

**НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»
Радіотехнічний факультет
Радіотехнічних пристроїв та систем**

До захисту допущено:
Завідувач кафедри
_____ Сергій ЖУК
«__» _____ 2021 р.

Дипломний проєкт
на здобуття ступеня бакалавра за освітньо-професійною програмою
«Радіотехнічні інформаційні технології»
спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка»
на тему: **«Швидкісний р-і-п діодний фазовий 0-π маніпулятор
діапазону частот 18-26 ГГц»**

Виконав (-ла):
студент (-ка) III курсу, групи РТ-п81
Вінковатов Максим Андрійович _____

Керівник:
Ст. викладач
Омеляненко Михайло Юрійович _____

Рецензент:
Ст. викладач
Ястребов Микола Ігорович _____

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

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
Радіотехнічний факультет
Радіотехнічних пристроїв та систем

Рівень вищої освіти – перший (бакалаврський)

Спеціальність – 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

Освітньо-професійна програма «Радіотехнічні інформаційні технології»

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

_____ Сергій ЖУК

«__» _____ 2021 р.

ЗАВДАННЯ

на дипломний проєкт студенту

Вінковатову Максиму Андрійовичу

1. Тема проєкту «Швидкісний p-i-n діодний фазовий 0-π маніпулятор діапазону частот 18-26 ГГц»,

керівник проєкту Омеляненко Михайло Юрійович, ст. викладач, затверджені наказом по університету від «__» _____ 20__ р. № _____

2. Термін подання студентом проєкту 14 червня _____

3. Вихідні дані до проєкту: робочий діапазон частот 20 - 26 ГГц; рівень вносимих втрат до 1,5 дБ; рівень КСХ по входах не більше 4; диференційний зсув фаз 180°, вхідні та вихідні порти - хвилевод $a \times b = 11 \times 5,5$ мм.

4. Зміст пояснювальної записки

Розділ 1: «ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРИ».

Розділ 2: «ПОБУДОВА ТА РОЗРАХУНОК СХЕМИ».

Розділ 3: «РОЗРАХУНОК ХАРАКТЕРИСТИК».

Розділ 4: «ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ РОЗРОБЛЕНОГО ФАЗОВОГО МАНІПУЛЯТОРА».

Розділ 5: «КОНСТРУКТОРСЬКО-ТЕХНОЛОГІЧНА ПРОРОБКА ПРИСТРОЮ».

5. Перелік графічного матеріалу (із зазначенням обов'язкових креслеників, плакатів, презентацій тощо) Креслення плати маніпулятора, креслення хвилеводних камер, складальне креслення пристрою, специфікації, плакати з основними розрахунковими формулами.

6. Дата видачі завдання 12 квітня 2021 р.

Календарний план

| № з/п | Назва етапів виконання дипломного проекту | Термін виконання етапів проекту | Примітка |
|-------|---|---------------------------------|----------|
| 1. | Аналіз технічного завдання | 12.04 - 16.04 | |
| 2. | Огляд літературних джерел | 19.04 - 25.04 | |
| 3. | Розрахунок топології ГІС | 26.04 - 14.05 | |
| 4. | Розробка креслень | 17.05 - 04.06 | |
| 5. | Підготовка матеріалів до презентації | 07.06 - 10.06 | |
| | | | |
| | | | |
| | | | |
| | | | |

Студент

Максим ВІНКОВАТОВ

Керівник

Михайло ОМЕЛЯНЕНКО

АНОТАЦІЯ

Метою роботи є розробка Швидкісного р-і-п діодного фазового 0-π маніпулятора. Основним завданням є забезпечення роботи пристрою в робочому діапазоні частот 18-23.

Щоб досягти поставлену мету були розглянуті та проаналізовані принципи побудови фазових маніпуляторів

Було здійснено аналіз ТЗ, спроектовано еквівалентну схему маніпулятора, проведені розрахунки пристрою, а також конструкція плати.

Ключові слова : фазовий маніпулятор, р-і-п діод, МСЛ, ХЦЛ,ХКЛ.

ANNOTATION

The purpose of the work is to develop a high-speed p-i-n diode phase $0-\pi$ manipulator. The main task is to ensure the operation of the device in the operating frequency range 18-23.

To achieve this goal, the principles of construction of phase manipulators were considered and analyzed.

The analysis of the technical task was performed, the equivalent circuit of the manipulator was designed, the device was calculated, as well as the design of the board. Key words: phase manipulator, p-i-n diode, MSL, HSL, HCL.

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА

до дипломного проекту

на тему: «Швидкісний p-i-n діодний фазовий 0- π маніпулятор
діапазону частот 18-26 ГГц»

Київ — 2021 року

ЗМІСТ

| | |
|--|----|
| Перелік скорочень..... | 2 |
| ВСТУП | 3 |
| 1 Огляд літератури | 4 |
| 1.1 Принципи побудови фазових маніпуляторів нвч діапазону. | 4 |
| 1.2 Шляхи реалізації перемикачів. | 6 |
| 1.2.1 Р-і-п діоди і їх параметри. | 6 |
| 1.2.2 Польові транзистори у якості перемикаючих елементів НВЧ і їх параметри. | 10 |
| 1.3 Електродинамічні системи гібридних і монолітних схем фазових маніпуляторів НВЧ діапазону..... | 12 |
| 1.4 Висновки | 22 |
| 2 Побудова та розрахунок схеми..... | 23 |
| 2.1 Розрахунок схеми..... | 24 |
| 3 Розрахунок характеристик | 31 |
| 3.1 Розрахунок характеристик маніпулятора у пакеті програм електродинамічного аналізу «CST Microwave Studio» | 31 |
| 4 Експериментальне дослідження розробленого фазового маніпулятора | 37 |
| 4.1 Результати експериментального дослідження повздовжньо-зондового переходу..... | 37 |
| 4.2 Результати експериментального дослідження розробленого 0- π фазового маніпулятора. | 39 |

| | | | | | | | | |
|------------|-------------|------------------|---------------|-------------|----------------------------|-------------|-------------|---------------|
| | | | | | РТп81.432134.001 ПЗ | | | |
| ЗМ. | Лист | № докум. | Підпис | Дата | | | | |
| Розробив | | Вінковатюк М.А. | | | Фазовий маніпулятор | Лім. | Лист | Листів |
| Перевірів | | Омельяненко М.Ю. | | | | | 1 | 56 |
| Н. Контр. | | Піддубний В.О. | | | РП-31 РТФ | | | |
| Затвердив | | Омельяненко М.Ю. | | | | | | |

| | |
|--|----|
| 4.3 Вимірювання диференційного фазового зсуву..... | 41 |
| 4.4 Висновки..... | 43 |
| 5 Конструкторсько-технологічна проробка пристрою | 44 |
| ВИСНОВКИ..... | 47 |
| Перелік джерел посилань..... | 48 |
| Додаток А..... | 49 |
| ДОДАТОК Б | 54 |
| ДОДАТОК В..... | 55 |
| ДОДАТОК Г | 56 |

| | | | | | | | | |
|------------|-------------|------------------|---------------|-------------|----------------------------|-------------|-------------|---------------|
| | | | | | РТп81.432134.001 ПЗ | | | |
| ЗМ. | Лист | № докум. | Підпис | Дата | | | | |
| Розробив | | Вінковатов М.А. | | | Фазовий маніпулятор | Лім. | Лист | Листів |
| Перевірів | | Омельяненко М.Ю. | | | | | 1 | 56 |
| Н. Контр. | | Піддубний В.О. | | | РП-31 РТФ | | | |
| Затвердив | | Омельяненко М.Ю. | | | | | | |

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

НВЧ — над високі частоти

МІС — монолітна інтегральна схема

ГІС — гібридна інтегральна схема

ВАХ — вольт-амперна характеристика

ХЩЛ — хвилевідно-щілінна лінія

ХКЛ — хвилевідно-компланарна лінія

МСЛ — мікросмужкова лінія

КСХ — коефіцієнт стоячої хвилі

QPSK — Quadrature Phase Shift Keying

BPSK — binary phase shift keying

| | | | | | | |
|-----|-----|----------|--------|------|---------------------|------|
| | | | | | РТп81.432134.001 ПЗ | Лист |
| | | | | | | 2 |
| Зм. | Лис | № докум. | Підпис | Дата | | |

ВСТУП

Розробка гібридно-інтегральних схем НВЧ діапазону різного функціонального призначення є важливою задачею, оскільки застосування інтегральної технології дозволяє значно покращити електричні характеристики і параметри вузлів, спростити й здешевити їх виробництво, повністю виключивши операції з налаштування зразків. Особливо сказане стосується приладів короткохвильової частини сантиметрового і міліметрового діапазону довжин хвиль, які до останнього часу потребували значних зусиль по їх індивідуальному налаштуванню.

Даний проєкт стосується розробки біфазного 0- π p-i-n діодного маніпулятора діапазону 23ГГц - приладу, який з успіхом використовується в сучасних прийомопередавача міліметрового діапазона з прямою модуляцією несучої. Модулятор виконаний у вигляді гібридно-інтегральної схеми, яка може бути використана в якості самостійного вузла і розташована в прямокутному хвилеводі, для чого вона містить два ефективних переходи від прямокутного хвилевода до інтегральних ліній передачі, на базі яких побудований модулятор.

| | | | | | | |
|-----|-----|----------|--------|------|---------------------|------|
| | | | | | РТп81.432134.001 ПЗ | Лист |
| Зм. | Лис | № докум. | Підпис | Дата | | 3 |

1 ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРИ

1.1 Принципи побудови фазових маніпуляторів нвч діапазону.

Фазові маніпулятори є важливим елементом багатьох сучасних радіотехнічних пристроїв. Зокрема, в надвисокочастотному діапазоні (частоти вище 1 ГГц) ці вузли часто входять до складу передавальних і приймальних систем, вимірювальної техніки, тощо. Функцією двопозиційного фазового маніпулятора є зміна фази вихідного сигналу відносно вхідного сигналу на певну величину $\Delta\varphi_{\text{диф}}$, яка називається диференціальним фазовим зсувом під дією керуючої напруги. Багатопозиційний фазовий маніпулятор змінює під дією керуючої напруги фазу вихідного сигналу відносно вхідного із дискретом $\Delta\varphi_{\text{диф}}$ так, що сумарний фазовий зсув може досягати величини $n \cdot \Delta\varphi_{\text{диф}}$.

В НВЧ діапазоні, як правило, двопозиційні фазові маніпулятори будуються за схемою, зображеною на рис.1.1. Схема складається з двох відрізків лінії передачі довжиною l_1 і l_2 , відповідно, і двох двопозиційних електронно керованих перемикачів S_1 і S_2 .

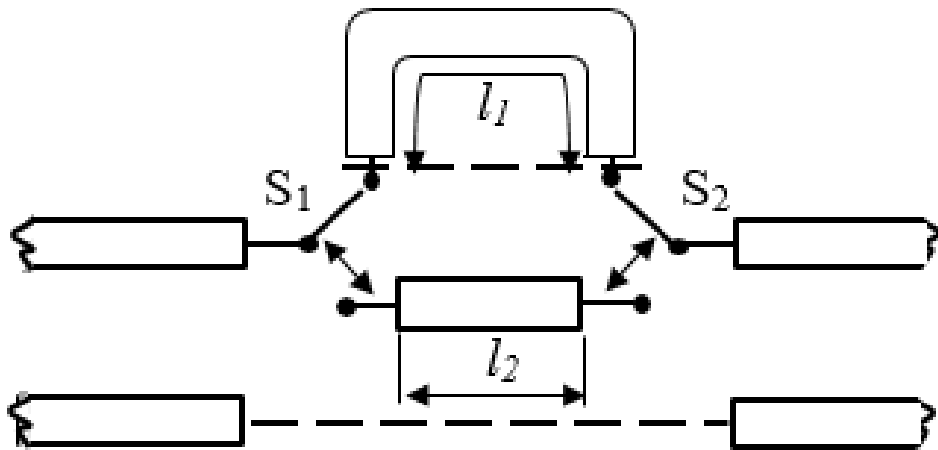


Рисунок 1.1 — схема двопозиційного фазового маніпулятора

Якщо на деякій частоті f_0 фазова стала в лініях передачі рівна β , то, очевидно

$$\Delta\varphi_{\text{диф}} = \beta l_1 - \beta l_2 = \beta(l_1 - l_2). \quad (1.1)$$

| Зм. | Лис | № докум. | Підпис | Дата |
|-----|-----|----------|--------|------|
| | | | | |

Із наведеного співвідношення випливає недолік, характерний для всіх фазових маніпуляторів, побудованих на комутації відрізків лінії передачі. Це частотна залежність диференційного фазового зсуву, пов'язана з частотною залежністю фазової сталої:

$$\beta = \frac{\omega}{V_{\phi}} \quad (1.2)$$

де ω — кругова частота;

V_{ϕ} — фазова швидкість хвилі у лінії передач

Оскільки багатопозиційні фазові маніпулятори будуються за аналогічним принципом, зазначений недолік притаманний і цим пристроям. Схема побудови такого 5-бітного фазового маніпулятора із дискретом регулювання фази у 5.625° зображена на рис.1.2.

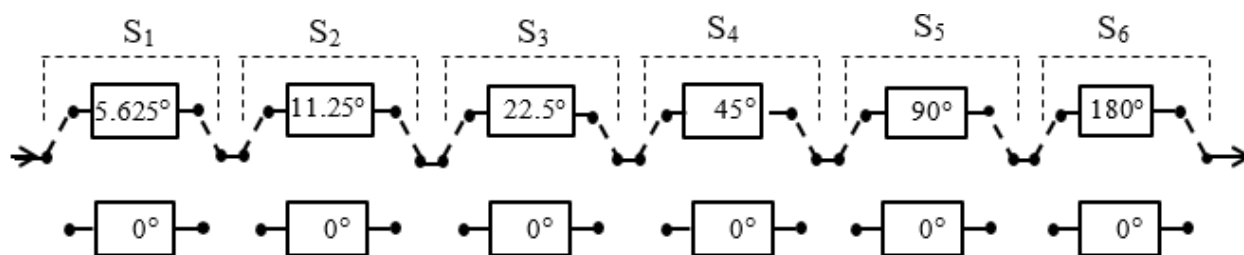


Рисунок 1.2 — схема 5-бітного фазового маніпулятора

З рисунку видно, що об'єднані у пари перемикачі S_1, \dots, S_6 включають у тракт двопозиційні фазові маніпулятори із диференційним фазовим зсувом, що дорівнює $5.625 \cdot 2^n$ ($n=0 \dots 5$). У сучасному виконанні зображена схема реалізується у вигляді монолітної інтегральної схеми (МІС). Перемикачі керуються блоком логіки, який реалізовується на тому ж кристалі, причому встановлення необхідного фазового зсуву можливе по послідовному або паралельному входам. Розглядувані схеми сьогодні доступні у окремих піддіапазонах смуги частот від 1 до 12 ГГц .

В тому випадку, коли виникають складнощі з побудовою перемикачів, кількість їх може бути значно зменшена. Прикладом такого рішення для схеми двохпозиційного фазового маніпулятора є схема, зображена на рис.1.3.

| | | | | |
|-----|-----|----------|--------|------|
| | | | | |
| Зм. | Лис | № докум. | Підпис | Дата |

В схемі використано трьохплечий циркулятор Ц. Потужність у плечі 3 дорівнює вхідній при довільному положенні перемикача S_1 , але фаза хвилі у плечі 3 буде залежати від його стану і буде зміцнюватися (за умови ідеальності перемикача) на кут $2\beta l$, який і буде дорівнювати диференційному фазовому зсуву даного фазового маніпулятора.

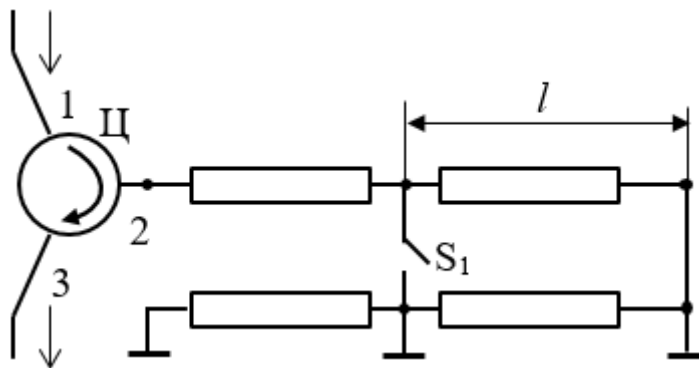


Рисунок 1.3 — схема фазового маніпулятора з циркулятором

Очевидно, що всі недоліки, притаманні фазовому маніпулятору на комутації ліній передачі, розглянутому раніше, характерні і для і для фазового маніпулятора із використанням циркулятора. Разом з тим видно, що застосування циркулятора у двопозиційному фазовому маніпуляторі дозволяє в чотири рази зменшити кількість перемикачів.

1.2 Шляхи реалізації перемикачів.

З викладеного у розділі 1.1 видно, що найважливішим елементом фазових маніпуляторів є перемикач. У якості робочих елементів тут використовуються р-і-п діоди і польові транзистори із ізольованим заслоном. Розглянемо детально властивості і переваги кожного із зазначених елементів.

1.2.1 Р-і-п діоди і їх параметри.

Р-і-п діоди були розроблені з метою використання у комутуючих пристроях НВЧ діапазону - перемикачах, амплітудних і фазових маніпуляторах, електронно-керованих атенюаторах, обмежувачах потужності, тощо. Хоча можливість керувати опором існує у звичайного діода (з р-п переходом або з бар'єром Шоткі), однак у повністю відкритому стані опір такого елемента,

| | | | | |
|-----|-----|----------|--------|------|
| | | | | |
| Зм. | Лис | № докум. | Підпис | Дата |

РТп81.432134.001 ПЗ

Лист

6

який однозначно має можливість працювати в НВЧ діапазоні, становить не менше 10-15 Ом. А оскільки в перемикачах (і інших подібних пристроях) діод включається в лінію передачі з хвильовим опором порядку 50-100 Ом, він не спроможний викликати суттєвих змін у поведінці схеми. Для прикладу розглянемо дві схеми простого амплітудного маніпулятора, зображені на рисунку 1.4 а,б.

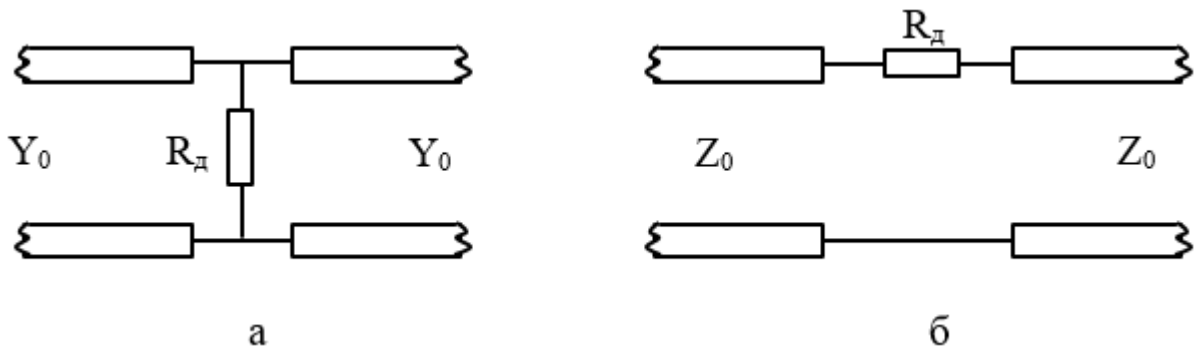


Рисунок 1.4 — схеми простого амплітудного маніпулятора

В схемі 1.4а маніпуляція спричиняється малим опором R_d відкритого діода - хвиля відбивається назад до генератора. Коефіцієнт відбиття може бути оцінений за формулою

$$\Gamma = \frac{Y_0 - (Y_0 + G_d)}{Y_0 + (Y_0 + G_d)} \quad (1.3)$$

де $G_d = 1/R_d$

Для типової мікросмужкової лінії хвильовий опір дорівнює $Z_0 = 50 \text{ Ом}$; $Y_0 = 0.02 \text{ сім}$. Підставляючи $R_d = 10 \text{ Ом}$, отримуємо, відповідно, $\Gamma \approx 0.7$. При цьому відбита потужність, пропорційна $|\Gamma|^2 = 0.5$, становитиме тільки половину падаючої. Отже втрати становитимуть мінус 3 дБ, що, очевидно, для амплітудного маніпулятора абсолютно неприпустимо. Для схеми, зображеної на рис.1.4б, навпаки, будуть неприпустимими втрати у відкритому стані амплітудного маніпулятора. Таким чином, використання діодів із р-п переходом у перемикаючих пристроях НВЧ недоцільне.

Структура р-і-п діода відрізняється введенням між р- і п- областями напівпровідника тонкого шару власного напівпровідника (такий шар називається

базою), провідність якого дуже мала (рис.1.5). При під'єднанні зовнішнього джерела відкриваючої перехід напруги дірки і електрони дифундують у і-область, в якій встановлюється деякій розподіл цих носіїв в залежності від координати (показаний на тому ж рисунку).

