

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

**М. Ю. Омеляненко,
Т. В. Романенко,
О. В. Турєєва**

ТРАНСІВЕРИ СУЧАСНИХ РАДІОТЕХНІЧНИХ СИСТЕМ КУРСОВА РОБОТА

Навчальний посібник

Рекомендовано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського
як навчальний посібник для здобувачів ступеня бакалавра
за освітньою програмою «Радіотехнічні комп'ютеризовані системи»
спеціальності 172 «Електронні комунікації та Радіотехніка»

Електронне мережне навчальне видання

Київ
КПІ ім. Ігоря Сікорського
2023

Рецензент *Гусєва О. В., кандидат технічних наук доцент,
кафедри Радіоінженерії*

Відповідальний
Редактор

Жук С. Я., доктор технічних наук, професор

*Гриф надано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського
(протокол № 5 від 23.02.2023 р.)
за поданням Вченої ради Радіотехнічного факультету
(протокол № 01/2023 від 30.01.2023 р.)*

Представлені загальні вимоги до курсової роботи що включають інженерний розрахунок пристроїв зі складу сучасних трансіверів радіотехнічних систем, а саме транзисторних підсилювальних та генераторних вузлів, електронно-керованих атенуаторів та маніпуляторів, детекторів і фільтрів Наведені теоретичні відомості і вказівки для розрахунку конструкцій (топологій) інтегральних схем. Визначені вимоги до виконання розрахунково-графічної частини курсової роботи, її оформлення, порядок захисту і література. Призначений для здобувачів ступеня бакалавра за спеціальністю «Електронні комунікації та Радіотехніка».

Реєстр. № 22/23-471 Обсяг 1,9 авт. арк.

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
проспект Перемоги, 37, м. Київ, 03056
<https://kpi.ua>

Свідоцтво про внесення до Державного реєстру видавців, виготовлювачів
і розповсюджувачів видавничої продукції ДК № 5354 від 25.05.2017 р.

© М.Ю.Омеляненко, Т.В.Романенко, О.В.Турєєва
© КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2023

ЗМІСТ

ВСТУП	5
1.ЗАГАЛЬНІ ВИМОГИ ДО КУРСОВОЇ РОБОТИ	6
1.1. Мета курсової роботи.....	6
1.2. Завдання на курсову роботу	6
1.3. Оформлення роботи та порядок захисту	6
2. ТРАНЗИСТОРНІ ПРИСТРОЇ ТРАНСІВЕРІВ.....	7
2.1. Теоретичні відомості	7
2.2. Теми курсових робіт	13
2.2.1._Курсова робота 2.1.....	13
2.2.2._Курсова робота 2.2.....	15
2.2.3._Курсова робота 2.3.....	16
2.2.4._Курсова робота 2.4.....	16
2.2.5._Курсова робота 2.5.....	17
2.2.6._Курсова робота 2.6.....	19
2.2.7._Курсова робота 2.7.....	20
2.3. Вказівки до виконання	21
3. ЕЛЕКТРОННО-КЕРОВАНІ АТЕНЮАТОРИ ТА АМПЛІТУДНІ МОДУЛЯТОРИ	23
3.1. Теоретичні відомості	23
3.2. Теми курсових робіт.....	29
3.2.1._Курсова робота 3.1.....	29
3.2.2._Курсова робота 3.2.....	30
3.2.3._Курсова робота 3.3.....	31
3.2.4._Курсова робота 3.4.....	32
3.2.5._Курсова робота 3.5.....	33
3.3. Вказівки до виконання	35
4. ЕЛЕКТРОННО-КЕРОВАНІ ФАЗОВІ МАНІПУЛЯТОРИ	39
4.1. Теоретичні відомості	39
4.2. Теми курсових робіт	41
4.2.1._Курсова робота 4.1.....	41
4.3. Вказівки до виконання	42
5. ДЕТЕКТОРИ	45
5.1. Теоретичні відомості	45
5.2. Теми курсових робіт	50
5.2.1._Курсова робота 5.1.....	50
5.2.1._Курсова робота 5.2.....	51
5.2.1._Курсова робота 5.3.....	52

5.3. Вказівки до виконання	54
6. ФІЛЬТРИ ТРАНСІВЕРІВ.....	58
6.1. Теоретичні відомості	58
6.2. Теми курсових робіт	64
6.2.1. Курсова робота 6.1.....	64
6.3. Вказівки до виконання	65
7. ДОПОМІЖНІ ВУЗЛИ НВЧ ТРАНСІВЕРІВ.....	67
7.1. Теоретичні відомості	67
7.2. Теми курсових робіт	71
7.2.1. Курсова робота 7.1.....	71
7.2.2. Курсова робота 7.2.....	72
7.2.3. Курсова робота 7.3.....	73
7.3. Вказівки до виконання	74
ЛІТЕРАТУРА	77
ДОДАТКИ	78
Додаток 1.....	78
Додаток 2.....	79

ВСТУП

Дисципліна «Трансівери сучасних радіотехнічних систем» є нормативною дисципліною з циклу професійних дисциплін підготовки спеціалістів в області телекомунікацій та радіотехніки, зокрема бакалаврів за освітньою програмою «Радіотехнічні комп'ютеризовані системи». Приймально-передавальні пристрої різних призначень, діапазонів довжин хвиль та потужностей є найважливішою складовою технології обміну інформацією в електронних комунікаціях. Теорія та техніка проектування трансіверів, особливості їх роботи з частотною, фазовою та цифровою модуляцією, методи вимірювання параметрів є предметом вивчення дисципліни. Найбільш перспективним напрямком проектування приймально-передавального обладнання є розробки в діапазоні надвисоких частот – від 2 до 150 ГГц. Сьогодні обладнання на ці частоти випускається серійно, у великих кількостях, причому в умовах жорсткої конкуренції. Це визначає необхідність радикально змінити всю технологічно-конструкторську базу НВЧ діапазону і підготувати спеціалістів, здатних проектувати сучасні приймально-передавальні пристрої у відповідності до загальних вимог як по електричним параметрам, так і по технологічності і ефективності виробництва. Перш за все, це стосується вміння адекватного застосування активних напівпровідникових приладів а також, заміни традиційних хвилеведучих систем – об'ємних хвилеводів, коаксіалів на планарні лінії передачі, які виготовляються методами інтегральної технології – мікросмушкової (МСЛ), хвилеводно-щілинної (ХЩЛ).

1 ЗАГАЛЬНІ ВИМОГИ ДО КУРСОВОЇ РОБОТИ

1.1. Мета курсової роботи

Метою є формування у студентів здатності проектувати сучасні інтегральні пристрої трансіверів з використанням методів електродинамічного аналізу та теорії кіл, а також математичних програм.

1.2. Завдання на курсову роботу

Виконати інженерний розрахунок одного з пристроїв, що входить до складу сучасних трансіверів радіотехнічних систем: транзисторних підсилювальних та генераторних вузлів, електронно-керованих атенюаторів та модуляторів, детекторів, фільтрів, тощо. Виходячи з призначення пристрою, еквівалентних схем активних приладів та заданого варіанту реалізації, розрахувати конструктивні параметри всіх елементів відповідних інтегральних схем. Провести розрахунок частотних характеристик спроектованих пристроїв, зробити висновки.

1.3. Оформлення роботи та порядок захисту.

Для виконання розрахунково-графічного матеріалу і оформлення пояснювальної записки з курсової роботи рекомендується використовувати математичні пакети «Mathcad», «MatLab». На захист надається текстовий файл або Mathcad-документ. Титульний аркуш виконується у відповідності з загально прийнятими вимогами. Перша сторінка файлу містить копію виданого завдання на курсову роботу. Всі формульні обчислення і розраховані значення оформлені текстовими поясненнями. Наведені графічні залежності підтверджені висновками. Якщо всі обчислення виконані вірно і побудовані частотні характеристики відповідають вимогам завдання на курсову роботу, захист проводиться коротким опитуванням по темі дослідження. За наявності помилок в розрахунках і невідповідності результатів завданню, робота повертається виконавцю для виправлення.

2 ТРАНЗИСТОРНІ ПРИСТРОЇ ТРАНСІВЕРІВ

2.1. Теоретичні відомості

Транзистори НВЧ діапазону

Найбільш високочастотними є польові арсенід-галієві транзистори *n*-типу з заслоном Шоткі. Позначення їх дано на рис.2.1

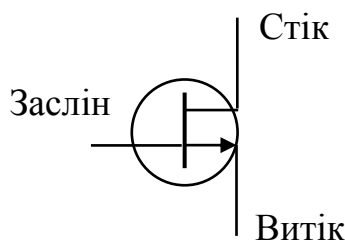


Рис.2.1– Позначення польового транзистора

Малі розміри досягаються за рахунок поверхневої технології. Умовно структура транзистора і розташування електродів зображено на рис.2.2

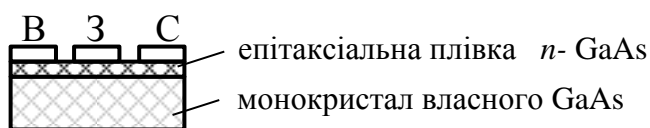


Рис.2.2 – Структура транзистора

Оскільки транзисторні підсилювачі на зазначених транзисторах, як правило, будуються по схемі із спільним витокком, бажано, щоб електрод заслона знаходився зліва (рис.4), а виток - посередині. Це досягається розташуванням електродів на кристалі, показаним на рис.2.3

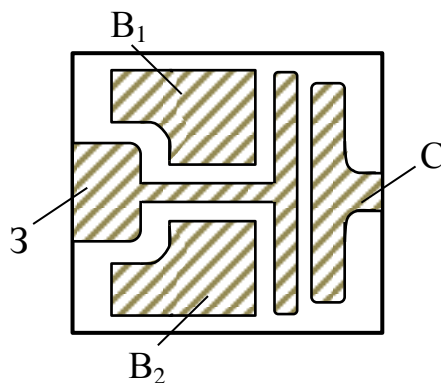


Рис.2.3 – Розташування електродів транзистора

Отже, витоків два (V_1, V_2). Тому, як правило, корпусований НВЧ транзистор має 4 виводи (2 витокі), які мають бути з'єднані в зовнішній щодо транзистора частині схеми. Іноді це з'єднання роблять прямо на чипі, використовуючи «місток», який виготовляється у єдиному технологічному циклі з усім транзистором. Чип транзистора має спрощену еквівалентну схему заміщення, зображену на рис.2.4

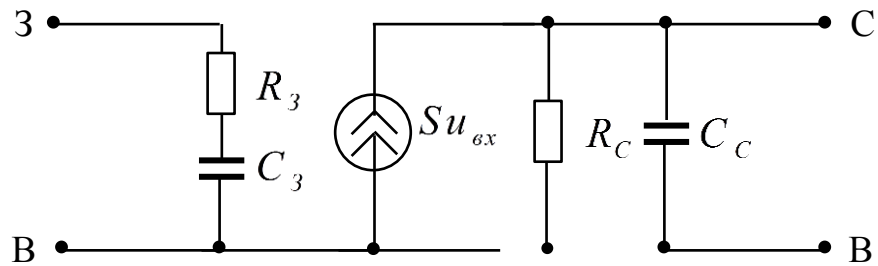


Рис.2.4 – Спрощена еквівалентна схема транзистора

Порядки величин елементів схеми наступні:

$$R_3 \sim 0.5 \dots 2 \text{ Ом}$$

$$C_3 \sim 0.1 \dots 0.5 \text{ нФ}$$

$$R_c \sim 100 \dots 200 \text{ Ом}$$

$$C_c \sim 0.05 \dots 0.5 \text{ нФ}$$

Що дає розміщення транзистора в корпусі? Транзистор додає до еквівалентної схеми індуктивності виводів і їх ємності. Схема може стати дуже складною.

Узгодження транзисторів НВЧ діапазону.

Як бачимо з рис.2.4, вхід транзистора вкрай неузгоджений, оскільки опір R_3 дуже малий. Це призводить до того, що без ретельного узгодження входу (і виходу теж) транзистор підсилувати буде слабо. Це добре видно з таблиці S-параметрів транзистора, яка надається виробником для кожного типу приладу. Для прикладу в таблиці 1 наведений фрагмент такого документа (транзистор EPA018-70, Exelics, USA).

Таблиця 1 – S-параметри транзистора EPA018-70

Частота, ГГц	$ S_{11} $	$\arg(S_{11}),$ <i>град</i>	$ S_{21} $	$\arg(S_{21}),$ <i>град</i>	$ S_{12} $	$\arg(S_{12}),$ <i>град</i>	$ S_{22} $	$\arg(S_{22}),$ <i>град</i>
23	0.752	-20.8	1.8	-167.5	0.058	-103.2	0.592	76.9
24	0.776	-37.7	1.7	-174.8	0.054	-123.0	0.584	59.7
25	0.756	-48.6	1.7	-150.0	0.055	-139.3	0.568	45.9
26	0.742	-62.4	1.7	-144.5	0.060	-154.0	0.555	33.7

Нагадуємо, що фізичний зміст $|S_{11}|$ - це модуль коефіцієнта відбиття від входу при встановленні узгодженого навантаження на виході; $|S_{21}|$ - коефіцієнт прямої передачі (в разях) при тих же умовах; $|S_{12}|$ - коефіцієнт зворотної передачі (в разях) при встановленні узгодженого навантаження на вході, а $|S_{22}|$ - це модуль коефіцієнта відбиття від виходу при встановленні узгодженого навантаження на вході. З таблиці 1 видно, що зазначені особливості еквівалентної схеми зумовлюють вкрай низьке підсилення потужності (наприклад, на частоті 26 ГГц $K_p = 20\lg|S_{21}| = 4.6\text{дБ}$). Це відбувається за рахунок великого коефіцієнту відбиття від неузгодженого на вході і виході транзистора: $|S_{11}| = 0.742$; $|S_{22}| = 0.565$. Ми приходимо до висновку, що задовільна робота транзистора у якості підсилювача можлива лише тоді, коли на вході і виході встановлені узгоджуючі трансформатори, які мають бути побудовані, як нам відомо, з чисто реактивних елементів. Завдяки вибору площин, від яких відраховуються параметри цих трансформаторів, їх схеми можуть, до того, що вони реактивні, вважатися симетричними, для яких $S_{11\text{трансф}} = S_{22\text{трансф}}$ (індексом «*трансф*» показано, що це матриця розсіяння трансформатора). Відомо, що симетричний, взаємний і реактивний чотириполюсник може бути описаний єдиним параметром - комплексним коефіцієнтом відбиття від нього. Позначимо ці комплексні

параметри як Γ_1 для вхідного трансформатора підсилювального каскаду на транзисторі і Γ_2 – для вихідного. Отже, схема підсилювального транзисторного каскаду набуває вигляду, зображеному на рис.2.5. На цьому рисунку $\hat{S}_{вх.трансф}$, $\hat{S}_{вих.трансф}$ – матриці розсіяння вхідного і вихідного трансформаторів, відповідно; $\hat{S}_{тр}$ – матриця розсіяння транзистора.

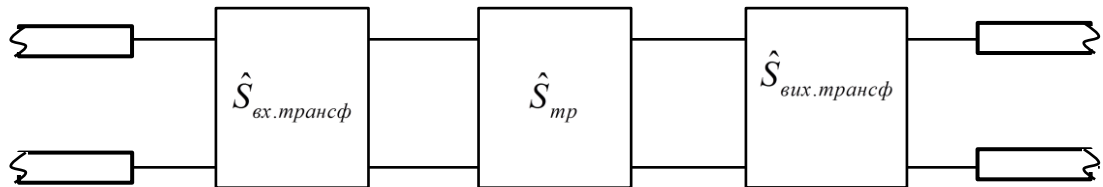


Рис.2.5 – Схема підсилювального транзисторного каскаду

Як відзначалося вище, для таких чотирьохполюсників

$$\hat{S}_{вх.трансф} = \begin{vmatrix} |\Gamma_1| e^{j\varphi_1} & \sqrt{1-|\Gamma_1|^2} e^{j\left(\varphi_1 \pm \frac{\pi}{2}\right)} \\ \sqrt{1-|\Gamma_1|^2} e^{j\left(\varphi_1 \pm \frac{\pi}{2}\right)} & |\Gamma_1| e^{j\varphi_1} \end{vmatrix},$$

$$\hat{S}_{вих.трансф} = \begin{vmatrix} |\Gamma_2| e^{j\varphi_2} & \sqrt{1-|\Gamma_2|^2} e^{j\left(\varphi_2 \pm \frac{\pi}{2}\right)} \\ \sqrt{1-|\Gamma_2|^2} e^{j\left(\varphi_2 \pm \frac{\pi}{2}\right)} & |\Gamma_2| e^{j\varphi_2} \end{vmatrix}.$$

Перейшовши від S -матриць до T -матриць, перемноживши їх (це справедливо для каскадного з'єднання) і повернувшись до представлення результату у вигляді S -матриці (позначимо її $\hat{S}^{заз}$), можна отримати значення її елементів через елементи матриць, що з'єднані згідно із схемою на рис.2.5. Нижче виписані отримані таким чином результати.

$$S_{11}^{заз} = \frac{A_1^*}{A_1} \cdot \frac{1}{M} \cdot (S_{11mp} - \Gamma_1^* + \Gamma_1^* \Gamma_2 S_{22mp} - \Gamma_2 \Delta)$$

$$\begin{aligned}
S_{12}^{3a2} &= \frac{A_2^*}{A_1} \cdot \frac{1}{M} \cdot S_{12mp} (1 - |\Gamma_1|^2) \\
S_{21}^{3a2} &= \frac{A_1^*}{A_2} \cdot \frac{1}{M} \cdot S_{21mp} (1 - |\Gamma_2|^2) \\
S_{22}^{3a2} &= \frac{A_2^*}{A_2} \cdot \frac{1}{M} \cdot (S_{22mp} - \Gamma_2^* + \Gamma_1 \Gamma_2^* S_{11mp} - \Gamma_1 \Delta).
\end{aligned} \tag{2.1}$$

В формулах (2.1) позначено:

$$M = 1 - \Gamma_1 S_{11mp} - \Gamma_2 S_{22mp} + \Gamma_1 \Gamma_2 \Delta,$$

$$\Delta = S_{11mp} \cdot S_{22mp} - S_{12mp} \cdot S_{21mp}$$

$$A_i = \frac{1 - \Gamma_i^*}{|1 - \Gamma_i|} \cdot \sqrt{1 - |\Gamma_i|^2}.$$

Співвідношення (2.1) дають змогу знайти параметри Γ_1, Γ_2 узгоджуючих трансформаторів. Дійсно, прирівнюючи S_{11}^{3a2} , S_{22}^{3a2} нулю, отримуємо систему рівнянь відносно необхідних параметрів трансформаторів:

$$\begin{cases} S_{11mp} - \Gamma_1^* + \Gamma_1^* \Gamma_2 S_{22mp} - \Gamma_2 \Delta = 0 \\ S_{22mp} - \Gamma_2^* + \Gamma_1 \Gamma_2^* S_{11mp} - \Gamma_1 \Delta = 0. \end{cases} \tag{2.2}$$

Рівняння (2.2) призводять до наступних двох квадратних рівнянь відносно Γ_1, Γ_2 :

$$\begin{aligned}
\Gamma_1^2 C_1 - \Gamma_1 B_1 + C_1^* &= 0, \\
\Gamma_2^2 C_2 - \Gamma_2 B_2 + C_2^* &= 0.
\end{aligned} \tag{2.3}$$

Тут

$$\begin{aligned}
C_1 &= S_{11mp} - S_{22mp}^* \Delta, \\
C_2 &= S_{22mp} - S_{11mp}^* \Delta, \\
B_1 &= 1 - |S_{22mp}|^2 + |S_{11mp}|^2 - |\Delta|^2, \\
B_2 &= 1 - |S_{11mp}|^2 + |S_{22mp}|^2 - |\Delta|^2.
\end{aligned} \tag{2.4}$$

Звідси

$$\Gamma_1 = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1}, \quad (2.5)$$

$$\Gamma_2 = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2}.$$

Звернемо увагу на те, що величини B_1 , B_2 в (2.4) - дійсні. Позначаючи $C_{1,2} = |C_{1,2}|e^{j\varphi_{C_{1,2}}}$, з першого рівняння (2.5), наприклад, отримуємо:

$$\Gamma_1 = \frac{B_1}{2|C_1|} e^{-j\varphi_{C_1}} \pm e^{-j\varphi_{C_1}} \sqrt{\left(\frac{B_1}{2|C_1|}\right)^2 - 1} = e^{-j\varphi_{C_1}} \left[\frac{B_1}{2|C_1|} \pm \sqrt{\left(\frac{B_1}{2|C_1|}\right)^2 - 1} \right]. \quad (2.6)$$

Припустимо, що $\left(\frac{B_1}{2|C_1|}\right)^2 < 1$. Тоді (2.6) можна записати у вигляді:

$$\Gamma_1 = e^{-j\varphi_{C_1}} \left[\frac{B_1}{2|C_1|} \pm j \sqrt{1 - \left(\frac{B_1}{2|C_1|}\right)^2} \right],$$

$$|\Gamma_1|^2 = \left(\frac{B_1}{2|C_1|}\right)^2 + 1 - \left(\frac{B_1}{2|C_1|}\right)^2 \equiv 1.$$

Це, з першого погляду, дивний результат: для того, щоб вхід транзистора узгодити, на вході треба до нього під'єднати трансформатор, який сам повністю відбиває хвилю. Розглянемо процес узгодження на моделі, зображеній на рис.2.6

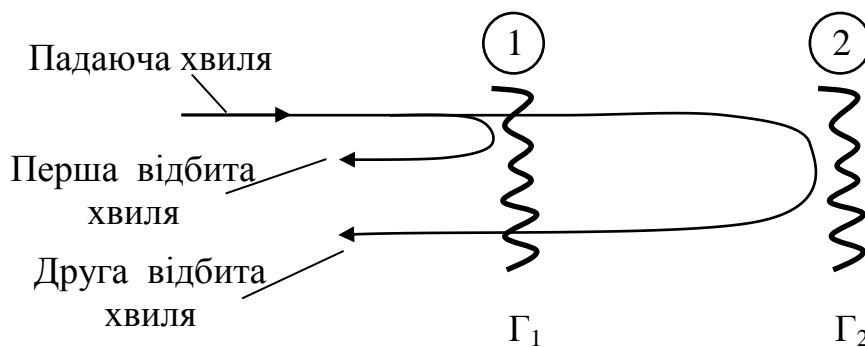


Рис.2.6 – Модель узгодження

Зрозуміти, що це означає, можна, згадавши фізичний зміст явищ при узгодженні. Падаюча хвиля відбивається двічі – один раз від перешкоди 1,

яка характеризується коефіцієнтом відбиття Γ_1 , а другий раз – від перешкоди 2 з коефіцієнтом відбиття Γ_2 . В результаті, при відповідно обраних коефіцієнтах відбиття $\Gamma_{1,2}$ і фазах хвиль, на вході може відбуватися деструктивна інтерференція зазначених відбитих хвиль 1, 2, внаслідок якої сумарна відбита хвиля зникає – відбувається узгодження. Якщо, як це має місце зараз, коефіцієнт відбиття Γ_1 дорівнює одиниці, узгодження може відбутися тільки тоді, коли амплітуда хвилі в області між 1 і 2 дуже велика – адже для неї також діє коефіцієнт відбиття Γ_1 , який дорівнює 1. Отже, ми приходимо до висновку, що при розглядуваній умові $\left(\frac{B_1}{2|C_1|}\right)^2 < 1$ в області 1-2 існує хвиля без дії її джерела – адже ззовні хвиля поступити не може ($|\Gamma_1|=1$). Це можливо, якщо підсилювач перетворився на генератор. Об'єднуючи дві умови для Γ_1 і Γ_2 , можемо отримати критерій можливості оптимального узгодження транзистора по вході і виходу.

