

Київський національний університет
імені Тараса Шевченка
Радіофізичний факультет



**МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ ДО
ЛАБОРАТОРНИХ РОБІТ З КУРСУ
“ТЕХНІКА Й ЕЛЕКТРОНІКА НВЧ”
(Частина друга)**

Київ – 2007

УДК 621.371, 621.272.832.01
ББК 22.383я73

Рецензенти

д-р фіз.-мат. наук, проф. В.В. Данилов

д-р фіз.-мат. наук, проф. М.І. Ляшенко

Мелков Г.А., Прокопенко О.В., Малишев В.Ю.

Методичні вказівки до лабораторних робіт з курсу “Техніка й електроніка НВЧ” (Частина друга).

Наведено описи п'яти лабораторних робіт з курсу “Техніка й електроніка НВЧ”, в тому числі три роботи пов'язані з застосуванням систем автоматичного проектування для моделювання та розрахунку характеристик приладів та пристроїв надвисоких частот.

Автори сподіваються, що приведені в роботі методичні вказівки будуть корисними для студентів-радіофізиків не тільки при виконанні лабораторних робіт з курсу “Техніка й електроніка НВЧ”, а й в їх подальшій професійній діяльності.

*Затверджено вченою радою радіофізичного факультету
(протокол № 13 від 14 травня 2007 року)*

УДК 621.371, 621.272.832.01
ББК 22.383я73

© Мелков Г.А., Прокопенко О.В., Малишев В.Ю., 2007

© Видавнича лабораторія радіофізичного факультету
Київського університету імені Тараса Шевченка

ЗМІСТ

ПЕРЕДМОВА	4
Лабораторна робота № 1. ВИМІРЮВАННЯ ЧУТЛИВОСТІ ДЕТЕКТОРНОЇ СЕКЦІЇ	5
Лабораторна робота № 2. РЕЗОНАТОР ПОВЕРХНЕВОЇ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ ХВИЛІ	10
Лабораторна робота № 3. ОЗНАЙОМЛЕННЯ З СУЧАСНИМИ СИСТЕМАМИ АВТОМАТИЧНОГО ПРОЕКТУВАННЯ НВЧ ПРИСТРОЇВ.....	19
Лабораторна робота № 4. РОЗРАХУНОК МІКРОХВИЛЬОВИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ МІКРОСМУЖКОВОЇ ЛІНІЇ ПЕРЕДАЧІ	31
Лабораторна робота № 5. РОЗРАХУНОК МІКРОСМУЖКОВОГО РЕЗОНАТОРА	38
Додаток № 1. Основні методи, що застосовуються для аналізу електродинамічних систем НВЧ.....	45
Додаток № 2. Вирази для коефіцієнтів СЛАР для екранованої мікросмужкової лінії передачі	52
Додаток № 3. Перехід від системи одиниць Гауса до системи одиниць СІ.....	53
СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ.....	54

ПЕРЕДМОВА

Прилади та техніка надвисоких частот (НВЧ) широко використовуються в різноманітних областях людської діяльності: в радіолокації, мобільному та супутниковому зв'язку, астрономії, навігації, біології та медицині тощо. Все це викликає невпинний інтерес до НВЧ діапазону як з точки зору експериментальних досліджень фізичних явищ, що відбуваються на надвисоких частотах, так і з точки зору оптимізації вже існуючих, розробки та створення нових приладів НВЧ діапазону. Характерною тенденцією сьогодення також є комплексний підхід до використання електронно-обчислювальних машин в науці і техніці, починаючи з етапу пошукових фізичних досліджень і закінчуючи етапом масового виробництва радіоелектронної апаратури. При написанні цієї навчально-методичної розробки автори намагалися врахувати ці тенденції і сподіваються, що дана робота буде корисною для студентів-радіофізиків не тільки при виконанні лабораторних робіт з курсу “Техніка й електроніка НВЧ”, а й в їх подальшій професійній діяльності.

Навчально-методична розробка відповідає програмі нормативного курсу “Техніка й електроніка НВЧ”. Мета практикуму з курсу “Техніка й електроніка НВЧ”:

- показати, яким чином фізичні явища, про які йдеться в лекціях, можна експериментально дослідити в лабораторії;
- навчити працювати з приладами та пристроями НВЧ, навчити їх користуватись експериментальними методиками визначення основних параметрів НВЧ систем;
- навчити моделювати фізичні процеси в діапазоні НВЧ, розраховувати та синтезувати НВЧ пристрої та прилади за допомогою систем автоматичного проектування (САПР).

Наведено описи 5 лабораторних робіт, що ілюструють основні теми курсу “Техніка й електроніка НВЧ”. Опис кожної лабораторної роботи включає в себе формулювання її мети, стислий опис теоретичних відомостей, опис експериментальної установки та експериментальних методик, що використовуються в роботі (для експериментальних робіт), опис інтерфейсу користувача САПР та методики роботи в САПР (для розрахункових робіт), контрольні запитання та список літератури. Додатки містять опис найбільш відомих методів теоретичного аналізу електродинамічних систем, явні вирази для коефіцієнтів системи лінійних алгебраїчних рівнянь, до якої зводиться електродинамічна задача про екрановану мікросмужкову лінію передачі та таблицю переходу від системи одиниць СГС до системи одиниць СІ.

Автори щиро вдячні провідному інженеру О.В. Романюк за допомогу при оформленні роботи.

Лабораторна робота № 1.

ВИМІРЮВАННЯ ЧУТЛИВОСТІ ДЕТЕКТОРНОЇ СЕКЦІЇ

Мета роботи:

1. Ознайомлення з основними характеристиками детекторної секції.
2. Вивчення методів вимірювання характеристик хвилеводних пристроїв на прикладі детекторної секції.
3. Експериментальне визначення чутливості детекторної секції.

Методика роботи:

1. Ознайомитися з принципом роботи детекторної секції, схемою установки та методикою вимірювання чутливості детекторної секції.
2. За допомогою панорамного вимірювача коефіцієнту стоячої хвилі по напрузі (КСХН) і ослаблення провести калібрування допоміжного направлено відгалужувача (виміряти ослаблення в основному та боковому каналах відгалужувача в залежності від частоти).
3. Виміряти частотну залежність чутливості детекторної секції. В цьому і наступному пунктах на вихід основного каналу додаткового направлено відгалужувача приєднується детекторна секція, що досліджується, а на вихід бокового каналу – вимірювач потужності на основі термоелектричного перетворювача.
4. Виміряти на частоті, що відповідає максимальній чутливості детекторної секції, залежність напруги на виході з детекторної секції від величини надвисокочастотної (НВЧ) потужності, що подається.