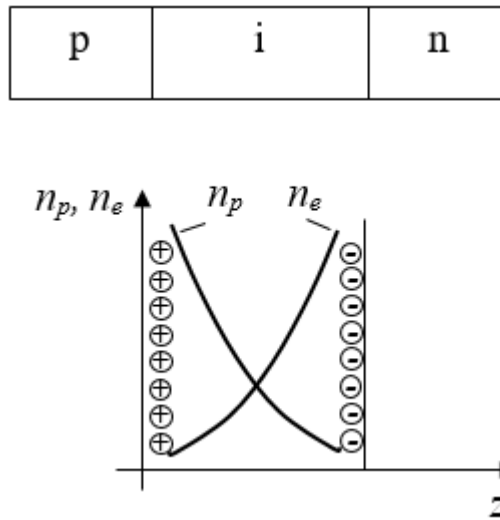


Рисунок 1.5 — структура р-і-п діода

Видно, що рекомбінація носіїв відбувається тільки у центральній частині і-області, де їх концентрація приблизно рівна. Ця рекомбінація і спричиняє протікання струму через діод. Однак, ми бачимо, що протікання струму супроводжується накопиченням значного об'ємного заряду поблизу границь і-області. Цей процес еквівалентний появі ємності, яка завдяки малій провідності і-області може досягати значної величини. Зазначимо, що це - дифузійна ємність C_d характерна і для звичайного р-п переходу, однак тут вона навмисно зроблена дуже значною. До чого вона призводить? Видно, що ця ємність шунтує опір відкритого р-п переходу, а отже тепер у відкритому стані на високій частоті провідність діода може стати дуже великою. Для типового р-і-п діоду $C_d \sim 100$ пФ і оскільки $X_C = 1/\omega C_d$, то на частоті 10 ГГц опір діода становитиме всього 0.16 Ом. Реальний р-і-п діод містить не тільки саму напівпровідникову структуру, а й елементи, пов'язані з його конструктивним виконанням. В гібридних інтегральних схемах маніпуляторів доцільно використовувати безко-

| | | | | |
|-----|-----|----------|--------|------|
| | | | | |
| Зм. | Лис | № докум. | Підпис | Дата |

рпусні діоди, в яких вплив елементів, що оточують напівпровідникову структуру, зведений до мінімуму. Прикладом такого виконання є діоди із балочними виводами, типовий вигляд яких зображений на рис.1.6.

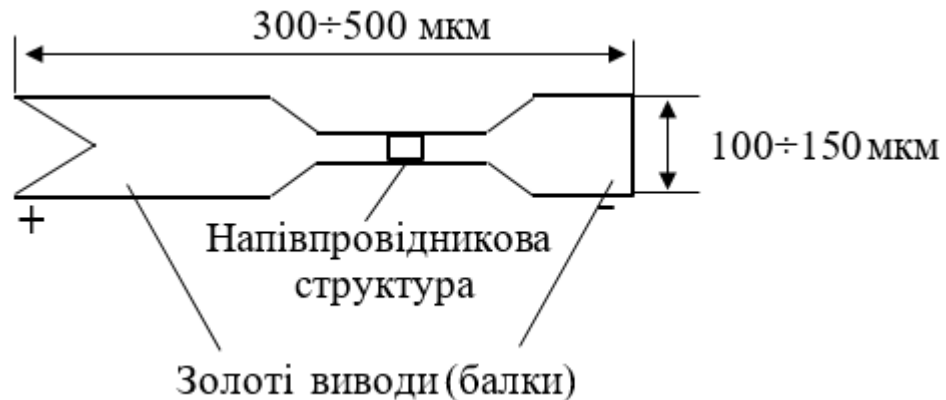


Рисунок 1.6 — схема діода з балочними виводами

Напівпровідникова структура діода розташована між тонкими золотими виводами (товщина 4-5 мкм), один з яких має мітку, яка позначає полярність діода. Таке конструктивне виконання гарантує малу індуктивність виводів і малу ємність, яка шунтує власні напівпровідники. На рис.1.7 зображені еквівалентні схеми р-і-п діода у закритому і відкритому станах.

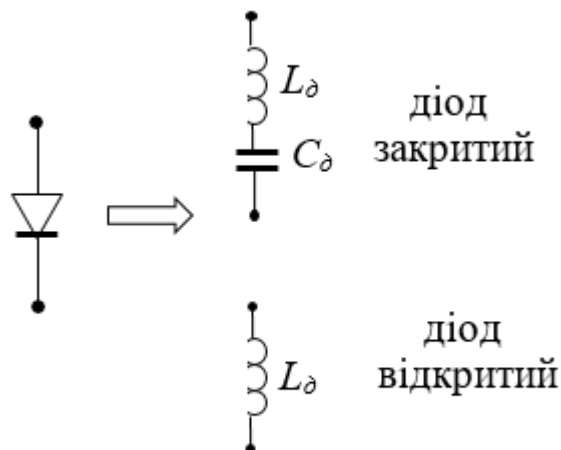


Рисунок 1.7 — еквівалентні схеми р-і-п діода

| | | | | |
|-----|-----|----------|--------|------|
| | | | | |
| Зм. | Лис | № докум. | Підпис | Дата |

Оскільки із зростанням частоти опір індуктивності зростає, саме її значення обмежує величину загасання, яке може вносити схема, зображена на рис.1.4а. Отже найкращі діоди повинні мати якомога менше значення L_{∂} . Якщо значення C_{∂} не буде малим, то у закритому стані діод буде забезпечувати мале загасання у схемах типу зображеної та рис.1.4б. Сучасні р-і-п діоди із балочними виводами мають $L_{\partial} \sim 0.02$ нГн і $C_{\partial} \sim 0.03$ пФ.

1.2.2 Польові транзистори у якості перемикаючих елементів НВЧ і їх параметри.

Із викладеного у попередньому розділі випливає, що р-і-п діод принципово має вертикальну структуру, яка складно реалізується технологічно. Більш простою є структура польового транзистора, всі елементи якого можуть бути виготовленими за поверхневою технологією. Типова вольт-амперна характеристика польового транзистора з заслоном на р-п переході зображена на рис.1.8а. На рис.1.8б збільшено зображено початкову частину цієї характеристики при малих значеннях напруги на стоку. Декілька кривих на рис.1.8 відносяться до різних значень напруги на заслоні відносно виток. З наведених характеристик видно, що значення диференційного опору

$$R_{CB} = \frac{\Delta U_C}{\Delta I_C} \text{ може змінюватись в широких межах під дією напруги на заслоні, що може бути використане для побудови електронно-керованого атенюатора або перемикача.}$$

Очевидним недоліком такого перемикача на польовому транзисторі із заслоном на р-п переході буде незначне загасання у закритому стані перемикача (відкритому транзисторі), виконаному по схемі рис.1.4а і значне загасання у відкритому стані перемикача (теж відкритому транзисторі), виконаному по схемі рис.1.4б.

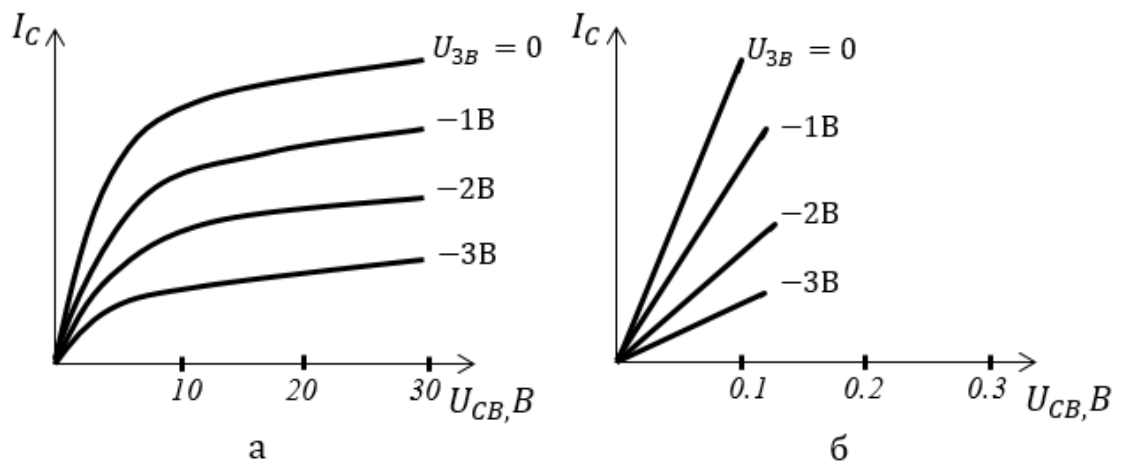


Рисунок 1.8 — ВАХ польового транзистора

Значно кращі характеристики буде мати перемикач, побудований на транзисторі з ізольованим заслоном (MOSFET - аббревіатура від англійської назви metal-oxide field effect transistor), характеристика якого зображена на рис.1.9а Тут же зображена прохідна характеристика (рис.1.9б) - залежність струму стоку від напруги на заслоні (n-канальний MOSFET збагаченого типу).

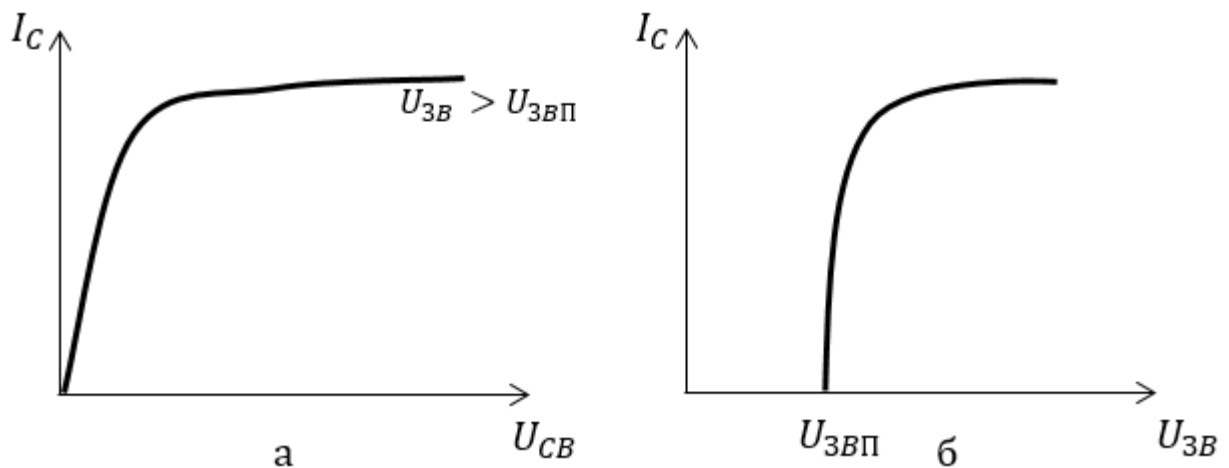


Рисунок 1.9 — характеристики перемикача MOSFET

Видно, що при напрузі на заслоні $U_{зв}$, що перевищує порогове значення $U_{звп}$, струм стоку різко зростає із збільшенням напруги, так що диференціальний опір у відкритому стані тут дуже малий. Простота виготовлення при груповій технології зумовлює використання саме таких пристроїв у монолітних інтегральних схемах багатопозиційних фазових маніпуляторів і цифрових фазообертачів. Разом з тим у диференціальних швидкісних фазових маніпуляторах

| | | | | |
|-----|-----|----------|--------|------|
| | | | | |
| Зм. | Лис | № докум. | Підпис | Дата |

транзисторні перемикачі не використовують, оскільки схема потребує застосування окремих ланцюгів для подачі керуючої напруги на заслон транзистора, в той час як перемивання стоку р-і-п діода відбувається по тому ж ланцюгу, по якому надходить НВЧ сигнал.

1.3 Електродинамічні системи гібридних і монолітних схем фазових маніпуляторів НВЧ діапазону.

Як відзначалося раніше, найкращими параметрами характеризуються р-і-п діоди з балочними виводами, оскільки притаманні їм конструктивні реактивності мінімальні. Реалізація пристроїв з їх використанням диктує вимоги до електродинамічних систем, як основи для їх побудови. По-перше, малий розмір діодів вимагає таку конфігурацію електродинамічної системи, яка забезпечить концентрацію енергії хвилі у об'ємах, співставних з їх розмірами. Серед таких найбільш вживаними на практиці є мікросмужкова лінія (МСЛ, рис.1.10), хвилеводно-щілинна лінія (ХЩЛ, рис.1.11), хвилеводно-компланарна лінія (ХКЛ, рис.1.12).

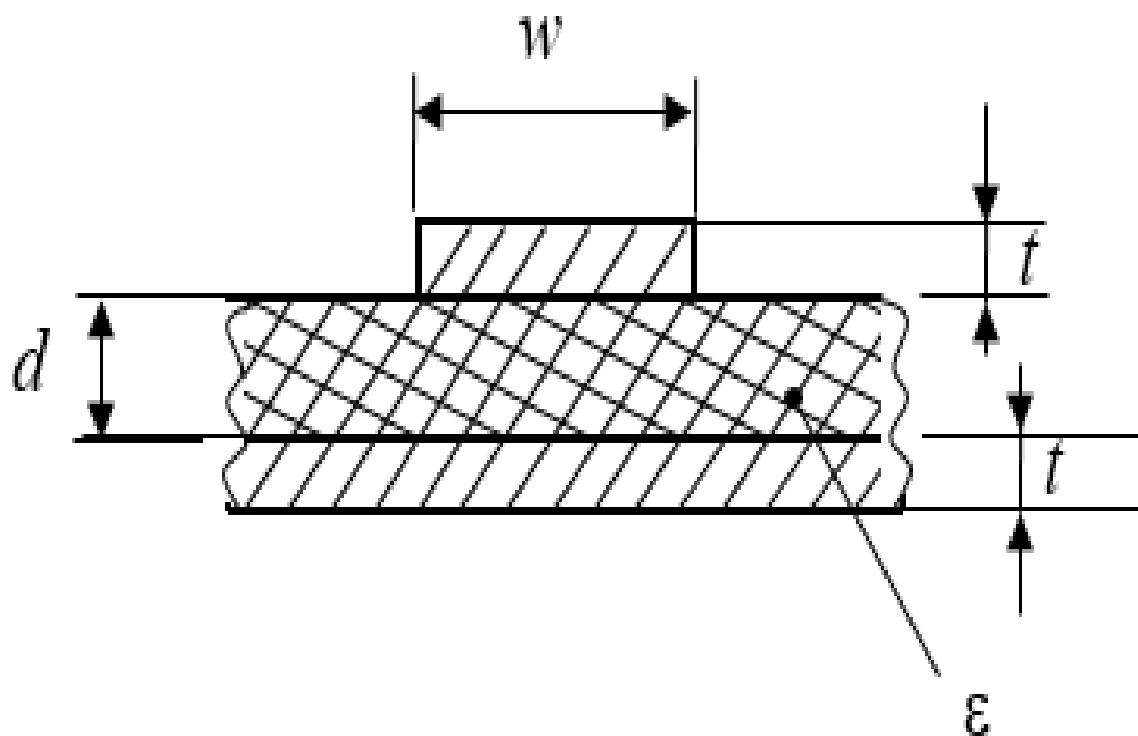


Рисунок 1.10 — переріз мікросмужкової лінії

| | | | | |
|-----|-----|----------|--------|------|
| | | | | |
| Зм. | Лис | № докум. | Підпис | Дата |

РТп81.432134.001 ПЗ

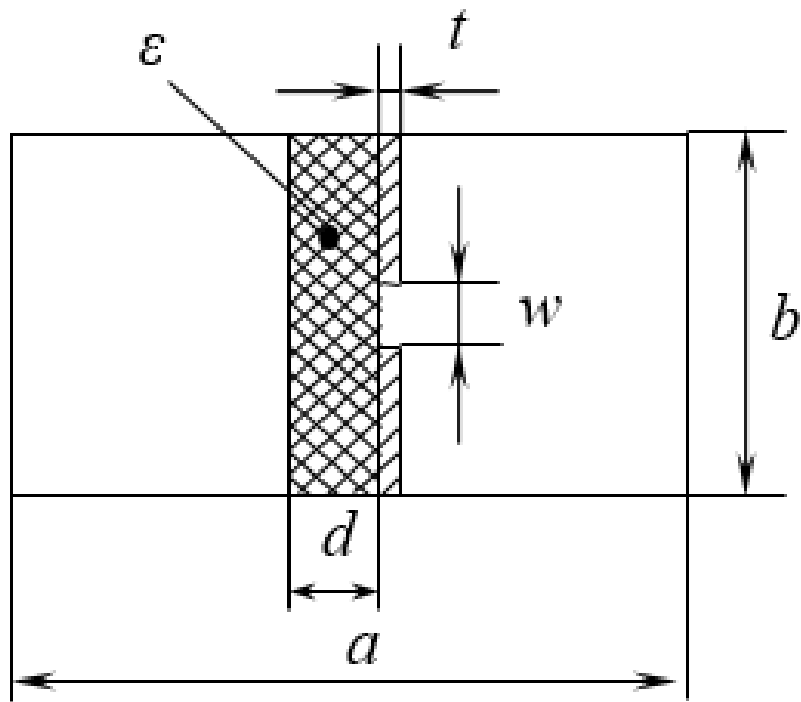


Рисунок 1.11 — переріз хвилеводно-щілинної лінії

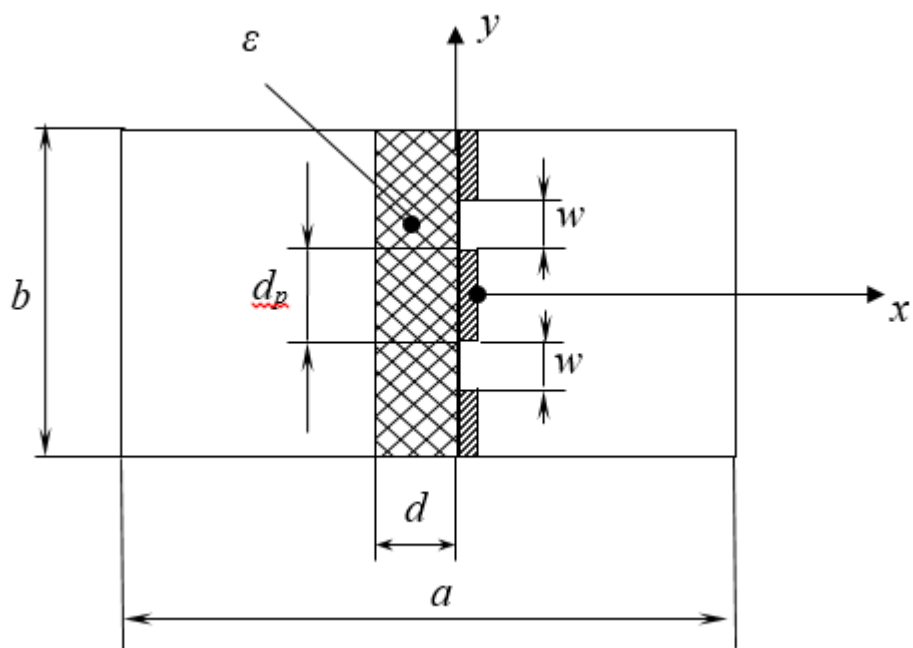


Рисунок 1.12 — переріз хвилеводно-компланарної лінії

Розглянемо особливості зазначених ліній передачі.

Мікросмужкова лінія є найбільш розповсюдженою лінією для побудови гібридних і монолітних інтегральних схем НВЧ діапазону. Основним типом

| | | | | |
|-----|-----|----------|--------|------|
| | | | | |
| Зм. | Лис | № докум. | Підпис | Дата |

хвилі є квазі-Т хвиля, оскільки лінія містить два незалежних металевих провідника і неоднорідне діелектричне заповнення. Довжина хвилі може бути розрахована за формулою

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{\text{еф}}}} \quad (1.4)$$

$$\text{де } \varepsilon_{\text{еф}} = \frac{\varepsilon+1}{2} + \frac{\varepsilon-1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1+10 \cdot \frac{d}{w}}}$$

Недоліком лінії є значні втрати на частотах вище приблизно 20 ГГц, що зумовлює небажаність застосування її у якості основи для побудови гібридних інтегральних схем на вищих частотах. У якості основи для побудови монолітних інтегральних схем на підкладках з кремнію такі лінії вимушено використовуються. При цьому задля зменшення втрат довжина МСЛ на кристалі мінімізується. Типова топологія мікросмужкового двопозиційного фазового маніпулятора на чотирьох перемикачах показана на рис 1.13.

