information Technologies and Electrical Engineering, group RAM-6, //Ternopil, 2025. //p.-89, fig.-76, bibliography, -36, add.-2.

Keywords: NHF FILTER, DIRECT PATCH HVILEVID, HVILEVID FILTERS, HVILEVIDNA TECHNOLOGY, NHF TECHNOLOGY, ELECTROMAGNETIC CVD, DIELECTRIC AND METAL CVD.

The robot examined dark and notch filters based on the analysis of existing prototypes (scientific publications, conference materials, patents and available research results), as well as on research tracking the design of low-frequency filters of certain types.

The radiotechnical parameters of black and notch filters, the standing ratio, the operating frequency range and the level of dynamic consumption of electromagnetic energy between workers were analyzed. frequency

Among the work, an overview, alignment and systematization of typical designs and technical characteristics of coiled filters, based on cut-type and straight-cut filters, has been carried out.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	
РОЗДІЛ 1 АНАЛІТИЧНА ЧАСТИНА	
1.1 Поля і хвилі в хвилеводі. Поширення електромагнітних хвиль, класифікація типів хвиль	
1.2 Структура полів деяких типів хвиль в прямокутному хвилеводі.....	
1.3 Структура полів деяких типів хвиль в круглих хвилеводах.....	
1.4 Узгоджені навантаження для ліній передачі.....	
1.5 Роз'єми і зчленування в тракті НВЧ	
1.6 З'єднувачі хвилеводних трактів	
1.7 Повороти ліній передачі.....	
1.8 Переходи між лініями передачі різних типів.....	
1.9 Висновки до розділу 1.....	
РОЗДІЛ 2 ОСНОВНА ЧАСТИНА.....	
2.1 Загальні відомості	
2.2 Принцип роботи і конструкції фільтрів	
2.3 Порядок розрахунку смугового фільтра.....	
2.4 Висновки до розділу 2.....	
РОЗДІЛ 3 НАУКОВО-ДОСЛІДНА ЧАСТИНА	
3.1 Результати досліджень фільтрів на кутникових хвилеводах.....	
3.2 Висновки до розділу 3.....	
РОЗДІЛ 4 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ.....	
4.1 Вплив електромагнітних полів на організм людини.....	
4.2 Професійний добір працівників та їх медичне забезпечення.....	
4.3 Розроблення і реалізація заходів щодо захисту працівників об'єкта від наслідків НС.....	
4.4 Забезпечення техногенної безпеки на об'єктах зв'язку, радіомовлення та телебачення.....	
4.5 Висновки до розділу 4.....	

ВИСНОВКИ.....	
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	
ДОДАТКИ.....	
Додаток А Діапазони частот згідно класифікації IEEE.....	
Додаток Б Дослідження хвильовідних НВЧ структур з неоднорідностями у хвильоводах.....	

ВСТУП

Актуальність. Зростання обсягу переданої інформації потребує постійного розширення та удосконалення частотних ресурсів, які застосовуються в системах зв'язку. До ключових технологій, що забезпечують передавання великих масивів даних, належать супутникові цифрові комплекси та радіорелейні цифрові лінії. Щоб підвищити ефективність використання спектра, особливо при роботі одночасно у двох поляризаційних площинах, що фактично подвоює пропускну здатність, у складі антенних трактів застосовують удосконалені НВЧ-компоненти, зокрема смугові НВЧ-фільтри. Супутниковий зв'язок нині виступає важливим елементом як міжнародних, так і внутрішніх телекомунікаційних інфраструктур, причому найактивніше його розвиток спостерігається саме в національних мережах останніми роками.

Мета та задачі дослідження. Метою роботи є всебічне вивчення смугових і режекторних фільтрів шляхом аналізу наявних зразків, описаних у науковій літературі, патентах та дослідницьких матеріалах, а також шляхом виконання власних експериментальних досліджень спроектованих НВЧ-фільтрів відповідних типів.

Об'єкт дослідження є процес оцінювання основних радіотехнічних характеристик смугових і режекторних фільтрів, зокрема коефіцієнта стоячої хвилі, робочої смуги частот, а також рівня динамічних втрат електромагнітної енергії в заданому спектральному діапазоні.

Предмет дослідження є НВЧ смугові та режекторні фільтри, реалізовані на основі прямокутних хвилеводів різної геометричної форми та конструктивного виконання з використанням металізованих стрижневих елементів, призначених для зниження динамічних втрат і підвищення ефективності фільтрації.

Методи дослідження передбачає комплексний аналіз і класифікацію поширених конструкцій хвилевідних фільтрів, зокрема виконаних на прямих і кутових прямокутних хвилеводах;

- експериментальне визначення їх радіотехнічних параметрів відповідно до стандартних вимірювальних методик із використанням лабораторних стендів;
- дослідження впливу геометричних параметрів металевих стрижнів, зокрема їх довжини та діаметра, на частотні та енергетичні характеристики фільтрів.

Наукова новизна одержаних результатів. Створено декілька нових конструктивних варіантів смугових і режекторних фільтрів із використанням металевих стрижневих елементів;

виконано розрахунок оптимальної конфігурації та геометрії цих стрижнів з метою розширення або уточнення робочих смуг частот, зниження коефіцієнта стоячої хвилі та мінімізації динамічних втрат у всьому робочому діапазоні.

Практичне значення одержаних результатів. Розроблені зразки смугового та режекторного НВЧ-фільтрів можуть бути впроваджені в антенно-фідерні тракти систем супутникового, радіорелейного та тропосферного зв'язку, забезпечуючи більш ефективне використання частотного ресурсу та покращені характеристики фільтрації.

РОЗДІЛ 1

АНАЛІТИЧНА ЧАСТИНА

1.1. Поля і хвилі в хвилеводі. Поширення електромагнітних хвиль, класифікація типів хвиль.

Поперечна електромагнітна хвиля (ПЕМ) не може поширюватися всередині хвилеводу. У прямому хвилеводі відсутній центральний провідник, тому замкнуті лінії магнітного поля в площині поперечного перерізу повинні охоплювати поздовжню складову електричного поля. Проте в ПЕМ-хвилі такої складової немає. Якщо електричне поле повністю поперечне, його мають охоплювати силові лінії магнітного поля, розташовані у поздовжній площині. Але ПЕМ-хвиля не має і поздовжньої складової магнітного поля. Через це в хвилеводах ПЕМ-хвиля існувати не може, а натомість поширюються хвилі інших типів із іншою структурою електричних та магнітних полів.

Типи хвиль у хвилеводах поділяють на два основні класи.

Перший клас — Н-хвилі («аш»-хвилі). У них вектор магнітного поля H має і поперечні, і поздовжню складові, тоді як електричне поле повністю лежить у поперечному перерізі хвилеводу. Через це Н-хвилі називають поперечно-електричними та позначають ТЕ-хвилями.

Другий клас — Е-хвилі. У цих хвиль поздовжню складову має лише електричне поле E , а магнітне поле повністю розташоване поперечно. Їхня інша назва — поперечно-магнітні, або ПМ-хвилі.

Будь-яка хвиля у прямокутному хвилеводі може бути подана як комбінація кількох (зазвичай двох) ПЕМ-хвиль, що поширюються під певним кутом α до осі хвилеводу й багаторазово відбиваються від його стінок.

Розглянемо, що відбувається, коли ПЕМ-хвиля відбивається від металевій стінки хвилеводу при косому падінні. На рис. 3 показані траєкторії поширення падаючої та відбитої ПЕМ-хвиль. Це допомагає пояснити механізм виникнення в хвилеводі найбільш поширених у практиці Н-хвиль. Площина на рисунку

відповідає правій стінці хвилеводу, якщо хвиля рухається зліва направо, а ми дивимося вздовж цього напрямку.

У такому випадку вектори $\vec{H}$ і швидкості $\vec{V}$ лежать у площині рисунка, а вектор $\vec{E}$ перпендикулярний до неї. Магнітне поле має як поздовжню складову H_1 , так і поперечну H_2 .

Під час відбиття від металевої поверхні падаюча хвиля збуджує в тонкому поверхневому шарі металу швидкозмінні електричні струми. Ці струми, подібно до струмів у передавальній антені, випромінюють електромагнітні хвилі, які і є відбитими. Вони поширюються у визначеному напрямку, причому кут падіння α дорівнює куту відбиття.

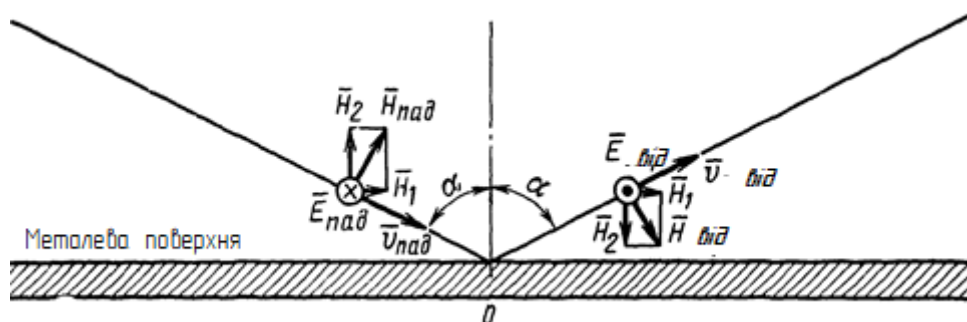


Рис.1.1. Відображення плоскої електромагнітної хвилі від металевої поверхні

Далі, розглядаючи процес відображення, будемо вважати, що енергетичні втрати падаючої хвилі на нагрів металу індукованими струмами настільки малі, що ними можна знехтувати. Тобто замість реальної металевої поверхні розглядатимемо ідеально провідну плоску межу, для якої омичний опір дорівнює нулю. Через це при протіканні струму по такій поверхні падіння напруги відсутнє, а потенціали всіх точок провідника однакові. Оскільки електричні силові лінії з'єднують точки з різними потенціалами, тангенціальна складова електричного поля на межі «метал – повітря» повинна дорівнювати нулю. Це формує першу граничну умову для ідеального провідника.

Аналогічні міркування показують, що нормальна (перпендикулярна поверхні) складова магнітного поля на межі також повинна бути рівною нулю.

Інакше кажучи, вектор напруженості магнітного поля на поверхні ідеального провідника завжди паралельний їй. Це є друга гранична умова.

Повернемося до рис. 1.2. На межі з металом сумарна напруженість електричного поля дорівнює нулю, адже вектор E паралельний поверхні, а згідно з першою граничною умовою має зникати. Отже, $E_{\text{рад}} = -E_{\text{відб}}$, де знак «мінус» показує, що ці вектори на межі спрямовані у протилежні боки.

Перпендикулярна до поверхні складова магнітного поля також дорівнює нулю, бо у падаючої та відбитої хвиль компоненти H_z рівні за величиною і протилежні за напрямком, взаємно компенсуючись. Натомість поздовжня складова магнітного поля досягає максимального значення й дорівнює $2H_1$.

Значення електричного та магнітного полів у будь-якій точці над поверхнею ідеального провідника визначаються суперпозицією падаючої і відбитої хвиль. У результаті їх накладання в різних точках простору виникають різні значення поля (див. рис. 1.2). Напруженість електричного поля при віддаленні від поверхні зростає до максимального значення, потім зменшується до нуля, змінює знак, знову досягає максимуму і так повторюється періодично.

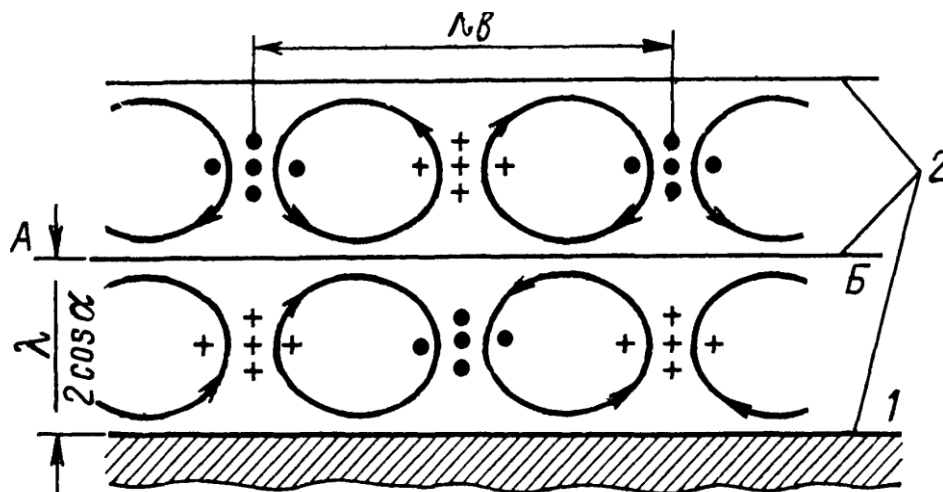


Рис.1.2. Картина поля при відображенні плоскої електромагнітної хвилі від металевої поверхні: 1- металева поверхня; 2 - площини нульового електричного поля.

Магнітні силові лінії завжди утворюють замкнуті контури. Перпендикулярна до поверхні розділу складова вектора напруженості магнітного поля має найбільше значення в тих точках, де максимальним є електричне поле.

Натомість поздовжня складова магнітного поля досягає максимуму там, де електричне поле дорівнює нулю.

Слід зазначити, що описана вище картина розподілу полів відноситься до певного фіксованого моменту часу. Якщо ж розглядати зміну електромагнітного поля в динаміці, то показана на рис. 4 конфігурація силових ліній буде переміщуватися зліва направо зі швидкістю, що відповідає так званій фазовій швидкості U_f . Як буде показано далі, вона дорівнює $c / \sin \alpha$.

Тепер, додавши ще кілька ідеально провідних стінок, сформуємо хвилевід прямокутного перерізу. Металеву площину, зображену на рис. 1.3, вважатимемо правою боковою стінкою хвилеводу (спостерігач знаходиться біля точки А й дивиться у напрямку точки Б). Якщо розташувати другу металеву площину в першій від поверхні поділу «метал–повітря» площині нульового електричного поля (уздовж лінії А–Б на рис. 1.3), то структура поля між цими площинами не зміниться, оскільки граничні умови залишаються виконаними. Цю площину можна вважати лівою боковою стінкою хвилеводу.

Дві інші стінки, паралельні до площини рисунка (верхня і нижня), можна розташувати на будь-якій довільній відстані b . Проте, як буде показано далі, доцільно вибирати $b < \lambda/2$. Введення верхньої та нижньої стінок також не змінює конфігурації поля між бічними стінками, оскільки на цих поверхнях виконуються обидві граничні умови. Таким чином, у створеного прямокутного хвилеводу ширина широкої стінки становить $a = \lambda / (2 \cos \alpha)$, а висота вузьких стінок дорівнює b .

Отже, при такій орієнтації електричного та магнітного полів плоскої хвилі, як на рис. 1.3, у хвилеводі формується хвиля типу Н (ТЕ). Вона виникає як результат накладання двох плоских хвиль, що поширюються під кутом α до бічних стінок та багаторазово від них відбиваються.

Подібний аналіз можна провести і для випадку, коли вектор електричного поля лежить у площині падіння ПЕМ-хвилі, а вектор магнітного поля перпендикулярний до цієї площини (на рис. 1.3 достатньо поміняти місцями вектори E і H , змінивши напрям H на протилежний; напрями $V_{\text{рад}}$ і $V_{\text{відб}}$

залишаться ті самі). Накладання падаючої та відбитої хвиль у цьому випадку створює хвилю типу Е (ТМ), яка поширюється вздовж відбивальної поверхні.

Типів Н- і Е-хвиль може бути дуже багато — вони відрізняються кількістю «осередків» поля, що вкладаються вздовж довгої або короткої сторони поперечного перерізу хвилеводу. Справді, у нашому прикладі для Н-хвилі (рис. 1.3) ліву бокову стінку можна було б розташувати на різних відстанях а від металевої поверхні. Єдина умова — щоб виконувалось рівняння:

$$\alpha \cos \alpha = \frac{\lambda}{2} * k \quad (1.1)$$

де k - будь-яке позитивне ціле число.

Інакше кажучи, уздовж широкої стінки хвилеводу може розташовуватися будь-яка кількість осередків поля. Те саме справедливо і для вузької стінки. Тому для класифікації хвиль використовують подвійний цифровий індекс, що ставиться після букви, яка позначає тип хвилі (H_{mn} або E_{mn}). Ці цифри показують кількість просторових півперіодів поля вздовж широкої (m) і вузької (n) стінок хвилеводу.

Наприклад, найпростіша магнітна хвиля позначається H_{10} або TE_{10} . У такій хвилі уздовж широкої стінки розташований один осередок, а електричне поле в поперечному перерізі має один максимум. Уздовж вузької стінки (по висоті хвилеводу) поле не змінюється.

У хвилеводах круглого перерізу також можуть поширюватися хвилі різних типів. Як і у прямокутному випадку, їх позначають літерами Е та Н із двома числовими індексами n і i . Тут n вказує на кількість періодів зміни інтенсивності поля вздовж окружності, а i — на кількість максимумів поля вздовж радіуса хвилеводу (не діаметра). Для деяких типів хвиль уздовж радіуса може розташовуватися неціле число півперіодів, тому значення індексу i округлюють до найближчого цілого числа у бік збільшення.

Те, який тип хвилі буде утворюватися у конкретному хвилеводі, залежить від багатьох факторів: форми поперечного перерізу, його розмірів, робочої довжини хвилі та способу збудження хвиль.

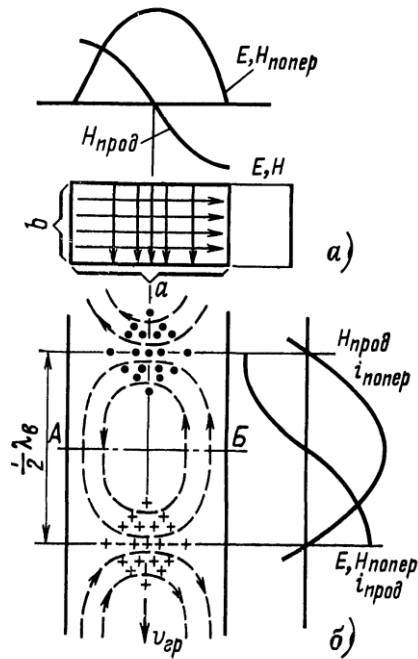


Рис.1.3. Орієнтування електричного і магнітного полів плоскої хвилі

1.2. Структура полів деяких типів хвиль в прямокутному хвилеводі.

Рис.1.4 ілюструє розподіл електричного та магнітного полів хвилі Н10 у вибраний момент часу. Окрім того, на зображенні показано струми, які протікають по внутрішніх поверхнях стінок хвилеводу. Для наочності магнітні силові лінії виконані штриховим позначенням, тоді як електричні лінії зображені суцільними.

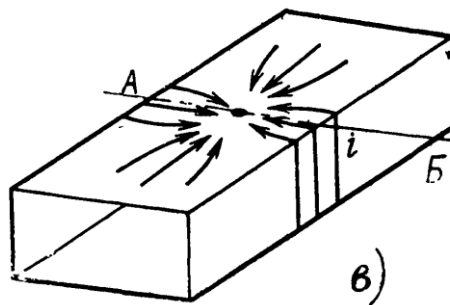


Рис.1.4. Структура поля хвилі Н10 у прямокутному хвилеводі: а — розподіл у поперечному перерізі; б — уздовж поздовжньої осі; в — картина поверхневих струмів на внутрішніх стінках (а — ширина широкої стінки, б — ширина вузької).

Щільність силових ліній відповідає величині напруженості поля. Електричне поле має нульову напруженість біля вузьких стінок і максимальну в центрі широких, що відповідає одному просторовому півперіоду. Магнітне поле характеризується наявністю поперечної та поздовжньої складових, які зміщені одна відносно одної на чверть довжини хвилі.

При повному поглинанні енергії навантаженням реалізується режим біжучої хвилі, оптимальний для передачі енергії. У випадку часткового відбиття формується стояча хвиля, що призводить до появи пучків струму та напруженості електричного поля, підвищення теплових втрат і можливого пробою.

Струми у стінках хвилеводу завжди перпендикулярні до магнітних ліній, їхня щільність визначається величиною H .

Для хвилі H_{10} характерні поздовжні та поперечні струми у широких стінках, а у вузьких — лише поперечні. Це слід враховувати при проектуванні: забезпечувати якісний контакт у кутах та можливість введення щілини в центрі широкої стінки без порушення роботи хвилеводу. Хвиля H_{10} є основною для прямокутних хвилеводів, тоді як інші хвилі належать до вищих типів.

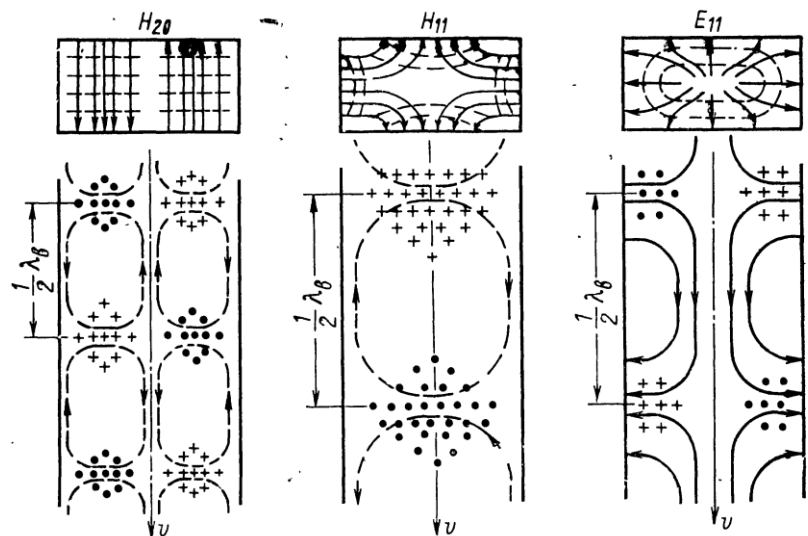


Рис.1.5. Структури полів хвиль H_{20} , H_{11} і E_{11} в хвилеводі прямокутного січення

Рис.1.5 демонструє карти розподілу електромагнітних полів для хвиль типів H_{20} , H_{11} та E_{11} . Для хвилі H_{20} характерним є наявність двох максимумів інтенсивності поля вздовж широкої стінки хвилеводу. Такий розподіл можна

інтерпретувати як дві сусідні картини хвилі H_{10} , розташовані уздовж широкої стінки, але зі зсувом фази на 180° у суміжних ділянках.

У випадку хвилі H_{11} розподіл електричного поля змінюється не лише вздовж широкої, а й уздовж вузької стінки, що формує складну конфігурацію поля в поперечному перерізі. Хвиля E_{11} має значно простішу структуру: магнітні силові лінії лежать у поперечній площині та утворюють замкнуті контури, тоді як електричне поле характеризується максимальною поздовжньою складовою на осі хвилеводу.

Варто зазначити, що хвилі типів E_{10} та E_{01} у прямокутних хвилеводах не реалізуються, оскільки їхня структура суперечить граничним умовам на ідеальному провіднику. Для Е-хвиль у стінках хвилеводу протікають лише поздовжні струми, що дозволяє спростити конструкцію: вона може бути виконана з чотирьох металевих пластин, які не з'єднані в кутах, а лише механічно скріплені в кількох точках уздовж довжини, забезпечуючи необхідну жорсткість і міцність.

1.3 Структура полів деяких типів хвиль в круглих хвилеводах.

Рис.1.6 ілюструє трансформацію картин електромагнітних полів хвиль H_{10} та E_{11} у прямокутному хвилеводі при поступовому переході його поперечного перерізу від прямокутної форми до овальної, а далі — до круглої. Відповідні конфігурації полів у круглому хвилеводі реалізуються як хвилі типів H_{11} та E_{01} , що є аналогами хвиль H_{10} та E_{11} прямокутного хвилеводу.

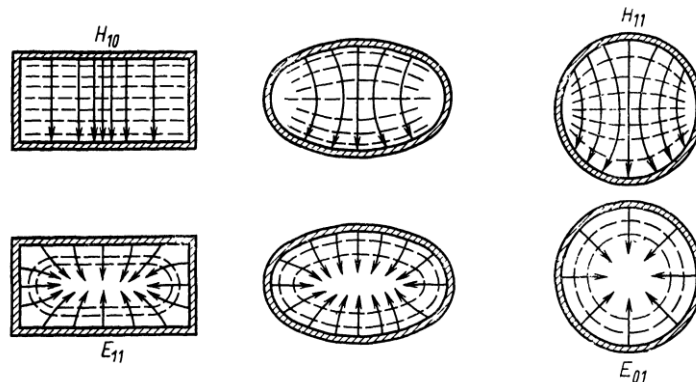


Рис.1.6. Зміна структури електромагнітних полів хвиль H_{10} та E_{11} у хвилеводі при трансформації поперечного перерізу.

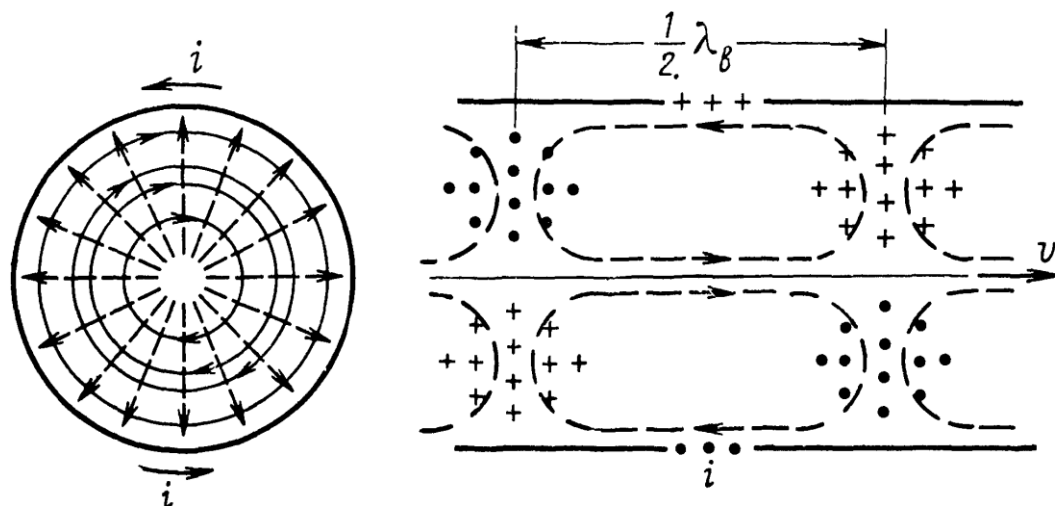


Рис.1.7. Картини поля хвилі H_{01} в круглому хвилеводі (i - напрямок кільцевих струмів в стінках хвилеводу).

У круглому хвилеводі основним типом хвилі є H_{11} . Електромагнітне поле хвилі E_{01} має осьову симетрію; як і для будь-якої хвилі Е-типу, струми у стінках течуть виключно в поздовжньому напрямку.

Варто підкреслити, що індекси хвиль у прямокутних і круглих хвилеводах не мають прямої закономірності відповідності: хвиля H_{10} у прямокутному хвилеводі відповідає за структурою хвилі H_{11} у круглому, а хвиля E_{11} — хвилі E_{01} . Особливе практичне значення має хвиля H_{01} , картина поля якої наведена на рис. 1.8.

Електричні силові лінії цієї хвилі утворюють концентричні кола в поперечному перерізі, а магнітні — витягнуті уздовж осі петлі. Відмінною рисою є наявність лише кільцевих струмів у стінках хвилеводу, що забезпечує зменшення втрат енергії зі зростанням частоти, на відміну від інших хвиль, де втрати збільшуються.

Завдяки осьовій симетрії хвилі H_{01} та E_{01} широко застосовуються у хвилеводах для обертових з'єднань, наприклад, між нерухомим трактом і антеною, що обертається.

1.4. Узгоджені навантаження для ліній передачі.

Одним із найпоширеніших елементів НВЧ-трактів є узгоджені навантаження, призначені для поглинання потужності, переданої по лінії. Вони також використовуються як еквіваленти антен при налаштуванні передавальної апаратури та в якості еталонного опору у вимірювальних НВЧ-пристроях, наприклад, в установках для визначення матриць розсіювання багатополюсних вузлів.

Основною електричною характеристикою узгодженого навантаження є модуль його коефіцієнта відображення (або відповідні величини КБВ чи КСВ) у заданій смузі частот. Практично можливо створювати навантаження з $|\Gamma| \leq 0,01$ у відносній смузі $\Delta f/f_0 = 20\text{--}30\%$ і більше. Оскільки значення $|\Gamma|$ дуже мале, вимоги до фази коефіцієнта відбиття не жорсткі — вона може приймати будь-яке значення в інтервалі від 0 до 2π .

Важливою характеристикою є також допустима поглинаюча потужність. Існують навантаження для низької потужності (≤ 1 Вт) і для високої потужності. Конструктивне виконання навантажень залежить від типу лінії передачі, частотного діапазону та рівня потужності. Виділяють зосереджені та розподілені навантаження; останні, завдяки збільшеним розмірам і масі, можуть витримувати більшу потужність.