Приймачі НВЧ сигналу [1, 2, 3, 4]

Для реєстрації НВЧ сигналу в хвилеводі звичайно використовуються детекторні секції, термоелектричні перетворювачі, гетеродинні приймачі (змішувачі).

Розглянемо роботу детекторної секції. Детекторна секція являє собою напівпровідниковий НВЧ діод, який розміщується в хвилеводі за схемою узгодження діоду з хвилеводом.

Детекторні діоди використовують у найпростіших приймачах НВЧ діапазону та у вимірювальній техніці для перетворення високочастотного сигналу в струм, що змінюється з частотою модуляції. Значення струму визначається падаючою НВЧ потужністю.

Робота детекторних пристроїв базується на нелінійності вольт-амперної характеристики напівпровідникових діодів. В НВЧ діапазоні у якості детекторів застосовують діоди, у яких відсутня інжекція неосновних носіїв, бар'єрна ємність достатньо мала, а нелінійність вольт-амперної характеристики зберігається на частотах сантиметрового та міліметрового діапазонів. До них відносяться діоди типу метал-напівпровідник та тунельні діоди.

Нехай мале НВЧ поле, що відповідає напрузі з амплітудою U_m та круговою частотою ω прикладене до переходу діода, вольт-амперна характеристика якого описується виразом

$$I(U) = I_s \left(\exp \left\{ \frac{eU}{nkT} \right\} - 1 \right) \quad (1.1)$$

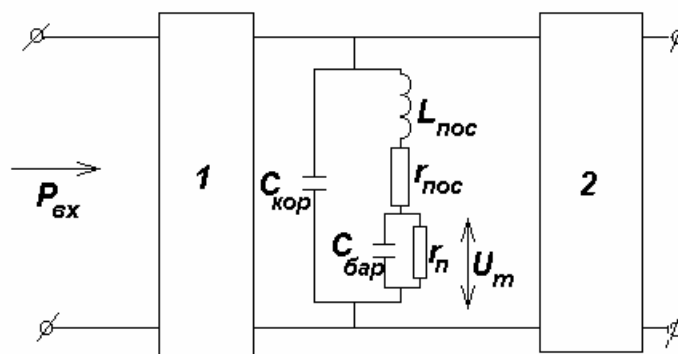
де $n = 1.1 \div 1.5$ для діодів Шоттки, $n = 1.5 \div 2.0$ для точкових діодів; $U = U_0 + U_m \sin \omega t$, e – модуль заряду електрона, k – стала Больцмана, T – температура. Розкладаючи вираз (1.1) в ряд Тейлора, отримаємо

$$I(U) = I_0 + I_1 \sin \omega t - I_2 \cos 2\omega t, \quad (1.2)$$

де $b = e/(nkT)$; $I_0 = I_s (bU_0 + b^2 U_0^2 / 2 + b^2 U_m^2 / 4)$; $I_1 = I_s (bU_m + b^2 U_0 U_m)$; $I_2 = I_s b^2 U_m^2 / 4$.

Звідси видно, що на частоті ω сигналу активний опір переходу $r_n = 1/(bI_1)$, а випрямлений струм, що обумовлений входною НВЧ потужністю, пропорційний квадрату високочастотної напруги U_m на переході (див. вираз для I_0), тобто детектування є квадратичним: $\Delta I_0 = b^2 I_s U_m^2 / 4 = b P_n / 2$, де P_n – НВЧ потужність, що поглинається на переході.

Якщо діод встановлюють в лінію передачі (рис.1) з узгоджувачами елементами 1 та фільтром нижніх частот 2 на виході, то утворюється детекторна секція. При цьому реактивні параметри діодної структури і корпусу діода $L_{нос}$, $C_{кор}$, $C_{бар}$ можуть бути віднесені до узгоджувачого чотириполосника. В режимі узгодження вся входна потужність розсіюється в діоді, причому відношення потужності, що поглинається в переході до повної розсіяної в діоді



потужності

Рис.1. Структурна схема детектуючого пристрою

$$\frac{P_n}{P_{вх}} = \frac{1}{1 + \frac{r_{нос}}{r_n} + \omega^2 C_{бар}^2 r_n r_{нос}} = \frac{1}{1 + \frac{r_{нос}}{r_n} + \frac{r_n f^2}{(r_{нос} f_{гран}^2)}}, \quad (1.3)$$

де $f_{гран} = \frac{1}{2\pi C_{бар} r_{noc}}$ – гранична частота діоду.

Таким чином, втрати вхідного сигналу, що пов'язані з ємністю та опором діода

$$L = 10 \cdot \lg \left[1 + \frac{r_{noc}}{r_n} + \frac{r_n f^2}{(r_{noc} f_{гран}^2)} \right]. \quad (1.4)$$

Для зменшення втрат та підвищення чутливості детектору необхідно знижувати значення r_{noc} та $C_{бар}$ діода, а також використовувати діоди, гранична частота яких набагато більша за робочу частоту. Тому діаметр контакту детекторних діодів невеликий і складає 10-20 мкм для діодів сантиметрового діапазону і зменшується до декількох мікрометрів для діодів міліметрового діапазону довжин хвиль. Чутливість діоду по струму β визначається як відношення приросту випрямленого струму до потужності вхідного сигналу при короткому замиканні вихідної мережі детектора:

$$\beta = \frac{I_{кз}}{P_{вх}} = \frac{bP_n r_n}{2P_{вх} (r_n + r_{noc})} = \frac{e}{2nkT} \frac{1}{(1 + r_{noc}/r_n)^2 \left[1 + \omega^2 r_{noc}^2 r_n^2 C_{бар}^2 / (r_{бар} + r_n) \right]}. \quad (1.5)$$

Звідси граничне значення чутливості $\beta_{гран}$ діоду дорівнює

$$\beta_{гран} = \frac{e}{2nkT} \approx 20 \text{ А/Вт}. \quad (1.6)$$

У реальних діодів чутливість по струму складає декілька ампер на один ват. Опір переходу r_n залежить від випрямленого струму, тому найвища чутливість досягається при невеликому прямому зміщенні, коли струм дорівнює 10÷100 мкА.

Зазвичай хвилевод детекторної секції закінчується поршнем для настроювання, що дозволяє забезпечити максимум стоячої хвилі в поперечній площині хвилеводу, в якій розміщено діод. Для збудження діода також може бути використано штир або петля зв'язку.