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11mp}|^2 - |S_{22mp}|^2}{2|S_{12mp}| \cdot |S_{21mp}|} > 1. \quad (2.7)$$

Коефіцієнт K називається коефіцієнтом стійкості. Якщо $K < 1$ намагання одночасно узгодити транзистор на виході і вході неодмінно призводить до перетворення його в генератор – так робити не можна. Чи означає це, що на нестійкому транзисторі не можна побудувати підсилювач? Ні, в цьому випадку слід узгодити транзистор по одному із входів, а по іншому – частково, до рівня, який треба згідно з вимог до його необхідного коефіцієнту підсилення, який обчислюється за формулами (2.1).

2.2 Теми курсових робіт

2.2.1. Курсова робота 2.1

Вимірювання параметрів розсіяння транзистора дало значення перерахованого навантаження Z_H в мікросмужковій лінії з хвильовим

опором Z_0 . На рисунку 2.7 наведені можливі схеми узгодження транзистора: рис.2.7а – одношлейфна схема; рис. 2.7б – двохшлейфна; рис. 2.7в – за допомогою чвертьхвильового трансформатора, ввімкненого на певній відстані від навантаження і рис. 2.7г – за допомогою двохсекційного чвертьхвильового трансформатора, ввімкненого на тій же відстані від навантаження.

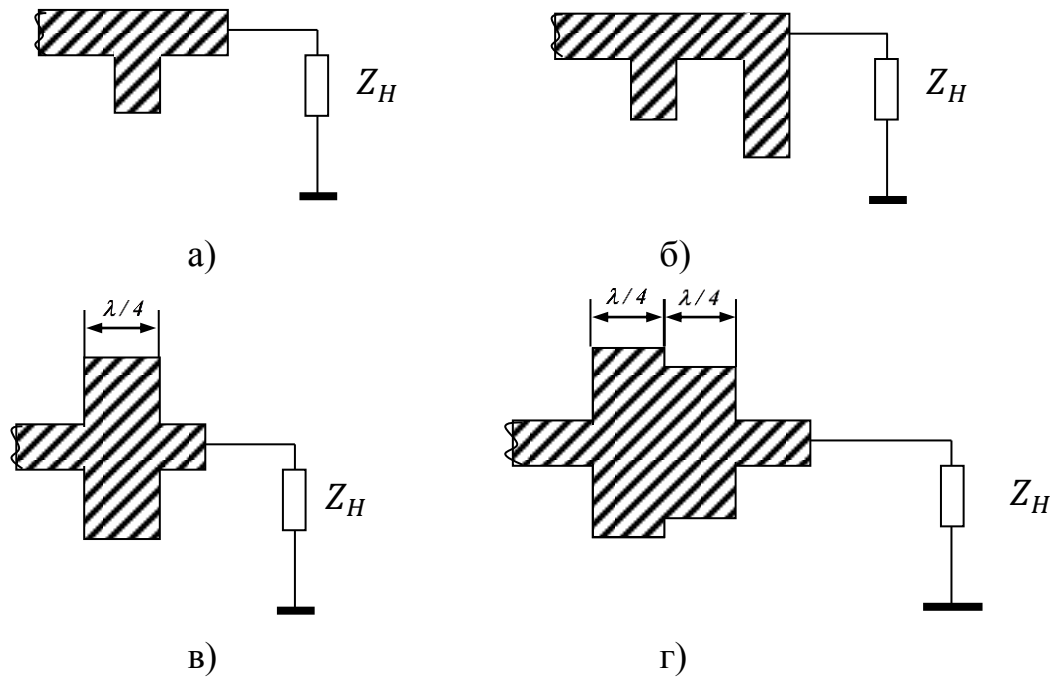


Рис.2.7 – Схеми узгодження транзистора

Завдання. Розрахувати всі схеми узгодження, визначивши розміри МСЛ відрізків. Розрахувати частотну залежність КСХ в заданій смузі Δf та зробити висновки щодо переваги однієї зі схем з точки зору широкосмуговості.

Вихідні дані:

- опір навантаження Z_H ;
- центральна частота f_0 ;
- діапазон частот розрахунку частотної залежності КСХ $f_0 \pm 10\% f_0$;
- параметри МСЛ: хвильовий опір Z_0 ; товщина діелектрика підкладки d ; діелектрична проникність матеріалу підкладки ϵ .

2.2.2. Курсова робота 2.2

Вимірювання параметрів розсіювання транзистора дало значення елемента матриці S_{11} . Нехтуючи його зворотною передачею, розрахувати дві схеми узгодження: за допомогою односекційного $\lambda/4$ - трансформатора, ввімкненого на певній відстані l від навантаження (рис.2.8а) і за допомогою Г-подібної схеми (рис.2.8б)

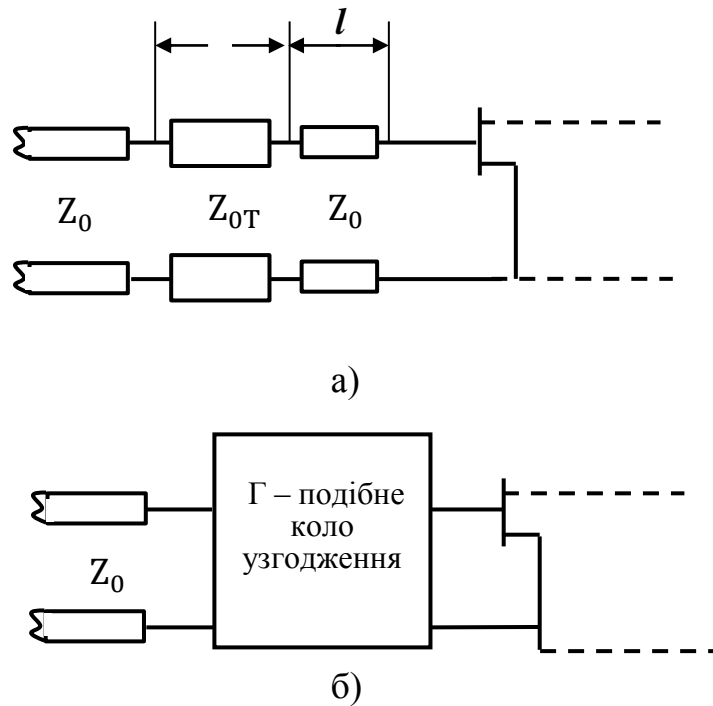


Рис.2.8 – Схеми узгодження транзистора

Завдання. Розрахувати дві схеми узгодження, визначивши розміри МСЛ відрізків. Розрахувати частотну залежність КСХ в заданій смузі частот Δf та зробити висновки щодо переваги однієї зі схем з точки зору широкосмуговості.

Вихідні дані:

- елемент матриці S_{11} ;
- центральна частота f_0 ;
- діапазон частот розрахунку частотної залежності КСХ $f_0 \pm 10\% f_0$;
- параметри МСЛ: хвильовий опір Z_0 ; товщина діелектрика підкладки d ; діелектрична проникність матеріалу підкладки ϵ .

2.2.3. Курсова робота 2.3

На рис.2.9 зображена схема мікросмушкового однокаскадного підсилювача сантиметрового діапазону, виконаного за схемою, що розглядалася на лекції, (ланцюги живлення не показані). S-параметри транзистора (транзистор типу ATF 26884 фірми “Hewlett Packard”) приведені у таблиці 2.

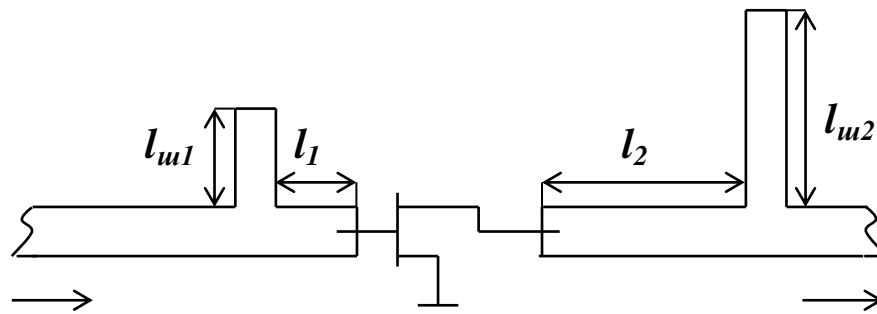


Рис.2.9 – Схема узгодження транзистора

Завдання. Довести, що в каскаді можливе повне узгодження з боку входу і виходу, визначити параметри (розміри $l_1, l_2, l_{ш1}, l_{ш2}$) узгоджувальних шлейфів на вході і виході, а також розрахувати частотну залежність КСХ зі входу і виходу і порівняти з цими характеристиками без узгодження.

Вихідні дані:

- центральна частота f_0 ;
- діапазон частот розрахунку частотної залежності КСХ $f_0 \pm 10\% f_0$;
- параметри МСЛ: хвильовий опір Z_0 ; товщина діелектрика підкладки d ; діелектрична проникність матеріалу підкладки ϵ .
- S-параметри транзистора ATF 26884 фірми “Hewlett Packard”

2.2.4. Курсова робота 2.4

При розрахунку транзисторного підсилювача отримано, що комплексні коефіцієнти відбиття від узгоджуючих кіл на вході та виході повинні дорівнювати Γ_1 і Γ_2 , відповідно. Підсилювач виконаний на мікросмушковій лінії. Схема з трансформаторами, що узгоджують транзистор на вході і на виході, приведена на рис. 2.10.

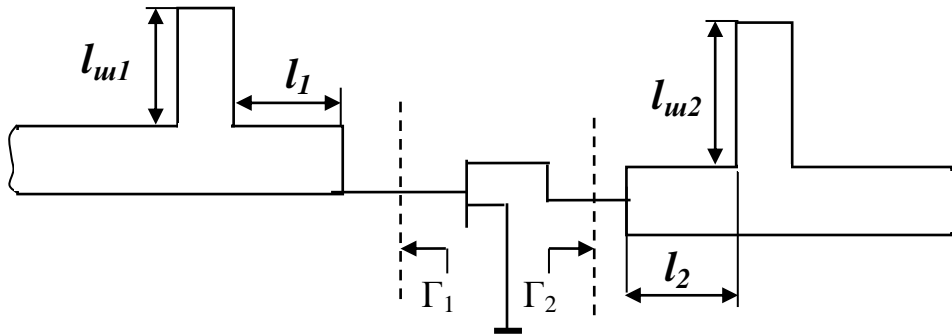


Рис.2.10 – Схеми трансформаторів узгодження

Завдання. Розрахувати розміри вхідного та вихідного трансформаторів у вигляді паралельних шлейфів довжиною $l_{ш1}$; $l_{ш2}$, які включені на відстані l_1 , l_2 від електродів транзистора (рис.2.10). Розрахунки виконати двома способами: аналітично та за допомогою діаграми Сміта. Розрахувати частотні характеристики синтезованих трансформаторів (залежності модулів і фаз коефіцієнтів відбиття від частоти) у діапазоні частот $f_0 \pm 10\% f_0$. Вважати, що зворотною передачею транзистора можна знехтувати.

Вихідні дані:

- комплексний коефіцієнт відбиття на вході Γ_1 ;
- комплексний коефіцієнт відбиття на виході Γ_2 ;
- центральна частота f_0 ;
- діапазон частот розрахунку залежності модулів і фаз коефіцієнтів відбиття $f_0 \pm 10\% f_0$;
- параметри МСЛ: хвильовий опір Z_0 ; товщина діелектрика підкладки d ; діелектрична проникність матеріалу підкладки ε .

2.2.5. Курсова робота 2.5

Маємо вимірний елемент матриці S_{11} транзистора, який включений по схемі зі спільним витоком. Конструкторський аналіз показав, що для узгодження доцільно застосувати схему, яка показана на рис.2.11 (мікросмужкова реалізація).

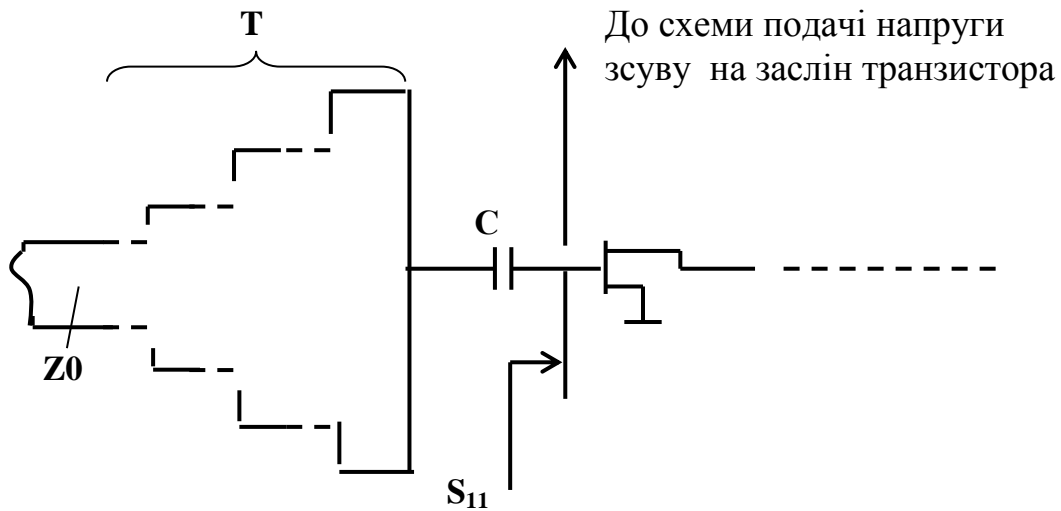


Рис.2.11 – Схема узгодження транзистора

Як видно схема містить ємність C , що компенсує реактивність входу транзистора і чвертьхвильовий трансформатор T , який забезпечує узгодження з вхідною МСЛ. Перевагами схеми є її широкосмуговість та те, що ємність виконує дві функції: компенсації реактивності та розв'язки по постійному струму з попереднім каскадом підсилення.

Завдання. Розрахувати всі елементи топології мікросмужкової реалізації узгодження. При розрахунку трансформатора знехтувати впливом реактивності. Вважаючи параметри транзистора незмінними у зазначеній смузі частот, розрахувати залежність КСХ від частоти зі входу лінії Z_0 .

Вихідні дані:

- елемент матриці S_{11} транзистора;
- центральна частота f_0 ;
- смуга частот узгодження по рівню $K_{CXmax} f_0 \pm 10\% f_0$;
- параметри МСЛ: хвильовий опір Z_0 ; товщина діелектрика підкладки d ; діелектрична проникність матеріалу підкладки ϵ .

2.2.6. Курсова робота 2.6

На рис.2.11 зображена схема мікросмужкового транзисторного генератора 3-см діапазону зі стабілізацією частоти діелектричним резонатором (кола подачі напруг зміщення не показано)

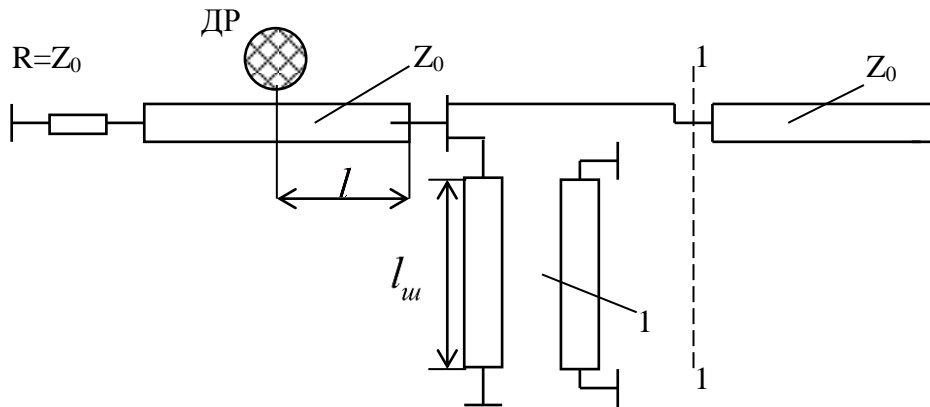


Рис. 2.12 – Схема генератора на МСЛ

Завдання. Розрахувати коефіцієнт відбиття з виходу (стоку) в площині 1-1, знайти оптимальну відстань до ДР від заслону транзистора при заданому коефіцієнті зв'язку з мікросмужковою лінією й параметрах кола зворотного зв'язку у витoku транзистора (короткозамкненого відрізком « l » МСЛ). Оптимальною вважати відстань « l », при якій коефіцієнт відбиття в 1-1 приймає максимальне значення.

Вихідні дані:

- резонансна частота ДР - f_0 ;
- коефіцієнт зв'язку ДР с МСЛ - K ;
- центральна частота f_0 ;
- нормована довжина лінії зворотного зв'язку (λ_0 – довжина хвилі у вільному просторі) $l_{ш} / \lambda_0$;
- параметри МСЛ: хвильовий опір основної лінії Z_0 ; хвильовий опір лінії зворотного зв'язку $Z_{0з}$; товщина діелектрика підкладинки d ; діелектрична проникність матеріалу підкладинки ϵ ;
- S-параметри транзистора ATF 26884 (HP).

2.2.7. Курсова робота 2.7

На рис.2.13 зображений фрагмент схеми мікросмушкового підсилювача НВЧ с ланцюгом подачі живлення.

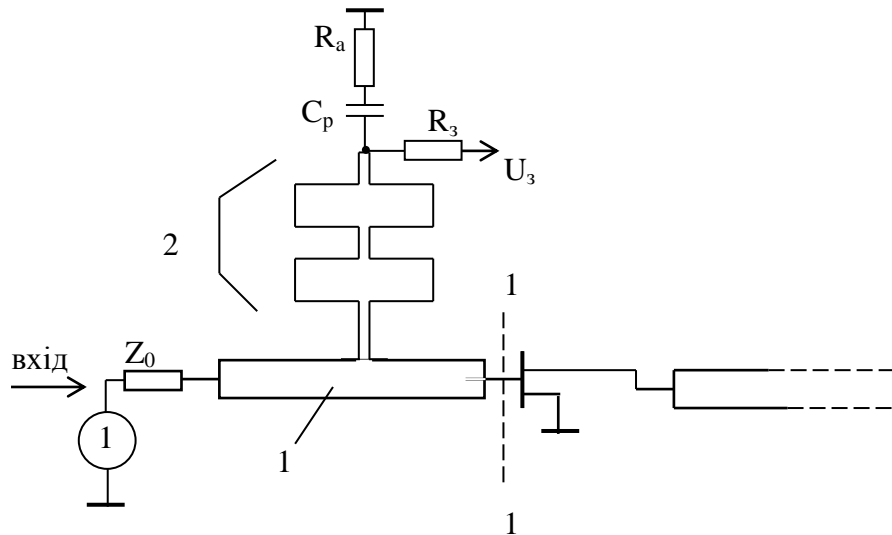


Рис.2.13 – Схема підсилювача

Підсилювач містить вхідну МСЛ 1, 5-ти ланковий МСЛ ФНЧ 2 з частотою зрізу f_z , до входу якого підключено джерело живлення заслону з внутрішнім опором $R_3 \gg Z_0$ та анти паразитний ланцюг з конденсатора C_p і резистора $R_A = Z_0$. Схема працює так. На основній частоті f_0 і у деякому діапазоні $f_0 \pm \Delta f$ коло живлення не впливає на роботу підсилювача, оскільки f_z обирається значно менше f_0 . Разом з тим, на частотах, де існує загроза самозбудження підсилювача, фільтр відкривається і заслін транзистора стає підключеним через велику ємність C_p до антипаразитного опору R_A , чим і виключається можливість генерації.

Завдання. Розрахувати розміри елементів ФНЧ. Розрахувати частотну характеристику модуля коефіцієнта відбиття зі входу підсилювача в площині 1-1. Зробити висновки.

Вихідні дані:

- центральна частота f_0 ;
- частота зрізу ФНЧ f_z ;

- діапазон частот розрахунку АЧХ $f_0 \pm 10\% f_0$;
- параметри МСЛ:
- хвильовий опір Z_0 ;
- товщина діелектрика підкладки d ;
- діелектрична проникність матеріалу підкладки ϵ .

2.3. Вказівки до виконання

Пропонується наступний порядок виконання роботи.

1. Згідно зі значеннями модуля $|S_{11}|$ і фази $\arg(S_{11})$ елемента матриці розсіяння транзистора знаходимо вхідну провідність транзистора, яку треба узгодити.
2. Згідно з методикою розрахунку шлейфого узгодження знаходимо нормовані значення відстані до шлейфа і довжини шлейфа у шлейфовій схемі узгодження.
3. Знаходимо ширину сигнального провідника МСЛ.
4. Знаходимо значення ефективної діелектричної проникності у МСЛ.
5. Знаходимо довжину хвилі в МСЛ на частоті f_0 .
6. Денормуємо знайдені в другому пункті нормовані значення. Шлейфова схема розрахована.
7. Для розрахунку другої схеми знаходимо відстань від транзистора, на якій вхідна провідність буде чисто активною.
8. Знаходимо значення активної частини провідності в цій точці $Y_{\text{вх.акт}}$
9. Знаходимо хвильову провідність лінії чвертьхвильового трансформатора за відомою формулою $Y_{0T} = \sqrt{Y_0 \cdot Y_{\text{вх.акт}}}$
10. Знаходимо ширину сигнального провідника МСЛ в лінії трансформатора, що відповідає знайденому значенню Y_{0T} .
11. Знаходимо значення ефективної діелектричної проникності у лінії трансформатора
12. Знаходимо довжину хвилі в лінії трансформатора.