У коаксіальному тракті простим варіантом навантаження є зосереджений резистор з опором, рівним хвильовому опору лінії передачі. Проте на сантиметрових хвилях розміри резистора порівнянні з довжиною хвилі, вхідний опір стає частотно-залежним, що погіршує узгодження.

Щоб знизити коефіцієнт відображення та розширити робочу смугу, коаксіальні навантаження сантиметрового діапазону часто виконують у вигляді відрізків нерегулярної лінії передачі з втратами. Поглинаючі елементи можуть бути об'ємними або у вигляді тонких поглинаючих плівок. Наприклад, навантаження з об'ємним конусоподібним елементом досягає хорошої якості узгодження при довжині елемента $\geq \lambda$ (рис. 1, а).

Широко використовуються коаксіальні навантаження з поглинаючими елементами у вигляді керамічних циліндрів, покритих металооксидними або вуглецевими провідними плівками. Товщина плівки обирається малою у порівнянні з глибиною проникнення струму, завдяки чому поверхневий опір практично не залежить від частоти. Щоб забезпечити чисто активне входне опір у значному частотному діапазоні, такі навантаження комплектують нерегулярними металевими екранами з оптимальними профілями та розмірами. На рис. 1, б показана коаксіальна навантаження з екраном ступінчастої форми; оптимальна якість узгодження досягається при $\lambda \geq 0,61\lambda$ та зменшеному діаметрі екрану відповідно до хвильового опору Z_0 основного коаксіального хвилеводу. Довжина уступу зовнішнього провідника повинна бути трохи менша за довжину поглинаючого елемента.

Найширшосмуговіші коаксіальні навантаження мають зовнішній екран воронкоподібної форми (рис. 1, в). При виборі форми екрану за рівнянням $r(z) = ae^{Az}$ (де a — діаметр внутрішнього провідника, A — константа) навантаження працює для $A > 1$. Існують також навантаження з більш широким діапазоном, у яких екран має профіль у вигляді спеціальної кривої — трактиси.

Для полоскових ліній передачі узгоджені навантаження виконують у вигляді тонкоплівкових смужок із резистивних матеріалів, нанесених на полоскову плату та закорочених з одного кінця на екран.

Товщина смужки обирається в кілька разів меншою за глибину проникнення струму, а довжина — малою у порівнянні з довжиною хвилі. Через обмежену площу тепловідведення такі навантаження витримують лише невелику потужність. Щоб збільшити розсіювану потужність, застосовують протяжні навантаження ($l \sim \lambda$) у вигляді відрізків регулярних або нерегулярних ліній передачі з втратами.

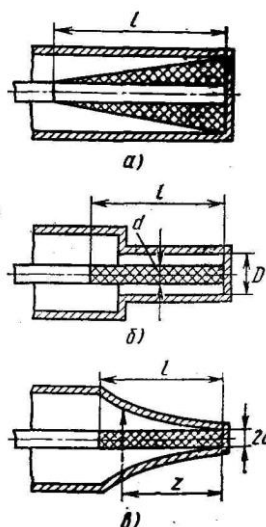


Рис.1.8. Коаксіальні узгоджені навантаження

Ефективність роботи навантажень визначається правильним підбором форми поглинаючої поверхні. У смугових вузлах НВЧ широко застосовуються навісні навантаження, що виконуються у вигляді керамічних пластинок або стрижнів із нанесеним плівковим поглинаючим покриттям. При реалізації навантажень на смугових платах виникають труднощі із забезпеченням короткого замикання смугових провідників на екрани ліній. У випадку вузької смуги частот ($\Delta f_c/f_0=5-8\%$) ці труднощі долаються використанням чвертьхвильових розімкнутих шлейфів, що мають близький до нуля вхідний опір. Хвильоводні узгоджені навантаження реалізуються у вигляді поглинаючих вставок змінного профілю, розташованих у відрізку короткозамкнутого хвильоводу. Для малопотужних навантажень застосовуються тонкі діелектричні пластини з графітовим або металевим плівковим покриттям (рис. 1.9, а). У випадку високотужних навантажень використовуються об'ємні поглинаючі вставки (рис. 1.9, б–г), виготовлені з композитних матеріалів на основі порошків графіту, карбонільного заліза або карбіду кремнію.

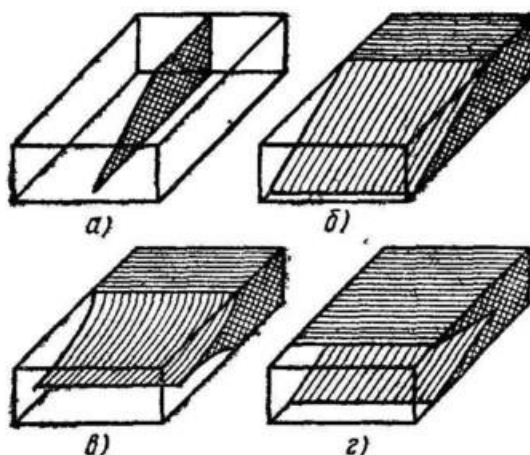


Рис.1.9. Хвиеводні узгоджені навантаження

Зменшення відображень у хвиеводних навантаженнях досягається шляхом надання поглинаючим вставкам спеціальної форми — клиноподібної або пірамідальної. Найкращі результати в широкій смузі частот забезпечують вставки, вхідна частина яких має експоненціальний профіль у площині вектора електричного поля. Для усунення відбиття від короткозамикача необхідно, щоб вставка створювала ослаблення на рівні 20–25 дБ. Для ефективного тепловідведення площа контакту вставки зі стінками хвиеводу повинна бути максимальною, а зовнішня поверхня хвиеводу обладнується радіатором, що забезпечує відведення тепла при роботі у високочастотному діапазоні.

1.5. Роз'єми і зчленування в тракті НВЧ

Збирання та розбирання трактів НВЧ здійснюється за допомогою спеціальних роз'ємів, які повинні забезпечувати надійний електричний контакт у місцях з'єднання провідників.

Основні вимоги до таких елементів полягають у збереженні узгодження та електричної міцності тракту, мінімізації втрат потужності та виключенні паразитного випромінювання. У високоякісних коаксіальних з'єднувачах для гнучких кабелів контактні елементи виконуються у вигляді пружинних цанг і штекерів (рис. 1.10, а), які утримуються за допомогою різьбових або інших фіксуючих пристроїв.

Геометричні параметри провідників у таких з'єднувачах підбираються з урахуванням властивостей діелектрика, що забезпечує сталість хвильового опору лінії. При правильному монтажі узгодження характеризується середньоквадратичним значенням коефіцієнта стоячої хвилі (КСВ) у межах 1,05–1,15. Для жорстких коаксіальних ліній та хвилеводів, призначених для роботи на підвищених рівнях потужності, з'єднувачі виконуються без опорних діелектричних шайб (рис. 1.10, б). У багатьох випадках вони повинні бути герметичними, що забезпечує захист внутрішніх поверхонь провідників від зовнішніх впливів та підвищує електричну міцність тракту завдяки створенню надлишкового тиску всередині.

1.6. З'єднувачі хвилеводних трактів

З'єднання відрізків прямокутних хвилеводів здійснюють за допомогою фланців двох типів: контактних і дросельних. Контактні притерті фланці вимагають ретельної обробки і суворої паралельності дотичних поверхонь і можуть забезпечувати високу якість зчленування, яке, однак, швидко погіршується при багаторазових перезбираннях тракту.

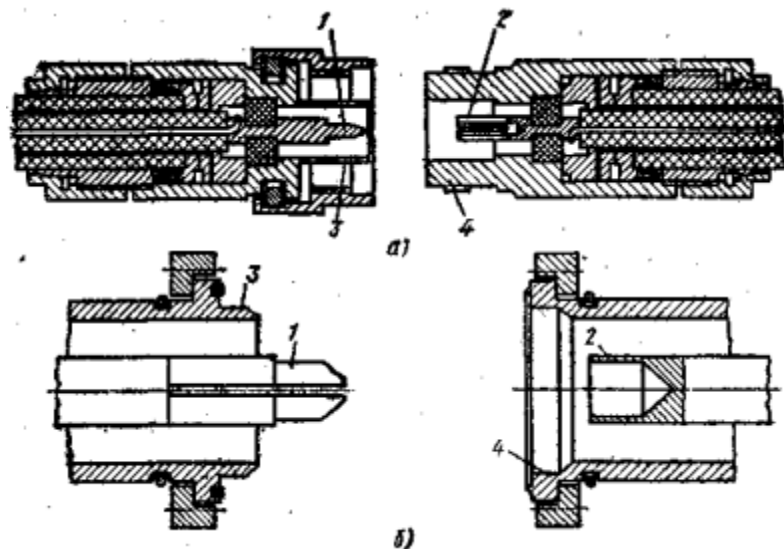


Рис.1.10. Високочастотні коаксіальні з'єднувачі: 1 - штиревий контакт 2 - гніздовий контакт; 3 - штирева втулка; 4 - гніздова втулка

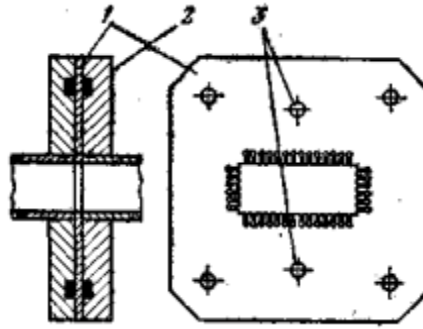


Рис.1.11. Контактний хвилеводний фланець: 1 - контактна прокладка; 2 - канавки з ущільнювачем; 3 – отвори для фіксуючих штифтів

Для покращення якості контакту між фланцями на штифтах застосовують бронзову прокладку з рядом розведених пружних пелюсток, що прилягають до внутрішнього периметру поперечного перерізу з'єднуваних хвилеводів (рис. 1.11). Захист з'єднання від пилу та вологи забезпечують гумові ущільнювальні кільця, розміщені в канавках на фланцях з обох сторін контактної прокладки.

У дросельному фланці (рис. 1.12) контакт між хвилеводами відбувається через послідовний короткозамкнений шлейф довжиною $\lambda_B/2$, виконаний у вигляді канавок і поглиблень всередині фланця. Чвертьхвильова ділянка між точкою короткого замикання А та точкою механічного контакту В функціонує як коаксіальний хвилевід з хвилею типу Н11, а друга чвертьхвильова ділянка між точкою механічного контакту В та точкою підключення шлейфа до хвилеводу С є відрізком радіальної лінії передачі.

Точка механічного контакту розташована у вузлі розподілу поверхневого струму J, тому на опорі контакту r_k практично не виділяється потужність. Віртуальне коротке замикання між хвилеводами в точці С забезпечується тим, що сумарна довжина дросельних канавок від точки А до точки С становить $\lambda_B/2$. Для захисту порожнини тракту від зовнішніх впливів використовується ущільнювальна прокладка, укладена у додаткову концентричну канавку.

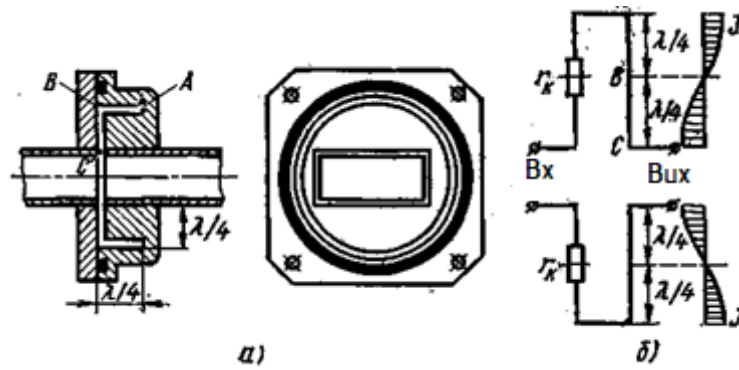


Рис.1.12. Дросельний хвиеводний фланець: а - ескіз; б - схема заміщення

Дросельні фланці нечутливі до якості механічного контакту та невеликих перекосів у з'єднанні і не погіршують електричну міцність тракту. До їхніх недоліків належать частотна залежність якості узгодження та складність конструкції.

1.7. Повороти ліній передачі

Повороти та вигини ліній передачі відносяться до нерегулярностей, які знижують якість узгодження та електричну міцність НВЧ-трактів. У кутових згинах будь-яких ліній передачі частково порушується поширення хвиль вищих типів, для яких характерний певний запас електромагнітної енергії.

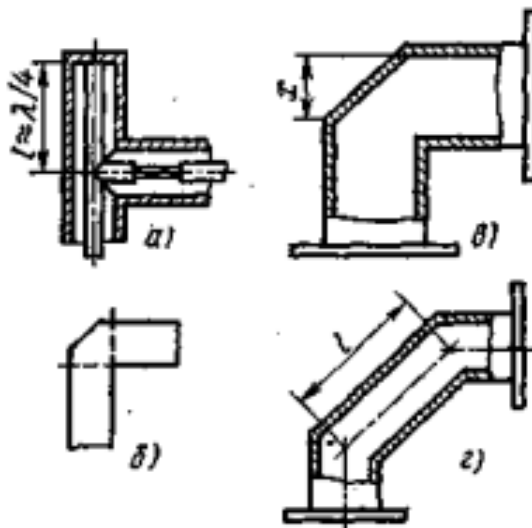


Рис.1.13. Поворот ліній передачі з компенсацією відображень

Для мінімізації відображень, що виникають через вигини ліній передачі, конструкції доповнюють різними узгоджувальними елементами. Наприклад, 90°

вигин коаксіального тракту поєднують із чвертьхвильовим ізолятором і доповнюють невеликою проточкою на внутрішньому провіднику лінії (рис. 13, а). Підбір розташування та розмірів проточки, а також правильний вибір довжини чвертьхвильового ізолятора дозволяють забезпечити гарне узгодження тракту у широкій смузі частот.

Повороти в полоскових лініях передачі узгоджують за допомогою «підрізання» зовнішніх кутів приблизно на одну третину діагоналі, що з'єднує внутрішній і зовнішній кути повороту (рис. 13, б). Такі компенсовані повороти додають невелике додаткове запізнювання у лінію передачі, яке слід враховувати при розрахунку електричних довжин резонансних відрізків. Підрізання кутів ефективно зменшує відображення також у прямокутних і круглих хвилеводах, причому оптимальний розмір скосу визначають за графіками з довідкової літератури (рис. 1.13, в).

Концентрація силових ліній електричного поля в області вигинів знижує електричну міцність тракту. Цей недолік значною мірою усувається застосуванням подвійних поворотів або плавних вигинів. У подвійних поворотах (рис. 1.13, г) дві нерегулярності розносять на відстань $l \approx \lambda V/4$. Поліпшення узгодження досягається як за рахунок зменшення відображень від кожної нерегулярності, так і через взаємну компенсацію їхніх відображень.

Плавні вигини тракту можна моделювати схемою заміщення у вигляді відрізка лінії передачі з дещо зміненим хвильовим опором. Для поліпшення узгодження рекомендується збільшувати радіус вигину або вибирати довжину вигину, кратну $\lambda V/2$.

1.8. Переходи між лініями передачі різних типів

Поширеними елементами НВЧ-трактів є переходи між різними лініями передачі, які також виконують роль збудників хвиль заданого типу. З погляду схеми заміщення, такі переходи можна розглядати як взаємні реактивні чотириполюсники, при проектуванні яких основна увага приділяється забезпеченню високої якості узгодження входів у смугу частот при збереженні

необхідної електричної міцності. Розглянемо кілька типових конструкцій переходів.

Збудження прямокутного хвилеводу з хвилею типу H10 від коаксіального хвилеводу з T-хвилею здійснюється за допомогою коаксіально-хвилеводних переходів (рис. 1.14). Основним елементом таких переходів є обтічні електричним струмом штирі, розташовані в короткозамкненому з одного боку хвилеводі паралельно силовим лініям електричного поля E.

У зондовому переході (рис. 1.14, а) узгодження входів досягається за рахунок регулювання довжини зонда l_z та підбору відстаней l і x , що визначають його положення. Для розширення смуги частот бажано збільшувати діаметр зонда d . При правильному виконанні зондовий перехід забезпечує смугу частот узгодження 15–20 % щодо розрахункової частоти при КБВ $\geq 0,95$. Недоліком є зниження електричної міцності через концентрацію силових ліній поля E на кінці зонда.

Частково цю проблему усуває коаксіально-хвилеводний перехід із послідовним шлейфом (рис. 1.14, б), проте навіть при ретельному підборі відстаней l і $l_{ш}$ робоча відносна смуга частот обмежена ~ 7 %.

Кращі результати за якістю узгодження та електричною міцністю демонструє перехід із поперечним стрижнем (рис. 1.14, в), доповнений індуктивною діафрагмою. У такій конструкції досяжна відносна смуга частот узгодження близько 15 %.

Максимальна широкосмуговість (~ 20 % при КБВ $\geq 0,95$) і висока електрична міцність досягаються в коаксіально-хвилеводних переходах «гудзикового» типу (рис. 1.14, г). Для цього необхідний ретельний експериментальний підбір форми провідників та додаткове налаштування узгодження за допомогою індуктивної діафрагми.

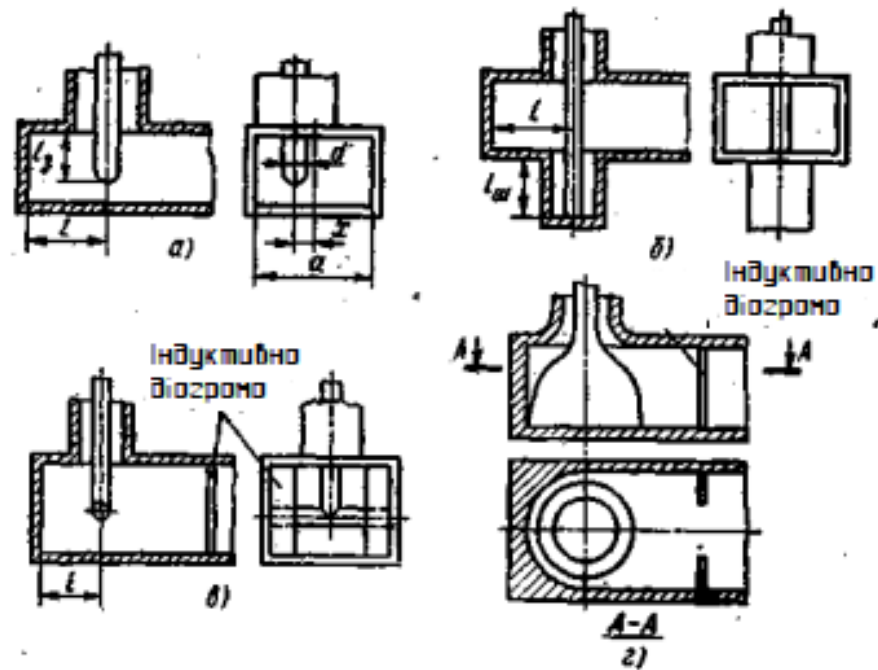


Рис.1.14. Коаксіально-хвильоводні переходи: а - зондський; б - з коаксіальним шлейфом; в - з поперечним стрижнем; г-гудзиковий

Застосування коаксіально-хвильоводних переходів для збудження хвилі E10 в круглому хвильоводі показано на рис. 1.15 на прикладі з'єднання, яке обертається.

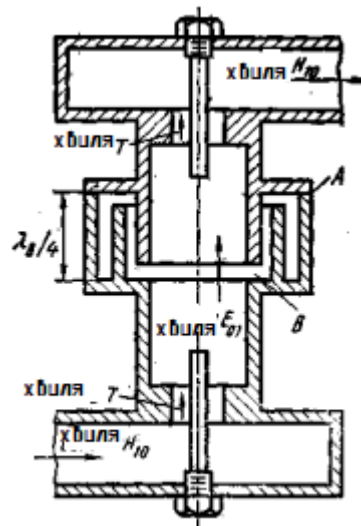


Рис.1.15. Хвильоводне обертання з'єднання з хвилею типу E01

Короткі відрізки коаксіального хвильоводу з Т-хвилею забезпечують фільтрацію хвиль вищих типів та запобігають виникненню паразитної аксіально-несиметричної хвилі H11 у круглому хвильоводі (ця хвиля належить до нижчого

типу, ніж хвиля E01). З'єднання обертових частин круглого хвильоводу виконують за допомогою коаксіального дроселя довжиною $\lambda_0/2$, аналогічного дроселям обертового коаксіального зчленування.

Порушення хвилі нижчого типу H11 у круглому хвильоводі можливе через плавний перехід від прямокутного хвильоводу із поступовою зміною форми поперечного перерізу від прямокутної до круглої (рис. 16, а).

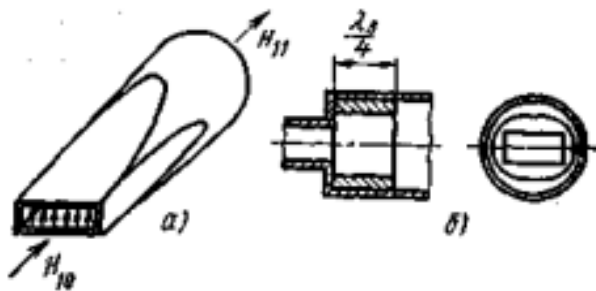


Рис.1.16. Співвісні переходи від прямокутного хвильоводу з хвилею H01 до круглому хвильоводу з хвилею H11

Якщо довжина такого переходу перевищує довжину хвилі, відображення у широкій смузі частот залишаються незначними. У більш компактному вузькополосному переході (рис. 1.16, б) зчленування співвісних прямокутного та круглого хвильоводів здійснюється через узгоджувальну чвертьхвильову вставку з овальним поперечним перерізом.

Хвиля H11 у круглому хвильоводі також може збуджуватися через отвір у бічній стінці від прямокутного хвильоводу. Якщо широкі стінки прямокутного хвильоводу орієнтовані паралельно осі круглого хвильоводу (рис. 1.17, а), у круглому хвильоводі збуджуються хвилі H11, що поширюються в обидва боки від відгалуження з однаковими фазами. При поперечному розташуванні збуджуючої щілини (рис. 1.17, б) хвилі, що виникають праворуч і ліворуч від щілини, мають протифазну залежність.

Щоб забезпечити передачу хвилі H11 лише в одному напрямку, один кінець круглого хвильоводу закручується. У разі розгалуження, показаного на рис. 1.17, а, відстань між центром щілини та короткозамикачем повинна бути близькою до $\lambda_B/4$, а у варіанті на рис. 1.17, б — близькою до $\lambda_0/2$.

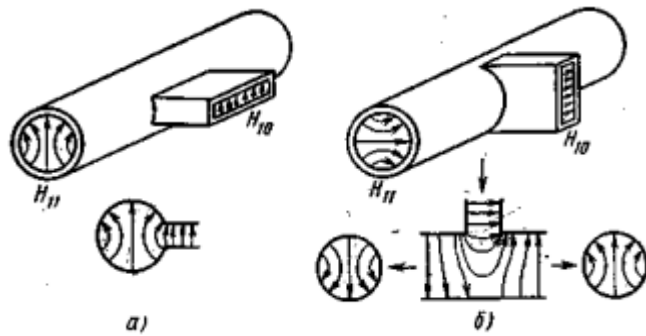


Рис.1.17. Трійникове розгалуження прямокутного і круглого хвильоводів

Розглянемо тепер деякі компактні способи збудження осесиметричною хвилі E_{01} в круглому хвильоводі від прямокутного хвильоводу з хвилею H_{10} , які не використовують проміжних коаксіально-хвильоводних переходів.

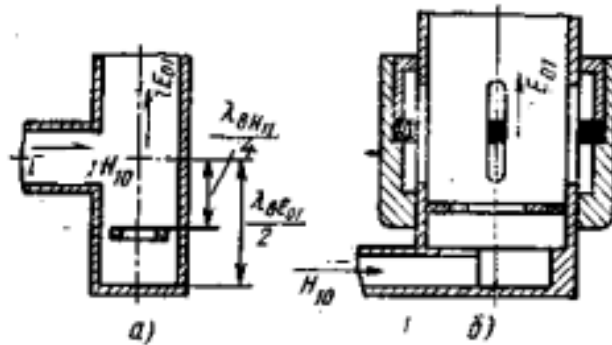


Рис.1.18. Способи збудження хвилі E_{01} в круглому хвильоводі

У пристрої, показаному на рис. 1.18, а, прямокутний хвильовід з'єднується з круглим через поперечний отвір. Для ефективного збудження хвилі E_{01} один кінець круглого хвильоводу закручується на відстані $\lambda_{E_{01}}/2$ від збудливого отвору. Щоб придушити паразитну хвилю нижчого типу H_{11} , яка також виникає через отвір, у короткозамкненому відрізку круглого хвильоводу встановлюють тонке металеве кільце. Периметр кільця підбирають близьким до λ_0 , щоб хвиля H_{11} викликала в ньому резонансні коливання з однією варіацією струму по периметру. Таке резонансне кільце діє на хвилю H_{11} подібно до короткозамикача. Розташування кільця на відстані $\lambda_{H_{11}}/4$ від центру щілини дозволяє ефективно придушити коливання хвилі H_{11} у круглому хвильоводі. При цьому хвиля типу E_{01} , силові лінії поля E якої перпендикулярні провіднику кільця, практично не зазнає впливу резонансного кільця.

Інший варіант збудника хвилі E_{01} у круглому хвилеводі з високим ступенем придушення паразитної хвилі H_{11} показаний на рис. 1.18, б. Прямокутний хвилевід зчленовується з круглим аналогічно попередньому прикладу, із коротким замиканням однієї половини круглого хвилеводу безпосередньо в зоні з'єднання. Додатково у круглому хвилеводі розташовано резонансне кільце, закручене для хвилі H_{11} . Хвиля H_{11} , що пройшла через резонансне кільце, поглинається через поздовжні щілини в стінках круглого хвилеводу, збуджуючи коаксіальний резонатор з коливаннями типу H_{01} .

У пучку поля E цього резонатора розміщене кільце-поглинач, де відбувається виділення енергії хвилі H_{11} . Хвиля E_{01} не створює поперечних струмів на стінках круглого хвилеводу і тому не взаємодіє з поздовжніми щілинами та резонатором з поглиначем.

Особливо складним завданням є конструкція збудників хвилі H_{01} у круглому хвилеводі. Головною вимогою тут є забезпечення високої чистоти збудження хвилі H_{01} при одночасному ефективному придушенні всіх нижчих і вищих типів хвиль, здатних поширюватися у круглому хвилеводі великого діаметру.

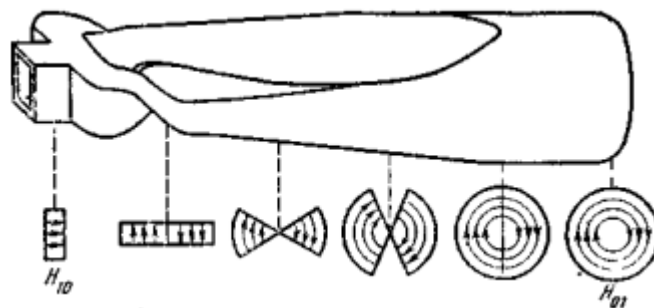


Рис.1.19. Плавний перехід для збудження хвилі H_{01} в круглому хвилеводі

На рис. 1.19 представлено одну з можливих конструкцій переходу від прямокутного хвилеводу з хвилею H_{10} до круглого хвилеводу з хвилею H_{01} , яка базується на принципі поступової деформації форми поперечного перерізу та структури електричного поля. Система включає хвилеводний E -трийник і два поздовжніх вигини на 90° у протилежних напрямках, що утворюють два

прямокутні хвилеводи, з'єднані вузькими стінками та містять поля однакової амплітуди з протилежними фазами.

Далі ця система плавно трансформується у два секторні хвилеводи з загальним ребром. Поступове збільшення кута розкриву секторних хвилеводів призводить до формування круглого хвилеводу з поздовжньою металевою перегородкою. Переривання цієї перегородки не змінює структури електромагнітного поля, і на виході переходу утворюється круглий хвилевід з хвилею Н01. Для забезпечення високої чистоти збудження хвилі Н01 довжина такого переходу повинна бути достатньо великою.

Також певні складнощі виникають при забезпеченні доброї якості узгодження у широкій смузі частот для переходів від смужкових ліній передачі до коаксіальних або прямокутних хвилеводів.

Коаксіально-смужкові переходи, залежно від взаємного розташування провідників, можуть бути співвісними або перпендикулярними (рис. 1.20).

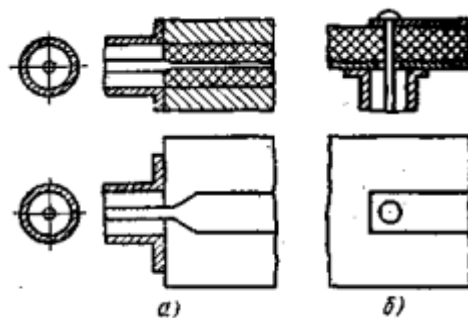


Рис.1.20. Коаксіально-смужкові переходи

Для зменшення нерегулярностей у зоні з'єднання необхідно, щоб діаметр зовнішнього провідника коаксіального хвилеводу був близьким до відстані між зовнішніми пластинами симетричної смужкової лінії або до подвоєної товщини основи несиметричної смужкової лінії. Узгодження у співвісному переході покращується завдяки виконанню скосів на кінці смужкового провідника (рис. 1.20, а). Перпендикулярний коаксіально-смужковий перехід (рис. 1.20, б) узгоджується шляхом оптимального вибору діаметра з'єднувального штиря, що проходить крізь діелектричну основу, а також розмірів коаксіальної діафрагми на

виході хвилеводу та короткого розімкнутого шлейфа зі смужкового провідника. У практиці такі переходи часто поєднують із коаксіальними з'єднувачами.