Наявність поршня для настройки з одного боку призводить до збільшення чутливості детекторної секції, а з іншого боку робить частотну характеристику детекторної секції сильно нерівномірною. Для збільшення чутливості детекторна секція може мати додатковий резонатор, що перестроюється (це, наприклад, зроблено в конструкції вимірювальної лінії). При цьому, однак, ще більше посилюється нерівномірність частотної характеристики.

Вольт-амперна характеристика напівпровідникового діода близька до квадратичної в області малих сигналів. Однак при використанні детекторної секції як кількісного приймача слід пам'ятати, що така область малих сигналів різна для різних діодів і може залежати від подачі на діод постійного зміщення. Таким чином потрібна, як правило, або більш точна апроксимація вольт-амперної характеристики (і відповідно чутливості) діода, або, в крайньому випадку, попереднє визначення області квадратичності характеристики.

Детекторні діоди, що використовуються для вимірювання, повинні мати широкий діапазон вхідної потужності, при якому зберігається квадратичне детектування. В такому випадку не потрібно калібрувати детектор для вимірювання ослаблення чи підсилення пристроїв НВЧ, оскільки

$$L = 10 \cdot \lg \left(\frac{P_{\text{вх}}}{P_{\text{вих}}} \right) = 10 \cdot \lg \left(\frac{I_1}{I_2} \right), \text{ де } I_1, I_2 - \text{ випрямлений струм детектору при}$$

подачі вхідної та вихідної потужності відповідно. Зазвичай відхилення характеристики від квадратичної настає при потужності порядку 100 мкВт. Мінімальна потужність, яку можна зафіксувати детекторним діодом, складає приблизно $10^{-8} \div 10^{-9}$ Вт. Ця границя визначається шумовими характеристиками діода.

Вимірювач потужності являє собою термоелектричний перетворювач (термістор або термопара) і прилад, що забезпечує вимірювання опору або термо-ЕРС, значення яких пропорційні потужності НВЧ хвилі, що попадає в вимірювач потужності. На відміну від детекторних секцій такі приймачі зручні для кількісних вимірювань, зокрема для калібрування по потужності інших приладів. Однак вони поступаються діодним детекторам по чутливості і виявляються доволі “повільними” приладами, що придатні для вимірювання статичних сигналів або періодичних сигналів відомої форми. Наприклад, при вимірюванні потужності НВЧ хвилі, модульованої меандром, виміряне за допомогою термоелектричного перетворювача значення помножується на два.

Найбільш чутливим методом прийому НВЧ хвилі є перетворення частоти на змішувачі¹. При цьому на напівпровідниковий діод одночасно подається відносно потужний сигнал від гетеродину (додаткового високостабільного генератора) і слабкий сигнал, що приймається. При цьому на діоді виникає хвиля (коливання) з різницевою частотою, що дорівнює різниці між частотами генератора і сигналу, амплітуда якої пропорційна як сигналу гетеродина, так і амплітуді сигналу, що приймається. Завдяки першому степеню залежності відгуку від амплітуди сигналу, що приймається, такий прилад іноді називають лінійним детектором. Як і для випадку квадратичних детекторів, при виконанні кількісних вимірювань за допомогою лінійного детектора треба спочатку його відкалібрувати.

Слід відмітити, що гетеродинний приймач відрізняється більшою вартістю апаратури і використовується, як правило, в тому випадку, коли потрібна максимально висока чутливість (наприклад, в радіолокації, зв'язку, реєстрації нелінійного відліку та ін.). Найбільше розповсюдження отримали детекторні секції. Для збільшення чутливості детектора може використовуватись синхронне детектування по модулюючому сигналу, як це, наприклад, зроблено в панорамному вимірювачі КСХН і ослаблення. Для збільшення чутливості на

¹ Слід відмітити, що тієї ж чутливості можна досягти без змішування частот, просто використовуючи НВЧ підсилювач для попереднього підсилення слабого вхідного сигналу [4].

діод може також подаватись постійна напруга (зміщення). Останнє найбільш суттєво для діодів з бар'єром Шоттки.

Для калібрування НВЧ приймача використовують довільний НВЧ генератор та направлений відгалужувач. При цьому на один з виходів направленного відгалужувача підключається приймач, що буде калібруватися, а на другий вихід – НВЧ приймач з відомими характеристиками. Слід пам'ятати, що направлений відгалужувач, що використовується для цього, також повинен бути попередньо відкаліброваним (наприклад, на панорамному вимірювачі КСХН і ослаблення).

Схема вимірювальної установки представлена на рис.2.

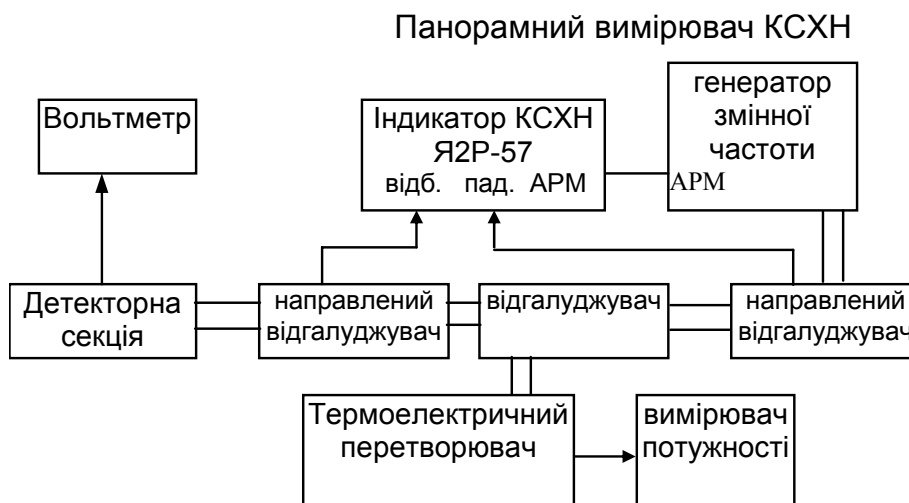


Рис.2. Схема вимірювальної установки

Контрольні запитання

1. Поясніть принцип роботи детекторного діода.
2. Чим визначається чутливість детекторної секції?
3. Як можна підвищити чутливість детекторної секції?
4. Що таке лінійний та квадратичний детектори?

Лабораторна робота № 2. РЕЗОНАТОР ПОВЕРХНЕВОЇ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ ХВИЛІ

Мета роботи:

1. Вивчення основних властивостей та особливостей поверхневих електромагнітних хвиль (ПЕМХ) в діапазоні надвисоких частот (НВЧ).
2. Ознайомлення з методами вимірювання добротності коливальних НВЧ систем.