13. Знаходимо довжину трансформатора. На цьому завершуємо розрахунок другої схеми узгодження.
14. Розрахунок АЧХ відбиття (залежність КСХ зі входу від частоти) виконуємо, знаходячи частотну залежність вхідної провідності системи $Y_{\text{вх.С}}$ для обох схем, а далі - знаходимо $|\Gamma|$ від частоти за формулою

$$|\Gamma| = \left| \frac{Y_0 - Y_{\text{вх.С}}}{Y_0 + Y_{\text{вх.С}}} \right|.$$

3. ЕЛЕКТРОННО-КЕРОВАНІ АТЕНЮАТОРИ ТА АМПЛІТУДНІ МАНІПУЛЯТОРИ

3.1. Теоретичні відомості

Атенюатори відбиваючого типу на р-і-п діодах.

Розглянемо аналоговий електронно-керований атенюатор, побудований на р-і-п діодах. Функціональне призначення - регулювання вихідної потужності під впливом керуючого сигналу. Ідеальний атенюатор має втрати, що дорівнюють нулю, або нескінченність в залежності від рівня керуючої напруги. Для побудови атенюаторів були застосовані р-і-п діоди. Принципово р-і-п діод має шар «і», що називається базою діода, дуже тонкий, тому концентрація носіїв посередині шару велика, а отже у відкритому стані опір діода становить 50 – 100 Ом. Дифузійна ємність C_{dif} в р-і-п діоді штучно зроблена великою і становить від 100 до 1000 пФ. Як видно, ця ємність шунтує опір відкритого діода і на частоті, наприклад, 10ГГц, являє собою опір $X_C = \frac{1}{\omega C}$, що лежить в межах від 1 до 0.1 Ом.

Еквівалентні схеми р-і-п діода у відкритому, закритому і проміжному станах приведені на рис.3.1

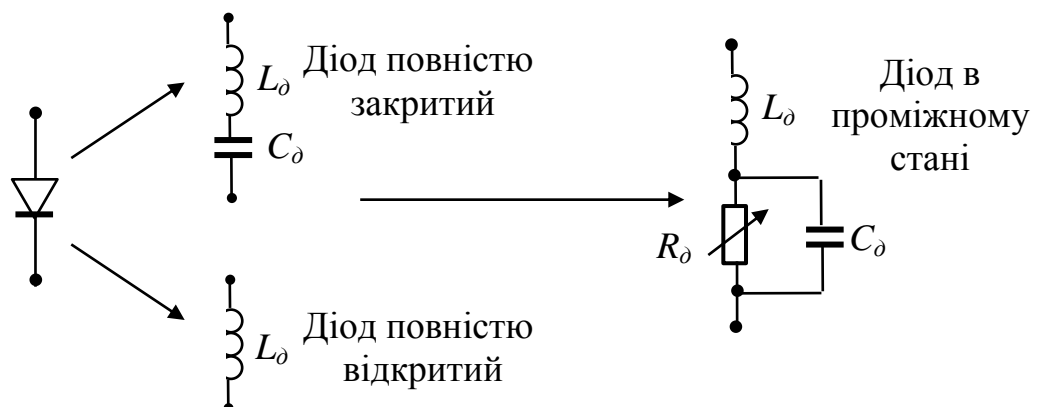


Рис.3.1 – Еквівалентні схеми р-і-п діода

Діапазон значень L_∂ , C_∂ складає: $C_\partial \in (0.01 \dots 0.005)$ пФ; $L_\partial \in (0.01 \dots 0.1)$ нГн. В проміжному стані опір бази R_∂ змінюється в залежності від струму через діод, який задається напругою від зовнішнього джерела.

$$R \approx \frac{(100 \div 200)}{I(\text{мА})}, \text{ Ом.}$$

Від значення L_∂ сильно залежить загасання внесене атенюатором чим L_∂ менше, тим більший рівень загасання L_{max} може створити атенюатор у відкритому стані. Проте діоди з малим L_∂ коштовні. Вважається доцільним використовувати діоди з таким L_∂ , при якому $L_{\text{max}} \geq (15 \div 16)$ дБ, а необхідний рівень L_{max} , який має забезпечити атенюатор, досягається включенням декількох діодів. Розглянемо конструкції атенюаторів:

Мікросмужкова реалізація дводіодного атенюатора.

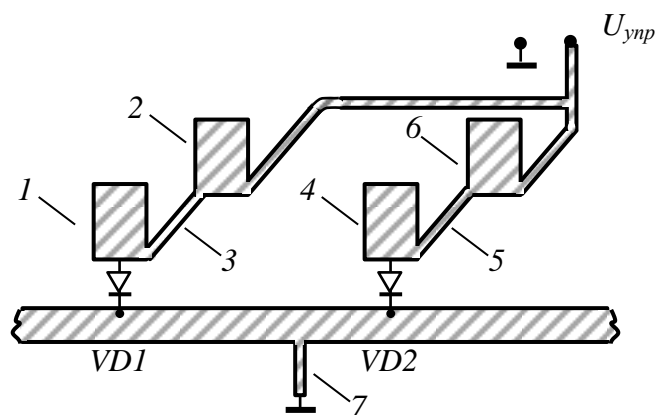


Рис.3.2 – Топологія атенюатора на МСЛ

У дводіодному атенюаторі на основі МСЛ, зображеному на рис.3.2, діоди шунтують лінію передачі завдяки тому, що довжини розімкнених шлейфів 1,4 мають довжину $\frac{\lambda_g}{4}$ і, отже, мають нульовий вхідний опір в точках підключення опорів діодів. Таким чином ці точки віртуально підключені до земляного електроду МСЛ. В точку з нульовим опором включений вузько-смуговий ФНЧ на чвертьхвильових відрізках МСЛ (елементи 3,2 і 5,6). Ці фільтри дуже часто використовуються у ланцюгах подачі живлення на напівпровідникові елементи (транзистори, діоди, тощо). В термінах теорії кіл

схема показана на рис.3.3. На цій схемі всі відрізки ліній передачі - чвертьхвильові, причому хвильовий опір ліній Z_{02} малий, а опір Z_{01} - великий.

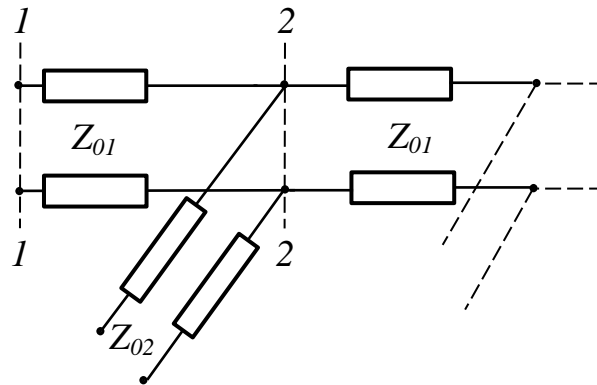


Рис.3.3 - Еквівалентна схема ФНЧ

Оскільки відрізок з опором Z_{02} - розімкнений на кінці, а довжина його дорівнює чверть довжини хвилі, його вхідний опір в площині 2-2 на частоті, де в його довжину вкладається рівно чверть довжини хвилі, рівний нулю. Цей нульовий опір в площину 1-1 перераховується в нескінченний. Отже, якщо розглядуване коло під'єднати паралельно до лінії передачі, по якій розповсюджується корисний сигнал, то воно ніяким чином не впливатиме на роботу сигнального кола. Одночасно постійний струм і низькі частоти зможуть безперешкодно поступати до сигнального кола, вирішуючи проблеми подачі в нього напруги живлення, керуючих напруг, тощо. Важливо, однак, розуміти, що зазначена функція фільтрації виконується ідеально лише на центральній частоті - де в довжину відрізків вкладається чверть довжини хвилі. Очевидно, що великий вхідний опір короткозамкненого чвертьхвильового відрізка буде підтримуватися таким, якщо його хвильовий опір буде великим. Навпаки, малий вхідний опір розімкненого відрізка буде підтримуватися таким, якщо його хвильовий опір буде малим. Таким чином, при виконанні на основі МСЛ відрізки з опором Z_{01} - вузькі, а відрізки з опором Z_{02} - широкі. На рис. 3.2 шлейф 7 короткозамкнений на кінці слугує для замикання струму джерела керуючої напруги. Вхідний опір його нескінченний на центральній частоті і, оскільки

він виготовлений на високоомній лінії, то зберігає високий опір в точці підключення до основної лінії в широкому діапазоні частот. Зазначимо, що відстань між діодами обирається з точки зору компенсації відбиття від діодів в їх закритому стані. Наведена схема атенюатора використовується до частоти, приблизно, 20 ГГц.

Атенюатори на основі ХЩЛ

Така реалізація використовується на частотах до 120 ГГц і вище. Очевидна проблема тут постає із подачею керуючої напруги. Дійсно, діод має бути підключений між гребенями ХЩЛ, які, згідно із конструкцією ХЩЛ мають гальванічний контакт із стінками хвилеводу, а, отже, замкнені по постійному струму. Рішення проблеми полягає у використанні у якості хвилеведучої системи антиподальної ХЩЛ (рис.3.4). З рис.3.4 видно, що шлейфи, до яких підключені виводи діодів, забезпечують коротке замикання між точками «1» і «2».

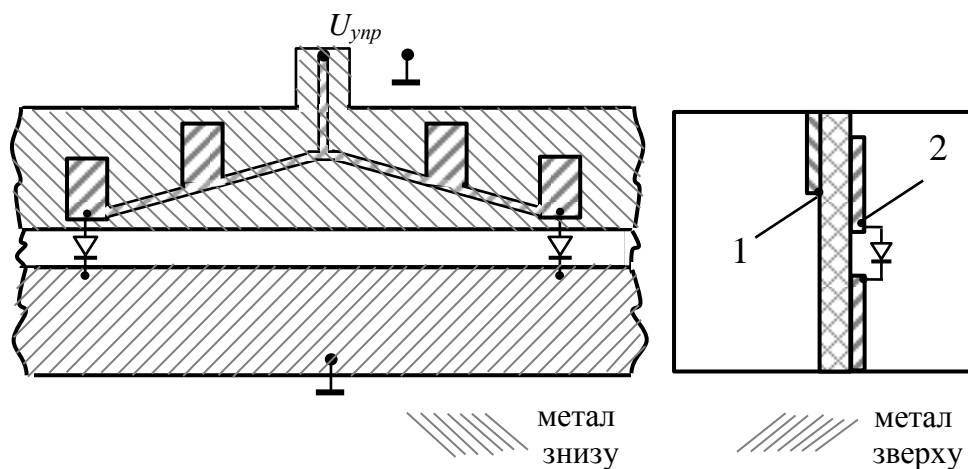


Рис.3.4– Атенюатор на ХЩЛ

Таким чином діод на частоті роботи атенюатора виявляється віртуально підключеним до другого гребня ХЩЛ, незважаючи на відсутність гальванічного контакту з ним. Таким чином, конструкція дозволяє, з одного боку, подавати керуючу напругу на діоди, а, з іншого, регулювати рівень вихідної потужності за рахунок ефективного включення діодів у НВЧ систему.

Розрахунок параметрів електронно-керованих атенюаторів.

Підкреслюємо, що розрахунок втрат атенюаторів не може бути проведений за формулою $L(\text{дБ}) = -10 \lg(1 - |\Gamma_{\text{вх}}|^2)$, оскільки еквівалентна схема діоду (рис.3.1) містить активний опір. Внаслідок цього чотириполіусник не є чисто реактивним, для якого і є справедливою наведена формула. В цьому випадку втрати можуть бути знайдені шляхом розрахунку елемента T_{11} матриці передачі атенюатора. Нагадаємо, що довільний чотириполіусник може бути описаний за допомогою S і T – матриць:

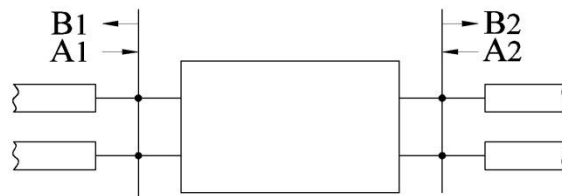


Рис. 3.5 – Визначення S і T – матриць

$$\begin{aligned} B_1 &= S_{11}A_1 + S_{12}A_2 \\ B_2 &= S_{21}A_1 + S_{22}A_2 \end{aligned} \quad (3.1)$$

$$\begin{aligned} A_1 &= T_{11}B_2 + T_{12}A_2 \\ B_1 &= T_{21}B_2 + T_{22}A_2 \end{aligned} \quad (3.2)$$

Як і елементи у Y, Z, A – матрицях, елементи у S і T – матрицях пов'язані. З другого із рівнянь (3.1) знаходимо

$$A_1 = \frac{1}{S_{21}}B_2 - \frac{S_{22}}{S_{21}}A_2. \quad (3.3)$$

Порівнявши (3.3) із першим із рівнянь (3.2), знаходимо

$$T_{11} = \frac{1}{S_{21}}, T_{12} = \frac{S_{22}}{S_{21}}. \quad (3.4).$$

Відомо, що S_{21} – коефіцієнт передачі. Отже T_{11} – робоче загасання (в разях), а втрати потужності, або, як ми раніше визначали, просто втрати в «децибелах» дорівнюють

$$L(\text{дБ}) = 20 \lg(|T_{11}|). \quad (3.5).$$

З визначення T – матриці (3.2) випливає, що T – матриця касадно з'єднаних чотирьохполосників дорівнює добутку T – матриць окремих чотирьохполосників. Таким чином, втрати на прохід дводіодного атенюатора, еквівалентна схема якого показана на рис. 3.6, можуть бути знайдені за допомогою (3.5), де T_{11} – елемент загальної матриці атенюатора. Отже

$$\|T\| = \|T^{(1)}\| \times \|T^{(2)}\| \times \|T^{(1)}\|, \quad (3.6)$$

де $T^{(1)}$ – матриця передачі діода, який включений паралельно лінії, а $T^{(2)}$ – матриця передачі відрізка лінії передачі з фазовою сталою « β » і довжиною l .

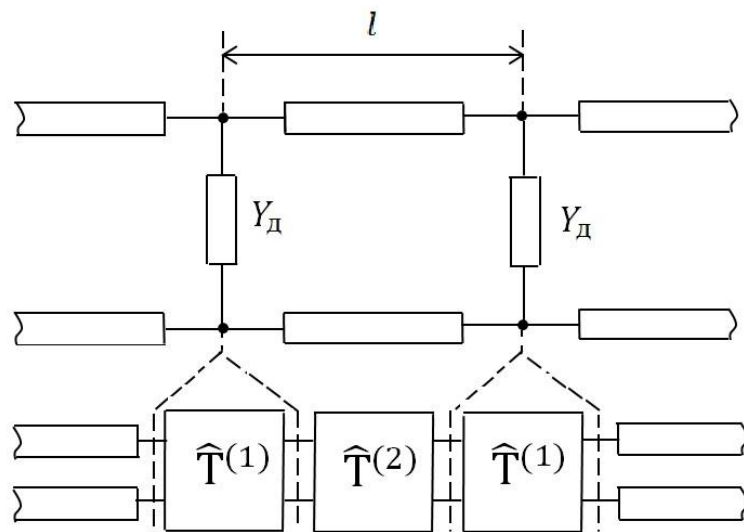


Рис. 3.6 – Еквівалентна схема атенюатора в термінах T – матриць

Вид цих матриць відомий:

$$\|T^{(1)}\| = \left\| \begin{array}{cc} \frac{2+ju_d}{2} & \frac{ju_d}{2} \\ -\frac{ju_d}{2} & \frac{2-ju_d}{2} \end{array} \right\|,$$

$$\|T^{(2)}\| = \left\| \begin{array}{cc} e^{j\beta l} & 0 \\ 0 & e^{-j\beta l} \end{array} \right\|,$$

$$\text{де } y_d = \frac{Y_d}{Y_0}.$$

Зазначимо, що метод розрахунку не має обмежень щодо застосувань і може бути використаний завжди – а не тільки для реактивних кіл, для яких втрати можна розраховувати через вхідний коефіцієнт відбиття.

3.2 Теми курсових робіт

3.2.1. Курсова робота 3.1

На рис. 3.7 зображена схема електронно-керованого атенюатора на двох р-і-п діодах на основі несиметричної хвильовдно-щілинної лінії (ХЩЛ).

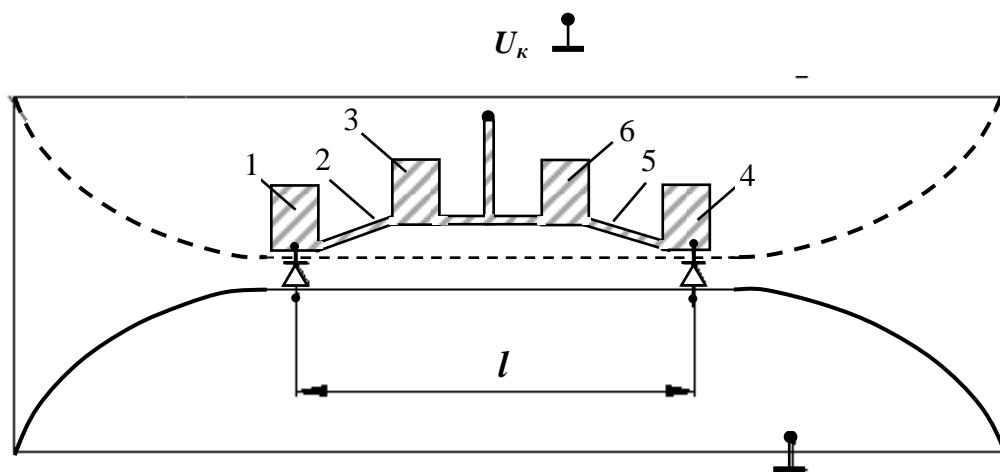


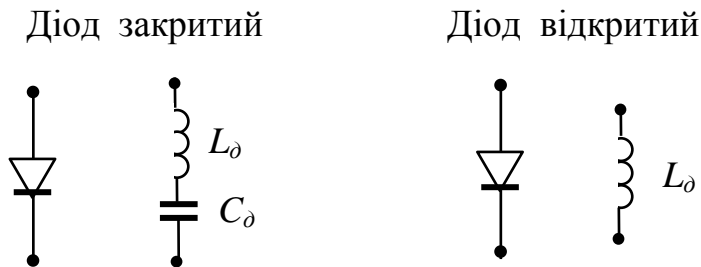
Рис.3.7 – Топологія атенюатора на ХЩЛ

Завдання. Виходячи з вимог забезпечити мінімальне відбиття від діодів в їх закритому стані, розрахувати відстань між ними l , а також АЧХ (залежність втрат від частоти) атенюатора при повністю відкритих і закритих діодах. Знайти розміри шлейфів живлення.

Вихідні дані:

- центральна частота f_0 ;
- діапазон частот розрахунку АЧХ $f_0 \pm 20\% f_0$;
- хвильовдний канал axb ;
- ширина щілини ХЩЛ w ;
- товщина гребенів ХЩЛ t ;
- хвильовий опір ХЩЛ Z_0

- хвильовий опір шлейфів елементів живлення: шлейфи 1,3,4,6 - Z_{01} ; шлейфи 2,5 - Z_{02} ;
- товщина діелектрика підкладки d ;
- діелектрична проникність матеріалу підкладки ϵ .
- еквівалентні схеми діодів:



3.2.2. Курсова робота 3.2

На рис. 3.8 зображена схема трисекційного мікросмушкового р-і-п діодного модулятора (ланцюги подачі зміщення не показані). Подібна схема з двома діодами розглядалася на лекції.

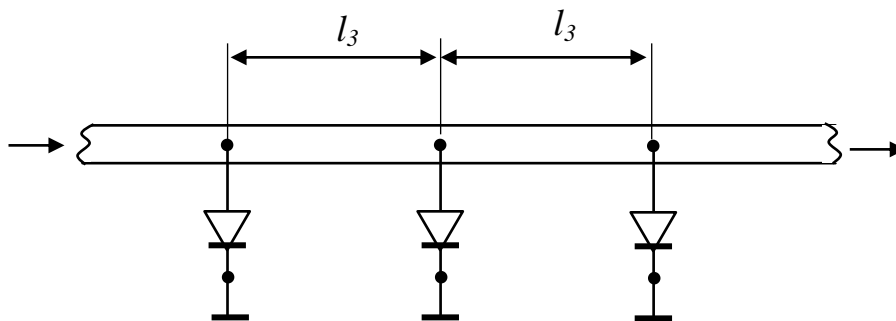


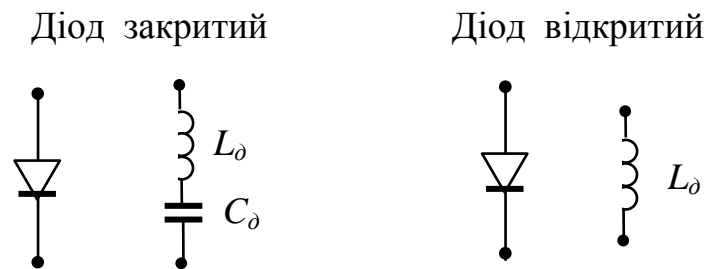
Рис.3.8 – Трисекційний атенуатор на МСЛ

Завдання. Скласти програму для розрахунку частотної характеристики загасання модулятора при відкритих і закритих діодах. Оптимізувати відстань l_3 між діодами так, щоб загасання при відкритих діодах на центральній частоті f_0 , було мінімальним.

Вихідні дані:

- центральна частота f_0 ;
- діапазон частот розрахунку АЧХ $f_0 \pm 20\% f_0$;

- хвильовий опір МСЛ Z_0 ;
- товщина діелектрика підкладки d ;
- діелектрична проникність матеріалу підкладки ϵ .
- еквівалентні схеми діоду:



3.2.3. Курсова робота 3.3

На рис. 1 зображена схема дводіодного електронно-керованого мікросмушкового атенюатора, що детально розглянута на лекції.