Пристрої, призначені для збудження смужкової лінії передачі від прямокутного хвилеводу з хвилею Н10, отримали назву хвилеводно-смужкових переходів. Реалізація з'єднання смужкової лінії з прямокутним хвилеводом може здійснюватися через плавний або ступінчастий перехід у П-подібному хвилеводі (рис. 1.21, а).

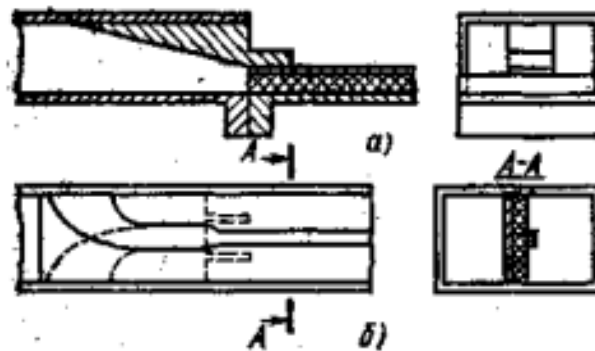


Рис.1.21. Хвилеводно-смужкові переходи

Запропонована конструкція переходу забезпечує широкосмугове узгодження прямокутного хвилеводу зі смужковою лінією передачі та ефективно усуває паразитне випромінювання, що виникає на відкритому кінці хвилеводу. Інший варіант хвилеводно-смужкового переходу, в якому частина хвилеводу використовується як корпус для смужкового вузла, наведено на рис. 1.21, б. Конструкція виконана на діелектричній пластині, розташованій уздовж середньої площини прямокутного хвилеводу паралельно силовим лініям електричного поля. На обох поверхнях пластини нанесені провідники, що з'єднуються відповідно з верхньою та нижньою стінками хвилеводу, утворюючи плавний перехід до симетричної смужкової лінії. Далі на цій же пластині формується несиметрична смужкова лінія, яка збуджується від стрічкової через симетричний пристрій у вигляді двох чвертьхвильових щілин у екрані. Екран несиметричної лінії замикає широкі стінки хвилеводу, що перешкоджає проникненню хвилі Н10 у ділянку хвилеводу зі смужковим вузлом.

1.9. Висновки до розділу 1

Розділ присвячено комплексному дослідженню хвильоводів прямокутного та круглого поперечного перерізів, а також процесам поширення в них електромагнітних хвиль. Розглянуто питання класифікації типів хвиль, наведено структуру полів окремих хвиль у прямокутних та круглих хвильоводах. Описано принципи побудови узгоджених навантажень для ліній передачі, конструктивні особливості роз'ємів і зчленувань у трактах НВЧ, з'єднувачів хвильоводних трактів, а також методи реалізації поворотів ліній передачі та переходів між лініями різних типів.

РОЗДІЛ 2

ОСНОВНА ЧАСТИНА

2.1. Загальні відомості

Фільтром називають пристрій, який призначений для передачі електромагнітної потужності в певному діапазоні частот (так званий смузі пропускання) до узгодженого навантаження, одночасно значно послаблюючи потужність поза цим діапазоном.

Залежно від розташування смузи пропускання та смузи загородження фільтри поділяються на:

- фільтри нижніх частот (ФНЧ) — пропускають сигнали з частотами нижче певної граничної частоти і сильно послаблюють сигнали вище неї;
- фільтри верхніх частот (ФВЧ) — пропускають сигнали з частотами вище граничної частоти і пригнічують сигнали нижче неї;
- смугові (полосові) фільтри (СФ) — пропускають сигнали лише в обмеженому інтервалі між двома заданими частотами;
- режекторні (загороджувальні) фільтри (РФ) — навпаки, сильно послаблюють сигнали всередині певної вузької смузи частот і вільно пропускають сигнали поза нею (рис. 2.1).

До основних характеристик фільтрів належать:

- ширина смузи пропускання,
- ширина смузи загородження,
- середня (центральна) частота,
- рівень загасання в смузі пропускання,
- рівень загасання в смузі загородження,
- крутизна перехідної характеристики на краях смузи пропускання,
- коефіцієнти відбиття на вході та виході фільтра.

У хвилеводних трактах найчастіше застосовують ФВЧ, смугові фільтри та режекторні фільтри. Фільтри нижніх частот у чистому вигляді реалізувати на

хвильоводах складно; їх створюють лише на основі спеціальних конструкцій — вафельних або рифлених (гребінцевих) відрізків хвильоводів.

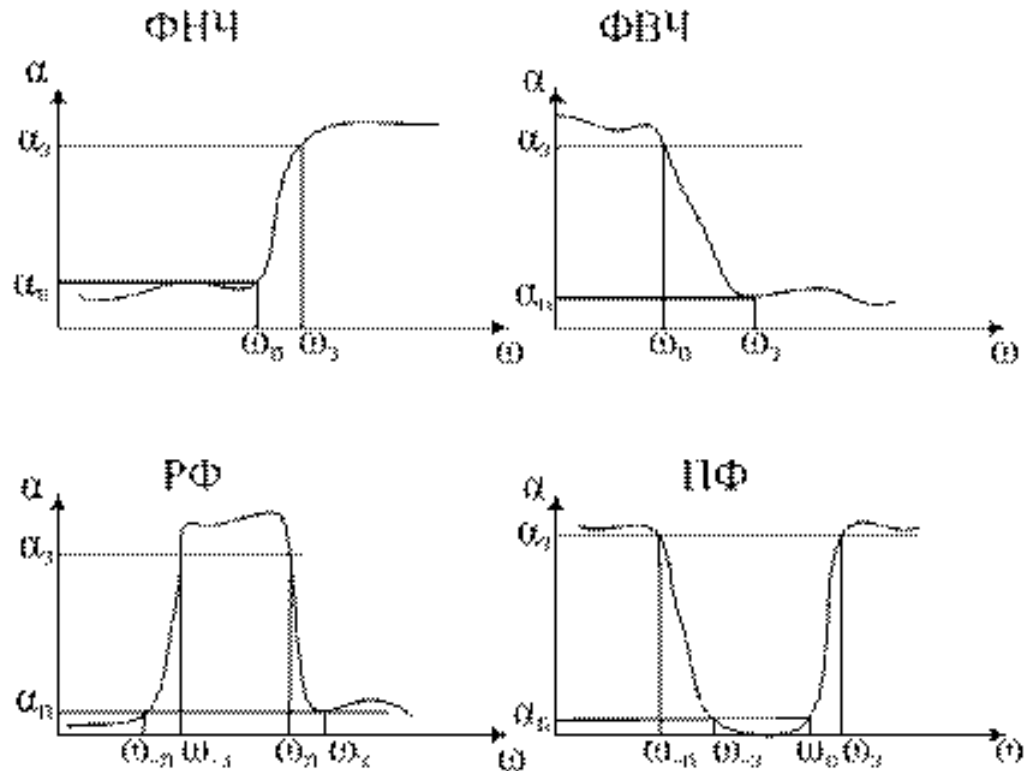


Рис.2.1. Частотні характеристики фільтрів

Найпоширенішими частотними характеристиками загасання фільтрів є чебишевська і максимально плоска.

Для чебишевської характеристики функція загасання (в децибелах) описується виразом

$$d = 10 \lg(1 + h^2 T_n^n(\omega)), \quad (2.1)$$

де $T_n(\omega')$ - поліном Чебишева першого роду n -го порядку; h -амплітудний множник; ω' - частотна змінна.

Функція загасання максимально плоскої характеристики описується співвідношенням

$$d = 10 \lg [1 + h^2(\omega) 2n], \quad (2.2)$$

де n - кількість ланок фільтра.

При однаковій кількості резонаторів (ланок) і однаковій ширині смуги пропускання чебишевський фільтр має значно крутіший спад частотної характеристики поза смугою пропускання, ніж фільтр із максимально плоскою АЧХ (Баттерворта). Проте плата за цю крутість — помітні пульсації (нерівномірність) амплітудно-частотної характеристики всередині самої смуги пропускання.

Більшість смугових фільтрів, реалізованих на хвильоводах, являють собою відрізки прямокутного або круглого хвильоводу з послідовно розташованими реактивними неоднорідностями — зазвичай це діафрагми (іридиси, штирі, вікна тощо).

Розташування цих неоднорідностей та їхні нормалізовані провідності підбираються так, щоб на центральній (резонансній) частоті f_p відбивані від кожної неоднорідності хвилі повністю компенсували одна одну в напрямку до входу фільтра.

Іншими словами, на частоті $f = f_p$ уся система неоднорідностей повинна виглядати для падаючої хвилі як узгоджене навантаження, тобто вхідна провідність фільтра на резонансі має точно дорівнювати хвильовій провідності основного хвильоводу:

$$Y_{\text{вх}} = G = 1/Z_x. \quad (2.3)$$

У цьому випадку коефіцієнт відбиття фільтра дорівнює нулю, тому вся потужність проходить через фільтр до навантаження.

На інших частотах рівність (2.3) не виконуватиметься, а тому з'явиться відбита хвиля і через фільтр проходитиме менша потужність.

2.2. Принцип роботи і конструкції фільтрів

Найпростішими смуговими частотними фільтрами, що мають практичне значення, є резонансні діафрагми в хвильоводі, зокрема діафрагми з різною формою вікон (рис. 2,2).

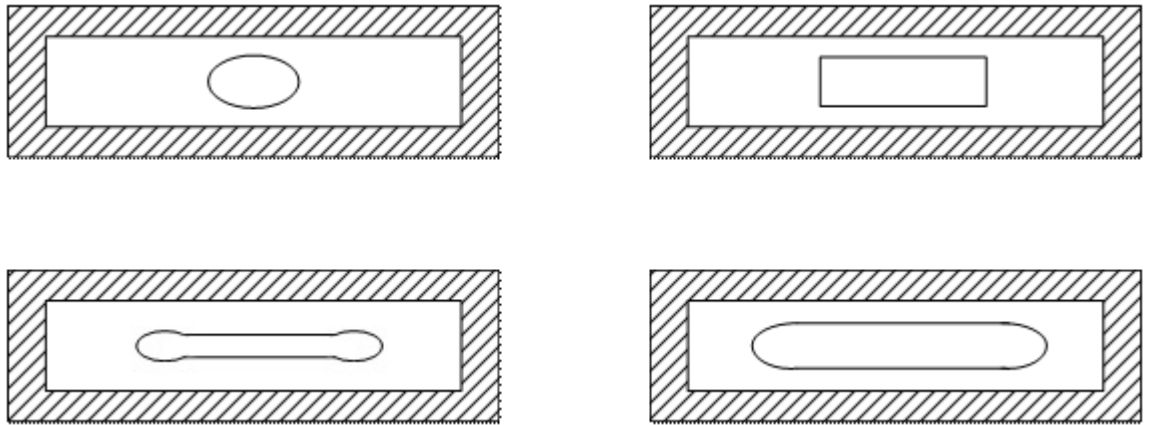


Рис.2.2. Деякі види резонансних діафрагм

Такі діафрагми розглядаються як комбінація ємнісної та індуктивної діафрагм одночасно, тому їх зручно представляти еквівалентною схемою у вигляді паралельного коливального контуру, ввімкненого в лінію передачі паралельно.

Коли ємнісна та індуктивна провідності діафрагми стають рівними за величиною (тобто $B_C = -B_L$), паралельний контур настроєно точно в резонанс. За відсутності втрат його вхідний опір на резонансній частоті стає нескінченно великим. У результаті при паралельному ввімкненні такий контур практично не впливає на проходження енергії вздовж лінії передачі — фільтр повністю «прозорий» на резонансній частоті.

Резонансна частота цього найпростішого одноланкового фільтра повністю визначається геометрією та розмірами вікна в діафрагмі.

У разі прямокутного вікна резонанс настає тоді, коли хвильовий опір звуженої ділянки хвилеводу (ділянки за вікном) стає рівним хвильовому опору основного (широкого) хвилеводу. При виконанні цієї умови відбиття від діафрагми зникає, і енергія проходить крізь неї без втрат на відбиття.

$$\frac{b}{a\sqrt{1-(\lambda/2a)^2}} = \frac{b'}{a'\sqrt{1-(\lambda/2a')^2}}, \quad (2.4)$$

де a, b - розмір широкої та вузької стінок хвилеводу; a' ,

b' - відповідні розміри діафрагми; λ - довжина хвилі у вільному просторі.

Оскільки одиночна резонансна діафрагма має відносно низьку добротність, вона не здатна забезпечити вузьку смугу пропускання та високу вибірність. Тому значно поширенішими є смугові хвильоводні фільтри, що складаються з кількох реактивних неоднорідностей (діафрагм, штирів тощо), розміщених уздовж хвильоводу на певних фіксованих відстанях одна від одної.

Кожна пара сусідніх реактивних елементів утворює хвильоводний об'ємний резонатор (резонансну камеру). Залежно від кількості таких резонаторів розрізняють однокамерні, двокамерні, трикамерні тощо фільтри.

Як смугові хвильоводні фільтри застосовують як окремі резонатори, так і їх каскадне з'єднання. У каскадному варіанті зв'язок між резонаторами може бути:

- безпосереднім (через спільну діафрагму або вікно);
- або через відрізки регулярних ліній передачі (хвильоводів) певної довжини (див. рис. 2.3).

Така структура дає змогу отримувати значно вужчі смуги пропускання, вищу вибірність і кращі характеристики фільтра загалом.

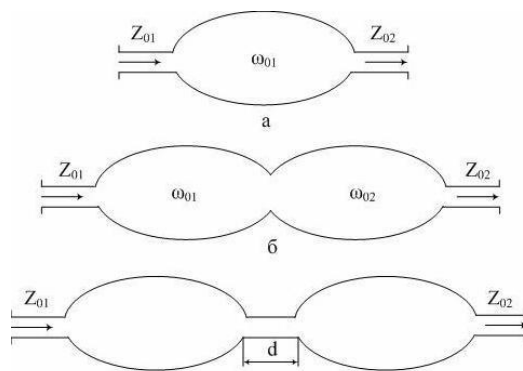


Рис.2.3. Смугові хвильоводні фільтри

При проєктуванні хвильоводних фільтрів активно використовуються трансформувальні властивості чвертьхвильових відрізків хвильоводу. У теорії синтезу фільтрів такий відрізок називають інвертором імпедансу (або інвертором опору). На рис. 4 показано найпоширеніші типи таких інверторів.

У техніці НВЧ особливо популярні хвильоводні смугові фільтри, виконані за східчастою схемою. Їхня еквівалентна схема повністю збігається зі схемою

східчастих фільтрів нижчих частот, що складаються із зосереджених реактивних елементів (рис. 2.5).

При реалізації цієї схеми в НВЧ-діапазоні:

- роль паралельного коливального контуру, ввімкненого паралельно в лінію, виконує прохідний хвильоводний резонатор із діафрагмами (або іншими зв'язуючими елементами) на вході та виході;

- роль послідовного коливального контуру, ввімкненого послідовно, відіграє той самий паралельний контур, але до його входу й виходу приєднані чвертьхвильові відрізки лінії (або відрізки довжиною $(2k+1)\lambda/4$ на центральній частоті фільтра). Таке приєднання перетворює паралельний резонанс на послідовний з точки зору основної лінії (див. рис. 2.4, д).

Аналіз показує, що обидві схеми, зображені на рис. 2.4, д, мають однакову частотну залежність коефіцієнта передачі. Завдяки цьому еквівалентну схему смугового фільтра (рис. 2.5) можна зобразити в альтернативному, повністю еквівалентному вигляді, як показано на рис. 2.6.

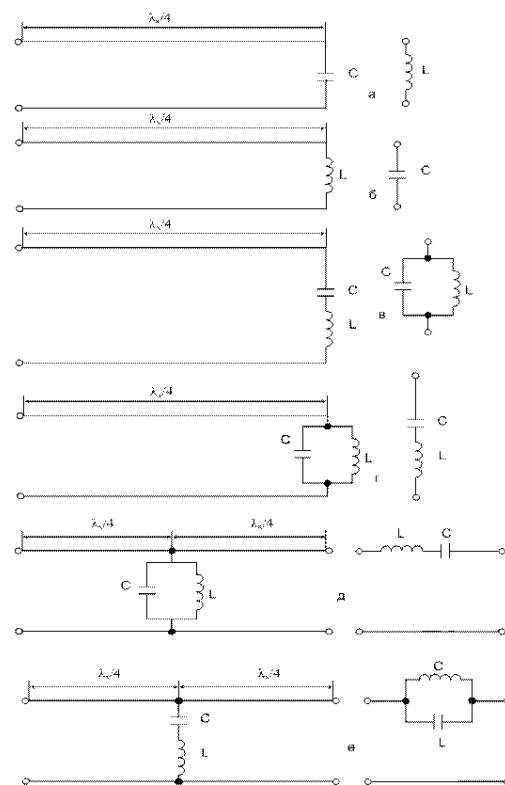


Рис.2.4. Можливі варіанти інвертуючих властивостей
чвертьхвильових відрізків лінії передачі

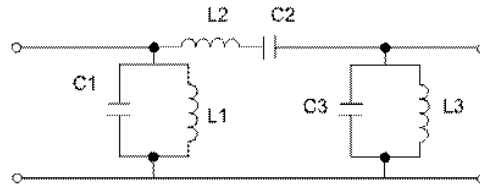


Рис.2.5. Схема східчастого фільтра

Принцип роботи смугового фільтра розглянемо на прикладі відрізка хвилеводу, обмеженого двома, наприклад індуктивними, діафрагмами.

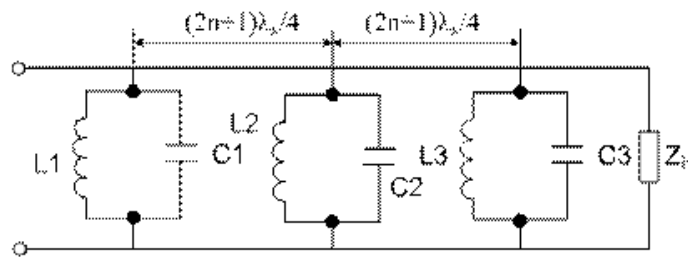


Рис.2.6. Еквівалентна схема смугового фільтра з чвертьхвильовими відрізками хвилеводів

Якщо в деякому перерізі 1 узгодженого хвилеводного тракту встановити індуктивну діафрагму з провідністю B_{11} , то сумарна зведена провідність Y_1' у цьому перерізі така:

$$Y_1' = 1 - iB_{11}' \quad (2.5)$$

Діафрагма створить відбиту хвилю, що рухатиметься в бік генератора, тобто в хвилеводному тракті встановиться режим змішаних хвиль. Знаючи трансформуючі властивості відрізків довгих ліній, можна стверджувати, що існує деякий переріз 2, розміщений на відстані l_k від перерізу 1, в якому реактивна складова провідності дорівнює за величиною і протилежна за знаком реактивній складовій провідності в перерізі 1, тобто

$$Y_2' = 1 + iB_C' \quad (2.6)$$

Якщо в перерізі 2 ввімкнути таку саму індуктивну діафрагму, як і в перерізі 1, то сумарна зведена провідність Y_{Σ}' у перерізі 2 дорівнюватиме

$$Y_{\Sigma}' = 1 + ib_c' - iB_{L1} = 1. \quad (2.7)$$

Отже, провідність у перерізі 2, тобто вхідна провідність фільтра, дорівнює хвильовій провідності, і тому в хвильоводному тракті від перерізу 2 у бік генератора встановиться режим біжучих хвиль. Однак це справедливо лише для резонансної частоти f_p . При зміні частоти (наприклад зменшенні) вхідна провідність фільтра матиме комплексний характер з індуктивною складовою реактивної провідності. При збільшенні частоти реактивна складова вхідної провідності має ємнісний характер.

З розглянутого вище випливає, що резонансна камера, утворена двома індуктивними діафрагмами, в діапазоні частот поводить себе як смуговий фільтр. Тому резонансна камера, подібно до резонансної діафрагми, еквівалентна паралельному контуру, ввідененому в лінію паралельно.

Навантажену добротність резонансної камери, утворену індуктивними діафрагмами, можна визначити за формулою

$$Q_H = \frac{1 + |B_L'|^2}{4[1 - (\lambda/2a)^2]} \operatorname{arctg} \frac{2B_L'}{|B_L'|^2 - 1}. \quad (2.8)$$

При великих провідностях ($|B_L'| > 10$)

$$1 + |B_L'| \approx |B_L'|, \text{ а } \operatorname{arctg} \frac{2B_L'}{|B_L'|^2 - 1} \approx \pi. \quad (2.9)$$

Тоді рівняння (2.8) можна записати так:

$$Q_H = \pi/4 \frac{|B_L'|}{1 - (\lambda/2a)^2}. \quad (2.10)$$

Як видно із співвідношення (2.10), для підвищення добротності потрібно збільшувати провідність діафрагми, тобто зменшувати розмір вікон.

Отже, смуга пропускання фільтра залежить від величини провідності (розміру вікон) діафрагм.

Від величини провідності діафрагми залежить також і довжина камери:

$$l_k = l'_k \lambda_x, \quad (2.11)$$

де l'_k - зведена відстань між діафрагмами при резонансній частоті.

Довжина камери, як правило, менша за $\lambda_x/2$, тобто

$$l_k = \lambda_x/2 - \Delta. \quad (2.12)$$

Із виразу для вхідної провідності фільтра при $f = f_p$ визначається

$$\Delta = \frac{\lambda_x}{2\pi} \arctg \frac{2}{|B_L'|}, \quad (2.13)$$

і тоді

$$l_k = \frac{\lambda_x}{2} - \frac{\lambda_x}{2\pi} \arctg \frac{2}{|B_L'|}. \quad (2.14)$$

Робота фільтра не порушується, якщо відстань між діафрагмами збільшити на ціле число півхвиль (тобто на $k \cdot \lambda_p/2$, де k — ціле). Таке подовження резонансних камер зменшує спотворення частотної характеристики, спричинені взаємодією вищих типів хвиль, які збуджуються самими діафрагмами. Крім того, зі збільшенням довжини камери зростає власна добротність резонаторів, оскільки для об'ємних хвильоводних резонаторів добротність приблизно пропорційна їхній фізичній довжині.

Однокамерні смугові фільтри не дають змоги отримати відносно вузьку смугу пропускання (менше 10 %). Для звуження смуги потрібно значно збільшити реактивність вхідної та вихідної діафрагм, тобто сильно зменшити розміри вікон. Це призводить до різкого зростання КСХ у камері, погіршення електричної міцності й підвищення ризику пробою.

Для отримання вузьких смуг пропускання та високої вибірності застосовують багатокамерні фільтри.

Багатокамерні хвилеводні фільтри складаються з двох, трьох і більше послідовно зв'язаних резонансних камер. Залежно від способу зв'язку між камерами розрізняють:

- фільтри з безпосереднім зв'язком — камери мають спільну діафрагму (або інший реактивний елемент), величина реактивності якої визначає коефіцієнт зв'язку;

- фільтри з об'ємним зв'язком — камери з'єднані відрізками регулярного хвилеводу, а ступінь зв'язку залежить від довжини цих відрізків.

Найпоширенішими є фільтри із симетричною структурою, оскільки вони забезпечують краще узгодження на центральній частоті та зручніші у виготовленні. У симетричних фільтрах перша й остання камери однакові, друга й передостання — також однакові тощо.

Багатокамерний фільтр має стільки власних резонансних частот, скільки в ньому резонансних камер. Тому в смузі пропускання з'являється відповідно кілька піків пропускання. Їхнє розташування залежить від величини зв'язку між камерами. Наприклад, для двокамерного фільтра:

- при зв'язку, більшому за критичний — два виражені максимуми;
- при критичному зв'язку — піки зливаються, утворюючи максимально плоску характеристику (аналог фільтра Баттерворта);
- при зв'язку, меншому за критичний — один центральний максимум, але з меншою амплітудою.

Таким чином, частотна характеристика двокамерного хвилеводного фільтра повністю збігається з поведінкою системи двох зв'язаних коливальних контурів.

На рис. 2.7 показано приклад двокамерного смугового фільтра з безпосереднім зв'язком, реалізованого за допомогою трьох індуктивних діафрагм, а також схему його заміщення.

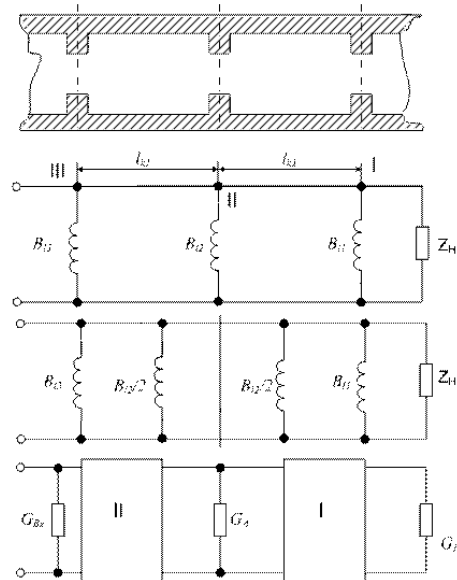


Рис.2.7. Двокамерний смуговий фільтр з безпосередніми зв'язками і схема його заміщення

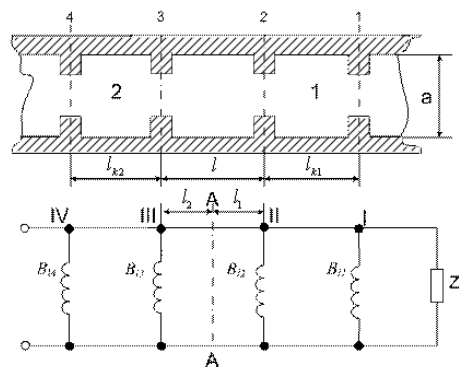


Рис.2.8. Хвильоводний смуговий фільтр з об'ємним зв'язком і схема його заміщення

Хвильоводний смуговий фільтр з об'ємним зв'язком складається з окремих резонансних камер довжиною l_k . Кожна камера утворюється двома ідентичними резонансними діафрагмами (зазвичай індуктивними або ємнісними). Камери з'єднуються між собою відрізками регулярного хвильоводу довжиною l . Таким чином, зв'язок між камерами здійснюється не через спільну стінку чи діафрагму, а через певний об'єм — відрізок хвильоводу.

На практиці довжину зв'язуючого відрізка l найчастіше вибирають рівною $\lambda_{\text{хв}}/4$ або, в загальному випадку, $(2m+1) \cdot \lambda_{\text{хв}}/4$ (де $m = 0, 1, 2, \dots$) на центральній частоті смуги пропускання. Через це такі фільтри часто називають фільтрами з чвертьхвильовим зв'язком.

У радіолокаційній техніці широко застосовуються найпростіші фільтри, що складаються лише з двох резонансних діафрагм, розміщених на відстані $\lambda_{\text{хв}}/4$ одна від одної. Кожна така діафрагма еквівалентна паралельному коливальному контуру. Тому пара діафрагм, розділених чвертьхвильовим відрізком, утворює еквівалент Γ -подібної півланки класичного смугового фільтра (один паралельний контур, ввімкнений паралельно, і один послідовний — послідовно).

Такі дводіафрагмові камери часто виконують подвійну функцію:

- смуговий фільтр;
- високочастотний захисний розрядник.

Для цього камеру герметизують і заповнюють розрідженим інертним газом (наприклад, аргоном). При передачі надвеликої потужності в камері виникає ВЧ-розряд (іонізація газу), що еквівалентно короткому замиканню: енергія далі через фільтр не проходить, захищаючи наступні елементи тракту.

Багатокамерні фільтри з об'ємним (чвертьхвильовим) зв'язком значно простіші у виготовленні та налагодженні, оскільки кожен резонансний камеру можна налаштовувати окремо, незалежно від інших.

2.3 Порядок розрахунку смугового фільтра

Смуговий фільтр у НВЧ-діапазоні можна реалізувати, послідовно вмикаючи кілька прохідних об'ємних резонаторів у лінію передачі.

Коефіцієнт передачі за потужністю $|T|^2$ і внесене фільтром загасання $B_{\text{ф}}$ пов'язані співвідношенням:

$$B_{\text{ф}} = -10 \lg |T|^2 = 10 \lg (1/|T|^2) \quad (2.15)$$

Ці величини залежать від кількості резонаторів і від їхніх навантажених добротностей $Q_{\text{нав}}$.

Під час проєктування кількість резонаторів і значення $Q_{\text{нав}}$ підбирають так, щоб виконувалися дві основні вимоги:

- у смузі пропускання ($f_- \leq f \leq f_+$) загасання було мінімальним і не перевищувало заданого рівня $B_{\phi} \leq B_{\phi \text{ max}}$;
- у смузі загородження ($f < f_{-3}$ та $f > f_{+3}$) загасання було не меншим за задане мінімальне значення $B_{\phi} \geq B_{\phi \text{ min}}$.