Методика роботи:

1. Ознайомитися з основними властивостями ПЕМХ в діапазоні НВЧ.
2. Ознайомитися з основними властивостями резонатора поверхневої хвилі (РПХ), що розміщений в прямокутному хвилеводі.
3. Створити блок схему експериментальної установки та ознайомитися з описами приладів, що її складають.
4. Вивчити властивості РПХ в регулярному прямокутному хвилеводі. Змінюючи розміри РПХ дослідити як змінюється його спектр резонансних частот. Визначити на основі спектрів резонансних частот фундаментальну (нижчу по частоті) моду основного класу коливань РПХ.
5. Виміряти добротність фундаментальної моди коливань РПХ в прямокутному хвилеводі методом коефіцієнта стоячої хвилі.

Загальні властивості поверхневих електромагнітних хвиль [5, 6]

Поверхневі електромагнітні хвилі – це хвилі, які поширюються вздовж границі розділу двох середовищ, причому амплітуди цих хвиль змінюються при віддаленні від поверхні розділу середовищ за експоненційним законом (або за законом близьким до нього).

Повільними електромагнітними хвилями називаються такі електромагнітні хвилі, фазова швидкість розповсюдження яких V_{ph} менша ніж швидкість світла в вакуумі c . Найбільш простий спосіб їх уповільнення полягає в частковому заповненні простору, в якому розповсюджується хвиля, речовиною з діелектричною проникністю $\epsilon > 1$ або магнітною проникністю $\mu > 1$. Уповільнення хвилі може також здійснюватись за рахунок її непрямолінійного розповсюдження або за рахунок дифракційних ефектів.

Розглянемо випадок уповільнення хвилі магнітодіелектриком. Нехай середовище з проникностями ϵ_1, μ_1 займає півпростір $x < 0$, в півпросторі $x > 0$ – середовище з проникностями ϵ_2, μ_2 . Вздовж поверхні розділу середовищ розповсюджується хвиля, z-компонента електричного поля якої

$$E_{z1,2} = (k_0^2 \epsilon_{1,2} \mu_{1,2} - \beta^2) A_{1,2} \exp\{m_{p1,2} x + i\beta z\}, \quad (2.1)$$

де індекс 1 відповідає області $x > 0$, індекс 2 – області $x < 0$; стала розповсюдження такої хвилі $\beta = \sqrt{k_0^2 \varepsilon_{1,2} \mu_{1,2} + p_{1,2}^2}$, $k_0 = \omega/c$, $\omega = 2\pi f$, f – частота, $p_{1,2}$ – поперечні хвильові числа. На границі областей при $x = 0$ тангенціальні компоненти електромагнітних полів (ЕМП) повинні бути неперервними. З цієї умови легко отримати дисперсійне рівняння для повільних хвиль:

$$\beta^2 = k_0^2 \frac{\varepsilon_1 \mu_1 \varepsilon_2 \mu_2}{\varepsilon_1 \mu_1 + \varepsilon_2 \mu_2}. \quad (2.2)$$

Фазова швидкість V_{ph} повільної хвилі відповідно буде визначатись як:

$$V_{ph} = \frac{\omega}{\beta} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_{1,2} \mu_{1,2} + p_{1,2}^2 / k_0^2}} = c \left(\frac{\varepsilon_1 \mu_1 \varepsilon_2 \mu_2}{\varepsilon_1 \mu_1 + \varepsilon_2 \mu_2} \right)^{-1/2} < c. \quad (2.3)$$

З (2.3) видно, що фазова швидкість повільної хвилі є усередненою фазовою швидкістю:

$$c / \sqrt{\varepsilon_1 \mu_1} < V_{ph} < c / \sqrt{\varepsilon_2 \mu_2} \quad (2.4)$$

(вважаємо для визначеності, що $\varepsilon_1 \mu_1 > \varepsilon_2 \mu_2$). З врахуванням (2.2) з (2.1) також видно, що амплітуда повільної хвилі експоненційно затухає при віддаленні від поверхні розділу середовищ при $x = 0$. Це означає, що повільні хвилі одночасно є й поверхневими.

Розглянемо поверхневі хвилі, що розповсюджуються в плоскому діелектричному хвилеводі (ПДХ) товщиною $2a$ з проникностями ε_1 , μ_1 (область 1), що розташований в середовищі з проникностями ε_2 , μ_2 (область 2); $\varepsilon_1 \mu_1 > \varepsilon_2 \mu_2$. Дисперсійне рівняння для поверхневих хвиль в ПДХ має вигляд:

$$\begin{cases} p_m a = \chi g_m a \begin{Bmatrix} \operatorname{tg}(g_m a) \\ -c \operatorname{tg}(g_m a) \end{Bmatrix}, \\ (g_m a)^2 + (p_m a)^2 = R^2 \end{cases} \quad (2.5)$$

де верхній рядок береться для парних хвиль, нижній – для непарних, $\chi = \varepsilon_2 / \varepsilon_1$ – для електричних хвиль і $\chi = \mu_2 / \mu_1$ – для магнітних хвиль, $R = k_0 a \sqrt{\varepsilon_1 \mu_1 - \varepsilon_2 \mu_2}$. Система (2.5) легко розв'язується графічним способом, наприклад, на рис. 1 наведено типовий графічний розв'язок для непарних хвиль ($m = 1, 3, 5 \dots$).

Електромагнітні хвилі можуть уповільнюватись не тільки діелектриками, а й провідниками з кінцевою провідністю. Якісно такі хвилі нічим не відрізняються від повільних хвиль над поверхнею діелектрика.

З граничних умов Шукіна-Леонтовича на плоскій поверхні неідеального металу з імпедансом Z легко отримати вираз для сталої розповсюдження таких хвиль

$$\beta = k_0 \sqrt{1 - Z^2}. \quad (2.6)$$

Для більшості провідників параметр Z є досить малим, а тому поверхневий характер такої хвилі виражений слабо ($|Z| = 1$, $\beta \approx k_0$). Щоб отримати більше уповільнення необхідно, щоб хвиля розповсюджувалась над викривленою або шорсткою поверхнею.

