

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

МІКРОХВИЛЬОВІ ПРИЛАДИ ТА АНТЕНИ

ПРАКТИКУМ. ЧАСТИНА 1. ПАСИВНІ ПРИСТРОЇ

Навчальний посібник

Рекомендовано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського
як навчальний посібник для здобувачів ступеня бакалавра
за освітньою програмою «Інтелектуальні технології радіоелектронної техніки»
спеціальності G5 «Електроніка, електронні комунікації, приладобудування та
радіотехніка»

Укладач: С. М. Перегудов

Електронне мережне навчальне видання

Київ
КПІ ім. ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО
2025

Рецензент *Шевченко, К.Л., д-р техн. наук, доц., професор кафедри інформаційно-вимірювальних технологій, КПІ ім. Ігоря Сікорського*

Відповідальний редактор *Мовчанюк, А.В., канд. техн. наук, професор*

*Гриф надано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського
(протокол № 4 від 05.02.2026 р.)
за поданням Вченої ради радіотехнічного факультету
(протокол № 11/2025 від 29.12.2025 р.)*

У посібнику наведені приклади завдань, що розв'язуються на практичних заняттях з дисципліни «Мікрохвильові прилади та антени». Він охоплює теми розділу «Пасивні пристрої мікрохвильового діапазону» навчальної програми і містить основні теоретичні відомості, приклади розв'язку завдань та рекомендований список літератури. Наприкінці кожного практичного заняття запропоновані завдання для самостійної роботи. Посібник може використовуватися студентами під час підготовки до контрольних заходів та розрахунково-графічної роботи.

Посібник призначений для здобувачів ступеня бакалавра за спеціальністю «Телекомунікації та радіотехніка». Він буде також корисним для студентів інших технічних спеціальностей у галузі знань «Електроніка та телекомунікації».

Мікрохвильові прилади та антени : Практикум. Частина 1. Пасивні пристрої [Електронний ресурс] : навч. посіб. для студ. спеціальності G5 «Електроніка, електронні комунікації, приладобудування та радіотехніка» / КПІ ім. Ігоря Сікорського ; уклад.: С. М. Перегудов. – Електронні текстові дані (1 файл: 9,71 Мбайт)– Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2025. – 91 с.

ЗМІСТ

Передмова	4
Заняття 1 Розрахунок комплексних імпедансів найпростіших кіл.....	6
Заняття 2 Визначення основних параметрів лінії передачі з навантаженням	13
Заняття 3 Розрахунок параметрів узгоджувального кола на елементах із зосередженими та розподіленими параметрами	19
Заняття 4 Визначення параметрів та розрахунок АЧХ коаксіального ступінчастого переходу	32
Заняття 5 Розрахунок електричних параметрів та топології мікросмужкового фільтра нижніх частот	48
Заняття 6 Розрахунок смугового фільтра мікрохвильового діапазону на резонаторах	61
Заняття 7 Аналіз характеристик балансного змішувача	75
Список рекомендованої літератури	91

Передмова

Дисципліна «Мікрохвильові прилади та антени» належить до циклу професійно-практичної підготовки студентів першого (бакалаврського) рівню вищої освіти за спеціальністю «Електронні комунікації та радіотехніка» і забезпечує вивчення дисципліни «Методи зв'язку в інтелектуальних радіоелектронних системах», в якій розглядаються питання розробки сучасних телекомунікаційних систем, зокрема в НВЧ діапазоні.

Метою викладання даного курсу є формування знань про мікрохвильові прилади та антени, які використовуються в системах бездротового зв'язку, розуміння методів генерування, передачі, перетворення радіосигналів такими пристроями та базові технологічні операції виробничого процесу.

Предметом дисципліни є найважливіші компоненти і пристрої мікрохвильової техніки, їх основні технічні характеристики, умови експлуатації та галузь застосування.

Метою практичних занять з курсу «Мікрохвильові прилади та антени» є вивчення методів розрахунку основних параметрів активних та пасивних пристроїв мікрохвильового діапазону. Перша частина практикуму присвячена пасивним пристроям надвисоких частот. У посібнику представлено матеріали 7 занять, які складаються з основних теоретичних відомостей, прикладів розв'язку типових завдань за темою заняття та завдань для самостійної роботи.

Опанування матеріалу практичних занять розвиває у студентів такі компетентності:

- здатність застосовувати знання у практичних ситуаціях (ЗК 02);
- здатність здійснювати комп'ютерне моделювання пристроїв, систем і процесів з використанням пакетів прикладних програм (ФК 04);
- здатність застосовувати стандартні методи розрахунку при проектуванні вузлів телекомунікаційних та радіотехнічних пристроїв і систем (ФК 16);

Розгляд питань за тематикою практичних занять курсу сприяє досягненню певних програмних результатів навчання, а саме:

- застосовувати основні методи та способи отримання інформації (ПРН 27);
- обирати конфігурацію, структуру, основні складові вузли та елементи радіоелектронної апаратури в залежності від її призначення (ПРН 29).

Перше практичне заняття присвячене інтеграції знань з курсу «Електродинаміка та поширення радіохвиль» та «Основи теорії кіл» в частині розуміння поняття коефіцієнта відбиття, передачі та вхідного опору пристроїв мікрохвильового тракту.

Темою другого заняття є визначення режимів лінії передачі, знайомство з діаграмою Сміта та визначення за її допомогою параметрів навантаженої лінії.

У третьому та четвертому занятті розглядаються завдання, що пов'язані з вузькосмуговим і широкосмуговим узгодженням ліній передачі з комплексними навантаженнями.

П'яте і шосте заняття присвячені розрахунку фільтрів мікрохвильового діапазону.

У сьомому занятті вивчається методика проектування балансного змішувача мікрохвильових сигналів.

Під час розв'язування завдань 2-5 занять використовується програма *Smith v4.1* (демо-версія). Завдання 6 і 7 занять виконуються в середовищі пакету *AWR Design Environment* (ліцензія РТФ, КПП ім. Ігоря Сікорського)

Для більш поглибленого вивчення питань, що розглядаються на заняттях, рекомендується список посібників.

Практичне заняття 1

Розрахунок комплексних імпедансів найпростіших кіл

Завдання

1. Визначення імпедансів елементів мікрохвильових кіл.
2. Розрахунок коефіцієнтів передачі каскадних з'єднань.

Мета заняття:

Розв'язування завдань на розрахунок імпедансів елементарних мікрохвильових пристроїв та коефіцієнта передачі їх каскадного з'єднання.

Основні теоретичні відомості

У розрахунках мікрохвильових пристроїв не можна використовувати теорію кіл, яка застосовується для нижньої ділянки радіодіапазону, оскільки розміри їх елементів мікрохвильових порівняні з довжиною хвилі. Їх строгий опис можливий лише на основі рівнянь Максвелла:

$$\begin{aligned}\operatorname{rot} \vec{H} &= \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} && (\text{закон повного струму}); \\ \operatorname{rot} \vec{E} &= -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} && (\text{закон електромагнітної індукції}); \\ \operatorname{div} \vec{D} &= \rho \\ \operatorname{div} \vec{B} &= 0 && (\text{закон Гауса}).\end{aligned}$$

Для врахування впливу середовища застосовуються матеріальні рівняння:

$$\begin{aligned}\vec{D} &= \varepsilon \varepsilon_0 \vec{E}; & \vec{B} &= \mu \mu_0 \vec{H}; \\ \varepsilon_0 &= \frac{10^7}{4\pi c^2} \left(\frac{\Phi}{\text{м}} \right); & \mu_0 &= \frac{4\pi}{10^7} \left(\frac{\text{Гн}}{\text{м}} \right).\end{aligned}$$

З рівнянь Максвелла можна отримати неоднорідні хвильові рівняння для векторів напруженості електричного та магнітних полів:

$$\begin{cases} \nabla^2 \vec{E} - \frac{\varepsilon \mu}{\varepsilon_0 \mu_0} \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = \frac{\operatorname{grad} \rho}{\varepsilon \varepsilon_0} + \mu \mu_0 \frac{\partial \vec{J}}{\partial t}, \\ \nabla^2 \vec{H} - \frac{\varepsilon \mu}{\varepsilon_0 \mu_0} \frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial t^2} = -\operatorname{rot} \vec{J}. \end{cases}$$

Для вакууму маємо однорідні хвильові рівняння

$$\begin{cases} \nabla^2 \vec{E} - \frac{\varepsilon\mu}{\varepsilon_0\mu_0} \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = 0, \\ \nabla^2 \vec{H} - \frac{\varepsilon\mu}{\varepsilon_0\mu_0} \frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial t^2} = 0. \end{cases}$$

В задачах електродинаміки часто приходиться враховувати різку зміну властивостей середовища. У зв'язку з тим, що властивості середовища змінюються стрибкоподібно, можна вважати, що вектори електромагнітного поля ($\vec{E}$ і $\vec{H}$) мають розрив на межі розділу двох середовищ. Тому на межі розділу:

1) тангенціальна складова вектора $\vec{E}$ неперервна

$$\vec{n} \times (\vec{E}_1 - \vec{E}_2) = \vec{\tau}(\vec{E}_1 - \vec{E}_2) = 0;$$

2) тангенціальна складова вектора $\vec{H}$ має розрив, чисельно рівний поверхневій густині поверхневого електричного струму

$$\vec{n} \times (\vec{H}_1 - \vec{H}_2) = \vec{\tau}(\vec{H}_1 - \vec{H}_2) = \vec{J}_S;$$

3) нормальна складова вектора $\vec{D}$ має розрив, чисельно рівний поверхневій густині електричного заряду на межі розділу

$$\vec{n}(\vec{D}_1 - \vec{D}_2) = \rho_S;$$

4) нормальна складова вектора $\vec{B}$ неперервна

$$\vec{n}(\vec{B}_1 - \vec{B}_2) = 0.$$

На відміну від коливань струмів та напруг, що розглядаються в теорії кіл, електромагнітні коливання проходять у розподіленому фізичному середовищі. Тому необхідно знати характеристики коливального процесу в усіх точках цього середовища.

1. Якщо існує джерело хвиль, то завжди можна вказати поверхню, до всіх точок якої хвилі поширюються за однаковий час. Сукупність таких точок утворюють поверхню, яка називається *фронтом хвилі*. (або хвильовою поверхнею). Для гармонічних хвиль фронт є поверхнею рівних фаз. В залежності від його форми розрізняють плоскі, циліндричні, сферичні та інші хвилі.

2. *Промінь* – це лінія, вздовж якої коливання поширюються в середовищі.

3. Поперечна хвиля називається *поляризованою*, якщо вздовж усього променю вектор $\vec{E}$ змінюється певним чином. Розрізняють лінійну, кругову та еліптичну поляризацію.

4. *Гармонічною* (монохроматичною) називається хвиля, якщо коливальна величина описується гармонічним законом. Негармонічний хвильовий процес у лінійному середовищі можна представити як суму гармонічних хвиль.

Фазова швидкість (v_ϕ) — це швидкість переміщення поверхні рівних фаз.

Довжина хвилі (λ) — це найменша відстань між точками простору, в яких фази коливань з частотою відрізняються на 2π .

$$\lambda = \frac{v_\phi}{f},$$

де $v_\phi = \frac{c}{\sqrt{\epsilon\mu}}$ – фазова швидкість хвилі у середовищі з діелектричною проникністю ϵ і магнітною проникністю μ ; f – частота коливань.

Хвильове число (k) розраховується за формулою

$$k = \omega \sqrt{\epsilon\epsilon_0\mu\mu_0} = \frac{2\pi}{\lambda},$$

де $\omega = 2\pi a$ – кругова частота.

Хвильовий опір середовища — це опір, який зустрічає електромагнітна хвиля, що поширюється у середовищі або в лінії передачі, за умови відсутності відбиття. Хвильовий опір дорівнює відношенню поперечної компоненти електричного поля до поперечної компоненти магнітного поля

$$Z_0 = \frac{E_\perp}{H_\perp}.$$

Для плоскої хвилі в однорідному середовищі

$$Z_0 = \frac{\sqrt{\mu\mu_0}}{\sqrt{\epsilon\epsilon_0}} = 120\pi \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \text{ (Ом)}.$$

Аналіз електромагнітних полів значно спрощується, якщо коливання у часі гармонічні. Реальні електромагнітні поля можна представити як суму гармонічних коливань різних частот, які описуються функціями $\sin(\omega t + \varphi)$ або $\cos(\omega t + \varphi)$. Згідно методу комплексних амплітуд кожній скалярній функції

$$a(t) = a \cos(\omega t + \varphi)$$

ставиться у відповідність комплексна функція

$$\dot{a}(t) = ae^{j(\omega t + \varphi)} = \dot{a}e^{j\omega t}, \quad (1.1)$$

де a – амплітуда коливання; ω – кругова частота; φ – початкова фаза; $\dot{a} = ae^{j\varphi} = a(\cos\varphi + j\sin\varphi)$ – комплексна амплітуда.

Тоді поля, що аналізуються описуються реальною частиною $\dot{a}(t)$:

$$a(t) = \text{Re}[\dot{a}(t)] = \text{Re}[\dot{a}e^{j\omega t}]$$

Користуючись методом комплексних амплітуд математичні операції з ними можна проводити як з векторами. Так для показникової форми (1.1) множення величини $\dot{a} = ae^{j\varphi}$ на $e^{j\alpha}$ еквівалентно повороту вектора $\dot{a}$ на кут α .

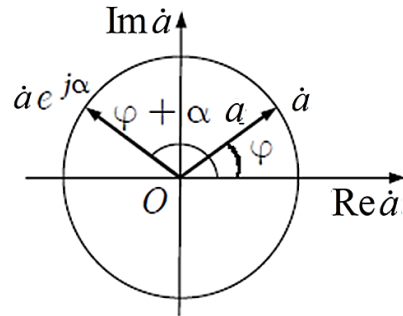


Рисунок 1.1 — Відображення сигналів у комплексній площині

Децибели

Зміна потужності вихідного сигналу (P_{out}) в децибелах відносно потужності вхідного сигналу (P_{in}) визначається за формулою

$$A = 10 \lg \frac{P_{out}}{P_{in}} \text{ (дБ)},$$

що еквівалентно зміні потужності у відносних одиницях:

$$K_P = \frac{P_{out}}{P_{in}} = 10^{0,1A} \text{ (відн. од.)}.$$

Якщо система з N каскадно з'єднаних пристроїв, які мають коефіцієнти передачі $K_{P1}, K_{P2}, \dots, K_{PN}$ (і відповідно в децибелах: $A_1, A_2, \dots, A_N$), то загальний коефіцієнт передачі у відносних одиницях визначається як

$$K_{P\Sigma} = K_{P1} \cdot K_{P2} \cdot \dots \cdot K_{PN},$$

а в децибелах —

$$A_\Sigma = A_1 + A_2 + \dots + A_N.$$

Отже операція множення замінюється на більш просту операцію додавання. Співвідношення між деякими значеннями A і K_P наведені в табл. 1.1.

Таблиця 1.1

A, дБ	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
K_P	1,00	1,26	1,58	2,00	2,51	3,16	3,98	5,01	6,31	7,94
A, дБ	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
K_P	10,00	12,59	15,85	19,95	25,12	31,62	39,81	50,12	63,10	79,43

Слід зазначити, якщо потрібно визначити зміну у децибелах «силових» величин: напруги, струму, напруженості електричного чи магнітного поля, тощо, то треба користуватись, наприклад, для напруг формулою

$$A = 20 \lg \frac{U_{out}}{U_{in}} \text{ (дБ)}.$$

Тоді коефіцієнт передачі з напруги визначається за формулою

$$K_U = \frac{U_{out}}{U_{in}} = 10^{0,05A} \text{ (відн. од.)}.$$

Співвідношення між деякими значеннями A і K_U наведені в табл. 1.2.

Таблиця 1.2

A, дБ	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
K_U	1,00	1,12	1,26	1,41	1,58	1,78	2,00	2,24	2,51	2,82	3,16
A, дБ		11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
K_U		3,55	3,98	4,47	5,01	5,62	6,31	7,08	7,94	8,91	10

Для абсолютних значень потужності часто використовується одиниця **дБм (dBm)**. Співвідношення потужністю в **дБм** та потужністю в **мВт** приведено табл. 1.3.

Таблиця 1.3

дБм	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
мВт	1,00	1,26	1,58	2,00	2,51	3,16	3,98	5,01	6,31	7,94
дБм	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
мВт	10,00	12,59	15,85	19,95	25,12	31,62	39,81	50,12	63,10	79,43

Коефіцієнт підсилення антени визначають в одиницях **дБі (dBi)**, що означає порівняння (в децибелах) відносно ізотропного випромінювача.

Ізотропний випромінювач — це фізична модель, що описує антену, діаграма спрямованості якої є сферою, тобто сигнал випромінюється з рівномірною інтенсивністю в усі боки.

Приклади розв'язку завдань

Приклад 1.1

До котушки з індуктивністю 10 мкГн прикладають змінну напругу частотою $f = 300$ МГц напругу та амплітудою $U = 1$ В. Чому дорівнює амплітуда струму через котушку та як співвідносяться фази вказаних напруги і струму?

Розв'язок

Вважаємо, що котушка не має втрат, тоді її імпеданс

$$Z_L = j\omega L = j2\pi fL = j18,8 \cdot 10^3 \text{ (Ом)}.$$

Струм і напруга мають однакову частоту. Нехай початкова фаза напруги дорівнює 0. Тоді комплексна амплітуда напруги

$$\dot{U} = 1 \cdot e^{j0} = 1 \text{ (В)}.$$

А комплексна амплітуда струму, що тече через котушку:

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}}{Z_L} = \frac{1}{j18,8 \cdot 10^3} = 5,3 \cdot 10^{-5} \cdot e^{-j\frac{\pi}{2}} \text{ (А)}.$$

Отже амплітуда струму дорівнює 53 мкА, а різниця фаз напруги та струму

$$\varphi_U - \varphi_I = 0 - \left(-\frac{\pi}{2}\right) = \frac{\pi}{2},$$

тобто струм відстає від напруги.

Приклад 1.2

Потужність на вході підсилювача складає $P_{in} = 3$ дБм, а його коефіцієнт підсилення визначена дорівнює $K = 10$ дБ. Визначити вихідну потужність підсилювача.

Розв'язок

Всі величини, в яких одиницями виміру є похідні від дБ (дБм, дБі, дБс) підсумовуються зі звичайними децибелами (дБ), проте результат буде саме в цих одиницях (дБм, дБі, дБс).

Тому на виході підсилювача буде потужність,

$$P_{out} = 3 + 10 = 13 \text{ (дБм)},$$

або згідно з табл. 13 приблизно 20 мВт.

Завдання для самостійної роботи

1. Чому дорівнює хвильовий опір середовища з відносною діелектричною проникністю 16 та відносною магнітною проникністю 100?

2. Частота мобільного зв'язку складає 1,8 ГГц, а Wi-Fi — 2,6 ГГц. Визначити довжини хвиль для цих частот у вакуумі.

3. Струм частотою 1 ГГц і амплітудою 1 мА тече через конденсатор, ємність якого 10 пФ. Чому дорівнює амплітуда напруги на конденсаторі? Як співвідносяться фази вказаних струму і напруги? (вважати, що розміри конденсатора значно менші за довжину хвилі).

4. Розрахувати значення K_P для від'ємних значень $A = -1\text{дБ}, -2\text{дБ}, -3\text{дБ}, \dots -10\text{дБ}$.

5. Розрахувати коефіцієнт підсилення тракту в децибелах, структурна схема якого наведена на рис. 1.2

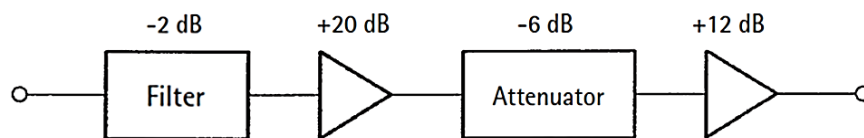


Рисунок 1.2 — Структурна схема мікрохвильового тракту

6. Розрахувати значення вихідної потужності в дБм та в мВт на виході кожного пристрою, якщо величина вхідної потужності +10 дБм (рис. 1.3).

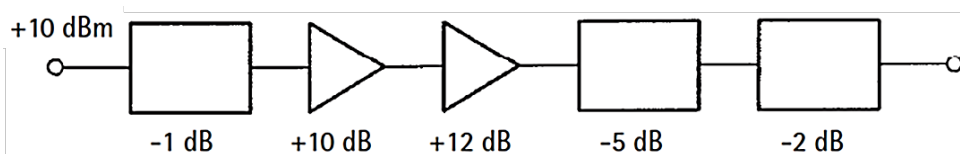


Рисунок 1.3 — Структурна схема мікрохвильового тракту

Практичне заняття 2

Визначення основних параметрів лінії передачі з навантаженням

Завдання

1. Визначення режиму роботи лінії передачі.
2. Розрахунок коефіцієнта відбиття та КСХН для навантаженої лінії.

Мета заняття

Вивчити схему заміщення нескінченної довгої лінії, навчитися розраховувати її параметри

Основні теоретичні відомості

Аналіз НВЧ кіл передбачає визначення падаючої та відбитої хвилі напруги в лінії передачі. Нехай падаюча хвиля позначена $U_{\text{пад}}$, відбита — $U_{\text{відб}}$ (рис. 2.1а). Суперпозиція цих хвиль призводить до зміни амплітуди електромагнітних (ЕМ) коливань вдовж лінії. У певних точках амплітуда коливань максимальна (падаюча і відбита хвиля – синфазні. Такі точки називають *пучностями*. Проте є точки, де фази падаючої та відбитої хвиль протилежні. У цих точках амплітуда ЕМ коливань мінімальна. Це – *вузли* (рис. 2.1б).

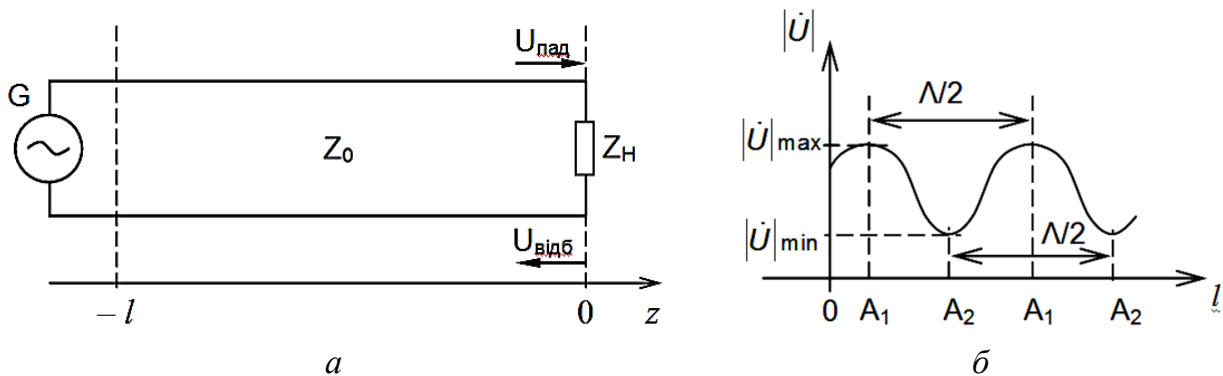


Рисунок 2.1 — Хвилі напруги в лінії передачі (а) та розподіл амплітуди коливань (б)

Якщо хвильовий опір лінії – Z_0 , а навантаження — Z_H , то іноді розглядають нормований опір навантаження $z_H = Z_H/Z_0$.

Аналогічно для провідностей $Y_0 = 1/Z_0$ і $Y_H = 1/Z_H$ вводять нормовану провідність навантаження $y_H = Y_H/Y_0$.

В залежності від співвідношення опору навантаження Z_H та хвильового опору лінії передачі розрізняють чотири режими роботи (рис. 2.2).

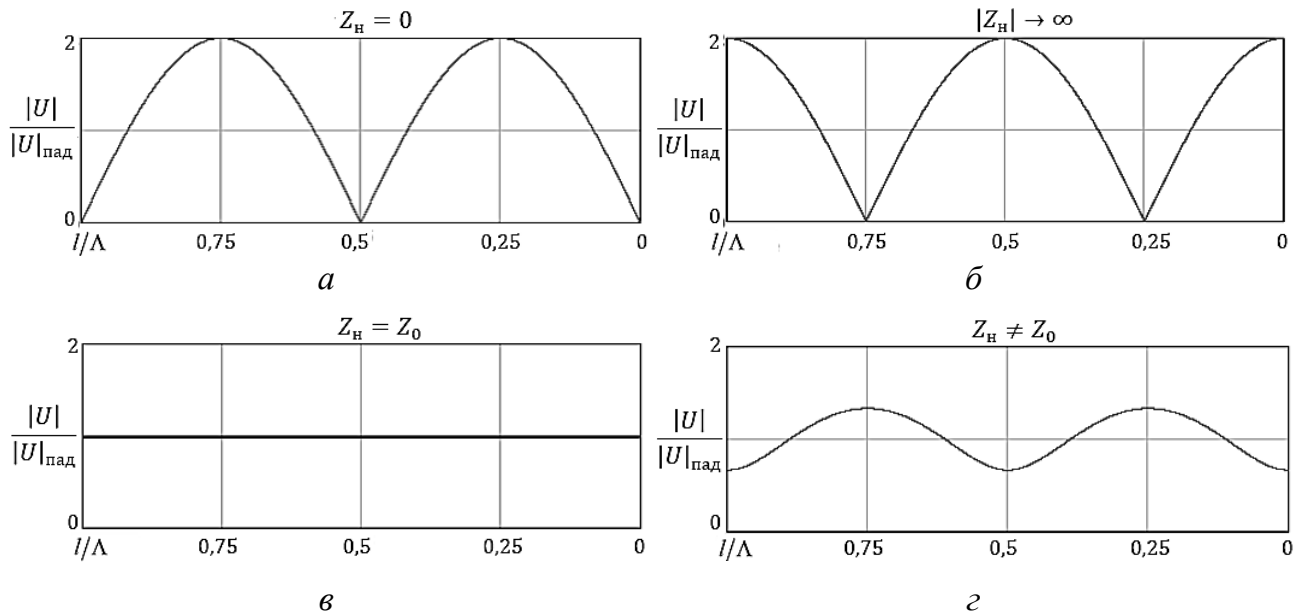


Рисунок 2.2 — Режими роботи лінії передачі

Якщо хвиля напруги повністю відбивається від навантаження, то в лінії реалізується *режим стоячої хвилі*. У такому випадку амплітуда коливань у вузлу дорівнює 0, а амплітуда коливань у пучності вдвічі більша, ніж у падаючої хвилі. Такий режим реалізується, коли лінія коротко замкнена (рис. 2.2а) — режим короткого замикання, або розімкнена (рис. 2.2б) — режим холостого ходу. У першому випадку у перерізі навантаження знаходиться вузол, у другому він розташований відстані у чверть хвилі від нього.

Режим стоячої хвилі також буде, якщо навантаження чисто реактивно, оскільки в такому навантаженні фази струму та напруги відрізняються на 90° , і активна потужність не поглинається навантаженням. Причому якщо навантаженням є ємність, то поблизу нього буде вузол, а далі — пучність. Для індуктивного навантаження поблизу буде розташована пучність, а потім — вузол.

Коли опір навантаження є чисто активним і точно дорівнює хвильовому опору лінії, то відбитої хвилі не буде, і амплітуда коливань однакова у будь-якій точці лінії (рис. 2.2в). Це режим *біжучої хвилі*. Уся потужність передається в навантаження.

Якщо опір навантаження відрізняється від хвильового опору лінії передачі (але не дорівнює нулю або не є нескінченним), то в такому разі хвиля від навантаження відбивається не повністю, і тому амплітуда коливань у вузлу вже ненульова, а у пучності, але й не вдвічі більша за амплітуду падаючої хвилі (рис. 2.2г). Цей режим називається *змішаним*.

У випадку чисто активного навантаження, яке більше хвильового опору лінії ($R_H > Z_0$), у його перерізі буде розташована пучність, а у протилежному випадку ($R_H < Z_0$) — вузол.

Коефіцієнтом відбиття називається відношення комплексних амплітуд напруг відбитої та падаючої хвиль. Коефіцієнт відбиття у перерізі навантаження $z = 0$ (рис. 2.3) дорівнює

$$\dot{\Gamma}(0) = \dot{\Gamma}_H = \frac{\dot{U}_{\text{відб}}}{\dot{U}_{\text{пад}}}\bigg|_H = |\dot{\Gamma}_H| e^{j\varphi_H}.$$

У перерізі лінії, яке знаходиться на відстані l у бік генератора ($z = -l$), коефіцієнт відбиття дорівнюватиме

$$\dot{\Gamma}(-l) = \dot{\Gamma}_H e^{j2\beta l},$$

де $\beta = 2\pi/\Lambda$ — фазовий коефіцієнт, а Λ — довжина хвилі в лінії передачі.

Зв'язок між коефіцієнтом відбиття та імпедансом навантаження у перерізі $z = 0$ (рис. 2.4) такий:

$$Z_H = Z_0 \frac{1 + \dot{\Gamma}_H}{1 - \dot{\Gamma}_H}, \quad \dot{\Gamma}_H = \frac{Z_H - Z_0}{Z_H + Z_0} \quad (2.1)$$

Коефіцієнтом стоячої хвилі з напруги (*КСХН*) називають відношення

$$КСХН = |\dot{U}|_{\max}/|\dot{U}|_{\min} = |\dot{E}|_{\max}/|\dot{E}|_{\min}, \quad (2.2)$$

де $|\dot{U}|_{\max}$ та $|\dot{U}|_{\min}$ — максимальне і мінімальне значення амплітуди напруги.

КСХН є скалярною величиною. Її зв'язок з модулем коефіцієнта відбиття

$$КСХН = \frac{1 + |\dot{\Gamma}|}{1 - |\dot{\Gamma}|}, \quad |\dot{\Gamma}| = \frac{КСХН - 1}{КСХН + 1}. \quad (2.3)$$

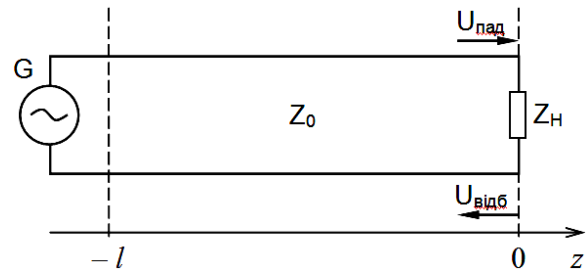


Рисунок 2.3 — До визначення коефіцієнта відбиття

Вхідний опір лінії передачі з комплексним навантаженням — це відношення напруги до струму на вході лінії:

$$Z_{\text{вх}} = \frac{\dot{U}_{\text{вх}}}{\dot{I}_{\text{вх}}} = Z_0 \frac{1 + \dot{\Gamma}_{\text{н}} e^{-2\gamma l}}{1 - \dot{\Gamma}_{\text{н}} e^{-2\gamma l}} = \frac{Z_{\text{н}} + Z_0 \text{th}(\gamma l)}{Z_0 + Z_{\text{н}} \text{th}(\gamma l)}. \quad (2.4a)$$

Для лінії передачі без втрат

$$Z_{\text{вх}} = \frac{Z_{\text{н}} + Z_0 \text{tg}(\beta l)}{Z_0 + Z_{\text{н}} \text{tg}(\beta l)}. \quad (2.4б)$$

Отже опір, на який навантажується генератор через лінію передачі, не є сумою хвильового опору ЛП та навантаження $Z_{\text{н}}$.

Для навантаженої лінії передачі імпеданс у вузлу є дійсною величиною $R_{\text{вузл}}$, яка розраховується за формулою

$$R_{\text{вузл}} = Z_0 / KCH, \quad (2.5)$$

а в пучності —

$$R_{\text{пучн}} = Z_0 \cdot KCH. \quad (2.6)$$

Приклади розв'язку завдань

Приклад 2.1

Нормована провідність навантаження складає $y_{\text{н}} = j0,5$. Хвильовий опір лінії передачі дорівнює $Z_0 = 50$ Ом. Визначити опір навантаження.