Цих вимог можна досягти різними способами, вибираючи тип апроксимації амплітудно-частотної характеристики. Найпоширеніші два варіанти:

- фільтри з максимально плоскою характеристикою в смузі пропускання (відповідь Баттерворта, рис. 2.9, а);
- фільтри з чебишевською характеристикою (рівнохвильові пульсації в смузі пропускання, рис. 2.9, б).

При однакових технічних вимогах (однакова ширина смуги, однакові $B_{\phi \text{ max}}$ і $B_{\phi \text{ min}}$) чебишевський фільтр потребує меншої кількості резонаторів, ніж фільтр з максимально плоскою характеристикою.

Однак недоліком чебишевських фільтрів є суттєвіше порушення лінійності фазо-частотної характеристики (більша нелінійність групової затримки) у смузі пропускання, що може бути критичним у деяких застосуваннях.

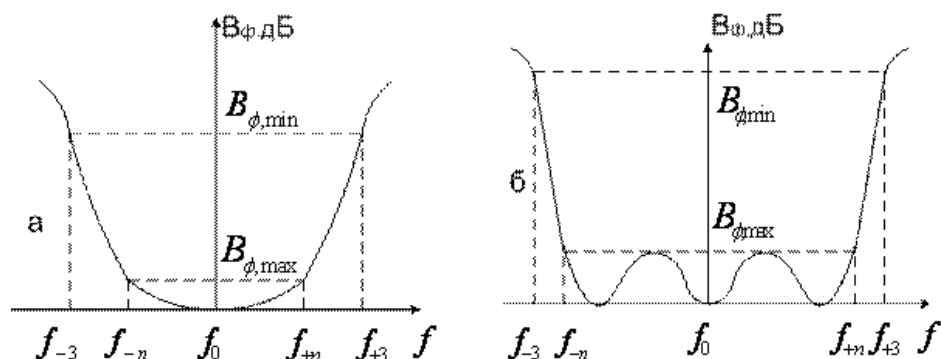


Рис.2.9. Максимально плоска і чебишевська характеристики смугових фільтрів

Величина загасання, що вноситься фільтром з максимально плоскою характеристикою, описується виразами:

$$B_{\phi} = 10 \lg \left[1 + h^2 \left(\frac{\eta}{\eta_1} \right)^{2n} \right], \quad (2.16)$$

$$\eta = \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}; \quad \eta_1 = \frac{f_n}{f_0} - \frac{f_0}{f_n}, \quad (2.17)$$

$$h^2 = 10^{\frac{B_{\phi \min}}{10}} - 1. \quad (2.18)$$

Число резонаторів η для такого фільтра

$$n = \frac{\sqrt{\frac{10^{\frac{B_{\phi \min}}{10}} - 1}{10^{\frac{B_{\phi \max}}{10}} - 1}}}{\lg \frac{\eta_2}{\eta_1}}, \quad (2.19)$$

де - $\eta_2 = \frac{f_3}{f_0} - \frac{f_0}{f_3}$; $B_{\phi \min}$. $B_{\phi \max}$ - загасання, виражені в децибелах.

Навантажені добротності резонаторів для фільтра з максимально плоскою характеристикою визначаються за формулою

$$Q_m = \frac{\sqrt[n]{h} \sin \frac{2m-1}{2n} \pi}{\eta_1}, \quad (2.20)$$

де m - порядковий номер резонатора ($m = 1, 2, 3, \dots, n$).

Величина загасання, що вноситься фільтром з чебишевською характеристикою,

$$B_{\phi} = 10 \lg (1 + h^2 \cdot T_n^2(\frac{\eta}{\eta_1})), \quad (2.21)$$

де h , η , η_1 , визначаються з рівнянь (2.17), (2.18); T_n - поліном Чебишева порядку n .

Необхідна кількість резонаторів для чебишевського фільтра:

$$n = \frac{\operatorname{arch} \sqrt{\frac{B_{\phi \min}}{10^{\frac{B_{\phi \max}}{10}} - 1}}}{\operatorname{arch} \frac{\eta_2}{\eta_1}}. \quad (2.22)$$

Навантажені добротності резонаторів з чебишвською характеристикою можна знайти за формулою:

$$Q_m = \frac{f_0}{2\Delta f_n} S_m, m = 1, 2, 3, \dots, n, \quad (2.23)$$

де

$$S_1 = \frac{a_0}{\gamma}; \quad S_2 = \frac{a_1 \cdot \gamma}{\gamma^2 + b_{\frac{n-3}{2}}^2}; \quad S_3 = \frac{a_2 \left(\gamma + b_{\frac{n-3}{2}}^2 \right)}{\gamma \left(\gamma^2 + b_{\frac{n-5}{2}}^2 \right)};$$

$$S_k = \frac{a_{k-1} \cdot a_{k-2}}{S_{k-1} \left(\gamma^2 + b_{\frac{n-(2k-1)}{2}}^2 \right)}; \quad \gamma = sh \left(\frac{1}{n} \operatorname{arch} \frac{1}{\eta} \right);$$

$$a_k = \sin \frac{2k+1}{2n} \pi; b_k = \cos \frac{2k+1}{2n} \pi.$$

При розрахунках фільтра можна виділити кілька основних моментів:

1. Вихідними даними для розрахунку є величини $f_0, f_n, f_3, B_{\phi \max}, B_{\phi \min}$;
2. З урахуванням додаткових вимог до фазової характеристики або габаритних розмірів фільтра обирають форму амплітудно-частотної характеристики та визначають необхідну кількість резонаторів.

3. Використовуючи формули (2,22) і (2,23), обчислюють потрібні значення добротностей усіх контурів еквівалентної схеми.

4. Оскільки в НВЧ-діапазоні еквівалентна схема реалізується за допомогою прохідних резонаторів, з'єднаних відрізками лінії передачі довжиною $(2k + 1)\lambda/4$, то з урахуванням вибіркового властивостей чвертьхвильових з'єднувальних відрізків добротність, визначену на попередньому етапі, можна подати у вигляді

$$Q'_m = Q_m + Q', \quad (2.24)$$

де Q'_m – початкова навантажена добротність резонатора m ; Q' -приріст навантаженої добротності, який визначається вибірковими властивостями чвертьхвильових відрізків:

$$Q'_m = Q_m - Q'. \quad (2.25)$$

Для визначення Q' першого і останнього резонаторів фільтра можна скористатись формулою:

$$Q' = \frac{\pi}{8} \cdot \frac{1}{\left[1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2\right]}. \quad (2.26)$$

Для будь-якого іншого резонатора, крім першого і останнього,

$$Q' = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{1}{\left[1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2\right]}. \quad (2.27)$$

Еквівалентна провідність діафрагм:

$$\frac{1}{B_m} = \frac{a}{(q+1)\lambda_x} \cdot \ln \frac{2(q+1)r\pi}{a} - 1.9 \frac{r}{\lambda_x} - \left(\frac{a}{\lambda_x}\right) \cdot \frac{1 + 2\left(\frac{a}{\lambda}\right)^2}{4(q+1)^3}, \quad (2.28)$$

де r - радіус індуктивного стержня; q - кількість стержнів у діафрагмі; a - розмір широкої стінки хвилеводу.

Знаючи провідність діафрагм, легко визначити відстань між діафрагмами:

$$l_m = p \cdot \frac{\lambda_x}{2} + \frac{\lambda_1}{2\pi} \arctg \frac{2}{B_m}, \quad (2.29)$$

де $p = 1, 2, 3, \dots$

Відстань між двома сусідніми резонаторами розраховують так:

$$l'_{m(m+1)} = \frac{l_m + l_{m+1}}{2} - \frac{\lambda_x}{4}, \quad (2.30)$$

де $l_{m(m+1)}$ - відстань між m і $(m + 1)$ резонаторами; l_m і l_{m+1} - відстань між діафрагмами m і $(m + 1)$ резонаторів.

2.3. Висновки до розділу 2

У цьому розділі представлено результати дослідження хвильоводних смугових фільтрів, наведено загальні відомості щодо їх принципів роботи та конструктивних особливостей. Основними параметрами таких фільтрів є: смуга пропускання, смуга загородження, середня частота, коефіцієнт загасання в смузі пропускання, коефіцієнт загасання в смузі загородження, крутість частотної характеристики на схилах смуги, а також коефіцієнти відбиття на вході та виході.

Також здійснено розрахунок смугового фільтра. Переважна більшість хвильоводних смугових фільтрів конструктивно виконуються у вигляді відрізків хвильоводу з реактивними неоднорідностями, сформованими діафрагмами.

РОЗДІЛ 3

НАУКОВО-ДОСЛІДНА ЧАСТИНА

3.1. Результати досліджень фільтрів на кутникових хвильоводах

Дослідження виконувалися з використанням прямокутних хвильовідних секцій з перетином 61×10 мм, які застосовуються як широкосмугові фільтрувальні та узгоджувальні елементи в складі антенно-хвильоводних суміщених НВЧ-трактів. Оскільки технологічні особливості виготовлення хвильоводів істотно впливають на технічні характеристики таких вузлів, виникає потреба в експериментальному дослідженні натурних зразків з метою виявлення закономірностей виникнення технологічних похибок. На рис. 3.1 схематично зображено хвильовідну секцію 1 фільтра з функціями узгодження, виконану на основі кутового хвильоводу з кутом згину 45° у Н-площині.

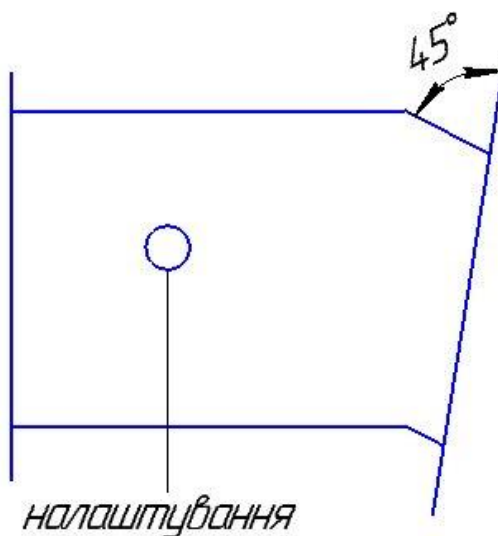


Рис.3.1. Фільтрувально-узгоджувальна секція 1 на основі кутового хвильоводу

На графіках, наведених на рис. 3.2–3.9, подано результати експериментальних вимірювань залежності коефіцієнта стоячої хвилі за напругою (КСХн) від частоти в широкосмуговому робочому діапазоні частот.

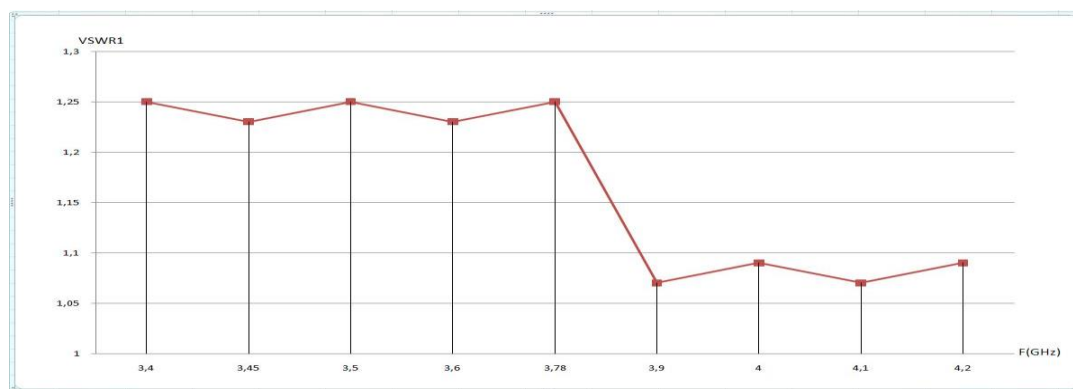


Рис. 3.2. Діаграма №1 вимірювання КСХн

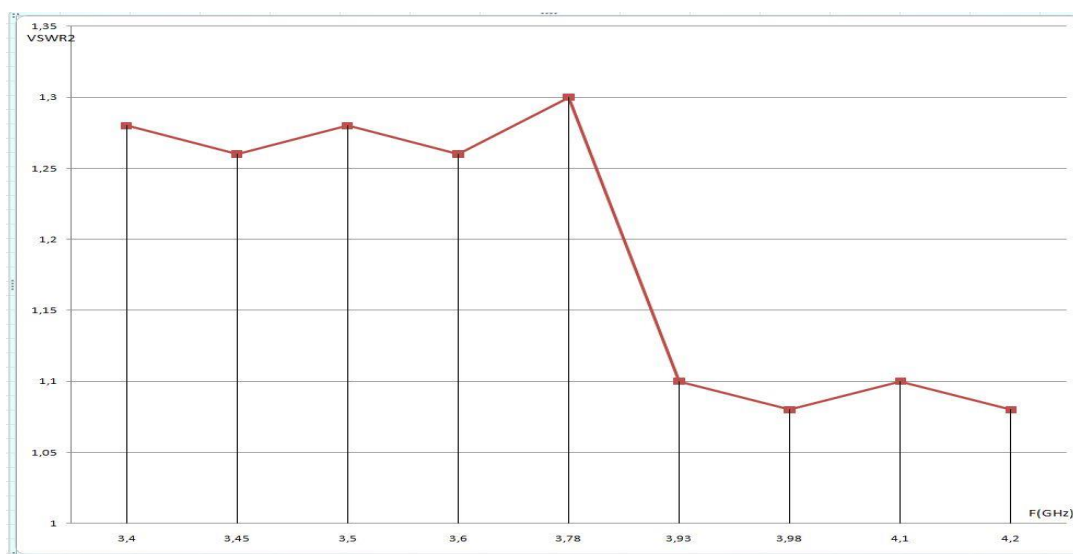


Рис.3.3. Діаграма №2 вимірювання КСХн

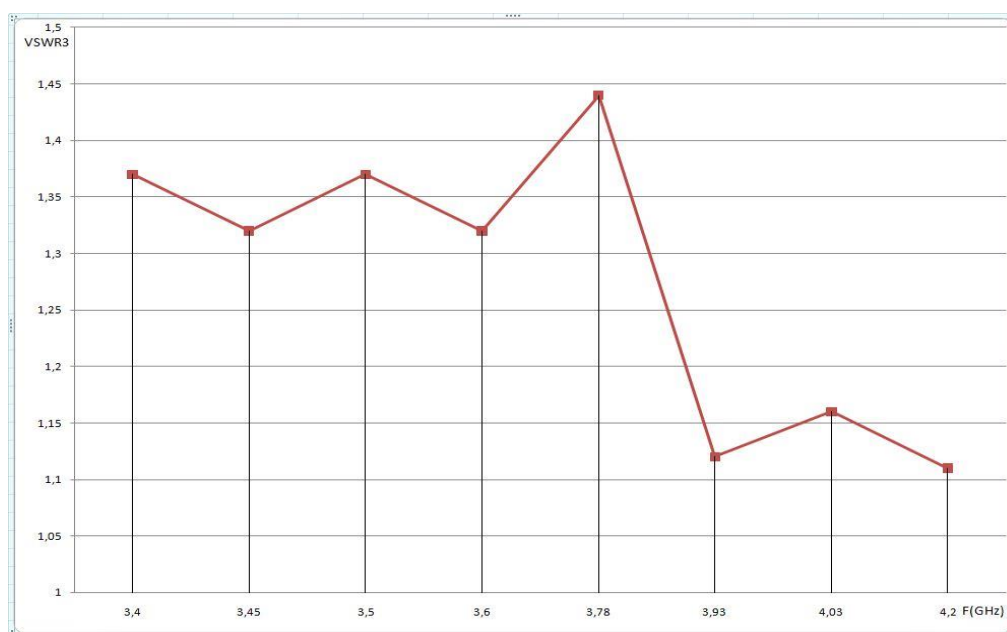


Рис.3.4. Діаграма №3 вимірювання КСХн

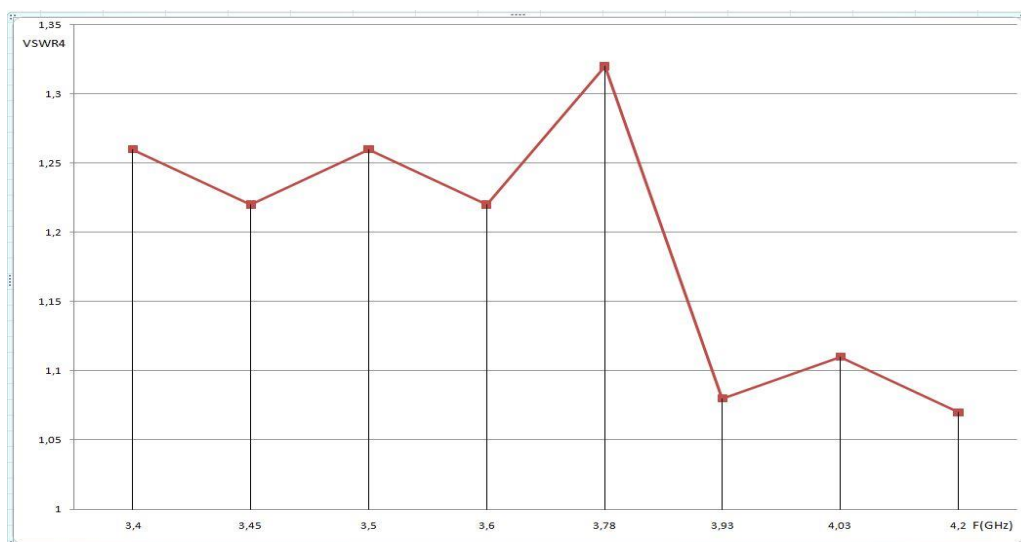


Рис.3.5. Діаграма №4 вимірювання КСХн

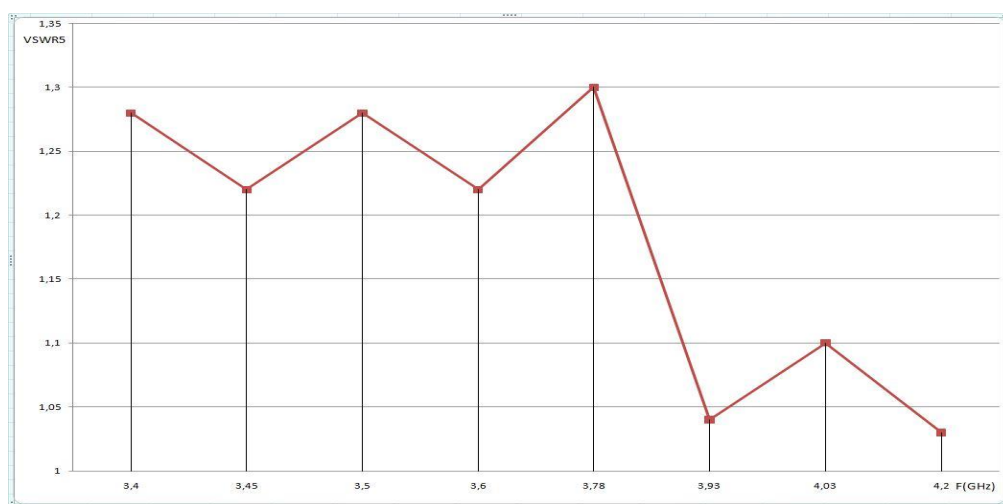


Рис.3.6. Діаграма №5 вимірювання КСХн

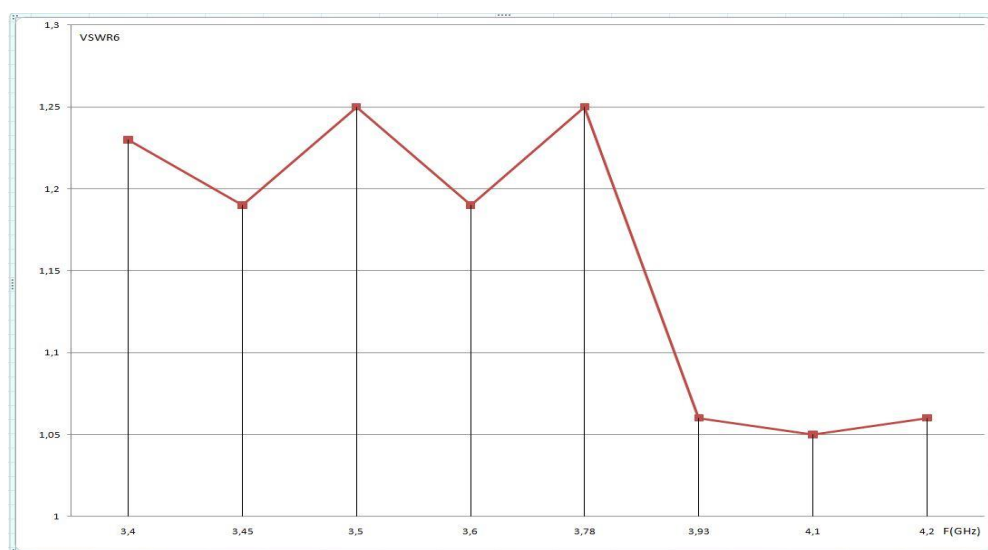


Рис.3.7. Діаграма №6 вимірювання КСХн

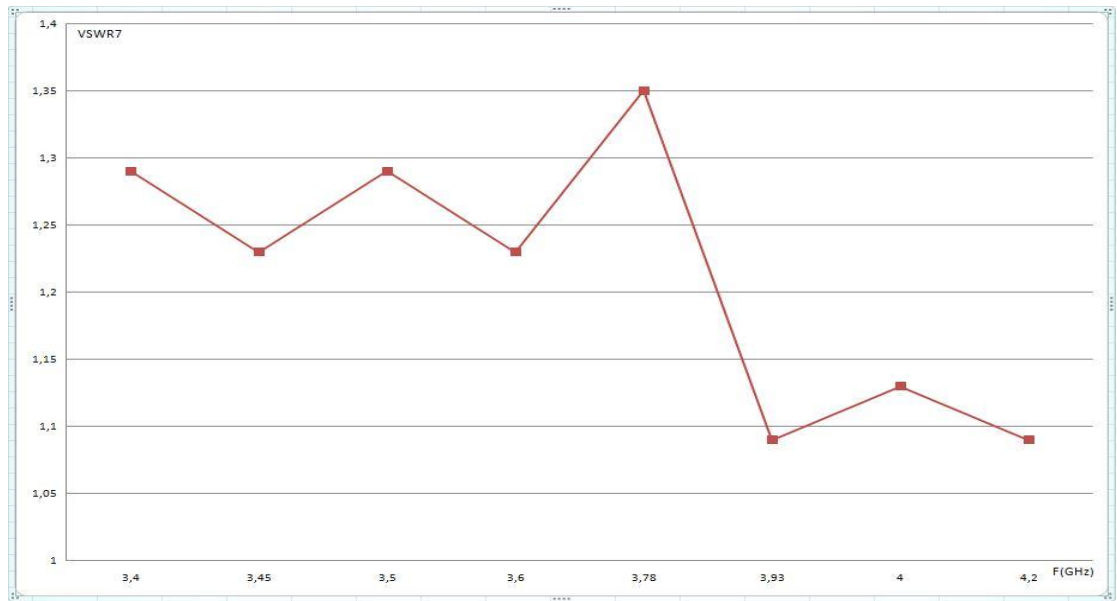


Рис.3.8. Діаграма №7 вимірювання КСХн

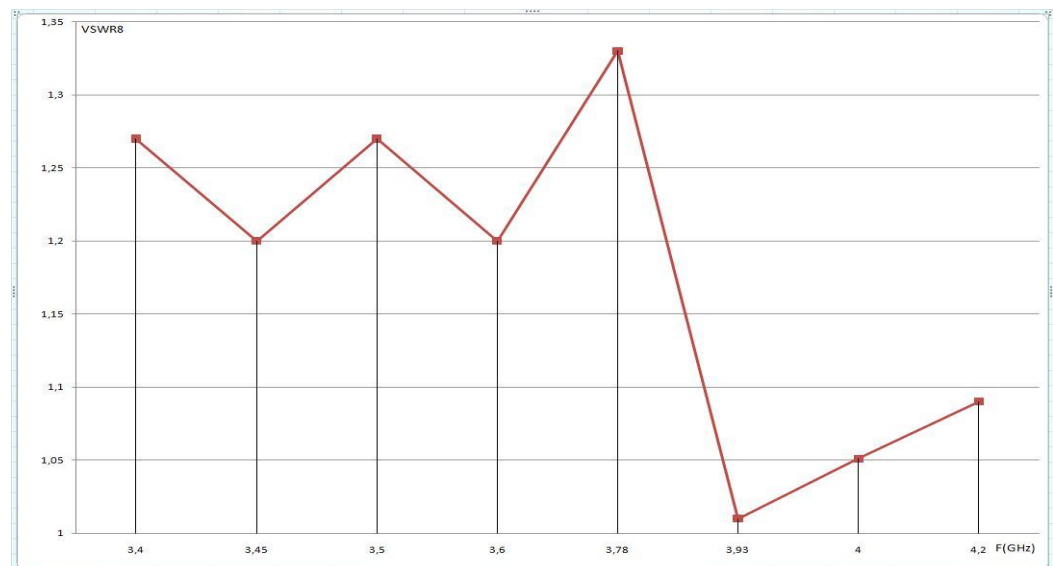


Рис.3.9. Діаграма №8 вимірювання КСХн

Результати експериментальних вимірювань засвідчили наявність чіткої закономірності та узгодженість виміряних значень коефіцієнта стоячої хвилі за напругою (КСХн) з теоретично розрахованими даними. Найкращі характеристики досліджуваного хвильоводного вузла спостерігаються у другому частотному піддіапазоні 3,8–4,2 ГГц.

З огляду на те, що КСХн також відображає рівень динамічних втрат у хвильоводному вузлі, отримані результати свідчать про мінімальні допустимі втрати сигналу в зазначеному частотному діапазоні.

На рис. 3.10 схематично наведено фільтрувально-узгоджувальну секцію 2, виконану на основі кутового хвилеводу з кутом згину 30° у Н-площині.

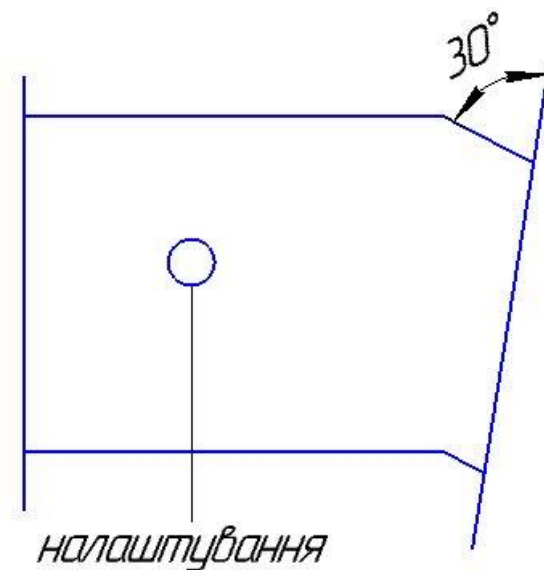


Рис.3.10. Фільтруючо-узгоджувальна секція 2 на основі кутникового хвилеводу

На рис.3.11-3.16 представлені графіки вимірювання КСХн від частоти широкопasmового робочого частотного діапазону.