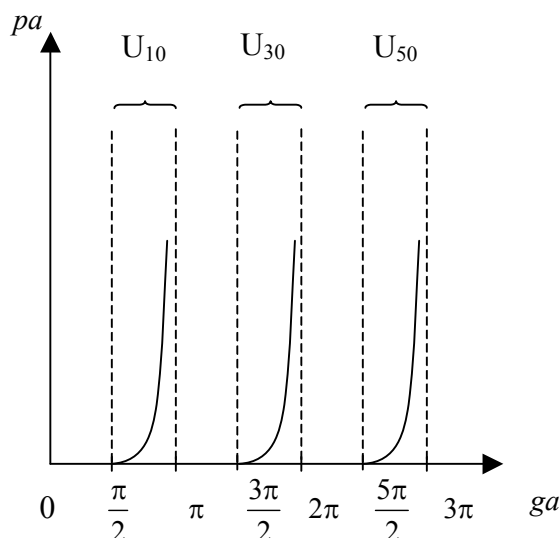


Рис. 1. Графічний розв'язок системи характеристичних рівнянь (2.5) для непарних хвиль ($m = 1, 3, 5, \dots$); $U = \{E, H\}$

Основні мікрохвильові властивості резонатора поверхневої хвилі [7, 8]

Резонатор поверхневої хвилі являє собою тонку пластину прямокутної форми, виготовлену з провідного матеріалу (металу, надпровідника тощо). Для збудження його коливань зазвичай використовується регулярний прямокутний хвилевід (рис. 2). Якщо резонатор достатньо тонкий, то в діапазоні НВЧ тільки два його розміри – довжина l та ширина w є резонансними розмірами.

Коливання, частоти яких суттєво залежать від розміру l відносяться до основного класу коливань РПХ, а коливання, частоти яких суттєво залежать від w – до неосновного класу коливань РПХ. Типовий спектр резонансних частот РПХ в 3-см діапазоні довжин хвиль показано на рис. 3.

Оскільки ЕМП поверхневої хвилі при віддаленні від поверхні РПХ змінюється за експоненціальним законом, це означає, що ЕМП резонатора “розмазане” по усьому оточуючому його простору. Коливання основного класу утворюються за рахунок розповсюдження, відбиття та інтерференції поверхневих хвиль, а тому поле цих коливань суттєво виходить за межі резонатора, який за рахунок цього може бути класифікованим як відкрита

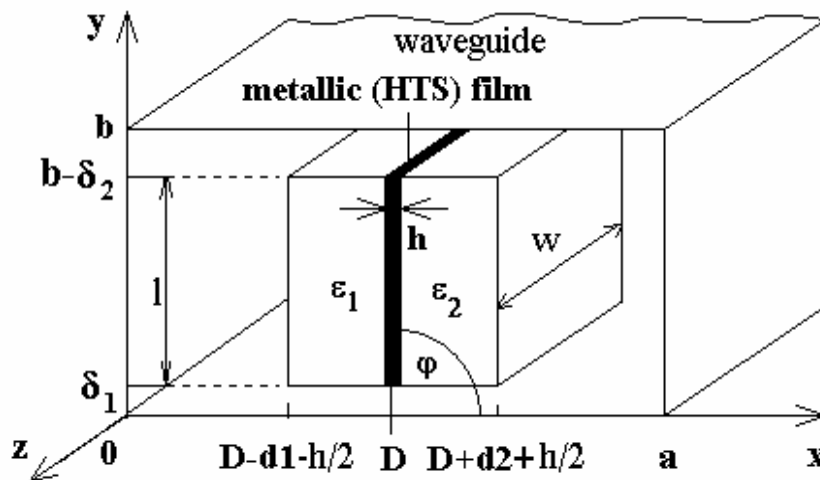


Рис. 2. Резонатор поверхневої хвилі з розмірами l та w в регулярному прямокутному хвилеводі

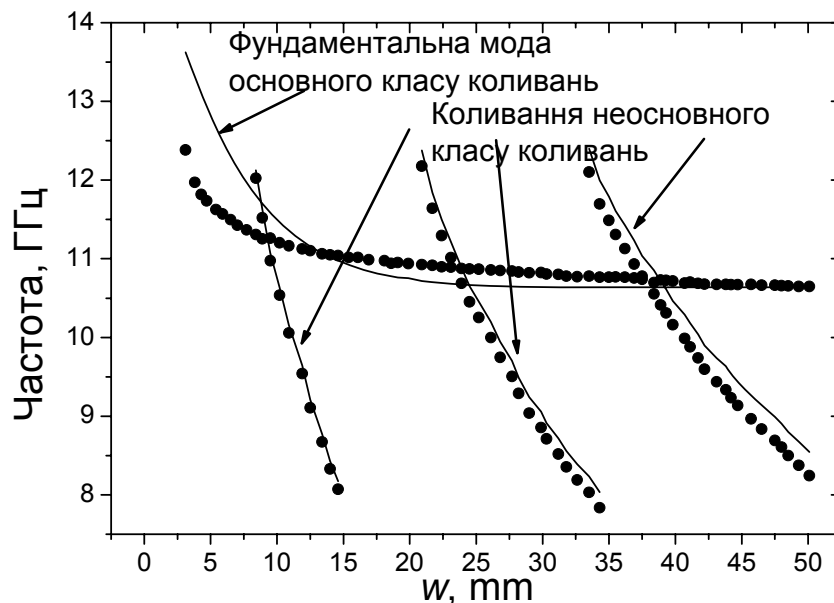


Рис. 3. Типовий спектр резонансних частот РПХ

електродинамічна резонансна НВЧ структура. При розміщенні резонатора в хвилеводі його ЕМП екранується стінками хвилеводу, які не дають випромінюватись електромагнітній енергії назовні, у вільний простір.

Власна добротність коливань РПХ обумовлюється трьома основними факторами: втратами в матеріалі резонатора, втратами в діелектричній підкладці на якій розміщений РПХ (якщо є діелектрична підкладка) та втратами за рахунок розсіяння електромагнітної енергії в стінках хвилеводу поблизу від резонатора. За умов використання високодобротних діелектриків, або при відсутності діелектричної підкладки, основними втратами є втрати в матеріалі

резонатора та втрати в стінках хвилеводу. Останні суттєво залежать від відстані до резонатора (чим більша відстань – тим менше втрати), тому для того щоб отримати високу добротність РПХ, його намагаються розмістити по центру хвилеводу якомога далі від стінок. Для цього використовуються діелектричні вставки на основі діелектриків з малою діелектричною проникністю та малими втратами в діапазоні НВЧ, наприклад, виготовлені з пінопласту. Зазвичай власна добротність коливань для фундаментальної моди металевого РПХ в 3-см діапазоні досягає значень порядку $10^2 \div 10^3$.