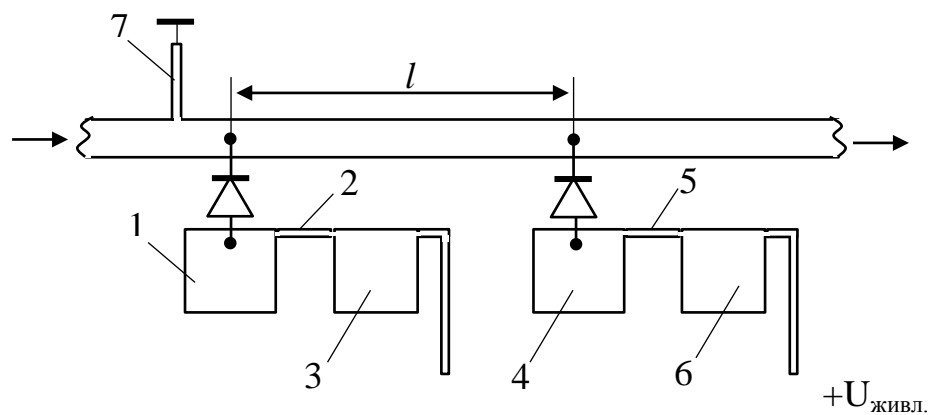


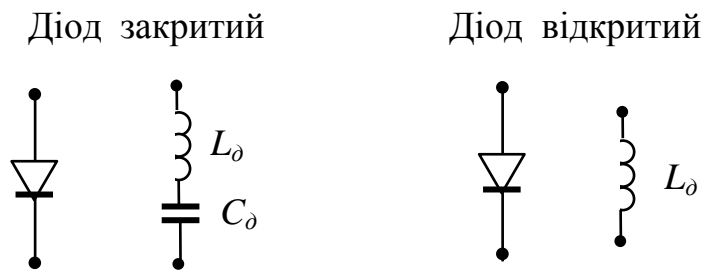
Рис.3.9 – Дводіодний атенюатор на МСЛ

Завдання. Виходячи з вимог забезпечити мінімальне відбиття на центральній частоті, знайти відстань l між діодами; розрахувати частотну характеристику загасання електронно-керованого атенюатора при повністю закритих і відкритих діодах. Розрахувати розміри елементів шлейфів живлення.

Вихідні дані:

- центральна частота f_0 ;
- діапазон частот розрахунку АЧХ $f_0 \pm 20\% f_0$;

- хвильовий опір МСЛ Z_0 ;
- хвильовий опір шлейфів 1,3,4,6 - Z_{01} ;
- хвильовий опір шлейфів 2,5,7 - Z_{02} ;
- товщина діелектрика підкладки d ;
- діелектрична проникність матеріалу підкладки ϵ .
- параметри р-і-п діода:



3.2.4. Курсова робота 3.4

На рис.3.10 зображена схема мікросмушкового Т-образного маніпулятора на р-і-п діодах.

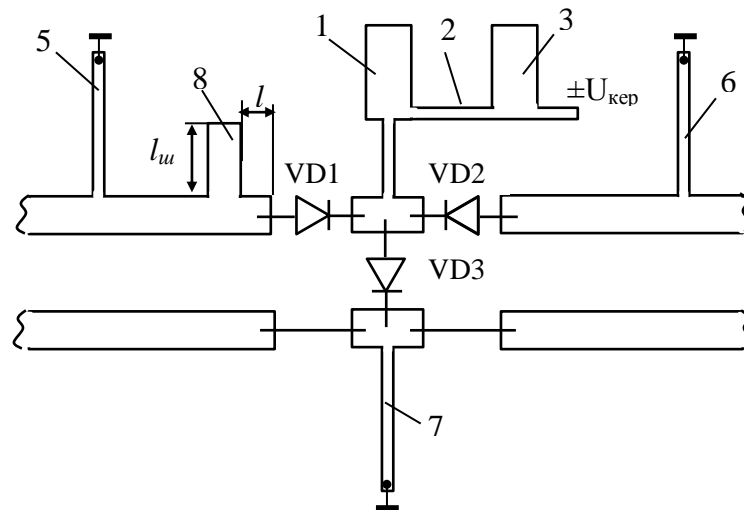


Рис.3.10 –Т-образний маніпулятор на МСЛ

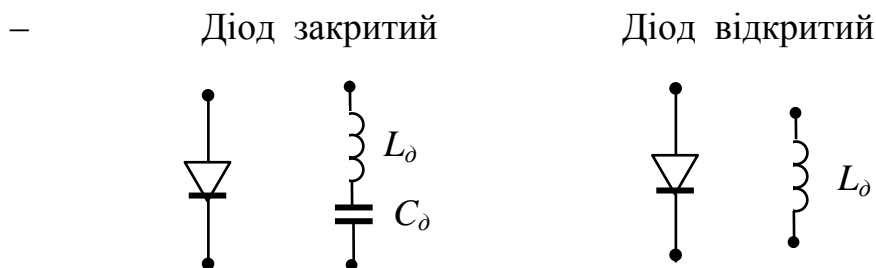
Видно, що при подачі додатної керуючої напруги діоди VD1, VD2 закриваються, а VD3 - відкривається, так що модулятор закритий, його загасання максимально. При зміні полярності відкриваються діоди VD1,

VD2, а закривається діод VD3, так що модулятор відкритий і його загасання мінімально. Для компенсації залишкового загасання в цьому стані в основний МСЛ встановлений паралельний шлейф 8 довжиною $l_{ш}$ і на відстані l від діода VD1. Шлейфи 1-7 призначені для подачі напруги зміщення.

Завдання. Розрахувати довжину шлейфа $l_{ш}$ і відстань l ; розрахувати частотну залежність робочих втрат маніпулятора; розрахувати частотну залежність КСХ у відкритому стані.

Вихідні дані:

- центральна частота f_0 ;
- діапазон частот розрахунку АЧХ $f_0 \pm 20\% f_0$;
- хвильовий опір основної МСЛ Z_0 ;
- хвильовий опір шлейфів 1,3 - Z_{01} ;
- хвильовий опір шлейфів 2,4,5,6 - Z_{02} ;
- хвильовий опір шлейфу 8 - Z_{03} ;
- товщина діелектрика підкладки d ;
- діелектрична проникність матеріалу підкладки ϵ .
- параметри р-і-п діода:



3.2.5. Курсова робота 3.5

На рис.3.11 зображена схема мікросмушкового електронно-керованого атенюатора послідовного типу на р-і-п діодах.

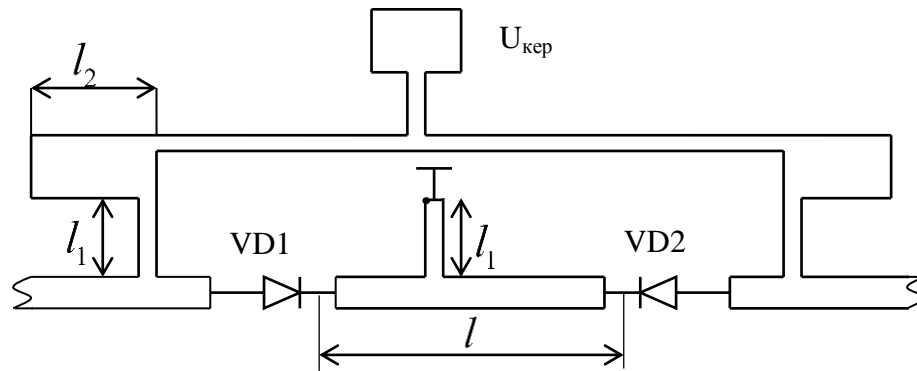
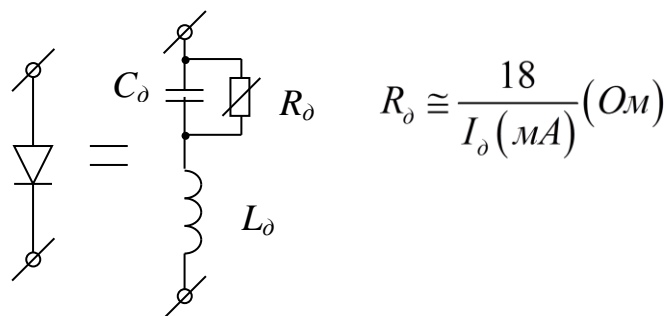


Рис. 3.11–Атенюатор послідовного типу на МСЛ

Завдання. Виходячи з вимоги забезпечити мінімальне відбиття від атенюатора при повністю відкритих діодах, розрахувати відстань між діодами l . Розрахувати розміри провідників кіл подачі зміщення. Розрахувати частотні характеристики втрат при різних значеннях струму зміщення діодів

Вихідні дані:

- центральна частота f_0 ;
- діапазон частот розрахунку АЧХ $f_0 \pm 20\% f_0$;
- хвильовий опір основної МСЛ Z_0 ;
- хвильовий опір шлейфів 1 - Z_{01} ;
- хвильовий опір шлейфів 2 - Z_{02} ;
- хвильовий опір шлейфу 8 - Z_{03} ;
- товщина діелектрика підкладки d ;
- діелектрична проникність матеріалу підкладки ϵ .
- еквівалентна схема діода:



- значення струмів для розрахунку частотних характеристик атенюатора $I_d = 0,1; 0,2; 0,5; 1; 10; 100$ мА.

3.3. Вказівки до виконання

a) до курсової роботи 3.1

Еквівалентна схема пристрою представлена на рис.3.12. Тут $jB_{\text{д}}^{\text{в,з}}$ провідність діода у відкритому і закритому станах.

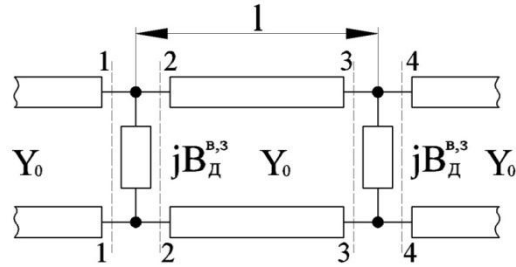


Рис.3.12 – Еквівалентна схема дводіодного атенюатора

1. Згортаємо схему з виходу до входу, починаючи з 4-4, для діодів у закритому стані

$$\begin{aligned}
 Y_{\text{вх}}|_{4-4} &= Y_0, \\
 Y_{\text{вх}}|_{3-3} &= Y_{\text{вх}}|_{4-4} + jB_{\text{д}}^{\text{з}}, \\
 Y_{\text{вх}}|_{2-2} &= Y_0 \frac{Y_{\text{вх}}|_{3-3} + jY_0 \operatorname{tg} \beta_0 l}{Y_0 + jY_{\text{вх}}|_{3-3} \operatorname{tg} \beta_0 l}, \\
 Y_{\text{вх}}|_{1-1} &= Y_{\text{вх}}|_{2-2} + jB_{\text{д}}^{\text{в}}, \\
 Y_{\text{вх}}|_{1-1} &= Y_0.
 \end{aligned} \tag{3.7}$$

Система рівнянь (3.7) при умові відомого значення β_0 є достатньою для знаходження відстані між діодами l .

2. Розраховуємо $\beta_0 = 2\pi/\lambda_{g0}$, де λ_{g0} – довжина хвилі у ХЩЛ на центральній частоті. По формулах, наданих у таблиці (додаток 1), знаходимо поперечне хвильове число K_{\perp} як рішення трансцендентного рівняння. Розміри хвилеводу, товщина гребенів і ширина щілини ХЩЛ задані. Розраховуємо $\lambda_{\text{кр}} = 2\pi/K_{\perp}$, і далі λ_{g0} , β_0 .
3. Змінюючи в (3.7) частоту (змінюється β і $B_{\text{д}}^{\text{з}}$), розраховуємо частотну залежність КСХ:

$$КСХ = \frac{1+|\Gamma_{вх}|}{1-|\Gamma_{вх}|}, \text{ де}$$

$$|\Gamma_{вх}| = \left| \frac{Y_0 - Y_{вх.}|_{1-1}}{Y_0 + Y_{вх.}|_{1-1}} \right|$$

4. Замінивши в (3.7) $jB_{д}^3$ на $jB_{д}^B$ і змінюючи частоту, знаходимо залежність $|\Gamma_{вх}|$ від частоти.

Оскільки схема складається із чисто реактивних елементів, розраховуємо частотну залежність загасання за формулою:

$$L(\text{дБ}) = -10 \lg(1 - |\Gamma_{вх}|^2).$$

5. Розраховуємо розміри шлейфів – елементів живлення діодів. Для цього, користуючись формулами для хвильового опору МСЛ (додаток 1), знаходимо ширини провідників w . Знаючи їх, по формулах для $\epsilon_{\text{еф}}$ знаходимо $\epsilon_{\text{еф}1}$ для цих провідників, а по знайдених $\epsilon_{\text{еф}1}$ розраховуємо довжини хвиль λ_{g0} в цих провідниках на центральній частоті і далі довжини відповідних провідників, що дорівнюють чверть довжини хвилі у відповідній МСЛ.

б) до курсових робіт 3.2 - 3.5

1. Нехтуючи впливом шлейфів 1,4, будуємо еквівалентну схему електронно-керованого атенюатора (рис. 3.8).

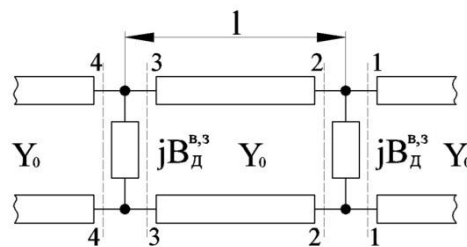


Рис.3.8 – Еквівалентна схема дводіодного маніпулятора

2. Згортаємо схему до площини 4-4 (вважаємо, що діоди закриті)

$$\begin{aligned}
Y_{\text{вх}}|_{1-1} &= Y_0, \\
Y_{\text{вх}}|_{2-2} &= Y_{\text{вх}}|_{1-1} + jB_{\text{д}}^3, \\
Y_{\text{вх}}|_{3-3} &= Y_0 \frac{Y_{\text{вх}}|_{2-2} + jY_0 \operatorname{tg}\beta l}{Y_0 + jY_{\text{вх}}|_{2-2} \operatorname{tg}\beta l}, \\
Y_{\text{вх}}|_{4-4} &= Y_{\text{вх}}|_{4-4} + jB_{\text{д}}^3.
\end{aligned} \tag{3.8}$$

3. Оскільки треба вибрати таку довжину « l », щоб маніпулятор при закритому стані діодів був узгоджений (не мав втрат), записуємо умову цього:

$$Y_{\text{вх}}|_{4-4} = Y_0. \tag{3.9}$$

При відомому « β » рівняння (3.8), (3.9) складають систему, з якої можна знайти « l ».

4. Фазову сталу « β » на центральній частоті можна знайти із формул

$$\beta(f_0) = \frac{2\pi}{\lambda_{g0}},$$

де λ_{g0} – довжина хвилі в МСЛ на центральній частоті $\lambda_{g0} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{\text{еф}}}}$.

Тут $\varepsilon_{\text{еф}}$ знаходиться з формул (додаток 1). Знайшовши « l », в рівняннях (3.8) починаємо змінювати частоту і знаходимо залежність $Y_{\text{вх}}|_{4-4}$ від частоти. Оскільки вся схема складається із чисто реактивних елементів, втрати маніпулятора можна розрахувати по формулі

$$L(\text{дБ}) = -10lg(1 - |\Gamma_{\text{вх}}|^2), \tag{3.10}$$

де

$$|\Gamma_{\text{вх}}| = \left| \frac{Y_0 - Y_{\text{вх}}|_{1-1}}{Y_0 + Y_{\text{вх}}|_{1-1}} \right|.$$

5. Змінюючи в формулах закриті діоди на відкриті, за формулою (3.10) можна розрахувати залежність втрат від частоти при відкритому стані діодів.
6. Розраховуємо розміри елементів шлейфів живлення. Для цього знаходимо ширини всіх провідників за формулами для опору МСЛ, наданим на лекції. Далі за формулами для $\varepsilon_{\text{еф}}$ знаходимо $\varepsilon_{\text{еф}}$ для кожної секції

провідників. Знаючи $\varepsilon_{\text{эф}}$, знаходимо довжини хвиль λ_{g0} у кожній секції на центральній частоті i , нарешті - довжини секцій, що становлять чверть довжини хвилі на центральній частоті.

4 ЕЛЕКТРОННО-КЕРОВАНІ ФАЗОВІ МАНІПУЛЯТОРИ

4.1. Теоретичні відомості

P-i-n діодні фазові маніпулятори.

Фазовий маніпулятор – пристрій, фазовий зсув на виходах якого змінюється на $\varphi_{\text{диф}}$ (диференціальний фазовий зсув) під дією керуючої напруги. Маніпулятор на довільний фазовий зсув, як правило, будують на принципі комутації відрізків довгої лінії різної довжини (рис. 4.1).

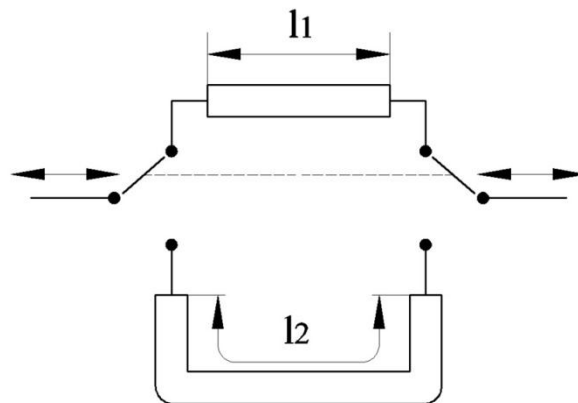


Рис.4.1– Фазовий маніпулятор на комутації відрізків лінії

Диференціальний фазовий зсув для цієї схеми рівний

$$\varphi_{\text{диф}} = \beta(l_2 - l_1) = \beta\Delta l. \quad (4.1)$$

Перемикання фази можна виконати і за іншою схемою, яка потребує тільки одного перемикача (р-і-п діода). Схема пристрою показана на рис.4.2.

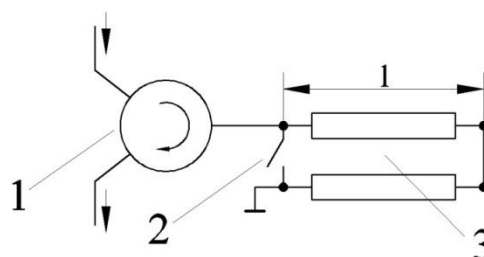


Рис.4.2 – Фазовий маніпулятор відбиваючого типу

Схема містить феритовий циркулятор 1, перемикач 2 і відрізок короткозамкненої лінії 3 довжиною l . В залежності від стану перемикача хвиля відбивається або від початку лінії, або від її короткозамкненого

кінця. А оскільки відбита хвиля і є вихідною, то схема працює як фазовий маніпулятор із диференціальним фазовим зсувом

$$\varphi_{\text{диф}} = 2\beta l.$$

Практична реалізація фазового маніпулятора на основі МСЛ показана на рис. 4.3.

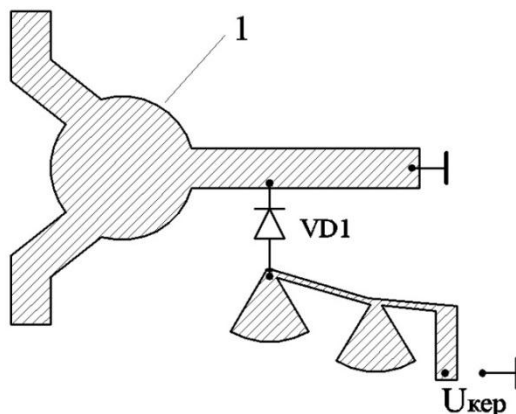


Рис. 4.3 – Фазовий маніпулятор на МСЛ

Схема не потребує додаткових пояснень, окрім елемента 1 – дискового за формою провідника. На цей провідник укладається феритовий диск і потім ця частина підкладинки поміщується між полюсами постійного магніту, що створює прецесію магнітного моменту і ефекту циркуляції хвилі.

ХЩЛ – реалізація фазового р-і-п діодного маніпулятора показана на рис. 4.4. Циркулятор тут винесений за межі гібридно-інтегральної схеми. Як правило, при такій побудові пристрою він – об’ємний, хвилеводний.

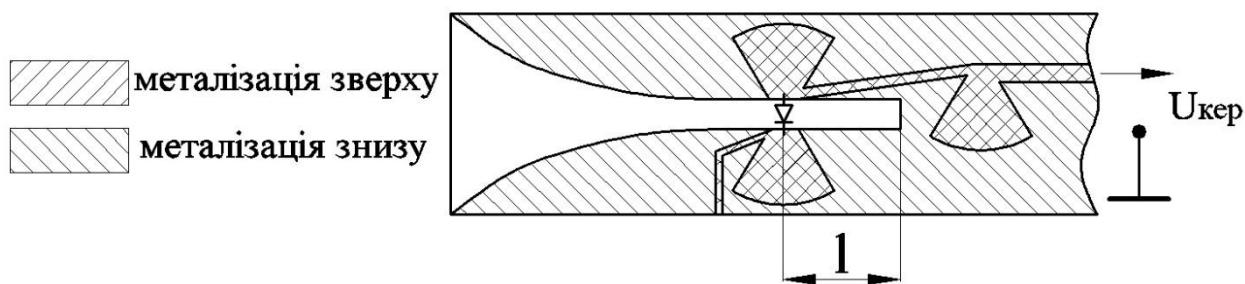


Рис. 4.4 – Фазовий маніпулятор на ХЩЛ

Тут, так само як і у схемі ХЩЛ – атенюатора, діод включений не між гребенями ХЩЛ, які закорочені справа, а між вершинами радіальних

шлейфів, які, завдяки їх властивостям, у точках включення анода і катода діодів мають нульовий вхідний опір відносно гребенів ХЩЛ. Отже на частоті НВЧ – діапазону діод включений між гребенями і комутує відрізок довжиною l . Таким чином, диференціальний фазовий зсув рівний

$$\varphi_{\text{диф}} = 2\beta l.$$

Загальним недоліком розглянутих фазових маніпуляторів є залежність отриманого диференціального фазового зсуву від частоти. Дійсно $\beta = \frac{\omega}{v_{\phi}}$, а отже потрібний фазовий зсув створюється таким, як треба тільки на певній частоті.

4.2 Теми курсових робіт

4.2.1. Курсова робота 4.1.

На рис.4.5 зображена схема р-і-п діодного мікросмужкового маніпулятора.