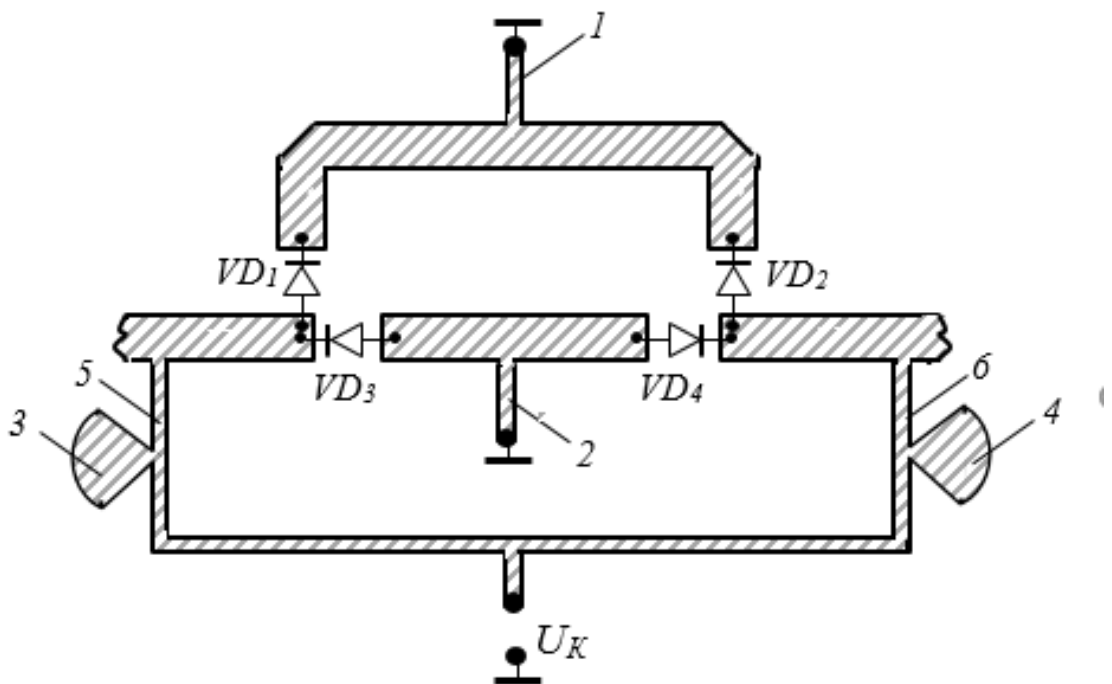


Рисунок 1.13 — топологія мікросмужкового фазового маніпулятора

Схема містить два відрізки МСЛ різної довжини, які підключаються у тракт р-і-п діодами VD_1, VD_2 і VD_3, VD_4 . Керуюча напруга U_K - двополярна.

| | | | | |
|-----|-----|----------|--------|------|
| | | | | |
| Зм. | Лис | № докум. | Підпис | Дата |

РТп81.432134.001 ПЗ

Лист

14

При додатній полярності вмикаються діоди VD_1, VD_2 а при від'ємній діоди VD_3, VD_4 , підключаючи відповідні лінії передачі. Замикання струму через діоди відбувається завдяки короткозамкненню на кінцях високоомним чвертьхвильовим відрізкам 1,2. Розв'язку сигнального тракту з трактом керуючої напруги U_K забезпечують два розімкнені чвертьхвильові радіальні шлейфи 3,4, під'єднані до сигнального тракту через високоомні чвертьхвильові відрізки МСЛ 5,6.

На рис.1.14 зображено схему двопозиційного фазового маніпулятора з використанням феритового циркулятора (циркулятор не показаний). Діод VD_1 комутує короткозамкнений відрізок МСЛ 1, що спричиняє зсув по фазі відбитої хвилі. Замкнення НВЧ струму через діод забезпечується розімкненим чвертьхвильовим радіальним шлейфом 1. Для гарантування розв'язки сигнального і керуючого тракту в широкій смузі частот керуюча напруга подається через ще один радіальний шлейф 2, підключений до вершини шлейфа 1 через чвертьхвильовий відрізок високоомної МСЛ 3.

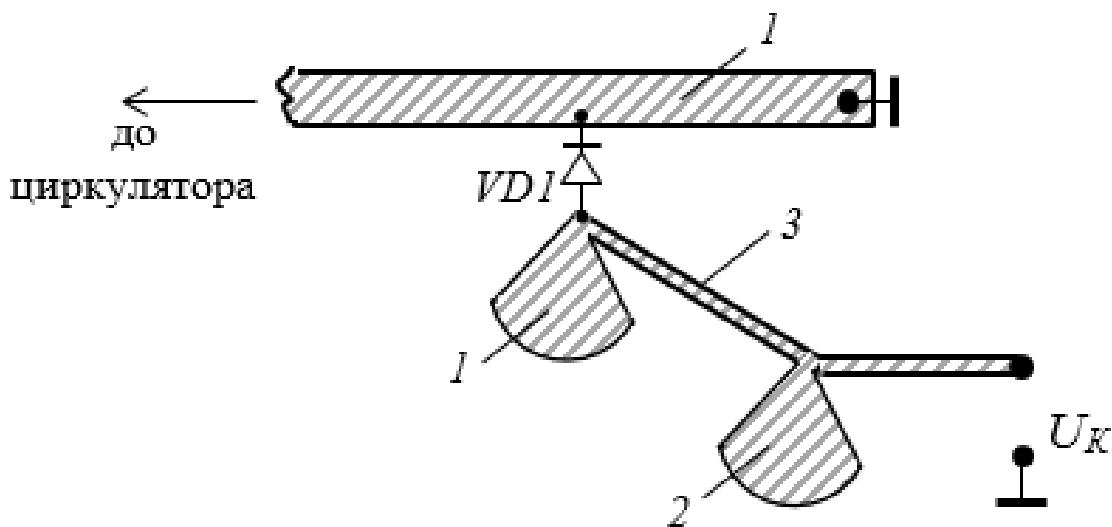


Рисунок 1.14 — схема двопозиційного фазового маніпулятора з феритовим циркулятором

Таке підключення гарантує високий вхідний опір для НВЧ струму зі сторони джерела живлення в точці підключення відрізка 3 до радіального шлейфа 1.

| | | | | |
|-----|-----|----------|--------|------|
| | | | | |
| Зм. | Лис | № докум. | Підпис | Дата |

РТп81.432134.001 ПЗ

Лист
15

Аналогічна (за принципом роботи) мікросхема двопозиційного фазового маніпулятора, виконана на основі ХЩЛ, показана на рис.1.15 (зовнішній циркулятор тут також не показаний). З рисунку видно, що провідники 6,7, між яким включений діод, разом із гребенями ХЩЛ 8,9 утворюють розімкнені мікросмужкові шлейфи, вхідний опір яких у точках підключення діода (точки 2,4) близький до нуля. З рисунку також видно, що вхідний опір в зазначених точках - це опір між точками 1,2 і 3,4. Таким чином, на робочій частоті маніпулятора шлейфи не мають гальванічного контакту з гребенями ХЩЛ, однак фактично під'єднані до них на НВЧ.

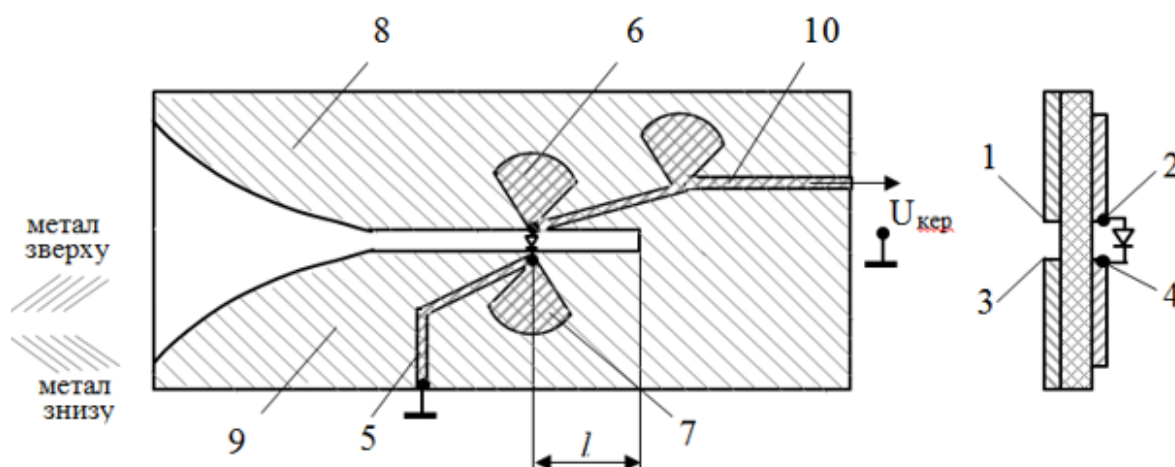


Рисунок 1.15 — мікросхема двопозиційного фазового маніпулятора на основі ХЩЛ

Разом з тим по постійному струму діод від'єднаний від гребенів, що дає можливість подати керуючу напругу на діод. (З рисунка видно, що безпосередньо під'єднання діода до гребенів ХЩЛ призвело б до замикання керуючого струму через короткозамкнені гребені). Керований фазовий зсув забезпечується комутацією відрізка ХЩЛ довжиною l . Якщо знехтувати реактивними параметрами діода, цей зсув дорівнює $\Delta\varphi_{\text{диф}} = 2\beta\Delta l$, де β - фазова стала хвилі у ХЩЛ на центральній частоті робочого діапазону маніпулятора. Керуюча напруга на діод подається через мікросмужкові елементи 5,6,7, причому елемент 5 замкнений на кінці на стінку хвилевода, чим забезпечується замикання кола керуючої напруги.

Всі зазначені конструкції фазових маніпуляторів мають спільний недолік - залежність диференційного фазового зсуву від частоти. Існує один різновид

| | | | | | | |
|-----|-----|----------|--------|------|----------------------------|------|
| | | | | | РТп81.432134.001 ПЗ | Лист |
| Зм. | Лис | № докум. | Підпис | Дата | | 16 |

фазового маніпулятора, який може бути позбавлений цього недоліку. Дійсно, якщо зміниться під дією керуючої напруги напрям відбитого поля на виході маніпулятора, то це може бути розцінено як виникнення фазового зсуву, що дорівнює π . При цьому зміна напрямку поля (зміна напрямку поляризації на протилежну) може відбуватися за абсолютно іншим принципом, ніж було описано, а, відповідно, внесений фазовий зсув, рівний π , може бути незалежним від частоти. Низькочастотна схема, яка забезпечує такий зсув, показана на рис.1.16. Принцип дії схеми показаний на рис.1.17. Видно, що комутація перемикачів V_1 і V_2 на протилежну викликає зміну напруги $U_{\text{вих}}$ на 180° , причому, очевидно, ця величина фазового зсуву не залежатиме від частоти, а при однакових параметрах реактивних перемикачів (наприклад, р-і-п діодів) - не залежатиме від їх еквівалентних параметрів.

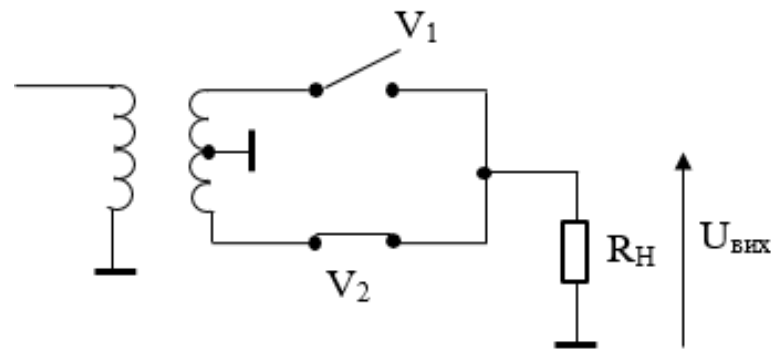


Рисунок 1.16 — схема низькочастотного фазового маніпулятора

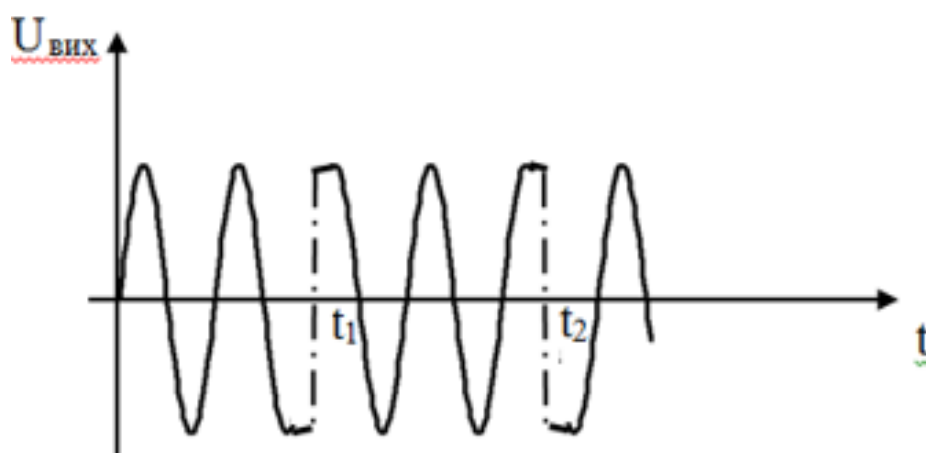


Рисунок 1.17 — принцип дії схеми низькочастотного фазового маніпулятора

| | | | | |
|-----|-----|----------|--------|------|
| | | | | |
| Зм. | Лис | № докум. | Підпис | Дата |

РТп81.432134.001 ПЗ

Лист

17

НВЧ реалізація схеми, зображеної на рис.1.16, показана на рис.1.18. Як видно, в схемі задіяні декілька типів інтегральних ліній передачі, тому ця схема отримала назву фазового 0- π маніпулятора на комбінації ліній передачі. Схема містить плавний перехід 1 від прямокутного хвилевода на ХЩЛ секцію регулярної ХЩЛ 2, перехід 3 від ХЩЛ на ХКЛ, зондовий перехід 7 від прямокутного хвилевода на МСЛ, секцію регулярної МСЛ 6, перехід від МСЛ на ХКЛ із збудженням хвилі непарного типу 5. Крім того схема містить фільтр низької частоти на мікросмушкових елементах 8,9 і частину підкладинки 10, яка міститься поза областю хвилеводної камери, в яку поміщена підкладинка ХЩЛ. Два р-і-п діоди VD_1 , VD_2 поміщені на кінці секції ХКЛ, розташованому з боку ХЩЛ і включені по відношенню до щілин ХКЛ в протилежних напрямках.

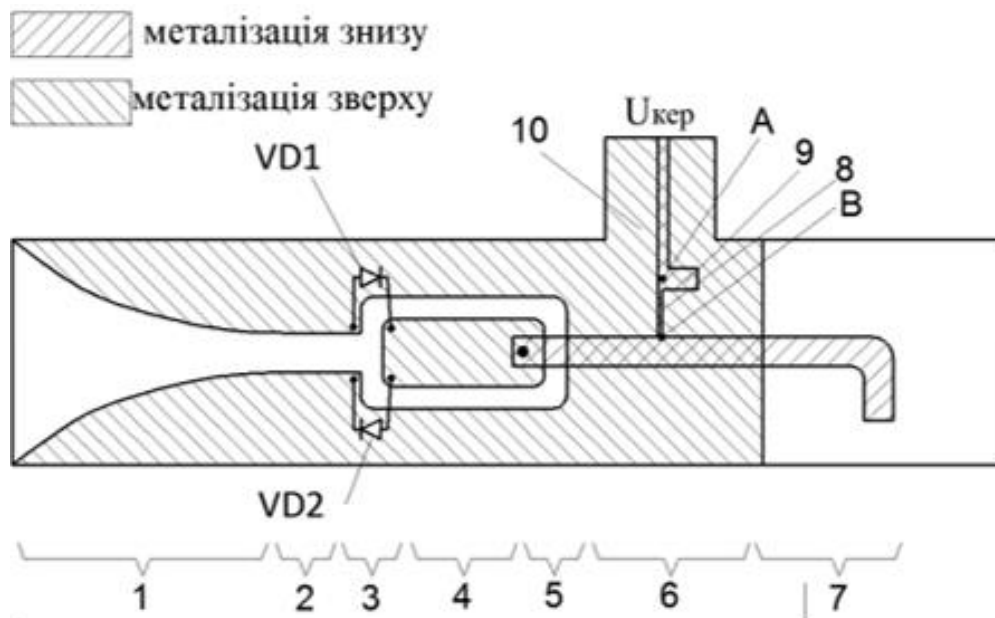


Рисунок 1.18 — схема НВЧ фазового маніпулятора

Розглянемо схему якісно. Припустимо, що хвиля основного типу H_{10} падає на підкладинку справа. Вона завдяки переходу на МСЛ 7 збуджує секцію регулярної МСЛ 6 і проходить до вузла збудження ХКЛ 5. Підключений до МСЛ 6 фільтр низької частоти на елементах 8,9 не впливає на розповсюдження хвилі у МСЛ 6, оскільки розімкнений на кінці мікросмушковий чвертьхвильовий шлейф 9 в точці А створює коротке замикання, яке через чверть довжини хвилі (довжина лінії 8) в точку В перераховується у нескінченний опір. Отже

| | | | | | | |
|-----|-----|----------|--------|------|----------------------------|------|
| | | | | | РТп81.432134.001 ПЗ | Лист |
| Зм. | Лис | № докум. | Підпис | Дата | | 18 |

вхідний опір ФНЧ у точці підключення до лінії 6 дуже великий, а оскільки ФНЧ і лінія 6 включені паралельно, то потужність у ФНЧ не відгалужується. Розглянемо детально роботу вузла збудження ХКЛ 5. Переріз підкладинки в області цього вузла показаний на рис.1.19. На рисунку показана зміна конфігурації електричного поля у районі з'єднання. Видно, що завдяки конструкції переходу все електричне поле в МСЛ буде збуджувати поперечну щілину у ХКЛ.

Подальша поведінка цього поля (рис.1.20) показує, що воно забезпечує збудження хвилі непарного типу у ХКЛ.

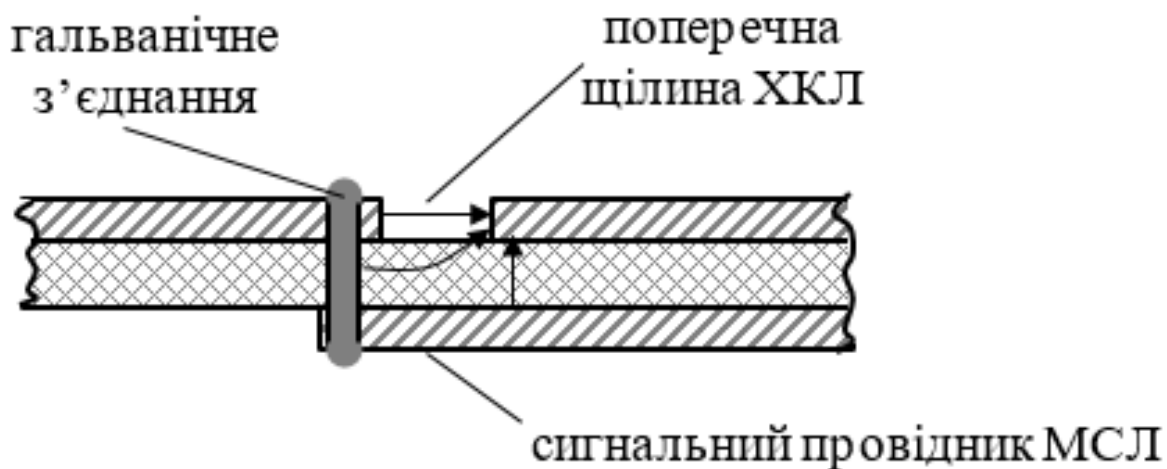


Рисунок 1.19 — Переріз підкладинки в області вузла ХКЛ

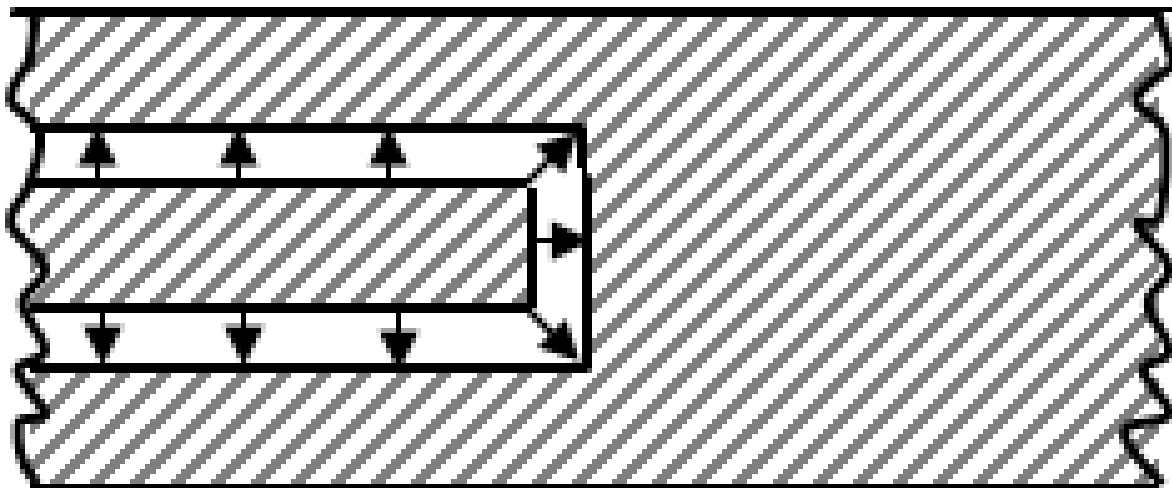


Рисунок 1.20 — Збудження хвилі непарного типу у ХКЛ

| | | | | |
|-----|-----|----------|--------|------|
| | | | | |
| Зм. | Лис | № докум. | Підпис | Дата |

РТп81.432134.001 ПЗ

Лист

19

З рисунку 1.21 видно поведінку цієї хвилі біля протилежного краю секції ХКЛ.