Розв'язок

Нормований опір навантаження дорівнює $z_{\text{н}} = Z_{\text{н}}/Z_0$.

$$Y_0 = 1/Z_0 = 0,02 \text{ См.}$$

Відповідно

$$Y_{\text{н}} = 1/Z_0 = 0,02 \text{ См.}$$

Звідси визначаємо

$$Z_{\text{н}} = 1/Y_{\text{н}} = 1/j0.01 = -j100 \text{ (Ом)}.$$

Приклад 2.2

Визначити характер навантаження та режим роботи лінії передачі, якщо розподіл амплітуди має вигляд, як показано на рис. 2.4. Навантаження знаходиться у точці $z = 0$.

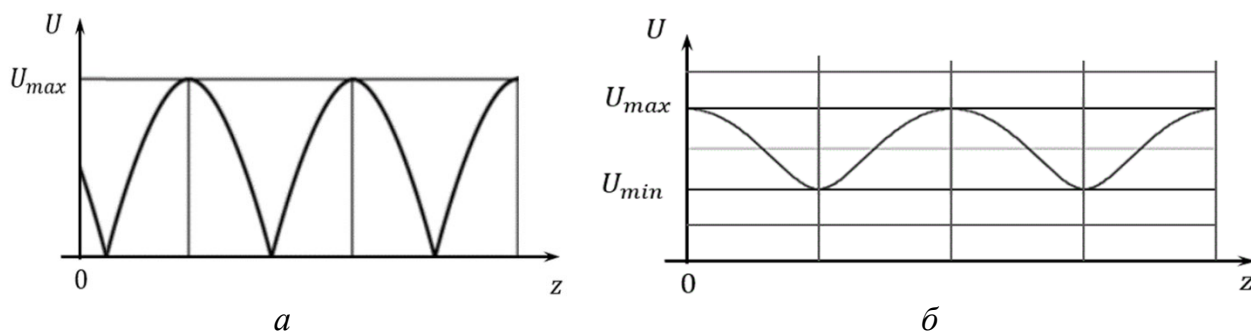


Рисунок 2.4 — Розподіл амплітуди коливань в лінії для різних навантажень

Розв'язок

На рис. 2.3а розподіл амплітуди відповідає чисто ємнісному навантаженню, оскільки ближче до нього розташований вузол.

На рис. 2.3б наведено розподіл амплітуди для чисто активного навантаження, опір якого більше, ніж хвильовий опір лінії передачі. У перерізі навантаження знаходиться пучність.

Приклад 2.3

На рис. 2.5 зображено розподіл амплітуди напруги в навантаженій лінії передачі. Визначити модуль коефіцієнта відбиття $|\Gamma|$.

Розв'язок

За формулою (2.2) визначаємо

$$КСХН = |\dot{U}|_{\max} / |\dot{U}|_{\min} = 4.$$

Згідно з виразом (2.3)

$$|\Gamma| = \frac{КСХН - 1}{КСХН + 1} = \frac{4 - 1}{4 + 1} = 0,6.$$

Приклад 2.4

На рис. 2.4 зображено графік стоячої хвилі напруги в навантаженій лінії передачі з хвильовим опором 75 Ом. Положення навантаження відповідає координаті $z = 0$. Визначити опір в пучності хвилі напруги.

Розв'язок

Імпеданс у вузлу дійсний. $КСХН = 4$ (див. приклад 2.3).

Тоді за формулою (2.6) отримаємо

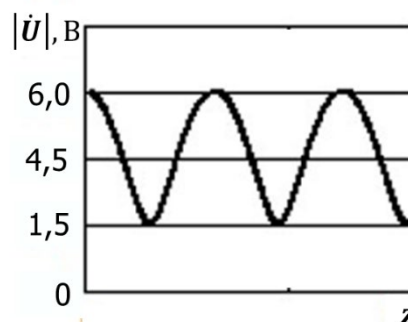


Рисунок 2.5 — Розподіл амплітуди напруги

$$R_{\text{вузл}} = Z_0 \cdot KСХН = 75 \cdot 4 = 300 \text{ (Ом)}. \quad (2.5)$$

Завдання для самостійної роботи

1. Нормована провідність навантаження складає $y_H = 0,2 + j0,5$. Хвильовий опір лінії передачі дорівнює $Z_0 = 50 \text{ Ом}$. Визначити опір навантаження.
2. Визначити характер навантаження та режим роботи лінії передачі, якщо розподіл амплітуди має вигляд, як показано на рис. 2.6. Навантаження знаходиться у точці $z = 0$.

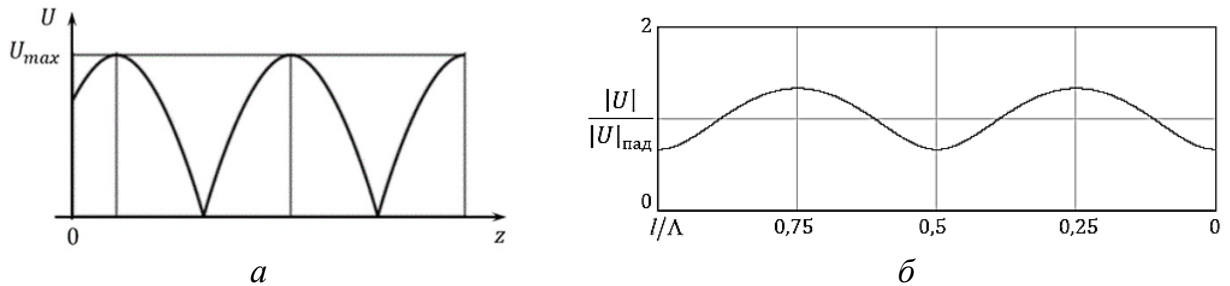


Рисунок 2.6 — Розподіл амплітуди коливань в лінії для різних навантажень

3. У певному перерізі лінії передачі напруга падаючої хвилі складає $U_{\text{пад}} = 2e^{j\pi/6}$, а відбитої — $U_{\text{відб}} = 2e^{-j\pi/6}$. Визначити коефіцієнт відбиття Γ .
4. Модуль коефіцієнта відбиття в навантаженій лінії передачі дорівнює $|\Gamma| = 0,4$. Визначити $KСХН$.

5. Коаксіальна лінія з хвильовим опором $Z_0 = 50 \text{ Ом}$ має індуктивне навантаження $L_H = j50 \text{ Ом}$. Визначити коефіцієнт стоячої хвилі з напруги (КСХН) та модуль коефіцієнта відбиття ($|\Gamma|$) такого навантаження.

6. Навантаження коаксіальної лінії передачі з хвильовим опором 50 Ом дорівнює 0 Ом . Чому дорівнює коефіцієнт відбиття у перерізі навантаження?

7. На рис. 2.7 зображено графік стоячої хвилі напруги в навантаженій лінії передачі з хвильовим опором 50 Ом . Положення навантаження відповідає координаті $z = 0$. Визначити опір в пучності хвилі напруги.

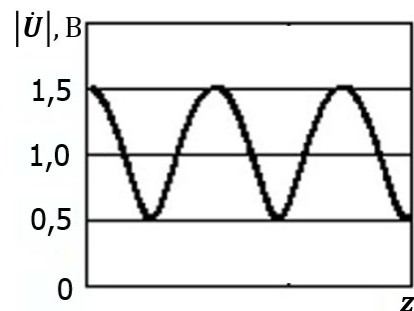


Рисунок 2.7 — Розподіл амплітуди напруги

Практичне заняття 3

Розрахунок параметрів узгоджувального кола на елементах із зосередженими та розподіленими параметрами

Завдання

1. Використання діаграми Сміта для визначення параметрів лінії передачі.
2. Розрахунок узгоджувальний кіл за допомогою діаграми Сміта.

Мета заняття

Навчитися використовувати діаграму Сміта для розрахунку параметрів ліній передачі мікрохвильового діапазону та вузькосмугових узгоджувальних кіл.

Основні теоретичні відомості

Для розрахунку параметрів навантаженої лінії передачі, а також узгоджувальних кіл використовують діаграму Сміта (рис. 3.1), у якій коефіцієнт відбиття відкладається у полярній системі координат, а для визначення взаємозв'язку з опором навантаження нанесені лінії активної і реактивної частини комплексного опору (імпедансу) або комплексної провідності (адмітанса). У наведеній діаграмі вказані величини нормовані відносно хвильового опору Z_0 (або провідності Y_0) лінії передачі.

Існує досить велика кількість електронних версій діаграми Сміта. У даному посібнику використовується програма *Smith V4.1*, з детальним описом якої можна ознайомитися у посібнику [1], демо-версію завантажити з веб-сайту автора [2]. Програма дозволяє проводити розрахунки для будь-якого значення хвильового опору, на відміну від класичної діаграми Сміта, призначеної для нормованих значень. Крім того, у програмі можна задавати режим свіппування (зміни частоти), що дозволяє розраховувати амплітудно-частотні характеристики пристроїв. Проте варто зазначити, що для ліній передачі з T -хвилею (наприклад, коаксіальна, двопровідна) або квазі T -хвилею (мікросмужкова) подібні розрахунки проводити набагато простіше, ніж для хвилеводних через наявність у останніх частотної дисперсії.

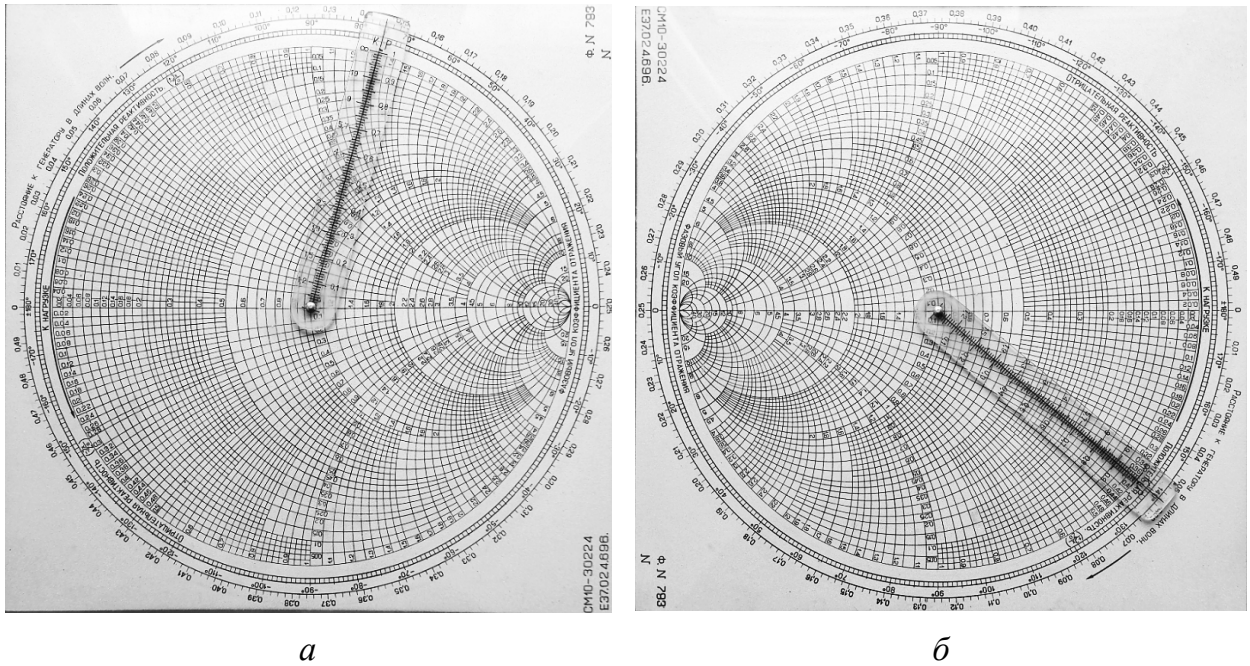


Рисунок 3.1— Діаграма Сміта: імпедансна (*a*) та адмітансна (*б*) площина

Хвильовий опір коаксіальної лінії (рис. 3.2*a*) визначається за формулою

$$Z_0 = \frac{138}{\sqrt{\varepsilon}} \lg \frac{D}{d} \text{ (Ом)}, \quad (3.1)$$

де D і d – відповідно діаметри зовнішнього та внутрішнього провідників лінії, а ε – діелектрична проникність ізоляційного матеріалу між ними.

Для мікросмушкової лінії формули значно складніше. Якщо нехтувати товщиною провідників, то хвильовий опір дорівнює

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{\text{еф}}}} \ln \left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right) \text{ (Ом)} & \text{для } \frac{W}{h} \leq 1, \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{\text{еф}}} \left[W/h + 1,393 + 0,667 + \ln(W/h + 1,444) \right]} & \text{для } \frac{W}{h} \geq 1, \end{cases} \quad (3.2)$$

де W – ширина верхньої смужки, а h – товщина діелектричної підкладки мікросмушкової лінії (рис. 3.2*б*).

Ефективна діелектрична проникність $\varepsilon_{\text{еф}}$ дорівнює

$$\varepsilon_{\text{ef}} = \frac{\varepsilon_r}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 h/W}}, \quad (3.3)$$

де ε_r – діелектрична проникність матеріалу підкладки.

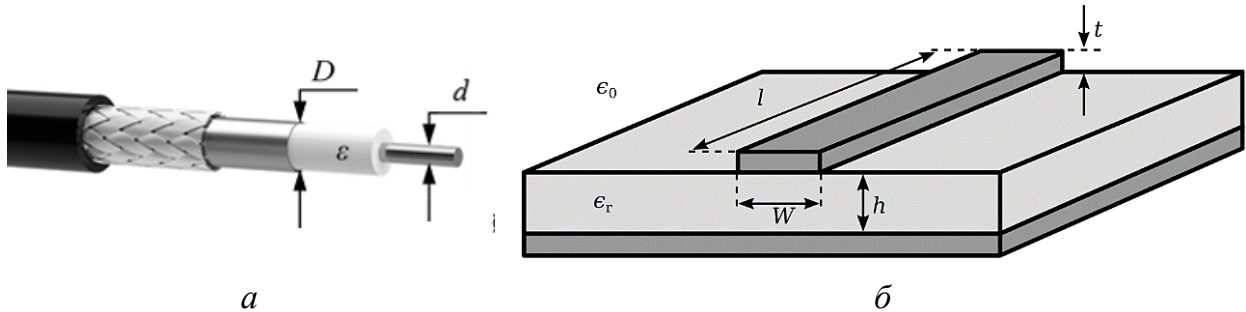


Рисунок 3.2— Конструкція коаксіальної (а) та мікросмужкової (б) ліній

Для спрощення розрахунків мікросмужкових пристроїв часто використовують *on-line* калькулятори або довідникові таблиці та графіки.

Під *узгодженням* розуміють режим роботи мікрохвильового тракту, який забезпечує передачу сигналу максимальної потужності від джерела (генератора) до навантаження. З погляду теорії довгих ліній це можливо, якщо немає відбиття, тобто реалізовано режим біжучої хвилі.

Умовою узгодження є співвідношення:

$$R_n = Z_0; \quad X_n = 0,$$

де R_n і X_n – активна та реактивна складова імпедансу навантаження (рис. 3.3).

Вважається, що в лінії поширюється тільки одна мода. Рівень узгодження характеризується коефіцієнтом відбиття $|\Gamma|$ або коефіцієнтом стоячої хвилі з напруги $KСХН$, які визначаються за формулами (2.1), (2.3).

Під смугою узгодження розуміють частотний діапазон, в межах якого $KСХН$ не більше певної величини $KСХН_{\text{max}}$ (рис. 3.4), або модуль коефіцієнта відбиття $|\Gamma|$ не перевищує задану величину $|\Gamma|_{\text{max}}$.

Вузькою вважають смугу частот $2\Delta f$, яка складає 1-5% від значення центральної частоти f_0 . *Широкою* вважають смугу узгодження 15-20% та більшу. У цій смузі потрібно забезпечити коефіцієнт стоячої хвилі не більше допустимого $KСХН_{\text{max}}$ (як правило, в межах 1,02÷1,05 для метрологічних завдань і

1,2÷2,5 в інших випадках). Узгодження навантаження з лінією передачі може здійснюватися трьома методами.

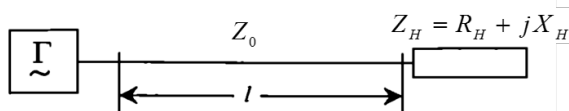


Рисунок 3.3 — Навантажена лінія передачі

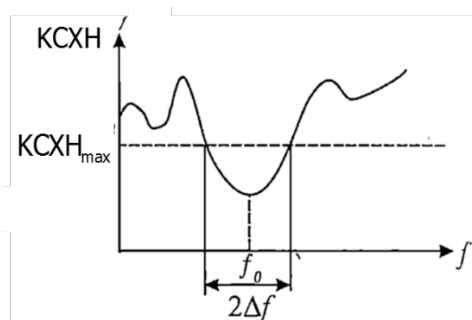


Рисунок 3.4 — Смуга узгодження

Метод створення додаткового відбиття

Узгоджувальний чотириполіусник створює додаткові відбиті хвилі, сума амплітуда яких дорівнює амплітуді хвилі, відбитої від нього, а фаза відрізняється на π . Тому на ділянці від генератора до узгоджувального чотириполіусника відбита хвиля відсутня. Для навантаження, імпеданс якого є комплексною величиною, узгоджувальний чотириполіусник є реактивним і називається узгоджувальним реактивним чотириполіусником (УРЧП). Якщо навантаження чисто активне, то в мікрохвильовому діапазоні узгоджувальний чотириполіусник, як правило, є ступінчастим або плавним переходом, який називається трансформатором активних опорів. Часто УРЧП і такий трансформатор використовуються одночасно.

Метод поглинання відбитої хвилі

Генератор і навантаження з'єднуються через чотириполіусник, який слабо поглинає хвилю, що поширюється в бік навантаження і сильно — відбиту хвилю і, наприклад, феритовий вентиль.

Метод поглинання падаючої та відбитої хвиль

У даному випадку узгоджувальний чотириполіусник є взаємним. Як правило, це — атенюатор, який поглинає і пряму, і відбиту хвилю.

Відомо, що за відсутності узгодження в лінії спостерігаються максимуми і мінімуми напруги та максимуми і мінімуми струму. Тому вхідний імпеданс відрізка лінії передачі з хвильовим опором Z_0 з навантаженням Z_H залежить не

тільки від амплітуд струму та напруги, а також від довжини цього відрізка (див. формули 2.4а, б). У цих формулах $\beta = 2\pi/\Lambda$, Λ – довжина хвилі в лінії передачі, а $\lambda = c/f$ – довжина хвилі у вільному просторі (c – швидкість світла, f – частота). Для коаксіальної лінії $\Lambda = \lambda/\sqrt{\epsilon}$ (ϵ – діелектрична проникність матеріалу між провідниками), для мікросмужкової лінії $\Lambda = \lambda/\sqrt{\epsilon_{\text{еф}}}$ (величина $\epsilon_{\text{еф}}$ розраховується за формулою (3.3) або іншими засобами). Знання величини Λ необхідно для правильного розрахунку параметрів узгоджувального кола за допомогою діаграми Сміта.

Приклади розв'язку завдань

Приклад 2.1

Навантаження з імпедансом $Z_{\text{н}} = 20 + j75$ (Ом) підключено до коаксіальної лінії, яка має хвильовий опір $Z_0 = 50$ Ом і діелектричну проникність середовища між провідниками $\epsilon = 1,45$. Робоча частота складає 1 ГГц. Визначити коефіцієнт відбиття $\dot{\Gamma}$ та $K_{\text{СХН}}$ у перерізі навантаження.

Розв'язок

Значення $\dot{\Gamma}$ та $K_{\text{СХН}}$ будемо визначаємо за допомогою програми *Smith v4.1*. Інтерфейс програми, її можливості та використання для розрахунку узгоджувальних мікрохвильових кіл викладено в посібнику [1]. Після запуску програми в діалоговому вікні *Settings* потрібно задати хвильовий опір лінії передачі та частоту, на якій здійснюється узгодження (рис. 3.4).

Далі задаємо імпеданс навантаження $Z_{\text{н}} = 20 + j75$ (Ом) у діалоговому вікні *Data Point* (рис. 3.5). Для цього натиснути клавішу *Keyboard* панелі інструментів. Після введення імпедансу на діаграмі Сміта у лівій частині робочого вікна відобразиться точка DP1 (див. рис. 3.5), а у правій частині буде еквівалентна схема (*Schematic*), значення імпедансу, добротності лінії та частоти у розрахункових точках, поки що в однієї (*Datapoints*), електричні параметри: V_{SWR} ($K_{\text{СХН}}$) та інші, що відповідають курсору (*Cursor*). Розрахунок за формулами (2.4а) або (2.4б) не завжди зручний. Тому на практиці використовують діаграму Сміта. Це область значень комплексного коефіцієнта відбиття Γ у полярній системі координат (радіус — $|\Gamma|$, а кут $\arg(\Gamma)$).

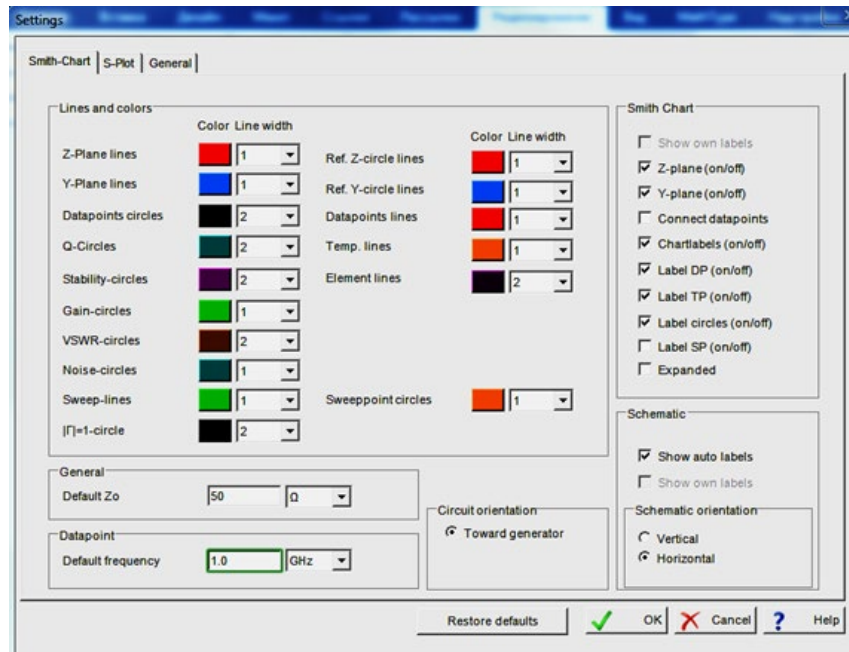


Рисунок 3.4 — Задання вихідних даних у програмі **Smith**

В цієї області нанесено сітку значень в омах активних R та реактивних X опорів ($Z = R + jX$) та сітку значень в мілісіменсах активної G та реактивної B провідності ($Y = G + jB$).

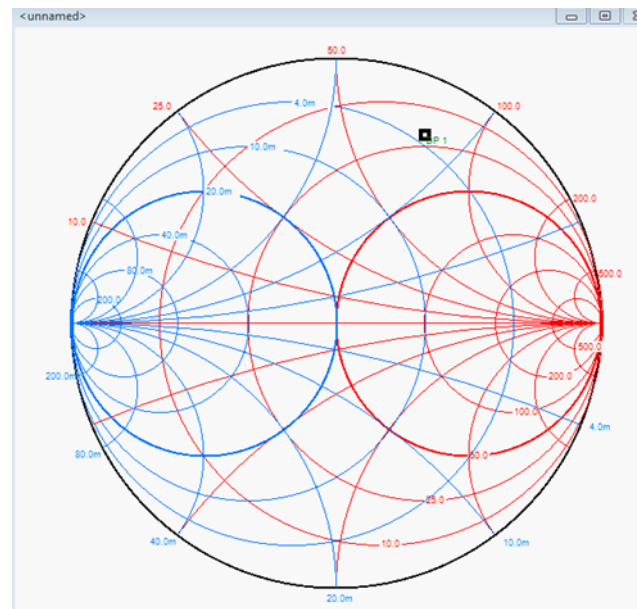
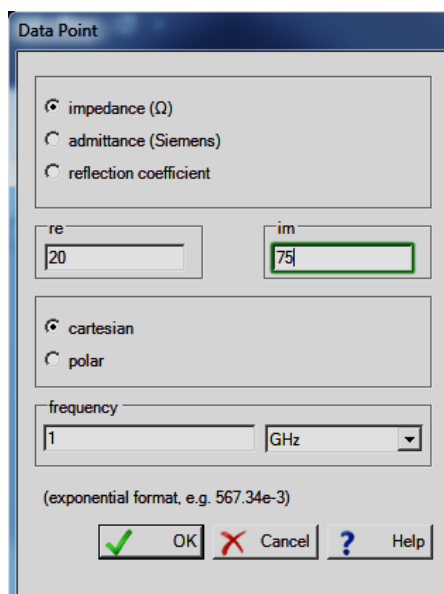


Рисунок 3.5 — Задання значення імпедансу навантаження

Сітка імпедансів на рис. 3.5 показана червоним кольором, а провідностей — синім. Центру кола відповідає $\Gamma = 0$ (відбиття немає). Зовнішня границя кола — $|\Gamma| = 1$. Падаюча хвиля повністю відбивається від навантаження. У нашому випадку точці $DP1$ відповідає $|\Gamma| \approx 0,787$, $\arg(\Gamma) \approx 65^\circ$. Значення $K_{СХН}$ складає приблизно 8,37.

Ці дані можна отримати у вікні *Cursor* (рис. 3.6) у правій частині робочого вікна, якщо навести курсор (хрест) на точку імпедансу $DP1$ на діаграмі Сміта.



Рисунок 3.6 — Діалогове вікно *Cursor*

Таким чином, метою узгодження є знаходження параметрів такого пристрою, приєднаного до навантаження, щоб значення вхідного імпедансу $Z_{вх}$ дорівнювалось б хвильовому опору коаксіальної лінії $Z_0 = 50$ Ом, або (що теж саме) його вхідна провідність $Y_{вх}$ дорівнювалась $Y_0 = 20$ мСм.

Приклад 2.2

Для вихідних даних прикладу 2.1 визначити опір у вузлу та пучності.

Розв'язок

Відомо, що імпеданси у пучності $R_{пучн}$ та вузлу $R_{вузл}$ є дійсними (див. заняття 2). Таким чином точки, що їм відповідають, мають бути розташовані на горизонтальному діаметрі діаграми Сміта (рис. 3.5), причому точка $R_{пучн}$ праворуч від центра, а точка $R_{вузл}$ ліворуч. Вони знаходяться на певних відстанях від перерізу навантаження.

Щоб визначити ці відстані треба скористуватися елементом *Line* на панелі інструментів (рис. 3.7), після чого відкриється діалогове вікно *Line Impedance* (рис. 3.8).

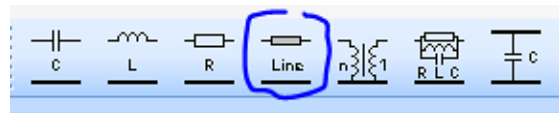


Рисунок 3.7 — Вибір елемента *Line*

Переконаємось, що у полі Z_0 *Line Impedance* вказано потрібне значення хвильового опору (у нашому випадку — 50 Ом). Вводимо у поле ϵ_r значення діелектричної проникності діелектричного заповнювача коаксіальної лінії:

1,45. У полі $\alpha \text{ dB/m(phys.length)}$ залишаємо 0 (втрати в лінії нехтуємо). Поле $L \text{ electr. in } \lambda$ зі значенням 0,25 буде недоступним, і за замовченням задається чвертьхвильовий відрізок. Тиснемо *OK*. В області діаграми з'явиться жовте коло зі стрілкою у напрямку руху годинникової стрілки (рис. 3.9).

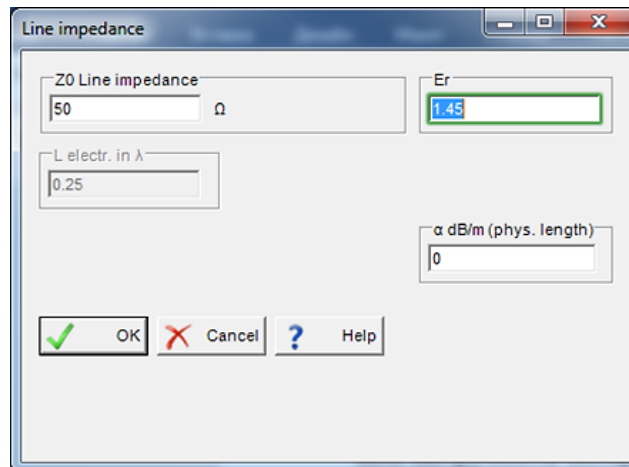


Рисунок 3.8 — Задання параметрів елемента *Line*

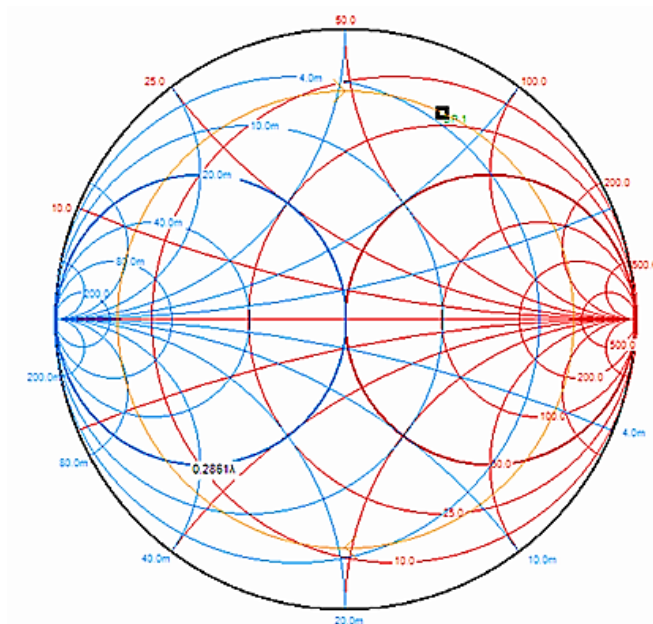


Рисунок 3.9 — Додавання елемента *Line*

Точка перетину жовтого кола у правій частині горизонтального діаметра відповідатиме опору пучності. Його значення $R_{\text{пучн}} \approx 418,7 \text{ Ом}$ визначаємо за допомогою поля *Z* вікна *Cursor* (рис. 3.10).

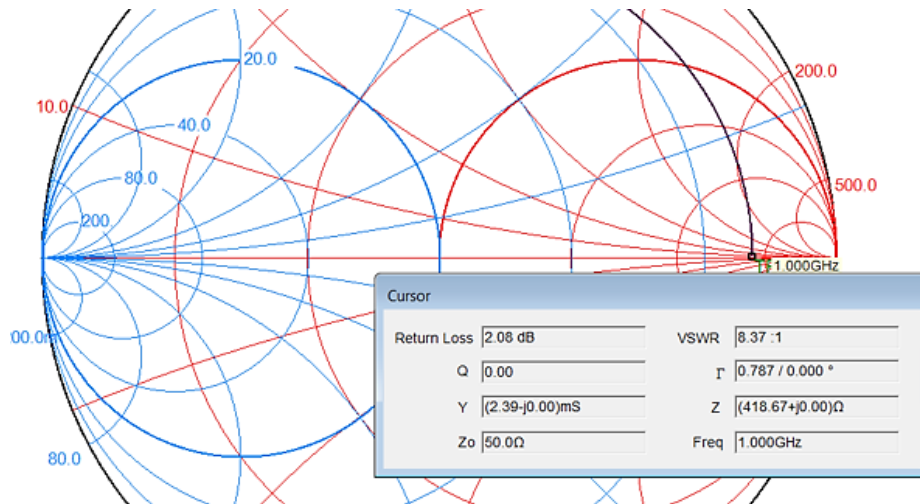


Рисунок 3.10 — Визначення опору в пучності

Аналогічно знайдемо $R_{\text{вузл}} \approx 6,0 \text{ Ом}$ (рис. 3.11).