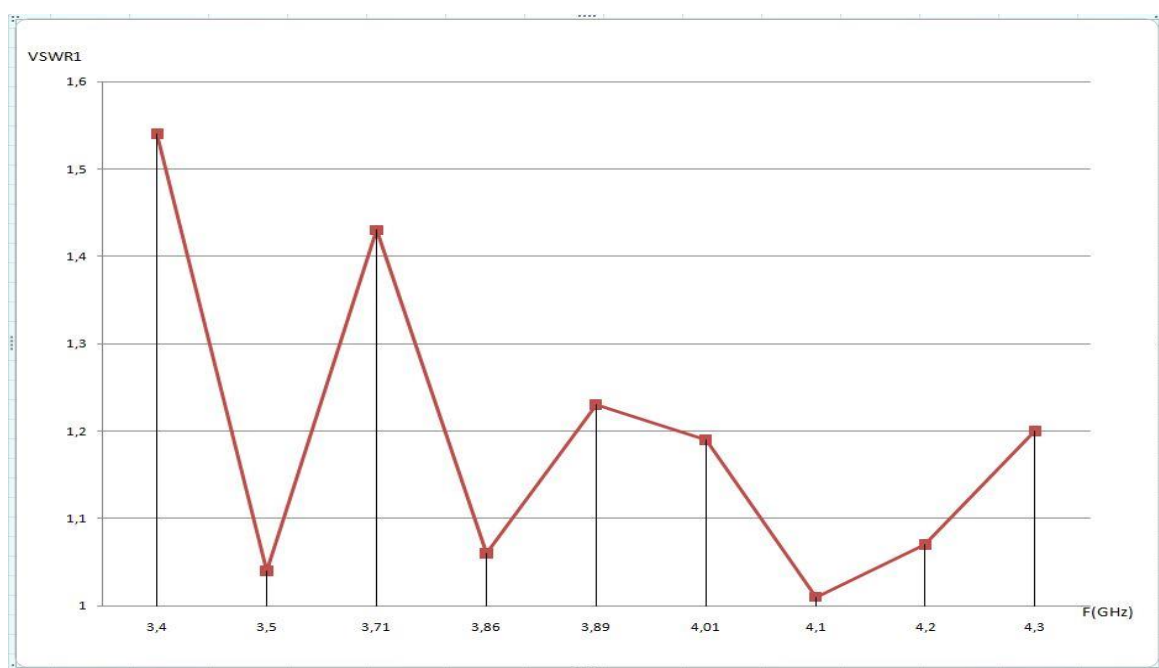


Рис.3.11. Діаграма №1 вимірювання КСХн

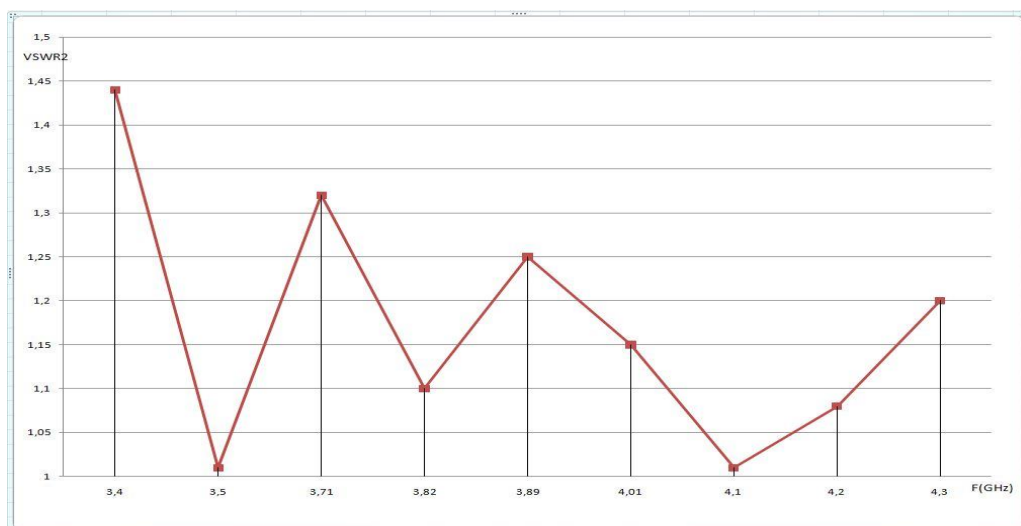


Рис.3.12. Діаграма №2 вимірювання КСХн

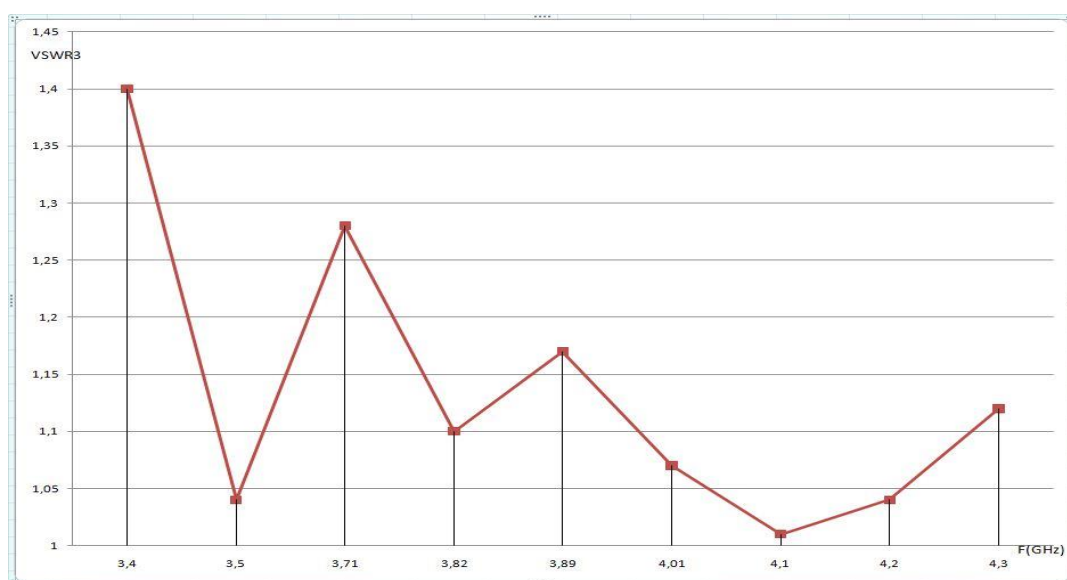


Рис.3.13. Діаграма №3 вимірювання КСХн

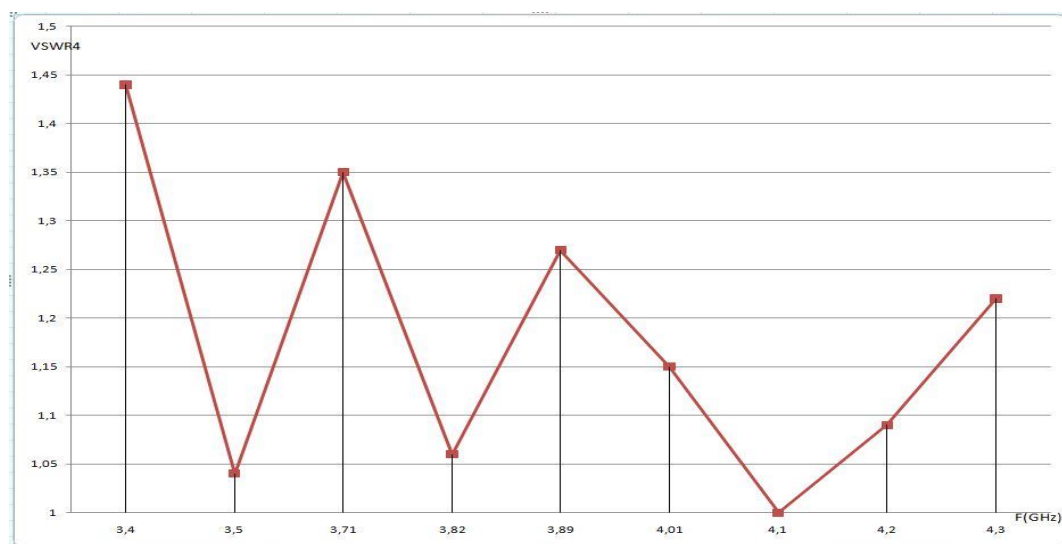


Рис.3.14. Діаграма №4 вимірювання КСХн

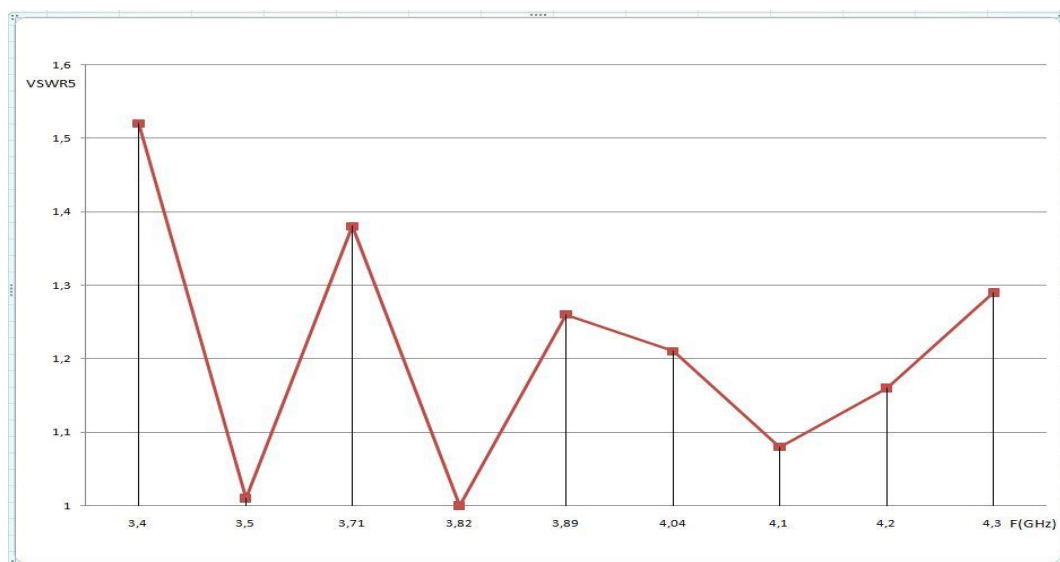


Рис.3.15. Діаграма №5 вимірювання КСХн

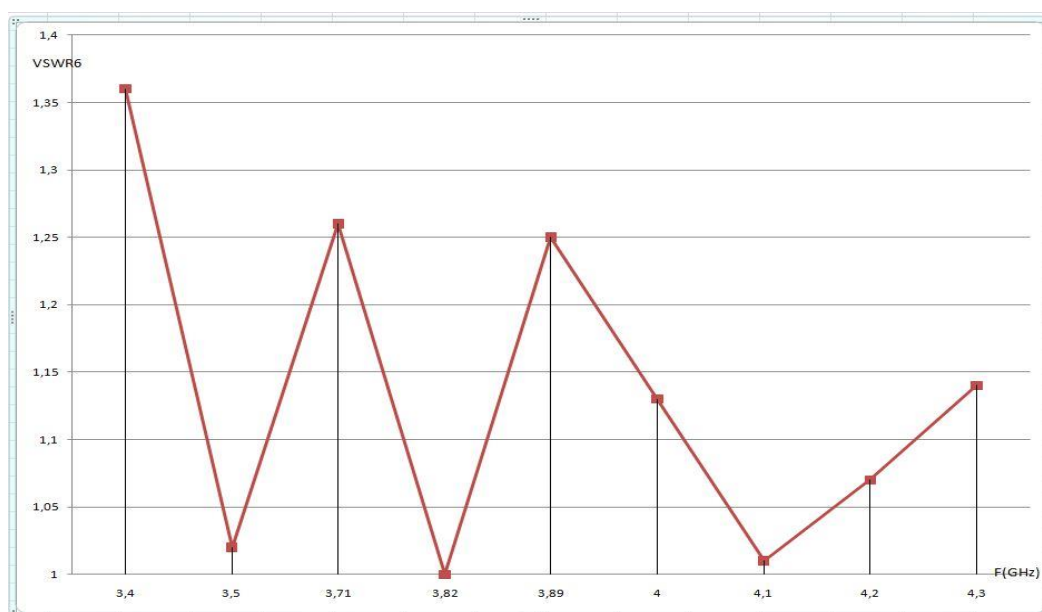


Рис.3.16. Діаграма №6 вимірювання КСХн

Лабораторні вимірювання, проведені на вимірювальному стенді, підтвердили стабільність технічних характеристик вузлів у процесі їх технологічного виготовлення.

На рис. 3.17 зображено хвильоводно-фільтрувально-узгоджувальну секцію, виконану на основі кутового хвильоводу зі згином 30° у Н-площині та розширеним робочим діапазоном. Для зменшення коефіцієнта стоячої хвилі за напругою (КСХн) і налаштування робочої смуги частот у конструкцію введено металеві стрижні.

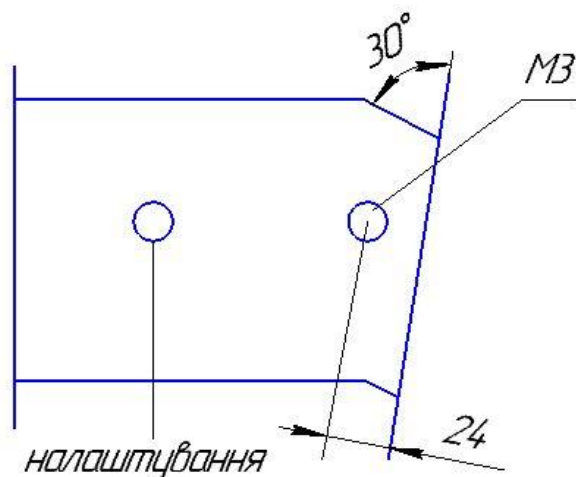


Рис.3.17. Хвилевідно-фільтруючо-узгоджуюча секція 3 на основі кутникового хвилеводу

На рис.3.18 показаний графік вимірювання КСХн у робочому діапазоні частот при врахуванні ще одного елемента узгодження.

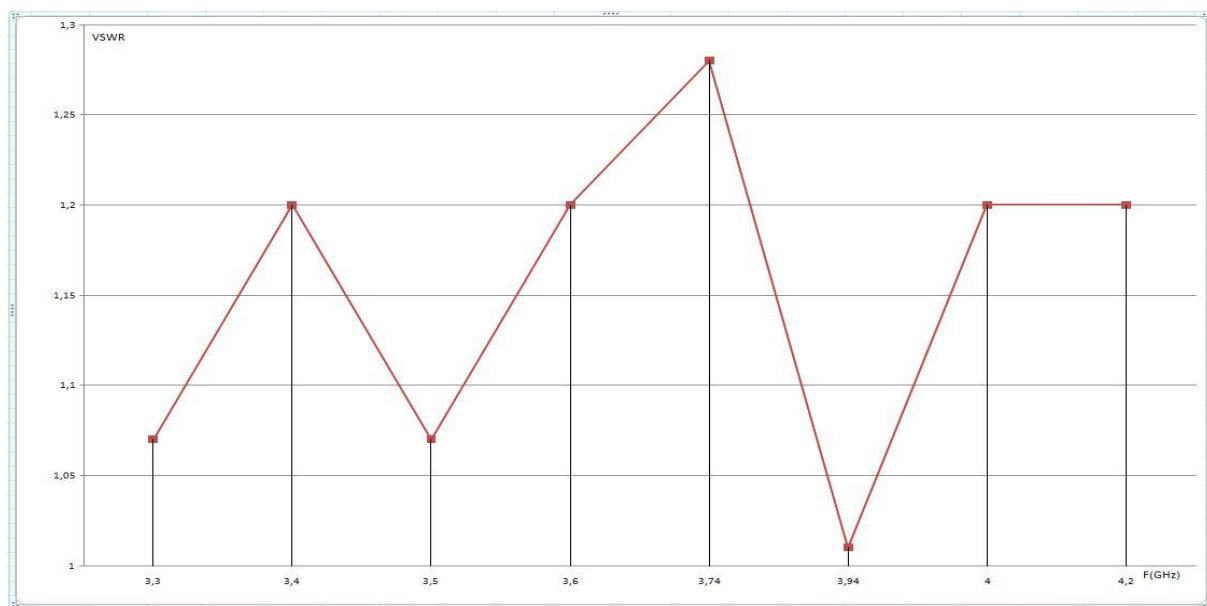


Рис.3.18. Діаграма вимірювання КСХн у робочому діапазоні частот

З рис. 3.18 видно, що введення додаткового елемента налаштування — ємнісного стрижня — сприяло покращенню технічних характеристик хвилевідної секції.

На рис. 3.19 схематично зображено фільтрувально-узгоджувальну секцію, виконану на основі кутового хвилеводу зі згином 90° .

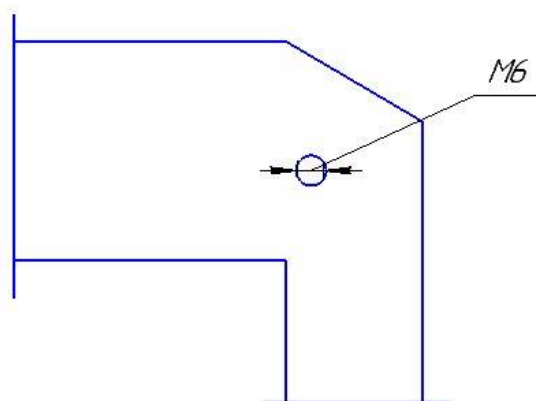


Рис. 3.19. Фільтруючо-узгоджуюча секція на основі кутникового хвилеводу зі згином 90°

На рис. 3.20–3.31 наведено графіки залежності коефіцієнта стоячої хвилі за напругою (КСХн) від частоти, які використано для проведення статистичної оцінки та визначення похибок технологічного процесу виготовлення різних типів хвилевідних секцій.