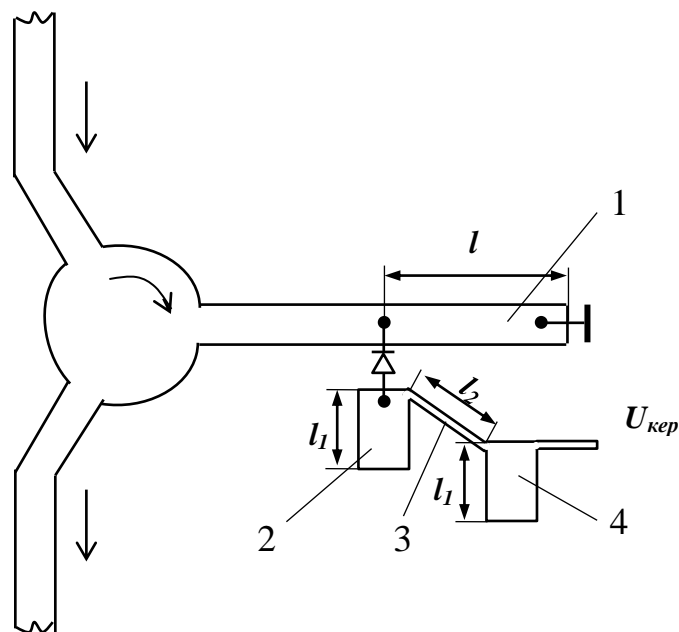


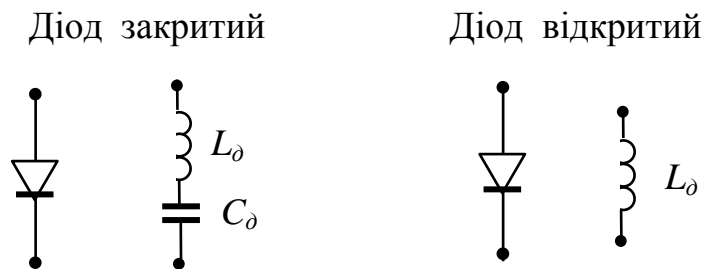
Рис.4.5 – Фазовий маніпулятор на МСЛ

Завдання. Виходячи з вимоги забезпечити заданий диференціальний фазовий зсув на центральній частоті f_0 , розрахувати довжину l . Розрахувати залежність диференціального фазового зсуву від частоти в 20% смузі частот. Знайти розміри елементів ланцюгів подачі зміщення. Дослідити залежність

небажаної зміни диференціального фазового зсуву від частоти від значення хвильового опору Z_{01} відрізка лінії l між діодом і КЗ. Довести, що шляхом зміни Z_{01} можна домогтися зменшення цієї залежності.

Вихідні дані:

- центральна частота f_0 ;
- діапазон частот розрахунку АЧХ $f_0 \pm 20\% f_0$;
- необхідний диференціальний фазовий зсув $\Delta\varphi$;
- хвильовий опір МСЛ Z_0 ;
- хвильовий опір шлейфів 2,4т - Z_{01} ;
- хвильовий опір шлейфу 3 - Z_{02} ;
- товщина діелектрика підкладки d ;
- діелектрична проникність матеріалу підкладки ε .
- еквівалентні схеми діодів:



4.3. Вказівки до виконання

1. Будуємо еквівалентну схему пристрою (рис. 4.6).

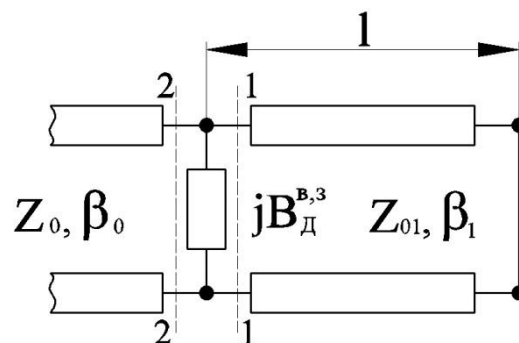


Рис. 4.6 – Еквівалентна схема маніпулятора

2. Розраховуємо вхідну провідність в площині 2-2, поклавши $Z_{01} = Z_0$,
 $\beta_1 = \beta$

$$Y_{\text{вх}}|_{1-1} = \frac{1}{jZ_0 \operatorname{tg}(\beta l)},$$

$$Y_{\text{вх}}|_{2-2}^3 = Y_{\text{вх}}|_{1-1} + jB_{\text{д}}^3, \quad (4.2)$$

$$Y_{\text{вх}}|_{2-2}^B = Y_{\text{вх}}|_{1-1} + jB_{\text{д}}^B,$$

де $Y_{\text{вх}}|_{2-2}^3$ – вхідна провідність при закритому стані діода,

$Y_{\text{вх}}|_{2-2}^B$ – вхідна провідність при відкритому стані діода.

3. Знаходимо відповідні коефіцієнти відбиття

$$\Gamma_{\text{вх}}^3 = \frac{Y_0 - Y_{\text{вх}}|_{2-2}^3}{Y_0 + Y_{\text{вх}}|_{2-2}^3},$$

$$\Gamma_{\text{вх}}^B = \frac{Y_0 - Y_{\text{вх}}|_{2-2}^B}{Y_0 + Y_{\text{вх}}|_{2-2}^B}.$$

4. Записуємо рівняння

$$\operatorname{arg}(\Gamma_{\text{вх}}^3) - \operatorname{arg}(\Gamma_{\text{вх}}^B) = \Delta\varphi. \quad (4.3)$$

Якщо відома величина β , то рівняння (4.2) і (4.3) утворюють рівняння для знаходження « l ».

5. β може бути знайдено із рівнянь (4.4):

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g}, \quad \lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{\text{еф}}}}, \quad (4.4)$$

величина $\varepsilon_{\text{еф}}$ – із формул, наведених в таблиці параметрів інтегральних ліній передачі (додаток 1).

6. Знайшовши « l », в рівняннях (4.2), (4.3) змінюємо частоту і отримуємо графік залежності диференціального фазового зсуву від частоти.

7. Змінюємо Z_0 в шлейфі на інші значення (Z_{01}) – збільшуючи і зменшуючи Z_{0i} кожен раз повторяємо п. п. 2 – 5 цих вказівок. Робимо висновки, порівнюючи фазові характеристики на одному графіку.
8. Знаходимо розміри шлейфів, користуючись таблицею (додаток1). Хоча всі вони чвертьхвильові, фізичні розміри їх різні, тому що у них різні ширини сигнальних провідників МСЛ.

5. ДЕТЕКТОРИ

5.1. Теоретичні відомості

Детектор НВЧ - це елемент, напруга (або струм) на виході якого пропорційна потужності вхідного сигналу НВЧ. Необхідність детектування виникає в багатьох випадках, наприклад, для контролю вихідної потужності передавача трансівера. Типова схема побудови пристрою контролю вихідної потужності показана на рис. 5.1

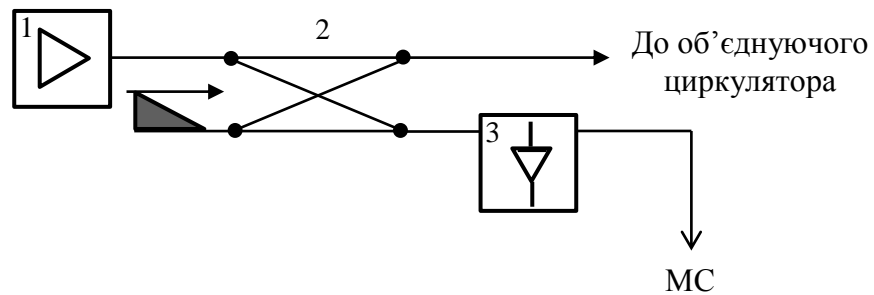


Рис. 5.1– Схема контролю вихідної потужності трансівера.

Для того, щоб реалізувати таку функцію, можна скористатися діодом з р-п переходом, вольтамперна характеристика якого описується виразом (5.1)

$$u_{\partial} = i_{\partial} \left(e^{\frac{\alpha u_{\partial}}{kT}} - 1 \right). \quad (5.1)$$

і має вигляд, зображений на рис.5.2

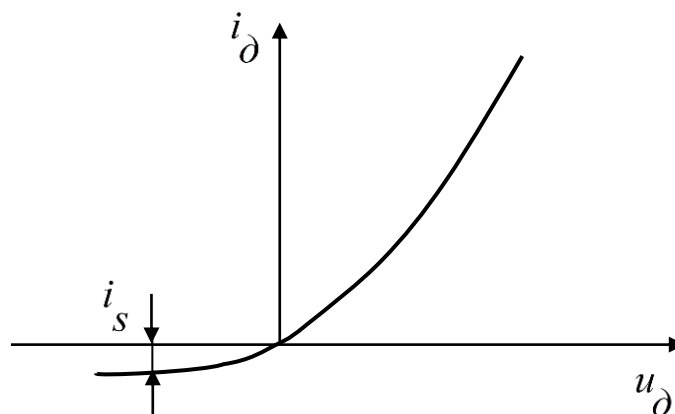


Рис.5.2– Вольтамперна характеристика

В (5.1) i_D - струм діода, u_D - напруга на діоді, k - постійна Больцмана, T - абсолютна температура, α - константа, яка залежить від технології виготовлення діода, i_s - струм насичення діода (або зворотній струм). Важливо, що величина i_s для хороших діодів становить величину 10^{-9} А, тобто при $u_D < 0$ можна вважати, що струм відсутній. Завдяки цьому напруга на навантаженні R_D у схемі, зображеній на рис.5.3а, буде мати вигляд, зображений на рис.5.3б.

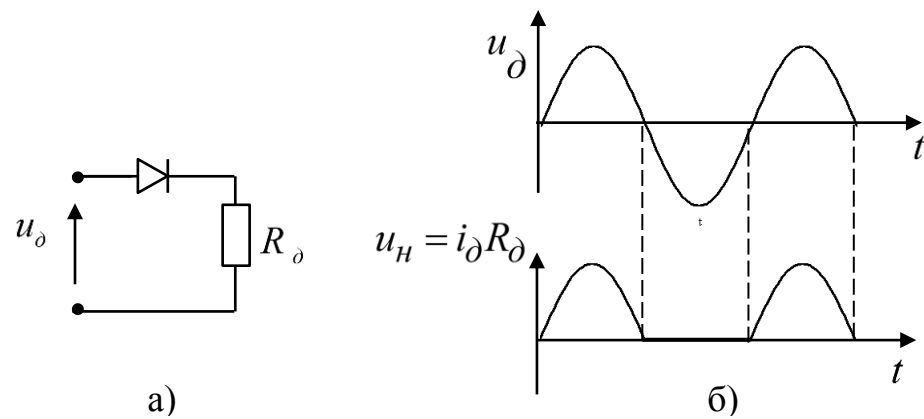


Рис.5.3 – Схема детектування

Якщо зашунтувати опір R_D достатньою за величиною ємністю, то напруга на навантаженні буде постійною – а саме, постійною складовою напруги u_H на рис.5.3б. Величина постійної складової струму може бути обчислена за допомогою (1). Враховуючи мале значення величини $\alpha u_D / kT$, співвідношення (5.1) можна записати у вигляді

$$u_D \approx i_s \left[1 + \frac{\alpha u_D}{kT} + \frac{1}{2} \left(\frac{\alpha u_D}{kT} \right)^2 - 1 \right] = i_s \frac{\alpha u_D}{kT} + i_s \frac{1}{2} \left(\frac{\alpha u_D}{kT} \right)^2. \quad (5.2)$$

Підставляючи $u_D = U_{D0} \cos \omega_c t$, отримуємо

$$\begin{aligned}
 u_{\partial} &= i_s \frac{\alpha}{kT} U_{\partial 0} \cos \omega_c t + i_s \frac{1}{2} \left(\frac{\alpha}{kT} \right)^2 U_{\partial 0}^2 \cos^2 \omega_c t = \\
 &= i_s \frac{\alpha}{kT} U_{\partial 0} \cos \omega_c t + i_s \left(\frac{\alpha}{kT} \right)^2 U_{\partial 0}^2 \cdot \frac{1}{2} (1 + \cos 2\omega_c t). \quad (5.3)
 \end{aligned}$$

З (5.3) видно, що нелінійність вольтамперної характеристики діода породжує постійний струм, що дорівнює

$$I_{\partial d 0} = \frac{1}{2} i_s \left(\frac{\alpha}{kT} \right)^2 U_{\partial 0}^2. \quad (5.4)$$

Випрямлений струм пропорційний квадрату амплітуди вхідного сигналу, тобто його потужності – це і є детектування. На жаль, діоди із звичайним p - n -переходом погано працюють у НВЧ діапазоні. Причиною цього є вплив дифузійної ємності $C_{\text{диф}}$. Ця ємність згубно діє на здатність діоду випрямляти струм, оскільки при зміні полярності напруги на діоді на зворотну виникає струм розряду $C_{\text{диф}}$, який у випадку кінцевого $C_{\text{диф}}$ значний і протікає достатньо значний проміжок часу. Описаний процес пояснюється рис.5.4а,б. На рис.5.4а зображена діаграма роботи діода з p - n переходом на низькій частоті, а на рис. 5.4б – робота того ж діода на набагато вищій частоті, при тривалості періоду сигналу співставного з часом розряду $C_{\text{диф}}$. Видно, що в цьому випадку ефект випрямлення зникає.

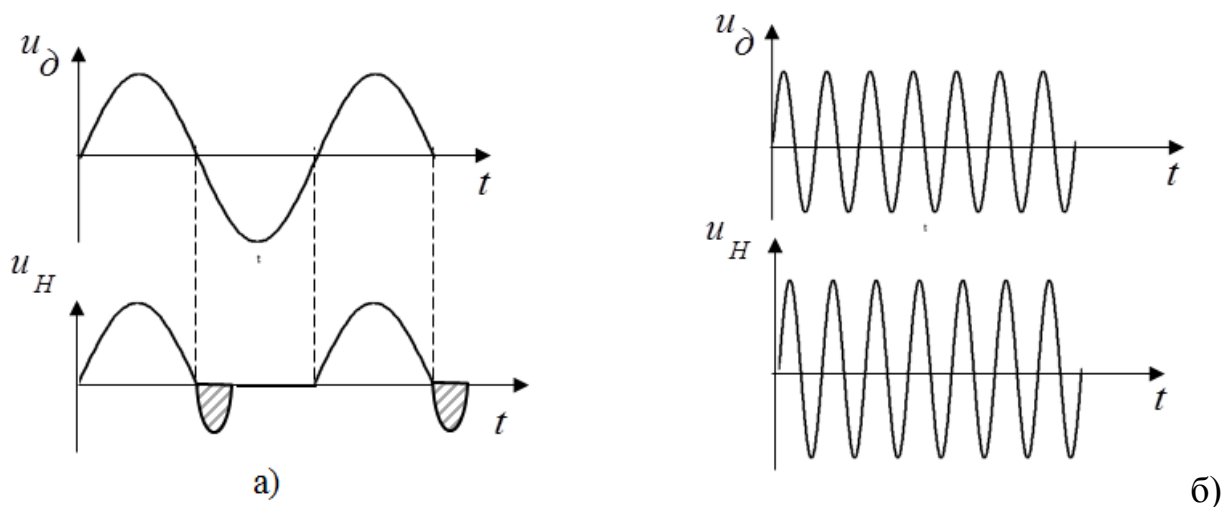


Рис.5.4 – Діаграма роботи діода з p - n переходом

Для запобігання згубній дії C_{diff} в НВЧ діапазоні використовуються діоди, дія яких заснована на властивостях бар'єра Шоткі, який випрямляє на контакті метала і провідника - це діоди з бар'єром Шоткі (ДБШ). Завдяки дуже великій провідності метала час рекомбінації дуже малий і накопичення об'ємного заряду практично відсутнє. Отже $C_{diff} \approx 0$. Ці діоди можуть працювати до частот кількох тисяч ГГц. Конструктивно найбільш високочастотними діодами є діоди із балковими виводами. Еквівалентна схема такого діода зображена на рис.5.5.

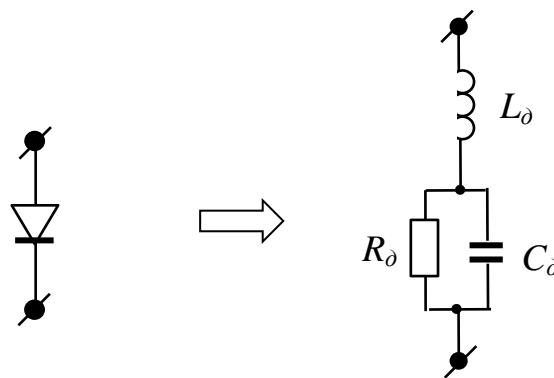


Рис.5.5– Еквівалентна схема діода

Діапазон значень елементів еквівалентної схеми:

$$L_d \in [0.01 \dots 0.1] \quad \text{нГн},$$

$$R_d \in [300 \dots 500] \quad \text{Ом},$$

$$C_d \in [0.01 \dots 0.1] \quad \text{пФ}.$$

Реалізація детекторів НВЧ діапазону на основі МСЛ (рис.5.6).

Детектор складається з вхідної лінії 1 з типовим опором Z_0 (порядку 50 Ом), трисекційного чвертьхвильового трансформатору опору 2, паралельного короткозамкненого шлейфу 3 з такою довжиною, щоб скомпенсувати ємність діода C_d , радіального шлейфу 4 для замкнення НВЧ струму через діод $VD1$, елементів 6, 5 для фільтрації НВЧ напруги на навантаженні R_H . Зазначимо, що шлейф 3 виконує ще одну важливу функцію: замикання кола протікання постійного струму, джерелом якого є нелінійний діод $VD1$.

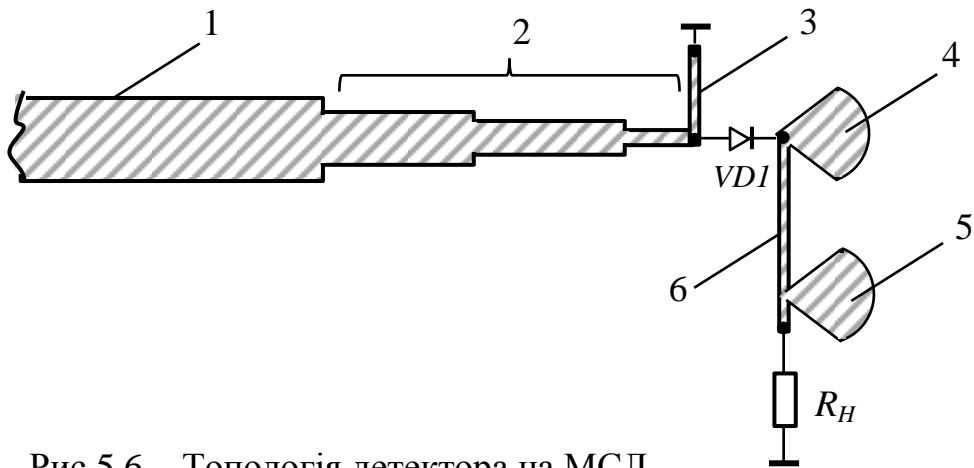


Рис.5.6 – Топологія детектора на МСЛ

Реалізація детектора на основі ХЩЛ.

Приклад реалізації показаний на рис.5.7 (наведена тільки підкладинка). Оскільки, як і у випадку діодних атенюаторів на основі ХЩЛ, тут проблема полягає у забезпеченні ізольованого шляху для постійної напруги, діод *VDI* включається між радіальними шлейфами, які забезпечують віртуальне підключення до гребенів ХЩЛ.

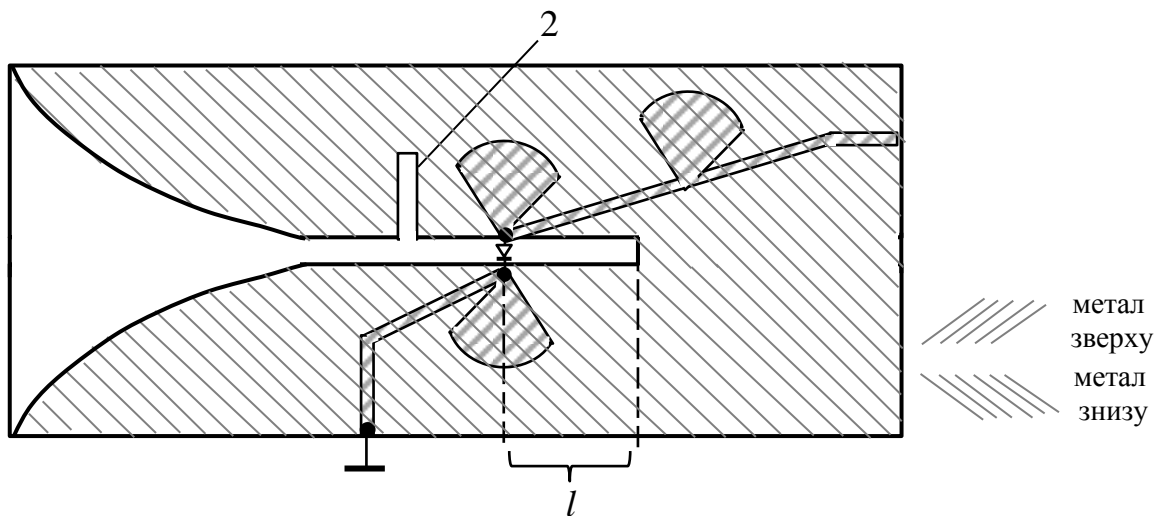


Рис.5.7 – Топологія детектора на основі ХЩЛ

Довжина короткозамкненої лінії ХЩЛ “*l*” вибирається з міркувань компенсації ємності діода. Короткозамкнений шлейф 2 слугує для узгодження активної частини опору діода.

5.2 Теми курсових робіт

5.2.1. Курсова робота 5.1.

На рис.5.8 зображена схема мікросмушкового детектора. Схема містить плавний перехід 1, діод з бар'єром Шоткі 2, короткозамкнений шлейф 3, який слугує для компенсації ємності діода, а також ланцюг 4, призначений для виводу продетектованої напруги $U_{дет}$.

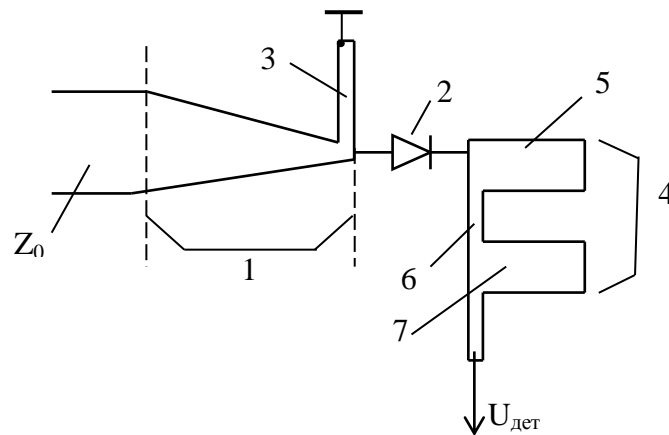


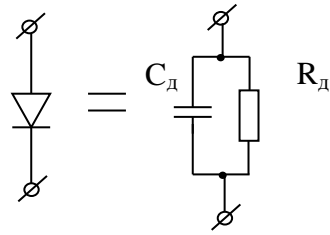
Рис.5.8 – Топологія детектора на МСЛ

Завдання. Розрахувати розміри всіх елементів схеми, включаючи геометрію плавного переходу. Розрахувати реальну залежність КСХ від частоти зі входу детектора без врахування ємності діода і, відповідно, без компенсуючого шлейфа 3. Виконати розрахунок КСХ також з врахуванням ємності діода і компенсуючого шлейфа 3 В обох розрахунках впливом ланцюгів виводу випрямленої напруги 4 знехтувати. Розміри плавного переходу дати у 10-ти рівновіддалених точках по його довжині.