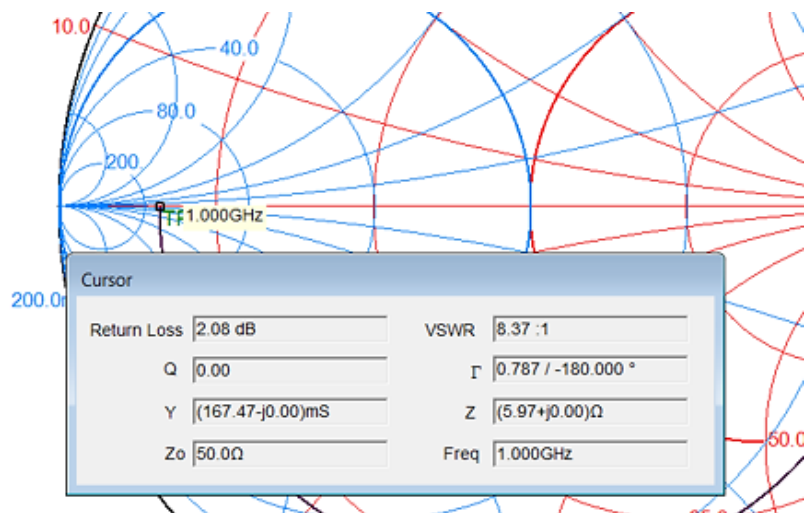


Рисунок 3.11 — Визначення опору у вузлу

Приклад 2.3

Узгодити за допомогою коротко замкнутого шлейфа навантаження, імпеданс якого дорівнює $Z_H = 20 + j75 \text{ (Ом)}$, і коаксіальну лінію, що має хвильовий опір $Z_0 = 50 \text{ Ом}$. Діелектрична проникність середовища між провідниками $\epsilon = 1,45$ (фізично спінюваний поліетилен). Коефіцієнт відбиття має дорівнювати нулю на частоті $f = 1 \text{ ГГц}$.

Розв'язок

У нашому випадку узгодження буде здійснюватися за допомогою коротко замкненого шлейфа (відрізку коаксіальної лінії з тим самим хвильовим опором 50 Ом і замкненого на кінці), який підключається в основну лінію передачі паралельно. Тому алгоритм узгодження полягає у таких діях:

- 1) потрібно відступити від навантаження на таку відстань l^* , щоб дійсна частина вхідного провідності ($Y_{\text{вх}}^* = G^* + jB^*$) навантаженого кабелю дорівнювала $G^* = Y_0 = 20 \text{ мСм}$ (що відповідає хвильовому опору лінії передачі $Z_0 = 50 \text{ Ом}$);
- 2) далі реактивну провідність B^* слід компенсувати протилежною (за знаком) провідністю короткозамкненого шлейфа ($B_s = -B^*$), підключеного на відстані l^* від навантаження;
- 3) відстань l^* та довжина коротко замкненого шлейфа l_s (яка визначає його провідність) розраховуються за допомогою зазначеної програми *Smith*.

Для того, щоб «відступити» від навантаження до місця увімкнення шлейфа необхідно додати відрізок лінії передачі заданого типу. В панелі інструментів вибираємо елемент *Line*, після чого відкриється діалогове вікно *Line Impedance* (рис. 3.8). Переконаємось, що у полі *Z0 Line Impedance* вказано потрібне значення хвильового опору (у нашому випадку — 50 Ом). Вводимо у поле *Er* значення діелектричної проникності діелектричного заповнювача коаксіальної лінії: 1,45. У полі *$\alpha \text{ dB/m(phys.length)}$* залишаємо **0** (втрати в лінії нехтуємо). Поле *L electr.in λ* зі значенням 0,25 буде недоступним, і за замовченням задається чвертьхвильовий відрізок. Тиснемо *OK*. В області діаграми з'явиться жовте коло зі стрілкою у напрямку руху годинникової стрілки (рис. 3.9).

При русі у вказаному напрямку поруч з курсором виводиться значення відстані в довжинах хвилі (в лінії передачі). Через $\Lambda/2$ повернемося в початкову точку. Потрібно досягнути першої точки перетину жовтого кола з синім (яке відповідає Y_0 та позначено 20m — 20 мСм і клікнути лівою кнопкою миші.

На діаграмі з'явиться чорна лінія, що з'єднує точки *DP1* і *TP2*. Відстань між ними є відстанню між навантаженням та шлейфом, що узгоджує (рис. 3.12).

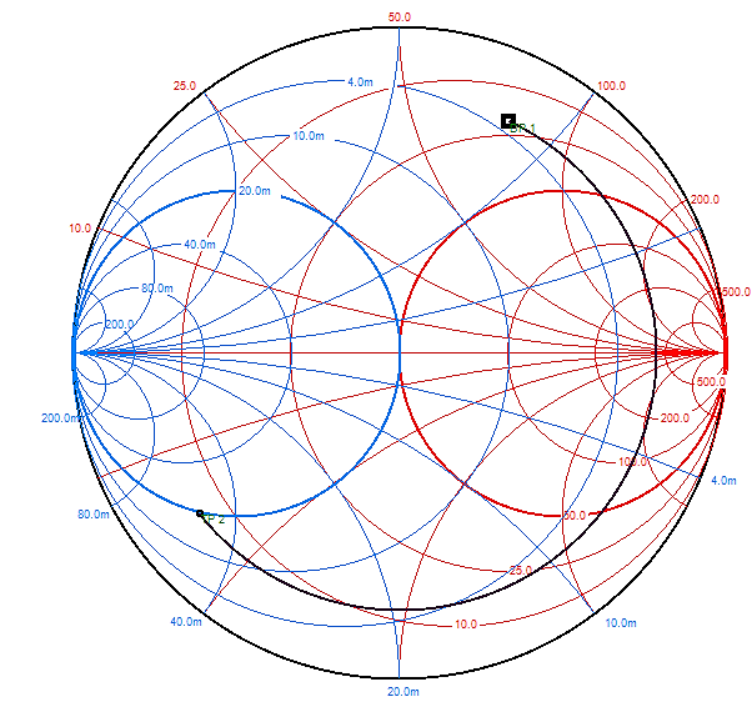


Рисунок 3.12 — Визначення відстані між навантаженням та шлейфом

Навивши курсор (хрестик) на *TP2*, можна побачити у діалоговому вікні *Cursor* що провідність навантаження трансформувалась в провідність $Y = 19,66 + j50,27$ (Ом) (рис. 10, обведене синім кольором). Тобто активна складова провідності приблизно дорівнює хвильової провідності лінії передачі (20 мСм). Реактивна складова Y має ємнісний характер. Отже, потрібно приєднати коротко замкнений шлейф довжиною, меншою за чверть хвилі. Значення відстані l^* можна визначити за допомогою вікна **Schematic** у правій частині робочого вікна програми (рис. 3.13, виділене жовтим). Зверніть увагу, що відстань визначається як (phys), у нашому випадку це — приблизно 71 мм.

Далі вибираємо на панелі інструментів коротко замкнений паралельний шлейф *SS* – Short Stub (рис. 3.14), після чого з'явиться те ж саме вікно, що на рис. 3.8. Оскільки шлейф є відрізком коаксіальної лінії того ж типу, що й основна, то залишаємо в даному вікні все, як є, і тиснемо **ОК**. За допомогою миші встановлюємо курсор у центр діаграми та натискаємо ліву клавішу (рис. 3.15).

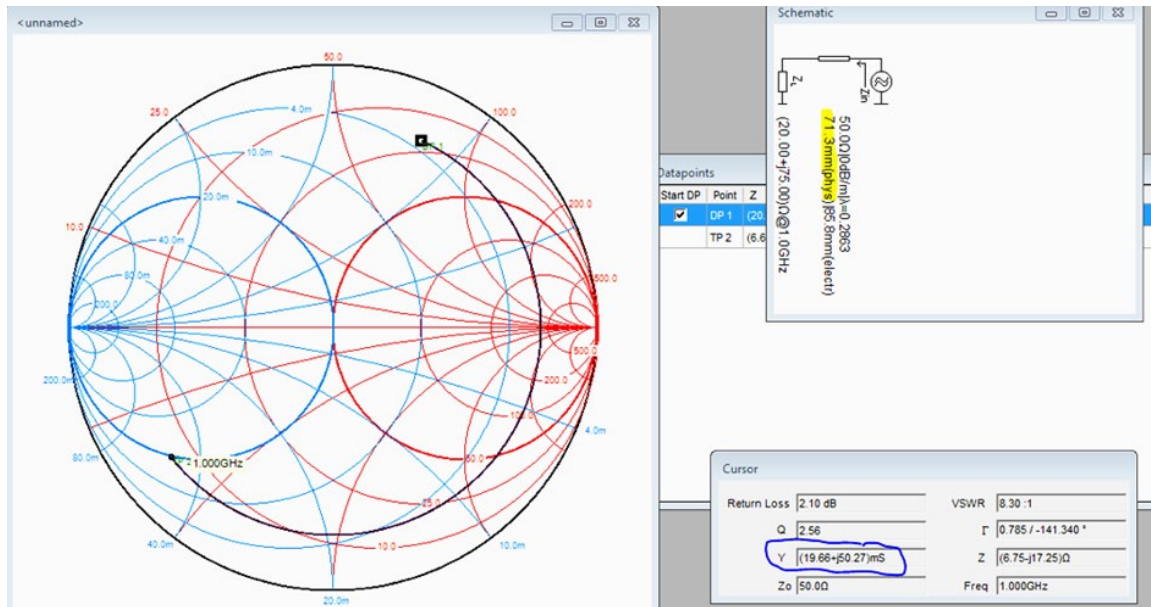


Рисунок 3.13 — Визначення параметрів елементу *Line*

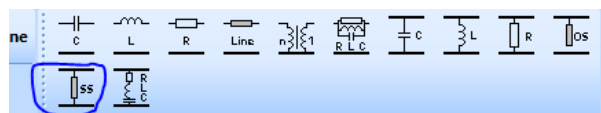


Рисунок 3.14 — Вибір елемента *SS* (коротко замкнений шлейф)

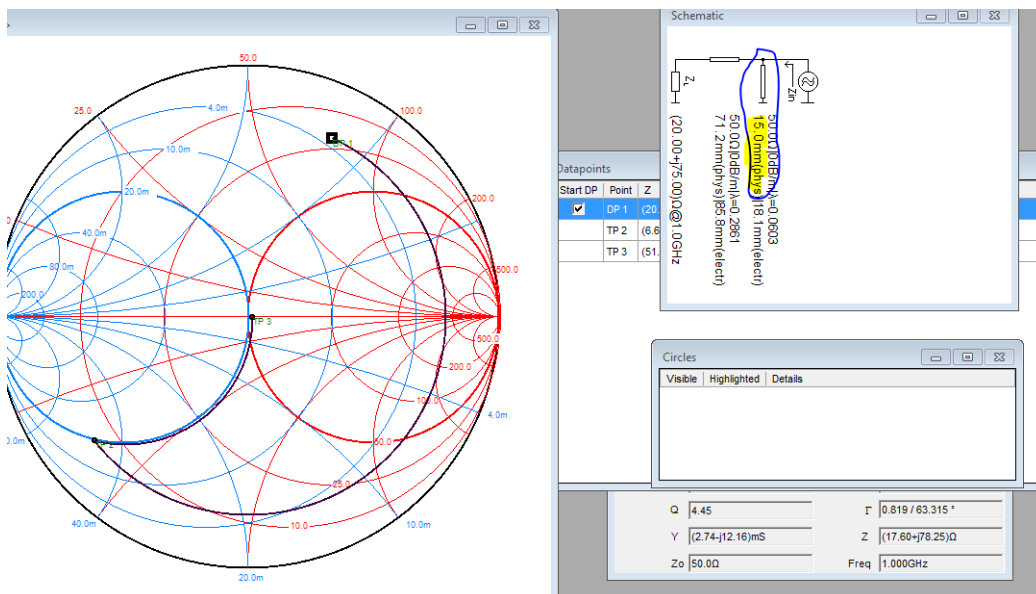


Рисунок 3.15 — Визначення параметрів шлейфа

Довжина коротко замкненого шлейфа l_s також визначається у вікні *Schematic* у правій частині робочого вікна програми (рис. 3.15, виділене жовтим фоном та обведено). Зверніть увагу, що відстань знов визначається як (*phys*), у нашому випадку це — приблизно 15 мм.

Завдання для самостійної роботи

1. Визначити коефіцієнт відбиття Γ та $K_{СХН}$ у перерізі навантаження для вихідних даних варіантів 1 і 2 (табл. 3.1).
2. Визначити опір у вузлу та пучності для вихідних даних варіантів 3 і 4 (табл. 3.1).
3. За допомогою діаграми Сміта визначити розподіл амплітуди коливань у лінії передачі для варіантів 1 і 2 (табл. 3.1).
4. Розрахувати параметри узгоджувального кола навантаження з лінією передачі. Частота, елемент узгодження та діелектрична проникність середовища між провідниками лінії зазначені в табл. 3.1.

Таблиця 3.1 — Варіанти завдань

Варіант	Елементи узгодження	ε	f , ГГц	Z_n , Ом
1	Розімкнений шлейф (<i>OS</i>)	2,28	1,0	125+j25
2	Коротко замкнений шлейф (<i>SS</i>)	1,56	1,5	30 – j125
3	Послідовна індуктивність (<i>L</i>)	1,45	2,0	75+j60
4	Паралельна ємність (<i>C</i>)	2,28	2,5	120 – j125
5	Розімкнений шлейф (<i>OS</i>)	1,56	1,0	140 + j50

Практичне заняття 4

Визначення параметрів та розрахунок АЧХ коаксіального ступінчастого переходу

Завдання

1. Розрахунок параметрів ступінчастого переходу
2. Побудова амплітудно-частотної характеристики переходу

Мета заняття

Опанувати методику розрахунку фільтра нижніх частота та визначення зосереджених елементів на відрізках мікросмужкової лінії передачі.

Основні теоретичні відомості

Однією з проблем, що виникають під час розробки пристроїв НВЧ, є узгодження лінії передачі (ЛП) з навантаженням. В інженерній практиці для цього часто використовують математичний апарат теорії довгих ліній, який дозволяє отримати задовільні результати проектування тільки для основного типу хвилі (одномодовий режим роботи ЛП).

Вважається, що лінія ідеально узгоджена з навантаженням, якщо амплітуда напруги чи струму відбитої хвилі дорівнює нулю. Для ЛП без втрат таке можливо, якщо підключене до її виходу навантаження є чисто активним і дорівнює хвильовому опору лінії Z_0 . Це режим біжучої хвилі, який є оптимальним для передачі енергії від джерела до навантаження.

Метод широкосмугових переходів ґрунтується на використанні відрізків нерегулярної лінії, розміри поперечного перерізу якої (і відповідно хвильового опору) змінюються ступінчасто або плавно вздовж її довжини.

Принцип дії більшості вузькосмугових пристроїв узгодження базується на властивості відрізка ЛП довжини l трансформувати підключене до його виходу навантаження Z_H . (рис. 4.1) У загальному випадку вхідний імпеданс $Z_{вх}$ відрізка лінії без втрат з хвильовим опором Z_0 і навантаженого активним опором R_H є комплексним і визначається виразом

$$Z_{вх} = Z_{TP} \frac{Z_{02} + jZ_{TP}\operatorname{tg}(\beta l)}{Z_{TP} + jZ_{02}\operatorname{tg}(\beta l)},$$

де $\beta = 2\pi/\Lambda$ — коефіцієнт фази; Λ — довжина хвилі в лінії передачі.

Для заданих фіксованих значень Z_H і Λ зміною параметрів Z_0 і l можна таким чином трансформувати імпеданс навантаження і забезпечити виконання умови:

$$Z_{BX} = R_{BX}; X_{BX} = 0.$$

Саме так діє чвертьхвильовий узгоджувальний трансформатор.

Якщо навантаження Z_H чисто активне або узгоджуються дві однотипні лінії передачі з різними хвильовими опорами Z_0 і Z_{01} , то хвильовий опір чвертьхвильового трансформатора визначається як

$$Z_{TP} = \sqrt{R_H Z_0} \quad \text{або} \quad Z_{TP} = \sqrt{R_H Z_0}$$

Розглянемо частотний діапазон узгоджувального чвертьхвильового трансформатора. Смуга робочих частот чвертьхвильового трансформатора залежить від різниці опорів Z_0 та R_H (або Z_0 та Z_{01}), що узгоджуються. Чим вона менше, тим більша смуга узгодження за певним рівнем модуля коефіцієнта відбиття $|\Gamma|$. (рис. 4.2).

Отже чвертьхвильовий трансформатор забезпечує повне узгодження на певній частоті, при відхиленні від якої коефіцієнт відбиття починає зростати. Причому крутизна зростання буде тим менше, чим менше хвильовий опір лінії Z_0 відрізняється від опору активного навантаження R_H (або Z_{01}).

Для покращення характеристик ступінчастого переходу стрибки хвильового опору кожного трансформатора роблять різними. Метод широкосмугових переходів ґрунтується на використанні відрізків нерегулярної лінії, розміри поперечного перерізу

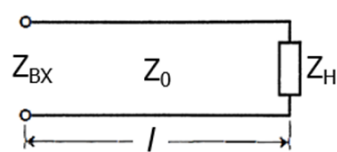


Рисунок 4.1 — Еквівалентна схема навантаженої лінії

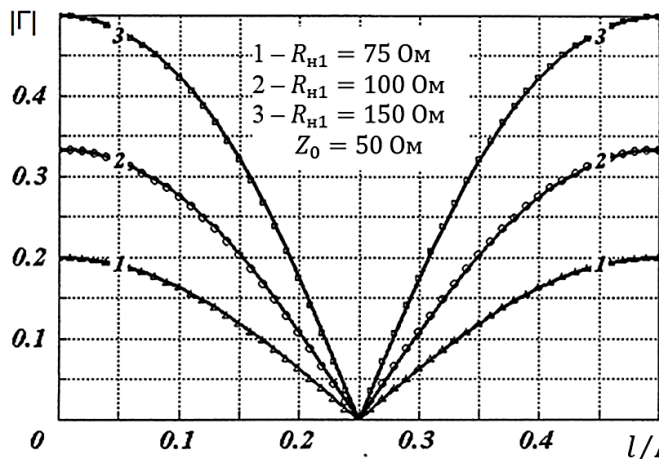


Рисунок 4.2 — Залежність модуля коефіцієнта відбиття чвертьхвильового трансформатора від частоти

якої змінюються ступінчасто або плавно вздовж її довжини, що призводить до поступового перетворення Z_0 в R_H . Якщо таке поступове перетворення Z_0 в R_H реалізується за допомогою послідовного з'єднання декількох чвертьхвильових трансформаторів, то вони утворюють ступінчастий перехід (рис. 4.3).

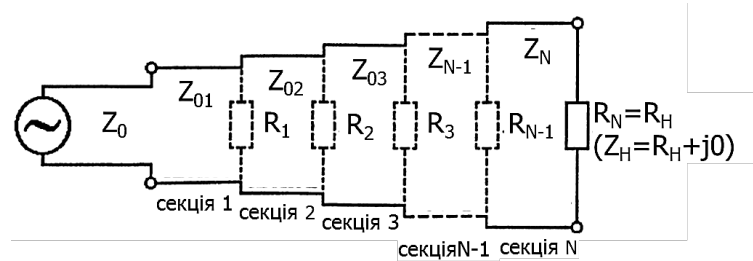


Рисунок 4.3 — Принцип дії ступінчастого переходу

У ступінчастому переході вибір проміжних значень $R_1, R_2, R_3, \dots, R_{N-1}$ по суті визначає хвильові опори кожної секції $Z_{01}, Z_{02}, Z_{03}, \dots, Z_{0N-1}$ (рис. 4.4), які спричиняють локальні коефіцієнти відбиття $\Gamma_1, \Gamma_2, \Gamma_3, \dots$

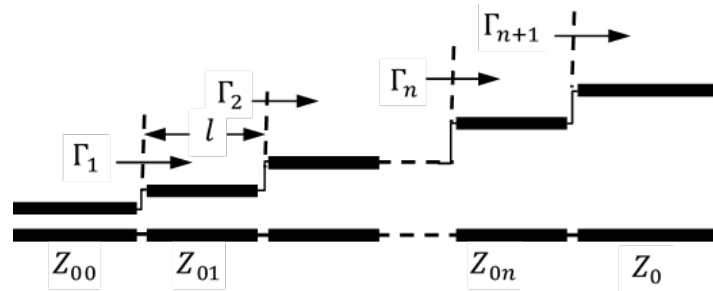


Рисунок 4.4 — Структура ступінчастого переходу

Довжина кожної секції приблизно дорівнює $\Lambda/4$ (Λ – довжина хвилі в лінії передачі). Від кількості та закону зміни опорів секцій залежить частотні характеристики, зокрема залежність коефіцієнта відбиття переходу в заданій смузі частот. Найбільш поширені переходи, у яких стрибки опорів змінюються пропорційно коефіцієнтам бінома Ньютона (біноміальні переходи) або пропорційно поліномам Чебишова (чебишевські переходи).

Для двох ліній передачі, що узгоджуються ступінчастим переходом, найменший хвильовий опір позначимо Z_{00} , а більший Z_0 .

Приведеними хвильовими опорами секцій переходу називають

$$\rho_i = Z_{0i}/Z_{00},$$

а перепадом хвильового опору —

$$R = R_n/Z_0.$$

Іноді роль навантаження відіграє інша лінія передачі, хвильовий опір якої відрізняється від хвильового опору першої лінії. У такому разі ступінчастий перехід узгоджує дві однотипні лінії передачі.

Номінальний коефіцієнт передачі з потужності

$$K_P(\omega) = P_n(\omega)/P_0(\omega) = 1 - |\dot{\Gamma}(\omega)|^2.$$

Функція загасання

$$L(\omega) = \frac{1}{K_P(\omega)} = \frac{1}{1 - |\dot{\Gamma}(\omega)|^2}.$$

Показано, що для ступінчастого переходу частотна залежність робочого загасання завжди поліноміальна і описується формулою

$$L = 1 + P^2(\cos\theta),$$

де $P(\cos\theta)$ – поліном парний або непарний; $\theta = 2\pi l/\Lambda$; Λ – довжина хвилі в лінії передачі; l – довжина каскаду переходу.

Смуга пропускання ступінчастого переходу для заданого значення

$$\delta_\Pi = 2 \frac{\theta_\Pi - \theta_{-\Pi}}{\theta_\Pi + \theta_{-\Pi}} = 2 \frac{\Lambda_{-\Pi} - \Lambda_\Pi}{\Lambda_{-\Pi} + \Lambda_\Pi}.$$

Якщо у відрізках ліній, з яких складається перехід, немає дисперсії, то

$$\delta_\Pi = 2 \frac{f_\Pi - f_{-\Pi}}{f_\Pi + f_{-\Pi}} = \frac{2\Delta f_\Pi}{f_0}.$$

Часто використовується також коефіцієнт *перекриття діапазону*

$$\frac{\Lambda_{-\Pi}}{\Lambda_\Pi} = \frac{1 + (\delta_\Pi/2)}{1 - (\delta_\Pi/2)}.$$

Смуга пропускання ступінчастого переходу пов'язана допустимим рівнем узгодження в цієї смугі. Рівень узгодження характеризується допустимим модулем коефіцієнту відбиття у смугі пропускання або допустимим загасанням

$$b_\Pi = 10\lg L = 10\lg \frac{1}{1 - |\Gamma|_{\max}^2}.$$

Іноді користуються поняттям смуги загородження переходу

$$\delta_3 = 2 \frac{\Theta_3 - \Theta_{-3}}{\Theta_3 + \Theta_{-3}} = 2 \frac{\Lambda_{-3} - \Lambda_3}{\Lambda_{-3} + \Lambda_3}$$

та рівнем загородження

$$b_3 = 10 \lg L_3.$$

Перехід з характеристикою Баттерворта. Ступінчастим переходом з максимально пласкою частотною характеристикою називається перехід, функція робочого загасання якого описується виразом

$$L = 1 + Q^{2n} \cos^{2n} \Theta. \quad (4.1)$$

Узагальнений графік такої функції наведено на рис. 4.5а.

Чебишевський перехід. Для переходу з чебишевською частотною характеристикою функція робочого загасання описується виразом

$$L = 1 + h^2 T_n^2(\cos \Theta / S), \quad (4.2)$$

де $\Theta = 2\pi/\Lambda$, а параметри h і S розраховуються за формулами:

$$h = |\Gamma|_{\max} / \sqrt{1 - |\Gamma|_{\max}^2}; \quad (4.3)$$

$$\frac{1}{S} = ch \frac{1}{n} \text{Arch} \left[\frac{R-1}{2\sqrt{R}} \cdot \frac{\sqrt{1 - |\Gamma|_{\max}^2}}{|\Gamma|_{\max}} \right]. \quad (4.4)$$

Функції T_n є поліномами Чебишева 1-го роду

$$T_n(x) = \begin{cases} \cos(n \arccos x), & -1 \leq x \leq 1 \\ \text{ch}(n \text{Arch} x), & |x| > 1. \end{cases} \quad (4.5)$$

Причому

$$T_{n+1}(x) + T_{n-1}(x) = 2xT_n(x).$$

Чебишевські переходи мають більшу крутість фронтів частотної характеристики загасання, проте поступаються біноміальним у лінійності частотної характеристики. Аналіз та синтез таких переходів можна знайти в літературі. Вигляд графіка функції (4.2) показано на рис. 4.5б.

Параметр S у (4.2) зв'язаний з коефіцієнтом перекриття діапазону:

$$\frac{\Lambda_{-\Pi}}{\Lambda_{\Pi}} = \frac{\pi - \arccos S}{\arccos S}, \quad (4.6)$$

або зі смугою пропускання

$$\delta_{\Pi} = 2 \frac{\Lambda_{-\Pi} - \Lambda_{\Pi}}{\Lambda_{-\Pi} + \Lambda_{\Pi}} \quad (4.7)$$

співвідношенням

$$S = \sin(\pi\delta_{\Pi}/4). \quad (4.8)$$

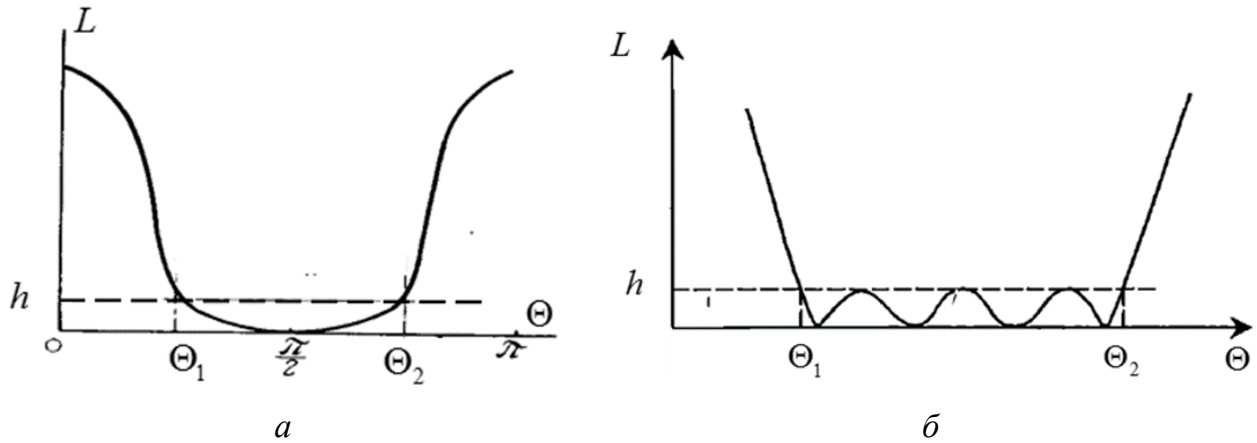


Рисунок 4.5 — Характеристики ступінчастих переходів Баттерворта (а) і Чебишева (б)

Порядок розрахунку ступінчастого переходу

Якщо ступінчастий перехід використовується для узгодження двох ліній передачі, то зазвичай задано:

- 1) перепад хвильового опору — R ;
- 2) смуга пропускання — δ_{Π} ;
- 3) допуск на неузгодження (модуль максимально допустимого коефіцієнту відбиття) — $|\Gamma|_{\text{макс}}$

Величинами, які потрібно визначити, є:

- 1) кількість ступенів (секцій) переходу — n ;
- 2) їх довжина — l та
- 3) хвильовий опір ρ_i .

За розрахованими величинами визначають конструктивні параметри переходу для конкретних ліній передачі.

Фактично формули (4.2) – (4.8) дозволяють провести розрахунок параметрів ступінчастого переходу за заданими значеннями коефіцієнта відбиття в

робочий смузі частот, проте потребують застосування відповідного програмного забезпечення для розв'язку алгебраїчних рівнянь. Такий підхід розглянуто в посібнику [3]. Також для розрахунку переходів можна використовувати спеціальне програмне забезпечення, призначене для проектування мікрохвильових пристроїв, наприклад, *AWR Design Environment*[4].

Слід зазначити, що в більшості практичних застосувань відносна смуга робочих частот не перевищує 40%, а модуль коефіцієнта відбиття $|\Gamma|$ знаходиться в межах від 0,02 до 0,1. У такому разі кількість секцій ступінчастого переходу не більше $n = 3$, тому можна користуватися заздалегідь підготовленими таблицями, що містять результати розрахунків за формулами (4.2)-(4.8).

Приклади розв'язку завдань

Приклад 4.1

Дві коаксіальні лінії з однаковим діаметром зовнішнього провідника, $D = 30$ мм та різними діаметрами внутрішнього провідника $d_1 = 17,38$ мм і $d_2 = 9$ мм узгоджуються у діапазоні частот від $f_1 = 1650$ МГц до $f_2 = 2200$ МГц. Діелектричне заповнення кабелю — поліетилен ($\varepsilon=2,25$).

Розрахувати параметри ступінчастого переходу з характеристикою Чебишова, який забезпечує $|\Gamma| \leq 0,02$ у заданій смузі частот.

Розв'язок

1). Розрахуємо перепад хвильового опору R .

Для цього спочатку розрахуємо хвильові опори коаксіальних ліній, що узгоджуються переходом.

$$Z_{00} = 138 \frac{1}{\sqrt{\varepsilon}} \lg \frac{D}{d_1} = 21,81 \text{ (Ом)}; \quad Z_0 = 138 \frac{1}{\sqrt{\varepsilon}} \lg \frac{D}{d_2} = 48,10 \text{ (Ом)}.$$

Звідси перепад хвильових опорів складає

$$R = Z_0/Z_{00} \approx 2,2.$$

2). Визначимо коефіцієнт перекриття діапазону. Довжини хвиль для нижньої та верхньої частоти складають відповідно:

$$\Lambda_{\text{н}} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon} f_1} \approx 121,2 \text{ мм}; \quad \Lambda_{\text{п}} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon} f_2} \approx 90,9 \text{ мм}.$$

Таким чином коефіцієнт перекриття складає

$$\Lambda_{-П}/\Lambda_{П} \approx 1,33.$$

Синтез переходу починаємо з найпростішої структури $n = 2$. Оскільки модуль коефіцієнта відбиття $|\Gamma| \leq 0,02$, то скористаємось таблицею 4.1. Знаходимо рядок $R = 2,2$ і знаходимо значення коефіцієнта перекриття в цьому рядку $\Lambda_{-П}/\Lambda_{П} = 1,496$. Воно більше, ніж задане. У випадку, коли табличне значення коефіцієнта перекриття менше заданого, потрібно переходити до таблиці для $n = 3$. Якщо розрахованого значення R немає в таблиці, то треба використовувати дані для рядка з найближчим табличним R у бік зростання.

Знаходимо приведені хвильові опори секцій переходу

$$\rho_1 = Z_{01}/Z_{00} = 1,230, \quad \rho_2 = Z_{02}/Z_{00} = 1,780.$$

Відповідно

$$Z_{01} = \rho_1 Z_{00} \approx 26,8 \text{ (Ом)}, \quad Z_{02} = \rho_2 Z_{00} \approx 39,0 \text{ (Ом)}.$$

Довжина переходу складає

$$l_0 = 0.401 \Lambda_{-П} \approx 48,6 \text{ (мм)}$$

а довжина кожної секції —

$$l_0/2 \approx 24,3 \text{ (мм)}.$$

За формулами хвильового опору коаксіальної лінії визначаємо внутрішні діаметри секцій ступінчастого переходу

$$d'_1 \approx 15,3 \text{ (мм)}; \quad d'_2 \approx 15,3 \text{ (мм)}.$$

Ескіз конструкції переходу наведений на рис. 4.6.