Методика вимірювання добротності методом коефіцієнта стоячої хвилі [1–4, 9]

Нехай V_1 та I_1 являють собою відповідно напругу та струм хвилі, що розповсюджується з лівого боку направо у координатній системі, що показана на рис.4, а V_2 та I_2 – напруга та струм іншої хвилі, що розповсюджується з правого боку наліво. Ці дві сукупності біжучих хвиль можуть бути записані у наступному вигляді:

$$\text{падаюча (та, що біжить вперед)} - V_1 e^{i(\omega t - \beta z)}, I_1 e^{i(\omega t - \beta z)}, \quad (2.7)$$

$$\text{відбита (та, що біжить назад)} - V_2 e^{i(\omega t + \beta z)}, I_2 e^{i(\omega t + \beta z)}. \quad (2.8)$$

При заданій зміні z ці сукупності мають ті ж значення, якщо t зміниться на величину $\beta z / \omega$, де ω / β – фазова швидкість хвилі, що має додатне значення для першої сукупності та від’ємне для другої.

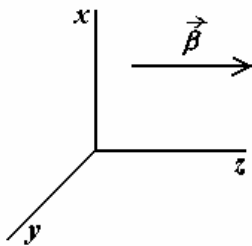


Рис. 4 Система координат, що використовується при аналізі біжучих хвиль. Поперечні координати x та y ; хвиля розповсюджується у напрямку координати z

Напруга і струм біжучої хвилі не є незалежними величинами.

$$\text{Для падаючих хвиль: } V_1 e^{i(\omega t - \beta z)}, \quad \frac{V_1}{Z_0} e^{i(\omega t - \beta z)}, \quad (2.9)$$

$$\text{Для відбитих хвиль: } V_1 e^{i(\omega t - \beta z)}, \quad -\frac{V_2}{Z_0} e^{i(\omega t + \beta z)}, \quad (2.10)$$

Z_0 – хвильовий опір.

Розподіл напруги та струму у лінії передачі може бути визначений за допомогою рухомого зонду, який реагує на сумарне поле, що створюється у результаті складання двох біжучих хвиль. Повна напруга та струм улюбій точці лінії передачі являє собою суму відповідних величин, що визначаються рівняннями (2.9) та (2.10). Відношення повної напруги до повного струму дорівнює повному опору

$$Z = Z_0 \frac{1 + (V_2/V_1)e^{i2\beta z}}{1 - (V_2/V_1)e^{i2\beta z}}. \quad (2.11)$$

Якщо лінія передачі навантажена на повний опір Z_L в точці $z = L$, то улюбій іншій точці вздовж лінії повний опір Z дорівнює

$$Z = Z_0 \frac{Z_L + iZ_0 \operatorname{tg}\beta(L - z)}{Z_0 + iZ_L \operatorname{tg}\beta(L - z)} \quad (2.12)$$

Рівняння (2.12) визначає співвідношення між повним опором у точці $z = L$, та повним опором влюбій іншій точці лінії передачі. Це важливе співвідношення може бути використано по-різному.

Припустимо, що деяка точка лінії передачі розглядається як місце включення навантаження. Це може бути дійсно навантаження (що створюється, наприклад, антеною чи активним опором) чи просто деяке порушення форми чи розмірів лінії. В інших випадках може виникнути необхідність розглядати будь-яку довільну точку як опорну для розв'язання деяких проблем, не дивлячись навіть на те, що в цій точці не буде ніяких відмінних особливостей. Така ситуація може існувати при встановленні зв'язку між повним опором у точці, що розглядається та стоячими хвилями, що спостерігаються при цьому в лінії.

Існує багато способів, за допомогою яких можуть бути виконані відповідні спостереження. Найпростіше та саме наочне вимірювання складається в визначенні інтенсивності полів вздовж лінії передачі. Через те, що існує відбиття від навантаження, в лінії виникають стоячі хвилі, максимальні та мінімальні значення яких створюються за рахунок складання та віднімання падаючої та відбитої хвиль. Хоча не має ніякого значення яка фізична величина при цьому вимірюється, припустимо, що детектуючий пристрій дозволяє виконувати вимірювання відносної величини повної напруги. Нехай максимальна напруга, що відмічається таким приладом, буде позначена V_{\max} , а мінімальна – V_{\min} . Величина k_c визначається як коефіцієнт стоячої хвилі по напрузі (КСХН) і визначається із співвідношення

$$k_c = \frac{V_{\max}}{V_{\min}}. \quad (2.13)$$

Необхідно відмітити, що k_c є відношенням двох чисел (величин максимальної та мінімальної напруги) і завжди є дійсним числом. Виразивши КСХН через відношення падаючої та відбитої хвиль, отримуємо

$$k_c = \frac{|V_1| + |V_2|}{|V_1| - |V_2|} = \frac{1 + \frac{|V_2|}{|V_1|}}{1 - \frac{|V_2|}{|V_1|}}. \quad (2.14)$$

Відношення V_2/V_1 , що визначається рівнянням (2.14), називається коефіцієнтом відбиття Γ . У загальному випадку цей коефіцієнт являє собою комплексне число. Якщо Γ відрізняється від нуля, то в лінії виникають відбиття, які можна виміряти, спостерігаючи стоячі хвилі.

З рівняння (2.12) випливає, що Z_L може бути як більше, так і менше ніж Z_0 . Цікавий випадок, коли повний опір навантаження є чисто активним опором. У цьому випадку отримуємо вирази

$$R_L > Z_0, \quad k_c = \frac{R_L}{Z_0}, \quad (2.15)$$

$$R_L < Z_0, \quad k_c = \frac{Z_0}{R_L}. \quad (2.16)$$

Знайдемо тепер опір резонатора Z_L , що підключений до лінії передачі (див. рис.5). Еквівалентна схема такого з'єднання містить індуктивність L , ємність C та опір R_0 еквівалентного резонатору контуру, що визначають його власну частоту ω_0 та власну добротність Q_0 :