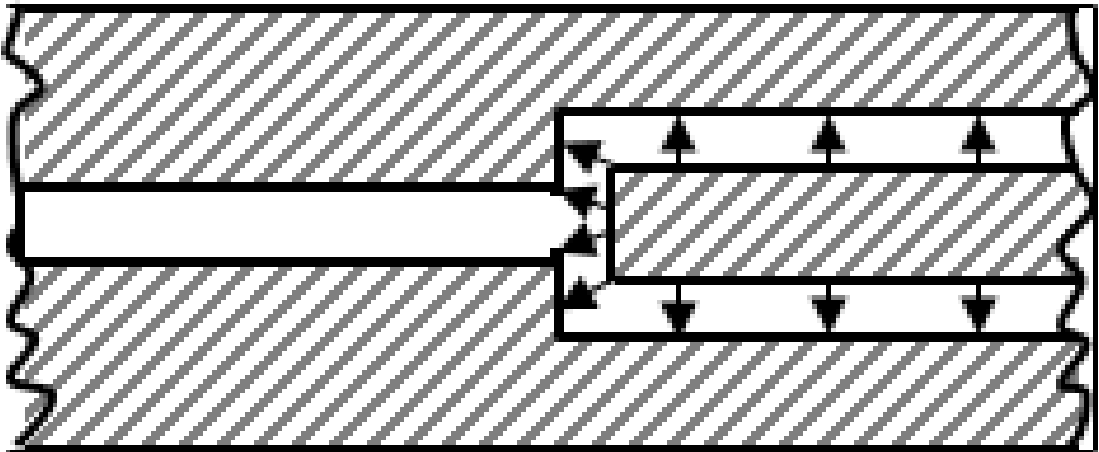


Рисунок 1.21 — поведінка хвилі непарного типу біля протилежного краю секції ХКЛ

Видно, що сумарне поле у ХЦЛ, яке збуджує хвиля непарного типу у ХКЛ у відсутності діодів, дорівнює нулю. Ситуація докорінно змінюється, якщо в районі переходу на ХЦЛ встановити діоди. Задля спрощення на рис. 1.22а.б показані випадки, коли ідеальні діоди (тобто діоди з нульовим опором у відкритому стані і нескінченним у закритому) по черзі перекривають верхню і нижню щілини ХКЛ. Видно, що в залежності від стану діодів поляризація електричного поля у ХЦЛ, тобто на виході фазового маніпулятора, змінюється на протилежну, тобто фаза вихідного сигналу змінюється на π . Очевидно також, що зазначений ефект зміни фази не залежатиме від частоти, а також від реальних параметрів діодів (при їх ідентичності).

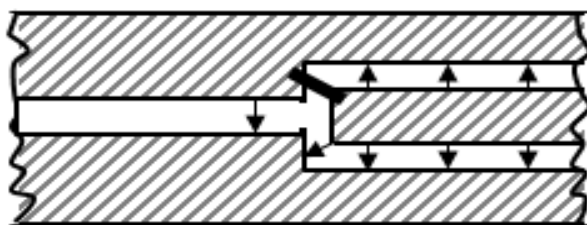
Напроти, від частоти буде залежати коефіцієнт передачі фазового маніпулятора і КСХ зі сторони його входів. Ці характеристики також залежатимуть від параметрів діодів.

| | | | | |
|-----|-----|----------|--------|------|
| | | | | |
| Зм. | Лис | № докум. | Підпис | Дата |

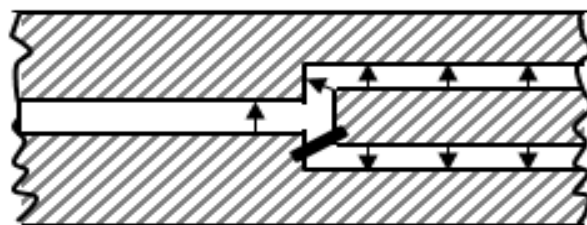
РТп81.432134.001 ПЗ

Лист

20



а)



б)

Рисунок 1.22 — перекриття діодом а)верхньої, б)нижньої щілини ХКЛ

Важливою характеристикою 0-π маніпулятора є висока ступінь придушення несучої при маніпуляції послідовністю зі скважністю, що дорівнює двом. Зазначена властивість дозволяє ефективно використовувати такий маніпулятор для формування сигналів в форматі BPSK і QPSK. Властивість придушення несучої впливає з розгляду графіків, зображених на рис. 1.23 а, б, в, г. На рис.1.23б показаний вихідний сигнал фазового 0-π маніпулятора, який виникає під дією модулюючої напруги (рис.1.23а), яка подається на діоди маніпулятора. Очевидно, що вихідний сигнал може бути представлений у вигляді двох амплітудно-модульованих сигналів, представлених на рис.1.23в, 1.23г, відповідно. Відомо, що амплітуди гармонік сигналу, зображеного на рис.1.23в, пропорційні $\sin(n\pi/2)$, ($n=1,2,\dots$); при цьому «нульова» гармоніка дорівнює одиниці. Те ж саме стосується і сигналу, зображеному на рис.1.23г з двома відмінностями. По-перше, сигнал має знак мінус відносно вхідного сигналу, зображеного на рис.1.23в. По-друге, цей сигнал зсунутий на півперіоду модулюючого сигналу, а це означає зміну знаку перед амплітудами всіх непарних гармонік. Підсумовуючи, можемо стверджувати, що всі парні гармоніки у вихідному сигналі (включаючи нульову, тобто несучу частоту)

| | | | | |
|-----|-----|----------|--------|------|
| | | | | |
| Зм. | Лис | № докум. | Підпис | Дата |

РТп81.432134.001 ПЗ

Лист

21

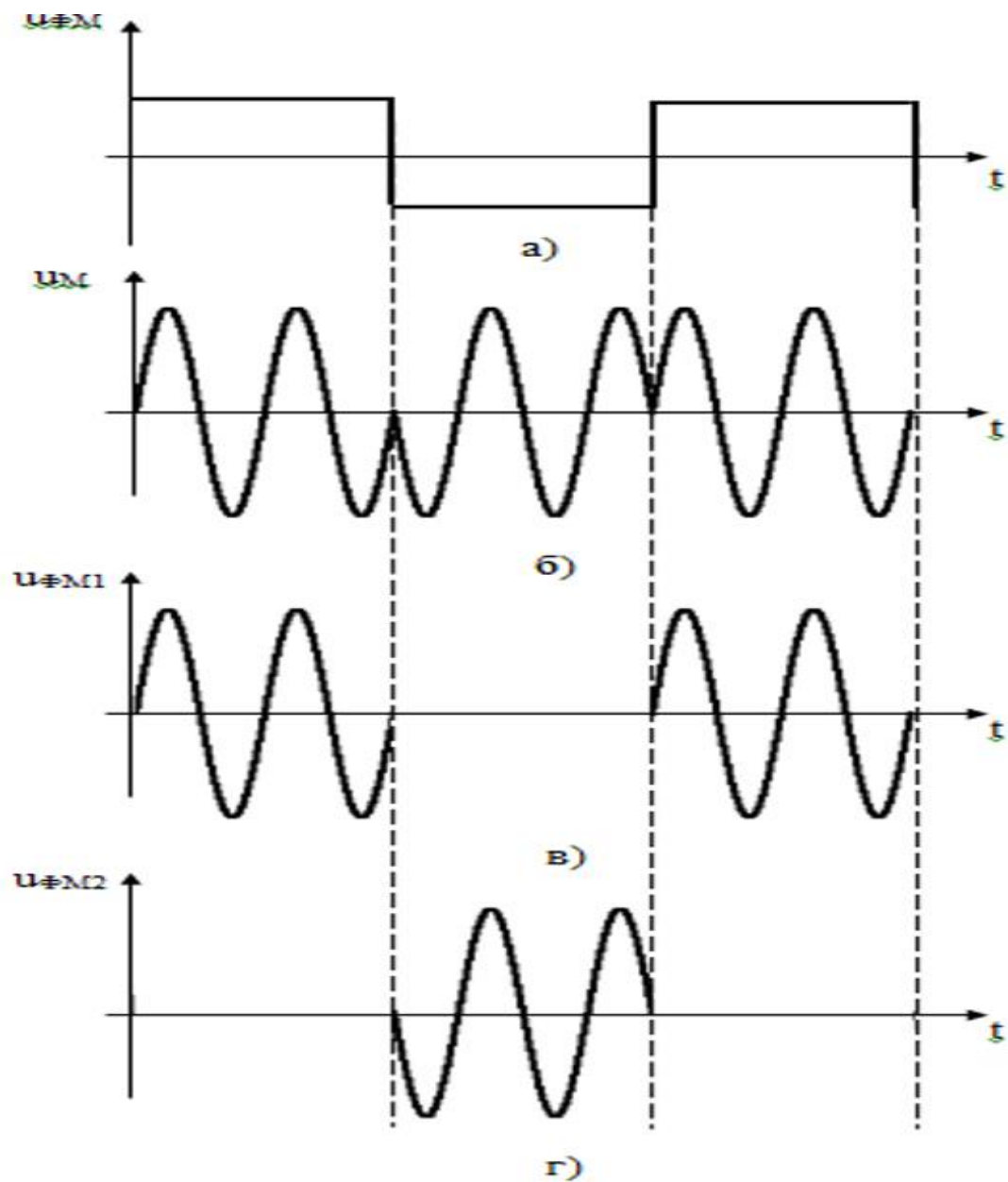


Рисунок 1.23 — графіки сигналів

1.4 Висновки

Враховуючи сказане, можна стверджувати, що розробка гібридної інтегральної схеми фазового 0- π маніпулятора є актуальною задачею. Схема побудована на основі сучасних інтегральних ліній передачі з малим рівнем втрат на частотах міліметрового діапазону довжин хвиль. Інтегральна технологія її виготовлення дозволяє отримати якісні електричні характеристики, виключивши будь-який процес налаштування зразків.

| | | | | |
|-----|-----|----------|--------|------|
| | | | | |
| Зм. | Лис | № докум. | Підпис | Дата |

2 ПОБУДОВА ТА РОЗРАХУНОК СХЕМИ

Необхідність побудови еквівалентної схеми маніпулятора впливає із ви-
моги щодо встановлення початкових значень розмірів складових елементів
ГІС маніпулятора. Знаходження адекватних початкових значень прискорює
процес розробки ГІС, останні стадії якого виконуються в пакеті програм елек-
тродинамічного аналізу із застосуванням процедур оптимізації. Спираючись
на детальний опис ГІС маніпулятора, наданий в попередньому розділі, була
розроблена її еквівалентна схема. Схема зображена на рис. 2.1.

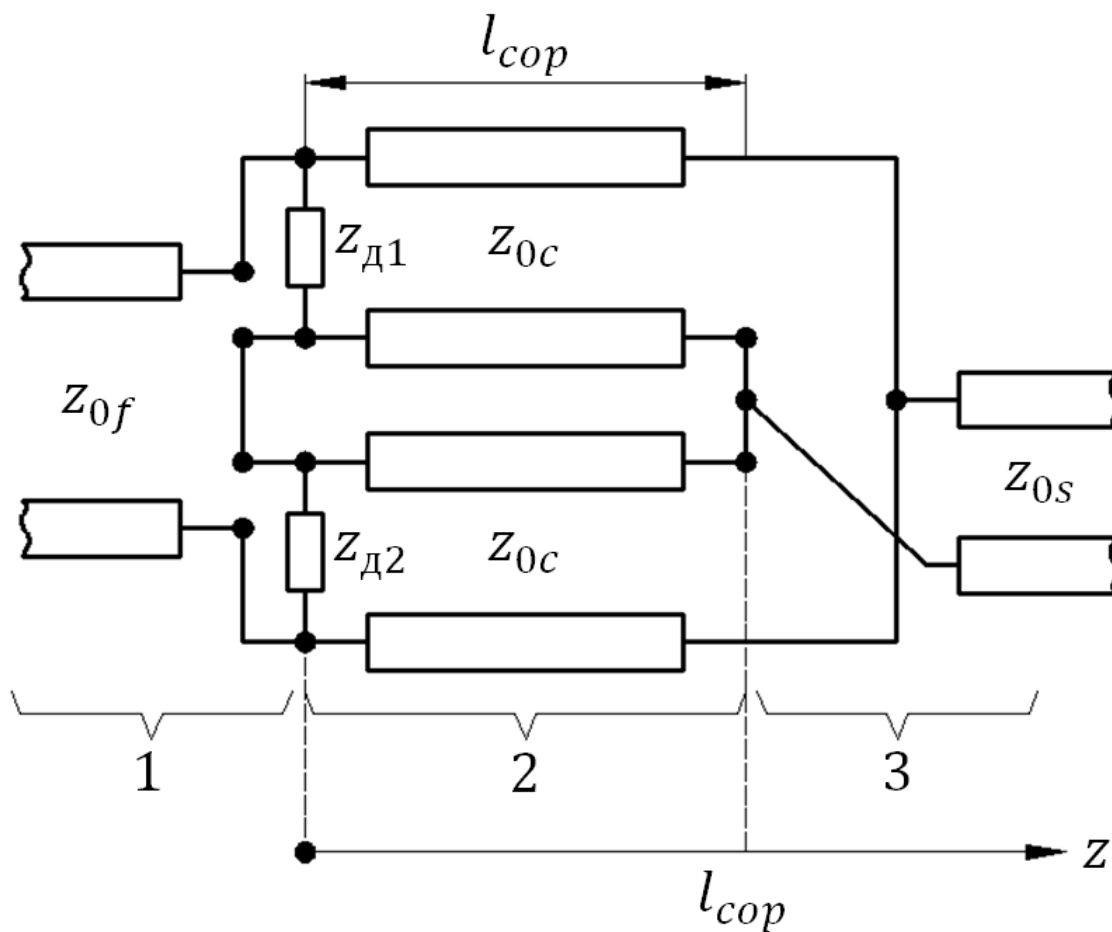


Рисунок 2.1 — еквівалентна схема маніпулятора

Зазначимо, що схема не містить еквівалентних вузлів збудження хвильово-
дно-щілинної лінії і мікросмужкової лінії із прямокутного хвильоводу. Розро-
бка цих вузлів приведена окремо в наступному розділі. На рис. 2.1 z_{0s} – хви-
льовий опір мікросмужкової лінії, z_{of} – хвильовий опір ХЩЛ, z_{0c} – хвильовий

| | | | | |
|-----|-----|----------|--------|------|
| | | | | |
| Зм. | Лис | № докум. | Підпис | Дата |

опір ХКЛ. Щодо останнього, треба зауважити, що хвильовий опір парної і непарної хвиль у ХКЛ різний. Таким чином зображена схема є наближенням, яке не враховує взаємодію двох щілин ХКЛ, оскільки тільки за цієї умови характеристики парної і непарної хвиль ХКЛ співпадають.

Виконані нижче розрахунки, тим не менш, показують, що належним вибором відстані між провідниками ХКЛ можна досягти приблизної рівності хвильових опорів зазначених типів хвиль у ХКЛ. В цьому випадку зображена еквівалентна схема є достатньо точною. Важливою характеристикою зображеної схеми є те, що, на відміну від спрощеної картини процесів у маніпуляторі, наданої у попередньому розділі, вона містить реальні імпеданси діодів. Це надає можливість розрахунку довжин секцій ХКЛ і необхідних опорів ліній із врахуванням параметрів діодів, що наближає результати розрахунків до істинних.

2.1 Розрахунок схеми

Згідно із рис. 2.1, схема маніпулятора містить виражені 3 області: 1 – область ХЩЛ, 2 – область ХКЛ, 3 – область МСЛ. Припустимо, що хвиля одичної амплітуди падає із області 1, амплітуду відбитої хвилі тут позначимо V . У області 2 амплітуди хвиль, що розповсюджуються у верхній і нижній частинах в додатному напрямку вісі z , позначимо, відповідно, як C_1, C_2 , а в протилежному напрямку – як D_1, D_2 . Амплітуду хвилі, що пройшла у МСЛ, позначимо через E . Конфігурація напруг і струмів при $z = 0$ і при $z = l$ показана, відповідно, на рис. 2.2а, 2.2б.

| | | | | | | |
|-----|-----|----------|--------|------|----------------------------|------|
| | | | | | РТп81.432134.001 ПЗ | Лист |
| Зм. | Лис | № докум. | Підпис | Дата | | 24 |

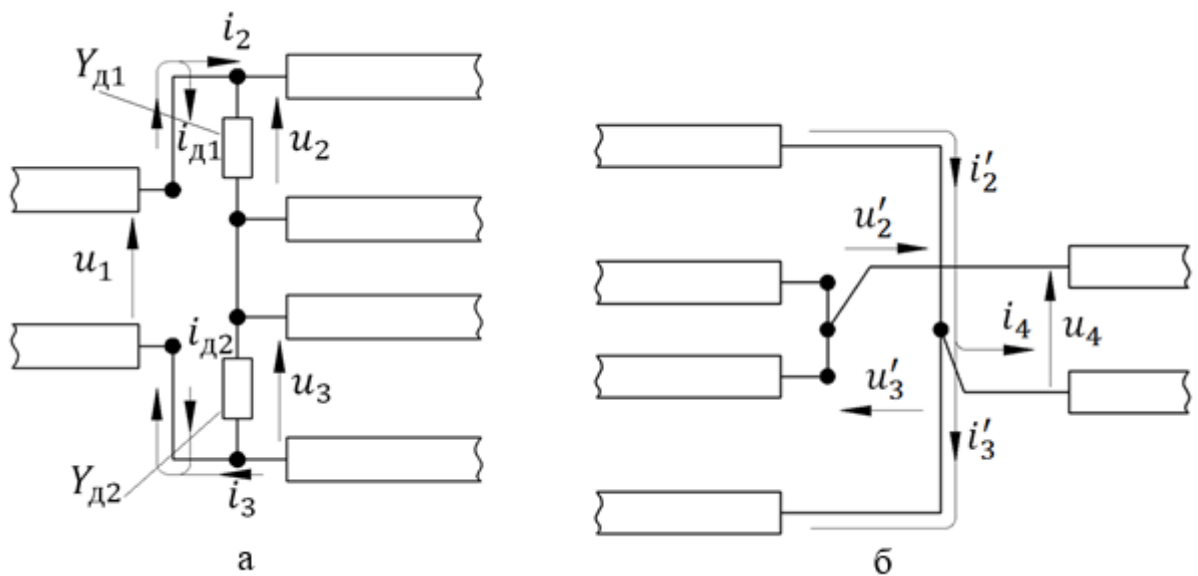


Рисунок 2.2 — конфігурація напруг і струмів

Виходячи з граничних умов для напруг і струмів на границях області 2, можемо записати наступне

при $z = 0$:

$$u_1 = u_2 + u_3,$$

$$i_1 = i_2 + i_{d1},$$

$$i_1 = i_3 + i_{d2},$$

при $z = l$:

$$u_4 = u_2',$$

$$u_4 = -u_3',$$

$$i_2' = i_4 + i_3'.$$

Відповідно до цього, виходячи із рішень телеграфних рівнянь маємо

$$1 + B = C_1 + D_1 + C_2 + D_2 \quad (2.1)$$

$$Y_{0f}(1 - B) = Y_{0c}(C_1 - D_1) + Y_{d1}(C_1 + D_1) \quad (2.2)$$

$$Y_{0f}(1 - B) = Y_{0c}(C_2 - D_2) + Y_{d2}(C_2 + D_2) \quad (2.3)$$

$$E = C_1 e^{-j\beta l_c} + D_1 e^{j\beta l_c} \quad (2.4)$$

$$E = -C_2 e^{-j\beta l_c} - D_2 e^{j\beta l_c} \quad (2.5)$$

$$Y_{0c}(C_1 e^{-j\beta l_c} - D_1 e^{j\beta l_c}) = Y_{0c}(C_2 e^{-j\beta l_c} - D_2 e^{j\beta l_c}) + Y_{0s}E. \quad (2.6)$$

| | | | | |
|-----|------|----------|--------|------|
| | | | | |
| Зм. | Лист | № докум. | Підпис | Дата |

де Y_{0f} — хвильова провідність хвилеводно-щілинної лінії ;

Y_{0c} — хвильова провідність хвилеводно-компланарної лінії ;

Y_{0s} — хвильова провідність мікросмужкової лінії ;

$Y_{д1}$ — провідність першого діода ;

$Y_{д2}$ — провідність другого діода ;

Рівняння (2.1) – (2.6) складають систему алгебраїчних рівнянь відносно амплітуд хвиль у всіх трьох областях. Спростимо її. Підставивши (2.1) в рівняння (2.2), (2.3), отримуємо

$$C_1 \left(1 + \frac{Y_{0c}}{Y_{0f}} + \frac{Y_{д1}}{Y_{0f}} \right) + D_1 \left(1 - \frac{Y_{0c}}{Y_{0f}} + \frac{Y_{д1}}{Y_{0f}} \right) + C_2 + D_2 = 2 \quad (2.7)$$

$$C_1 + D_1 + C_2 \left(1 + \frac{Y_{0c}}{Y_{0f}} + \frac{Y_{д2}}{Y_{0f}} \right) + D_2 \left(1 - \frac{Y_{0c}}{Y_{0f}} + \frac{Y_{д2}}{Y_{0f}} \right) = 2 \quad (2.8)$$

Перепишемо рівняння (2.6) у вигляді

$$E = \frac{Y_{0c}}{Y_{0s}} (C_1 e^{-j\beta l_c} - D_1 e^{j\beta l_c}) - \frac{Y_{0c}}{Y_{0s}} (C_2 e^{-j\beta l_c} - D_2 e^{j\beta l_c}) \quad (2.9)$$

Відніmemo з (2.4) рівняння (2.9):

$$C_1 \left(1 - \frac{Y_{0c}}{Y_{0s}} \right) e^{-j\beta l_c} + D_1 \left(1 + \frac{Y_{0c}}{Y_{0s}} \right) e^{j\beta l_c} + C_2 \frac{Y_{0c}}{Y_{0s}} e^{-j\beta l_c} - D_2 \frac{Y_{0c}}{Y_{0s}} e^{j\beta l_c} = 0 \quad (2.10)$$

Відніmemo з (2.5) рівняння (2.9):

$$-C_1 \frac{Y_{0c}}{Y_{0s}} e^{-j\beta l_c} + D_1 \frac{Y_{0c}}{Y_{0s}} e^{j\beta l_c} + C_2 \left(-1 + \frac{Y_{0c}}{Y_{0s}} \right) e^{-j\beta l_c} + D_2 \left(-1 - \frac{Y_{0c}}{Y_{0s}} \right) e^{j\beta l_c} = 0 \quad (2.11)$$

Рівняння (2.7), (2.8) (2.10), (2.11) складають систему лінійних алгебраїчних рівнянь відносно амплітуд хвиль у внутрішній області 2 схеми маніпулятора.