Вихідні дані:

- центральна частота роботи f_0 ;
- діапазон частот розрахунку АЧХ $f_0 \pm 20\% f_0$;
- мінімальна робоча частота плавного переходу f_p
- хвильовий опір МСЛ Z_0 ;
- хвильовий опір шлейфів 5,7 - Z_{01} ;
- хвильовий опір шлейфу 3,6 - Z_{02} ;

- товщина діелектрика підкладки d ;
- діелектрична проникність матеріалу підкладки ϵ .
- еквівалентна схема діоду:



5.2.2. Курсова робота 5.2.

На рис.5.9 зображена схема мікросмушкового детектора. Вона характеризується наявністю паралельного КЗ-шлейфу 1, компенсуючого ємність детекторного діода - після її компенсації діод являє собою чисто активний опір, для узгодження якого застосовується зображений багатоступінчастий чвертьхвильовий трансформатор

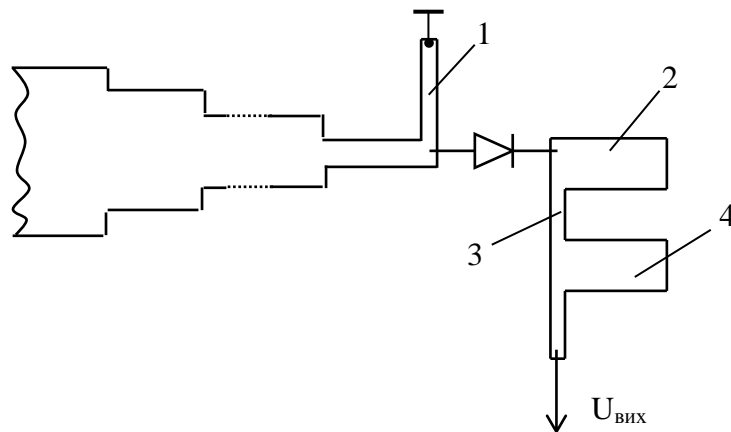


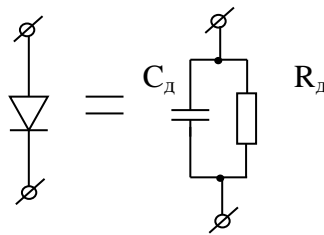
Рис.5.9 – Конструкція детектора на МСЛ

Завдання. Розрахувати розміри шлейфу 1, число ланок трансформатора, розміри його секцій, а також розміри ланцюга виведення продетектованої напруги (чвертьхвильових шлейфів 2, 3, 4). Розрахувати залежність КСХ від частоти. Порівняти розраховану залежність КСХ від частоти з теоретичною кривою такої залежності для трансформатора при роботі його на чисто

активне навантаження, що дорівнює активній складовій провідності діода $G = 1/R_d$. Врахувати, що в цьому випадку шлейф 1 відсутній.

Вихідні дані:

- центральна частота роботи f_0 ;
- діапазон частот розрахунку КСХ $f_0 \pm 20\% f_0$;
- смуга частот трансформатора;
- тип характеристики трансформатора Батерворта;
- допустимий КСХ на краях смуги частот трансформатора;
- хвильовий опір МСЛ Z_0 ;
- хвильовий опір шлейфів 2,4 - Z_{01} ;
- хвильовий опір шлейфу 3 - Z_{02} ;
- товщина діелектрика підкладки d ;
- діелектрична проникність матеріалу підкладки ϵ .
- еквівалентна схема діоду:



5.2.3. Курсова робота 5.3.

На рис.5.10 зображена топологія детектора, виконаного на основі ХЦЛ. Короткозамкнений шлейф 1 використовується для компенсації ємності діода, еквівалентну схему якого приведено на рис. 5.11. Послідовний короткозамкнений шлейф 2 використовується для остаточного узгодження діода.

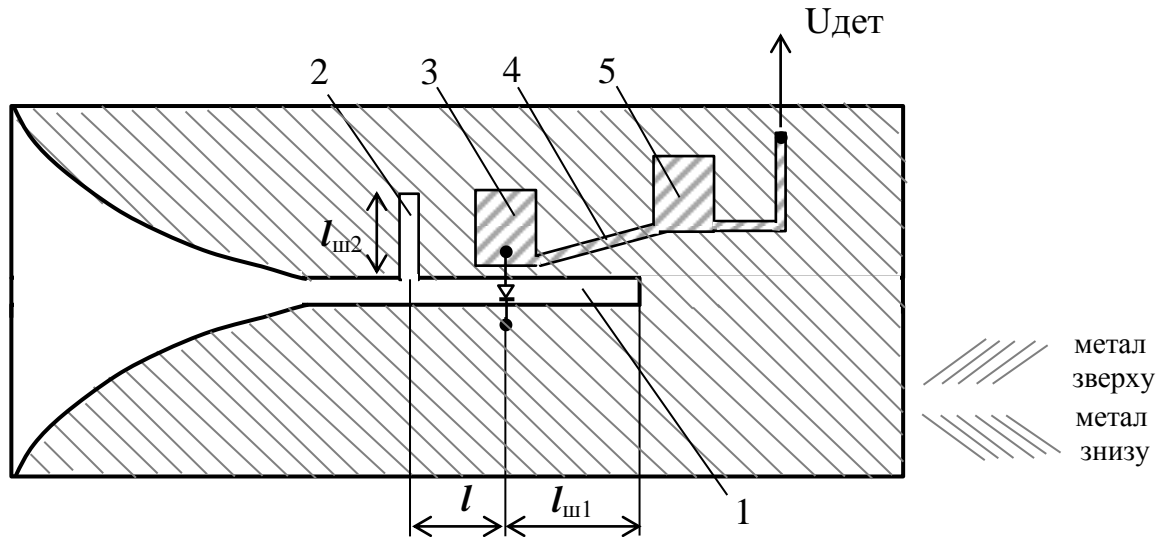
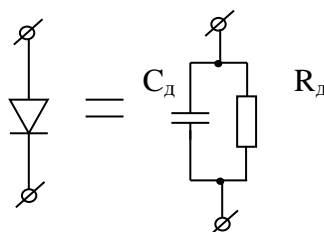


Рис.5.10 – Топологія детектора на основі ХЩЛ

Завдання. Розрахувати розміри шлейфів $l_{ш1}$, $l_{ш2}$ та відстань l , що забезпечують узгодження діода. Розрахувати розміри чвертьхвильових секцій 3,4,5 виводу вихідної напруги детектора. Побудувати графік частотної залежності КСХ зі входу детектора.

Вихідні дані:

- центральна частота роботи f_0 ;
- діапазон частот розрахунку КСХ $f_0 \pm 20\% f_0$;
- хвильовий опір ХЩЛ і шлейфів 1, 2 - Z_0 ;
- розміри хвилеводної камери $a \times b$
- товщина гребенів ХЩЛ t ;
- товщина діелектрика підкладки d ;
- діелектрична проникність матеріалу підкладки ϵ .
- хвильовий опір мікросмужкових секцій 3, 5 - Z_{03} ;
- хвильовий опір мікросмужкової секції 4 - Z_{04} ;
- еквівалентна схема діоду:



5.3. Вказівки до виконання

a) до курсових робіт 5.1,5.2

1. Будуємо еквівалентну схему детектора (рис.5.10)

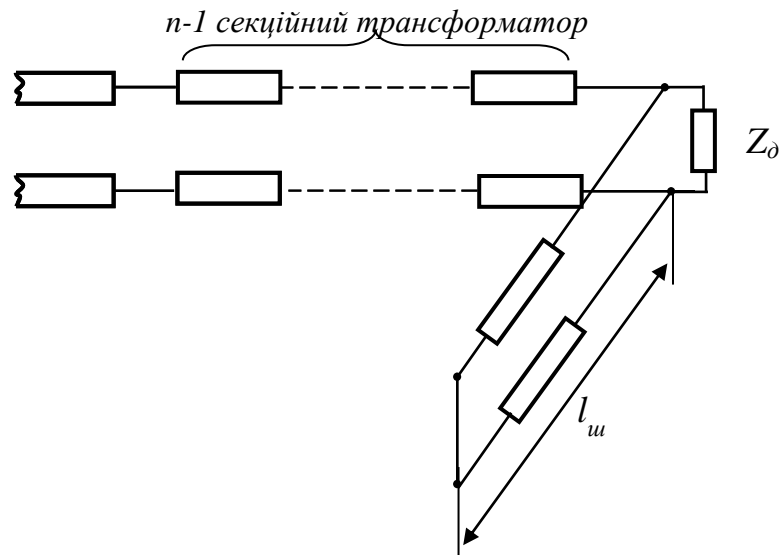


Рис.5.11 – Еквівалентна схема детектора

2. Розраховуємо довжину шлейфа $l_{ш}$, який компенсує ємність діоду C_d , виходячи з співвідношення

$$jB_{ш} + j\omega C_d = 0, \quad (5.5)$$

де $B_{ш}$ - провідність короткозамкненого шлейфу:

$$B_{ш} = -Y_{0ш} \operatorname{ctg} \beta_{ш} l_{ш}. \quad (5.6)$$

Для розрахунку $\beta_{ш} = 2\pi / \lambda_{gш0}$ ($\lambda_{gш0}$ - довжина хвилі в шлейфі на

центральної частоті) використовуються формули з таблиці параметрів ліній передачі (додаток 1). А саме, спершу знаходимо ширину МСЛ шлейфу за формулою для його опору, потім знаходимо $\epsilon_{\text{еф}}$, а далі - довжину хвилі в лінії шлейфа на центральній частоті і, нарешті, $\beta_{ш}$.

3. Після компенсації ємності навантаження стає активним. Отже, згідно матеріалу лекції по чвертьхвильовим трансформаторам, можна розрахувати необхідну кількість секцій, їх довжини і опір.

4. Припустимо, що необхідна кількість секцій дорівнює двом. Отже, еквівалентна схема набуває вигляду (рис.5.12)

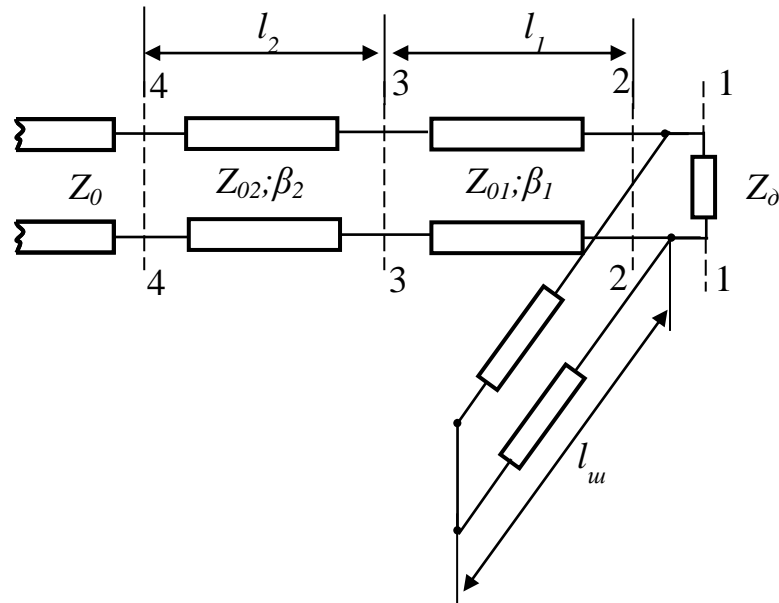


Рис.5.12 – Схема з 2- секційним трансформатором
Розрахунок КСХ робимо, згортаючи схему до площини 4-4. Маємо:

$$Y_{\text{BX}}|_{1-1} = \frac{1}{Z_{\text{д}}}$$

$$Y_{\text{BX}}|_{2-2} = Y_{\text{BX}}|_{1-1} + jB_{\text{ш}}$$

$$Z_{\text{BX}}|_{2-2} = \frac{1}{Y_{\text{BX}}|_{2-2}}$$

$$Z_{\text{BX}}|_{3-3} = Z_{01} \frac{Z_{\text{BX}}|_{2-2} + jZ_{01} \text{tg} \beta_1 l_1}{Z_{01} + jZ_{\text{BX}}|_{2-2} \text{tg} \beta_1 l_1} \quad (5.7)$$

$$Z_{\text{BX}}|_{4-4} = Z_{02} \frac{Z_{\text{BX}}|_{3-3} + jZ_{02} \text{tg} \beta_2 l_2}{Z_{02} + jZ_{\text{BX}}|_{3-3} \text{tg} \beta_2 l_2}$$

Звідси

$$\Gamma_{\text{BX}} = \frac{Z_{\text{BX}}|_{4-4} - Z_0}{Z_{\text{BX}}|_{4-4} + Z_0} \quad (5.8)$$

$$\text{КСХ} = \frac{1 + |\Gamma_{\text{BX}}|}{1 - |\Gamma_{\text{BX}}|}$$

5. Графік частотної залежності КСХ будемо, змінюючи в (5.7) частоту.

Цю залежність згідно із завданням, треба порівняти характеристикою у випадку відсутності ємності діоду. Для цього з величини Z_d вилучається ємність і з рівнянь (5.7) вилучається шлейф з провідністю $B_{ш}$.

б) до курсової роботи 5.3

1. Будуємо еквівалентну схему узгодження детектора (рис.5.12)

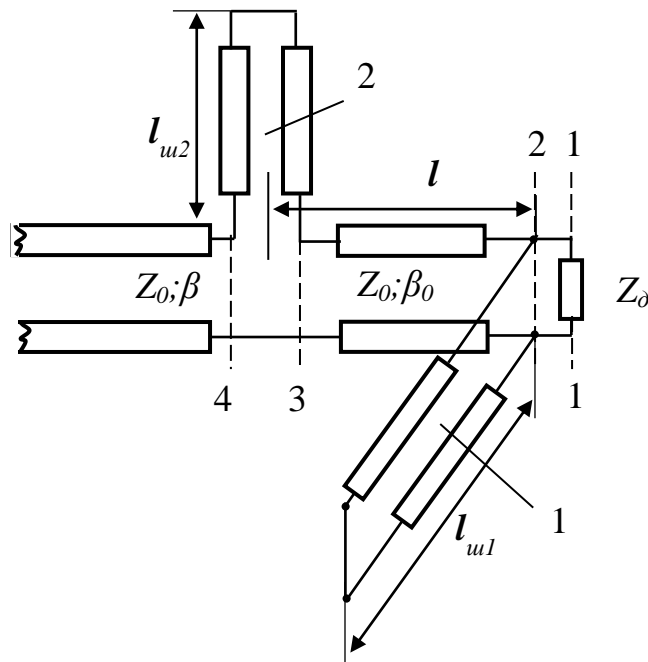


Рис.5.12 – Еквівалентна схема узгодження

2. Розраховуємо довжину шлейфа $l_{ш1}$, який компенсує ємність діоду C_d , виходячи з співвідношення

$$jB_{ш} + j\omega C_d = 0,$$

де $B_{ш}$ - провідність короткозамкненого шлейфу:

$$B_{ш} = -Y_{0ш} \operatorname{ctg} \beta_{ш} l_{ш}.$$

3. Для розрахунку находимо $\beta_0 = 2\pi/\lambda_{g0}$, де λ_{g0} - довжина хвилі у ХЩЛ на центральній частоті. Знаходимо по формулах, наданих у таблиці (додаток 1), а саме спершу находимо K_{\perp} з трансцендентного рівняння (знаючи розміри хвилеводу, товщину гребенів і ширину щілини ХЩЛ, потім находимо $\lambda_{кр} = 2\pi/K_{\perp}$, а далі λ_{g0} і β_0 .

4. Після компенсації ємності навантаження стає активним. Для узгодження активної складової використовується послідовний шлейф 2. Розрахунок виконується по методиці шлейфового узгодження комплексних опорів, а саме знаходимо відстань від діоду l , де активна складова вхідного опору дорівнює Z_0 і знаходимо довжину шлейфа $l_{ш2}$, виходячи з умови компенсації реактивної складової вхідного опору.
5. Розрахунок КСХ робимо, згортаючи схему до площини 4-4. Маємо:

$$Y_{BX}|_{1-1} = \frac{1}{Z_d}$$

$$Y_{BX}|_{2-2} = Y_{BX}|_{1-1} + jB_{ш1} \quad (5.9)$$

$$Z_{BX}|_{2-2} = \frac{1}{Y_{BX}|_{2-2}}$$

$$Z_{BX}|_{3-3} = Z_0 \frac{Z_{BX}|_{2-2} + jZ_0 \operatorname{tg} \beta_0 l}{Z_0 + jZ_{BX}|_{2-2} \operatorname{tg} \beta_0 l}$$

$$Z_{BX}|_{4-4} = Z_{BX}|_{3-3} + jZ_{ш2}$$

Звідси

$$\Gamma_{BX} = \frac{Z_{BX}|_{4-4} - Z_0}{Z_{BX}|_{4-4} + Z_0}$$

$$КСХ = \frac{1 + |\Gamma_{BX}|}{1 - |\Gamma_{BX}|}$$

6. Графік частотної залежності КСХ будемо, змінюючи в (5.9) частоту. Цю залежність згідно із завданням, треба порівняти характеристикою у випадку відсутності ємності діоду. Для цього з величини Z_d вилучається ємність.

6. ФІЛЬТРИ ТРАНСІВЕРІВ

6.1. Теоретичні відомості

Фільтри різних типів входять до загальної схеми побудови трансіверів всіх можливих різновидів. Частота зрізу ФНЧ фільтра НВЧ може становити десятки ГГц, і тому зосереджені елементи (ємності, індуктивності) принципово не можуть бути використаними. Більше того, навіть в діапазонах частот від 2 до 10 ГГц такі елементи не можуть бути виготовлені з точністю краще за, приблизно, 5%, що абсолютно несумісне з вимогами до точності характеристик фільтрів (краще ніж 1%). Отже реалізація ФНЧ НВЧ діапазону потребує особливих підходів, але перша частина розрахунку базується на методиці фільтра-прототипа. Традиційно принципова схема ФНЧ виглядає так, як показано на рис.6.1

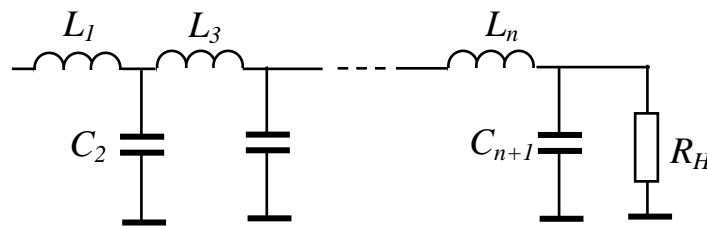


Рис.6.1 – Еквівалентна схема ФНЧ

Найбільш поширеними частотними характеристиками є апроксимація Батерворта і Чебишева (рис.6.2а,б, відповідно) і описуються формулами:

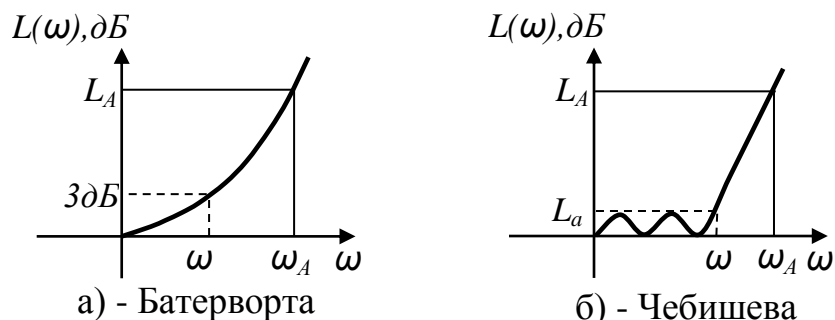


Рис.6.2 – Апроксимація частотних характеристик ФНЧ

$$L(\omega) = 10 \lg \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2n} \right] \quad (6.1) \quad \text{- характеристика Батерворта,}$$

$$L(\omega) = 10 \lg \left[1 + \varepsilon^2 T_n^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right) \right] \quad (6.2) \quad \text{- характеристика Чебишева.}$$

Тут n - ціле, $T_n \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)$ - поліном Чебишева порядку n . У цій формулі фігурує

величина ε^2 (множник перед поліномом Чебишева). Ця величина може бути просто пов'язана з пульсаціями L_{ar} в смузі пропускання. Дійсно, на границі смуги, де $T_n^2(\omega) = 1$ маємо $L_{ar} = 10 \lg(1 + \varepsilon^2)$. Отже $\varepsilon^2 = 10^{0.1L_{ar}} - 1$.

В характеристиці Батерворта частота зрізу $\omega_c = 2\pi f_c$ встановлюється рівною величині, вище якої робоче загасання перевищує 3 дБ. В характеристиці Чебишева ω_c відповідає частоті, вище якої рівень робочого загасання перевищує рівень однакових за величиною пульсацій в смузі пропускання, рівних L_{ar} . В обох характеристиках крутість (або, як кажуть, прямокутність) характеристик поза смугами пропускання визначається параметрами ω_A (частота гарантованого загасання) і L_A (величина гарантованого загасання). Очевидно, що чим ближче $\omega_A = 2\pi f_A$ до ω_c при заданому L_A , тим крутіша характеристика в смузі частот непропускання. Для універсалізації такого підходу частотні характеристики схем ФНЧ були пронормовані на " ω_c ", а опори і провідності пронормовані на опір або провідність генератора. Для отриманих таким чином «нормованих» ФНЧ або фільтрів-прототипів розраховані таблиці із значеннями елементів, які отримали назву g -параметрів ФНЧ (додаток 2). Для прикладу такий «нормований» 7-елементний ФНЧ показаний на рис.6.3.

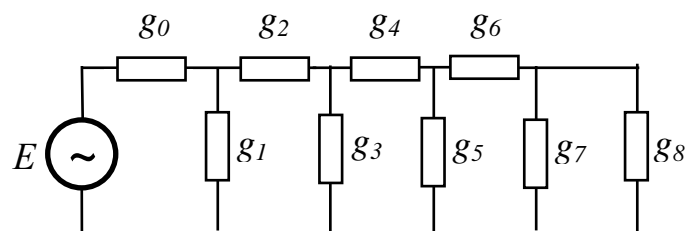


Рис.6.3 – Схема ФНЧ в термінах g -параметрів

Тут $g_0=1$ (опір генератора),

g_8 - опір навантаження,

g_1, g_3, g_5, g_7 - нормовані провідності ємностей,

g_2, g_4, g_6 - нормовані опори індуктивностей.