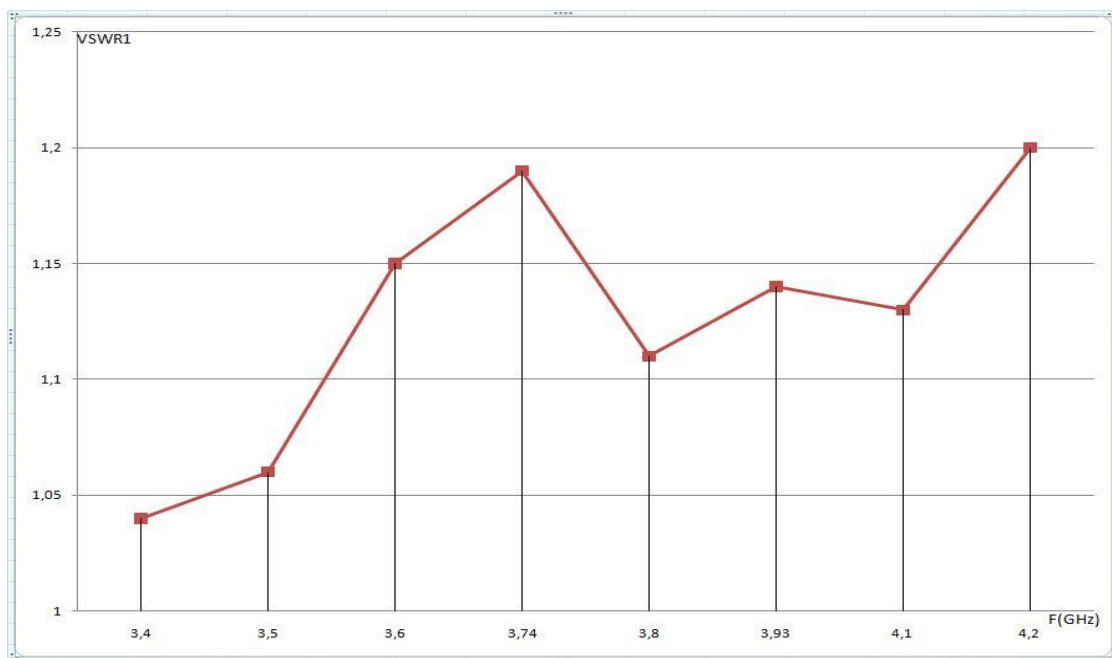


Рис.3.20. Графік №1 залежності КСХн від частого діапазону

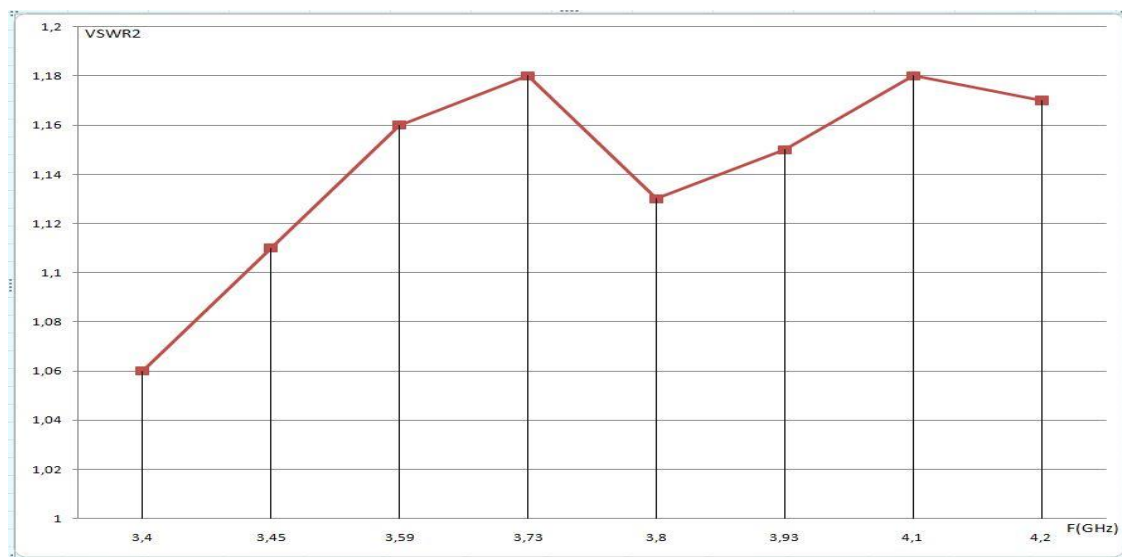


Рис.3.21. Графік №2 залежності КСХн від частого діапазону

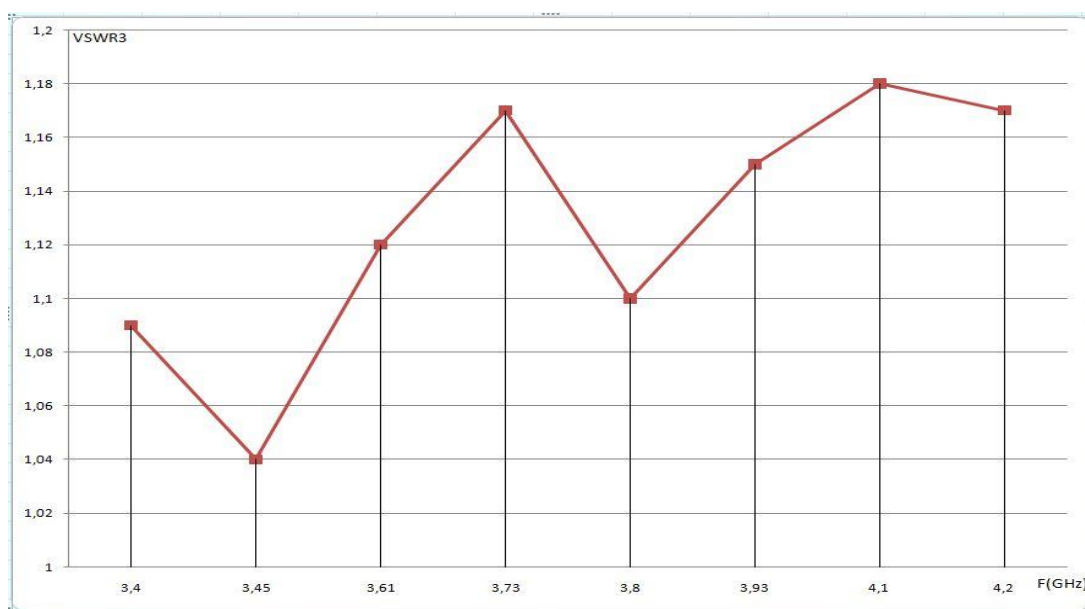


Рис.3.22. Графік №3 залежності КСХн від частого діапазону

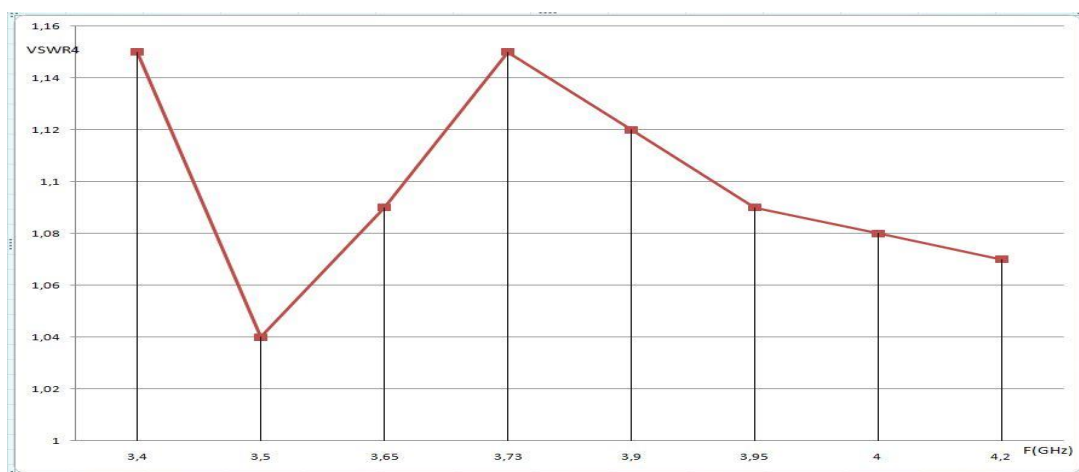


Рис.3.23. Графік №4 залежності КСХн від частого діапазону

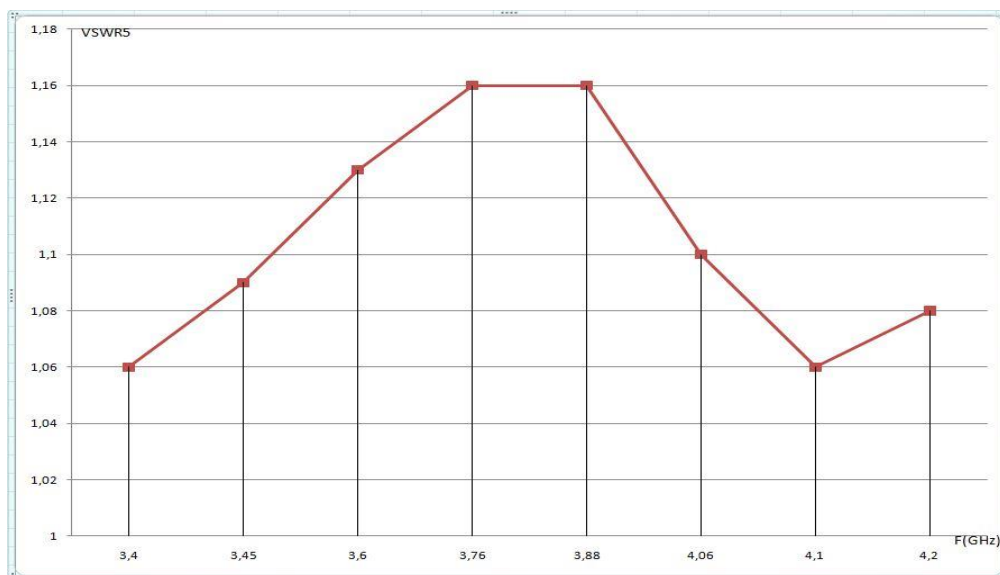


Рис.3.24. Графік №5 залежності КСХн від частого діапазону

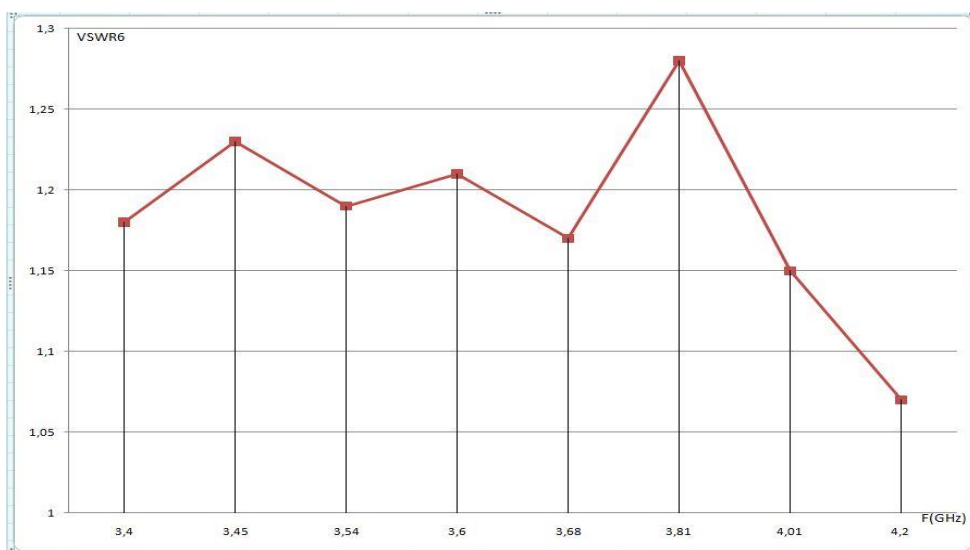


Рис.3.25. Графік №6 залежності КСХн від частого діапазону

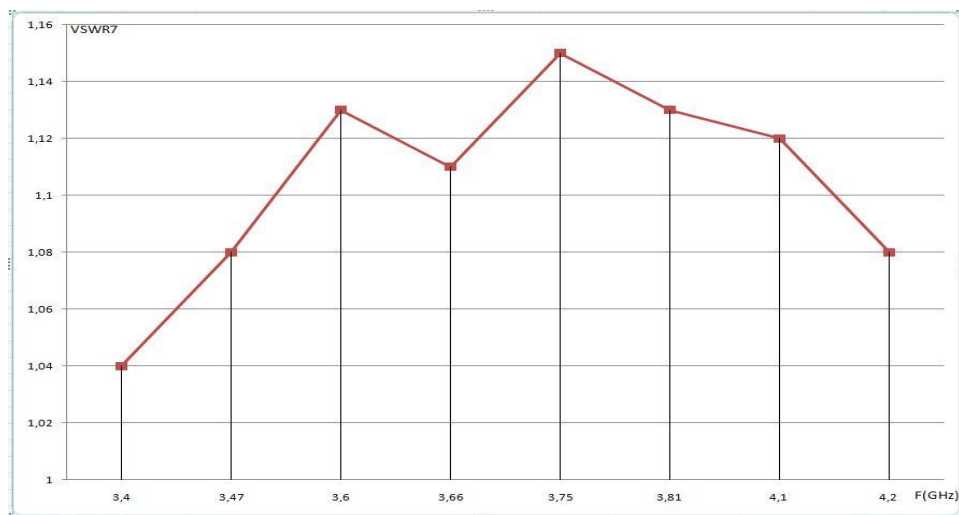


Рис.3.26. Графік №7 залежності КСХн від частого діапазону

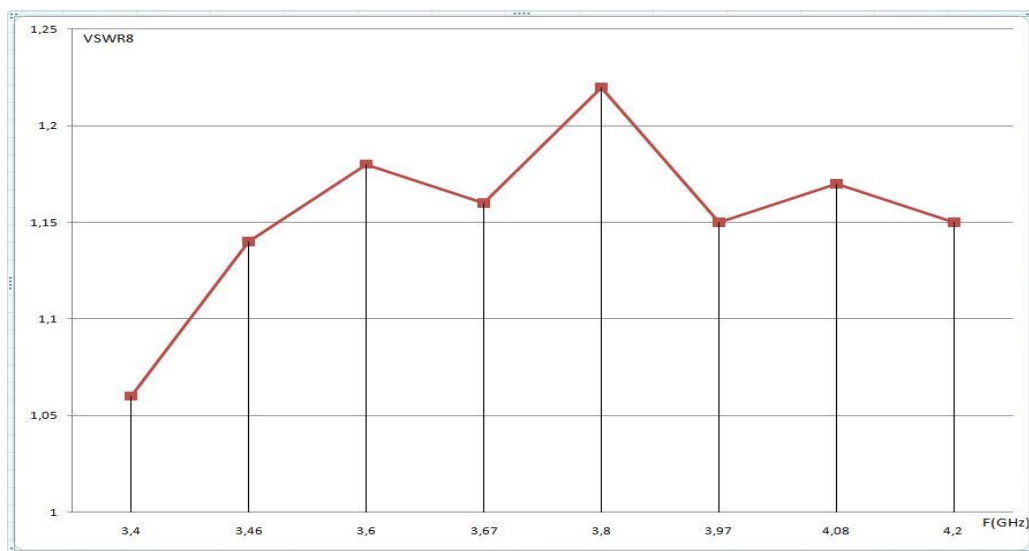


Рис.3.27. Графік №8 залежності КСХн від частого діапазону

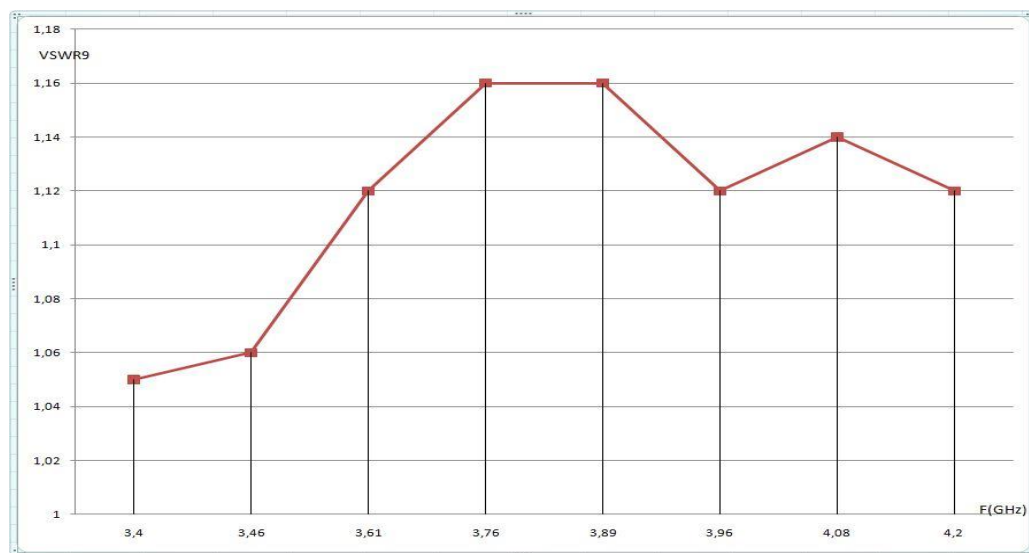


Рис.3.28. Графік №9 залежності КСХн від частого діапазону

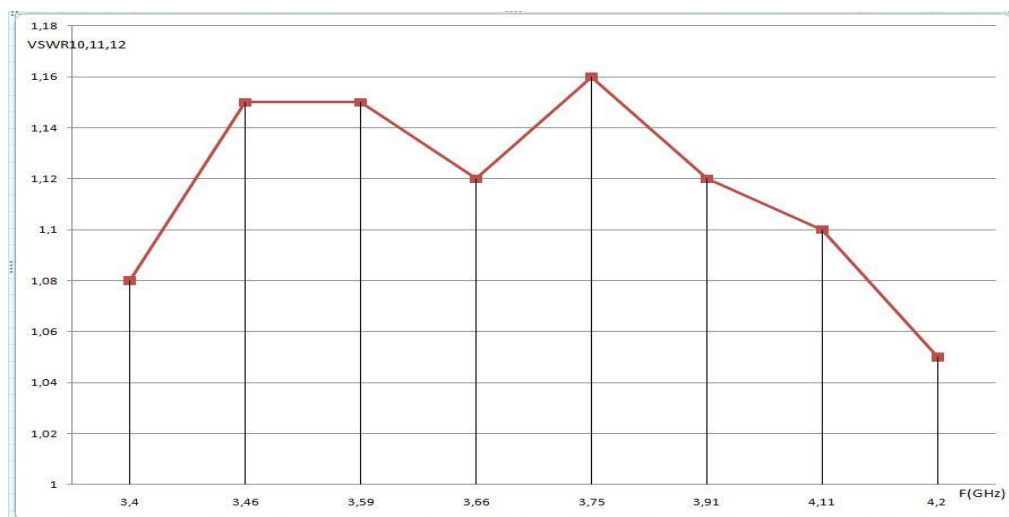


Рис.3.29. Графік №10 залежності КСХн від частого діапазону

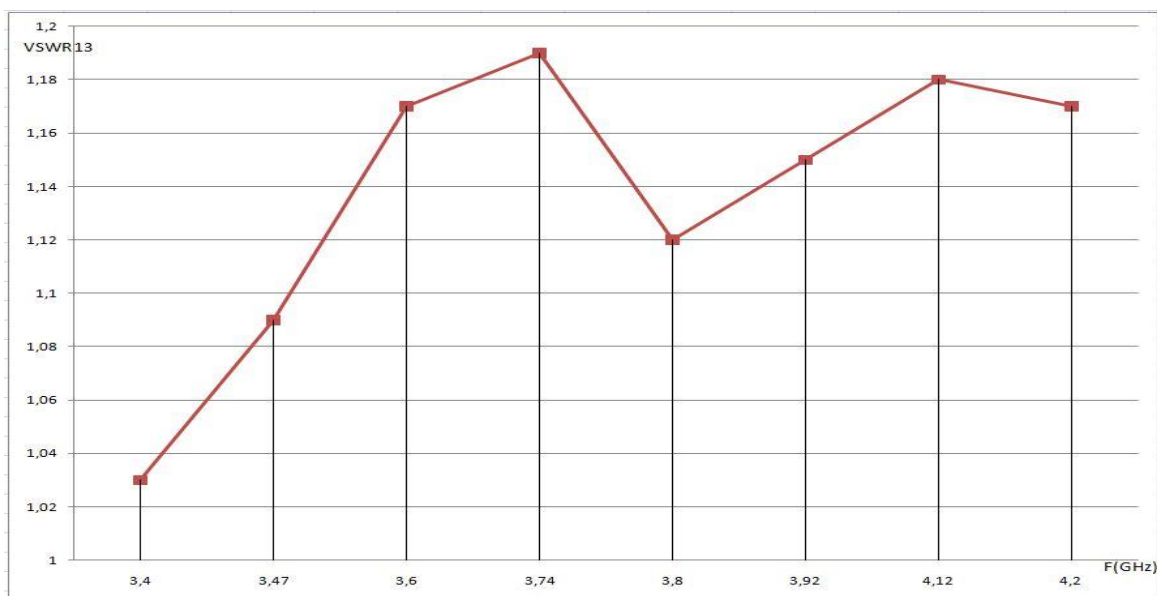


Рис.3.30. Графік №11 залежності КСХн від частотої

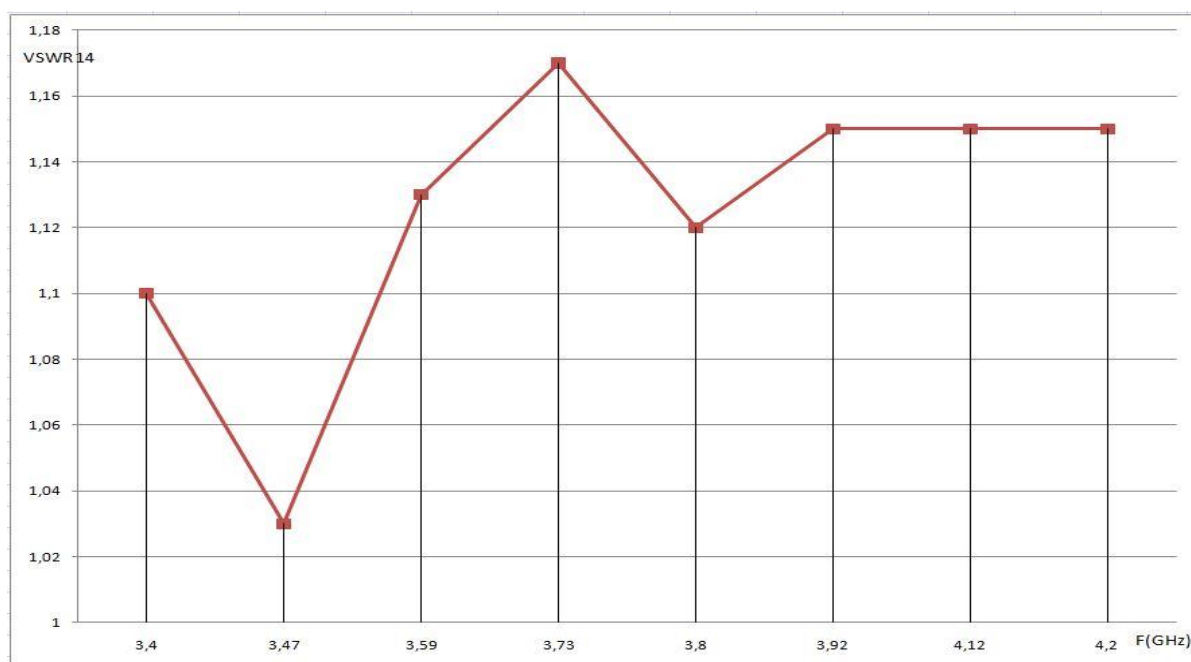


Рис.3.31. Графік №12 залежності КСХн від частотої

Отримані вимірювальні графіки свідчать про стабільність технічних характеристик у межах допусків засобів вимірювальної техніки.

На рис. 3.32 схематично наведено варіанти налаштування кутових хвильоводно-узгоджувальних секцій у Е- та Н-площинах.

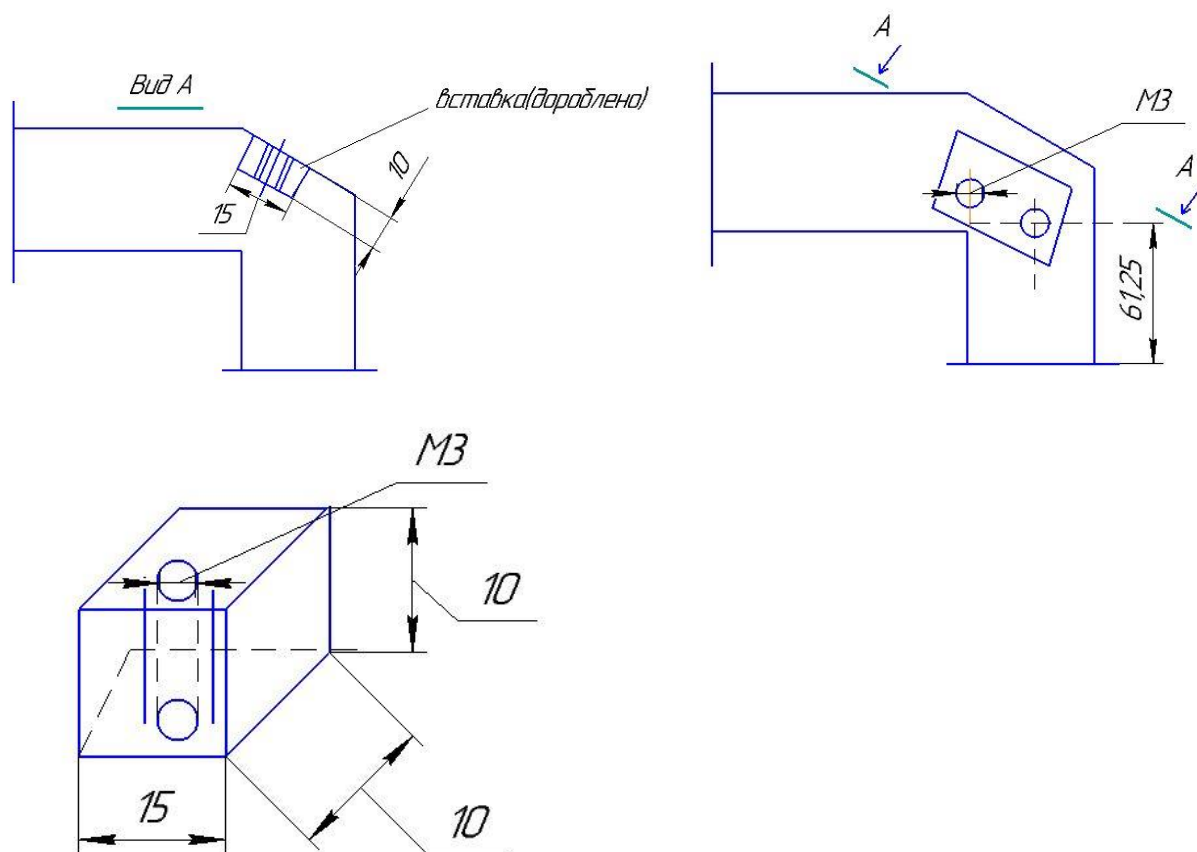


Рис.3.32. Варіанти налагодження кутникових хвилевідно-узгоджуючих секцій

На рис. 3.33 схематично зображено класичний режекторний фільтр, виконаний на основі кутового хвилеводу. Регулювання робочої та загороджувальної смуг частот здійснюється за допомогою металевих стрижнів, які виконують функції елементів налаштування.

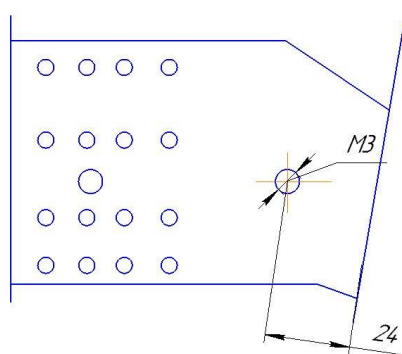


Рис.3.33. Класичний режекторний фільтр на основі кутникового хвилеводу

На рис. 3.34 наведено графік залежності коефіцієнта стоячої хвилі за напругою (КСХн) у робочому частотному діапазоні для стандартного режиму налаштування, а також для варіанта з додатковим введенням у хвилевід ємнісного стрижня, розміщеного симетрично відносно бічних стінок хвилеводу.

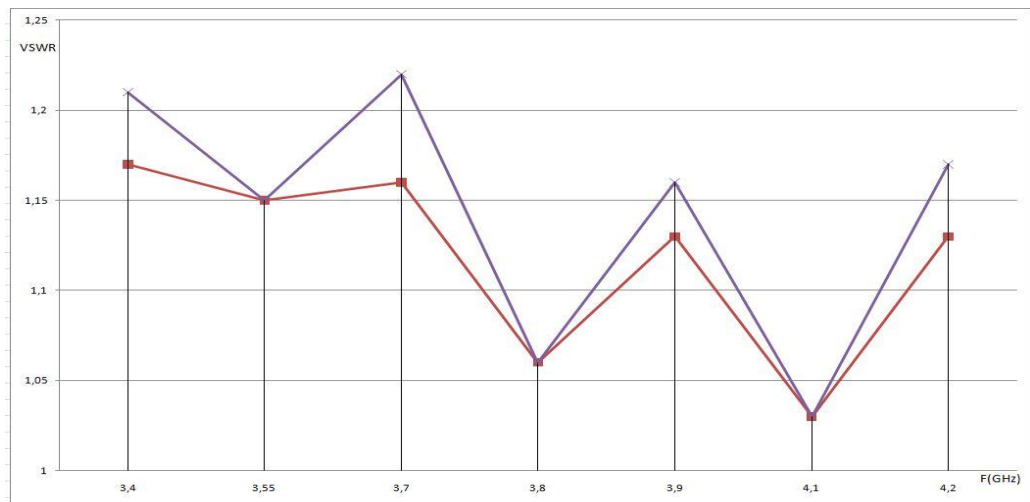


Рис.3.34. Графік залежності КСХн в робочому частотному діапазоні

На рис.3.35 представлений графік затухання другого робочого частотного діапазону.

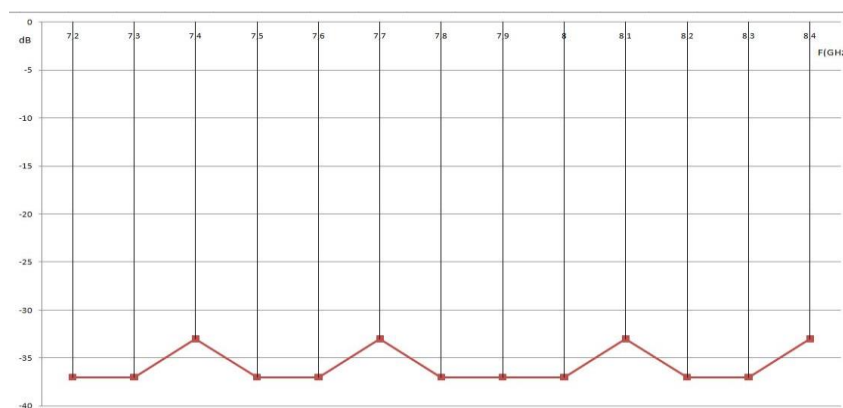
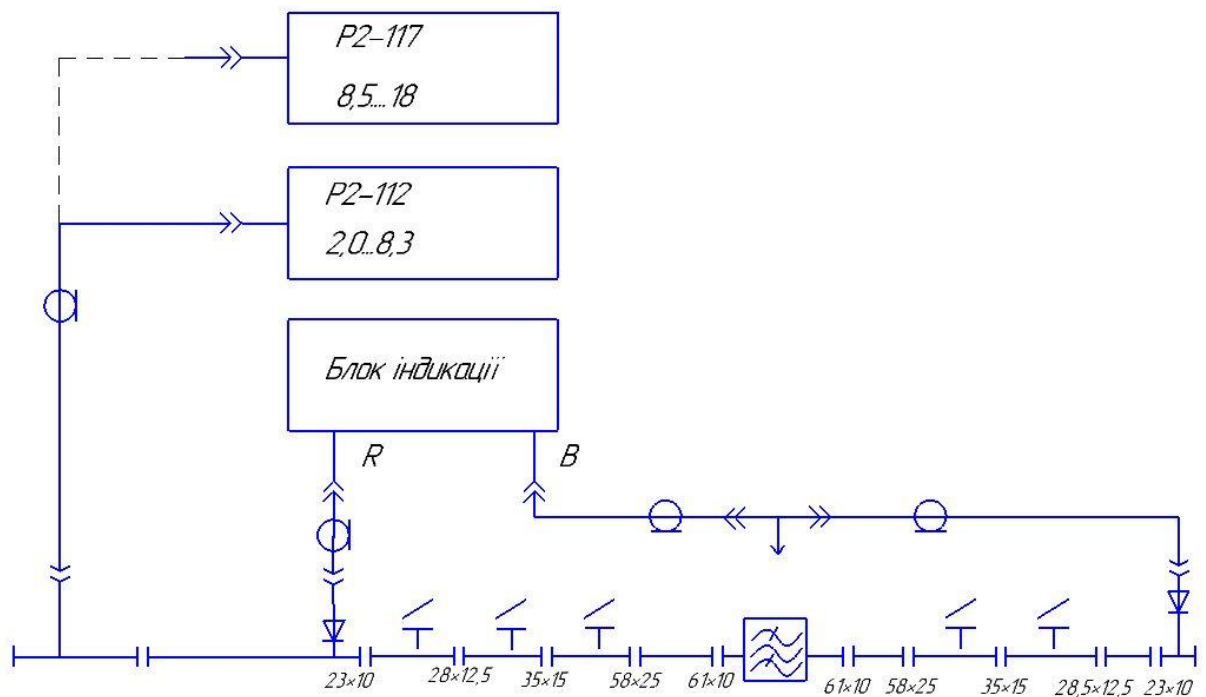


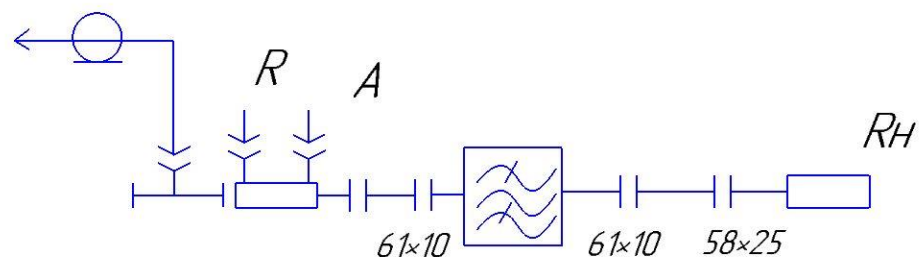
Рис.3.35.Графік затухання другого робочого частотного діапазону

Вимірювальні графіки демонструють узгодженість експериментально отриманих технічних характеристик з теоретично розрахованими значеннями. На рис. 3.36 наведено принципову електричну схему лабораторного стенду для дослідження та вимірювання технічних характеристик хвилевідних вузлів

і секцій, зокрема коефіцієнта стоячої хвилі за напругою (КСХн) та затухання як у робочому частотному діапазоні, так і за його межами.



а)



б)

Рис.3.36. Схема електрична принципова лабораторного стенду дослідження хвильоводних вузлів та секцій:

- а) вимірювання параметрів затухання в частотних діапазонах С та Х;
- б) вимірювання коефіцієнта стоячої хвилі (КСХн) у діапазоні Ку.

На рисунку 3.37 представлено схему смугового фільтра, реалізованого на кутниковому хвильоводі.

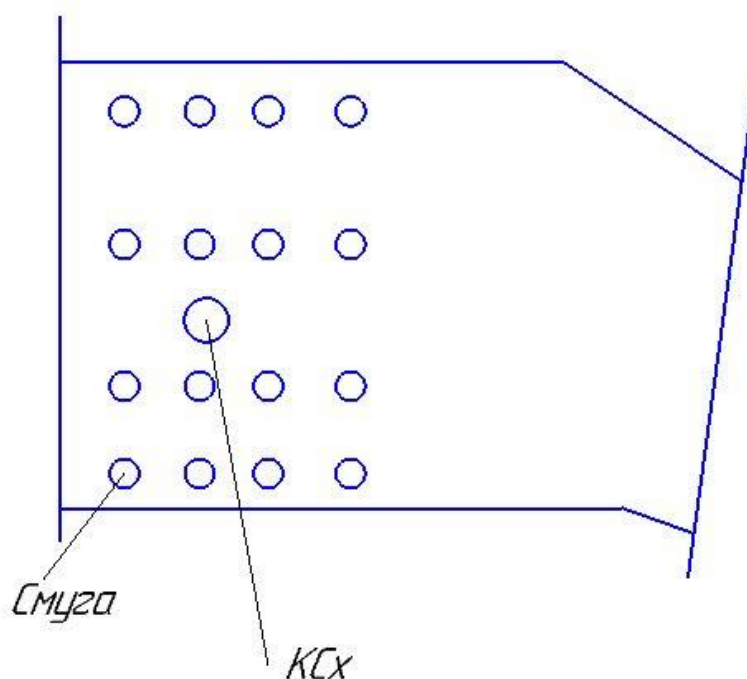


Рис.3.37. Фільтр смуговий на кутниковому хвилеводі

У діапазоні рисунків 3.38–4.46 представлено результати вимірювань, що відображають залежність коефіцієнта стоячої хвилі (КСХн) від частоти для восьми смугових фільтрів. Усі фільтри були виготовлені в рамках одного технологічного процесу, що забезпечує порівнянність отриманих характеристик.