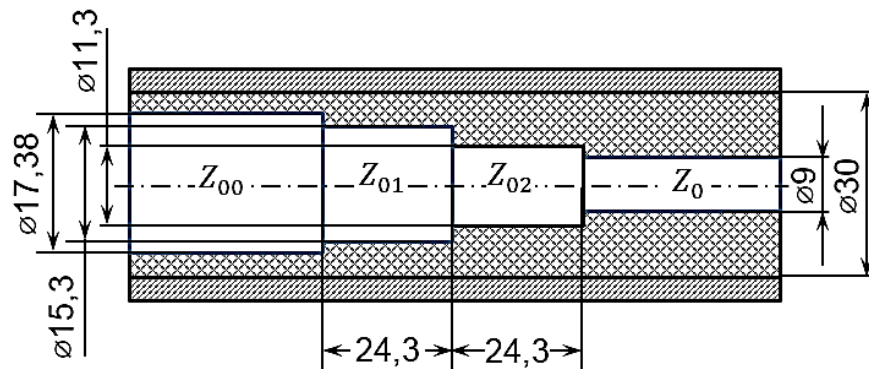


Рисунок 4.6 — Ескіз розрахованого ступінчастого переходу

Приклад 4.2

Для розрахованого у прикладі 2.1 ступінчастого переходу побудувати амплітудно-частотну характеристику.

Розв'язок

Побудувати амплітудно-частотну характеристику розрахованого вище ступінчастого переходу можна у будь-якому математичному пакеті, використовуючи формули (4.2), використовуючи співвідношення (4.3) та (4.4) для визначення відповідно параметрів h і S .

Розглянемо інший спосіб побудови АЧХ за допомогою програми *Smith V4.1* [2]. У діалоговому вікні пункту меню *Tools* (рис. 4.7) задаємо в програмі робочу частоту, яка дорівнює $f_0 = 1925$ МГц (середнє значення для заданого діапазону), і хвильовий опір лінії передачі $Z_0 = 48,1$ Ом. Навантаженням цієї лінії буде $Z_{00} = 21,81$ Ом, яке вносимо у діалоговому вікні після натискання кнопки *Keyboard* (рис. 4.8).

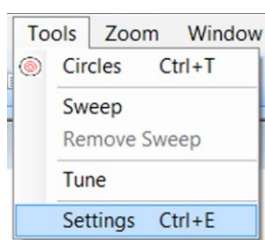


Рисунок 4.7 — Задання частоти f_0

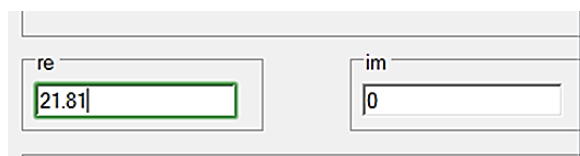


Рисунок 4.8 — Задання навантаження Z_{00}

Далі за допомогою інструмента *Line* вводимо відрізки ліній передачі, які відповідають секціям розрахованого ступінчастого переходу. В результаті вікно діаграми Сміта матиме вигляд, який наведений на рис. 4.9. Видно, що узгодження за допомогою ступінчастого переходу реалізовано: точка *TP3* на діаграмі відповідає входу переходу з боку лінії з хвильовим опором Z_0 .

Щоб знайти частотну залежність вхідного опору натиснемо клавішу *Sweep* і задамо інтервал та крок зміни частоти у діалоговому вікні (рис. 4.10).

Значення *start frequency* має бути на приблизно на 5% менше, а *stop frequency* менше відповідних меж заданого частотного діапазону. Значення *step* вибирається за умови отримання кількості частотних точок близько 100.

Як результат отримаємо частотну залежність вхідного опору переходу у площині діаграми Сміту, яка наведена на рис. 4.10 у збільшеному масштабі.

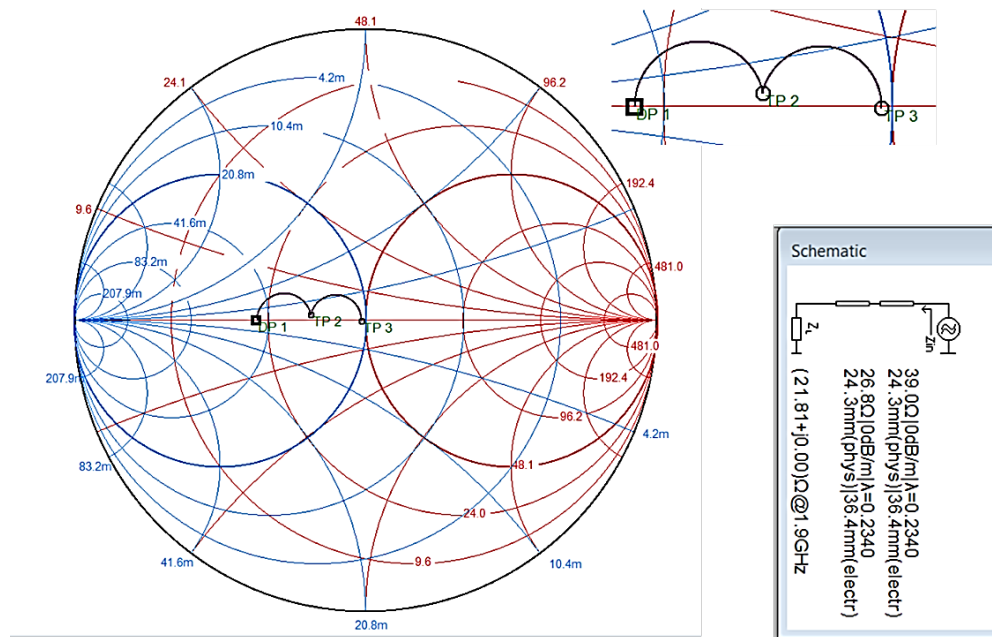


Рисунок 4.9 — Перетворення хвильового імпедансу навантаження та еквівалентна схема ступінчастого переходу

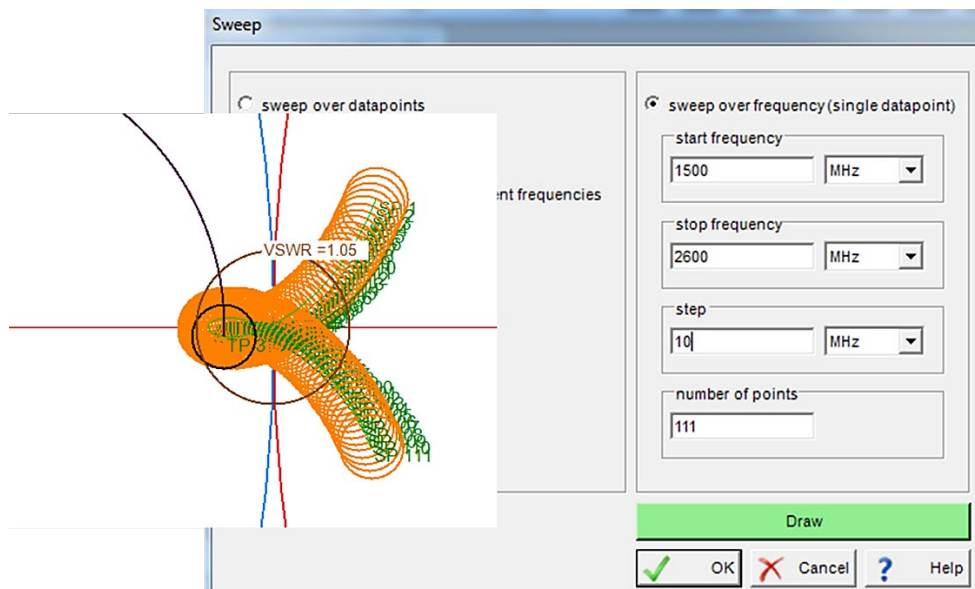


Рисунок 4.10 — Амплітудно-частотна характеристика переходу на діаграмі Сміта

Експортуємо зазначені дані в текстовий файл (наприклад, *data1.txt*), виконуючи послідовність дій, зазначених на рис. 4.11.

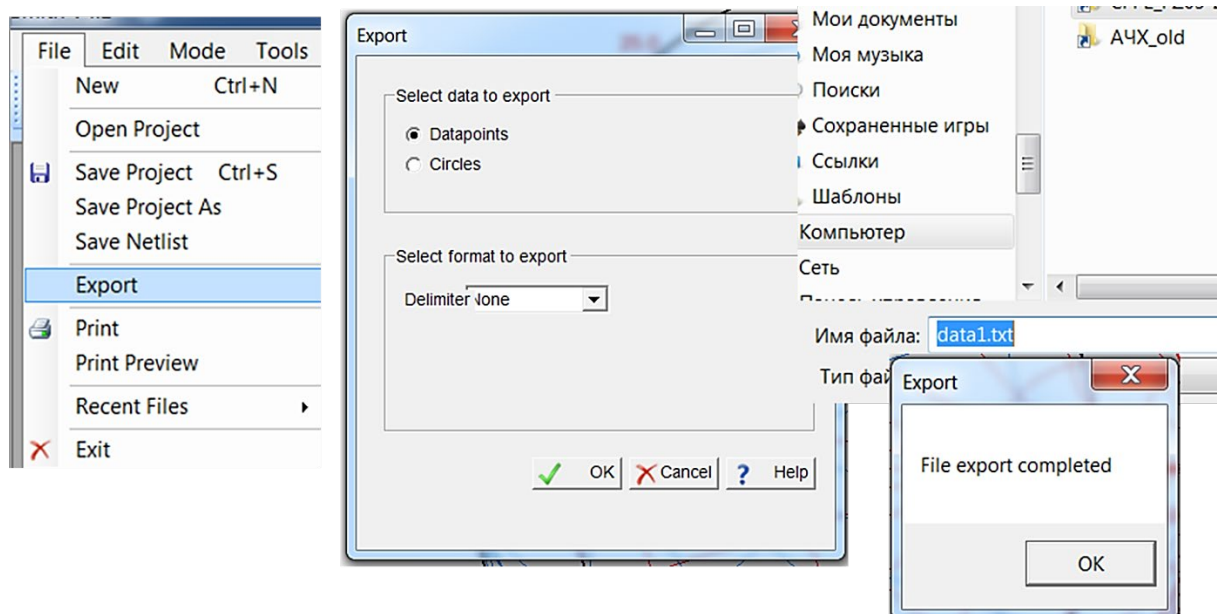


Рисунок 4.11 — Експорт результатів розрахунку в програмі *Smith V4.1*

Далі відкриваємо текстовий файл *data1.txt* у програмі *MS Excel 2016* і за методикою, описаною в посібнику [1], будуємо АЧХ переходу (рис. 4.12).

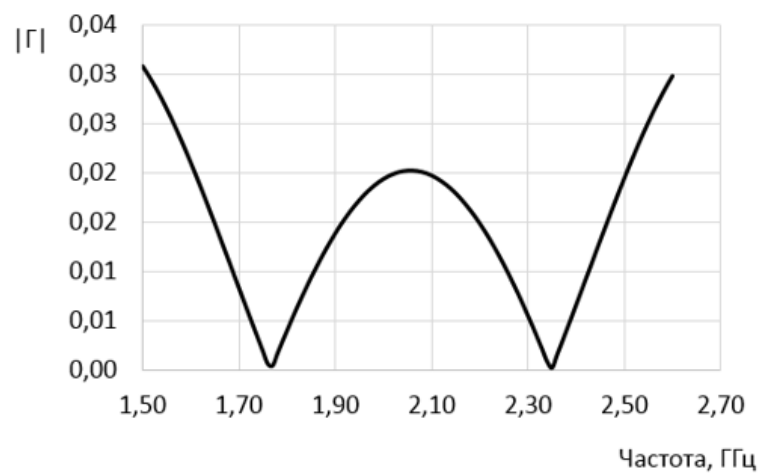


Рисунок 4.12 — Амплітудно-частотна характеристика ступінчастого переходу

Завдання для самостійної роботи

1. Дві коаксіальні лінії з однаковим діаметром зовнішнього провідника 30 мм та різними діаметрами внутрішнього провідника 17,38 мм і 9 мм узгоджуються у діапазоні частот 1350-2550 МГц. Діелектричне заповнення кабелю — поліетилен ($\varepsilon = 2,25$).

Розрахувати ступінчастий перехід з характеристикою Чебишова, що забезпечує $|\Gamma| \leq 0,05$.

2. Побудувати амплітудно-частотну характеристику переходу, параметри якого розраховані під час виконання завдання 1. Визначити смугу робочих частот даного переходу, у який виконується умова $|\Gamma| \leq 0,05$.

3. Дані два прямокутні хвилеводи із перерізом $7,2 \times 3,4$ мм та $7,2 \times 1$ мм. Розрахувати чебишевський ступінчастий перехід між ними, який забезпечує у смузі, обмеженій довжинами хвиль 1 і 1,34 см, допуск на узгодження

$$|\Gamma|_{max} \leq 0,05.$$

4. Побудувати амплітудно-частотну характеристику переходу, параметри якого розраховані під час виконання завдання 3. Визначити смугу робочих частот даного переходу, у який виконується умова $|\Gamma| \leq 0,05$.

У процесі побудови АЧХ потрібно врахувати частотну дисперсію прямокутного хвилеводу та той факт, що еквівалентний опір хвилеводу прямо пропорційний розміру вузької стінки.

5. Дані дві мікросмужкові лінії, що виготовлені на діелектричній підкладці товщиною 1 мм. Ширина смужки одної лінії складає 1 мм, а іншої — 2,6 мм. Розрахувати чебишевський ступінчастий перехід між ними, який забезпечує у смузі частот від 5,5 ГГц до 665 ГГц допуск на узгодження

$$|\Gamma|_{max} \leq 0,05.$$

6. Побудувати амплітудно-частотну характеристику переходу, параметри якого розраховані під час виконання завдання 2. Визначити смугу робочих частот даного переходу, у який виконується умова $|\Gamma| \leq 0,05$.

Таблиця 4.1 — Параметри чебишевських переходів, $|\Gamma|_{\text{макс}} = 0,02$, $n = 2$

R	ρ_1	ρ_2	$\frac{\Lambda_{-\Pi}}{\Lambda_{\Pi}}$	$\frac{l_0}{\Lambda_{-\Pi}}$	R	ρ_1	ρ_2	$\frac{\Lambda_{-\Pi}}{\Lambda_{\Pi}}$	$\frac{l_0}{\Lambda_{-\Pi}}$
1,2	1,057	1,135	2,386	0,295	7,2	1,654	4,353	1,268	0,441
1,4	1,099	1,274	1,875	0,348	7,4	1,666	4,443	1,265	0,441
1,6	1,136	1,409	1,696	0,371	7,6	1,677	4,533	1,263	0,442
1,8	1,170	1,539	1,600	0,385	7,8	1,684	4,622	1,260	0,442
2,0	1,201	1,665	1,539	0,394	8,0	1,699	4,711	1,258	0,443
2,2	1,230	1,789	1,496	0,401	8,2	1,709	4,799	1,255	0,443
2,4	1,257	1,909	1,463	0,406	8,4	1,720	4,886	1,253	0,444
2,6	1,283	2,027	1,438	0,410	8,6	1,730	4,974	1,251	0,444
2,8	1,307	2,143	1,417	0,414	8,8	1,740	5,060	1,249	0,445
3,0	1,329	2,257	1,400	0,417	9,0	1,750	5,146	1,247	0,445
3,2	1,351	2,369	1,386	0,419	9,2	1,759	5,232	1,245	0,445
3,4	1,371	2,479	1,373	0,421	9,4	1,769	5,317	1,243	0,446
3,6	1,391	2,588	1,362	0,423	9,6	1,778	5,401	1,241	0,446
3,8	1,410	2,695	1,352	0,425	9,8	1,787	5,485	1,240	0,446
4,0	1,429	2,801	1,343	0,427	10	1,796	5,569	1,238	0,447
4,2	1,446	2,905	1,335	0,428	11	1,840	5,982	1,231	0,448
4,4	1,463	3,008	1,328	0,430	12	1,880	6,386	1,224	0,450
4,6	1,479	3,110	1,321	0,431	13	1,918	6,780	1,219	0,451
4,8	1,495	3,211	1,315	0,432	14	1,954	7,168	1,213	0,452
5,0	1,511	3,311	1,310	0,433	15	1,988	7,549	1,209	0,453
5,2	1,525	3,410	1,305	0,434	16	2,020	7,924	1,205	0,454
5,4	1,540	3,508	1,300	0,435	17	2,051	8,292	1,201	0,454
5,6	1,554	3,605	1,295	0,436	18	2,081	8,655	1,197	0,455
5,8	1,568	3,701	1,291	0,436	19	2,109	9,014	1,194	0,456
6,0	1,581	3,796	1,287	0,437	20	2,136	9,368	1,191	0,456
6,2	1,594	3,891	1,284	0,438	21	2,163	9,717	1,188	0,457
6,4	1,606	3,984	1,280	0,439	22	2,188	10,061	1,186	0,458
6,6	1,619	4,078	1,277	0,439	23	2,212	10,403	1,183	0,458
6,8	1,631	4,170	1,274	0,440	24	2,236	10,740	1,181	0,459
7,0	1,643	4,262	1,271	0,440	25	2,259	11,074	1,179	0,459

Таблиця 4.2 — Параметри чебишевських переходів, $|\Gamma|_{\text{макс}} = 0,02$, $n = 3$

R	ρ_1	ρ_2	ρ_3	$\frac{\Lambda_{-\Pi}}{\Lambda_{\Pi}}$	$\frac{l_0}{\Lambda_{-\Pi}}$	R	ρ_1	ρ_2	ρ_3	$\frac{\Lambda_{-\Pi}}{\Lambda_{\Pi}}$	$\frac{l_0}{\Lambda_{-\Pi}}$
1,2	1,043	1,095	1,150	3,654	0,322	7,2	1,327	2,684	5,425	1,695	0,557
1,4	1,066	1,183	1,313	2,799	0,395	7,4	1,332	2,721	5,555	1,690	0,558
1,6	1,086	1,265	1,473	2,489	0,430	7,6	1,337	2,757	5,686	1,684	0,559
1,8	1,104	1,342	1,630	2,319	0,452	7,8	1,341	2,793	5,816	1,679	0,560
2,0	1,120	1,414	1,785	2,209	0,467	8,0	1,346	2,829	5,945	1,674	0,561
2,2	1,135	1,483	1,939	2,130	0,479	8,2	1,350	2,864	6,074	1,670	0,562
2,4	1,148	1,549	2,091	2,070	0,488	8,4	1,354	2,899	6,203	1,665	0,563
2,6	1,160	1,613	2,241	2,023	0,496	8,6	1,358	2,933	6,331	1,661	0,564
2,8	1,172	1,673	2,389	1,984	0,501	8,8	1,362	2,967	6,459	1,657	0,564
3,0	1,183	1,732	2,536	1,952	0,508	9,0	1,366	3,001	6,586	1,653	0,565
3,2	1,193	1,789	2,682	1,924	0,513	9,2	1,370	3,034	6,714	1,649	0,566
3,4	1,202	1,844	2,827	1,899	0,517	9,4	1,374	3,067	6,840	1,645	0,567
3,6	1,212	1,898	2,971	1,878	0,521	9,6	1,378	3,099	6,967	1,642	0,568
3,8	1,220	1,950	3,114	1,860	0,524	9,8	1,382	3,131	7,093	1,638	0,569
4,0	1,229	2,000	3,255	1,843	0,528	10	1,385	3,163	7,219	1,635	0,569
4,2	1,237	2,050	3,396	1,827	0,530	11	1,402	3,317	7,843	1,619	0,573
4,4	1,244	2,098	3,536	1,814	0,533	12	1,418	3,465	8,459	1,606	0,575
4,6	1,251	2,145	3,675	1,801	0,535	13	1,433	3,606	9,070	1,594	0,578
4,8	1,258	2,191	3,814	1,789	0,538	14	1,447	3,743	9,674	1,583	0,581
5,0	1,265	2,236	3,951	1,778	0,540	15	1,460	3,874	10,273	1,574	0,583
5,2	1,272	2,281	4,088	1,768	0,542	16	1,472	4,001	10,866	1,565	0,585
5,4	1,278	2,324	4,225	1,759	0,544	17	1,484	4,124	11,455	1,557	0,587
5,6	1,284	2,367	4,360	1,750	0,545	18	1,495	4,244	12,040	1,549	0,588
5,8	1,290	2,410	4,495	1,742	0,547	19	1,505	4,360	12,620	1,543	0,590
6,0	1,296	2,450	4,630	1,734	0,549	20	1,515	4,473	13,196	1,536	0,591
6,2	1,301	2,490	4,763	1,726	0,550	21	1,525	4,584	13,769	1,530	0,593
6,4	1,307	2,530	4,897	1,719	0,551	22	1,534	4,692	14,338	1,525	0,594
6,6	1,312	2,569	5,030	1,713	0,553	23	1,543	4,797	14,904	1,519	0,595
6,8	1,317	2,608	5,162	1,707	0,554	24	1,552	4,900	15,467	1,514	0,596
7,0	1,322	2,646	5,293	1,707	0,554	25	1,560	5,002	16,027	1,510	0,598

Таблиця 4.3 — Параметри чебишевських переходів, $|\Gamma|_{\text{макс}} = 0,05$, $n = 2$

R	ρ_1	ρ_2	$\frac{\Lambda_{-\Pi}}{\Lambda_{\Pi}}$	$\frac{l_0}{\Lambda_{-\Pi}}$	R	ρ_1	ρ_2	$\frac{\Lambda_{-\Pi}}{\Lambda_{\Pi}}$	$\frac{l_0}{\Lambda_{-\Pi}}$
1,2	1,073	1,118	4,507	0,182	7,2	1,681	4,294	1,457	0,407
1,4	1,115	1,256	2,792	0,264	7,4	1,692	4,384	1,452	0,408
1,6	1,153	1,388	2,345	0,299	7,6	1,704	4,473	1,448	0,409
1,8	1,188	1,516	2,126	0,320	7,8	1,715	4,561	1,443	0,409
2,0	1,220	1,641	1,994	0,334	8,0	1,726	4,648	1,439	0,410
2,2	1,249	1,763	1,903	0,345	8,2	1,736	4,735	1,435	0,411
2,4	1,277	1,882	1,836	0,353	8,4	1,747	4,822	1,431	0,411
2,6	1,302	1,999	1,784	0,359	8,6	1,757	4,908	1,427	0,412
2,8	1,327	2,113	1,742	0,365	8,8	1,767	4,993	1,423	0,413
3,0	1,350	2,225	1,709	0,369	9,0	1,777	5,078	1,420	0,413
3,2	1,372	2,336	1,680	0,373	9,2	1,787	5,163	1,416	0,414
3,4	1,393	2,445	1,665	0,377	9,4	1,797	5,247	1,413	0,414
3,6	1,413	2,552	1,634	0,380	9,6	1,806	5,330	1,410	0,415
3,8	1,432	2,658	1,615	0,382	9,8	1,815	5,414	1,407	0,416
4,0	1,451	2,762	1,598	0,385	10	1,825	5,496	1,404	0,416
4,2	1,469	2,865	1,583	0,387	11	1,868	5,904	1,390	0,418
4,4	1,486	2,967	1,569	0,389	12	1,910	6,303	1,378	0,420
4,6	1,502	3,068	1,557	0,391	13	1,949	6,693	1,368	0,422
4,8	1,518	3,167	1,546	0,393	14	1,985	7,076	1,358	0,424
5,0	1,534	3,266	1,535	0,394	15	2,020	7,453	1,351	0,425
5,2	1,549	3,364	1,525	0,396	16	2,052	7,822	1,343	0,427
5,4	1,564	3,460	1,517	0,397	17	2,083	8,187	1,336	0,428
5,6	1,578	3,556	1,508	0,399	18	2,114	8,545	1,330	0,429
5,8	1,592	3,651	1,501	0,400	19	2,143	8,900	1,324	0,430
6,0	1,606	3,745	1,493	0,401	20	2,170	9,250	1,319	0,431
6,2	1,619	3,839	1,486	0,402	21	2,197	9,595	1,314	0,432
6,4	1,632	3,931	1,480	0,403	22	2,222	9,936	1,310	0,433
6,6	1,644	4,023	1,474	0,404	23	2,248	10,273	1,306	0,434
6,8	1,657	4,114	1,468	0,405	24	2,271	10,607	1,302	0,434
7,0	1,669	4,205	1,463	0,406	25	2,295	10,937	1,298	0,435

Таблиця 4.4 — Параметри чебишевських переходів $|\Gamma|_{\text{макс}} = 0,05$, $n = 3$

R	ρ_1	ρ_2	ρ_3	$\frac{\Lambda_{-\Pi}}{\Lambda_{\Pi}}$	$\frac{l_0}{\Lambda_{-\Pi}}$	R	ρ_1	ρ_2	ρ_3	$\frac{\Lambda_{-\Pi}}{\Lambda_{\Pi}}$	$\frac{l_0}{\Lambda_{-\Pi}}$
1,2	1,065	1,095	1,126	7,007	0,187	7,2	1,372	2,687	5,247	2,059	0,490
1,4	1,091	1,183	1,283	4,313	0,282	7,4	1,377	2,724	5,372	2,050	0,492
1,6	1,113	1,265	1,437	3,587	0,327	7,6	1,382	2,760	5,098	2,040	0,494
1,8	1,132	1,342	1,589	3,225	0,355	7,8	1,387	2,796	5,623	2,033	0,495
2,0	1,150	1,415	1,739	3,001	0,375	8,0	1,392	2,832	5,747	2,024	0,496
2,2	1,165	1,484	1,887	2,847	0,390	8,2	1,396	2,867	5,871	2,017	0,497
2,4	1,180	1,550	2,034	2,732	0,419	8,4	1,401	2,902	5,995	2,009	0,498
2,6	1,193	1,613	2,179	2,643	0,412	8,6	1,405	2,936	6,118	2,002	0,499
2,8	1,206	1,674	2,322	2,571	0,420	8,8	1,410	2,970	6,241	1,995	0,500
3,0	1,217	1,733	2,464	2,511	0,427	9,0	1,414	3,004	6,364	1,988	0,502
3,2	1,228	1,790	2,605	2,460	0,433	9,2	1,418	3,037	6,486	1,982	0,503
3,4	1,239	1,845	2,745	2,417	0,439	9,4	1,422	3,070	6,608	1,976	0,504
3,6	1,248	1,899	2,883	2,379	0,444	9,6	1,426	3,103	6,730	1,970	0,505
3,8	1,258	1,951	3,021	2,346	0,448	9,8	1,430	3,135	6,851	1,964	0,506
4,0	1,267	2,001	3,157	2,315	0,452	10	1,434	3,167	6,972	1,958	0,507
4,2	1,275	2,051	3,293	2,288	0,456	11	1,453	3,322	7,572	1,933	0,511
4,4	1,283	2,099	3,428	2,264	0,459	12	1,470	3,469	8,164	1,910	0,515
4,6	1,291	2,147	3,562	2,241	0,463	13	1,486	3,611	8,751	1,891	0,519
4,8	1,299	2,193	3,696	2,221	0,466	14	1,500	3,748	9,331	1,873	0,522
5,0	1,306	2,238	3,828	2,202	0,468	15	1,514	3,880	9,906	1,857	0,525
5,2	1,313	2,283	3,960	2,184	0,471	16	1,527	4,007	10,476	1,843	0,527
5,4	1,320	2,326	4,091	2,168	0,473	17	1,540	4,130	11,041	1,830	0,530
5,6	1,326	2,369	4,021	2,153	0,476	18	1,551	4,250	11,602	1,820	0,532
5,8	1,333	2,411	4,151	2,139	0,478	19	1,563	4,367	12,159	1,807	0,534
6,0	1,339	2,452	4,081	2,125	0,480	20	1,573	4,480	12,712	1,797	0,536
6,2	1,345	2,493	4,410	2,113	0,481	21	1,583	4,591	13,261	1,787	0,538
6,4	1,351	2,532	4,138	2,101	0,484	22	1,593	4,699	13,807	1,778	0,540
6,6	1,356	2,572	4,866	2,090	0,485	23	1,603	4,805	14,350	1,770	0,541
6,8	1,362	2,611	4,993	2,079	0,487	24	1,612	4,909	14,890	1,762	0,543
7,0	1,367	2,649	5,120	2,069	0,489	25	1,620	5,010	15,426	1,754	0,544

Практичне заняття 5

Розрахунок електричних параметрів та топології мікросмужкового фільтра нижніх частот

Завдання

1. Розрахунок параметрів фільтра нижніх частот.
2. Визначення топології мікросмужкового ФНЧ.

Мета заняття

Опанувати методику розрахунку фільтра нижніх частот та визначення зосереджених елементів на відрізках мікросмужкової лінії передачі.

Основні теоретичні відомості

Фільтр — це чотиріполюсник, який має частотно-селективні властивості та призначений для передавання сигналів у частотній смузі пропускання. При цьому суттєво придушуються спектральні складові поза нею: у смузі загородження або режекції.

За типом лінії передачі фільтри розділяються на коаксіальні, мікросмужкові, хвилеводні тощо. Їхні конструкції можуть мати зосереджені елементи та елементи з розподіленими параметрами. Фільтри на зосереджених елементах застосовують переважно в метровому і дециметровому діапазонах частот через їх низьку добротність.

Основними характеристиками фільтра є:

- характеристика загасання

$$A(\omega) = 10 \lg(P_{\text{вх}}/P_{\text{вих}}) \text{ або } IL = P_{\text{вх}}/P_{\text{вих}};$$

- фазова характеристика загасання

$$\varphi(\omega) = \arg(\dot{U}_{\text{вих}}/\dot{U}_{\text{вх}});$$

- груповий час затримки

$$\tau(\omega) = -d\varphi(\omega)/d\omega.$$

Для будь-якого діапазону довжин хвиль в залежності від взаємного розташування смуг пропускання та загородження розрізняють

- ФНЧ — фільтри нижніх частот (англ.: *low-pass filter*);
- ФВЧ — фільтри верхніх частот (англ.: *high-pass filter*);

- СПФ — смугопропускаючі фільтри (англ.: *band-pass filter*);
- СЗФ — режекторні фільтри (англ. — *band-stop filter*).

Їх позначення та ідеальні частотні характеристики загасання наведені на рис. 5.1.

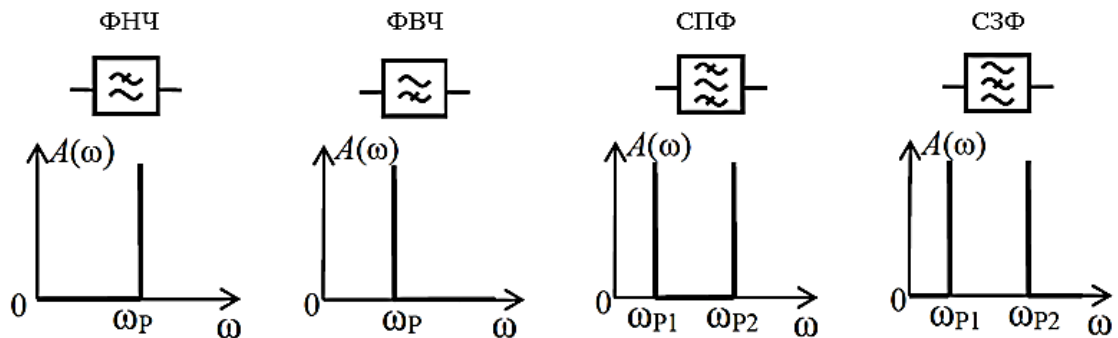


Рисунок 5.1 — Позначення та ідеальні характеристики фільтрів

Під час синтезу мікрохвильових фільтрів найчастіше використовують два способи апроксимації АЧХ.