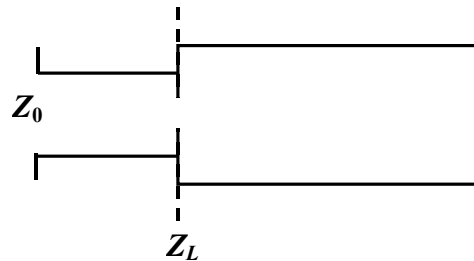


Рис. 5. НВЧ резонатор, що підключений до лінії передачі у режимі на відбиття

$$\omega_0 = 1/LC; \quad Q_0 = \omega_0 L/R_0. \quad (2.17)$$

Крім того при підключення до резонатора лінії передачі призводить до появи у еквівалентному коливальному контурі додаткового активного опору nZ_0 (при трансформаторному зв'язку з коефіцієнтом зв'язку n). На цьому опорі відбувається розсіювання потужності, що пов'язане з випромінюванням енергії із резонатора. За аналогією з (2.17) можна ввести добротність зв'язку

$$Q_{зв} = \omega L/n^2 Z_0. \quad (2.18)$$

Повна навантажена добротність контуру тепер дорівнює

$$Q_n = \omega_0 L/(n^2 Z_0 + R_0). \quad (2.19)$$

Згідно з (2.18)–(2.19) між різними добротностями резонатору існує простий

зв'язок

$$1/Q_n = 1/Q_0 + 1/Q_{3\phi} \quad (2.20)$$

Відношення опорів $n^2 Z_0$ та R_0 , тобто відношення потужностей, що випромінюється та розсіюється у резонаторі називається коефіцієнтом зв'язку β резонатору з навантаженням. Згідно з (2.17) та (2.18)

$$\beta = n^2 Z_0 / R_0 = Q_0 / Q_{3\phi} \quad (2.21)$$

У точці резонансу опір резонатору чисто активний і виконуються співвідношення:

$$\beta = 1/k_c \quad \text{при } \beta < 1 \quad (2.22)$$

$$\beta = k_c \quad \text{при } \beta > 1 \quad (2.23)$$

При зв'язку $\beta = 1$ КСХН при резонансі $k_c = 1$, тобто від резонатора відсутнє відбиття і вся потужність розсіюється всередині його. Такий зв'язок називається критичним.

З вищесказаного ясно, що за допомогою вимірювання КСХН резонатора при резонансі може бути визначено перший параметр резонатора – коефіцієнт зв'язку β . Інші параметри – Q_0 , $Q_{3\phi}$, Q_n можуть бути знайдені при вимірюванні залежності КСХН резонатору k_c від частоти ω . Приклади такої залежності зображені на рис.6. Вигляд цієї залежності визначається величиною Q_0 та β , тобто Q_0 , $Q_{3\phi}$, Q_n та всі ці параметри можуть бути визначені за допомогою неї. Для цього на кривій $k_c(\omega)$ необхідно знайти точки половинної потужності $(k_c 1/2)_0$, $(k_c 1/2)_{3\phi}$, $(k_c 1/2)_n$, та зв'язані з ними ширини резонансних кривих Δf_0 , $\Delta f_{3\phi}$, Δf_n , а потім визначити добротності:

$$Q_0 = f_0 / \Delta f_0, \quad Q_{3\phi} = f_0 / \Delta f_{3\phi}, \quad Q_n = f_0 / \Delta f_n \quad (2.24)$$

Із сказаного ясно, що наприклад, $(k_c 1/2)_0$ уявляє собою КСХН резонатору при розстройці частоти генератора від резонансної частоти на величину $\Delta f_0/2$;

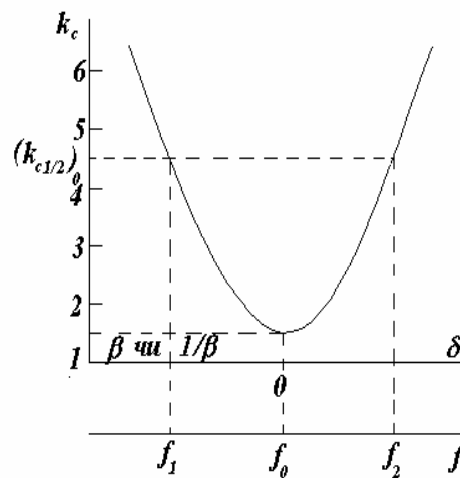


Рис.6. Залежність КСХН резонатору від частоти. (пунктиром показаний метод визначення точок половинної потужності для власної добротності)

$(k_{c 1/2})_H$ – КСХ резонатору при розстройці на $\Delta f_H/2$ і т. ін. Значення точок половинної потужності можна знайти по формулам

$$(k_{c 1/2})_0 = \frac{2 + \beta^2 + \sqrt{4 + \beta^4}}{2\beta} \quad (2.25)$$

$$(k_{c 1/2})_H = \frac{1 + \beta + \beta^2 + (1 + \beta)\sqrt{1 + \beta^2}}{\beta} \quad (2.26)$$

$$(k_{c 1/2})_{3\beta} = \frac{1 + 2\beta^2 + \sqrt{1 + 4\beta^4}}{2\beta} \quad (2.27)$$

Графічно залежності (2.25)–(2.27) зображені на рис.7.

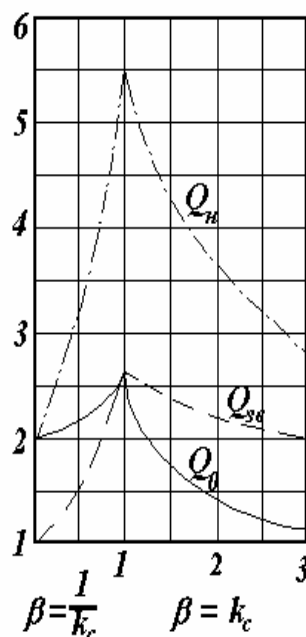


Рис.7. Залежність КСХН у точках половинної потужності від β

Знайшовши точки половинної потужності за кривою $k_c(\omega)$, визначають, як це показано на рис.6, ширини ліній резонатора, які необхідні для розрахунку добротностей Q_0 , $Q_{3\beta}$, Q_H .

Контрольні запитання

1. Які основні властивості поверхневих електромагнітних хвиль в діапазоні НВЧ? Чим поверхневі електромагнітні хвилі відрізняються від об'ємних хвиль?
2. Охарактеризуйте методи вимірювання добротності НВЧ резонаторів.
3. Опишіть методику визначення власної добротності РПХ, що використовується в роботі.

Лабораторна робота № 3.

ОЗНАЙОМЛЕННЯ З СУЧАСНИМИ СИСТЕМАМИ АВТОМАТИЧНОГО ПРОЕКТУВАННЯ НВЧ ПРИСТРОЇВ

Мета роботи:

1. Ознайомлення з сучасними методами аналізу електродинамічних систем.
2. Вивчення можливостей найбільш відомих сучасних систем автоматичного проектування (САПР) призначених для розрахунку НВЧ систем.

Методика роботи:

1. Ознайомитись з найбільш відомими методами аналізу електродинамічних систем. Проаналізувати можливість застосування кожного з цих методів в САПР, виходячи з їх недоліків та переваг.
2. Ознайомитись з основними можливостями трьох САПР: а) “Serenade 8.0” компанії Ansoft; б) “Aplac 7.0” компанії APLAC Solutions Corporation та в) “Microwave Office 2001/2002” компанії Applied Wave Research. Проаналізувати переваги та недоліки кожного САПР. Вказати для кожного з цих пакетів оптимальний клас розв'язуваних задач.