Перевіримо правильність зазначених рівнянь. Для цього, наприклад, покладемо $Y_{д1} = Y_{д2}$. Бачимо, що рівняння (2.7) і (2.8) автоматично задовольняються, якщо покласти $C_1 = C_2$ і $D_1 = D_2$. При цьому рівняння (2.10) і (2.11) дають

$$C_1 e^{-j\beta l_c} + D_1 e^{j\beta l_c} = 0$$

$$-C_2 e^{-j\beta l_c} - D_2 e^{j\beta l_c} = 0$$

Зважаючи на (2.4), бачимо, що $E = 0$, що і має бути, оскільки за умови $Y_{д1} = Y_{д2}$, щілини ХКЛ збуджуються однаково і утворена чиста непарна хвиля не збуджує МСЛ.

| | | | | | | |
|-----|-----|----------|--------|------|----------------------------|------|
| | | | | | РТп81.432134.001 ПЗ | Лист |
| Зм. | Лис | № докум. | Підпис | Дата | | 26 |

Покладемо тепер $Y_{д1} = \infty$ (коротке замикання), $Y_{д2} = 0$. При цьому, ділячи обидві частини (2.7) на $Y_{д1}$ і спрямовуючи $Y_{д1}$ до нескінченності, відразу ж маємо $C_1 + D_1 = 0$, тобто $C_1 = -D_1$. Підставивши це значення до рівняння (8), отримуємо

$$C_2 \left(1 + \frac{Y_{0c}}{Y_{0f}} \right) + D_2 \left(1 - \frac{Y_{0c}}{Y_{0f}} \right) = 2$$

Вважаючи, що $Y_{0c} = Y_{0f}$, знаходимо $C_2 = 1$. Підставимо отримані результати в рівняння (2.10), (2.11)

$$\begin{cases} 2D_1 e^{j\beta l_c} + e^{-j\beta l_c} - D_2 e^{j\beta l_c} = 0 \\ D_1 (e^{-j\beta l_c} + e^{j\beta l_c}) - 2D_2 e^{j\beta l_c} = 0 \end{cases} \quad (2.12)$$

звідки

$$D_2 = -\frac{e^{-2j\beta l_c} (e^{j\beta l_c} + e^{-j\beta l_c})}{e^{j\beta l_c} - e^{-j\beta l_c}}$$

Тепер можемо знайти амплітуду на виході маніпулятора. Виходячи з (2.5), маємо

$$E = -e^{-j\beta l_c} + \frac{e^{-2j\beta l_c} (e^{j\beta l_c} + e^{-j\beta l_c})}{e^{j\beta l_c} - e^{-j\beta l_c}} \quad (2.13)$$

Покладаючи $l_c = \lambda/4$; $\beta l_c = \pi/2$, із (2.13) отримуємо $E = -j$. Повторюючи ті ж самі розрахунки для випадку $Y_{д1} = 0$, $Y_{д2} = \infty$, знаходимо, що $E = +j$. Це відповідає фазовій $0 - \pi$ маніпуляції.

Розрахунок згідно з наведеними формулами із врахуванням реактивних параметрів р-і-п діодів потребує вибору відстані між щілинами ХКЛ, яка забезпечить приблизну рівність характеристик парної і непарної хвиль. На рис. 2.3 зображено залежність хвильового опору хвиль парного і непарного типів від відстані d_{pr} між щілинами для ХКЛ на підкладинці із товщиною $d = 140$ мкм і діелектричною сталою $\varepsilon = 2.2$. Підкладинка розташована в прямокутному хвилеводі перерізом $a \times b = 11 \times 5.5$ мм. Розрахунки виконано для частоти $f_0 = 23$ ГГц і ширини щілин ХКЛ рівній $w = 150$ мкм.

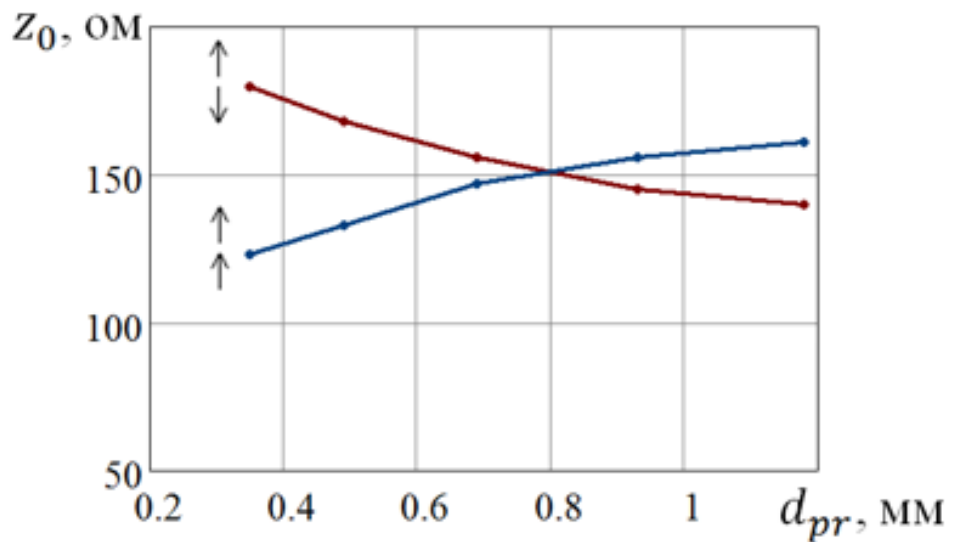


Рисунок 2.3 — Залежність хвильового опору для хвиль парного і непарного типів ХКЛ від відстані між щілинами

Залежність сповільнення цих хвиль від відстані d_{pr} зображена на рис. 2.4.

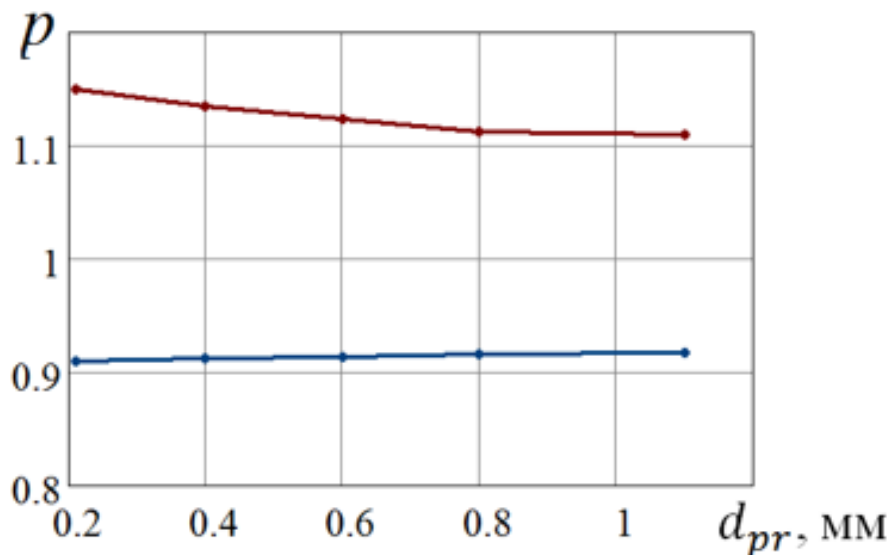


Рисунок 2.4 — Залежність сповільнення хвиль парного і непарного типів від відстані між щілинами.

Видно, що хвильові опори хвиль збігаються при $d_{pr} = 0.8$ мм. При цьому сповільнення хвиль відрізняються, в середньому, на 15 %. Для подальших розрахунків будемо вважати, що відстань між щілинами дорівнює 0.8 мм, а сповільнення складає середню величину $P = 0.95$.

| | | | | |
|-----|-----|----------|--------|------|
| | | | | |
| Зм. | Лис | № докум. | Підпис | Дата |

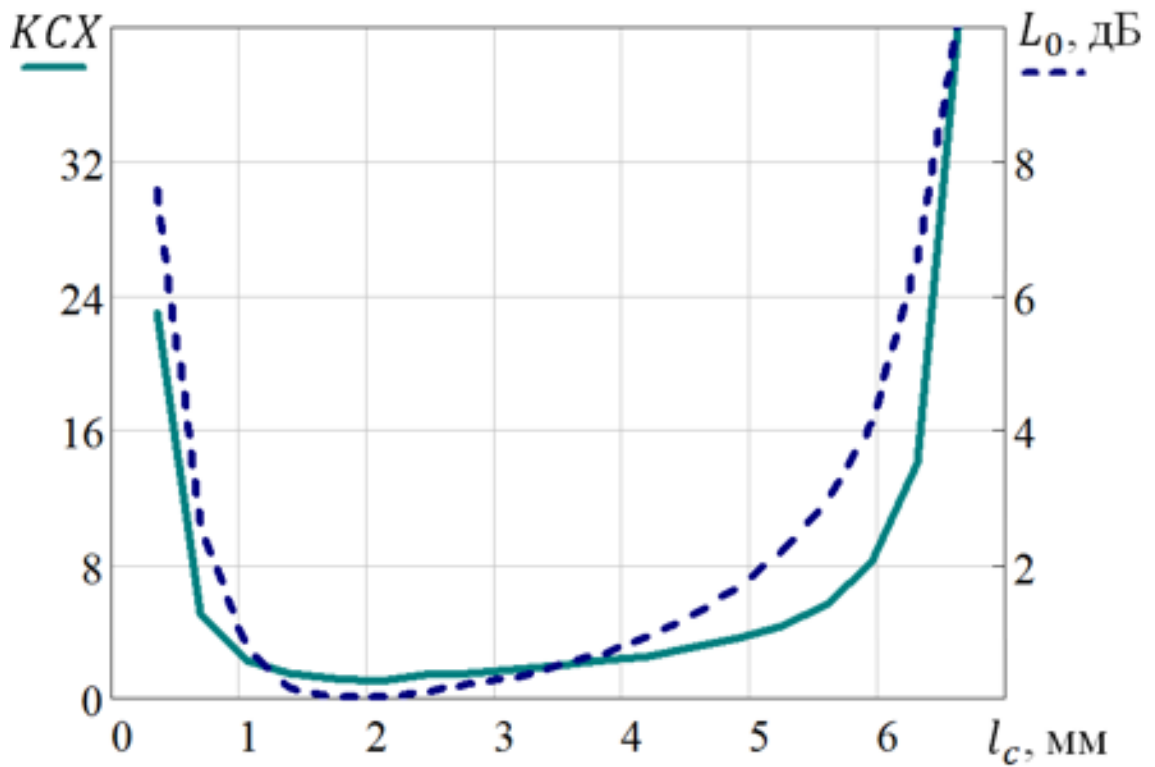


Рисунок 2.5 — залежність КСХ від довжини компланарної секції

На рис. 2.5 зображено залежність коефіцієнту стоячої хвилі від входу маніпулятора від довжини компланарної секції l_c , отриману при врахуванні реактивних параметрів р-і-п діода: $L_d = 0.21$ нГн, $C_d = 0.02$ пФ (дані, отримані для діода типу 2A553). Залежність розраховано для опорів $z_{of} \approx z_{oc} \approx z_{os} = 150$ ом. При розрахунках вважалося, що ширина щілини ХЦЛ дорівнює 150 мкм, ширина щілини ХКЛ дорівнює 150 мкм, відстань між щілинами ХКЛ становить 0.8 мм. Підкладинка маніпулятора товщиною 140 мкм із діелектричною проникністю $\epsilon = 2.2$ встановлюється в прямокутному хвилеводі перерізом $a \times b = 11 \times 5.5$ мм. Розрахунки виконані для частоти 23 ГГц. Спираючись на розрахунки, обираємо довжину $l_c = 2.06$ мм, що становить $0.6 \cdot \frac{\lambda_{g0}}{4}$.

| | | | | |
|-----|-----|----------|--------|------|
| | | | | |
| Зм. | Лис | № докум. | Підпис | Дата |

РТп81.432134.001 ПЗ

Лист

29

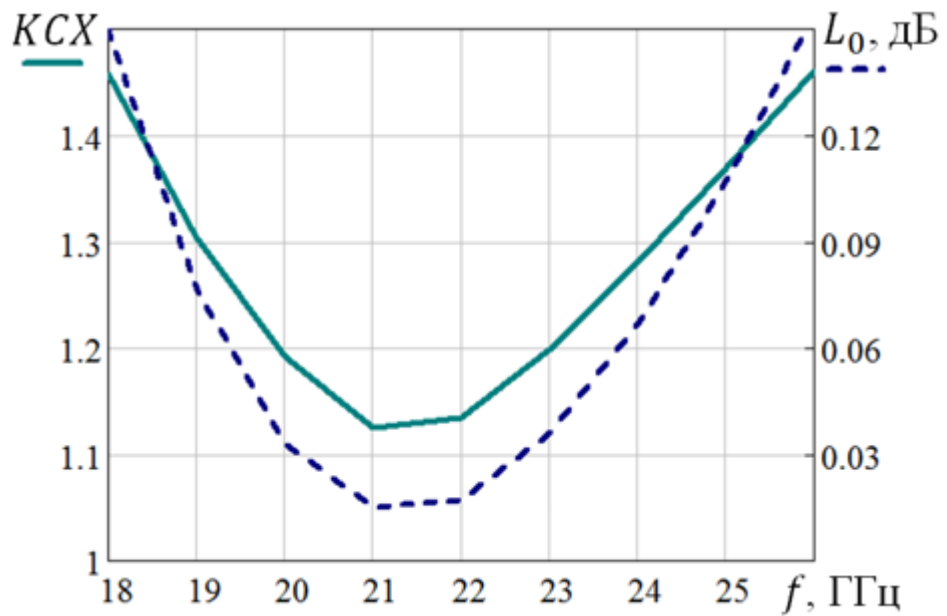


Рисунок 2.6 — частотна характеристика відбиття і втрат маніпулятора

На рис. 2.6 зображено частотну характеристику відбиття і втрат маніпулятора в одному із його станів. Таким чином, завдяки вибору довжини секції МСЛ вдається отримати низькі втрати на відбиття і на прохід в широкій смузі частот.

| | | | | |
|-----|-----|----------|--------|------|
| | | | | |
| Зм. | Лис | № докум. | Підпис | Дата |

РТп81.432134.001 ПЗ

Лист
30

3 РОЗРАХУНОК ХАРАКТЕРИСТИК

3.1 Розрахунок характеристик маніпулятора у пакеті програм електродинамічного аналізу «CST Microwave Studio»

Отримані у попередньому розділі значення розмірів фазового маніпулятора були використані при розрахунку його параметрів у пакеті програм електродинамічного аналізу. Використовувався пакет «CST Microwave Studio».

Аналізована структура показана на рис. 3.1а, б.

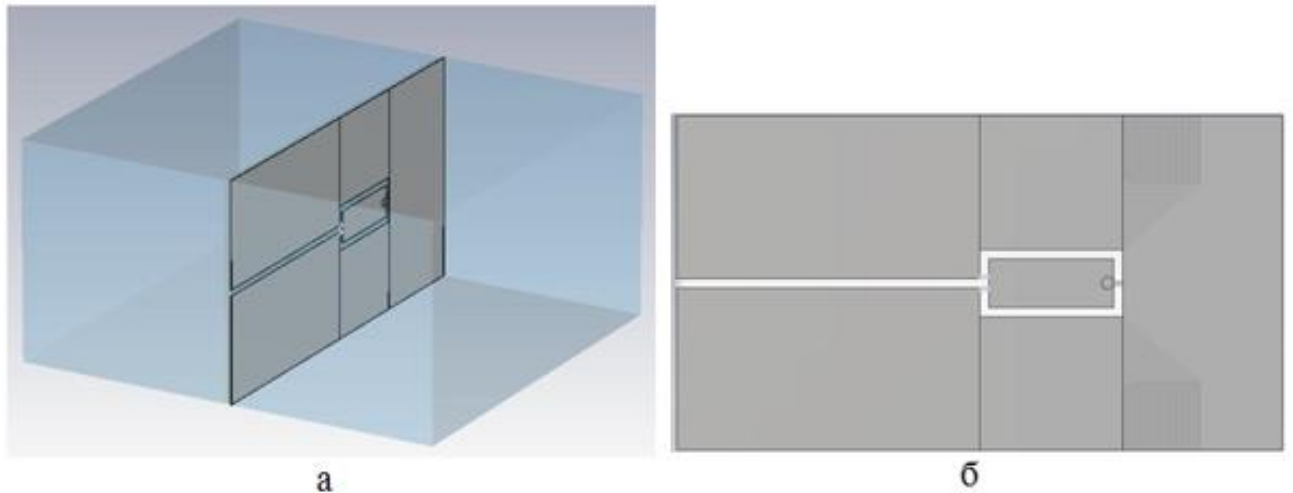


Рисунок 3.1 — структура фазового маніпулятора

На рис. 3.2 показаний ряд частотних залежностей зворотних втрат зі входу маніпулятора, розрахованих для різних значень довжини ХКЛ. Розрахунки виконані для ширин щілин ХЩЛ і ХКЛ, рівних 150 мкм, ширини сигнального провідника МСЛ, рівної 65 мкм, відстані між щілинами ХКЛ, рівної 0.8 мм, товщини підкладки, рівної 140 мкм і розмірів перерізу хвилевідної камери $a \times b = 11 \times 5.5$ мм. Як бачимо, за виключенням довжини ХКЛ, всі розміри фіксовані і рівні тим, що використовувалися при розрахунку фазового маніпулятора в термінах теорії кіл (розділ 2 цієї роботи). Із наведених даних видно, що мінімальний КСХ на центральній частоті 23 ГГц досягається при довжині l_{cor} , що дорівнює 2.07 мм. Хоча цей результат дуже близький до отриманого в рамках теорії кіл (2.06 мм), він є досить несподіваним, оскільки при розгляді методом теорії кіл не враховуються довжини поперечних щілин у ХКЛ (рис. 3.1б).

| | | | | | | |
|-----|-----|----------|--------|------|---------------------|------|
| | | | | | РТп81.432134.001 ПЗ | Лист |
| Зм. | Лис | № докум. | Підпис | Дата | | 31 |

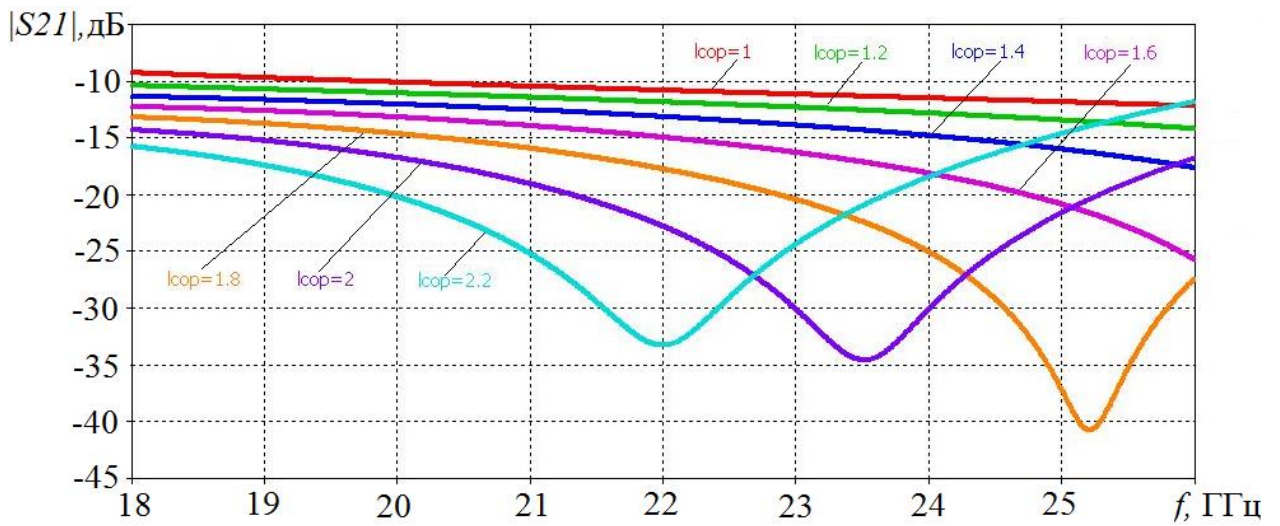


Рисунок 3.2 — частотні залежності зворотніх втрат для різних довжин ХКЛ

На рис. 3.3 зображені відповідні залежності втрат маніпулятора.