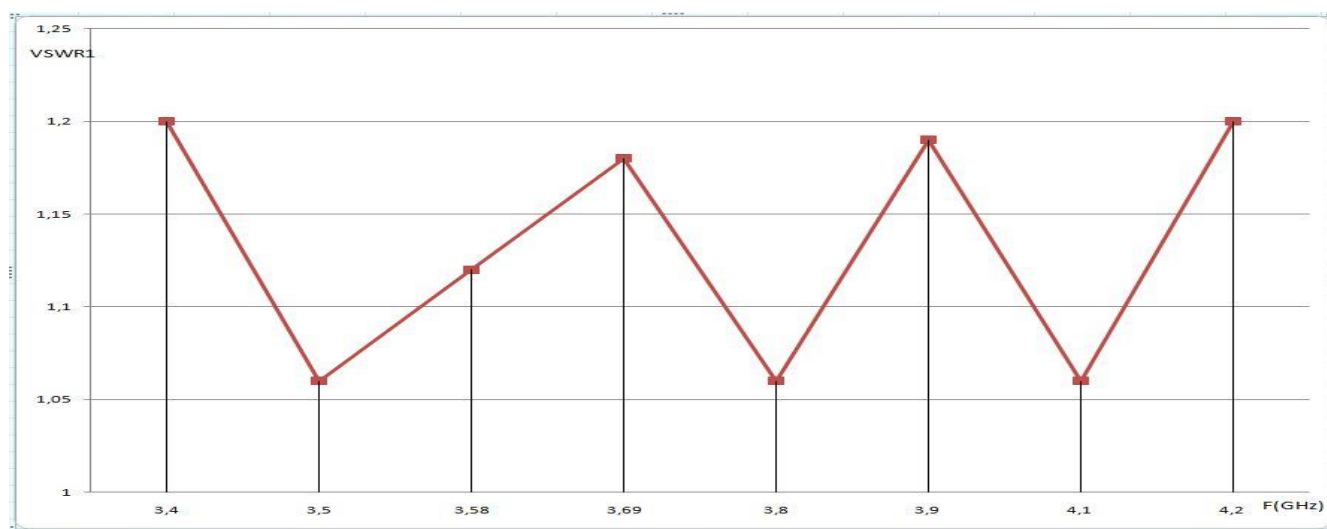


Рис.3.38. Графік №1 залежності КСХн в робочому частному діапазоні

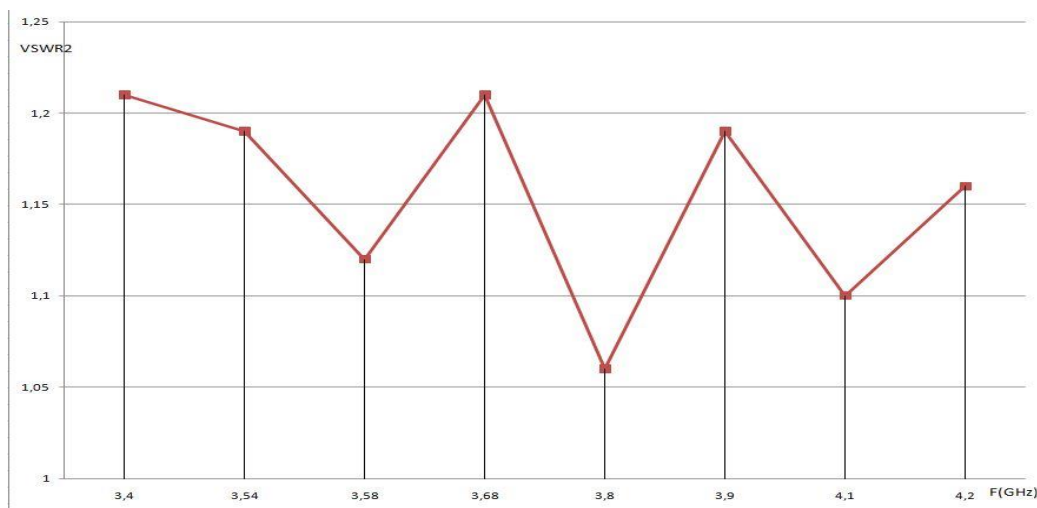


Рис.3.39. Графік №2 залежності КСХн в робочому частному діапазоні

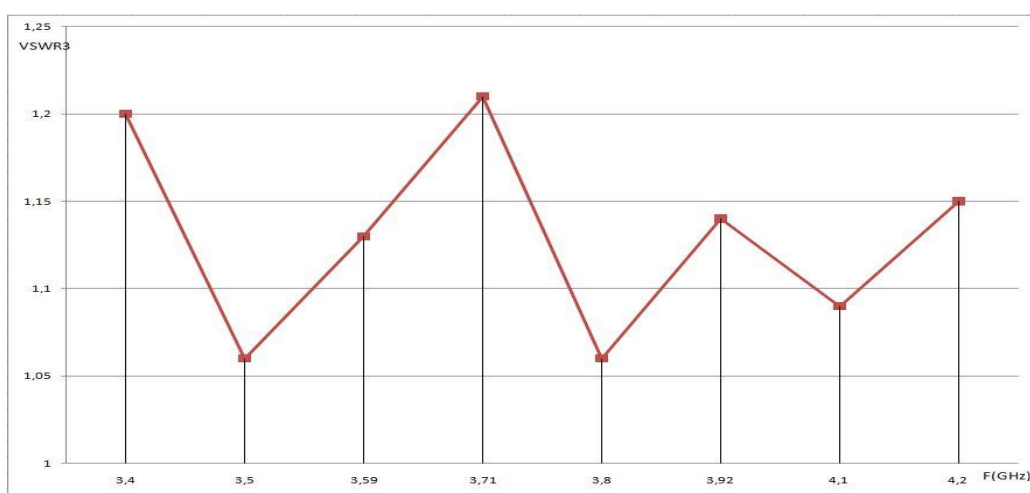


Рис.3.40. Графік №3 залежності КСХн в робочому частному діапазоні

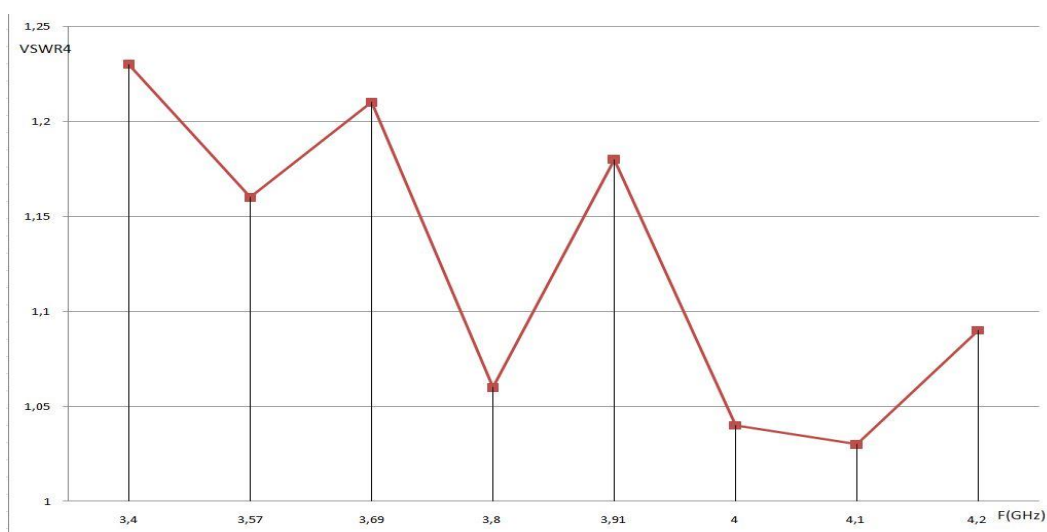


Рис.3.41.Графік №4 залежності КСХн в робочому частному діапазоні

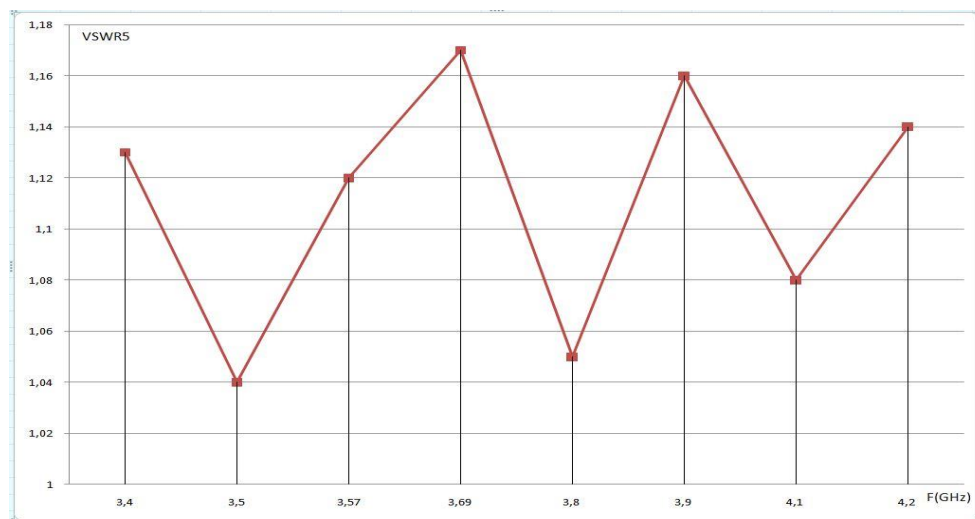


Рис.3.42. Графік №5 залежності КСХн в робочому частному діапазоні

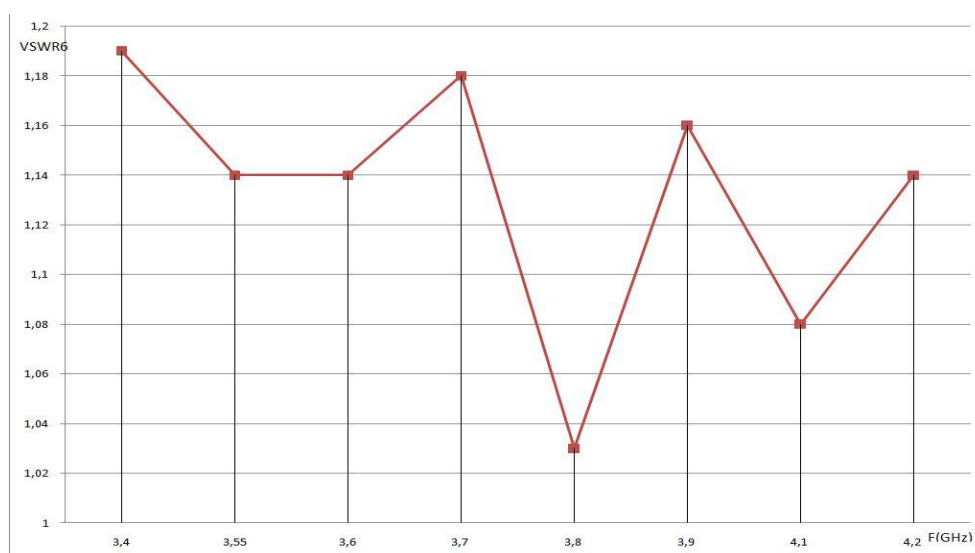


Рис.3.43. Графік №6 залежності КСХн в робочому частному діапазоні

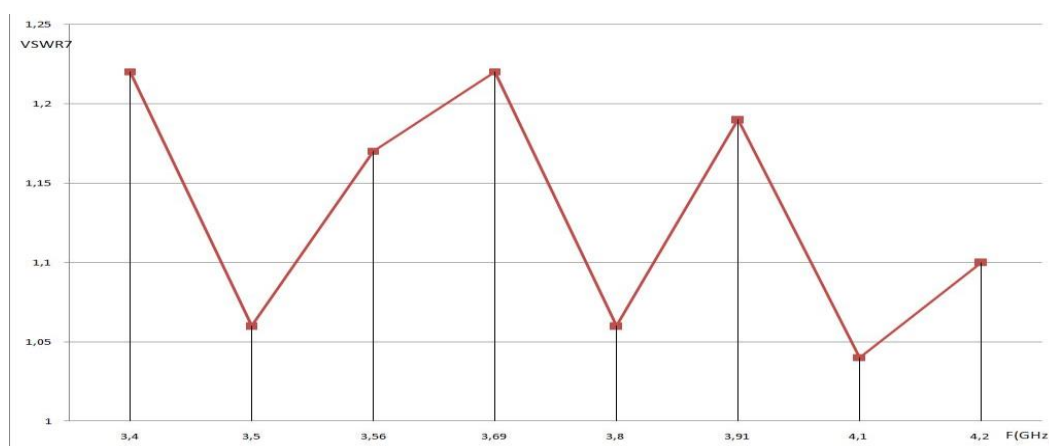


Рис.3.44. Графік №7 залежності КСХн в робочому частному діапазоні

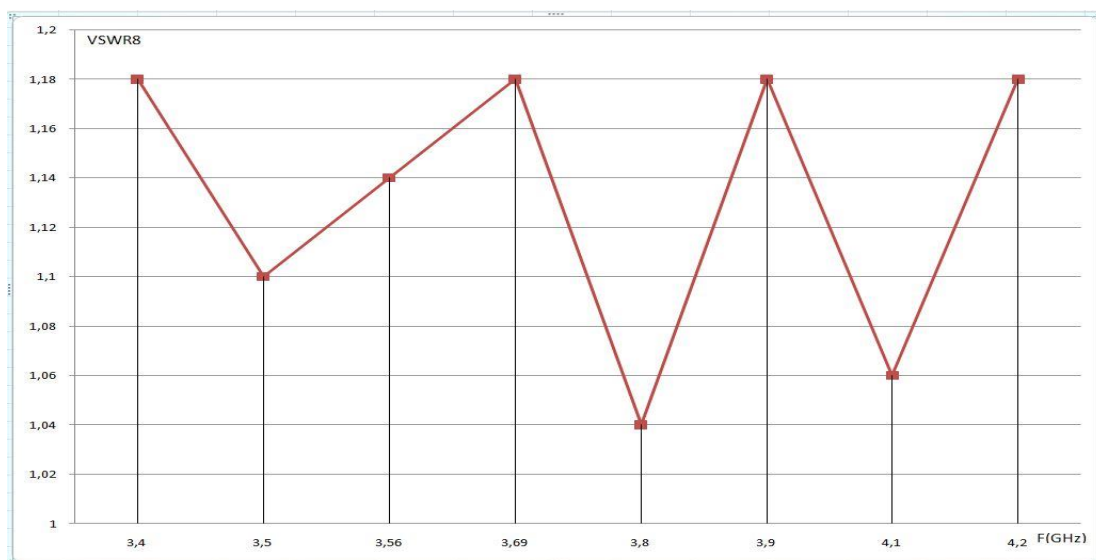


Рис.3.45. Графік №8 залежності КСХн в робочому частному діапазоні

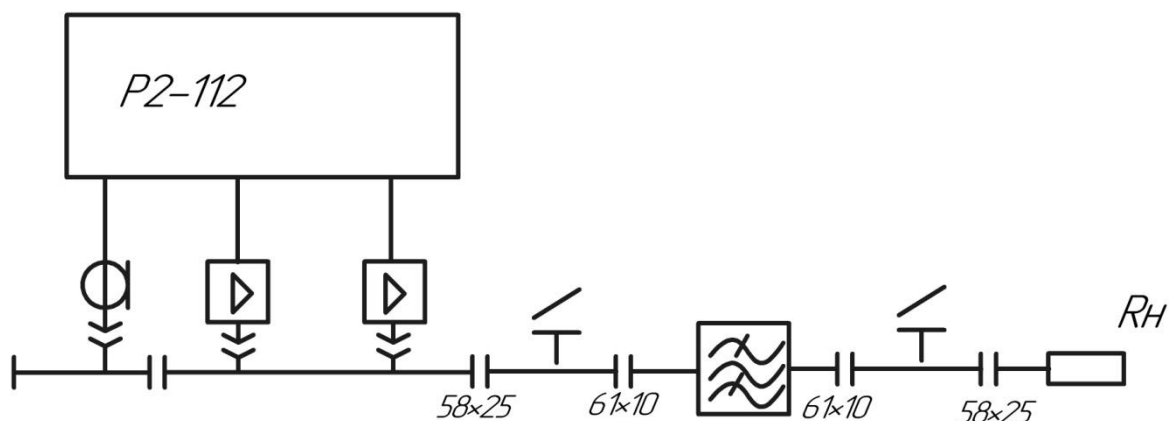


Рис.3.46. Схема електрична принципова вимірювання КСХн смугового фільтра

3.2 Висновки до розділу 3

Результати вимірювань засвідчили, що майже всі виготовлені фільтри відповідають заявленим технічним характеристикам, що підтверджує належну організацію технологічного процесу їх виробництва. Експериментальні дослідження виконувались на лабораторному стенді з використанням прямокутних хвильоводних секцій перетином 61×10 мм, які застосовуються як широкосмугові фільтруючі та узгоджуючі елементи у складі антенно-хвильоводних суміщених трактів НВЧ.

РОЗДІЛ 4

ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

4.1. Вплив електромагнітних полів на організм людини

Під впливом ЕМП та випромінювань спостерігаються загальні слабкість, підвищена втома, пітливість, сонливість, а також розлад шлунково-кишковий, головний біль, біль в ділянці серця. З'являється роздратування, втрата, зростає тривалість мовнорухової та зоровомоторної реакцій, підвищується межа нюхової чутливості. Виникає ряд симптомів, які є свідченням порушення роботи окремих органів — шлунку, печінки, селезінки, підшлункової та інших залоз. Пригнічуються харчовий та статевий рефлекс.

Реєструються зміни артеріального тиску, частота серцевого ритму, форма електрокардіограми. Це свідчить про порушення діяльності серцево-судинної системи. Фіксуються зміни показників білкового та вуглеводного обміну, збільшується вміст азоту в крові та сечі, знижується концентрація альбуміну та зростає вміст глобуліну, збільшується кількість лейкоцитів, тромбоцитів, виникають й інші зміни складу крові [32].

Кількість скарг на здоров'я в місцевості поблизу радіостанції значно (майже вдвічі) вища, ніж поза її межами. Загальна захворюваність в селищі з радіоцентром, в основному зумовлена порушенням діяльності нервової та серцево-судинної систем.

У досліджених дітей відзначено порушення розумової працездатності внаслідок зниження уваги через розвиток послідовного гальмування та пригнічення нервової системи. Фіксувалися прискорений пульс та дихання, підвищення артеріального тиску при фізичному навантаженні та сповільнене повернення до норми цих показників при його знятті. Фіксувався також вплив ЕМП на інші процеси, в тому числі імуннобіологічні [36].

Дослідження показали, що опромінення ЕМП малої інтенсивності впливає на тварин практично так само, як і на людей.

В перший період опромінення спостерігаються зміни поведінки тварин: у них з'являються неспокій, збудження, рухова активність, прагнення втекти із зони випромінювання. Тривалий вплив ЕМП призводив до зниження збудження, зростання процесів гальмування.

Вплив ЕМП на тварин у період вагітності призводив до зростання кількості мертвонароджених, викиднів, каліцтв. Спостерігалися аналогічні наслідки, які проявлялись у наступних поколіннях.

Мікроскопічні дослідження внутрішніх органів тварин виявили дистрофічні зміни тканин головного мозку, печінки, нирок, легенів, міокарду. Було зафіксовано порушення на клітинному рівні. На підставі клінічних та експериментальних матеріалів виявлені основні симптоми уражень, які виникають при впливі ЕМП їх можна класифікувати як радіохвильову хворобу. Ступінь патологій прямо залежить від напруженості ЕМП, тривалості впливу, фізичних особливостей, діапазонів частот, умов зовнішнього середовища, а також від функціонального стану організму, його стійкості до впливу різних факторів, можливостей адаптації [33].

Поряд з радіохвильовою хворобою як специфічним результатом дц ЕМП спостерігається, завдяки його впливу, загальне зростання захворюваності, а також захворювання окремими хворобами органів дихання, травлення та ін. Це відмічається також і при дуже малій інтенсивності ЕМП, яка незначно перевищує гігієнічні нормативи.

Є відомості про клінічні прояви дії НВЧ-опромінення залежно від інтенсивності опромінення. При інтенсивності близько 20 мкВт/см² спостерігається зменшення частоти пульсу, зниження артеріального тиску, тобто реакція на опромінення. Із зростанням інтенсивності проявляються електрокардіологічні зміни, при хронічному впливі — тенденція до гіпотонії, до змін з боку нервової системи. Потім починається прискорення пульсу, коливання об'єму крові [33].

За інтенсивності 6 мВт/см² помічено зміни у статевих залозах, у складі крові, каламутність кришталика. Далі — зміни у згортанні крові, умовно-

рефлекторній діяльності, вплив на клітини печінки, зміни у корі головного мозку. Потім — підвищення кров'яного тиску, розриви капілярів та крововиливи у легені та печінку.

За інтенсивності до 100 мВт/см^2 — стійка гіпотонія, стійкі зміни серцево-судинної системи, двостороння катаракта. Подальше опромінення помітно впливає на тканини, викликає больові відчуття, якщо інтенсивність перевищує 1 Вт/см^2 , то це викликає дуже швидко втрату зору

Одним із серйозних ефектів, зумовлених НВЧ опроміненням, є ушкодження органів зору. На нижчих частотах такі ефекти не спостерігаються і тому їх треба вважати специфічними для НВЧ діапазону.

Ступінь ушкодження залежить в основному від інтенсивності та тривалості опромінення. Із зростанням частоти, напруженості ЕМП, яка викликає ушкодження зору, — зменшується.

Гостре НВЧ опромінення викликає сльозотечу, подразнення, звуження зіниць. Потім після короткого (1—2 доби), періоду спостерігається погіршення зору, яке зростає під час повторного опромінення, що свідчить про кумулятивний характер ушкоджень

При впливі випромінювання на око спостерігається ушкодження роговиці. Але серед усіх тканин ока найбільшу чутливість має у діапазоні 1—10 ГГц кришталік. Сильне ушкодження кришталіка зумовлене тепловим впливом НВЧ (при щільності понад 100 мВт/см^2) [35].

Люди, опромінені імпульсом НВЧ коливань, чують звук. Залежно від тривалості та частоти повторень імпульсів цей звук сприймається як щебетання, цвірінькання чи дзюрчання у якійсь точці (всередині чи ззаду) голови. Частота відчуття звуку не залежить від частоти НВЧ сигналу.

Існує наступне пояснення слухового ефекту: під впливом імпульсів НВЧ енергії збуджуються термопружні хвилі тиску в тканинах мозку, які діють за рахунок кісткової провідності на рецептори внутрішнього вуха.

У тварин слуховий ефект викликає неспокій, вони намагаються уникнути опромінення. Питання, наскільки слуховий ефект неприємний чи шкідливий для

людини, перебуває у стадії дослідження, як і питання про можливі неслухові ефекти імпульсного НВЧ опромінення.

При дослідженні впливу НВЧ випромінювання невеликої (нетеплової) інтенсивності на комах спостерігалися тератогенні ефекти (вроджені каліцтва), які іноді мали мутагенний характер, тобто успадковувалися.

Виявлено значний вплив НВЧ на зміну фізико-хімічних властивостей та співвідношення клітинних структур. Особливо це призводить до затримки та припинення процесів розмноження бактерій та вірусів і знижує їх інфекційну активність [32].

4.2. Професійний добір працівників та їх медичне забезпечення

У сучасних умовах безпека праці, надійність та продуктивність технічних систем залежать від професійного добору працівників на підприємствах різних форм власності. Здійснення такого добору передбачено ст. 18 Закону «Про охорону праці» і спрямовано на реалізацію одного з найважливіших принципів державної політики в галузі охорони праці — пріоритету життя та здоров'я людей щодо результатів виробничої діяльності. На виконання даного закону наказом Міністерства охорони здоров'я й Держнаглядохоронпраці від 23 вересня 1994 р. № 263/121 затверджено Перелік робіт, для яких є необхідним професійний добір. У ньому зазначені види робіт та психофізіологічні показники для професійного добору. Таким чином, нині існує певна законодавча і правова база для проведення професійного добору працівників на підприємствах. Професійний добір — одна з найважливіших складових комплексу профілактичних заходів щодо забезпечення безпеки праці, який включає також контроль за проектуванням нових технологій та виробничого устаткування, застосування раціональних режимів праці й відпочинку і засобів індивідуального захисту, ефективне медичне обслуговування, зниження можливих економічних втрат у зв'язку з травматизмом та профзахворюваністю. Значення цих заходів тепер зростає у зв'язку з впровадженням соціального

страхування від нещасних випадків і профзахворювань. Тому для широкого введення профдобору на підприємствах необхідні наукове обґрунтування та детальна розробка механізму реалізації його у вигляді заходів. Основу психофізіологічного професійного добору становить забезпечення адекватності вимог, які висувають фактори умов праці, психофізіологічним можливостям людини. Тому він повинен супроводжуватися попередніми (під час приймання на роботу) й періодичними медичними оглядами.

Виходячи з характеру вимог (особливостей трудового процесу, факторів небезпеки, нервових та фізичних навантажень, шкідливих факторів виробничого середовища), які постають перед людиною в умовах виробництва, професійний добір може ставити за мету піднесення успішності професійної діяльності та освоєння професії, а також профілактику нещасних випадків і професійних захворювань, забезпечення безпеки праці. Основними напрямками профдобору є [35]:

- підвищення успішності професійної діяльності;
- профілактика травматизму;
- профілактика профзахворювань.

Система професійного добору працівників у межах підприємства передбачає визначення контингентів, які підлягають профдобору;

- обґрунтування вибору методів і критеріїв профдобору;
- організацію кабінетів профдобору.

4.3. Розроблення і реалізація заходів щодо захисту працівників об'єкта від наслідків НС.

Цивільний захист на підприємстві, в установі, організації (далі – об'єкті) організується з метою своєчасної підготовки об'єкта до захисту від наслідків НС та оперативного проведення рятувальних і інших невідкладних робіт.

Згідно зі ст. 20 Кодексу цивільного захисту України керівництво підприємств, установ і організацій незалежно від форм власності і

підпорядкування забезпечує своїх працівників засобами індивідуального та колективного захисту, організовує здійснення евакозаходів, створює сили для ліквідації наслідків НС та забезпечує їх готовність до практичних дій, виконує інші заходи з цивільної оборони і несе пов'язані з цим матеріальні та фінансові витрати в порядку та обсягах, передбачених законодавством.

На об'єктах підвищеної небезпеки (радіаційно-, хімічно-, вибухонебезпечних) створюються локальні системи виявлення загрози виникнення НС і оповіщення працівників цих об'єктів та місцевого населення, що проживає в зоні можливого ураження (згідно з законом України "Про цивільну оборону України" власники таких об'єктів відповідають за захист населення, що проживає в зонах можливого ураження від наслідків аварій на цих об'єктах). Відповідно до затвердженої Державної цільової соціальної програми розвитку цивільного захисту на 2009-2013 роки, вищеназвані локальні системи мають бути створені до 2013 року на всіх об'єктах підвищеної небезпеки [33].

Відповідальність за цивільний захист об'єкта несе керівник цього об'єкта, він є начальником ЦЗ об'єкта і підпорядковується своєму старшому начальнику (міністерства чи відомства), а в оперативному відношенні начальнику цивільного захисту міста чи району.

Начальник цивільного захисту об'єкта несе відповідальність за [35]:

- створення, організацію, підготовку і дієздатність системи цивільного захисту на підпорядкованому об'єкті;
- забезпечення захисту персоналу (а на об'єктах підвищеної небезпеки і за захист населення, що проживає в зонах можливого ураження від наслідків аварій на цих об'єктах) під час загрози або виникнення надзвичайних ситуацій техногенного, природного та воєнного характеру;
- організацію і здійснення заходів щодо попередження НС, а у разі їх виникнення – за мінімізацію збитків від них;
- створення і організацію роботи системи оповіщення на об'єкті;
- створення і організацію роботи комісії з питань техногенно-екологічної безпеки та надзвичайних ситуацій, а також евакуаційної комісії об'єкта;

- постійну готовність органів управління і невоєнізованих формувань об'єкта до функціонування в мирний і воєнний час;
- фінансове та матеріально-технічне забезпечення заходів у сфері цивільного захисту;
- підготовку і навчання персоналу до дій у НС.

Наказом начальника ЦЗ об'єкта призначаються заступники (як варіант – з евакуації, інженерно-технічної частини, з матеріально-технічного постачання, з оперативних питань).

Органом управління з питань надзвичайних ситуацій та цивільного захисту об'єкта є штаб цивільного захисту та надзвичайних ситуацій (штаб ЦЗ та НС) (далі – штаб ЦЗ) [36].

Штаб ЦЗ очолює начальник штабу, який є першим заступником начальника ЦЗ об'єкта. До складу штабу входять заступники начальника штабу і необхідні спеціалісти. Штаб комплектується як штатними працівниками ЦЗ об'єкта так і посадовими особами підприємства, не звільненими від виконання своїх основних обов'язків.

Начальник штабу ЦЗ відповідає за безпосередню організацію та функціонування сил і засобів цивільного захисту під час загрози або виникнення надзвичайних ситуацій техногенного, природного та воєнного характеру. Він має право віддавати розпорядження з питань цивільної оборони, захисту від НС техногенного, природного та воєнного характеру від імені начальника цивільного захисту об'єкту.

Начальник штабу ЦЗ несе відповідальність за [32]:

- організацію своєчасного оповіщення і збору персоналу об'єкта;
- організацію роботи і узгодженість дій створених на об'єкті органів управління і структурних підрозділів цивільного захисту;
- розробку планової документації з питань цивільного захисту, її своєчасне уточнення і коригування;
- стан готовності особового складу невоєнізованих формувань цивільного захисту до дій за призначенням;

- своєчасне доведення до виконавців рішень начальника цивільного захисту та організацію контролю за їх виконанням;
- організацію збору і аналізу інформації щодо вірогідного виникнення надзвичайних ситуацій, відпрацювання пропозицій щодо захисту персоналу (а на об'єкті підвищеної небезпеки і населення, що проживає в зоні можливого ураження від наслідків аварії на цьому об'єкті) від їх наслідків;
- виконання заходів, спрямованих на підвищення стійкості роботи об'єкта в воєнний час та при виникненні надзвичайної ситуації техногенного або природного характеру;
- організацію взаємодії з місцевими органами державної влади, підрозділами ДСНС України, аварійно-рятувальними службами тощо;
- організацію спеціальної підготовки і підвищення кваліфікації персоналу у сфері цивільної оборони, захисту від надзвичайних ситуацій.

На великому об'єкті для організації і проведення заходів захисту від НС на базі відповідних структурних підрозділів (відділів, цехів тощо) об'єкта, в залежності від характеру його виробничої діяльності створюються служби цивільного захисту:

- оповіщення і зв'язку;
- протипожежна;
- аварійно-технічна;
- сховищ і укриттів;
- медична;
- охорони громадського порядку;
- протирадіаційного та протихімічного захисту;
- харчування та торгівлі;
- автотранспортна;
- матеріально-технічного постачання та інші.

На невеликому об'єкті служби ЦЗ не створюються, а їх функції при необхідності виконують структурні органи управління цього об'єкта. Керівники цих служб (керівники підрозділів на базі яких створені ці служби) відповідають

за постійну готовність сил і засобів, за забезпечення підлеглих формувань спеціальними засобами (засобами індивідуального захисту, спецобладнанням, апаратурою, приладами, технікою тощо), за навчання діям у надзвичайних ситуаціях.

Для виконання завдань цивільного захисту на об'єкті створюються невоєнізовані формування. Вони поділяються на формування загального призначення (наприклад, рятувальні загони, команди, групи) і формування служб (команди, групи, дружини, ланки, пости).

Невоєнізовані формування – це завчасно підготовлені до дій у НС групи робітників та службовців об'єкта, які об'єднані в окремі загони, команди, дружини, ланки, групи, пости зі спеціальною технікою, приладами та майном, без звільнення їх від основної роботи.

4.4. Забезпечення техногенної безпеки на об'єктах зв'язку, радіомовлення та телебачення.

Забезпечення техногенної безпеки на об'єктах зв'язку, радіомовлення та телебачення має надзвичайно важливе значення в умовах сучасного розвитку інформаційного суспільства, оскільки зазначені об'єкти відіграють ключову роль у функціонуванні державних систем управління, екстрених служб, оборонного комплексу та інформуванні населення. Об'єкти зв'язку, телебачення і радіомовлення належать до категорії критичної інфраструктури, порушення стабільної роботи якої може призвести до значних техногенних, соціальних і навіть політичних наслідків. Саме тому забезпечення безпеки таких об'єктів є одним із пріоритетних завдань системи цивільного захисту та охорони праці [34].

До об'єктів зв'язку, радіомовлення і телебачення відносять телевізійні та радіопередавальні центри, антенно-щоглові споруди, базові станції мобільного зв'язку, серверні приміщення, апаратні комплекси, кабельні лінії та вузли комутації. Робота такого обладнання пов'язана з використанням високої напруги, великої кількості електронної апаратури, потужних передавачів та

антенних систем, що зумовлює наявність комплексу небезпечних і шкідливих виробничих факторів. Основними з них є ураження електричним струмом, вплив електромагнітного випромінювання, ризик виникнення пожеж, можливі механічні травмування під час виконання робіт на висоті, а також небезпека, спричинена природними явищами.