Фільтр Баттерворта. Параметри елементів фільтра вибирають таким чином, щоб отримати плоску АЧХ, яка апроксимується поліномом:

$$A(\omega) = 10 \lg[1 + \epsilon \Omega^{2n}],$$

де $\Omega = \omega/\omega_p$; $\epsilon = 10^{A_p/10} - 1$; ω_p — границя смуги пропускання, яка відповідає максимальному значенню втрат пропускання A_p ; n — порядок фільтру.

Фільтр Чебишева. Параметри елементів фільтра вибирають таким чином, щоб отримати заданий рівень пульсацій у смузі пропускання. У цьому разі АЧХ апроксимується поліномами Чебишева:

$$A(\omega) = 10 \lg[1 + \epsilon T_n^2(\Omega)],$$

де $T_n(\Omega)$ — поліном Чебишева 1-го роду n -го порядку; $\epsilon = (10^{A_p/10} - 1)$ — параметр, що характеризує величину пульсації АЧХ у смузі пропускання.

При однакових вимогах до частотних характеристик (ω_p , ω_s , A_p , A_s) для фільтра Чебишева потрібна менша кількість елементів. Тут A_s — мінімальні втрати у смузі загородження на частоті ω_s .

Загальний вигляд залежності втрат від частоти наведено на рис. 5.2.

Проектування мікрохвильових фільтрів виконують у 2 етапи:

1. Розраховують кількість елементів фільтра (порядок фільтра) та їх значення.
2. Конструктивно фільтр реалізують або із зосереджених елементів, до яких відносяться також і відрізки ліній передачі, якщо їх розміри не перевищують $\Lambda/8$, або з елементів з розподіленими параметрами (відрізки ліній передачі, розміри яких перевищують $\Lambda/8$).

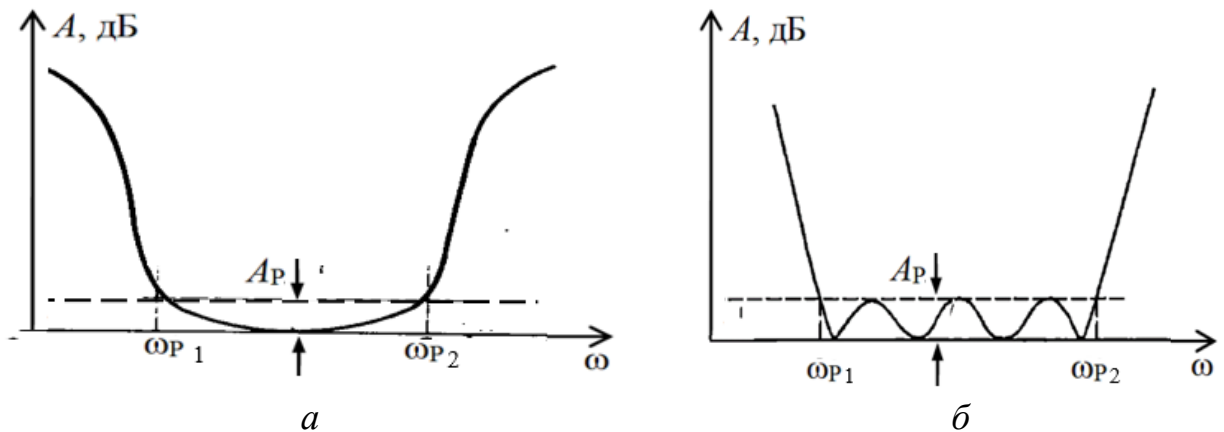


Рисунок 5.2 — Частотна залежність втрат для фільтрів з характеристикою Баттерворта (а) та Чебишева (б)

Виконання 1-го етапу значно спрощується через застосування сучасного програмного забезпечення, що дозволяє за заданими параметрами ω_P , ω_S , A_P , A_S визначити частотну характеристику фільтра.

Порядок розрахунку фільтра

Вихідними даними для розрахунку є:

- тип фільтра (Чебишова, Баттерворта, інший тип);
- частота зрізу ω_P ;
- загасання A_P та A_S ;
- хвильовий опір лінії Z_0 ;
- частота гарантованого загасання ω_S .

Під час проектування фільтра потрібно визначити:

- кількість ланок n ;
- параметри елементів фільтра L_k , C_k .

1. Спочатку визначається n за формулами:

для фільтра Баттерворта
$$n = \frac{\lg(10^{A(\omega_S)/10} - 1)}{2 \lg(\omega_S/\omega_P)} \quad (5.1)$$

для фільтра Чебишева
$$n = \frac{\text{Arch}[(10^{A(\omega_S)/10} - 1)/(10^{A(\omega_P)/10} - 1)]^{1/2}}{\text{Arch}(\omega_S/\omega_P)} \quad (5.2)$$

2. Далі розраховується *фільтр-прототип*. Його параметрами є величини провідностей елементів ФНЧ, який має частоту зрізу $\omega_P = 1$ і однакові опори навантаження 1 Ом на вході та виході. Тобто на цьому етапі розраховуються:

- коефіцієнт передачі для нормованих таким чином величин і
- параметри нормованих індуктивностей g_k для послідовних гілок та ємностей g_{k+1} для паралельних гілок такого ФНЧ (рис. 5.3).

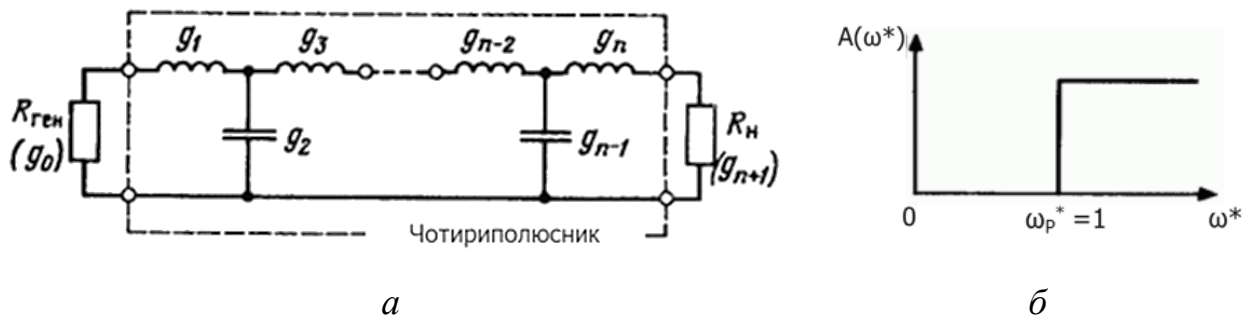


Рисунок 5.3 —Електрична схема (а) та ідеальна АЧХ (б) фільтра-прототипа

Формули для визначення параметрів фільтра-прототипа такі:

- для *фільтра Баттерворта* (фільтр з максимально плоскою характеристикою) нормовані провідності визначаються як

$$g_0 = g_{n+1} = 1; g_k = 2 \sin \left[\frac{(2k-1)\pi}{2n} \right], k = 1, 2, 3, \dots, n \quad (5.3)$$

- для *фільтра Чебишова* з амплітудою осциляцій A_P у смузі пропускання

$$g_0 = 1; g_1 = 2a_1/\Psi; g_k = \frac{4a_{k-1}a_k}{b_{k-1}g_{k-1}} \quad (k = 2, 3, \dots, n); \quad (5.4)$$

$$g_{n+1} = \begin{cases} 1, & n - \text{непарне;} \\ \text{cth}^2(\beta/4), & n - \text{парне;} \end{cases} \quad (5.5)$$

$$\text{де } \beta = \ln[A_P/17,37]; \Psi = \text{sh}[\beta/2n]; a_k = \sin \left[\frac{(2k-1)\pi}{2n} \right]; \quad (5.6)$$

$$b_k = \Psi^2 + \sin^2(k\pi/n). \quad (5.7)$$

3. На заключному етапі визначення електричної схеми фільтра розраховуються величини індуктивностей L_k і ємностей C_{k+1} конкретного фільтра (ФНЧ, ФВЧ, СПФ, СЗФ) через елементи g_k, g_{k+1} фільтра-прототипа.

Правила переходу від g-параметрів до L-, C- елементів фільтра такі.

ФНЧ

1) Поділити кожне нормоване значення g , що відноситься до ємності або індуктивності на задану кутову частоту зрізу ω_p (в рад/с); активні опори у даній операції не фігурують.

2) Для заданої величини опору навантаження R_H (R_0) перерахувати g_k та g_{k+1} у відповідні індуктивності та ємності ФНЧ, що синтезується. Для цього необхідно помножити усі g_k , що відносяться до активних опорів та індуктивностей, на R_H і поділити усі g_{k+1} , що відносяться до ємностей, на R_H . Формули перетворення такі:

$$L_k = \frac{R_H g_k}{\omega_p}; \quad C_{k+1} = \frac{g_{k+1}}{R_H \omega_p}. \quad (5.8)$$

ФВЧ

1) Частотне перетворення АЧХ ФНЧ-прототипу у АЧХ ФВЧ таке:

– значення $\omega^* = 0$ має перейти у $\omega \rightarrow \infty$.

– значення $\omega^* = 1$ має перейти у $\omega = \omega_p$.

Математично таке перетворення виглядає як

$$\omega^* = -\omega_p/\omega.$$

Форма АЧХ при такому перетворенні не змінюється.

2) Щоб отримати схему ФВЧ зі схеми прототипу, потрібно поміняти місцями індуктивності та ємності. Причому величини активних опорів не змінюються. Тому для завершення розрахунку ФВЧ слід отримані параметри перерахувати для заданого R_H . Для цього усі індуктивності та активні опори множаться на R_H , а усі ємності діляться на R_H . Формули перетворення такі:

$$L_k = \frac{R_H}{\omega_p g_k}; \quad C_{k+1} = \frac{g_{k+1}}{R_H \omega_p}. \quad (5.9)$$

СПФ

1) Перехід від прототипу ФНЧ до СПФ математично описується як

$$\omega^* = \frac{1}{\omega_B - \omega_H} \left(\frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega} \right),$$

де $\omega_0 = \sqrt{\omega_B \omega_H}$.

Характеристика СПФ нагадує АЧХ навантаженого коливального контуру. Тому для СПФ можна ввести навантажену добротність

$$Q = \frac{\omega_0}{\omega_B - \omega_H}.$$

На основі частотного перетворення послідовні індуктивності у схемі ФНЧ-прототипу замінюються послідовними резонансними LC -контурами, а паралельні ємності — паралельними резонансними LC -контурами (рис. 5.4).

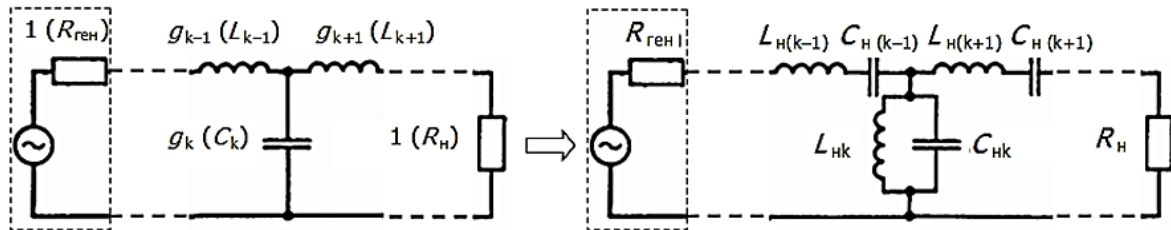


Рисунок 5.4 — Перетворення схеми ФНЧ-прототипу у СПФ

2) Нормовані до опору навантаження величини елементів схеми СПФ, що показана праворуч, зв'язані з нормованими величинами елементів фільтра-прототипа (ліворуч) такими формулами:

$$\begin{aligned} C_{H(k-1)} &= \frac{\omega_B - \omega_H}{\omega_0^2 g_{k-1}}; & L_{H(k-1)} &= \frac{g_{k-1}}{\omega_B - \omega_H}. \\ L_{Hk} &= \frac{\omega_B - \omega_H}{\omega_0^2 g_k}; & C_{Hk} &= \frac{g_k}{\omega_B - \omega_H}. \end{aligned} \quad (5.10)$$

Перехід до реальних величин елементів СПФ здійснюється множенням нормованих величин активних опорів (генератора і навантаження) та індуктивностей на величину опору навантаження і діленням на R_H нормованих величин ємностей. У мікрохвильовому діапазоні L - і C -елементи реалізують у вигляді відрізків коаксіальної та мікросмужкової лінії.

У табл. 5.1 наведені топології найбільш поширених комбінацій таких відрізків мікросмушкової лінії, а також формули розрахунку відповідних індуктивностей та ємностей.

Таблиця 5.1 — Реалізація реактивностей у мікрохвильовому діапазоні

		$L = \frac{Z_0 l}{f \Lambda}$
		$C = \frac{l}{Z_0 f \Lambda}$
		$L = \frac{Z_0 l}{f \Lambda}$
		$C = \frac{l_1}{Z_{01} f \Lambda} \quad L = \frac{l_2 Z_{02}}{f \Lambda}$
		$Z_{01} = Z_{02} \quad L = \frac{1}{\omega^2 C}$

Приклади розв'язку завдань

Приклад 5.1

Розрахувати ФНЧ з характеристикою Баттерворта, що має частоту зрізу 1 ГГц. Фільтр містить п'ять елементів, і призначений для лінії передачі з хвильовим опором 25 Ом. Визначити загасання, яке має фільтр на частоті 2 ГГц.

Розв'язок

Для МСЛ доцільно уникати послідовно включених конденсаторів, тому нехай схема ФНЧ буде такої, як на рис. 5.5.

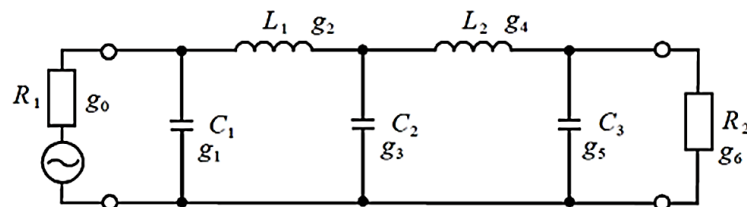


Рисунок 5.5 — Електрична схема фільтра нижніх частот

Розрахуємо приведені індуктивності та ємності за допомогою формул (5.3), причому вважається, що

$$g_0 = g_{n+1} = 1.$$

Отримаємо

$$g_2 = g_4 = 1,618, \quad g_1 = g_5 = 0,618, \quad g_3 = 2,0.$$

Розрахуємо L і C в обраній схемі за умови, що частота зрізу $f_p = 1$ ГГц.

$$\omega_p = 2\pi \cdot 10^9 \text{ рад/с } 1,618, \quad R_H = R_T = 25 \text{ Ом},$$

$$C_1 = C_3 = \frac{g_1}{R_H \omega_p} = \frac{0,618}{25 \cdot 2\pi \cdot 10^9} = 4,0 \text{ (пФ)},$$

$$L_1 = L_2 = \frac{g_2 R_H}{\omega_p} = \frac{1,618 \cdot 25}{2\pi \cdot 10^9} = 6,3 \text{ (нГн)}$$

$$C_2 = \frac{g_3}{R_H \omega_p} = \frac{2,0}{25 \cdot 2\pi \cdot 10^9} = 12,7 \text{ (пФ)}.$$

Розрахуємо загасання з формули

$$A(\omega) = 10 \lg[1 + \epsilon \Omega^{2n}].$$

За визначенням $A_p = 3$ дБ (як рівень половинної потужності), тоді параметр ϵ дорівнюватиме

$$\epsilon = 10^{A_p/10} - 1 = 1.$$

Оскільки $\omega_p = 1$ ГГц, задана частота $\omega = 2$ ГГц, то $\Omega = \omega/\omega_p = 2$, то

$$A(\omega) = 10 \lg[1 + \epsilon \Omega^{2n}] = 10 \lg[1 + 1 \cdot 2^{2 \cdot 5}] \approx 30 \text{ (дБ)}.$$

Приклад 5.2

Побудувати амплітудно-частотну характеристику фільтра, параметри якого розраховані у прикладі 5.1.

Розв'язок

Амплітудно-частотною характеристикою фільтра є залежність його втрат A від частоти f . Оскільки фільтр є реактивним чотириполусником, то для визначення втрат скористаємося формулою

$$A(f) = 10 \lg[1/(1 - |\Gamma(f)|^2)], \quad (5.11)$$

де $|\Gamma(f)|$ – модуль коефіцієнта відбиття входу фільтра.

Величина $|\Gamma(f)|$ визначається за формулою

$$|\Gamma(f)| = \frac{|Z_{in}(f) - Z_0|}{|Z_{in}(f) + Z_0|} \quad (5.12)$$

де $Z_{in}(f)$ – вхідний опір фільтра, $Z_0 = 25 \text{ Ом}$ – заданий хвильовий опір лінії.

Для визначення частотної залежності $Z_{in}(f)$ скористаємося програмою *Smith v4.1* [1]. Задаємо у налаштуваннях програми (*Tools*) частоту $f = 1 \text{ ГГц}$ хвильовий опір $Z_0 = 25 \text{ Ом}$. У діалоговому вікні, яке відкриється після натискання кнопки *Keyboard*, вводимо значення навантаження $Z_L = 25 + j0 \text{ (Ом)}$. Далі, використовуючи кнопки на інструментальній панелі програми, вводимо паралельні ємності та послідовні індуктивності (рис. 5.5) з розрахованими номіналами. В результаті отримаємо у вікні діаграми Сміта лінію перетворення імпедансу (рис. 5.6а), а у вікні *Schematic* — схему фільтра (рис. 5.6б).

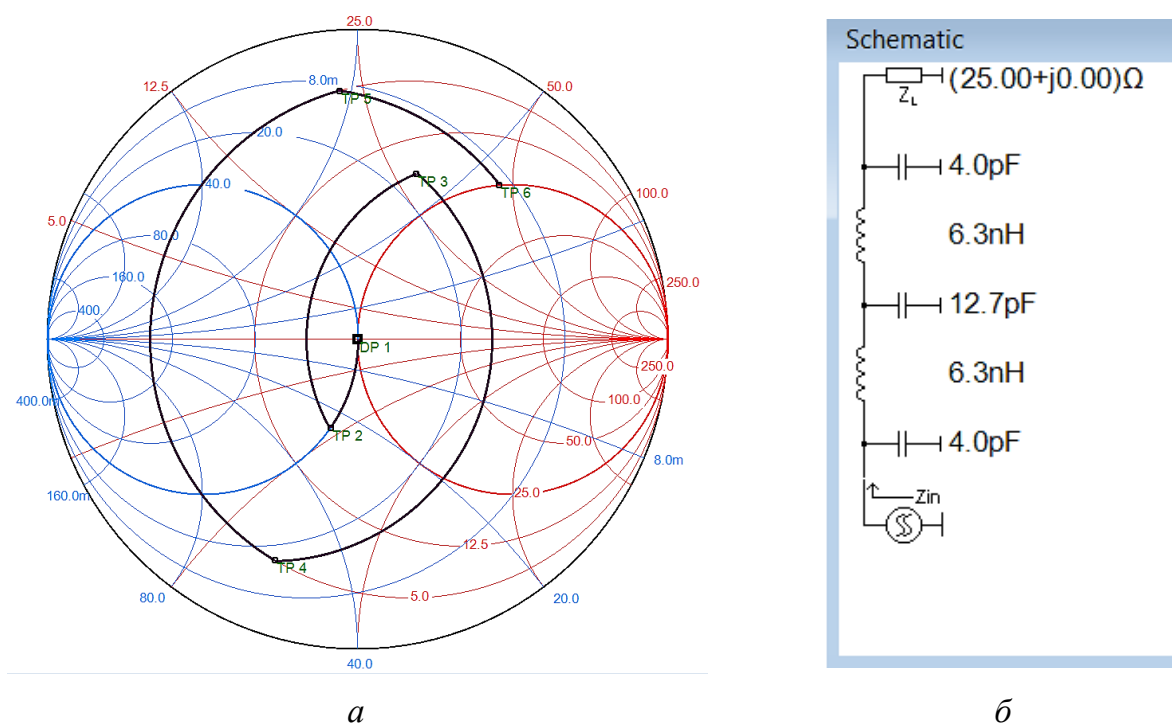


Рисунок 5.6 — Вікно діаграми Сміта (а) та електрична схема фільтра (б) у програмі *Smith v4.1*

Зверніть увагу, що початкова точка *DP1*, що відповідає навантаженню, знаходиться у центрі діаграми Сміта, а кінцева точка *TP6* — на колі імпедан-

сів, яке проходить через центр. Це означає, що вхідний імпеданс фільтра з навантаженням дорівнює $Z_{in}(f = 1 \text{ ГГц}) = 25 + jX$ (Ом). Величину реактивності X можна визначити за допомогою діаграми.

Для отримання частотної залежності $Z_{in}(f)$ застосуємо режим *Sweep* з такими параметрами: *start frequency* – 1 kHz, *stop frequency* – 2 GHz, *step* – 20 MHz. Значення початкової частоти не може бути нульовим, оскільки у програмі виникне помилка під час розрахунків. Після застосування режиму *Sweep* вікно діаграми виглядатиме як на рис. 5.7

Далі зберігаємо дані розрахунків у текстовому файлі, відкриваємо його в програмі *MS Excel 2016*, розраховуємо частотну залежність $A(f)$ за допомогою формул (5.11), (5.12) і будуємо її графік (рис. 5.8). Більш детально алгоритм побудови розглянуто [1].

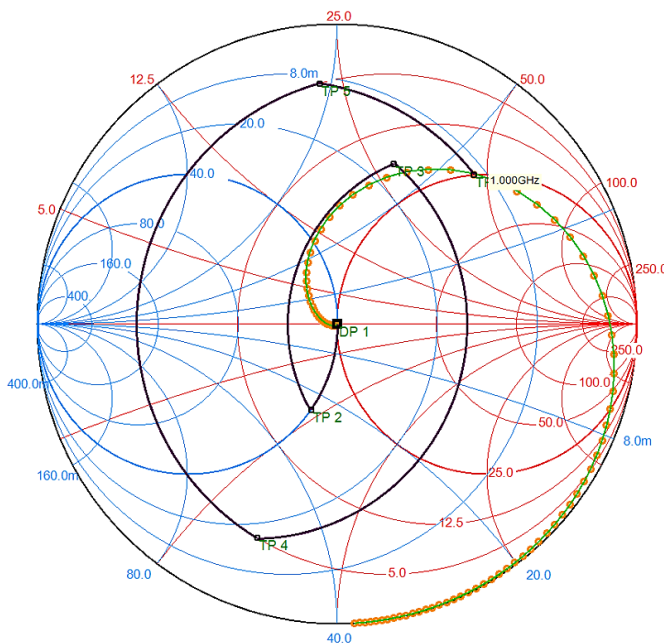


Рисунок 5.7 — Вікно діаграми Сміта у режимі *Sweep*

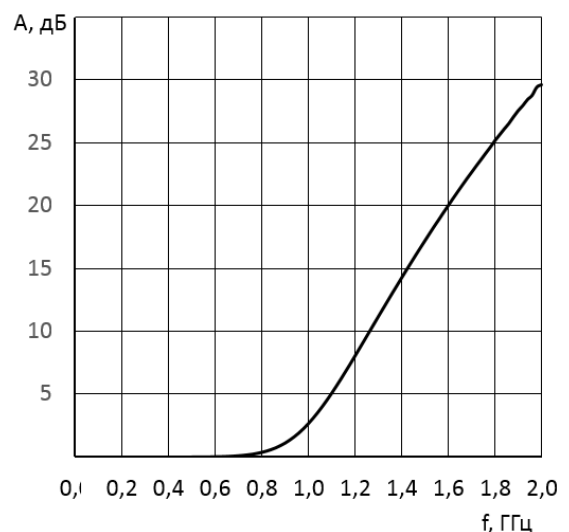


Рисунок 5.8 — Частотна залежність загасання розрахованого ФНЧ

Приклад 5.3

Фільтр нижніх частот, електричні параметри якого розраховані в прикладі 5.1 має мікросмужкову конструкцію. Відносна товщина смужки $t/h = 0,05$, а відносна діелектрична проникність підкладки $\epsilon = 4$. Товщина підкладки $h =$

1 мм. Спроектувати топологію фільтра на зосереджених елементах L і C , які реалізовані на відрізках мікросмужкової лінії.

Розв'язок

Спроектуємо топологію фільтра з розподіленими параметрами (див. схему на рис. 5.5). Під час проектування пристроїв на відрізках лінії передачі можна змінювати хвильовий опір і довжину. Визначимо розміри елементів згідно з табл. 5.1. Узагальнений ескіз топології ФНЧ наведений на рис. 5.9.

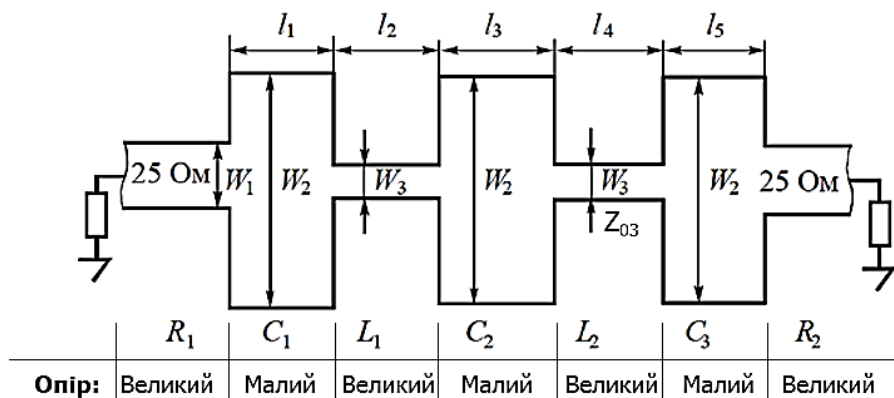


Рисунок 5.9 — Мікросмужкова топологія розрахованого ФНЧ

Оскільки відносна товщина смужки $t/h \ll 1$, то значення хвильового опору відрізків мікросмужкової лінії та ефективної діелектричної проникності можна розраховувати за формулами (3.2), (3.3), наведеними у практичному занятті 3, або скористатися матеріалами посібника [3].

Реалізація топології зосереджених L - і C -елементів обмежується можливостями технології. За результатами розрахунку згідно із зазначеними вище формулами хвильовий опір 25 Ом для діелектричної підкладки з $\epsilon = 4$ відповідає $W_1 = 5,5$ мм. Ширина смужки W_2 , яка має більш низький хвильовий і є розподіленим аналогом паралельно включених ємностей у схемі (слайд 4), обмежується розміром, для якого може існувати поперечний резонанс. Тому доцільно вибирати її не більш, ніж чверть довжини хвилі для найвищої частоти (вважаємо, що верхня робоча частота 3 ГГц). Тоді довжина хвилі в МСЛ

$$\Lambda = c/f\sqrt{\epsilon_{\text{еф}}} = 3 \cdot 10^8 / 2 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{3,35} \approx 55 \text{ (мм)}.$$

Отже $\Lambda/4 \approx 13,7$ мм. Вибираємо $W_2 = 13$ мм, що відповідає хвильовому опору $Z_{02} = 12,5$ Ом.

Мінімальна ширина смужки W_3 обмежується можливостями технології. Наприклад, 1 мм відповідає хвильовому опору $Z_{03} = 70$ Ом. Приведений розрахунок не враховує вплив неоднорідності, що виникає у місці стику відрізків лінії передачі з різними хвильовими опорами. Після вибору величин W_2 і W_3 визначаємо довжини відрізків лінії за формулами для П-подібної схеми.

$$X_L = Z_0 \sin(\beta l), \quad X_C = Z_0 \operatorname{ctg}(\beta l/2)/2,$$

де $\beta = 2\pi/\Lambda$ – фазовий коефіцієнт; Λ – довжина хвилі у мікросмужковій лінії з тієї же шириною, що у зосередженого елемента.

Тоді довжини відрізків, що реалізують індуктивності дорівнюють

$$l_L = \frac{\Lambda_L}{2\pi} \arcsin(\omega L/Z_{0L}),$$

де Λ_L і Z_{0L} – відповідно довжина хвилі в МСЛ та хвильовий опір відрізків, що реалізують індуктивний елемент.

Довжини відрізків, що реалізують ємність визначаються за формулою

$$l_C = \frac{\Lambda_C}{2\pi} \operatorname{arctg}(\omega C Z_{0C}),$$

де Λ_C і Z_{0C} – відповідно довжина хвилі в МСЛ та хвильовий опір відрізків, що реалізують ємнісний елемент.

У загальному випадку довжини хвиль у відрізках різної ширини не однакові, оскільки в МСЛ довжина хвилі (через ефективну діелектричну проникність) залежить від ширини смужки. Проте для спрощення розрахунку нехтуємо цим фактом, і вважаємо

$$\Lambda_L = \Lambda_C = \Lambda.$$

Довжина хвилі на частоті зрізу у нашому випадку дорівнює

$$\Lambda = c/f\sqrt{\varepsilon_{\text{еф}}} = 3 \cdot 10^8 / 1 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{3,35} \approx 164 \text{ (мм)}.$$

Оскільки $L_1 = L_2 = 6,3$ нГн, то

$$l_2 = l_4 = \frac{164}{2\pi} \arcsin(2\pi \cdot 10^9 \cdot 6,3 \cdot 10^{-9} / 70) \approx 14,4 \text{ (мм)}.$$

Аналогічно розраховуємо довжини відрізків, які відповідають конденсаторам $C_1 = C_3 = 4$ пФ і $C_2 = 12,7$ пФ:

$$l_1 = l_5 = \frac{164}{2\pi} \operatorname{arctg}(2\pi \cdot 10^9 \cdot 4,0 \cdot 10^{-12} \cdot 12,5) \approx 7,5 \text{ (мм)},$$

$$l_3 = \frac{164}{2\pi} \operatorname{arctg}(2\pi \cdot 10^9 \cdot 12,7 \cdot 10^{-12} \cdot 12,5) \approx 36 \text{ (мм)}.$$

На цьому проектування фільтру на першій ітерації закінчується. Отримане значення $l_3 \approx 36$ мм більше, ніж $\Lambda/8$ для частоти $f = 1$ ГГц. Тобто порушується припущення для приведених у табл. 1 формул. Для зменшення довжини відрізка потрібно зменшити його хвильовий опір.

Загальна довжина всього фільтру складає приблизно половину довжини хвилі.

В даному прикладі нехтувалось впливом ємностей та індуктивностей у відрізках з високим та низьким хвильовим опорами, впливом нерегулярностей у місцях стиків, а також різницею довжин хвилі у відрізках з різними хвильовими опорами.

Завдання для самостійної роботи

1. Для прикладу 5.1 розрахувати порядок фільтру Баттерворта і порівняти отриманий результат з $n = 5$ згідно зі схемою, наведеною на рис. 5.5.
2. Визначити вхідний імпеданс навантаженого фільтру, користуючись результатами прикладу 2 (див. рис. 5.6б).
3. Розрахувати фазо-частотну характеристику фільтру.
4. Побудувати частотну залежність модуля коефіцієнта відбиття $|Г|$ розрахованого фільтру, використовуючи дані розрахунків прикладів 1 і 2.
5. Використовуючи формулу (5.1) для визначення порядку фільтру з характеристикою Баттерворта, обґрунтувати вибір $n = 5$ в умові завдання прикладу 5.1.
6. Розрахувати амплітудно-частотну характеристику та побудувати її графік для чебишевського фільтру нижніх частот. Вихідні дані такі ж, як в умові прикладу 5.1. Амплітуда пульсацій дорівнює $A_p = 1$ дБ. Порівняти смугу пропускання розрахованого фільтру зі смугою ФНЧ прикладу 5.2. Смугу пропускання визначати за рівнем $A_p = 1$ дБ.

Практичне заняття 6

Розрахунок смугового фільтра мікрохвильового діапазону на резонаторах

Завдання

1. Створення схемної моделі фільтра в утиліті *iFilter* та її експорт у програму *Microwave Office*.
2. Оптимізація моделі фільтра для отримання заданих характеристик
3. Виконання електромагнітного аналізу фільтра.

Мета заняття

Придбання навичок проектування мікросмужкового фільтра на зв'язаних півхвильових резонаторах у середовищі програмного пакету *AWR Design Environment* з використанням утиліти *iFilter* та програми *Microwave Office*.