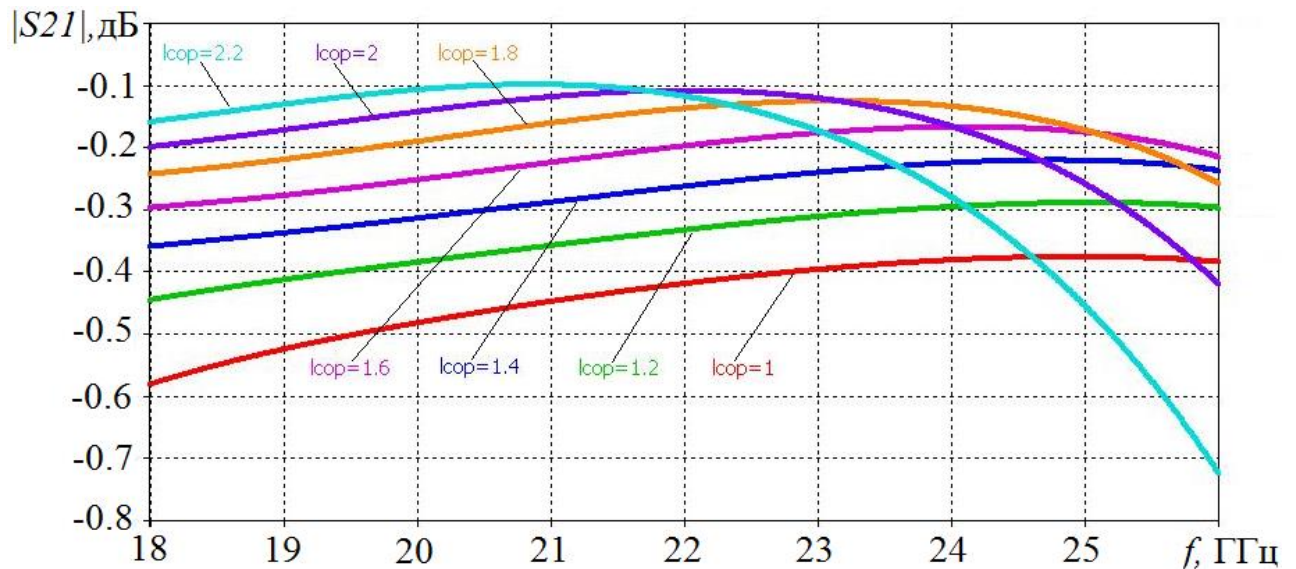


Рисунок 3.3 — частотні залежності зворотніх втрат маніпулятора для різних довжин

На рис. 3.4 зображена залежність розрахованого диференційного фазового зсуву при оптимальній довжині секції ХКЛ. Вона розраховувалась як різниця фаз на виході маніпулятора, яка виникає при зміні станів діодів на протилежні. Як і повинно бути, диференційний фазовий зсув від частоти не залежить.

| | | | | |
|-----|-----|----------|--------|------|
| | | | | |
| Зм. | Лис | № докум. | Підпис | Дата |

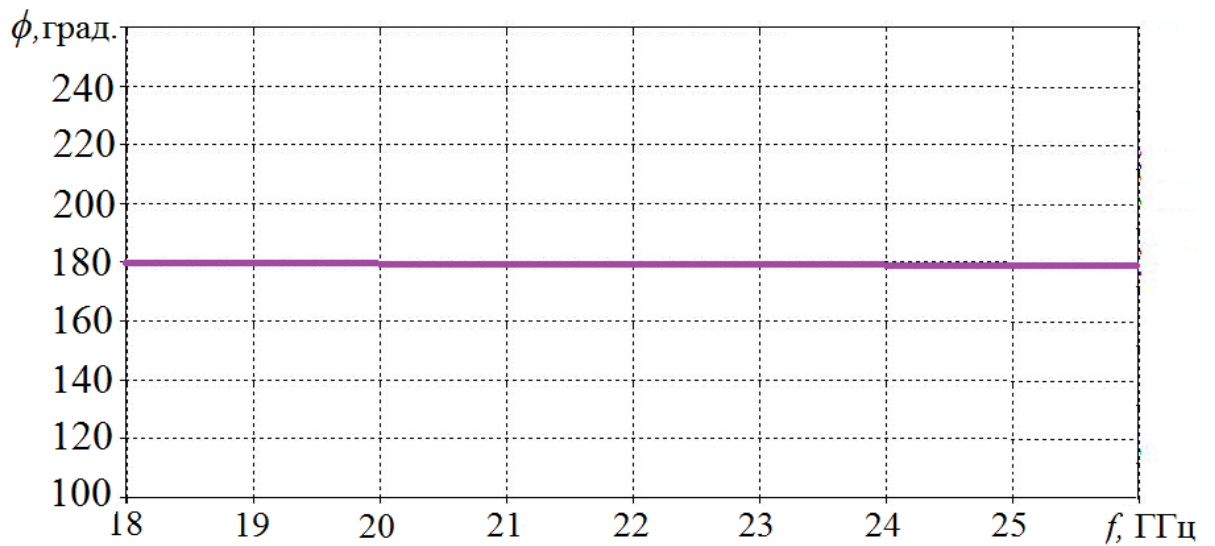
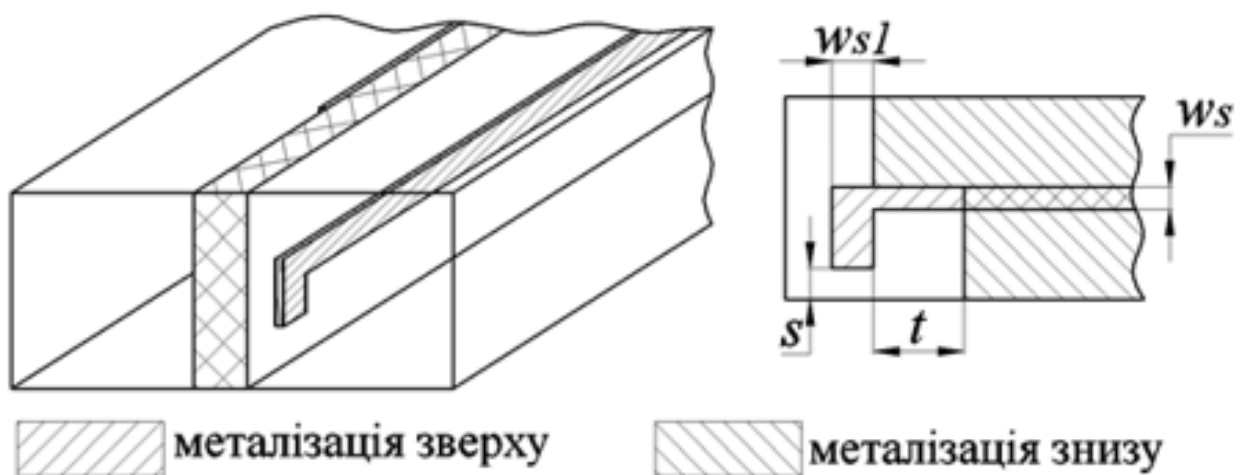


Рисунок 3.4 — залежність розрахованого диференційного фазового зсуву при оптимальній довжині секції ХКЛ

Остаточний розрахунок топології ГС фазового маніпулятора потребує оптимізації розмірів плавного переходу від прямокутного хвилеводу на ХЩЛ і поздовжньо-зондового переходу з прямокутного хвилеводу на МСЛ із шириною сигнального провідника, рівною 65 мкм. Топологія переходу зображена на рис. 3.5



$$w_{s1} = 150 \text{ мкм}, w_s = 65 \text{ мкм}$$

Рисунок 3.5 — топологія переходу

| | | | | |
|-----|-----|----------|--------|------|
| | | | | |
| Зм. | Лис | № докум. | Підпис | Дата |

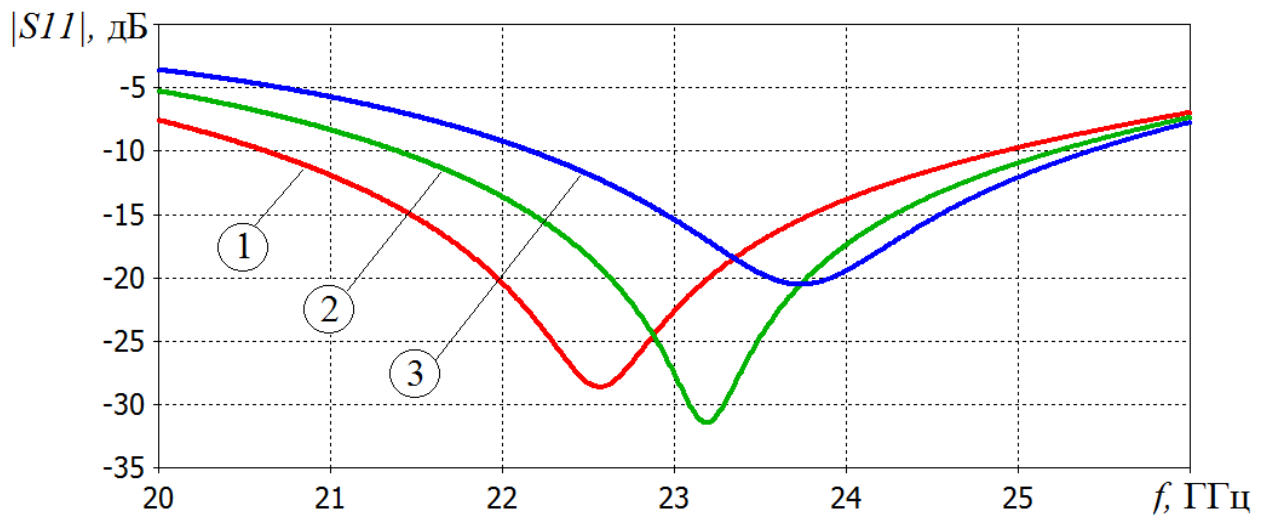


Рисунок 3.6 — частотні залежності зворотніх втрат для різних значень розмірів топології переходу

1 $s = 1.05$ мм; $t = 1.3$ мм

2 $s = 1.20$ мм; $t = 1.3$ мм

3 $s = 1.35$ мм; $t = 1.3$ мм

На рис. 3.6 зображено ряд частотних залежностей зворотніх втрат, розрахованих для різних значень розмірів s , t топології переходу. Знайдено, що найкращі характеристики можуть бути отримані при значеннях $s = 1.27$ мм; $t = 1.3$ мм.

Топологія плавного переходу розраховувалась по програмі, розробленій на кафедрі РТПС. На рис. 3.7 зображено залежність ширини щілини ХКЛ від повздожньої координати z .

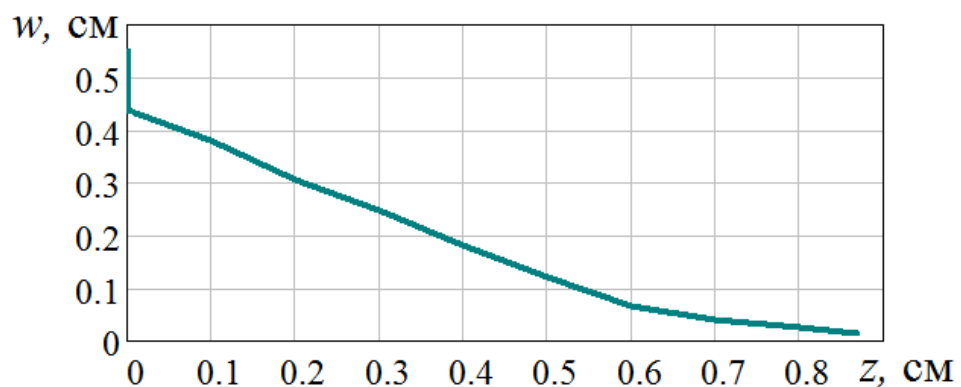


Рисунок 3.7 — залежність ширини щілини ХКЛ від повздожньої координати z

| | | | | |
|-----|-----|----------|--------|------|
| | | | | |
| Зм. | Лис | № докум. | Підпис | Дата |

На рис. 3.8 зображена розрахована залежність КСХ переходу від частоти.

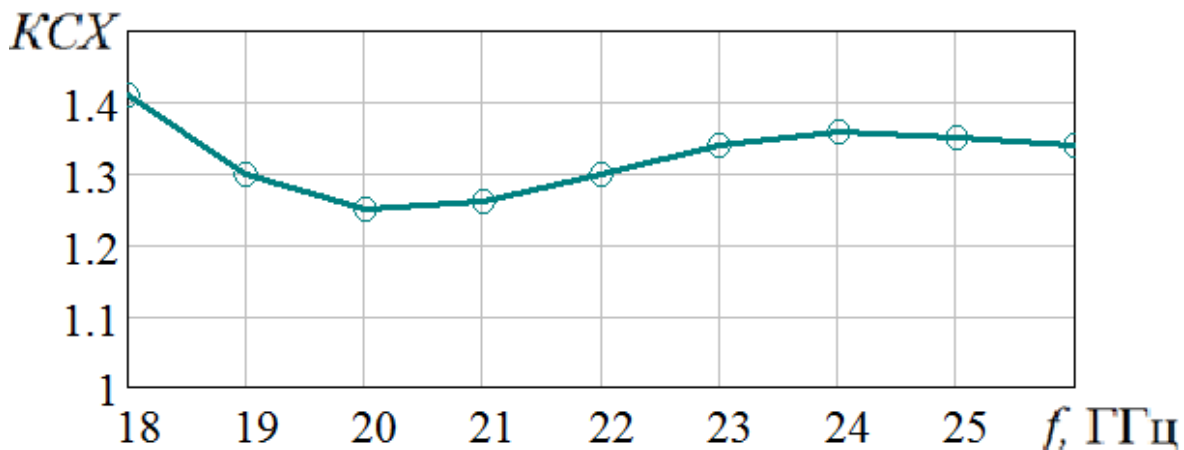


Рисунок 3.8 — розрахована залежність КСХ переходу від частоти

На останок, розраховуємо ланцюг подачі керуючої напруги маніпулятора. Його топологія показана на рис. 3.9.

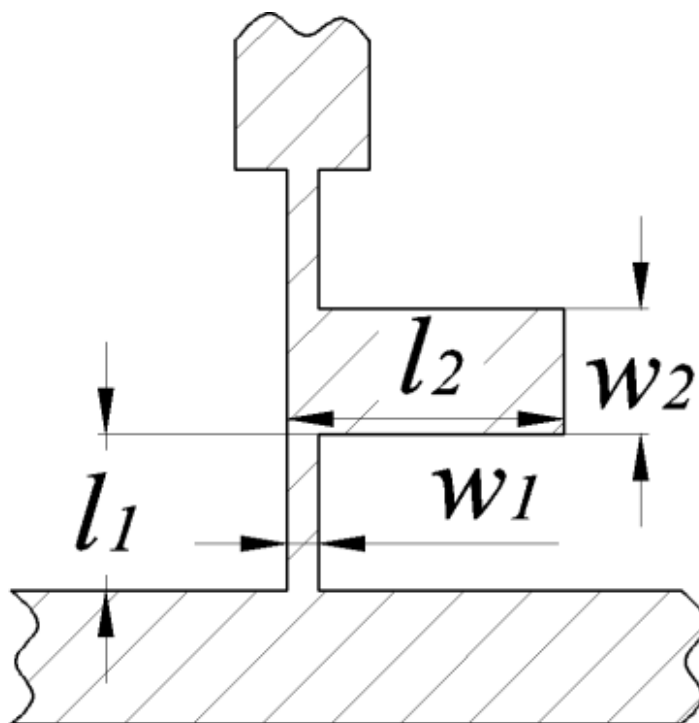


Рисунок 3.9 — топологія ланцюга подачі керуючої напруги маніпулятора

Довжини l_1 і l_2 дорівнюють четверті довжини хвилі у мікросмужкових лініях шириною w_1 і w_2 . Оскільки хвильові опори цих відрізків різні, довжини

| Зм. | Лис | № докум. | Підпис | Дата |
|-----|-----|----------|--------|------|
| | | | | |

l_1, l_2 також будуть різні. Задаючись значеннями хвильових опорів $z_{01} = 138$ ом і $z_{02} = 38$ ом, знаходимо за відомим формулами ширини ліній:

$$w_1 \cong \left(\frac{300}{z_{01}\sqrt{\varepsilon}} - 1 \right) d = 65 \text{ мкм} \quad (3.1)$$

$$w_2 \cong \left(\frac{300}{z_{02}\sqrt{\varepsilon}} - 1 \right) d = 600 \text{ мкм} \quad (3.2)$$

Знаходимо значення ефективної діелектричної сталої для них:

$$\varepsilon_{\text{еф}1} = \frac{\varepsilon+1}{2} + \frac{\varepsilon-1}{2} \frac{1}{\sqrt{1+10\frac{d}{w_1}}} = 1.726 \quad (3.3)$$

$$\varepsilon_{\text{еф}2} = \frac{\varepsilon+1}{2} + \frac{\varepsilon-1}{2} \frac{1}{\sqrt{1+10\frac{d}{w_2}}} = 1.928 \quad (3.4)$$

Знаходимо довжини хвиль в лініях із опорами z_{01}, z_{02} :

$$\lambda_{g1} = \lambda_{g0} / \sqrt{\varepsilon_{\text{еф}1}} = 0.992 \text{ см} \quad (3.5)$$

$$\lambda_{g2} = \lambda_{g0} / \sqrt{\varepsilon_{\text{еф}2}} = 0.939 \text{ см} \quad (3.6)$$

Нарешті, знаходимо довжини секцій ланцюга подачі керуючої напруги:

$$l_1 = 2.48 \text{ мм}$$

$$l_2 = 2.34 \text{ мм}$$

| | | | | | | |
|-----|-----|----------|--------|------|----------------------------|------|
| | | | | | РТп81.432134.001 ПЗ | Лист |
| Зм. | Лис | № докум. | Підпис | Дата | | 36 |

4 ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ РОЗРОБЛЕНОГО ФАЗОВОГО МАНІПУЛЯТОРА

В цьому розділі викладені результати експериментального дослідження розробленого фазового маніпулятора. Окремо досліджений розроблений поздовжньо-зондовий перехід на мікросмужкову лінію з прямокутного хвилевода.

4.1 Результати експериментального дослідження повздовжньо-зондового переходу.

Був виготовлений перехід, топологія якого зображена на рис.3.5. Для дослідження залежності КСХ переходу від частоти мікросмужкова лінія навантажувалась на виготовлений з поглинаючого матеріалу клин (рис.4.1). Клин ретельно притискався до сигнального провідника мікросмужкової лінії за допомогою пінопластової прокладки, яка розміщала між вузькою стінкою хвилеводної камери і підкладкою мікросмужкової лінії.