Електрична небезпека є однією з основних загроз для персоналу об'єктів зв'язку, оскільки в процесі експлуатації використовуються пристрої під високою напругою, джерела безперебійного живлення, трансформатори, щитові установки та резервні генератори. Порушення ізоляції, неправильне підключення обладнання, пошкодження проводки або недотримання правил техніки безпеки може призвести до ураження електричним струмом, опіків чи летальних наслідків. Для зниження ризиків здійснюється заземлення корпусів електроустановок, впроваджуються захисні автоматичні вимикачі, стабілізатори напруги та системи аварійного вимкнення живлення. Важливу роль відіграє також навчання персоналу правилам електробезпеки та контроль технічного стану обладнання [32].

Особливої уваги вимагає проблема електромагнітного випромінювання, яке утворюється внаслідок роботи передавальних пристроїв і антенних комплексів. Перевищення допустимих рівнів електромагнітного поля може негативно впливати на здоров'я людей, спричиняючи порушення функцій нервової, серцево-судинної та ендокринної систем. З метою захисту персоналу та населення встановлюються санітарно-захисні зони навколо передавальних станцій, проводиться регулярний контроль рівнів електромагнітного випромінювання, а також обмежується доступ сторонніх осіб до небезпечних зон. Працівникам, які безпосередньо обслуговують передавальну апаратуру, регламентується час перебування поблизу джерел випромінювання та застосування засобів індивідуального захисту.

Пожежна небезпека є ще одним серйозним ризиком для об'єктів зв'язку та телерадіомовлення, оскільки велика кількість електронної апаратури та кабельних ліній створює умови для виникнення коротких замикань і перегріву.

Пожежі можуть призвести не лише до знищення дорогого обладнання, але й до тривалого припинення зв'язку та трансляції інформації. Для запобігання пожежам встановлюються автоматичні системи пожежної сигналізації та пожежогасіння, використовуються вогнестійкі матеріали, організовується постійний контроль за станом електрообладнання. На кожному об'єкті повинні бути розроблені та відпрацьовані плани евакуації персоналу та дії у разі надзвичайних ситуацій [33].

Важливим чинником техногенної безпеки є загрози механічного характеру, що виникають під час обслуговування антенних споруд і щогл. Роботи на висоті супроводжуються ризиком падіння, особливо за несприятливих погодних умов або у разі використання несправного страховочного обладнання. Для мінімізації небезпеки застосовуються засоби індивідуального захисту, страхувальні пояси, спеціальні сходи та підймальні пристрої. Крім того, споруди мають регулярно проходити технічні огляди, перевірку на стійкість і відповідність нормативним вимогам.

Своєрідними загрозами є природні чинники, зокрема грозові явища, сильні вітри, обмерзання антен, що можуть призвести до пошкодження обладнання або падіння конструкцій. Для захисту від блискавки застосовуються блискавковідводи, заземлювальні контури та системи захисту від імпульсних перенапруг. Конструкції щогл і веж мають бути розраховані на значні вітрові навантаження і систематично обстежуватися на наявність корозії або деформацій [35].

Забезпечення техногенної безпеки базується на комплексному підході, що включає організаційні, технічні, санітарні та інженерні заходи. До організаційних заходів належать призначення відповідальних осіб, розробка інструкцій, проведення інструктажів і навчання персоналу, створення аварійних бригад та планів реагування на надзвичайні ситуації. Технічні заходи включають встановлення систем захисту, резервного живлення, контроль стану обладнання та запровадження сучасних технологій моніторингу. Санітарні заходи

передбачають дотримання норм електромагнітної безпеки, організацію захисних зон і регулярні медичні огляди працівників.

Діяльність щодо техногенної безпеки регламентується законодавством України, зокрема Кодексом цивільного захисту, Законом «Про охорону праці», державними будівельними нормами, стандартами безпеки та санітарними правилами. Дотримання нормативних вимог є обов'язковою умовою безпечної експлуатації об'єктів зв'язку та телерадіомовлення. Контроль здійснюється відповідними наглядовими органами, які проводять перевірки, аудит та експертизи технічного стану.

У разі виникнення аварійних ситуацій персонал зобов'язаний діяти відповідно до встановлених інструкцій, негайно повідомляти відповідні служби, локалізувати джерело загрози та забезпечувати евакуацію людей. Після ліквідації аварії проводиться аналіз причин та вжиття заходів з метою недопущення подібних випадків у майбутньому [33].

Таким чином, техногенна безпека на об'єктах зв'язку, радіомовлення і телебачення є складною та багатокомпонентною системою, що спрямована на запобігання аваріям, захист персоналу і забезпечення безперервної роботи важливих інформаційних каналів. Лише поєднання сучасних технічних засобів, кваліфікованого персоналу та суворого дотримання нормативних вимог дозволяє гарантувати надійність і безпеку функціонування таких об'єктів.

ВИСНОВКИ

У даній роботі виконано комплексне дослідження НВЧ-фільтрів, реалізованих на основі прямокутних хвилеводів, із урахуванням теоретичних засад поширення електромагнітних хвиль, конструктивних особливостей хвилевідних трактів та експериментальних результатів вимірювань.

У першому розділі проаналізовано основні положення електродинаміки хвилеводів, зокрема механізми поширення електромагнітних хвиль у хвилевідних структурах та класифікацію типів хвиль. Розглянуто структуру електричних і магнітних полів у прямокутних і круглих хвилеводах, що дозволило визначити умови збудження та поширення хвиль різних типів. Особливу увагу приділено питанням узгодження ліній передачі, конструкціям навантажень, роз'ємів, хвилевідних з'єднувачів, поворотів та переходів між лініями передачі різних типів, оскільки ці елементи суттєво впливають на рівень відбиттів, втрат і електричну міцність НВЧ-трактів.

У другому розділі наведено загальні відомості про хвилевідні НВЧ-фільтри, розглянуто принципи їх роботи та основні конструктивні рішення смугових і режекторних фільтрів. Викладено порядок інженерного розрахунку смугового фільтра на основі прямокутного хвилеводу, що включає вибір геометричних параметрів, визначення робочої смуги частот і забезпечення необхідного рівня узгодження. Отримані результати підтверджують ефективність використання хвилевідних фільтрів у НВЧ-діапазоні завдяки їх низьким втратам і високій електричній міцності.

У третьому розділі представлено результати експериментальних досліджень фільтрів, виконаних на кутникових хвилеводах. Проведені вимірювання показали, що зміна конструктивних параметрів хвилеводу та елементів фільтрації істотно впливає на частотні характеристики, коефіцієнт стоячої хвилі та рівень загасання. Експериментальні дані добре узгоджуються з теоретичними розрахунками, що підтверджує коректність обраних моделей і методик дослідження.

У четвертому розділі розглянуто питання охорони праці та безпеки в надзвичайних ситуаціях, пов'язані з експлуатацією НВЧ-обладнання. Проаналізовано вплив електромагнітних полів на організм людини, наведено вимоги до професійного добору персоналу та заходи щодо забезпечення техногенної безпеки на об'єктах зв'язку, радіомовлення і телебачення.

У цілому виконане дослідження дозволило поглибити розуміння фізичних процесів у хвилевідних НВЧ-фільтрах, оцінити вплив конструктивних рішень на їхні радіотехнічні характеристики та сформулювати практичні рекомендації щодо проєктування і застосування фільтрів на основі прямокутних хвилеводів у сучасних НВЧ-системах.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Milligan T.A. Modern antenna design, John Wiley & Sons, New Jersey 2005, 945 p.
2. Stutzman W.L. Polarization in Electromagnetic Systems, Artech House, Norwood 2018, 352 p.
3. Zhuk S.Ya. Synthesis of extremely wide stopband E-plane bandpass filters / S.Ya. Zhuk, M.Y. Omelianenko, T.V. Romanenko, O.V. Tureeva // Visnyk NTUU KPI Seriya – Radiotekhnika Radioaparotobuduvannia. – 2021. – Vol. 84. – pp. 22-29. DOI: 10.20535/RADAP.2021.84.22-29.
4. Чухов В. В. Радіочастотні методи та засоби вимірювань параметрів хвильоводів із діелектричним заповненням: автореф. дис. на наук. ступінь к.т.н. Вінниц. нац. техн. ун-т. 2007.
5. Chen, Q.; Li, L.; Zhang, Y.; Fan, Y.; Yang, J. Design of W-band passive millimeter wave imaging system. In Proceedings of the 2012 Asia Pacific Microwave Conference Proceedings, Kaohsiung, Taiwan, 4–7 December 2012; pp. 1025–1027. [Google Scholar] [CrossRef]
6. Spence, T.; Cooley, M.; Stenger, P.; Park, R.; Li, L.; Racette, P.; Heymsfield, G.; Mclinden, M. Concept design of a multi-band shared aperture reflectarray/reflector antenna. In Proceedings of the 2016 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology (PAST), Waltham, MA, USA, 18–21 October 2016; pp. 1–6. [Google Scholar] [CrossRef]
7. Harrington, R.F. Field Computation by Moment Method; Macmillan: New York, NY, USA, 1968; ISBN 978-047-054-463-1. [Google Scholar]
8. Jin, J.-M. The Finite Element Method in Electromagnetics, 3rd ed.; Wiley-IEEE Press: Hoboken, NJ, USA, 2014; ISBN 978-1-118-57136-1. [Google Scholar]
9. Taflov, A.; Hagness, S.C. Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method, 3rd ed.; Artech House: Boston, MA, USA, 2005; ISBN 978-158-053-832-9. [Google Scholar]

10. Ames, W.F. Numerical Methods for Partial Differential Equations, 2nd ed.; Academic Press: Cambridge, MA, USA, 1977; ISBN 978-012-056-760-7. [Google Scholar]
11. Weiland, T. A discretization method for the solution of Maxwell's equations for six-component fields. Arch. Elektron. Uebertragungstechnik 1997, 31, 116–120. [Google Scholar]
12. Deschamps, G.A. Ray techniques in electromagnetics. Proc. IEEE 1972, 60, 1022–1035. [Google Scholar] [CrossRef]
13. Luneburg, R.K. Mathematical Theory of Optics; University of California Press: Berkeley, CA, USA, 1966. [Google Scholar]
14. Lorenzo, J.A.M.; Pino, A.G.; Vega, I.; Arias, M.; Rubinos, O. ICARA: Induced-current analysis of reflector antennas. IEEE Antennas Propag. Mag. 2005, 47, 92–100. [Google Scholar] [CrossRef]
15. Bennett, C.A. Principles of Physical Optics; John Wiley & Sons: Hoboken, NJ, USA, 2022. [Google Scholar]
16. Arias-Acuña, M.; García-Pino, A.; Rubiños-López, O. Fast far field computation of single and dual reflector antennas. J. Eng. 2013, 2013, 140254. [Google Scholar] [CrossRef]
17. Rahmat-Samii, Y. A comparison between GO/aperture-field and physical-optics methods of offset reflectors. IEEE Trans. Antennas Propag. 1984, 32, 301–306. [Google Scholar] [CrossRef]
18. Huang, J.; Zhou, J.; Deng, Y. Near-to-far field RCS calculation using correction optimization technique. Electronics 2023, 12, 2711. [Google Scholar] [CrossRef]
19. Keller, J.B. Geometrical Theory of Diffraction. J. Opt. Soc. Am. 1962, 52, 116–130. [Google Scholar] [CrossRef] [PubMed]
20. Ufimtsev, P.Y. Fundamentals of the Physical Theory of Diffraction; John Wiley & Sons: Hoboken, NJ, USA, 2014; ISBN 978-1-118-75366-8. [Google Scholar]

21.Wang, Y.; Pang, C.; Wang, Q.; Mu, Y.; Cheng, Y.; Qi, J. Phase-only compact radiation-type metasurfaces for customized far-field manipulation. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 2023, 71, 4119–4128. [Google Scholar] [CrossRef]

22.Chu, H.; Qi, J.; Qiu, J. Dipole-based wavelet superposition for accurate design and analysis of metasurface. *IEEE Photonics J.* 2020, 12, 4601312. [Google Scholar] [CrossRef]

23.Berry, D.; Malech, R.; Kennedy, W. The reflectarray antenna. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 1963, 11, 645–651. [Google Scholar] [CrossRef]

24.Orfanidis, S.J. *Electromagnetic Waves and Antennas*. Available online: <https://www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa/> (accessed on 7 February 2024).

25.Balanis, C.A. *Advanced Electromagnetics*; Wiley: Hoboken, NJ, USA, 2012; ISBN 9780470589489. [Google Scholar]

26.Balanis, C.A. *Antenna Theory: Analysis and Design*, 4th ed.; Wiley: Hoboken, NJ, USA, 2016; ISBN 9781118642061. [Google Scholar]

27.Химич Г. П. Супутникові системи телекомунікацій на основі технологій 4g - 5g / Г. П. Химич, В. Л. Дунець // Матеріали міжнародної наукової конференції „Іван Пулюй: життя в ім'я науки та України“ (до 175-ліття від дня народження), 28-30 вересня 2020 року. — Т. : ФОП Паляниця В. А., 2020. — С. 106–107. — (Важливі аспекти практичного застосування здобутків сучасної науки і новітніх технологій).

28.Дунець В. Л. Математична модель та метод опрацювання електрокардіосигналу при фізичному навантаженні для підвищення точності кардіодіагностичних систем / Дунець В.Л. . — Тернопіль , 2013 — 20 с. — Режим доступу: <http://>

29.Дунець В.Л. Математична модель та метод опрацювання електрокардіосигналу при фізичному навантаженні для підвищення точності кардіодіагностичних систем. Автореферат дисертації на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук: 01.05.02 — математичне моделювання та обчислювальні методи / В.Л.Дунець — Тернопіль, 2013. — 22 с.

30.Дунець В.Л., Хвостівський М.О., Сверстюк А.С., Хвостівська Л.В. Математичне та алгоритмічно-програмне забезпечення опрацювання електрокардіосигналів при фізичному навантаженні у кардіодіагностичних системах: наукова монографія. Львів: Видавництво «Магнолія - 2006», 2022. 136 с.

31.Dunets V. L. Алгоритм оцінювання завадозахищеності каналу зв'язку / В. Л. Дунець, Н. І. Шилівський, О. Ю. Щирба, Д. О. Гуменюк, Т. В. Чирський // XI Міжнародна науково-практична конференція молодих учених та студентів „Актуальні задачі сучасних технологій“, 7-8 грудня 2022 року. — Т. : ТНТУ, 2022. — С. 162. — (Комп'ютерно-інформаційні технології та системи зв'язку).

32.Основи охорони праці. / Під ред. Ткачука К.Н., Халімовського Н.О. — К.: Основа, 2006

33.Грибан В.Г., Негодченко О.В. Охорона праці. — К.: Центр учбової літератури, 2009

34.Толок А.О., Крюковська О.А. Безпека життєдіяльності. Навчальний посібник. — Дніпродзержинськ: ДДТУ, 2011

35.Стручок В. С. Методичний посібник для здобувачів освітнього ступеня «магістр» всіх спеціальностей денної та заочної (дистанційної) форм навчання «БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ» / Тернопіль: ФОП Паляниця В. А., — 159 с.

36.Стручок В. С. Навчальний посібник «ТЕХНОЕКОЛОГІЯ ТА ЦИВІЛЬНА БЕЗПЕКА. ЧАСТИНА «ЦИВІЛЬНА БЕЗПЕКА» / Тернопіль: ФОП Паляниця В. А., — 156 с.

ДОДАТКИ

Діапазони частот згідно класифікації IEEE

Діапазони частот		
Назва	Частотний діапазон, ГГц	
Назва діапазону	Діапазон частот РЛС	Діапазон частот в супутниковому зв'язку
L	1,0 – 2,0	
S	2,0 – 4,0	
C	4,0 – 8,0	4,0 – 7,0
X	8,0 – 12,0	7,0 – 10,7
Ku	12,0 – 18,0	10,7 – 18,0
K	18,0 – 26,5	18,3 – 20,2; 27,5 – 31,5
Ka	26,5 – 40,0	

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя
Маріборський університет (Словенія)
Технічний університет у Кошице (Словаччина)
Вільнюський технічний університет ім. Гедимінаса (Литва)
Краківський економічний університет (Польща)
Вроцлавський економічний університет (Польща)
Університет «Опольська Політехніка» (Польща)
Національний університет «Полтавська політехніка імені Юрія Кондратюка»
Вінницький національний аграрний університет
Львівський національний університет ім. І. Франка
Головне управління Пенсійного фонду в Тернопільській області
Наукове товариство ім. Шевченка
Тернопільський обласний комунальний інститут післядипломної педагогічної освіти
Сумський державний педагогічний університет
Запорізький національний університет

АКТУАЛЬНІ ЗАДАЧІ СУЧАСНИХ ТЕХНОЛОГІЙ

Збірник

тез доповідей

**XIV Міжнародної науково-технічної
конференції молодих учених та студентів**

11-12 грудня 2025 року



**УКРАЇНА
ТЕРНОПІЛЬ – 2025**

УДК 62:004:338
А43

Актуальні задачі сучасних технологій : зб. тез доповідей XIV міжнар. наук.-техн. конф. молодих учених та студентів, (Тернопіль, 11-12 грудня 2025) / М-во освіти і науки України, Терн. націон. техн. ун-т ім. І. Пулюя [та ін]. – Тернопіль : ФОП Паляниця В.А., 2025 – 593.

Actual problems of modern technologies: book of abstracts of the XIV International scientific and practical conference of young researchers and students, (Ternopil, December, 11th-12th, 2025) / Ministry of Education and Science of Ukraine, Ternopil Ivan Puluj National Technical University [and other.]. – Ternopil: PE Palanytsia V.A., 2025. – 593.

ISBN 978-614-8751-08-1

ПРОГРАМНИЙ КОМІТЕТ

Голова: Микола Митник – ректор ТНТУ ім. І. Пулюя (Україна)

Заступник голови: Павло Марущак – проректор з наукової роботи ТНТУ ім. І. Пулюя (Україна)

Члени: Томаш Вухерер (Словенія), Ян Вінаш (Словаччина), Олегас Прентковскіс (Литва), Анетта Зелінська (Польща), Діана Рокіта-Поскарт (Польща), Бригіда Клеменс (Польща), Марцін Завіцкі (Польща), Олександр Андрейків (Україна), Інна Кульчій (Україна), Світлана Коляденко (Україна), Віктор Кравецький (Україна), Наталія Ілляшенко (Україна), Ірина Дашко (Україна)

ОРГАНІЗАЦІЙНИЙ КОМІТЕТ

Ціх Г., Баран І., Карташов В., Лещук Р., Золотий Р., Окіпний І., Мочарський В., Тимошик Н., Маркович І.

Науковий секретар: Наталія Тимошик

Адреса оргкомітету: ТНТУ ім. І. Пулюя, м. Тернопіль, вул. Руська, 56, 46001

Редагування, оформлення, верстка: Маркович І., Тимошик Н.

СЕКЦІЇ КОНФЕРЕНЦІЇ

Секція 1. Фізико-технічні основи розвитку нових технологій

Секція 2. Нові матеріали, міцність і довговічність елементів конструкцій

Секція 3. Сучасні технології в будівництві, машино- та приладобудуванні

Секція 4. Сучасні технології на транспорті

Секція 5. Комп'ютерно-інформаційні технології та системи зв'язку

Секція 6. Електротехніка та енергозбереження

Секція 7. Фундаментальні проблеми харчових біо- та нанотехнологій

Секція 8. Економічні та соціальні аспекти нових технологій

@ТНТУ ім. І. Пулюя

ISBN 978-614-8751-08-1

За достовірність поданих до друку матеріалів відповідальність несуть автори

УДК 621.372.8

Г.П. Химич, ст. викл.; О.М. Опашний, студент; Р.І. Кондра, студент

(Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя, Україна)

ДОСЛІДЖЕННЯ ХВИЛЕВІДНИХ НВЧ СТРУКТУР З НЕОДНОРІДНОСТЯМИ У ХВИЛЕВОДАХ

H.P. Khymych, senior lecturer; O.M. Opashnyy, student; R.I. Kondra, student

RESEARCH OF MICROWAVEGUIDE STRUCTURES WITH INHOMOGENEITIES IN THE WAVEGUIDES

У даній публікації приведені результати розрахунків та вимірів спроектованих кількох варіантів широкосмугових хвильоводних фазоповертачів, рис.1 та хвильоводних багатофункціональних фільтрів, рис.2, які використовуються в інтегрованому антенному надвисокочастотному (НВЧ) тракту з метою первинної обробки електромагнітних хвиль (розділення за поляризацією, частотними смугами, фазове узгодження каналів, узгодження між елементами тракту).

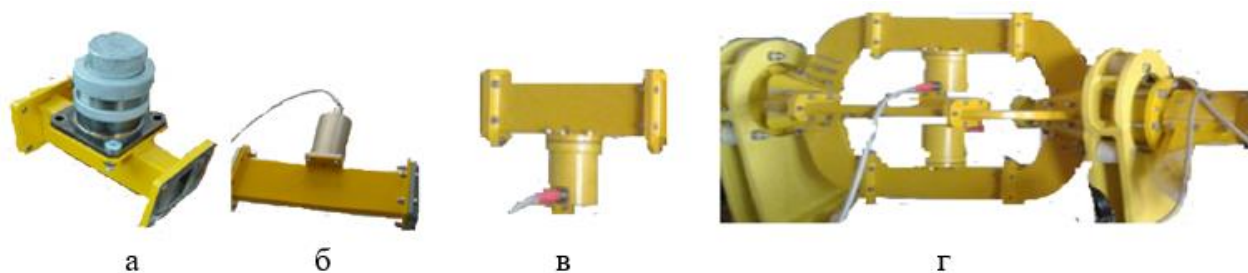


Рисунок 1. Натурні взірці фазоповертачів: а – з механічною зміною фази;

б – з електромеханічною зміною фази; в – з електричною (програмованою) зміною фази; г – електричні фазоповертачі у каналах інтегрованого антенного тракту НВЧ С/Ку діапазонів.

Дані хвильовідні фазоповертачі виконані на основі хвильоводів перетином 61×10 мм з встановленою всередині діелектричною пластиною (teflon 4). У фазоповертачі змінюється електрична довжина, змінюючи при цьому фазову складову електромагнітної хвилі основної моди H_{10} , яка проходить через хвильовід. Всередині хвильоводу розташовується по висі хвильоводу діелектрична пластина з малими втратами і спеціальними скосами на краях для забезпечення хорошого узгодження з сусідніми елементами (вузлами) в НВЧ тракту. Така конструкція дає можливість плавно змінювати фазовий зсув механічно, електрично

або програмно. Зміна ширини хвильоводу змінює критичну довжину хвилі $\lambda_{кр.} = 2a$ і фазову швидкість хвилі H_{10} (зменшення розмірів хвильоводу зменшує затримку фази). Для розрахунку складових частин фазоповертача використовувався метод суперпозиції елементарних хвиль. У відповідності до графіків, рис.2 а,б, розраховувались геометричні та діелектричні параметри у відповідності до зміни критичної частоти.

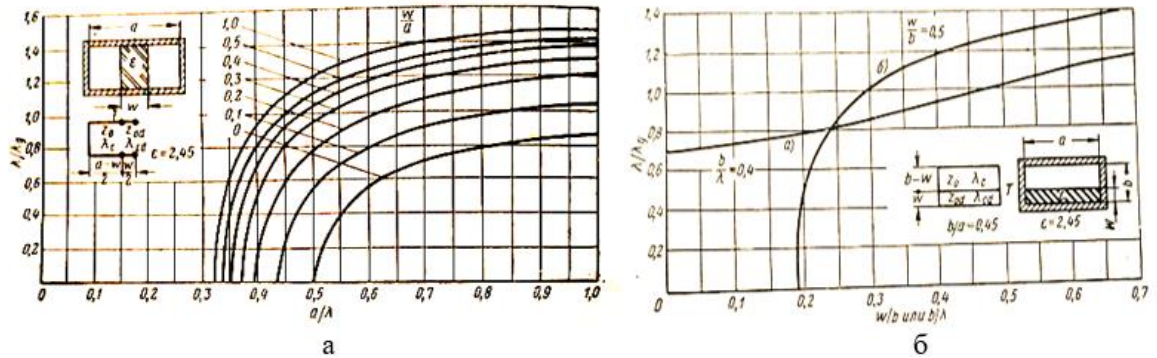


Рисунок 2. Прямокутний хвильвід з діелектричною пластиною: а – паралельна електричному полю; б – перпендикулярна електричному полю.

Результати вимірів VSWR (коефіцієнт стоячої хвилі) фільтрів показано на рис.3.

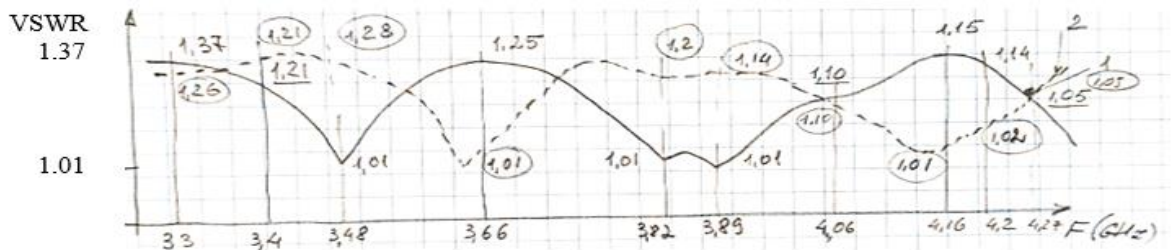


Рисунок 3. Значення VSWR при крайніх положеннях діелектричної пластини.

На рис. 4. показано хвильвідний широкопasmовий смуго-пропускний НВЧ фільтр, який створений на основі прямокутного хвильоводу, перетином 61×10 мм. Даний фільтр є широкопasmовий. VSWR такого фільтру показано на рис 5. Вимірювання проводились на 4 взірцях, що демонструють високу технологічність, точність виготовлення та налаштування взірців. Коефіцієнт втрат в робочій смугі частот не більше 0,15 dBi, затухання за межею робочої зони фільтру – понад мінус 32 dBi, коефіцієнт узгодження (відбиття) від входу і виходу, не більше 1,19.

Розрахунок і синтез фільтру даного типу зводиться до еквівалентної схеми низькочастотного прототипу, який задовільняє відповідну частотну характеристику, з заміною зосереджених елементів схеми на відповідні еквіваленти надвисоких частот. У якості елементів відрізків лінії передачі, які відповідають ємностям, індуктивностям та

резонансним контурам використовуються стрижні, розміщені на широкій стінці хвилеводу. Довжина стрижня менше $\lambda/4$ є еквівалентом індуктивності, при довжині більше $\lambda/4$ є еквівалентом ємності. З'єднання реактивних елементів (стрижнів) з корпусом хвилеводу виконані так, що додаткові реактивності є мінімальними і на налаштування фільтру не впливають.



Рисунок 4. Натурні взірці гібридних смугово-пропускних фільтрів НВЧ.

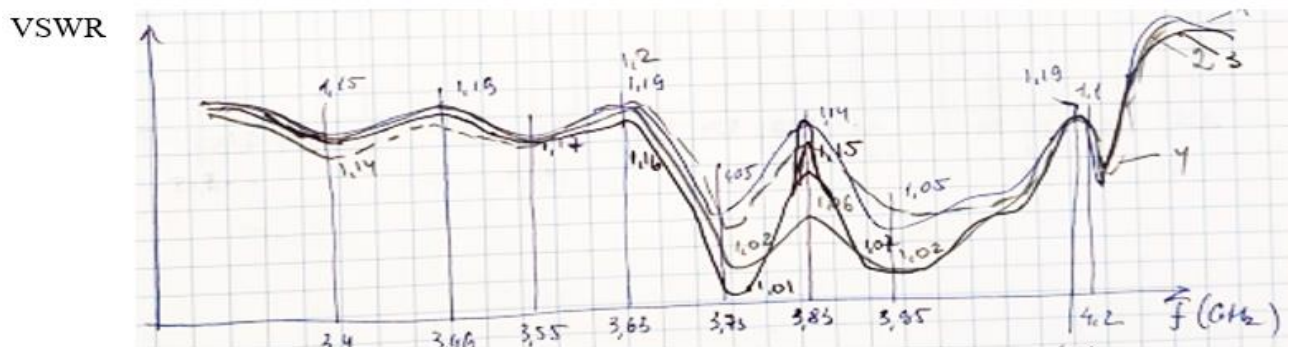


Рисунок 5. КСХН (VSWR) смуго- пропускних фільтрів.

Література

1. [Безбородов Ю. М. Фільтри НВЧ на діелектричних резонаторах / Ю. М. Безбородов, Т. Н. Нариткін, В. Б. Федоров. – Київ. Техніка, 1989.](#)
2. В. В. Козловський. Синтез пристроїв НВЧ на неоднорідних лініях. В. І. Сошніков, В. А. Бичковський, – Київ. Техніка, 1991.
3. [Місюра А.О. Електромагнітне поле хвилеводів з фрактальними властивостями перерізів: автореф. дис. на наук. ступінь к.ф.-м.н. Харків. нац. ун-т радіоелектроніки 2006.](#)
4. [Чухов В. В. Радіочастотні методи та засоби вимірювань параметрів хвилеводів із діелектричним заповненням: автореф. дис. на наук. ступінь к.т.н. Вінниц. нац. техн. ун-т. 2007.](#)