Основні теоретичні відомості

Коротка характеристика пакету AWR Design Environment (AWR DE)

Мікрохвильові пристрої широко застосовуються у техніці військового та цивільного призначення. Вони розрізняються за функціональним призначенням, частотним та енергетичним характеристикам, конструктивному виконанню і навіть за фізичним принципом функціонування. Переважно конструкцію визначає лінія передачі, що використовується. Найбільш поширені малопотужні пристрої побудовані на мікросмужковій лінії. Як правило, вони виробляються у вигляді друкованих плат, топологія яких містить НВЧ елементи. Окрім топологічних елементів також використовуються об'ємні, перш за все напівпровідникові компоненти. Найбільш адаптованим до проектування мікросмужкових НВЧ пристроїв є програмний пакет *AWR Design Environment*.

Основним його модулем, що використовується для проектування мікрохвильових пристроїв та розрахунку їх характеристик, є програма *Microwave Office*. Вона дозволяє виконувати аналіз (моделювання) лінійних і нелінійних схемних моделей. Результатом аналізу схемних моделей є графіки характеристик НВЧ пристрою, які можна оптимізувати в режимі реального часу.

Це дозволяє контролювати зміну властивостей пристрою при зміні параметрів схемної моделі. Додатково модуль *Microwave Office* дозволяє виконувати електромагнітний аналіз моделі. Результатом аналізу є топологія пристрою на друкованій платі, яку можна експортувати в програми векторної графіки. Крім модуля *Microwave Office* в програмний пакет входить модуль візуалізації системних зв'язків *Visual System Simulator (VSS)*, модуль проектування аналогових і радіочастотних мікросхем *Analog Office*, електромагнітні симулятори *AXIEM* і *EMSight*, а також потужний симулятор тривимірних об'єктів *Analyst*, який використовує в своїх розрахунках метод скінченних елементів. Крім того, в програмний пакет входять корисні утиліти для виконання оціночних та спеціальних розрахунків.

При проектуванні мікрохвильового пристрою рекомендується виконати попередні розрахунки за допомогою утиліти або вручну, після чого основний розрахунок і оптимізацію характеристик пристрою проводити із застосуванням схемної моделі в основній програмі *Microwave Office* пакета *AWR Design Environment*. Оптимізація вважається виконаною, коли досягнуті задані характеристики проектованого пристрою. При цьому створеній моделі відповідає топологія друкованої плати з геометричними розмірами та номіналами електронних компонентів.

Наряду зі схемною моделлю при проектуванні мікрохвильових пристроїв використовується електромагнітна модель (ЕМ модель). Її аналіз називається ЕМ аналізом. ЕМ аналіз за наявності достатньо детальної електромагнітної моделі дозволяє отримати більш точні характеристики НВЧ пристрою. Для розв'язування багатьох завдань такий аналіз потребує набагато більше часу, ніж моделювання з використанням схемної моделі, але для простих пристроїв він виконується відносно швидко, тому можна порівняти швидкість і точність аналізу моделей різного типу. Основою ЕМ моделі є топологічний рисунок на платі. Він може бути розроблений самостійно, проте в більшості випадків доцільно використовувати готову топологію, яка отримана при схемному моделюванні. Тому при проектуванні певних пристроїв для більш точного ЕМ аналізу пропонується використовувати топологію, отриману після оціночних розрахунків. При цьому є можливість порівняння схемної та електромагнітної

моделей. На початковій стадії опанування пакету для простих пристроїв можна створити схемну та електромагнітну моделі, для складних — достатньо тільки схемну. Найкраще опанування програмного забезпечення — це виконання за його допомогою відносно простих завдань.

Далі розглядається проектування смуго-пропускаючого фільтра на резонаторах НВЧ діапазону.

Базові теоретичні положення проектування фільтрів, зокрема смугових, наведені в матеріалах попереднього заняття. Тому тут основна увага надається особливостям проектування таких фільтрів у середовищі програми *AWR Design Environment*.

Приклад розв'язку завдань

Розрахувати мікросмушковий смуговий фільтр з чебишевською характеристикою, який має втрати A_p не більше 5 дБ у смузі від 5,20 ГГц до 5,77 ГГц. Нижня частоти зрізу фільтра $f_{s1} = 5$ ГГц, а верхня $f_{s2} = 6$ ГГц. Мінімальне загасання A_s у смузі загородження на частотах f_{s1} і f_{s2} складає 40 дБ. Матеріал підкладки *RO4003C*. Побудувати частотні характеристики

Розв'язок

Проектування фільтра в середовищі *AWR DE* складається з низки етапів.

1. Створення схемної моделі фільтра в утиліті *iFilter*

Для виконання завдання потрібно запустити утиліту *iFilter*, що входить до складу програми *Microwave Office (MWO)*. Для цього у проекті треба перейти до категорії *Wizards* → *iFilter Filter Wizard* рис. 6.1а і далі вибрати *Design* (розрахунок фільтра). Для створення смугового фільтра встановлюються такі налаштування (рис. 6.1б):

- у полі *Passband* виберіть *Bandpass* (смугово-пропускаючий фільтр);
- а в полі *Realization* — *Microstrip* (мікросмушковий);
- а внизу у списку *Main Filter Type* задайте тип фільтра *Edge Coupled Bandpass Filter* (фільтр на півхвильових резонаторах з чвертьхвильовим електромагнітним зв'язком) *Standard*.

Після відкриття натискання *OK* з'явиться вікно утиліти (рис. 6.2).

Перед початком налаштування у вікні *iFilter* натиснути кнопку *Real*.

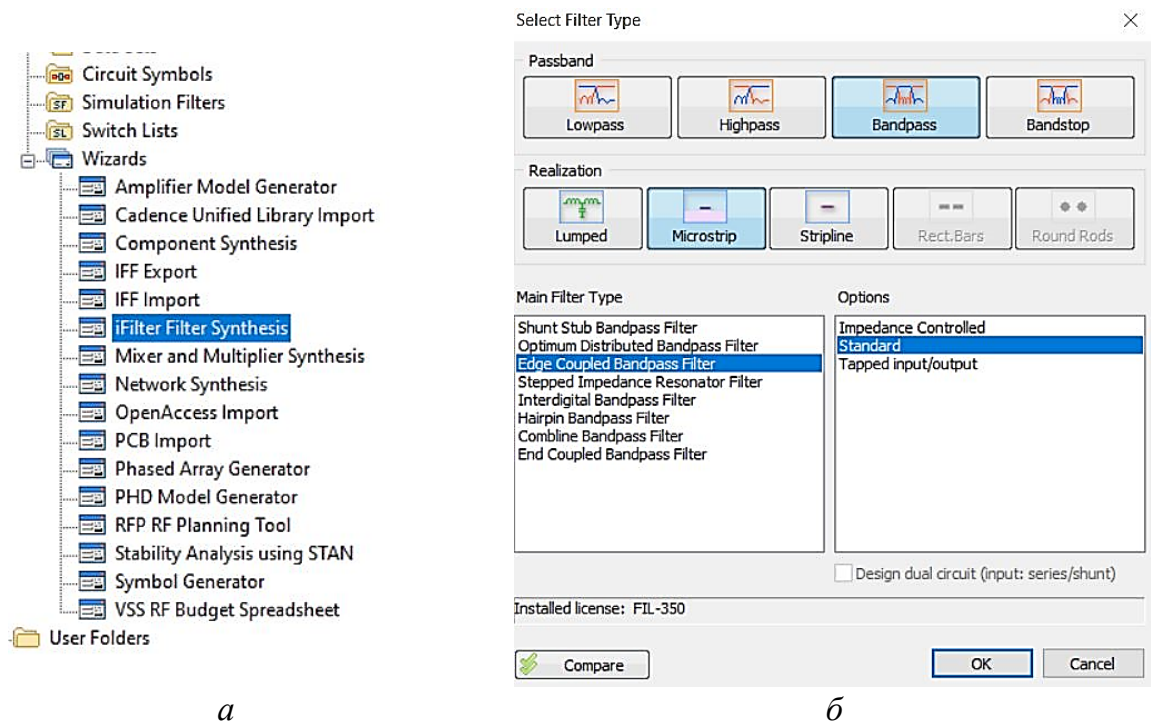


Рисунок 6.1 — Запуск програми *iFilter* (а) та задання типу фільтра (б)

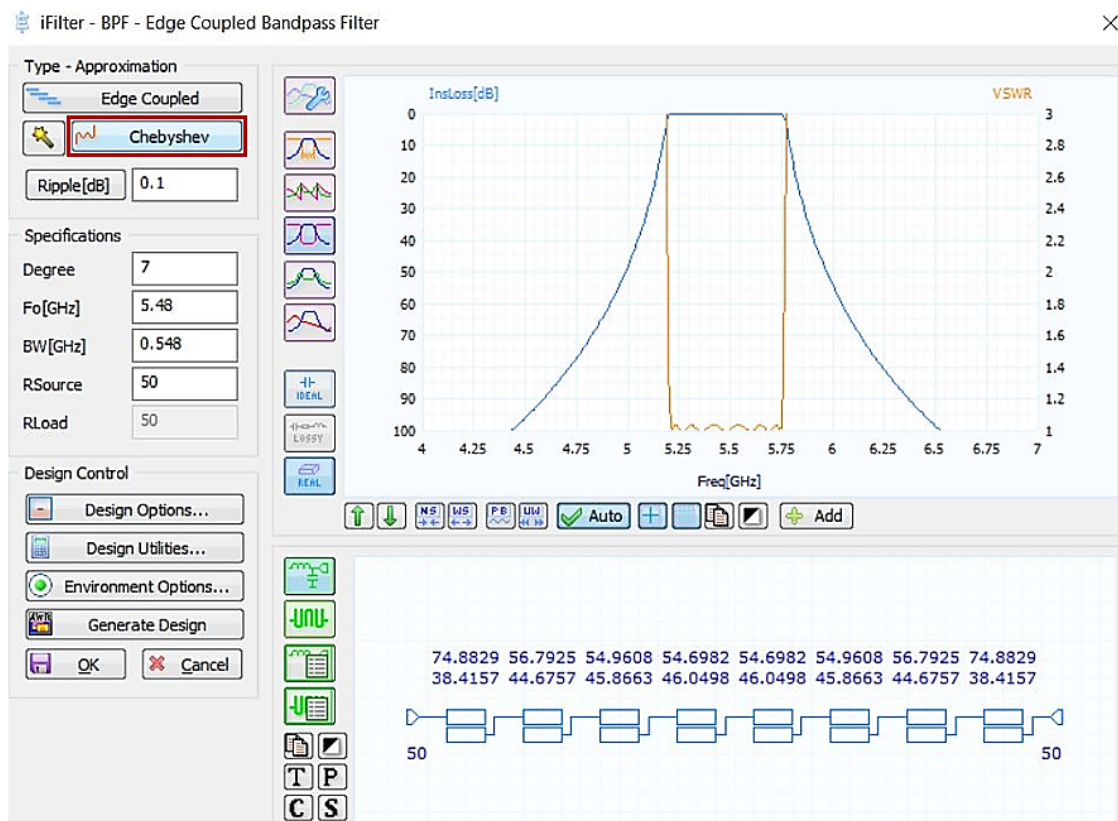


Рисунок 6.2 — Робоче вікно програми *iFilter*

АЧХ фільтра, що наведена на рис. 6.2, побудується після виконання налаштувань, які описані далі. Спочатку треба вибрати апроксимацію частотної характеристики. Для цього необхідно натиснути виділену кнопку і в діалоговому вікні вибрати фільтр Чебишева. Інші поля у лівій частині віка заповнити відповідно до вихідних даних:

- *Degree* – Порядок фільтра (кількість реактивних елементів);
- *Fo[GHz]* – середня частота пропускання фільтра; обчислюється як середнє геометричне значення $f_0 = \sqrt{f_{c1}f_{c2}}$;
- *BW[GHz]* – ширина смуги пропускання фільтра;
- *RSource* – опір джерела сигналу (50 Ом).

Після чого натиснути кнопку *Design options* і на вкладці *Technology* заповнити поля, що відповідають параметрам підкладки (рис. 6.3).

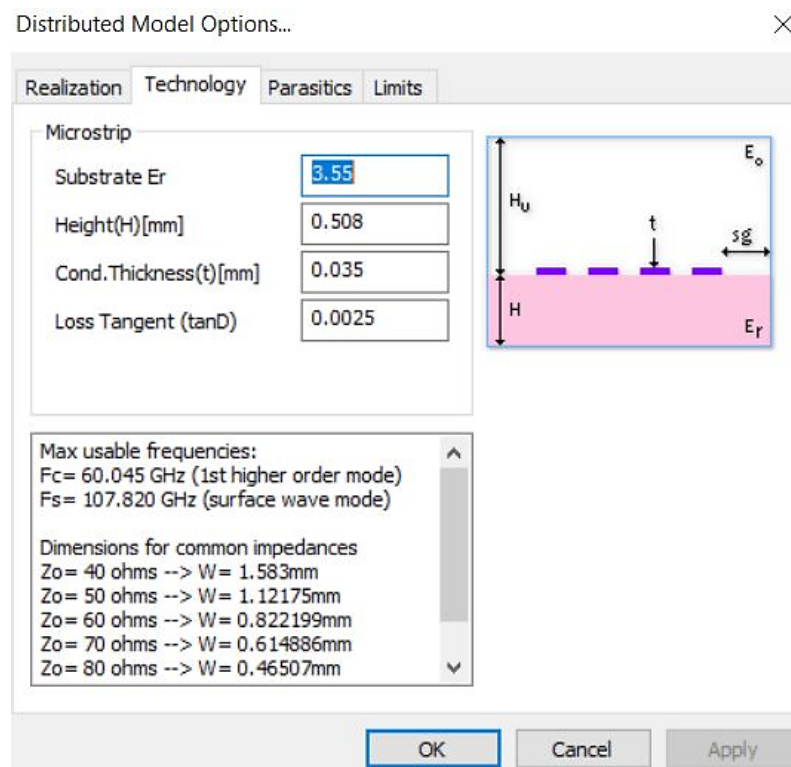


Рисунок 6.3 — Налаштування вкладки *Technology*

У вкладці *Limits* задати ширину провідників і зазорів між ними відповідно до технологічних обмежень (рис. 6.4). Підтвердити зроблені налаштування, натискаючи *OK* і повернутися в робоче вікно *iFilter*.

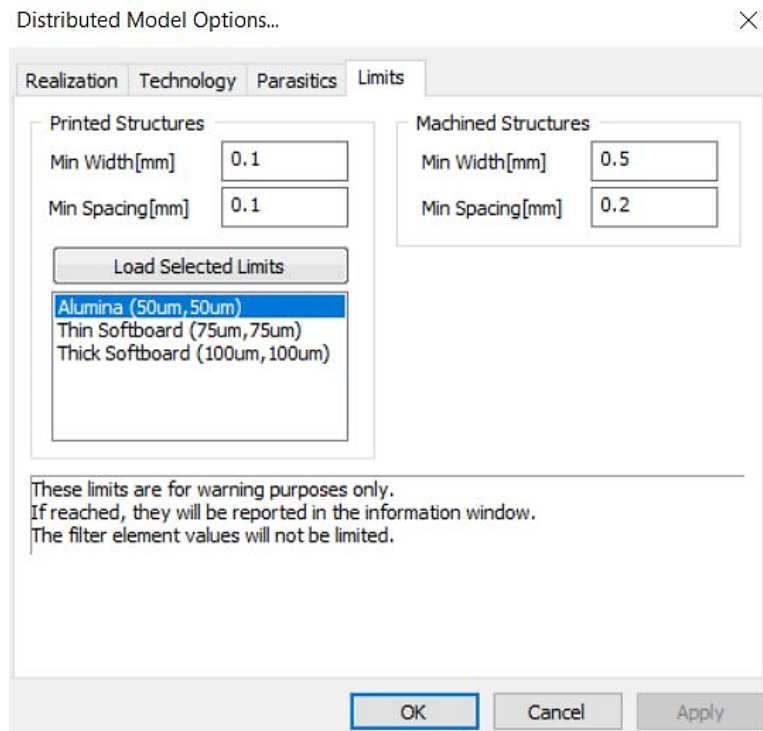


Рисунок 6.4 — Налаштування вкладки *Limits*

Далі необхідно натиснути кнопку *Environment Options* (рис. 6.2) і встановити одиниці довжини та електричних величин такі, як на рис. 6.5.

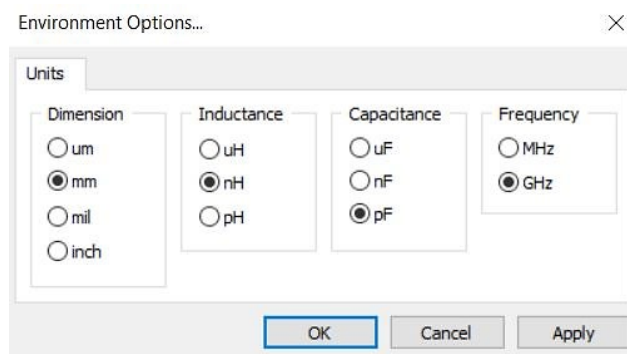


Рисунок 6.5 — Задання одиниць фізичних величин

2. Експорт схемної моделі фільтра у програму *Microwave Office*

Щоб експортувати схемну модель фільтра у програму *Microwave Office* необхідно натиснути кнопку *Generate Design* (рис. 6.2) і зробити налаштування у вікні, що відкриється (рис 6.6). Межі частотної смуги F_{min} і F_{max} , які відповідають частотній області моделювання, необхідно встановити відповідно до заданого робочого діапазону частот фільтр з певним запасом.

Після чого натиснути *OK* для підтвердження.

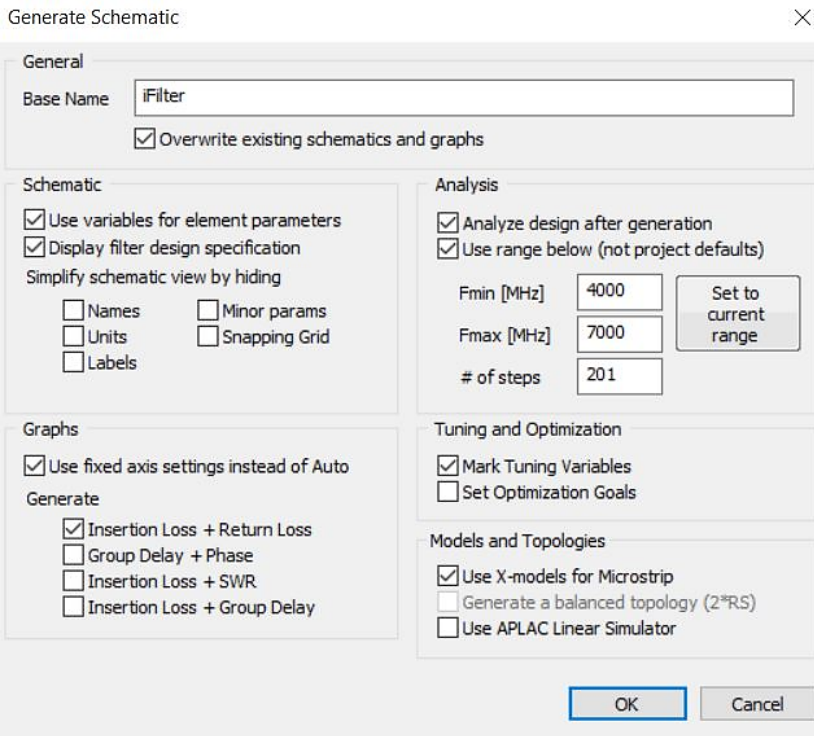


Рисунок 6.6 — Вікно експорту схемної моделі у середовищі *Microwave Office*

Як результат, у робочому вікні з'являться дві вкладки зі схемною моделлю (рис. 6.7) і частотними характеристиками фільтра (рис. 6.8)

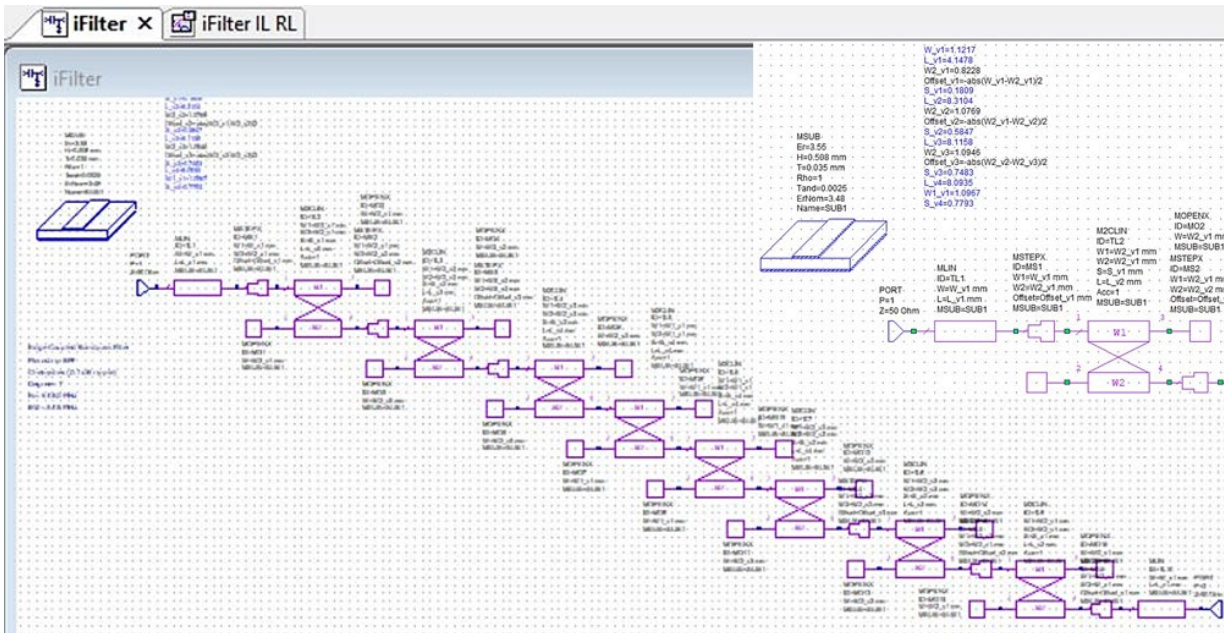


Рисунок 6.7 — Схемна моделі, у середовищі *Microwave Office*

На рис. 6.7 наведена повна схемна модель мікросмушкового фільтра, яка отримана в результаті розрахунків. У правому верхньому куті показана її вхідна частина у збільшеному масштабі. Всі параметри мікросмушкових елементів вказані у відповідних написах. Як видно з рис. 6.8 втрати у смузі загордження більше, ніж 40 дБ, а у смузі пропускання не перевищують 5 дБ.

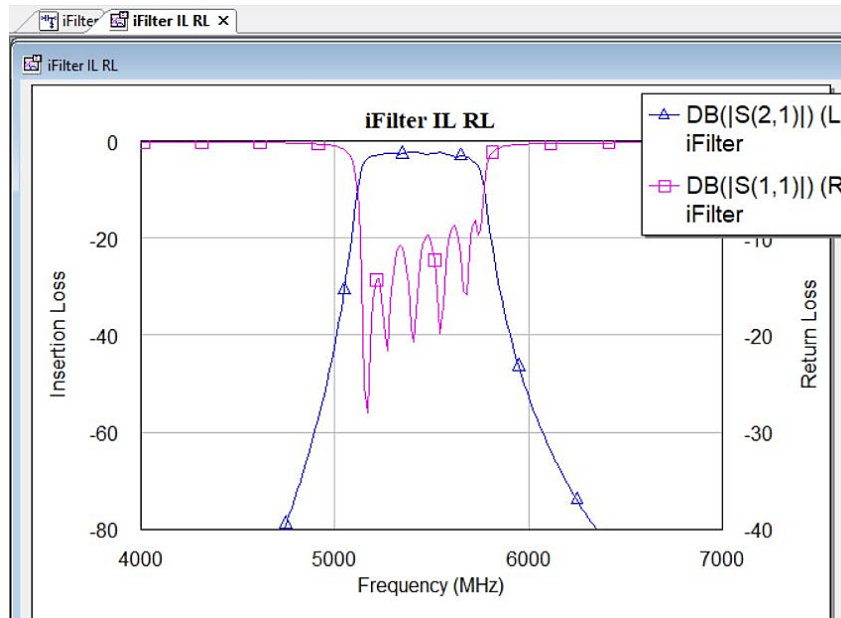


Рисунок 6.8 — Схемна моделі, у середовищі *Microwave Office*

3. Оптимізація схемної моделі фільтра з

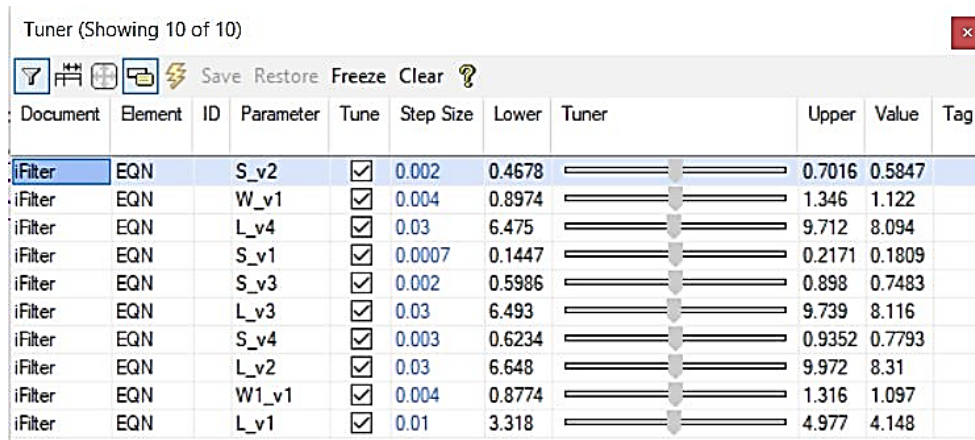
У програмі *AWR Design Environment* можна провести оптимізацію характеристик схемної моделі, змінюючи габаритні розміри елементів фільтра в діалоговому вікні *Tuner* (рис. 6.9), яке можна визвати натисканням клавіші *F9* або кнопки *Tune* на панелі інструментів. Під час оптимізації розмірів необхідно округлити значення до границь, які були вказані на вкладці *Limits* (рис. 6.4), тобто до десятих. За допомогою налаштувань у вікні *Tuner* можна покращити частотні характеристики. У даному прикладі слід встановити крок зміни всіх параметрів 0,1 мм згідно із заданими технологічними допусками.

4. Отримання топології фільтра

Для отримання топології розрахованого мікросмушкового фільтра потрібно відкрити вікно схемної моделі та на панелі інструментів натисніть на зна-

чок *View Layout*. Потім натиснути на панелі інструментів *Edit* і вибрати пункти меню *Select All* та натиснути на панелі інструментів кнопку *Snap Together*, щоб виправити недоліки у відображенні топології.

Tuner (Showing 10 of 10)



Document	Element	ID	Parameter	Tune	Step Size	Lower	Tuner	Upper	Value	Tag
iFilter	EQN	S_v2		☒	0.002	0.4678		0.7016	0.5847	
iFilter	EQN	W_v1		☒	0.004	0.8974		1.346	1.122	
iFilter	EQN	L_v4		☒	0.03	6.475		9.712	8.094	
iFilter	EQN	S_v1		☒	0.0007	0.1447		0.2171	0.1809	
iFilter	EQN	S_v3		☒	0.002	0.5986		0.898	0.7483	
iFilter	EQN	L_v3		☒	0.03	6.493		9.739	8.116	
iFilter	EQN	S_v4		☒	0.003	0.6234		0.9352	0.7793	
iFilter	EQN	L_v2		☒	0.03	6.648		9.972	8.31	
iFilter	EQN	W1_v1		☒	0.004	0.8774		1.316	1.097	
iFilter	EQN	L_v1		☒	0.01	3.318		4.977	4.148	

Рисунок 6.9 — Вікно оптимізації елементів схемної моделі

5. Створення електромагнітної моделі фільтра на основі його топології

Для електромагнітного моделювання необхідно знайти в проекті *Projects* каталог *EM Structures* і натиснути на ньому правою кнопкою миші. З меню вибрати пункт *New EM Structure*, потім в діалоговому вікні ввести ім'я бажаної електромагнітної структури та вибрати тип симулятора (рис. 6.10).

New EM Structure

Enter a name for the EM Structure

EM Structure

Create

Cancel

Help

Select a simulator:

Available Simulators

- ☒ AXIEM® - Async
- ☐ Analyst™ 3D FEM - Async
- ☐ Clarity™ 3D Solver - Async
- ☐ EMX® Planar 3D Solver - Async
- ☐ Celsius™ Thermal Solver - Async
- ☐ ACE™ Automated Circuit Extractor
- ☐ EMSight™ Simulator

Initialization Options

- ☐ From Stackup
- ☐ From LPF
- ☒ Default

Description

Planar 3D Method of Moments asynchronous Simulator

Рисунок 6.10 — Вибір типу електромагнітного симулятора

Перейти до налаштування ЕМ моделі, натискаючи правою кнопкою миші на каталог *Enclosure*. Потім у контекстному меню вибрати пункт *Edit* (рис. 6.11). Після чого відкриється вікно налаштування параметрів (рис. 3.12).



Рисунок 6.11 — Перехід до налаштувань електромагнітної моделі

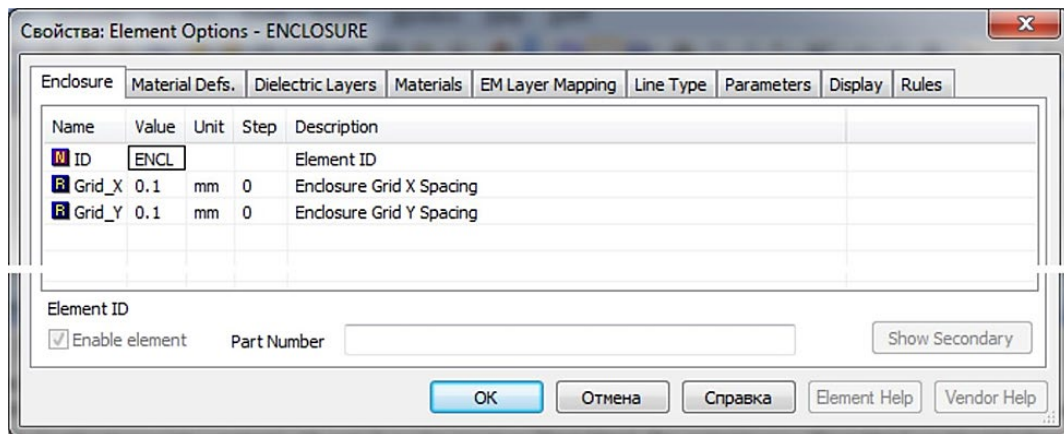


Рисунок 6.12 — Вікно налаштування параметрів підкладки *Enclosure*

У вкладці *Enclosure* налаштовується крок сітки. Він має бути в 5...10 разів менше мінімального розміру елемента фільтра. Від кроку сітки залежить точність і, як наслідок, час моделювання. Щоб переглянути мінімальний розмір елемента фільтра, необхідно зайти в пункт панелі інструментів *View* → *View Layout*, і для вимірювання розміру натиснути *Ctrl + D*. Візуально визначте найменший розмір та здійсніть вимірювання (рис. 6.13).

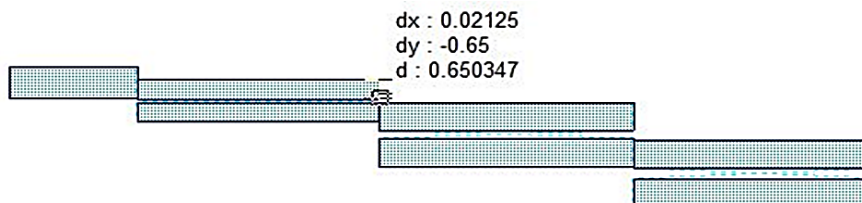


Рисунок 6.13 — Пошук найменшого розміру

У цьому прикладі найменшим розміром по осі y є $dy = 0,65$, а значення dx є похибкою через прив'язку до сітки та неточне розміщення топології фільтра на ній). Крок сітки слід взяти у 5-10 разів меншим цього значення.