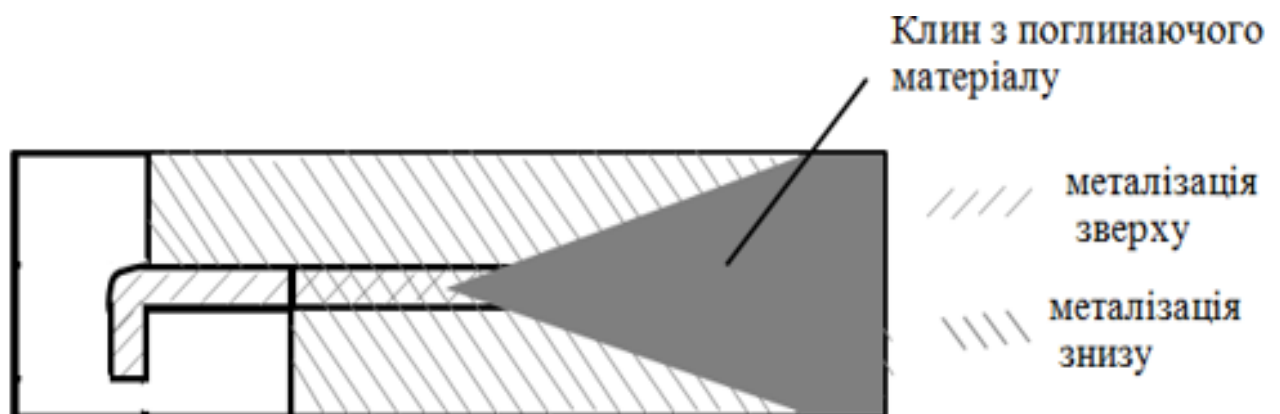


Рисунок 4.1 — навантаження МСЛ на виготовлений з поглинаючого матеріалу клин

Схема вимірювання КСХ показана на рис.4.2.

| | | | | | | |
|-----|-----|----------|--------|------|---------------------|------|
| | | | | | РТп81.432134.001 ПЗ | Лист |
| Зм. | Лис | № докум. | Підпис | Дата | | 37 |

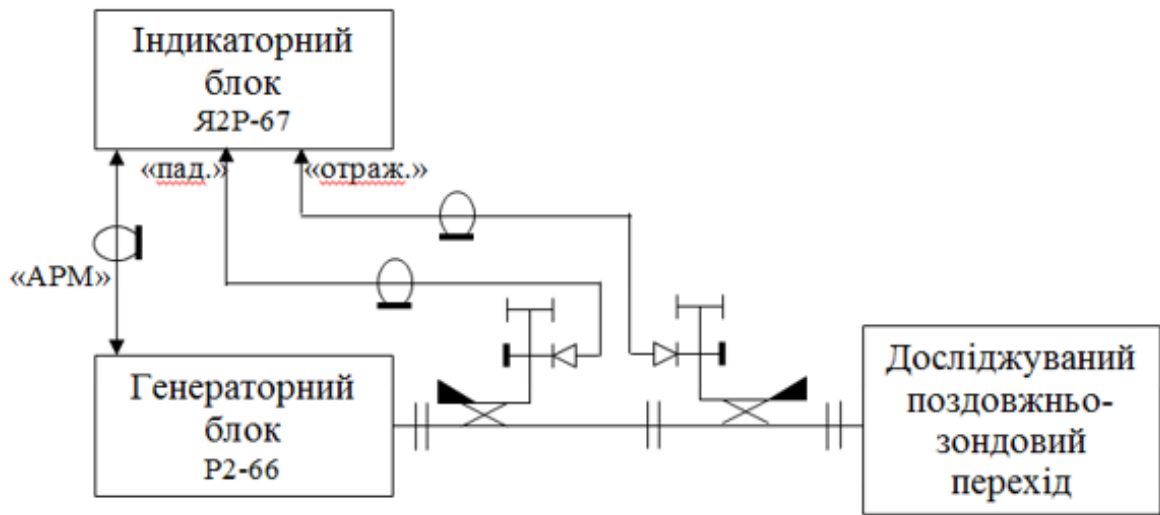


Рисунок 4.2 — схема вимірювання КСХ

Результати вимірювань частотної залежності КСХ подані на рис.4.3 (точки). Тут же для порівняння наведено розраховану характеристику (суцільна крива).

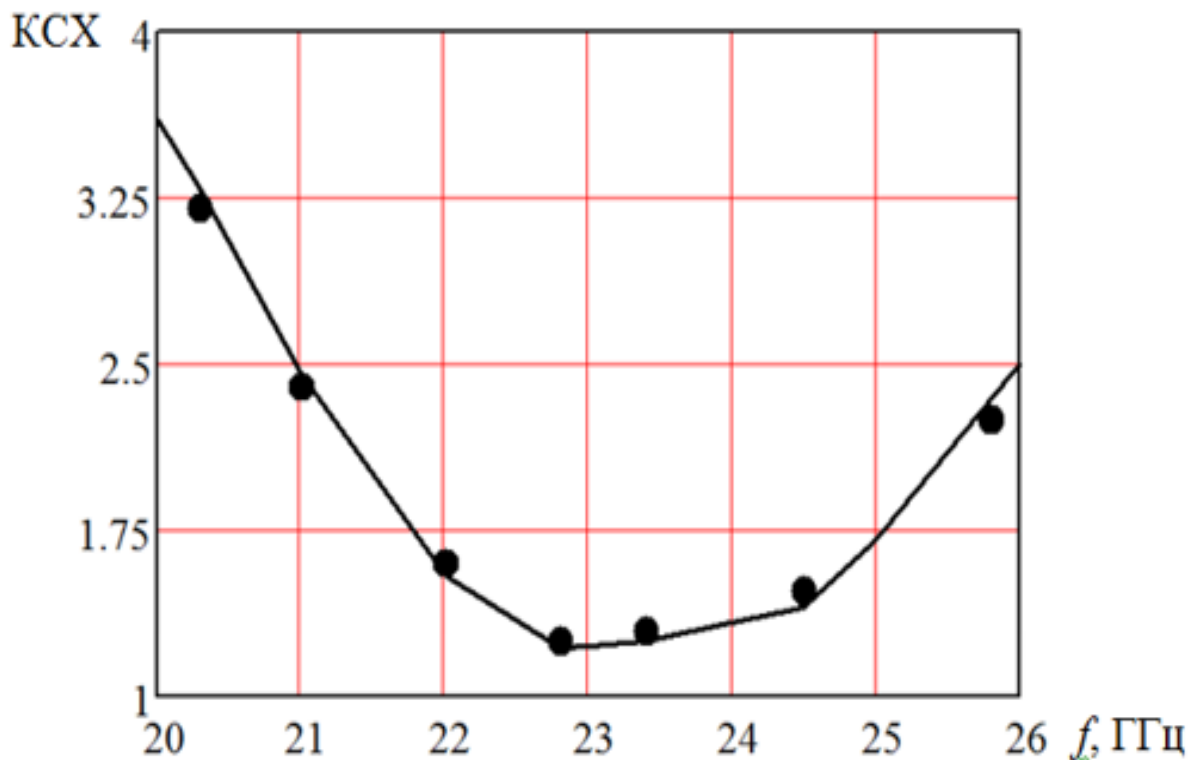


Рисунок 4.3 — частотна залежність КСХ та розрахована характеристика

Видно, що теоретичні і експериментальні результати співпадають з достатньою для практики точністю.

| | | | | |
|-----|-----|----------|--------|------|
| | | | | |
| Зм. | Лис | № докум. | Підпис | Дата |

4.2 Результати експериментального дослідження розробленого $0-\pi$ фазового маніпулятора.

Схема вимірювання КСХ в одному з входів маніпулятора така ж сама, як і при дослідженні КСХ переходу. Результати показані на рис. 4.4. Точками показані результати вимірювань у першому стані маніпулятора, а квадратами - у другому.

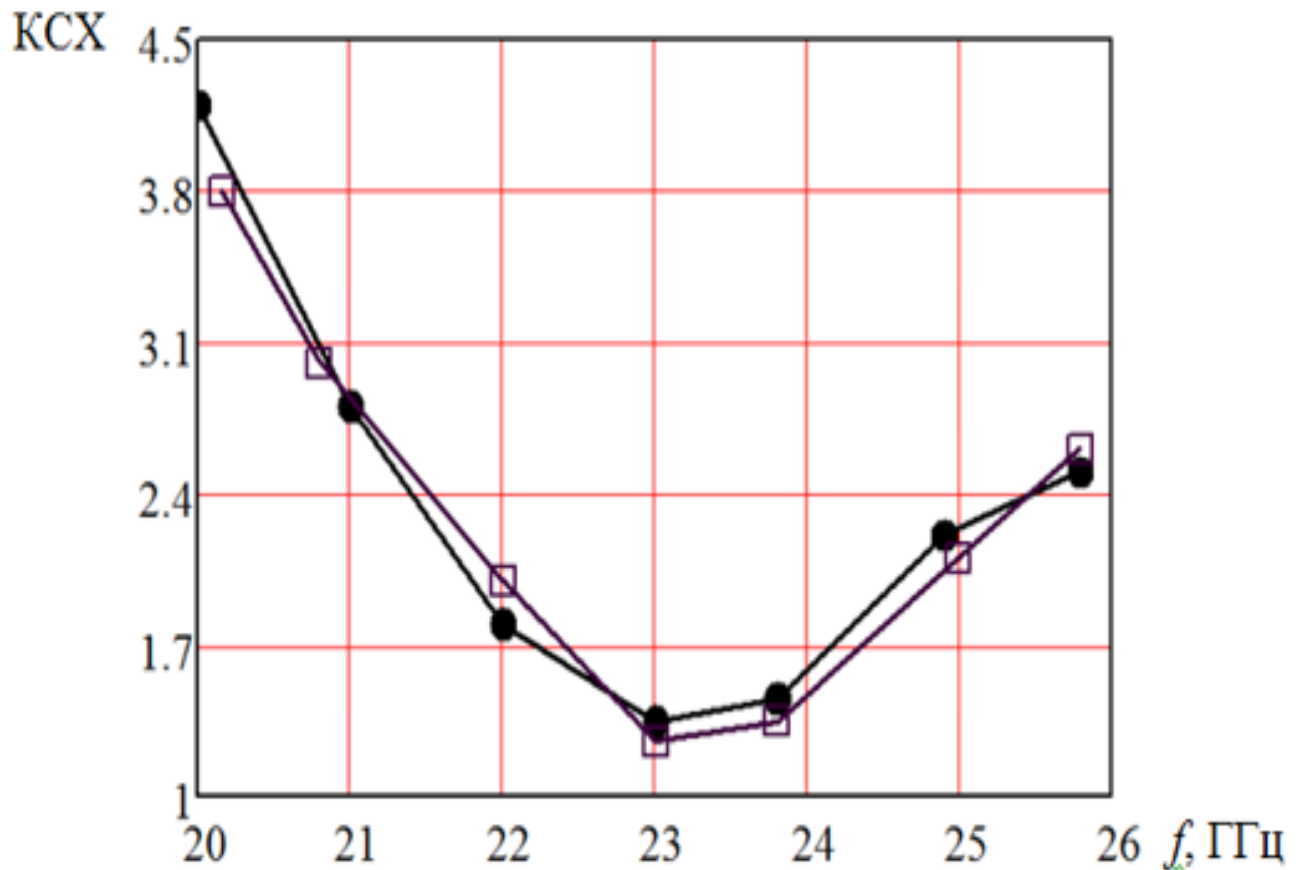


Рисунок 4.4 — результати вимірювань КСХ у першому та другому стані маніпулятора

Схема вимірювання втрат маніпулятора зображена на рис.4.5

| | | | | |
|-----|-----|----------|--------|------|
| | | | | |
| Зм. | Лис | № докум. | Підпис | Дата |

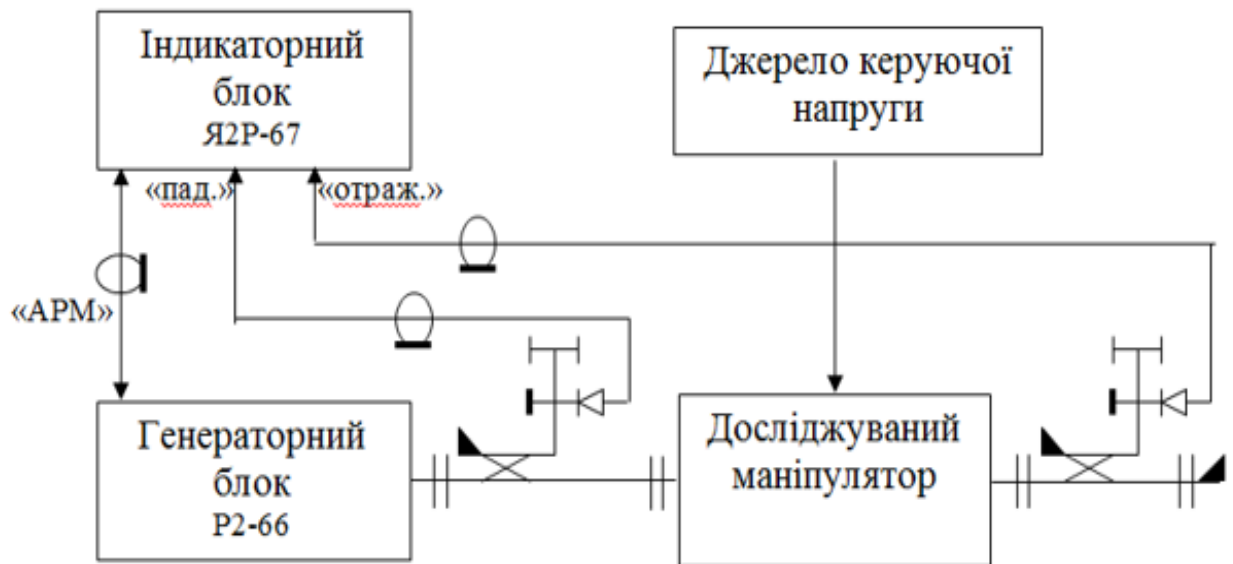


Рисунок 4.5 — схема вимірювання втрат маніпулятора

Результати дослідження втрат маніпулятора показані на рис. 4.6. Точками показані результати вимірювань у першому стані маніпулятора, а квадратами - у другому

L , дБ

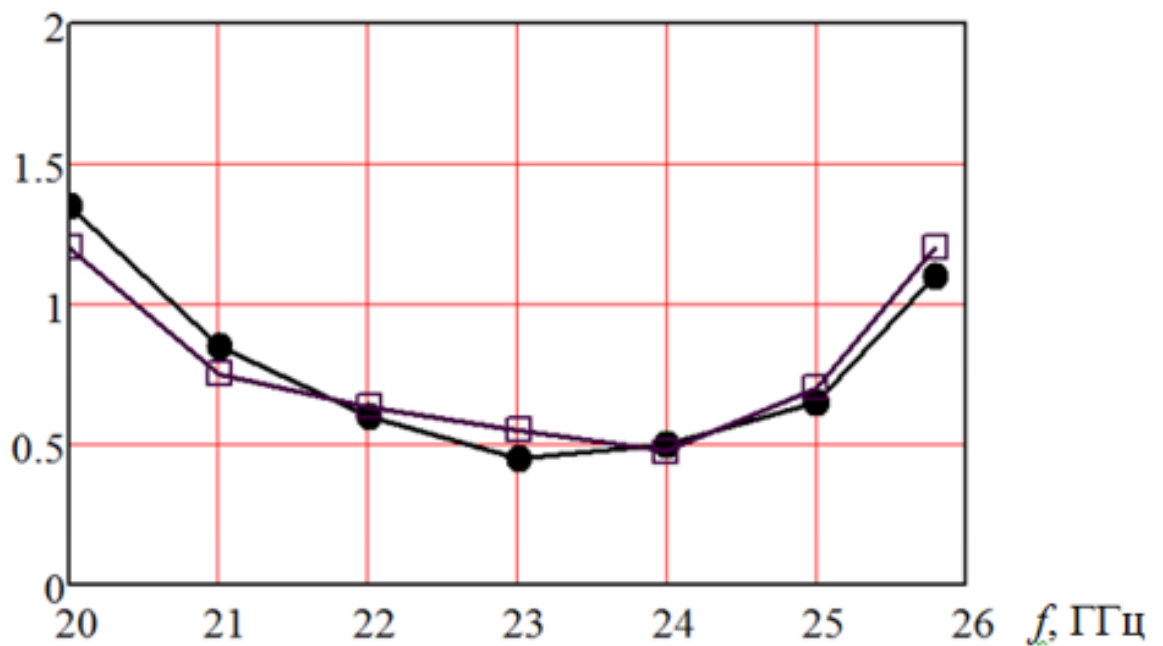


Рисунок 4.6 — втрати маніпулятора в першому та другому стані

| | | | | |
|-----|-----|----------|--------|------|
| | | | | |
| Зм. | Лис | № докум. | Підпис | Дата |

РТп81.432134.001 ПЗ

Лист

40

4.3 Вимірювання диференційного фазового зсуву.

Схема вимірювань зображена на рис.4.7.

Видно, що для вимірювання фазового зсуву використовується опорний канал, який створюється спрямованим відгалужувачем. Опорний сигнал і сигнал з виходу досліджуваного фазового маніпулятора подається на фазовий детектор. Включений до складу опорного каналу механічний керований фазозсувач, побудований на циркуляторі і короткозамкненому поршні, дозволяє зафіксувати фазовий зсув між двома станами маніпулятора. Дійсно, оскільки мінімальний рівень напруги на виході фазового детектора досягається при зсуві фаз порівнювальних сигналів у 90° , переміщуючи поршень між двома мінімумами, які відповідають двом станам маніпулятора, можна знайти диференційний фазовий зсув

$$\Delta\varphi = 2\beta\Delta l \quad (4.1)$$

де β - фазова стала у прямокутному хвилеводі, розрахована на частоті вимірювань;

Δl - переміщення поршня;

| | | | | | | |
|-----|-----|----------|--------|------|----------------------------|------|
| | | | | | РТп81.432134.001 ПЗ | Лист |
| Зм. | Лис | № докум. | Підпис | Дата | | 41 |

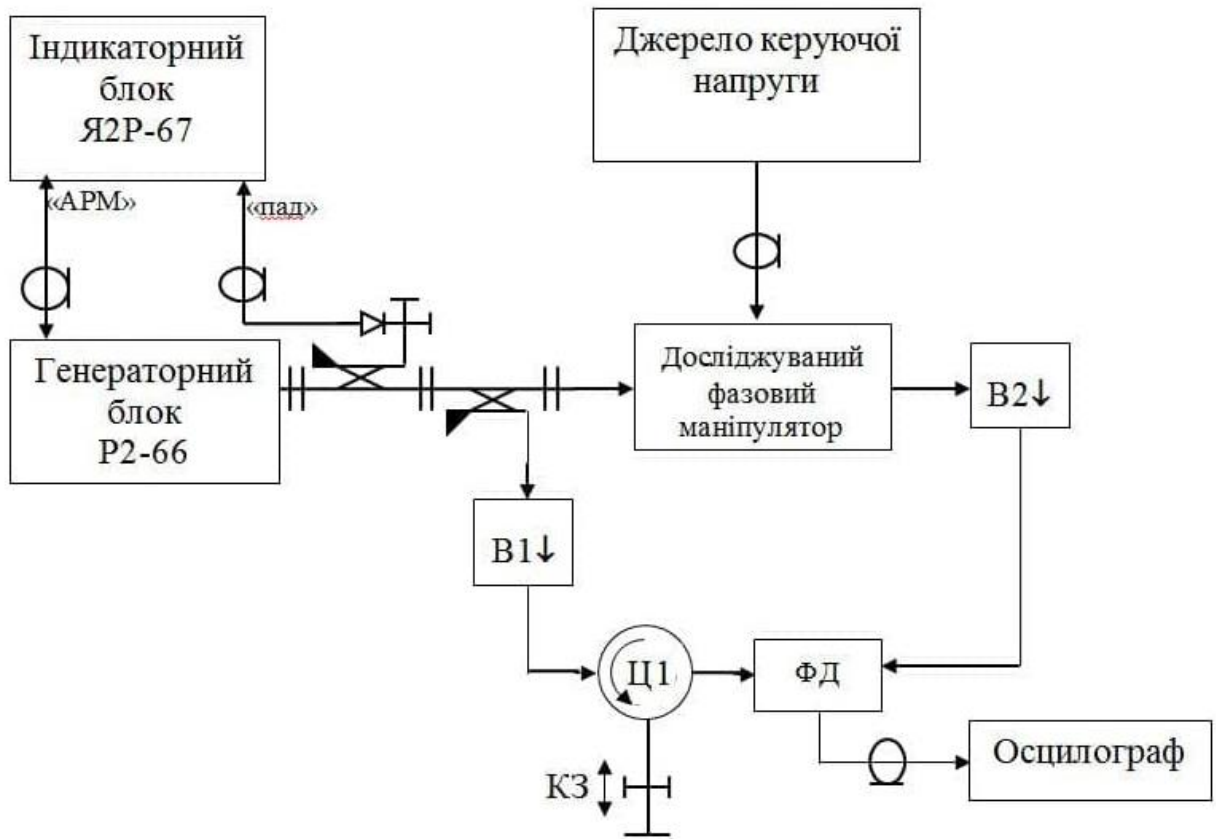


Рисунок 4.7 — схема вимірювання диференційного фазового зсуву

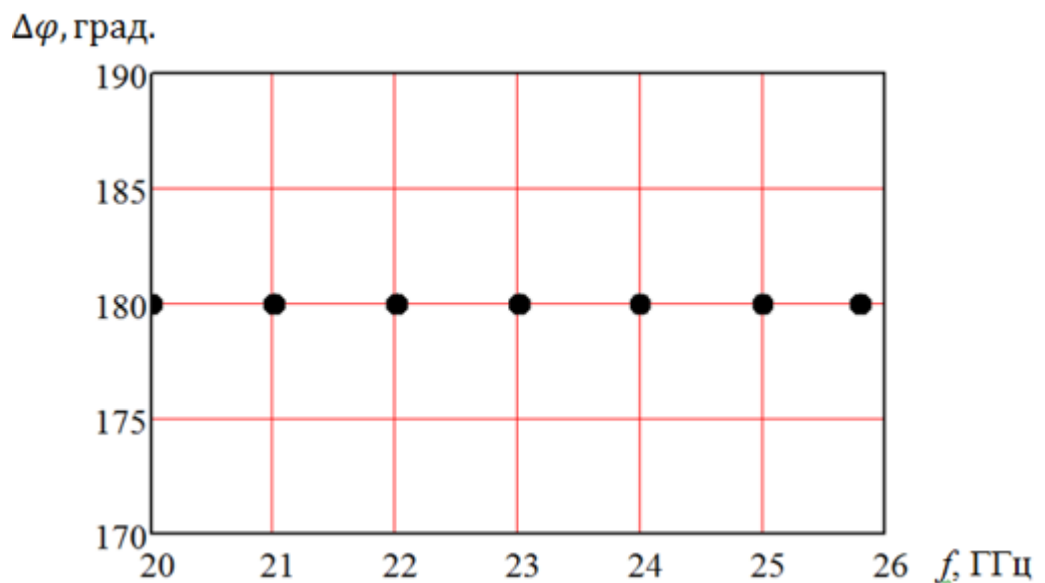


Рисунок 4.8 — результати вимірювання диференційного фазового зсуву

Результати вимірювань показані на рис.4.8

| | | | | |
|-----|-----|----------|--------|------|
| | | | | |
| Зм. | Лис | № докум. | Підпис | Дата |

4.4 Висновки

З наведених результатів можна зробити наступні висновки.