Знаючи g -параметри, можна знайти реальні значення для елементів:

$$\begin{aligned} C_{1,3,5,7} &= g_{1,3,5,7} \frac{Y_0}{\omega_c}, \\ L_{2,4,6} &= g_{2,4,6} \frac{Z_0}{\omega_c}. \end{aligned} \quad (6.3)$$

Таким чином, для розрахунку величин індуктивностей і ємностей ФНЧ залишається знайти кількість необхідних елементів " n ". Знайдемо " n ", наприклад, для фільтра Батерворта. Підставляючи в (1) $\omega = \omega_A i$ $L = L_A$, отримуємо

$$L_A = 10 \lg \left[1 + \left(\frac{\omega_A}{\omega_c} \right)^{2n} \right].$$

Звідси

$$\left(\frac{\omega_A}{\omega_c} \right)^{2n} = 10^{0,1L_A} - 1, \text{ або } n = \frac{1}{2} \frac{\lg(10^{0,1L_A} - 1)}{\lg \left(\frac{\omega_A}{\omega_c} \right)} \quad (6.4)$$

Можна показати, що для фільтрів Чебишева

$$n = \frac{\ln \left(\sqrt{\frac{10^{0,1L_A} - 1}{10^{0,1L_{ar}} - 1}} + \sqrt{\frac{10^{0,1L_A} - 1}{10^{0,1L_{ar}} - 1} - 1} \right)}{\ln \left(\frac{\omega_A}{\omega_c} + \sqrt{\left(\frac{\omega_A}{\omega_c} \right)^2 - 1} \right)}. \quad (6.5)$$

Отже, задача синтезу ФНЧ на зосереджених елементах (ємностях і індуктивностях) ставиться і вирішується так: по формулам (6.4) або (6.5) знаходимо "n" ; по довіднику (додаток 2) знаходимо g-параметри прототипу ФНЧ. Підкреслюємо, що зазначений розрахунок - це необхідний, але зовсім не достатній розрахунок для ФНЧ НВЧ діапазону, оскільки отримані величини індуктивностей і ємностей при значній величині частоти зрізу ω_c можуть становити величин порядку 10^{-13} Ф і 10^{-10} Гн, або навіть менше. Крім того, зазначені величини повинні бути реалізовані із великою точністю, що, як відмічалось, неможливо зробити, застосовуючи зосереджені реактивні елементи. Ми з вами, однак, знаємо уже достатню кількість технологічної реалізації індуктивностей і ємностей. Наприклад, паралельні ємності можуть бути реалізовані каскадним включенням короткої лінії передачі з хвильовим опором, меншим за Z_0 , а індуктивності - з більшим за Z_0 хвильовим опором. При цьому ФНЧ, зображений на рис.6.5, в мікросмушковому виконанні може бути реалізований так, як показано на рис.6.4. Довжини l_C і l_L знаходяться за формулами, наведеними на лекції, де розглядалось каскадне включення коротких відрізків:

$$\begin{aligned} L_k &= \frac{Z_{0k} l_k}{V_{\phi k}} \Rightarrow l_L = \frac{LV_{\phi L}}{Z_{0L}}, \\ C_k &= \frac{Y_{0k} l_k}{V_{\phi k}} \Rightarrow l_C = \frac{CV_{\phi C}}{Y_{0C}}. \end{aligned} \quad (6.6)$$

Тут Z_{0L} - хвильовий опір високоомної частини фільтру; Z_{0C} - хвильовий опір низькоомної частини фільтру; $V_{\phi L}$, $V_{\phi C}$ - фазові швидкості в цих частинах фільтру; L, C - розраховані вище значення елементів фільтру.

Зазначимо, що у формулах (6.6) невідомими є l_L , l_C , Z_{0L} , Z_{0C} . Отже, задана індуктивність, наприклад, може бути реалізована при більшому значенні Z_{0L} і меншому значенні l_L , або навпаки. При практичному користуванні

формулами (6.6) треба пам'ятати, що ці співвідношення справедливі лише при довжині ліній меншій за $\lambda_g / 8$.

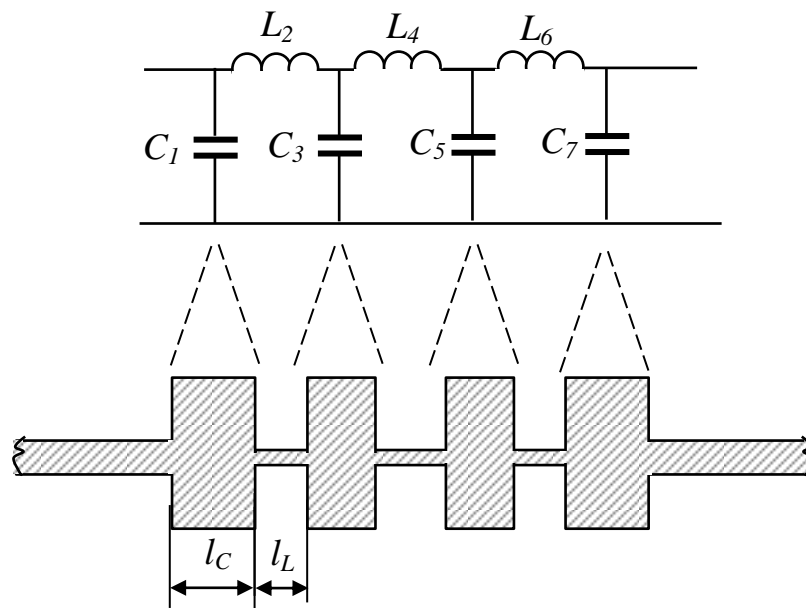


Рис.6.4 – Мікросмужкова реалізація ФНЧ

Отже завжди треба брати якомога більше значення Z_{0L} і якомога менше значення забезпечуючи при цьому мінімальну величину довжини лінії. $Z_{0C} = 1/Y_{0C}$, Обмеження тут виникає із боку ширини провідника МСЛ. Він не може бути зроблений менше за 50мкм, а отже $\lambda_g / 8$. величина Z_{0L} не може бути взята більше за відповідне цій ширині значення. Розрахунок реальної характеристики робочого загасання можна провести через розрахунок вхідного коефіцієнта відбиття, який, в свою чергу, можна зробити, знаходячи вхідний опір фільтра. Продемонструємо це на прикладі ФНЧ, топологія якого зображена на рис.6.5. Тут же наведена його еквівалентна схема в термінах теорії довгих ліній. Зазначимо, що в ході розрахунку всі параметри ліній відомі, тобто відомі величини Z_{01} , Z_{02} , β_1 , β_2 , l_1 , l_2 .

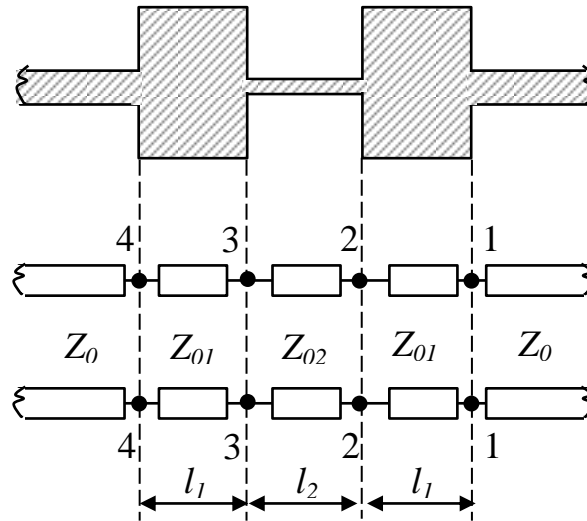


Рис.6.5 – Схема ФНЧ для розрахунку АЧХ

Згортаючи схему, отримуємо:

$$\begin{aligned}
 Z_{ex}|_{1-1} &= Z_0 \\
 Z_{ex}|_{2-2} &= Z_{01} \frac{Z_{ex}|_{1-1} + jZ_{01} \operatorname{tg} \beta_1 l_1}{Z_{01} + jZ_{ex}|_{1-1} \operatorname{tg} \beta_1 l_1} \\
 Z_{ex}|_{3-3} &= Z_{02} \frac{Z_{ex}|_{2-2} + jZ_{02} \operatorname{tg} \beta_2 l_2}{Z_{02} + jZ_{ex}|_{2-2} \operatorname{tg} \beta_2 l_2} \\
 &\text{і т.д.}
 \end{aligned} \tag{6.7}$$

Отже, можемо знайти $Z_{ex}|_{4-4}$, і, відповідно,

$$\Gamma_{ex} = \Gamma|_{4-4} = \frac{Z_{ex}|_{4-4} - Z_0}{Z_{ex}|_{4-4} + Z_0}. \tag{6.8}$$

Оскільки фільтр побудований з чисто реактивних елементів, власні втрати в ньому відсутні і ми можемо записати:

$$P_{над} = P_{вих} + P_{відб}, \tag{6.9}$$

де $P_{над}$ - потужність падаючої хвилі, $P_{вих}$ - потужність хвилі на виході, $P_{відб}$ - потужність відбитої хвилі. Ділимо обидві частини (6.9) на $P_{над}$.

Отримуємо:

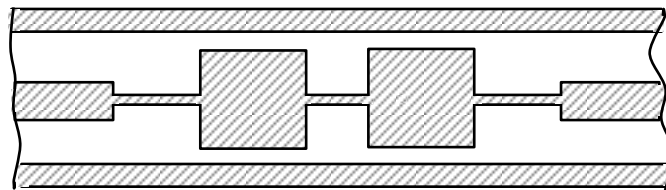
$$1 = \frac{P_{відб}}{P_{над}} + \frac{P_{вих}}{P_{над}} = |\Gamma_{ex}|^2 + \frac{1}{L},$$

де L - робоче загасання фільтра, виміряне в «разях».

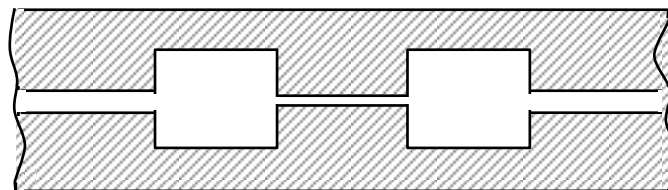
Звідси

$$L = \frac{1}{1 - |\Gamma_{ex}|^2}; \quad L(\text{дБ}) = -10 \lg(1 - |\Gamma_{ex}|^2). \quad (6.10)$$

Останнє співвідношення - робоче для знаходження частотної характеристики реального ФНЧ. На рисунку 6.6 а,б зображено топології ФНЧ, реалізованих на хвильоводно-копланарній лінії (ХКЛ) і хвильоводно-щільній лінії (ХЩЛ), відповідно.



а) ХКЛ-реалізація



б) ХЩЛ-реалізація

Рис.6.6 – Конструкції інтегральних ФНЧ.

6.2 Теми курсових робіт

6.2.1. Курсова робота 6.1.

На рис.6.7 зображений фрагмент топологічної схеми мікросмушкового фільтру нижньої частоти.

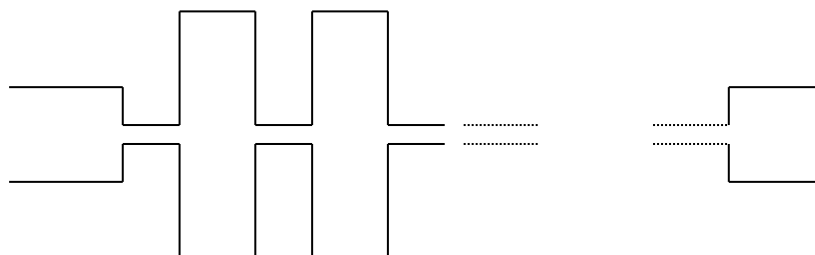


Рис.6.7 – Топологія ФНЧ на МСЛ

Завдання. Розрахувати розміри всіх елементів фільтра. Розрахувати реальну АЧХ фільтра у заданому діапазоні частот. Порівняти розраховану реальну АЧХ з ідеалізованою апроксимуючою характеристикою.

Вихідні дані:

- частота зрізу фільтра f_c ;
- тип апроксимації частотної характеристики;
- пульсації у смузі пропускання L_{ar} (для Чебишева);
- частота гарантованого загасання f_A ;
- величина гарантованого загасання L_A ;
- смуга частот розрахунку АЧХ;
- хвильовий опір МСЛ Z_0 ;
- товщина діелектрика підкладинки d ;
- діелектрична проникність матеріалу підкладинки ε .

6.3. Вказівки до виконання

1. Виходячи із вимог до ФНЧ згідно формул (6.5) розраховуємо кількість елементів фільтра.
2. По заданим параметрам апроксимуючої характеристики і знайденій кількості елементів знаходимо параметри низькочастотного фільтра прототипу (додаток 2).
3. За формулами (6.3) знаходимо ємності та індуктивності ФНЧ.
4. За формулами (6.6) знаходимо довжини низькоомних секцій і високоомних секцій, які реалізують знайдені в п. 3 значення ємностей та індуктивностей, відповідно. Опір лінії, яка реалізує індуктивність, вибрати таким, щоб ширина провідника МСЛ була не менше за 50 мкм. Для наступного тут же треба знайти ширини всіх провідників - для того, щоб далі знайти ε_{ef} .

5. Припустимо, що згідно із п. п. 1 – 4 ми обрали 5-ти елементний ФНЧ. Всі розміри, опори і ефективні діелектричні сталі відомі. Зображаємо еквівалентну схему (рис. 6.8).

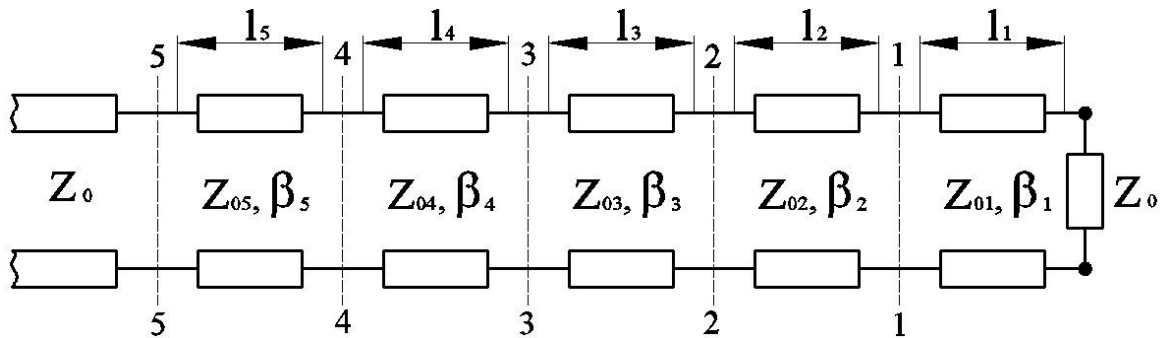


Рис. 6.8 – Схема розрахунку АЧХ

6. Розрахунок АЧХ здійснюємо шляхом розрахунку вхідного опору у площині 5-5; тоді, оскільки схема фільтра складена із чисто реактивних елементів, втрати можна буде розрахувати за формулою

$$L(\text{дБ}) = -10 \lg(1 - |\Gamma_{\text{вх}}|^2),$$

$$\text{де } |\Gamma_{\text{вх}}| = \left| \frac{Z_{\text{вх}}|_{5-5} - Z_0}{Z_{\text{вх}}|_{5-5} + Z_0} \right|. \quad (1)$$

7. Вхідний опір $Z_{\text{вх}}|_{5-5}$ знаходимо згортаючи схему до площини 5-5:

$$\begin{aligned} Z_{\text{вх}}|_{1-1} &= Z_{01} \frac{Z_0 + jZ_{01} \operatorname{tg} \beta_1 l_1}{Z_{01} + jZ_0 \operatorname{tg} \beta_1 l_1}, \\ Z_{\text{вх}}|_{2-2} &= Z_{02} \frac{Z_{\text{вх}}|_{1-1} + jZ_{02} \operatorname{tg} \beta_2 l_2}{Z_{02} + jZ_{\text{вх}}|_{1-1} \operatorname{tg} \beta_2 l_2}, \\ &\quad \cdot \\ &\quad \cdot \\ Z_{\text{вх}}|_{5-5} &= Z_{05} \frac{Z_{\text{вх}}|_{4-4} + jZ_{05} \operatorname{tg} \beta_5 l_5}{Z_{05} + jZ_{\text{вх}}|_{4-4} \operatorname{tg} \beta_5 l_5}. \end{aligned} \quad (2)$$

8. Змінюючи частоту f і обраховуючи для кожної секції $\beta_i = \beta_i(f)$ по формулах (2) і (1), розраховуємо АЧХ.

Для порівняння на тому ж графіку будемо характеристику фільтра зосереджених елементах – тобто характеристику, побудовану за формулою, наприклад, апроксимації Чебишева (6.2) або Батерворта (6.1)

7. ДОПОМІЖНІ ВУЗЛИ НВЧ ТРАНСІВЕРІВ.

7.1. Теоретичні відомості

Вузько-смугові ФНЧ на чвертьхвильових відрізках ліній передачі

Розглянемо ще один різновид ФНЧ НВЧ діапазону - вузько-смугові ФНЧ. Ці фільтри дуже часто використовуються у ланцюгах подачі живлення на напівпровідникові елементи (транзистори, діоди, тощо). В термінах теорії кіл схема виглядає так, як показано на рис.7.1.

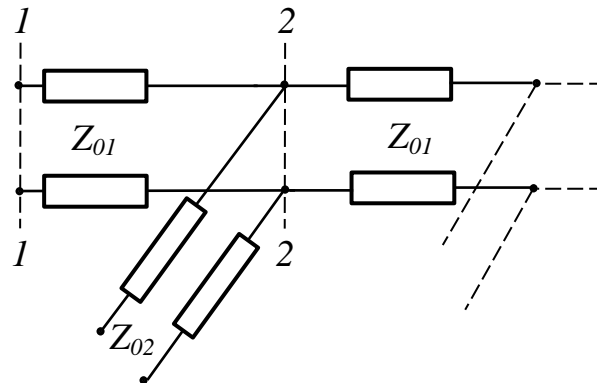


Рис.7.1 – Схема вузько-смугового ФНЧ.

На цій схемі всі відрізки ліній передачі - чвертьхвильові, причому хвильовий опір ліній Z_{02} малий, а опір Z_{01} - великий. Оскільки відрізок з опором Z_{02} - розімкнений на кінці, а довжина його дорівнює чверть довжини хвилі, його вхідний опір в площині 2-2 на частоті, де в його довжину вкладається рівно чверть довжини хвилі рівний нулю. Цей нульовий опір в площину 1-1 перераховується в нескінченний. Отже, якщо розглядуване коло під'єднати паралельно до лінії передачі, по якій розповсюджується корисний сигнал, то воно ніяким чином не впливатиме на роботу сигнального кола. Одночасно постійний струм і низькі частоти зможуть безперешкодно поступати до сигнального кола, вирішуючи проблеми подачі в нього напруги живлення, керуючих напруг, тощо. Важливо, однак, розуміти, що зазначена функція фільтрації виконується ідеально лише на центральній частоті - де в довжину відрізків вкладається чверть довжини хвилі. Очевидно, що великий вхідний опір короткозамкненого чвертьхвильового відрізка буде підтримуватися таким, якщо його хвильовий опір буде великим. Навпаки, малий вхідний опір

розімкненого відрізка буде підтримуватися таким, якщо його хвильовий опір буде малим. Таким чином, при виконанні на основі МСЛ відрізки з опором Z_{01} - вузькі, а відрізки з опором Z_{02} - широкі. Додатково розширити діапазон частот, в якому опір низькоомного відрізка буде малим, можна, застосувавши замість його прямокутної форми *радіальний шлейф* (рис.7.2).



Рис.7.2 – Радіальний шлейф на МСЛ

Для інженерних розрахунків можна вважати, що радіус цього шлейфа становить 0.7 від чверті довжини хвилі, а кут розкриття сектора лежить в межах від 45 до 60 градусів. На рис.7.3 зображені частотні залежності квадрата модуля коефіцієнта відбиття від входу сигнальної МСЛ - лінії, до якої під'єднаний розглянутий фільтр, що складається всього з 2-х секцій.

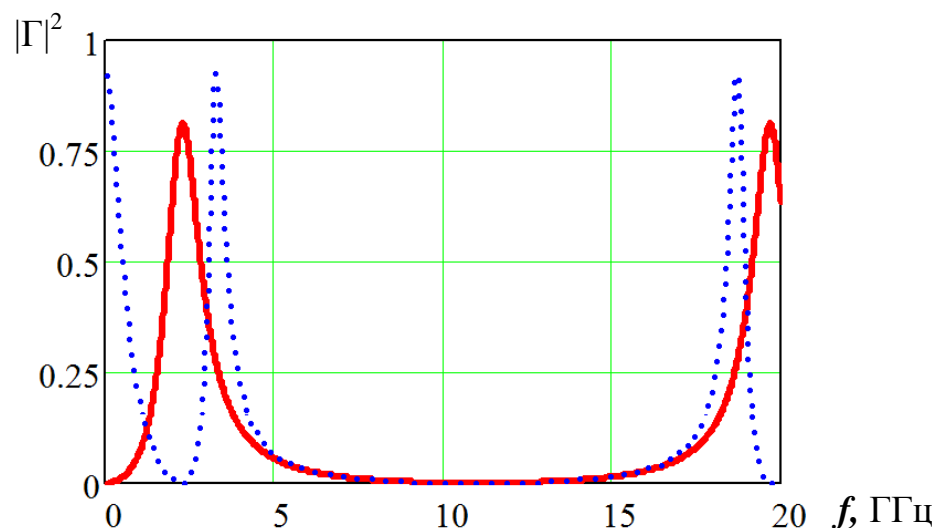


Рис.7.3 – Частотна характеристика 2-х секційного ФНЧ

Хвильовий опір високоомної секції становить 156 Ом, низькоомної - 20 Ом. Сигнальна лінія має хвильовий опір 50 Ом. Крива 1 відноситься до опору навантаження фільтра 1 Ом, а крива 2 - до опору навантаження 1000 Ом. Фільтра розрахований так, щоб не вносити відбиття в сигнальну лінію на частоті 11 ГГц. Видно, що, незважаючи на величину опору навантаження (наприклад, вихідного опору джерела постійного струму) на частоті 11 ГГц, підключення фільтра не вносить відбиття в сигнальну лінію.

Приклад застосування вузько-смужкових ФНЧ на радіальних шлейфах в конструкції транзисторного підсилювача потужності НВЧ діапазону.

Зазначимо, що, незважаючи на значні втрати у МСЛ, особливо у діапазонах вище 20 ГГц, транзисторні підсилювачі НВЧ реалізуються виключно на основі МСЛ, оскільки локалізація енергії тут значно більша, ніж у інших інтегральних лініях передачі. Це зумовлюється необхідним рівнем розв'язки між входом і виходом електродів транзистора. Додатковий зв'язок між вхідною і вихідною лінією може призвести до спотворень параметрів підсилювача аж до початку генерації і тому неприпустимий. Топологія одностранісного підсилювача показана на рис.7.4.