У вкладці *Material Defs* задати параметри матеріалів, як на рис. 6.14.

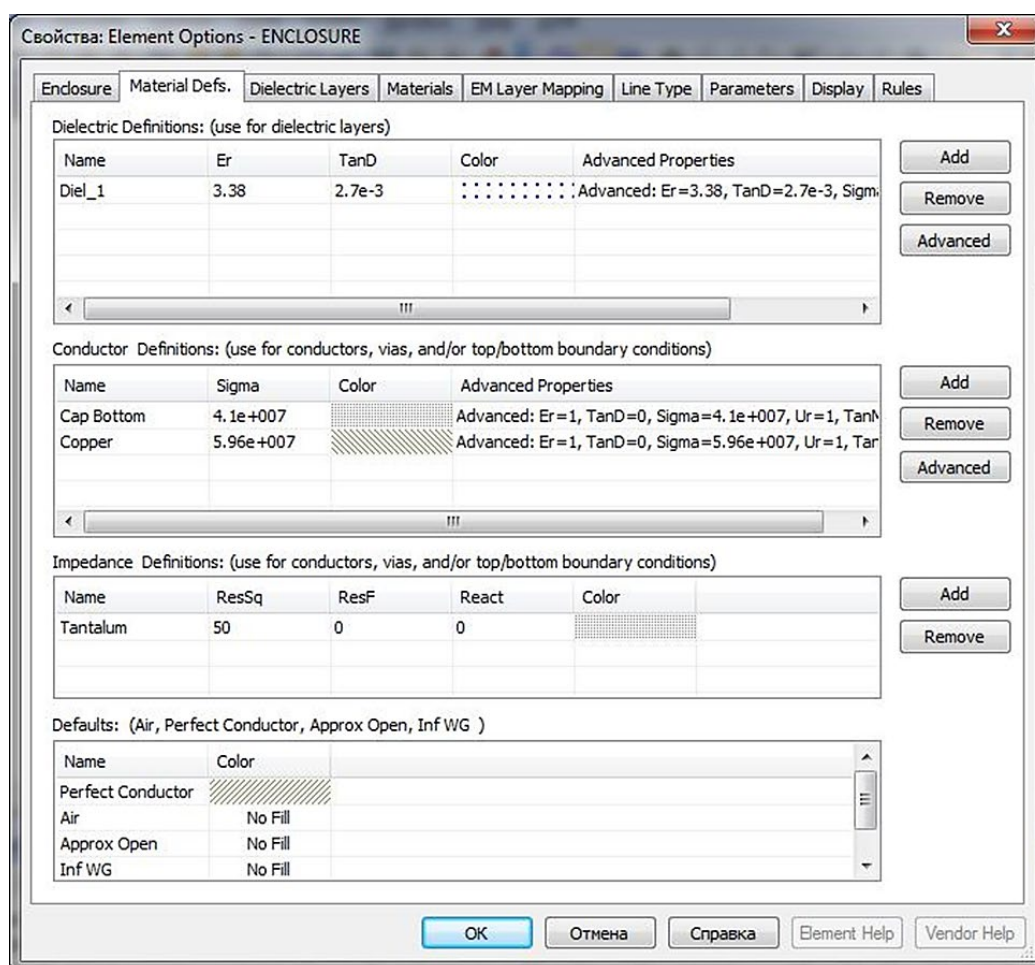


Рисунок 6.14 — Вкладка *Material Defs*

На вкладці *Dielectric Definitions* необхідно додати новий діелектрик та налаштувати його параметри згідно з вихідними даними.

У вкладці *Dielectric Layers* (рис. 6.15) задати товщину діелектриків, зокрема повітря (в 10...20 разів більше, ніж товщина діелектрика).

У вкладці *Materials* для шару *Cap Bottom* як матеріал вибрати мідь (*Copper*) або золото (*Gold*), а товщину шару вибрати рівною товщині провідника на друкованій платі.

У вкладці *Line Type* (рис. 6.16) встановить матеріал провідника, вибраний у полі *Conductor Definitions* вкладки *Material Defs* (золото/мідь). У колонці *Upper Gnd Material* виберіть *Perfect Conductor*.

На цьому налаштування ЕМ-структури закінчено.

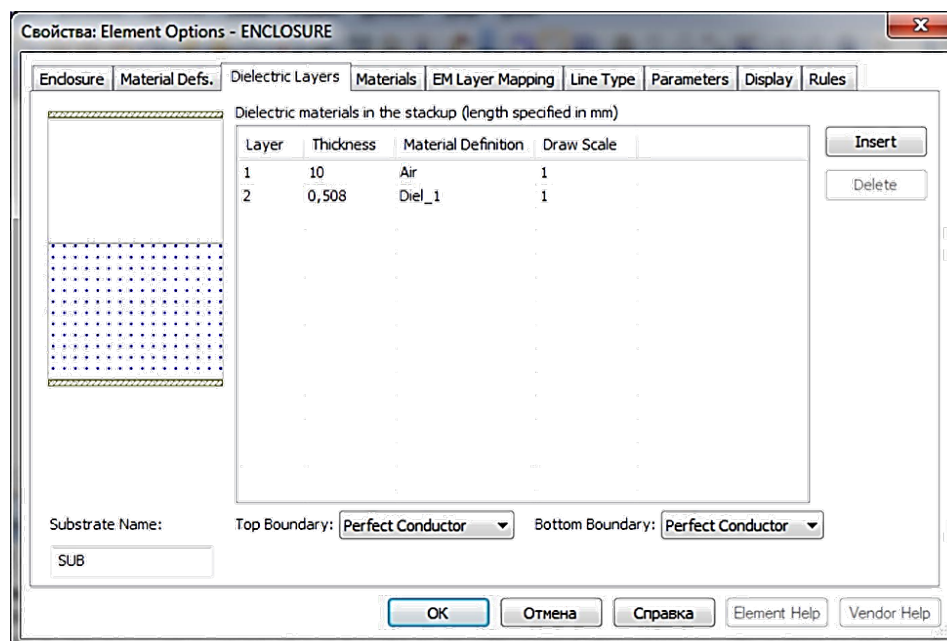


Рисунок 6.15 — Вкладка *Dielectric Layers*

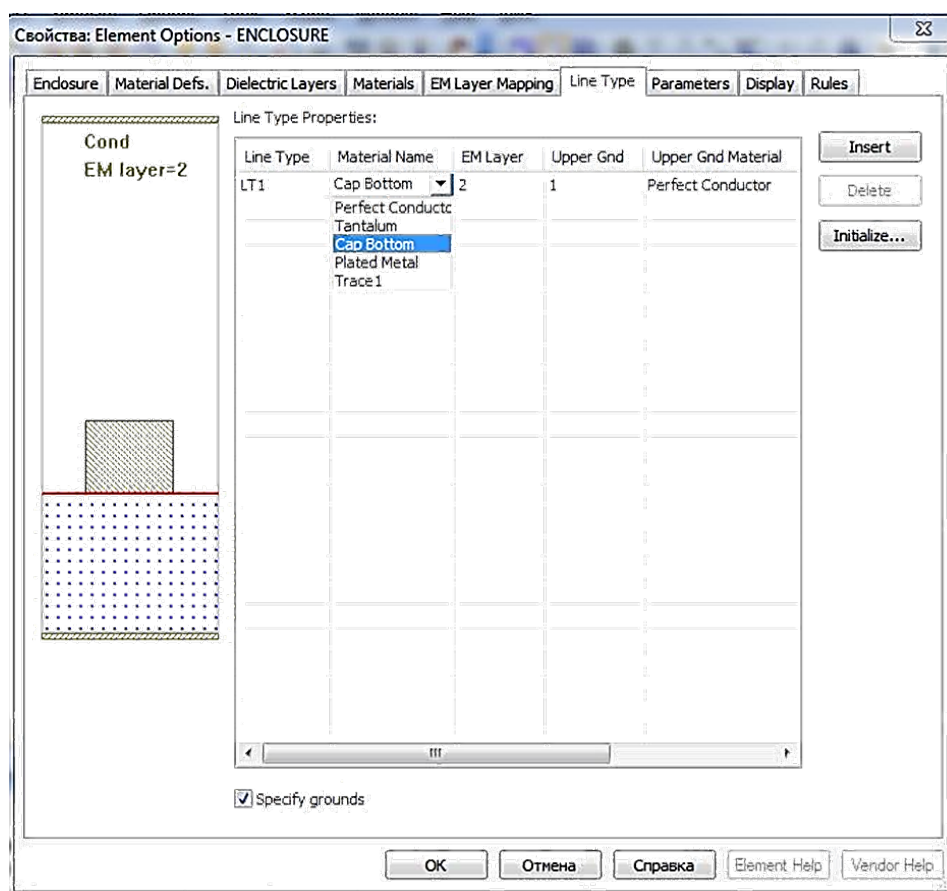


Рисунок 6.16 — Вкладка *Line Type*

6. Виконання електромагнітного аналізу фільтра

У структурі *Project* на каталозі *Graphs* і натиснути правою кнопкою миші та вибрати *New Graphs*, а у вікні, що з'явиться, — *Rectangular* (прямокутний графік). Далі необхідно натиснути правою кнопкою миші на каталог *Graph 1*, натиснути кнопку *Add Measurement*.

У вкладці *Data Source Name* вибрати створену електромагнітну структуру, а у вкладці *Complex Modifier* відмітити прапорець проти *dB*, як показано на рис. 6.17.



Рисунок 6.17 — Вкладка *Complex Modifier*

Створити графіки для $S(1,1)$ і $S(2,1)$. Для цього у вкладці *To Port Index* слід задати значення обох портів рівними 1 та натиснути *Apply*, а потім задати у полі *To Port Index* значення 2, і натиснути *Apply* та *OK*.

Завдання для самостійної роботи

1. Створити схемну модель чебишевського смуго-пропускаючого фільтра за допомогою утиліти *iFilter* програмного пакету *AWR DE*. Визначити його АЧХ та втрати у смугах пропускання та загородження.

2. Експортувати розроблену в завданні 1 схемну модель у програму *Microwave Office* та провести її оптимізацію. Побудувати АЧХ фільтра.

3. Побудувати топологію розробленого у пп. 1 і 2 фільтра у середовищі пакету *AWR DE*

4. Виконати електромагнітний аналіз фільтра, розробленого у п. 1,2.

Вихідні дані для виконання завдань 1-3:

A_p — амплітуда пульсацій АЧХ у смузі пропускання;

f_{p1} , f_{p2} — нижня та верхня частоти зрізу;

Варіанти вихідних даних наведені у табл. 6.1, а характеристики матеріалів підкладки мікросмужкового фільтр — у табл. 6.2.

Таблиця 6.1 — Варіанти вихідних даних до виконання завдань 1-3

Варіант	A_P , дБ	f_{P1} , ГГц	f_{P2} , ГГц	A_S , дБ	f_{S1} , ГГц	f_{S2} , ГГц	Матеріал підкладки
1	0,05	2,5	3	20	1,5	4	RO4003C
2	0,05	3	3,5	20	2	4,5	RO4350B
3	0,1	3,5	4	25	2	5,5	RO4350B
4	0,1	6	7,5	20	4,5	9	TMM 6
5	0,1	7	8,5	25	5,5	10	TMM 6

Таблиця 6.2 — Характеристики матеріалів підкладок друкованих НВЧ пристроїв

Марка матеріалу	ε_r / значення для AWR DE*	$\operatorname{tg} \delta$ (10 ГГц)	(ТК ε), ppm/°C	Товщина фольги t , мкм	Товщина підкладки h , мм	Загасання, дБ/см (10 ГГц, $Z=50$ Ом, $t = 35$ мкм)**
RO4003C	$3,38 \pm 0,05 / 3,55$	0,0027	+40	17 35 70	0,203 0,305 0,406 0,508 0,813 1,524	0,098 0,079 0,070 0,064 0,055 0,049
RO4350B	$3,48 \pm 0,05 / 3,66$	0,0037	+50	17 35 70	0,101 0,168 0,254 0,338 0,442 0,508 0,762 1,524	0,166 0,124 0,102 0,091 0,082 0,079 0,071 0,064
TMM 6	$6,00 \pm 0,08 / 6,3$	0,0023	-11	17 35 70	0,381 0,508 0,635 0,762 1,27 1,524 1,905	0,092 0,081 0,075 0,070 0,061 0,059 0,057

Примітки.

*Відмінність значення діелектричної проникності матеріалу, рекомендованого для проектування (*Design Dk*) від основного значення, приведенного в специфікації (*Process Dk*), обумовлено застосуванням різних методів вимірювання цієї величини.

**Значення питомого загасання приведені лише для $W \leq \lambda/4$ і $h \leq \lambda/4$.

Практичне заняття 7

Аналіз характеристик балансного змішувача

Завдання

1. Створення схемної моделі фільтра в утиліті *iFilter* та її експорт у програму *Microwave Office*
2. Оптимізація схемної моделі балансного змішувача для отримання заданих характеристик
3. Виконання електромагнітного аналізу мікросмужкового змішувача

Мета заняття

Придбання навичок проектування мікросмужкового балансного змішувача на основі відгалужувача Ланге в середовищі програмного пакету *AWR Design Environment*.

Основні теоретичні відомості

Змішувачі різних типів широко використовуються в приймальних і передавальних пристроях для перетворення частоти. Причому частота сигналу може як підвищуватися, так і знижуватися.

У приймачі зменшення частоти дозволяє обробити сигнал цифровим способом, використовуючи АЦП, а збільшення — відокремити паразитні канали прийому, оскільки в цьому випадку ширина відносної смуги пропускання звужується, тому простіше реалізується висока вибірковість фільтрів. У передавачах змішувачі використовуються для модуляції сигналу.

Змішувач має два входи і один вихід. На входи змішувача подаються перетворюваний сигнал і сигнал гетеродина (генератора, що використовується для перетворення частоти).

Разом змішувач і гетеродин утворюють функціональний вузол — перетворювач частоти (рис. 7.1). Розрізняють адитивні та мультиплікативні змішувачі.

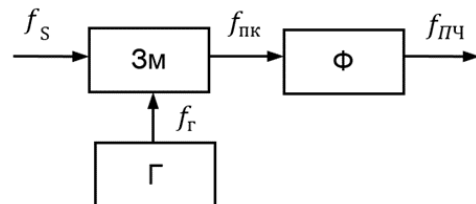


Рисунок 7.1 — Структурна схема перетворювача частоти

При *адитивному* змішуванні відбувається додавання перетворюваного сигналу до сигналу гетеродина і постійної складової. Результат подається на елемент з нелінійною вольт-амперною характеристикою (ВАХ). Нелінійність спричиняє появу безлічі комбінаційних частот на виході змішувача

$$f_k = |mf_s \pm nf_H|,$$

де f_s – частота корисного сигналу; f_H – частота гетеродина; $n, m = 1, 2, 3 \dots$

Серед них є корисна складова, яку виділяють фільтром.

Елементом перетворення частоти може бути діод або транзистор, залежність струму від напруги якого (ВАХ) є нелінійною. Тому входними є сигнали напруги, а вихідним — сигнал струму. Постійна складова забезпечує вибір робочої точки на ВАХ. При цьому напруги перетворюваного сигналу і гетеродина є малосигнальними величинами, і сигнал гетеродина — синусоїдальний.

Часто, наприклад, у супергетеродинних приймачах, вихідний сигнал перетворювача має проміжну частоту

$$f_{пч} = |f_s - f_H|. \quad (7.1)$$

При *мультиплікативному* змішуванні перетворюваний сигнал та сигнал гетеродина перемножуються. Причому останній не обов'язково повинен бути синусоїдальним, достатньо, щоб він був періодичним. Корисний сигнал також виділяється за допомогою фільтра. У мультиплікативному режимі робоча точка на ВАХ нелінійного елемента перемикається з частотою гетеродина, який працює в режимі великого сигналу, а перетворюваний сигнал є малосигнальним.

За *типом нелінійного елемента* розрізняють діодні та транзисторні перетворювачі. Транзисторні перетворювачі частоти переважно використовуються у дециметровому діапазоні та нижче.

За *кількістю нелінійних елементів* перетворювачі поділяються на прості (одноеlementні); балансні (два елементи) кільцеві (чотири елементи).

У мікрохвильовій техніці системах частіше застосовуються діодні перетворювачі частоти. Вони мають більш високу робочу частоту, малі шуми та

просту конструкцію і є, як правило, мультиплікативні, тобто для перетвореного сигналу діоди періодично відкриваються і закриваються з частотою гетеродина. Їх втрати зазвичай складають від 5 до 8 дБ.

Принцип дії та конструкції діодних балансних змішувачів

У сучасній мікрохвильовій радіоапаратурі переважно застосовують балансні змішувачі (БЗм) на діодах. Основною їх перевагою є здатність придушувати шуми гетеродина у спектрі сигналу проміжної частоти (7.1) і значно зменшувати проникнення сигналу гетеродина в антену. Схема БЗм (рис. 7.2) включає два змішувальні діоди та мікрохвильовий квадратурний міст. Квадратурний міст — 3дБ-ий відгалужувач (гібрид), який має два входи та два виходи. Якщо на вхід 1 (рис. 7.2) подати сигнал антени, а на вхід 2 — сигнал гетеродина, то їхня потужність на виходах 3 і 4 дорівнюватиме приблизно половині вхідної. Причому на виході 3 сигнал гетеродина буде опереджати за фазою сигнал антени на 90° , а на виході 4 відставати від нього. Після перетворення сигнали на виході діодів також будуть розрізнятися за фазою також на 90° .

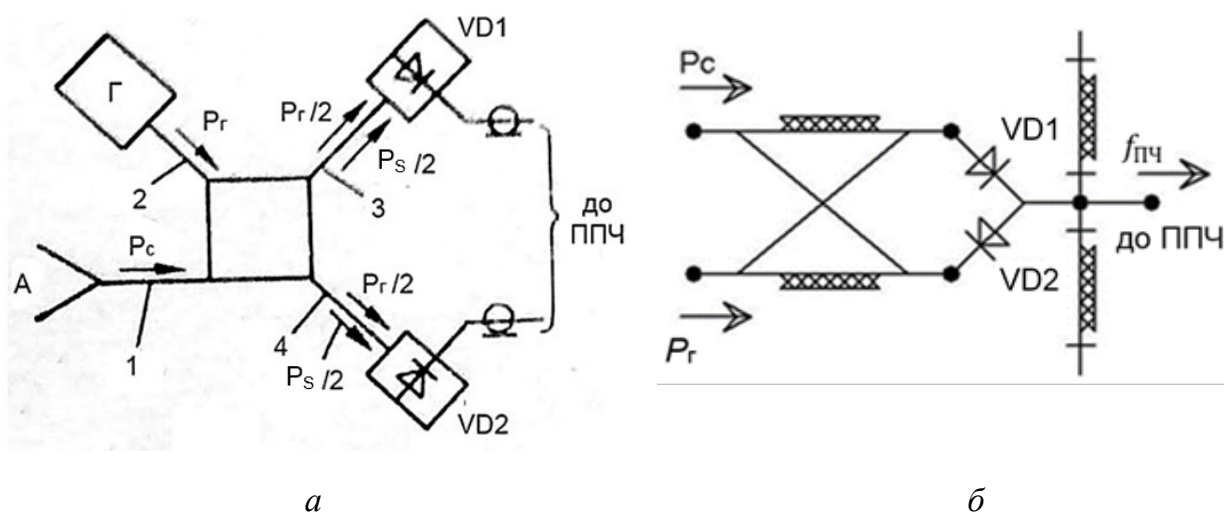


Рисунок 7.2 — Структурна (а) та принципова (б) електрична схема балансного діодного змішувача

Цей зсув можна компенсувати, збільшуючи електричну довжину кола одного з діодів. З мостом діоди з'єднуються, як показано на рис. 7.2б, тому шуми на їх виході матимуть протилежну полярність, і взаємно компенсуються.

Крім квадратурних мостів у балансних змішувачах використовуються кільцеві. До квадратурних мостів на мікросмужкових лініях відносяться, зокрема, квадратний міст (рис. 7.3) і міст Ланге (рис. 7.4).

Останній має дуже широку смугу робочих частот (до октави), проте досить складну технологію виготовлення, яка передбачає зовнішнє з'єднання елементів пристрою за допомогою паяння або зварювання. Тому міст Ланге використовується в основному в нижній частині мікрохвильового діапазону.

Основна перевага квадратурного і кільцевого мостів — висока розв'язка між входами, на які подаються корисний сигнал і сигнал гетеродина.

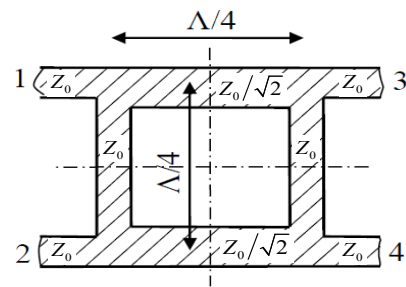
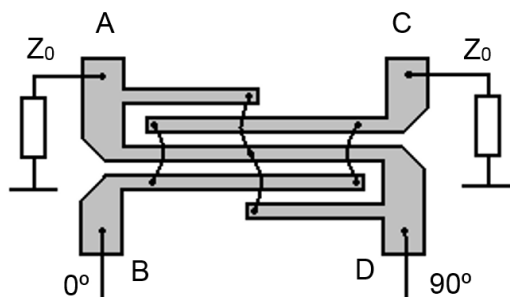


Рисунок 7.3 — Топологія мікросмужкового квадратного моста



a



б

Рисунок 7.4 — Топологія (а) і конструкція (б) моста Ланге

Основними параметрами балансного змішувача є:

- втрати перетворення $L_{БЗМ}$;
- коефіцієнт шуму $N_{БЗМ}$; вихідний опір $r_{БЗМ}$;
- придушення шуму гетеродина $S_{шг}$ і
- шумове відношення $n_{БЗМ}$.

На занятті розглядається методика проектування та оптимізація за заданими критеріями моста (відгалужувача) Ланге, який використовується в балансних НВЧ змішувачах. Він має мікросмужкову конструкцію. Такий міст (рис. 7.3) по суті вже не є планарним, оскільки виконаний з використанням

перемичок. Якщо збуджується плече А енергія коливань розподіляється порівну між виходами В і D. Причому зсув за фазою між сигналами складає 90° .

Приклад розв'язку завдань

Розрахувати діодний балансний змішувач на основі моста Ланге. Втрати перетворення не мають перевищувати $A_c = 5$ дБ. Частота перетворюваного сигналу $f_s = 4,5$ ГГц, частота гетеродина $f_H = 3,5$ ГГц. Рівень паразитних сигналів не більше $A_{\Pi} = 30$ дБ. Змішувач реалізовано на підкладці ТММ 6.

Розв'язок

Проектування виконується в середовищі *AWR DE* в декілька етапів.

1. Задання одиниць вимірювань та значень частот

Для задання зазначених параметрів необхідно зайти меню *Options*, вибрати пункт *Project Options* і в діалоговому вікні вкладки *Frequencies* ввести значення граничних частот в полях *Start* і *Stop*, та крок зміни частоти $0,1$ ГГц в полі *Step*. Послідовно натиснути кнопки *Apply* і *OK* і перейти на вкладку *Global Units*, щоб задати одиниці вимірювань у проекті згідно з рис. 7.5.

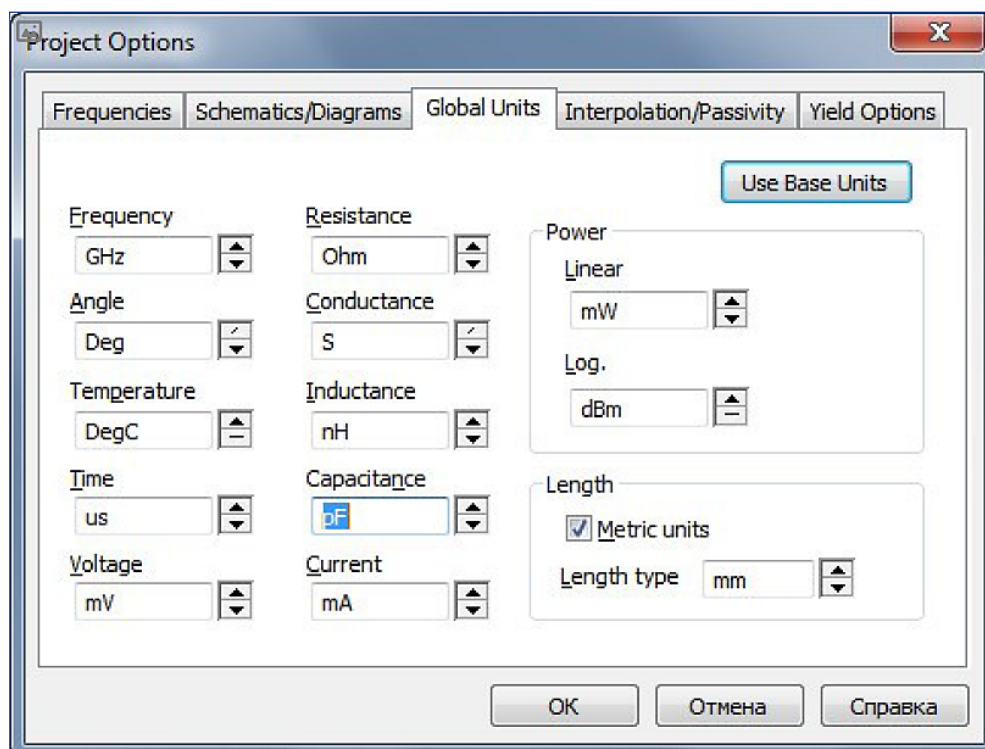


Рисунок 7.5 — Задання одиниць вимірювань у вікні *Global Units*

У проєкті буде декілька схемних моделей, які використовують ту ж саму підкладку, тому треба додати кожен елемент підкладки у глобальні визначення, звідки він буде доступним для всіх моделей. У вікні перегляду двічі клацаємо *Global Definitions* (рис. 7.6а), щоб відкрити вікно глобальних визначень. У нижній частині натискаємо кнопку *Elements* і вибираємо *Substrates* (рис. 7.6б), щоб відобразити елементи підкладок.

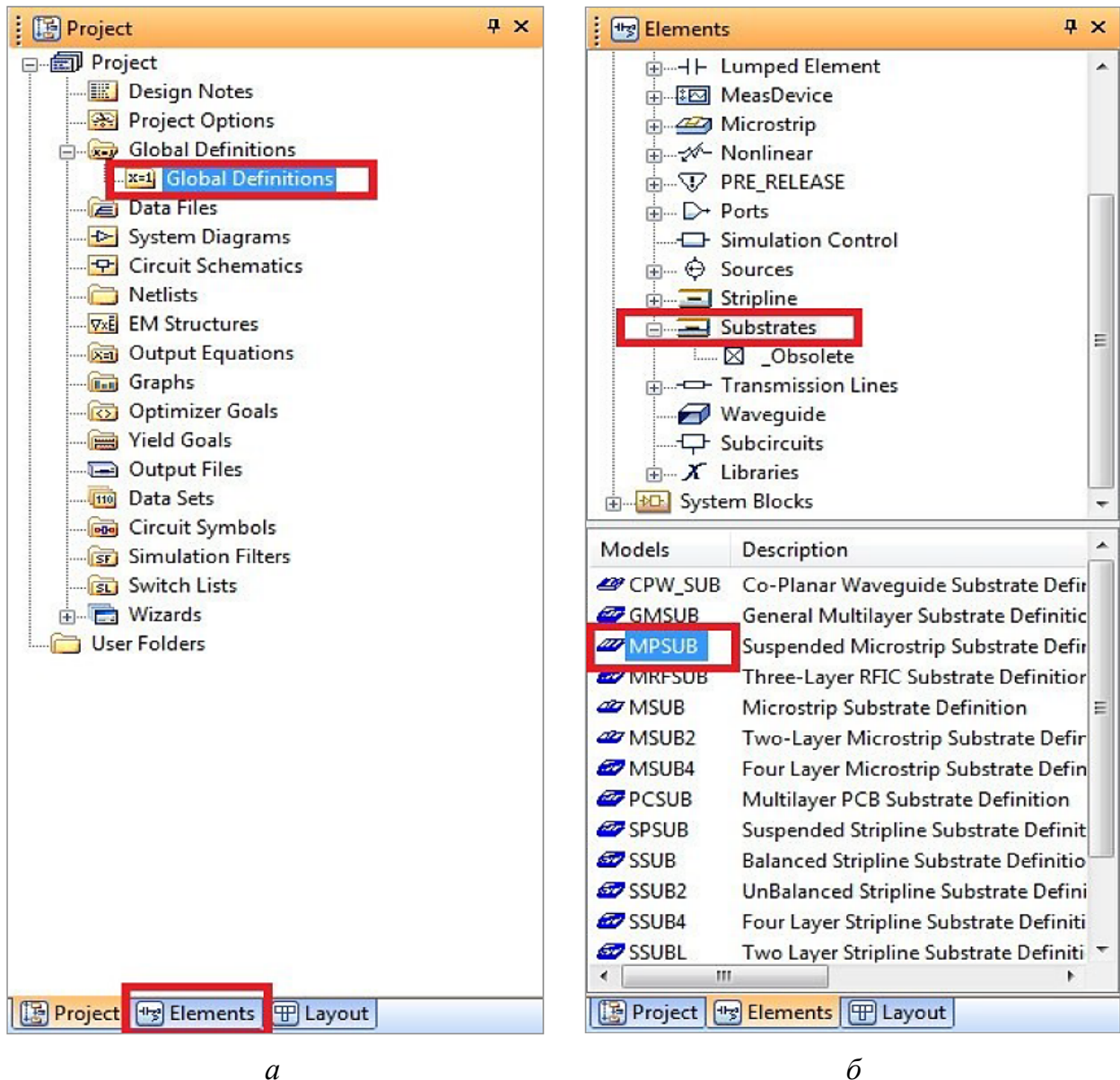


Рисунок 7.6 — Вікно *Project* (а) і вікно *Elements* (б)

Далі необхідно перемістити елемент *MSUB* у вікно глобальних визначень та натиснути лівою кнопкою миші, щоб закріпити його. Потім двічі клацаємо

на *MSUB* і у вікні властивостей елемента, що відкриється, вводимо значення *Er*, *H*, *T*, *Tand* і *ErNom*, що відповідають матеріалу підкладки TMM 6. Підтверджуємо дію, натискаючи *OK*.

2. Оптимізація відгалужувача Ланге

Створимо схемну модель відгалужувача Ланге. Вона складатиметься тільки з одного елемента і необхідна для оптимізації відгалужувача окремо від загальної моделі. На панелі інструментів натискаємо на кнопку *Add New Schematic* та створюємо модель з ім'ям *Lange Coupler* (рис. 7.7).