Розроблений поздовжньо-зондовий перехід забезпечує задовільне узгодження маніпулятора у приблизно 20 % смузі частот. При цьому експериментальні результати добре передбачаються розрахованими; Частотна залежність КСХ маніпулятора повністю визначається частотною характеристикою КСХ поздовжньо-зондового переходу. Для розширення смуги робочих частот ГІС маніпулятора необхідно розробити більш широкосмуговий поздовжньо-зондовий перехід на МСЛ;

вимірювання частотної характеристики втрат маніпулятора продемонструвало велику ступінь ідентичності характеристики у двох станах маніпулятора. Це свідчить про відсутність паразитної амплітудної модуляції;

безпосереднє вимірювання диференційного фазового зсуву показало повну відповідність вимог до пристрою.

| | | | | | | |
|-----|-----|----------|--------|------|----------------------------|------|
| | | | | | РТп81.432134.001 ПЗ | Лист |
| Зм. | Лис | № докум. | Підпис | Дата | | 43 |

5 КОНСТРУКТОРСЬКО-ТЕХНОЛОГІЧНА ПРОРОБКА ПРИСТРОЮ

В даному розділі виконана конструкторсько-технологічна проробка основних складових розроблюваного фазового маніпулятора. В пакеті програмного забезпечення для Проектування друкованих плат CST Studio спроектована плата маніпулятора. У якості матеріалу для друкованої плати використовується сучасний металізований діелектрик Rogers RT 5880 товщиною 140мкм, шар металізації 65мкм. Розроблені креслення деталей хвилеводної камери: кришка хвилеводної камери і основна частина хвилеводної камери. Плата маніпулятора розташована в заглиблення основної частини хвилеводної камери і закрита кришкою хвилеводної камери. Для утворення якісного контакту і формування хвилеводного тракту обидві деталі з відповідними штифтами з'єднані двома гвинтами. Це показано на складальному кресленні підсилювача.

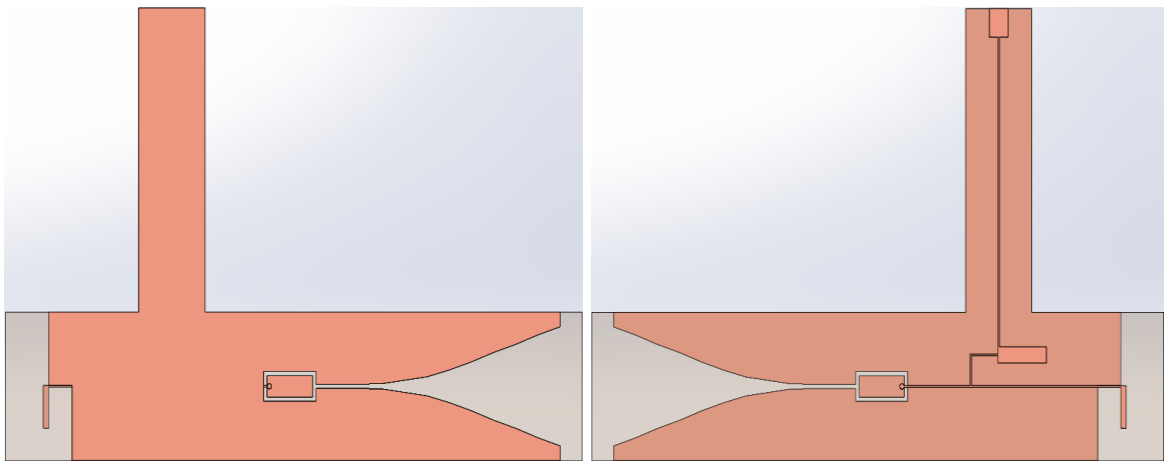


Рисунок 5.1— Плата фазового маніпулятора

Розроблені креслення : основна частина хвилеводної камери (рис. 5.2) та кришка хвилеводної камери (рис 5.3). Плата маніпулятора розташована в заглибленнях основної частини хвилеводної камери і закрита кришкою хвилеводної камери.

| | | | | | | |
|-----|-----|----------|--------|------|---------------------|------|
| | | | | | РТп81.432134.001 ПЗ | Лист |
| Зм. | Лис | № докум. | Підпис | Дата | | 44 |

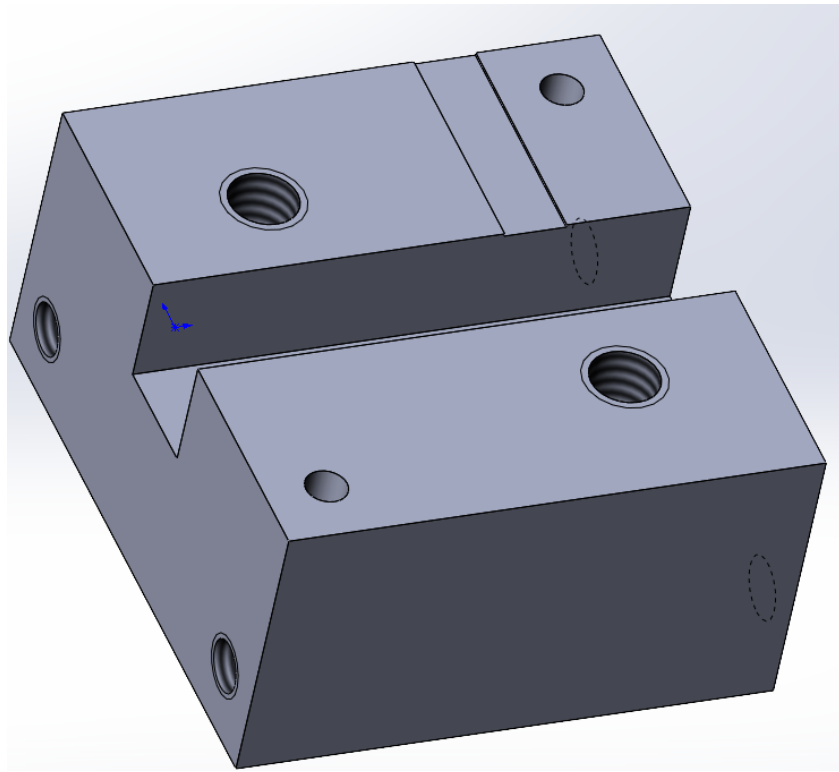


Рисунок 5.2 — основна частина хвилеводної камери

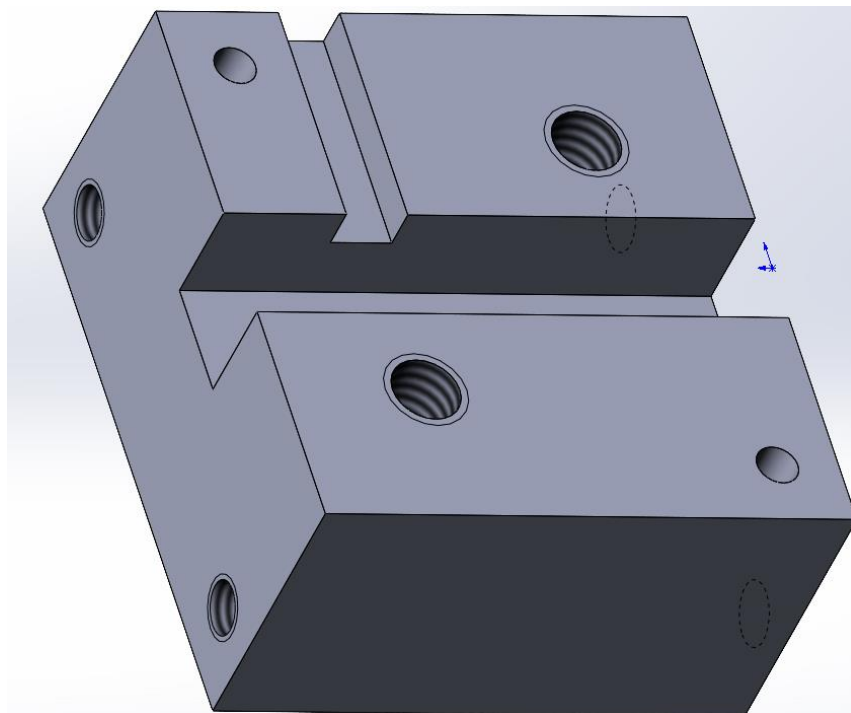


Рисунок 5.3 — кришка хвилеводної камери

| | | | | |
|-----|-----|----------|--------|------|
| | | | | |
| Зм. | Лис | № докум. | Підпис | Дата |

РТп81.432134.001 ПЗ

Лист

45

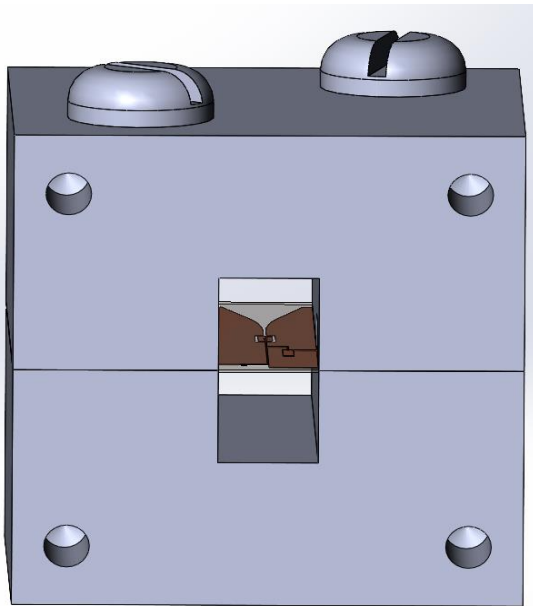


Рисунок 5.4 — загальний вигляд пристрою

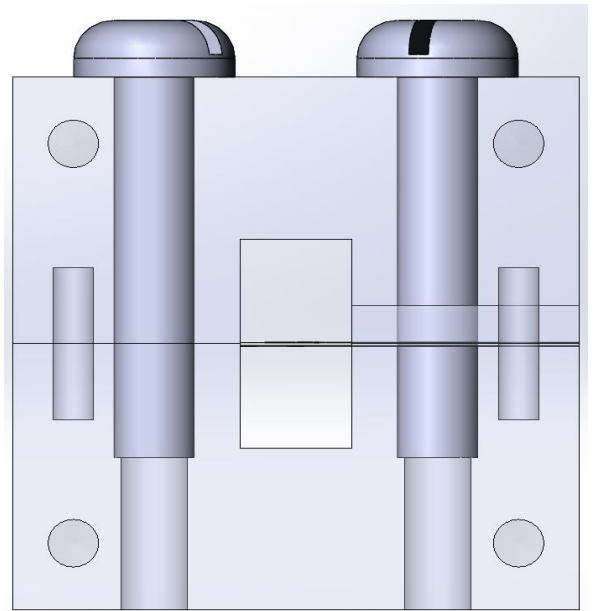


Рисунок 5.5 — з'єднання обох частин камери

Для утворення якісного контакту і формування хвилеводного тракту обидві деталі з відповідними штифтами з'єднані двома гвинтами. Це показано на рисунку 5.4, 5.5. На рисунку 5.4 зображений загальний вигляд конструкції.

| | | | | |
|-----|-----|----------|--------|------|
| | | | | |
| Зм. | Лис | № докум. | Підпис | Дата |

РТп81.432134.001 ПЗ

ВИСНОВКИ

З виконаного проєкту можна зробити наступні висновки.

1. Розробка ГІС маніпулятора на р-і-п діодах з реальними параметрами потребувала побудови його еквівалентної схеми в термінах теорії кіл (довгих ліній).

2. Це дало змогу знайти у першому наближенні оптимальні опори хвилеводно-щілинної лінії, мікросмужкової лінії і довжину хвилеводно-копланарної лінії.

3. Довжина хвилеводно-копланарної лінії в подальшому була уточнена при аналізі в пакеті програм електродинамічного моделювання. Виявилось, що точний розмір секції хвилеводно-копланарної лінії дуже мало відрізняється від наближеного, отриманого в термінах теорії кіл.

4. Для побудови всієї ГІС маніпулятора були розроблені переходи на хвилеводно-щілинну лінію і на мікросмужкову лінію із прямокутного хвилевода. Параметри розроблених переходів такі, що не погіршили характеристики основного вузла маніпулятора.

5. Експериментальне дослідження виготовленого зразка маніпулятора показало задовільне співпадіння з результатами розрахунків.

6. Параметри розробленого маніпулятора повністю відповідають вимогам технічного завдання.

| | | | | | | |
|-----|-----|----------|--------|------|---------------------|------|
| | | | | | РТп81.432134.001 ПЗ | Лист |
| | | | | | | 47 |
| Зм. | Лис | № докум. | Підпис | Дата | | |

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ

1. Analog Devices. Beamformers, Phase Shifters, and Vector Modulators - [електронний ресурс] - Режим доступу: <https://www.analog.com/en/products/rf-microwave/phase-shifters-vector-modulators.html>. - 2021.

2. Khokhanovska Y. O., Omelyanenko M. Y. (2018) The measurement of the p-i-n diodes` parameters in the fin-line in the millimeter wave region. Visnyk NTUU KPI Serii a - Radiotekhnika Radioaparotobuduvannia. vol 75(№4). PP: 5-8.

3. Khokhanovska, Y. i Omelianenko, M. (2019) Широкопсмуговий р-і-п діодний перемикач 8-міліметрового діапазону з малими втратами для радіометра Дайка, Вісник НТУУ "КПІ". Серія Радіотехніка, Радіоапаратобудування, (76) pp 58-62.; Url - radar.kpi.ua/radiotechnique/article/view/1525; DOI - <https://dx.doi.org/10.20535/RADAP.2019.76.58-62>.

4. Фазовий маніпулятор з диференційним фазовим зсувом 180°. НТУУ „КПІ”. - Матеріали патенту. - ПАТЕНТ №48388 10-03-2010 Бюл. №5. Винахідники: Ежов Олександр Вікторович, Омеляненко Михайло Юрійович.

| | | | | | | |
|-----|-----|----------|--------|------|----------------------------|------|
| | | | | | РТп81.432134.001 ПЗ | Лист |
| Зм. | Лис | № докум. | Підпис | Дата | | 48 |

ДОДАТОК А

ПОГОДЖЕНО

Керівник дипломного проекту
ст. викл. Омеляненко М.Ю.

(дата)

(підпис)

ТЕХНІЧНЕ ЗАВДАННЯ
до дипломного проекту
«Швидкісний р-і-п діодний фазовий 0-π маніпулятор
діапазону частот 18-26 ГГц»

Київ — 2021

| | | | | | | |
|------------|------------|-----------------|---------------|-------------|----------------------------|------|
| | | | | | РТп81.432134.001 ПЗ | Лист |
| <i>Зм.</i> | <i>Лис</i> | <i>№ докум.</i> | <i>Підпис</i> | <i>Дата</i> | | 49 |

1 НАЗВА І ПІДСТАВА ДЛЯ ВИКОНАННЯ

Назва дипломного проекту «Швидкісний р-і-п діодний фазовий 0-π маніпулятор діапазону частот 18-26 ГГц».

Підставою для виконання є завдання, видане кафедрою радіотехнічних пристроїв та систем від «12» квітня 2021 р.

2 ВИКОНАВЕЦЬ

Виконавець — студент групи РТ-п81 Вінковатов Максим Андрійович

3 МЕТА ВИКОНАННЯ ДП І ПРИЗНАЧЕННЯ ПРОДУКЦІЇ

Метою дипломного проекту є розробка конструкції швидкісного р-і-п діодного фазового 0-π маніпулятора діапазону частот 18-26 ГГц. Призначення даного фазового 0-π маніпулятора - модуляція НВЧ сигналів у складі радіотехнічних систем.

4 ТЕХНІЧНІ ВИМОГИ**4.1 Вимоги до призначення**

Рівень вносимих втрат: до 1,5 дБ.

Рівень КСХ по входах: не більше 4.

Робочий діапазон частот 20 - 26 ГГц.

Диференційний зсув фаз 180°.

4.2 Життєздатності та стійкості до зовнішніх впливів і чинників.

Кліматичні вимоги УХЛ4.2 згідно ГОСТ 15150-69.

Захист від механічних впливів С1 згідно ГОСТ 16019-2001.

4.3 Вимоги до надійності

Ремонтопридатний.

Середній строк 10 000 год.

4.3 Вимоги до конструкції

Габаритні параметри, не більше 40 × 90 × 40 мм

Маса не більше 200 г.

4.4 Вимоги до уніфікації і стандартизації

Використовувати уніфіковану та стандартизовану елементну базу та матеріали.

| | | | | | | |
|-----|-----|----------|--------|------|----------------------------|------|
| | | | | | РТп81.432134.001 ПЗ | Лист |
| | | | | | | 50 |
| Зм. | Лис | № докум. | Підпис | Дата | | |

4.5 Вимоги до дизайну, ергономіки та технічної естетики

Колір корпусу сірий..

4.6 Вимоги до експлуатації, зручності технічного обслуговування та ремонту

Корпус повинен бути розбірним.

4.7 Вимоги до безпеки для життя, здоров'я і майна громадян та охорони довкілля

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

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

4.8 Вимоги до транспортування і зберігання

Транспортувати автомобільним видом транспорту в упакованому вигляді.

5 ВИМОГИ ДО СИРОВИНИ, МАТЕРІАЛІВ І ПКВ

Вибір економічного матеріалу для корпусу.

6 ВИМОГИ ДО КОНСЕРВАЦІЇ, ПАКУВАННЯ І МАРКУВАННЯ

Маркування: на фронтальній частині виробу повинно бути передбачено місце під фірмовий знак.

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

Консервація: не передбачено.

7 ВИМОГИ ДО РОЗРОБЛЮВАНОЇ ДОКУМЕНТАЦІЇ

Оформлення документації згідно ДСТУ 3008:2015.

Склад конструкторської документації:

1. Текстова документація (пояснювальна записка, специфікація).
2. Графічна документація загальним обсягом не менше 3 аркушів А1 (складальне креслення плати, складальне креслення пристрою).

7.1 Орієнтовний зміст дипломного проекту:

Завдання на дипломного проекту;

Зміст;

Вступ;

| | | | | | | |
|-----|-----|----------|--------|------|----------------------------|------|
| | | | | | РТп81.432134.001 ПЗ | Лист |
| | | | | | | 51 |
| Зм. | Лис | № докум. | Підпис | Дата | | |

1. Огляд існуючих рішень. Розробка та аналіз технічного завдання;
2. Обґрунтування та вибір схмотехнічного рішення, елементної бази;
3. Проектування електронного модуля;
4. Проектування приладу та аналіз його працездатності;

Висновки;

Перелік джерел посилань;

Додаток А Технічне завдання

Додаток Б Відомість

Додаток В Специфікація на пристрій

8. СТАДІЇ І ЕТАПИ ДИПЛОМНОГО ПРОЕКТУВАННЯ

Робота виконується в 9 етапів.

| № | Назва етапу | Термін виконання | Форма звітності |
|----|--------------------------------------|------------------|------------------------|
| 1. | Огляд літератури | 12.04 - 16.04 | Перелік джерел |
| 2. | Аналіз технічного завдання | 19.04 - 25.04 | доповідь |
| 3. | Розрахунок топології маніпулятора | 26.04 - 14.05 | Результати розрахунків |
| 4. | Розробка креслень | 17.05 - 04.06 | Ескізи креслень |
| 5. | Підготовка матеріалів до презентації | 07.06 - 10.06 | доповідь |

9. ПОРЯДОК ПРИЙМАННЯ ДИПЛОМНОГО ПРОЕКТУ

1. Представлення проміжних результатів дипломного проекту керівнику в зазначені терміни;
2. Представлення завершеного дипломного проекту керівнику;

| | | | | |
|-----|-----|----------|--------|------|
| | | | | |
| Зм. | Лис | № докум. | Підпис | Дата |

РТп81.432134.001 ПЗ

Лист

52

3. Перевірка дипломного проекту на наявність плагіату.
4. Представлення кафедри завершеного дипломного проекту за 10 днів до дати захисту;
5. Захистити дипломний проект перед екзаменаційною комісією.

Виконавець

Керівник

Вінковатов М. А. _____

ст. викладач Омеляненко М. Ю. _____

| | | | | | | |
|-----|-----|----------|--------|------|----------------------------|------|
| | | | | | РТп81.432134.001 ПЗ | Лист |
| Зм. | Лис | № докум. | Підпис | Дата | | 53 |