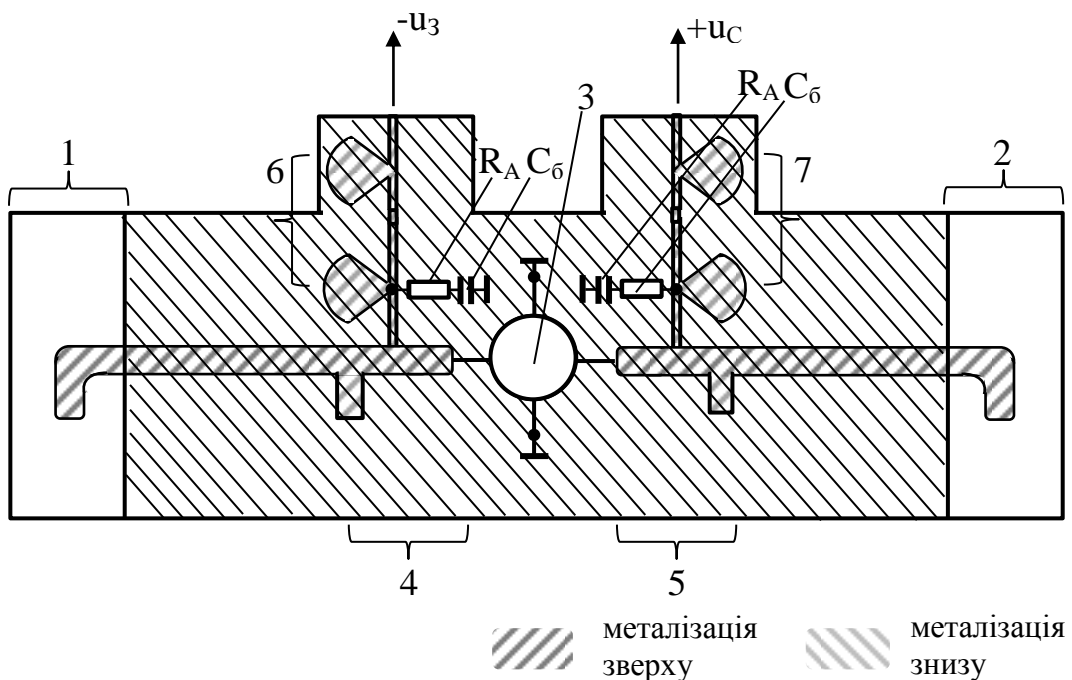


Рис.7.4 – Топологія транзисторного підсилювача на МСЛ

Припускається, що підсилювач являє собою гібридно-інтегральну схему, яка вставляється у прямокутний хвилевід. Схема містить вхідний 1 і вихідний 2 поздовжньо-зондові переходи на МСЛ з прямокутного хвилеводу, вхідний 4 і вихідний 5 узгоджуючі трансформатори на розімкнених шлейфах, кола живлення 6,7 на основі чвертьхвильових відрізків і радіальних шлейфів у МСЛ, сам транзистор 3, включений по схемі із спільним витокком і додаткові елементи R_A , C_6 , підключені до кіл живлення. Елементи R_A , C_6 призначені для уникнення небажаного збудження підсилювача в низькочастотній частині спектру. Детально підключення цих елементів показано на рис.7.5.

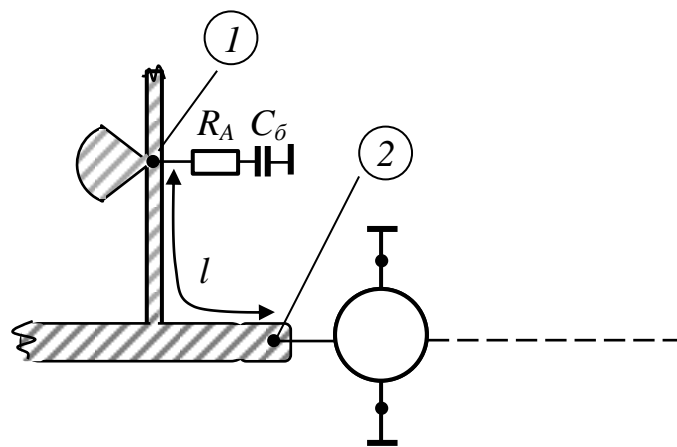


Рис.7.5 – Схема включення антипаразитних елементів

Оскільки, згідно із принципом роботи кола живлення на робочій частоті підсилення f_0 в точці 1 напруга НВЧ відсутня (це точка короткого замикання), елементи R_A , C_6 не впливають на характеристики підсилювача. На частотах, набагато нижчих f_0 , довжина радіального шлейфу значно менша за довжину хвилі і точки 1 і 2 виявляються електрично еквівалентними. Таким чином, заслін транзистора виявляється навантаженим на опір R_A (ємність C_6 обирається значною) і коливання на цих частотах виникнути не можуть. З цих причин опір R_A називають антипаразитним. Ємність C_6 виконує роль розв'язки по постійному струму.

7.2 Теми курсових робіт

7.2.1. Курсова робота 7.1.

На рисунку 7.6 зображено фрагмент схеми подачі живлення на р-і-п діод в амплітудному маніпуляторі, виконаному на ХЦЛ. Схема містить радіальний шлейф з початковою шириною w , розміщений під одним із гребенів ХЦЛ.

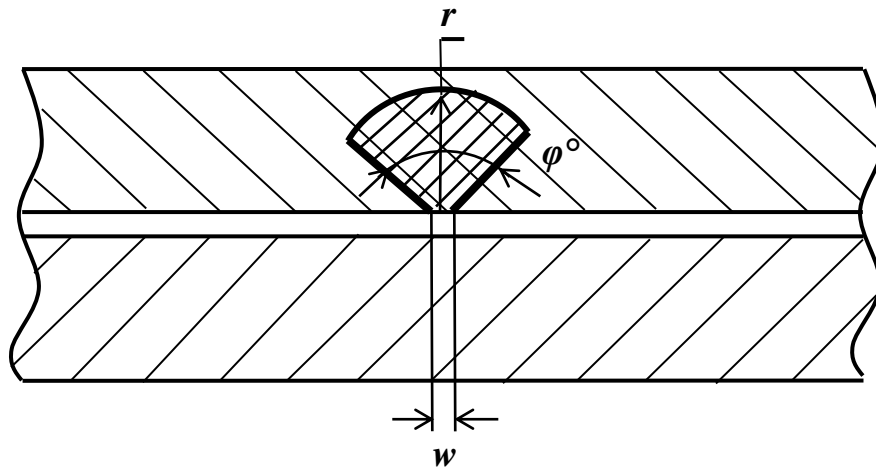


Рис.7.6 – Фрагмент схеми подачі живлення на діод

Очевидно, що оптимальним радіусом шлейфа можна вважати такий, при якому на частоті f_0 вхідний опір у вершині сектора шлейфа буде точно дорівнювати нулю. При цьому короткий провідник, перекинтий на протилежний гребень ХЦЛ, буде закорочувати гребені і КСХ буде нескінченним ($|\Gamma| = 1$).

Завдання. Представляючи шлейф у вигляді каскадного з'єднання ряду МСЛ, апроксимуючих його форму, розрахувати оптимальне значення r . Розрахувати частотну залежність модуля коефіцієнта відбиття $|\Gamma|$ в діапазоні частот Δf . Порівняти розраховану характеристику з частотною залежністю $|\Gamma|$ для шлейфа у вигляді чвертьхвильового прямокутного відрізка МСЛ з шириною w .

Вихідні дані:

- центральна частота f_0 ;
- діапазон частот розрахунку АЧХ $f_0 \pm 20\% f_0$;
- ширина w ;

- кут розкриву φ
- хвильовий опір ХЩЛ Z_0
- товщина діелектрика підкладки d ;
- діелектрична проникність матеріалу підкладки ε .

7.2.2. Курсова робота 7.2.

На рис.7.7 зображена спрощена схема детектора на МСЛ. Схема містить МСЛ з опором Z_0 , детекторний діод VD1 та розімкнений чвертьхвильовий мікросмушковий шлейф 1 з опором Z_{01} . Відомо, що розширення діапазону частот ефективної роботи розімкненого шлейфа можна досягти, виконуючи його у вигляді сектора з кутом розкриву φ (рис. 7.7б). Розмір L сектора приймається рівним 0,8 від довжини однорідного чвертьхвильового мікросмушкового шлейфа 1.

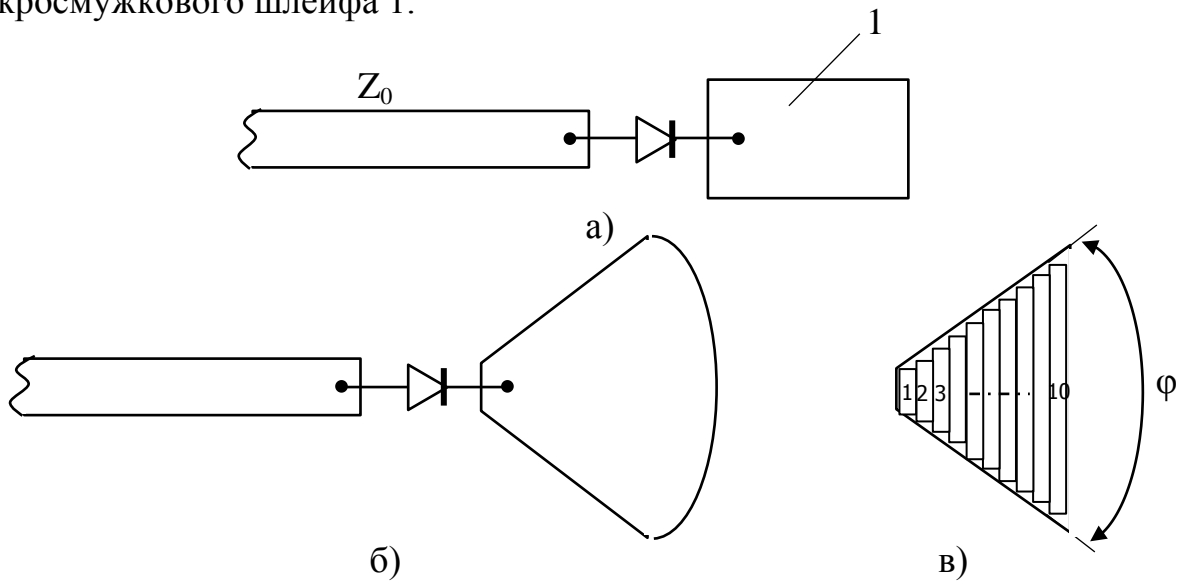


Рис.7.7 – Схема включення діода в МСЛ

Завдання. Вважаючи опір діода чисто активним і рівним $R_d = Z_0$, розрахувати частотну характеристику КСХ для схеми (рис.7.7а) з урахуванням залежності від частоти реактивного вхідного опору шлейфа. Розрахувати частотну характеристику КСХ для схеми з радіальним шлейфом (рис.7.7б), апроксимуючи геометрію сектора набором прямокутників (наприклад, у кількості 10, рис. 7.7в). Порівняти розраховані частотні характеристики.

Вихідні дані:

- центральна частота f_0 ;
- діапазон частот розрахунку КСХ $f_0 \pm 20\% f_0$;
- хвильовий опір МСЛ Z_0 ;
- хвильовий опір шлейфа Z_{01} ;
- ширина МСЛ в місці підключення діоду дорівнює ширині основної МСЛ;
- кут розкриву φ
- товщина діелектрика підкладки d ;
- діелектрична проникність матеріалу підкладки ε .

7.2.3. Курсова робота 7.3.

Відомо, що властивості короткозамкнених і розімкнених чвертьхвильових відрізків використовуються у ланцюгах зміщення, подачі керуючої напруги, виводу робочих низькочастотних напруг у різних функціональних вузлах трансіверів з активними елементами. Типова мікросмужкова реалізація показана на рис.7.8. Схема містить основну МСЛ з опором Z_0 і два чвертьхвильових відрізки з опорами Z_{01} , Z_{02} .

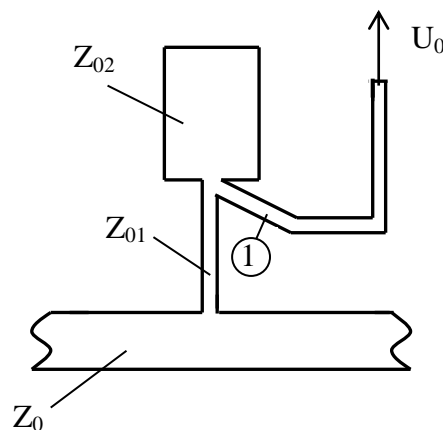


Рис.7.8 – Схема подачі керуючої напруги

Завдання. Розрахувати частотну залежність КСХ, що вносить коло подачі напруги в діапазоні частот, для декількох значень Z_{01} , Z_{02} . Впливом провідника 1 можна знехтувати. Зробити висновки.

Вихідні дані:

- центральна частота f_0 ;
- діапазон частот розрахунку КСХ $f_0 \pm 20\% f_0$;
- хвильовий опір МСЛ Z_0 ;
- хвильовий опір шлейфа Z_{01} ;
- хвильовий опір шлейфа Z_{02} ;
- товщина діелектрика підкладки d ;
- діелектрична проникність матеріалу підкладки ε .

7.3.Вказівки до виконання*а) до курсових робіт 7.1,7.2*

1. Користуючись заданими значеннями робочої частоти f_0 та параметрів МСЛ: ширини w , діелектричної проникності ε і кута розкриву φ , побудуємо наближену топологію радіального шлейфа. Для цього знаходимо наближене значення радіуса шлейфа $r = \frac{\lambda_0(f_0)}{4\sqrt{\varepsilon}}$ і представимо отриманий сектор у вигляді набору прямокутних секцій, як показано на рис. 7.9

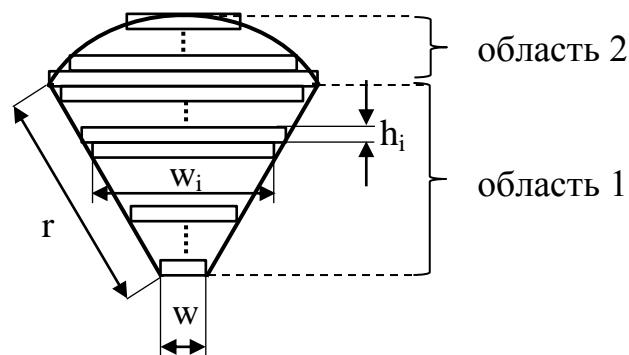


Рис.7.9– Розрахункова модель радіального шлейфу

Якщо кількість секцій при розбитті складає n , то висота кожного прямокутника дорівнює

$$\left[r \cos \varphi - \frac{w}{(2 \operatorname{tg} \varphi / 2)} \right] / n \approx r \cos \varphi / n \quad (w \ll r)$$

Ширина i -го прямокутника в області 1 дорівнює

$$w_i = 2r/n \cdot i \cdot \sin\varphi/2.$$

Кількість прямокутників висотою h у другій області дорівнює

$$n_{\max} = \frac{r - \frac{r \cos\varphi}{2}}{n},$$

а ширина прямокутників в цій області може бути розрахована по формулі

$$w_i = \sqrt{r^2 - i^2 \cdot h^2}, \text{ де } i \text{ змінюється від } n \text{ до } n_{\max}.$$

2. Приймавши $n = 10$, обчислити w_i в кожній секції і знайти Z_{0i} і ϵ_{efi} в кожній секції.
3. Оскільки остання секція працює в режимі холостого ходу, то

$$Z_{\text{BX}}^N = -jZ_{0N} \text{ctg}\beta_N h_N,$$

де Z_{0N} – знайдений хвильовий опір останньої секції, β_N – фазова стала в ній, N – загальне число секцій ($N = n + n_{\max}$).

4. Розрахований опір Z_{BX}^N є опором навантаження для секції з номером $N - 1$, вхідний опір якої може бути знайдений за формулою

$$Z_{\text{BX}}^{N-1} = Z_{0N-1} \frac{Z_{\text{BX}}^N + jZ_{0N-1} \text{tg}\beta_{N-1} h}{Z_{0N-1} + jZ_{\text{BX}}^N \text{tg}\beta_{N-1} h}$$

5. Згортаючи схему подібним чином, знаходимо вхідний опір радіального шлейфу.
6. Змінюючи радіус шлейфа r , досягти точного значення рівності нулю вхідного опору $Z_{\text{ВХШ}}$.
7. Змінюючи частоту в заданому діапазоні, розрахувати залежність від частоти модуля коефіцієнта відбиття. Оскільки шлейф включиться паралельно в лінію передачі, коефіцієнт відбиття розраховується за формулою

$$|\Gamma| = \left| \frac{Y_0 - (Y_{\text{ВХШ}} + Y_0)}{Y_0 + (Y_{\text{ВХШ}} + Y_0)} \right| = \left| \frac{Y_{\text{ВХШ}}}{2Y_0 + Y_{\text{ВХШ}}} \right|,$$

$$\text{де } Y_{\text{вхш}} = 1/Z_{\text{вхш}}; Y_0 = 1/Z_0$$

8. Розрахувати аналогічну залежність для шлейфа прямокутної форми, вхідний опір якого дорівнює

$$Z_{\text{вхш1}} = -jZ_{0\text{ш1}} \text{ctg}\beta_{\text{ш}} l_{\text{ш1}}$$

В цьому випадку $Z_{0\text{ш1}}$ і $\beta_{\text{ш}}$ розраховуються по формулам для параметрів МСЛ з шириною w , а довжина $l_{\text{ш1}}$ дорівнює чверть довжини хвилі в цій лінії на центральній частоті.

б) до курсової роботи 7.3

1. Ознакою того, що шлейфи розраховані правильно є те, що коефіцієнт відбиття від входів лінії буде дорівнювати нулю ($K_{\text{СХ}}=1$). Це означає, що схема подачі живлення на роботу НВЧ частини загальної схеми не впливає.

Коефіцієнт відбиття дорівнює

$$|\Gamma| = \left| \frac{Y_0 - (Y_{\text{сх}} + Y_0)}{Y_0 + (Y_{\text{сх}} + Y_0)} \right| = \left| \frac{Y_{\text{сх}}}{2Y_0 + Y_{\text{сх}}} \right|,$$

оскільки схема подачі живлення під'єднана до лінії паралельно тут $Y_{\text{сх}}$ - провідність схеми подачі живлення.

2. Обираючи деяку пару опорів Z_{01}, Z_{02} , знаходимо ширини шлейфів, значення ефективної діелектричної проникності в них і їх довжини.
3. Оскільки шлейф з опором Z_{02} працює в режимі холостого ходу (розімкнений на кінці) його вхідний опір дорівнює

$$Z_{\text{вх1}} = -jZ_{02} \text{ctg}\beta_2 l_2$$

4. Цей вхідний опір є опором навантаження для 1-го шлейфа, а отже його вхідний опір дорівнює

$$Z_{\text{вх2}} = Z_{01} \frac{Z_{\text{вх1}} + jZ_{01} \text{tg}\beta_1 l_1}{Z_{01} + jZ_{\text{вх1}} \text{tg}\beta_1 l_1}$$

5. Виконати розрахунки для всіх заданих пар хвильових опорів шлейфів Z_{01}, Z_{02} . Порівняти частотні характеристики модуля коефіцієнту відбиття, зробити висновки.

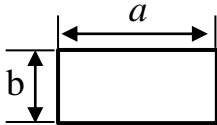
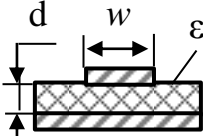
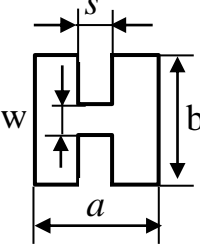
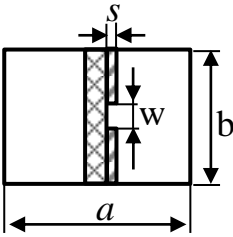
ЛІТЕРАТУРА

1. Радіопередавальні пристрої: навчальний посібник / В. М. Ткачук, С. М. Цирульник, Т. А. Петренко. – Вінниця : Т. П. Барановська, 2015. – 188 с. ISBN 978-617-7233-03-8
2. Хвилеводні пристрої сантиметрових та міліметрових хвиль. Г. А. Шаров. Видавництво Гаряча Лінія. Телеком, 2016р, 640 стор. ISBN 978-5-9912-0473-6
3. Omelianenko, M., Pravda, V.I., Turieieva, O. et al. Fully planar subscriber station transceivers of broadband access systems in Ku- and Ka-bands. *Radioelectron.Commun.Syst.* 55, 49–64 (2012).
<https://doi.org/10.3103/S073527271202001X>

ДОДАТКИ

Додаток 1.

Таблиця 1 – Формули для розрахунку довжини хвилі і хвильового опору реальних електродинамічних систем.

Система, ескіз, тип основної хвилі	Довжина хвилі, λ_g	Хвильовий опір, Z_0	Примітка
Прямокутний хвилевід, Н ₁₀ 	$\frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a}\right)^2}}$	$377 \frac{2b}{a} \frac{\lambda_g}{\lambda_0}$	$\lambda_0 = \frac{c}{f}$
Мікросмушкова лінія (МСЛ), Квазі-Т 	$\frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{ef}}}$	$\frac{300}{\sqrt{\epsilon} \left(1 + \frac{w}{d}\right)}, \frac{w}{d} > 1$ $\frac{60}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \ln \left(8 \frac{d}{w} + 0.25 \frac{w}{d}\right), \frac{w}{d} < 1$	$\epsilon_{ef} = \frac{\epsilon + 1}{2} + \frac{\epsilon - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 10 \frac{d}{w}}}$
Н-хвилевід, Квазі-Н ₁₀ 	$\frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{KP}^H}\right)^2}}$	-----	$ctg k_{\perp} \frac{a-s}{2} - \frac{b}{w} tg k_{\perp} \frac{s}{2} - \frac{b k_{\perp}}{\pi} \ln cosec \left(\frac{\pi w}{2b}\right) = 0,$ $\lambda_{KP}^H = \frac{2\pi}{K_{\perp}}$
Хвильоводно-щільнна лінія (ХЩЛ), Квазі-Н ₁₀ 	$\frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{ef} - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{KP}^H}\right)^2}}$	$\frac{240\pi^2 \left[p \ln cosec \left(\frac{\pi w}{2b}\right) + q \right] b/a}{\left[0.385 \ln cosec \left(\frac{\pi w}{2b}\right) + 1.762 \right]^2 \lambda_0 / \lambda_g}$ $p = 0.17b/\lambda_0 + 0.0098$ Для $\frac{w}{b} < 0.3$ $q = 0.138b/\lambda_0 + 0.873$	$\epsilon_{ef} = 0.7\epsilon$