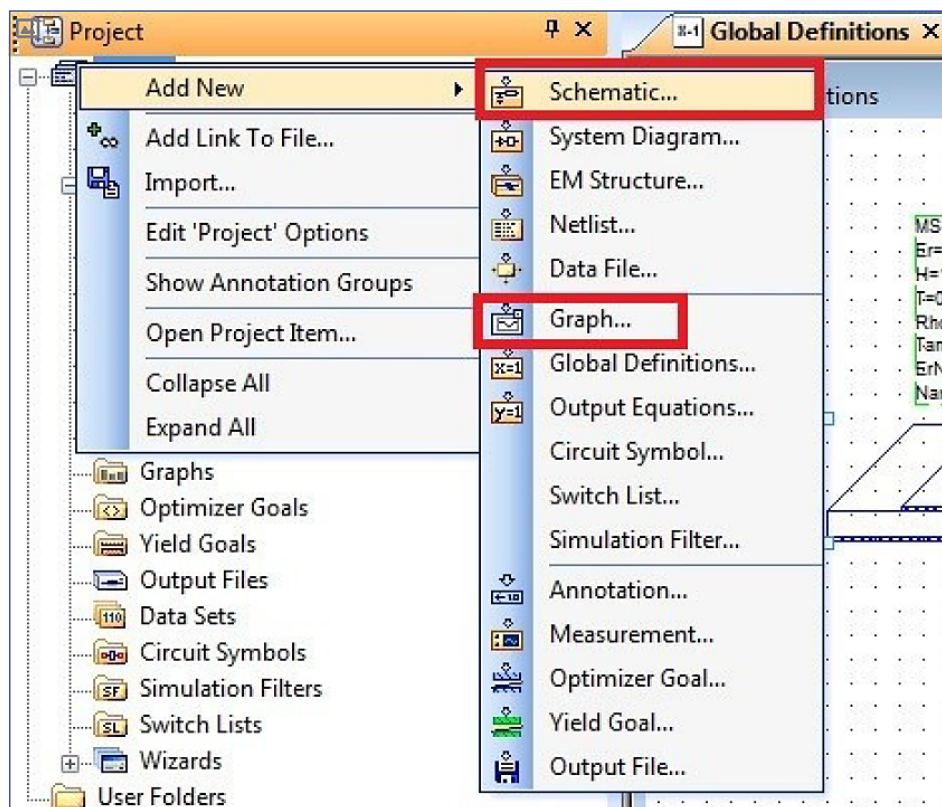


Рисунок 7.7 — Задання одиниць вимірювань у вікні *Global Units*

Знов заходимо у вікно перегляду елементів, розгортаємо групу *Microstrip* та вибираємо підгрупу *PwrDivider*. Переносимо у вікно схемної моделі відгалужувача Ланге елемент *MLANGE* та закріплюємо його натисканням лівої кнопки миші. Також додаємо до моделі елемент *Port*. Для цього потрібно натиснути лівою кнопкою миші на іконці *Port* на панелі інструментів і підключити його до плеча 1 елемента *MLANGE*. Аналогічно підключаємо порт до плечей 2, 3, 4 (рис. 7.8).

Натискаємо на позначці *Tune Tool* на панелі інструментів та призначаємо параметри W , S і L елемента *MLANGE* для налаштування. Звертаємо увагу, що іконка курсора змінилась на зображення викрутки.

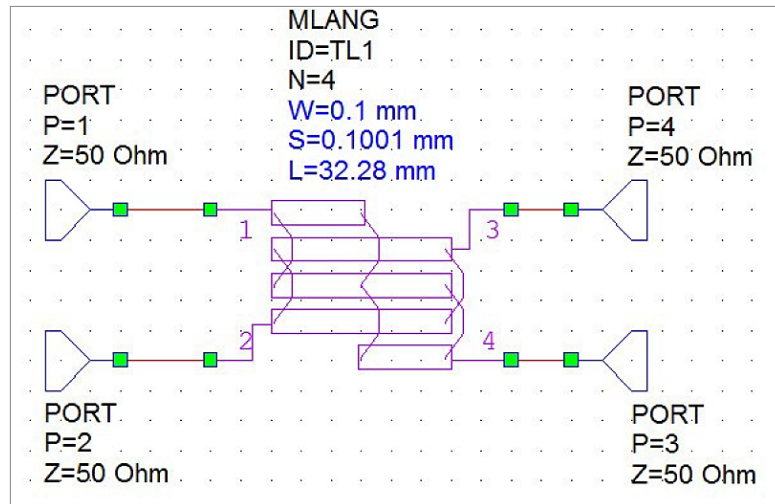


Рисунок 7.8 — Модель відгалужувача Ланге

Далі натискаємо на кнопку *Add New Graph* на панелі інструментів і створюємо графік в декартовій системі координат з назвою *Lange Coupler S Parameters* (рис. 7.9).

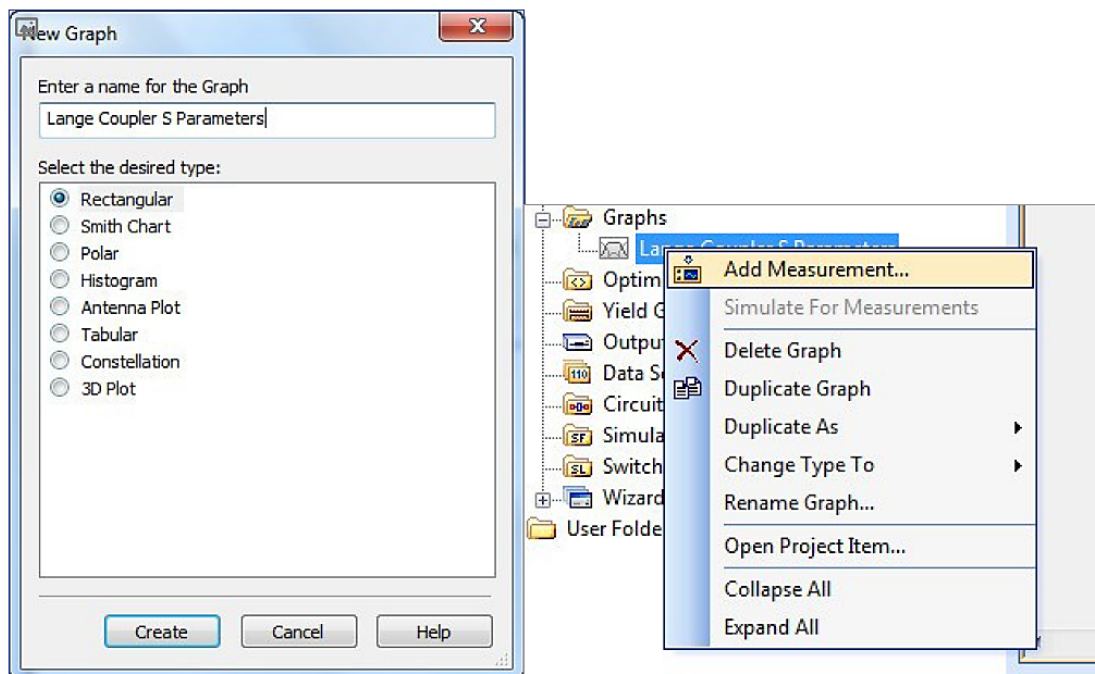


Рисунок 7.9 — Створення нового графіка для нього даних

Далі відкриваємо вікно перегляду проекту, натискаючи на панель у лівій нижній частині вікна, а тиснемо правою кнопкою миші на ім'я створено графіка у вікні перегляду проекту. Вибираємо *Add Measurement*, після чого з'явиться діалогове вікно. Відмічаємо *Linear* → *Port Parameters* області *Measurement Type* виділяємо S , в полі *Data Source Name* вводимо *Lange Coupler*, в поля *To Port Index* і *From Port Index* ставимо 1, відмічаємо *dB* і натискаємо *Apply*. Потім у полі *To Port Index* ставимо послідовно 2, 3 і 4, натискаючи після кожного вводу *Apply*. Наприкінці натискаємо *OK*.

Після цього тиснемо на іконку *Analyze* на панелі інструментів. Виділяємо змінні W , S та L елемента *MLANG* як такі, що оптимізуються. Далі натискаємо на піктограму *Tune* і в діалоговому вікні *Tuner*, переміщаючи рушії змінних на блоці налаштування, досягаємо необхідних коефіцієнтів передачі між портами. Частотні залежності коефіцієнтів матриці розсіювання повинні мати вигляд, аналогічний рис. 7.10. Звертаємо увагу, що коефіцієнти передачі S_{21} , S_{31} великі, у той час як S_{11} та S_{41} , навпаки, малі. Відмінняємо процес налаштування.

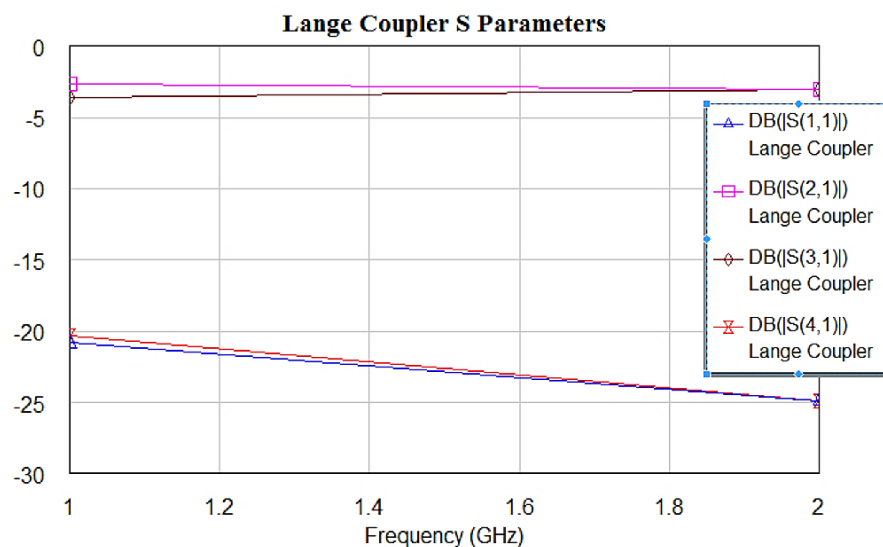


Рисунок 7.10 — S -параметри відгалужувача Ланге

3. Створення схемної моделі діода на основі еквівалентної схеми

Натиснемо на значок *Add New Schematic* на панелі інструментів і створимо схемну модель з ім'ям *Diode*. У вікні перегляду елементів, розкриємо групу *Lumped Element* та виберемо підгрупу *Inductor*. Перетягнемо елемент

IND у вікно моделі та натиснемо лівою кнопкою миші, щоб закріпити його. Далі розкриємо групу *Nonlinear* і натиснемо на підгрупу *Diode* і перетягнемо елемент *SDIODE* також у вікно моделі. Після чого розкриваємо групу *Lumped Element*, тиснемо на підгрупу *Capacitor* та переміщуємо елемент *Cap* у вікно моделі. Додаємо також два елементи *Port* з групи *Ports*. Побудуємо модель діода відповідно до рис. 7.11. Двічі клацаючи по елементах індуктивностей і ємностей, відредагуємо їхні параметри, як показано на рисунку.

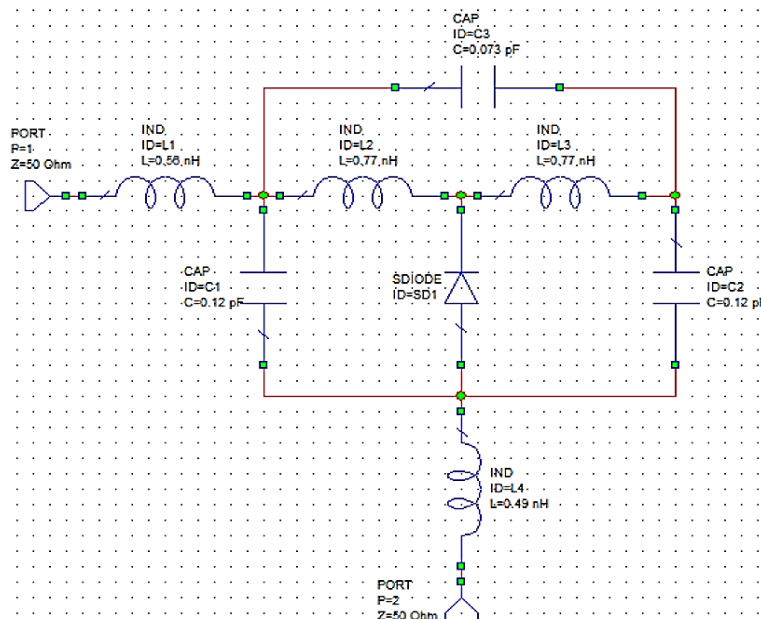


Рисунок 7.11 — Схемна модель діода

4. Схемна модель фільтра нижніх частот

При створенні схемної моделі змішувача будемо використовувати створені раніше моделі в як складові частини.

Натиснемо на іконку *Add New Schematic* на панелі інструментів і створимо схемну модель з ім'ям *Diode Mixer*. Відкриємо вікно перегляду елементів і натисніть на *Subcircuits* (Підсхеми).

Перетягнемо у вікно моделі елемент *Lange Coupler* і натиснемо лівою кнопкою миші. За замовчуванням всі результати розрахунків відображаються у напису. Можна змінити вигляд підсхеми, щоб він був більш наочним. Для цього двічі натисніть на елемент *Lange Coupler* у вікні моделі та у вікні властивостей елемента відкриємо вкладку *Symbol*. У правому верхньому рядку

вводимо *all* або *system.syf*. У вікні списку символів праворуч відмічаємо *MLANG@system.syf* (рис. 7.12) і тиснемо *OK*.

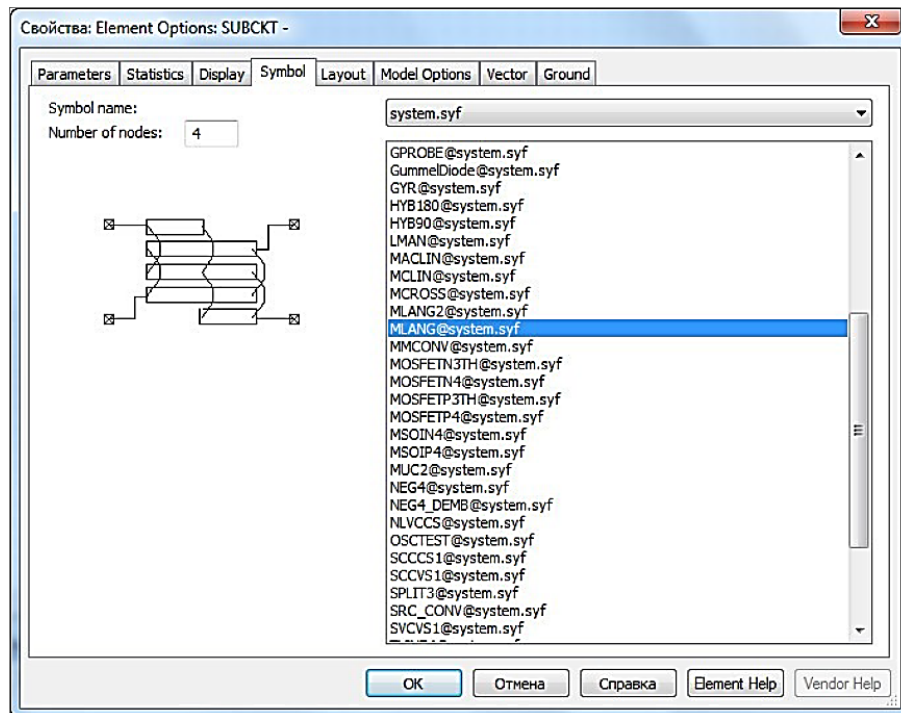


Рисунок 7.12 — Вибір символу для відображення підсхеми

Натиснемо на елемент відгалужувача Ланге правою кнопкою миші, виберемо *Rotate* і повернемо елемент на 90° проти годинникової стрілки.

Знов натиснемо на елемент відгалужувача Ланге правою кнопкою мишки, виберіть *Flip* і, обертаючи мишкою проти годинникової стрілки, створимо дзеркальне відображення елемента. Елемент повинен виглядати так, як показано на рис. 7.13.

Побудуємо модель змішувача відповідно до рис. 7.14. Відгалужувач Ланге, фільтр нижніх частот і діод беремо з групи *Subcircuits* у вікні перегляду елементів. Значення ємностей та індуктивностей фільтра вибираємо виходячи з вимог до фільтра. Перевіримо, що в схемній моделі є «земля».

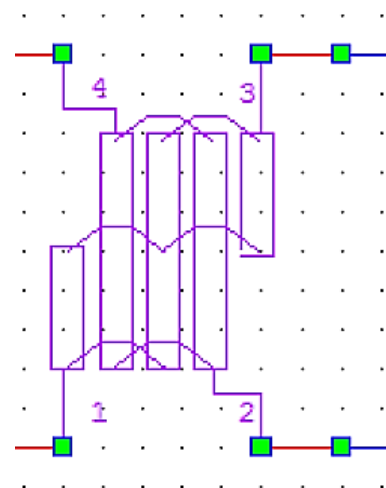


Рисунок 7.13 — Положення відгалужувача в схемній моделі

У вікні перегляду елементів розкриємо групу *Ports* та відмітимо *Harmonic Balance*. Перетягнемо порт *PORTF* у вікно моделі змішувача і підключимо його до плеча 1 відгалужувача Ланге. Аналогічно перетягнемо порт *PORT_PS1* у вікно моделі і підключіть до плеча 4 відгалужувача Ланге.

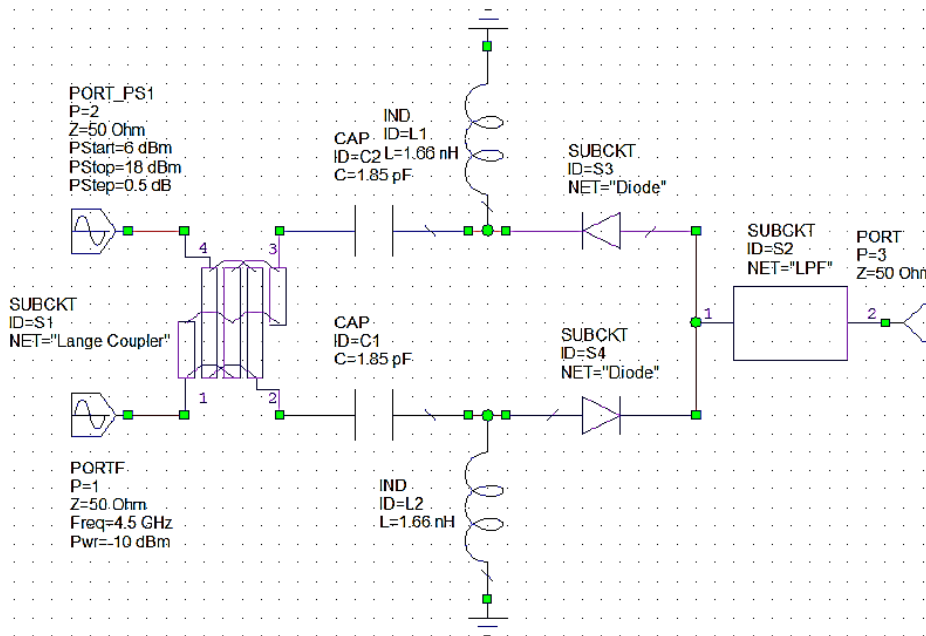


Рисунок 7.14 — Модель змішувача

Натиснемо на значок *PORT* на панелі інструментів, повернемо його на 180° і підключимо до виходу схеми.

Двічі натиснемо на позначку порта *PORTF* (перетворений сигнал) та введемо у вікні властивостей *Freq* = «частота сигналу» *GHz*, *Pwr* = -10 dBm , після чого натиснемо *OK*.

Двічі натиснемо на значок *PORT_PS1* (сигнал гетеродина) і у вікні властивостей вводимо *PStart* = 6 dBm , *PStop* = 18 dBm , *PStep* = $0,5 \dots 3\text{ dB}$. Натискаємо кнопку *OK*.

Відкриємо вікно перегляду створюваного проекту, натиснемо правою кнопкою миші на ім'я створеної схемної моделі *Diode Mixer* і виберемо *Options*. У вікні опцій схемної моделі на вкладці *Frequencies* очистимо прапорець *Use project defaults*, відмітимо *Replace* (Замінити) і *Single point* (Одна точка). У полі *Point (GHz)* вводимо $3,5$ (частота гетеродина), натискаємо *Apply* та *OK*.

5. Побудова графіків характеристик балансного змішувача

Графік втрат перетворення

Натискаємо лівою кнопкою миші на значок *Add New Graph* на панелі інструментів і створимо графік з ім'ям *Conversion Loss*.

Натискаємо лівою кнопкою миші на значок *Add Measurement* на панелі інструментів. Після відкриття діалогового вікна *Add Measurement* у списку *Measurement Type* відмітимо *Nonlinear* → *Power*, у списку *Measurement* вибираємо *LSSnm*, в полі *Data Source Name* вводимо *Diode Mixer*, в полі *PIXER (To)* вводимо *PORT_3*, в полі *Port (From)* має бути *PORT_1*. У верхніх полях *Harmonic Index* треба ввести: -1 і 1 , а в нижніх полях *Harmonic Index* — 0 і 1 , використовуючи стрілки праворуч від полів. У полі *Sweep Freq (FDOC)* вводимо *Freq* = «частота перетвореного сигналу» GHz. У полі *PORT_2* потрібно ввести *Use for x – axis*. Умикаємо перемикачі *dB* і *Mag* і натискаємо *Apply* і *OK*.

Натискаємо лівою кнопкою миші на значок *Analyze* на панелі інструментів. Отриманий графік має бути аналогічним графіку, наведеному на рис. 7.15. На графіку позначте потужність сигналу гетеродина, що відповідає мінімальним втратам перетворення.

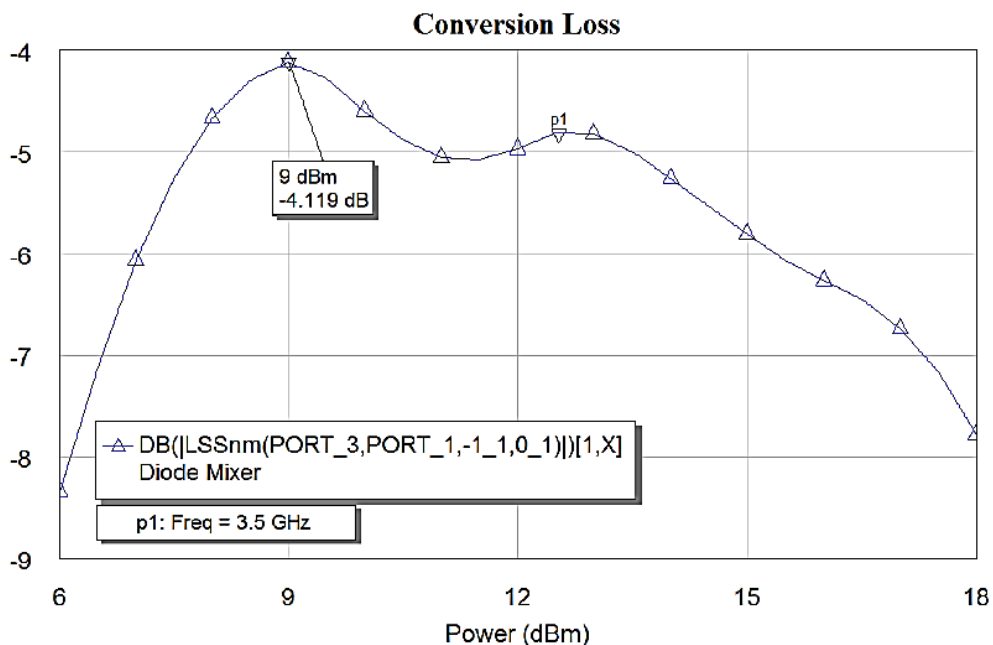


Рисунок 7.15 — Залежність втрат перетворення від потужності гетеродина

Графік часової залежності вихідної напруги

Натискаємо лівою кнопкою миші на значок *Add New Graph* на панелі інструментів і створюємо графік з ім'ям *Mixer IF Output Voltage*.

Для цього додаємо вимірювання. У списку *Measurement Type* вибираємо *Nonlinear* → *Voltage*. У списку *Measurement* позначаємо *Vtime*. У полі *Data Source Name* вводимо *Diode Mixer*, а в полі *Measurement Component* задаємо *PORT_3*. У полі *Offset* ставимо *None*, в полі *Sweep Freq (FDOC)* вводимо *Freq* = «частота перетвореного сигналу» *GHz*. У полі *PORT_2* задаємо потужність, яка відповідає мінімальним втратам перетворення. Згідно з рис. 7.15 потужність дорівнює 9 дБм. Натискаємо послідовно *Apply* і *OK*.

Запуск розрахунків здійснюється за допомогою значка *Analyze* на панелі інструментів. Розрахований графік наведено на рис. 7.16.

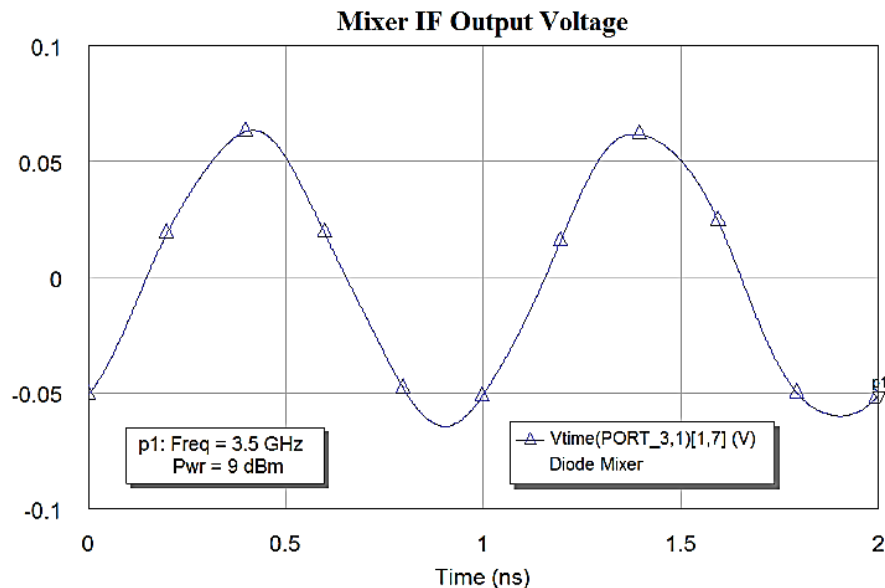


Рисунок 7.16 — Часова залежність вихідної напруги перетворювача

Натиснувши на значок *Tune* на панелі інструментів і рухаючи рушій перемінної *Pwr* на блоці налаштування, можна спостерігати зміну вихідної напруги в залежності від потужності вхідного сигналу *Pwr*.

Спектральний аналіз

Натискаємо лівою кнопкою миші на значок *Add New Graph* на панелі інструментів і створюємо графік з ім'ям *Mixer IF Output Power Spectrum*.

Далі тиснемо на значок *Add New Measurement* на панелі інструментів.

У списку *Measurement Type* вибираємо *Nonlinear* → *Power*, у списку *Measurement* — *Pharm*. У полі *Data Source Name* вводимо *Diode Mixer*, в полі *Measurement Component* задаємо *PORT_3*, в полі *Sweep Freq (FDOC)* вказуємо *Freq* = «частота перетвореного сигналу» GHz, а в полі *PORT_2* задаємо потужність, яка відповідає мінімальним втратам перетворення. Вона дорівнює дБм (рис. 7.15). Відмічаємо *Mag* та *dBm*, і натискаємо *Apply* та *OK*.

Натискаючи на значок *Analyze* на панелі інструментів, отримаємо графік аналогічний наведеному на рис. 7.17.

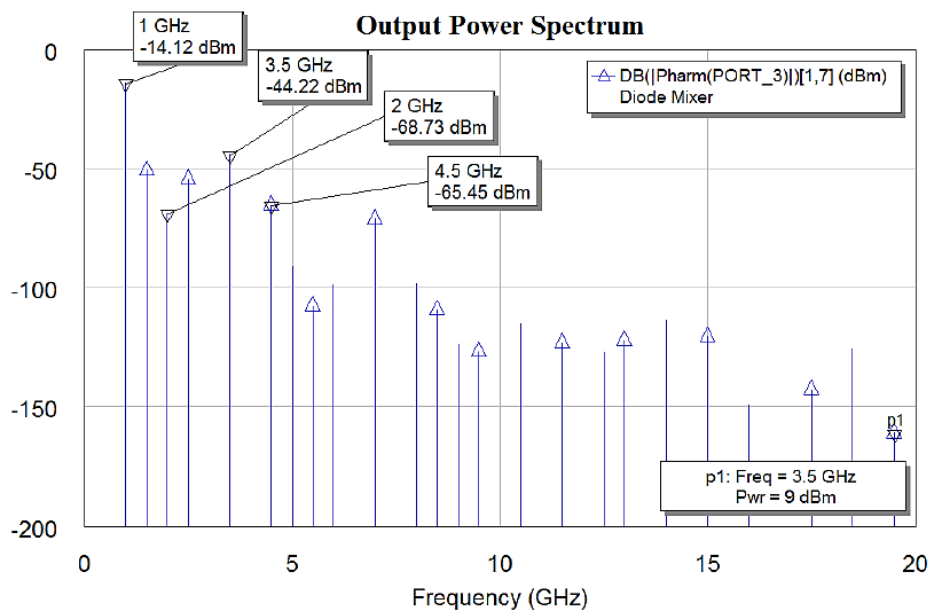


Рисунок 7.17 — Спектр вихідного сигналу перетворювача

Натиснувши на значок *Tune* на панелі інструментів і рухаючи рушій змінної *Pwr* на блоці налаштування, можна побачити зміну спектру в залежності від потужності вхідного сигналу *Pwr*.

Частота перетворюваного сигналу в схемній моделі дорівнювала 4,5 ГГц, частота гетеродина — 3,5 ГГц. Відповідно, частота перетвореного сигналу буде 1 ГГц. Зі спектру вихідного сигналу видно, що крім частоти корисного сигналу на виході змішувача присутня безліч комбінаційних частот, а також гармоніки перетворюваного сигналу і гетеродина. Значення другої гармоніки дорівнює -68,73 дБм. В даному випадку найбільш потужним паразитним сигналом на виході змішувача є сигнал гетеродина (-44,22 дБм).

За його значенням можна розрахувати загасання паразитних сигналів.

Оптимізація моделі змішувача

Якщо отримані при моделюванні втрати перетворення (рис. 7.15) перевищують необхідні 5...8 дБ, то модель змішувача слід оптимізувати. Причинами перевищення втрат можуть бути неправильно вибрані номінали реактивних елементів, неправильно задана смуга пропускання ФНЧ, помилка у виборі виводів відгалужувача Ланге, неточна модель діода, тощо.

Якщо загасання паразитних частот на виході змішувача не відповідає заданому, потрібно збільшувати порядок фільтра.

Завдання для самостійної роботи

1. Розрахувати діодний балансний змішувач на основі моста Ланге. Втрати перетворення не мають перевищувати A_C . Частота перетворюваного сигналу f_S , частота гетеродина f_H . Рівень паразитних сигналів не більше A_P . Змішувач реалізовано на підкладці ТММ 6.

2. Побудувати графік залежності втрат перетворення від потужності сигналу гетеродина. Визначити втрати перетворення. У випадку перевищення заданого рівню, виконати оптимізацію параметрів перетворювача.

3. Побудувати спектральну характеристику вихідного сигналу змішувача. Визначити рівень паразитних сигналів. У випадку перевищення заданого рівню, виконати оптимізацію параметрів перетворювача.

Варіанти вихідних даних наведені у табл. 7.1, а характеристики матеріалу підкладки ТММ 6 — у табл. 6.2.

Таблиця 7.1 — Варіанти вихідних даних до виконання завдань 1-3

Варіант	A_C , дБ	A_P , дБ	f_S , ГГц	f_H , ГГц
1	5	20	6	5
2	4,5	20	6	5,25
3	5,5	25	7	5.75
4	6	20	7	5,25
5	6	25	7	5,5

Список рекомендованої літератури

1. Бездротові технології інтелектуальної радіоапаратури. Частина 1 : Домашня контрольна робота [Електронний ресурс] : навч. посіб. для студ. спеціальності 172 «Електронні комунікації та радіотехніка» / КПІ ім. Ігоря Сікорського ; уклад.: С. М. Перегудов. – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2023. – 31 с. Доступ: <https://ela.kpi.ua/handle/123456789/57246>.
2. Smith-Chart Software and Related Documents [Електронний ресурс] – Доступ: <http://www.fritz.dellsperger.net/smith.html>.
3. Василенко, Д. О. Пристрої надвисоких частот. Практикум [Електронний ресурс] : навч. посіб. для здобувачів ступеня бакалавра за освітньою програмою «Інформаційна та комунікаційна радіоінженерія» за спеціальністю 172 «Електронні комунікації та радіотехніка» / Д. О. Василенко – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2023. – 51 с. – Доступ: <https://ela.kpi.ua/handle/123456789/45719>.
4. Василенко, Д. О. Пристрої надвисоких частот. Курсова робота (Частина 2. Широкопasmовe узгодження навантажень) [Електронний ресурс] : навч. посіб. для здобув. ступ. бакалавра за спеціальністю 172 «Телекомунікації та радіотехніка» / Д. О. Василенко – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2022. – 63 с. – Доступ: <https://ela.kpi.ua/handle/123456789/50549>