Основні відомості про САПР [10, 11, 12]

Сучасні радіоелектронні системи повинні задовольняти жорстким і, як правило, суперечливим вимогам, щодо їх параметрів. Наприклад, збільшуючи широкосмуговість пристрою ми тим самим знижуємо його вибірковість, зменшуючи його геометричні розміри ми знижуємо його максимальну робочу потужність, при перевищенні якої настає електричний пробій, змінюємо його резонансні властивості і т.д.

Складність сучасних радіоелектронних систем на сьогоднішній день досягла такого рівня, при якому процес проектування пристрою на основі експериментального підбору та підгонки його значущих параметрів фактично втрачає свій сенс. Кількість невідомих, які одночасно повинен враховувати дослідник при створенні будь-якого сучасного радіоелектронного пристрою, зараз сягає кількох сотень і більше. Більшість з цих параметрів пов'язані один з одним невідомим експериментатору функціональним зв'язком, до того ж переважно завжди нелінійним. Імовірність отримання пристрою з оптимальними параметрами за допомогою експериментального методу в такій ситуації наближається до нуля. Тому щоб отримати кінцевий продукт, необхідно значно збільшувати ресурси, що виділяються на проектування приладу. Для систем малої складності це економічно і технологічно невигідно (при досить малій імовірності успішного результату), а для систем великої складності неможливо зовсім.

Для розв'язку таких складних задач в кінці 50-х років ХХ ст. з'являються спеціальні комп'ютерні програми – системи автоматичного проектування (САПР). Ці програми дозволили одночасно оптимізувати декілька параметрів системи або розрахувати властивості системи для певних значень вхідних параметрів. З цього часу експериментальний метод проектування вже відходить на другий план, і починає застосовуватись лише як допоміжний.

Особливо сильно необхідність САПР почала проявлятися, коли людство почало широко освоювати метровий та більш короткохвильові діапазони довжин хвиль. Раніше при аналізі низькочастотних електронних систем можна було, знаючи поведінку окремих частин системи, сказати як буде вести себе система в цілому. При переході через частотну межу в 1 ГГц такий підхід вже давав досить суттєву помилку, яка із збільшенням робочої частоти приладу суттєво зростала. Причина цього в тому, що низькочастотні САПР не враховували фізичні особливості діапазону НВЧ: 1) сумірність робочої довжини хвилі з лінійними розмірами НВЧ системи; 2) наявність ефекту запізнення коливань; 3) можливість резонансної взаємодії НВЧ випромінювання з речовиною; 4) наявність вікон прозорості в земній атмосфері для НВЧ випромінювання.

З математичної точки зору це означає, що при розв'язанні задачі в САПР шукався розв'язок не системи рівнянь Максвелла, якій задовольняє точний розв'язок задачі, а більш простої системи рівнянь, яка є певним наближенням до рівнянь Максвелла.

Сьогодні широко застосовуються електромагнітні хвилі з частотами в десять, сто і тисячу раз більшими ніж 1 ГГц, для яких відповідні електромагнітні задачі можуть бути розв'язані з достатньою точністю для широкого діапазону значень параметрів лише чисельно за допомогою НВЧ САПР. Можливості проектування сучасної радіоелектронної техніки починають фактично визначатися рівнем комп'ютеризації, можливостями певного САПР і рівнем комп'ютерної грамотності персоналу. САПР стає головним елементом теоретичного проектування і дослідження електродинамічних систем НВЧ, розвиток яких визначає потенціал передових напрямків радіоелектроніки і рівень розвитку людської цивілізації в цілому.

Методи, що застосовуються при аналізі електродинамічних систем НВЧ [10–12, 13, 14, 15]

Єдина істотна відмінність між звичайним низькочастотним САПР та НВЧ САПР полягає в тому, що в діапазоні НВЧ не можна застосовувати відомі з радіотехніки або з імпульсної техніки методи аналізу радіотехнічних кіл. За рахунок особливостей НВЧ діапазону для розрахунку НВЧ систем не можна використовувати добре відомі закони Ома, Кірхгофа та фізичні закони пов'язані з ними. Єдиним шляхом аналізу залишається безпосереднє розв'язання системи рівнянь Максвелла або еквівалентної їй системи рівнянь.

Це можна пояснити з таких міркувань. З курсу загальної фізики відомо, що при появі в електродинамічній системі (ЕС) неоднорідності, електромагнітне поле (ЕМП) поблизу неоднорідності спотворюється. Умовою істотного впливу неоднорідності є те, що її лінійний розмір a повинен бути порядку λ . Тоді область спотворення займає певний об'єм порядку λ^3 , де λ – довжина електромагнітної хвилі. Однак, якщо $a/\lambda \ll 1$, що має місце на низьких частотах, спотворення ЕМП мале. Область такого спотворення фактично визначається розміром a .

Область, де спотворення ЕМП істотне, називають ближньою зоною, а ЕМП відповідно ближнім полем. Область поза областю спотворення ЕМП – дальньою зоною, а поле – дальнім полем. Для низькочастотних систем частота $f \rightarrow 0$, а довжина хвилі λ відповідно прямує до нескінченності. Оскільки на практиці неоднорідності в низькочастотній радіотехнічній системі завжди мають кінцеві розміри a , малі порівняно з λ , вплив неоднорідностей в такій системі фактично відсутній і ЕМП завжди є дальнім полем. В той же час в діапазоні НВЧ практично завжди виконується умова, що лінійний розмір неоднорідності a порядку λ . Отже ЕМП в НВЧ системах завжди є суперпозицією полів ближньої та дальньої зон. Поле в дальній зоні може бути асимптотично зведено до вищезгаданих законів Ома та Кірхгофа при умові $\lambda \rightarrow \infty$, в той час як для ближнього поля це неможливо.

Існує кілька десятків методів, що застосовуються при аналізі електродинамічних систем НВЧ. Короткий опис найбільш відомих методів наведений у Додатку 1.

Припустимо, що за допомогою одного з методів, описаних у Додатку 1, було отримано розподіл ЕМП та значення характеристичних частот для певної ЕС². Отримані характеристики несуть в собі усю основну інформацію, необхідну для використання такої НВЧ системи на практиці. Однак ця інформація представлена у незручній для експериментальної перевірки формі. Дійсно, щоб виміряти, наприклад, розподіл ЕМП необхідно сканувати об'єм, що займає НВЧ система, спеціальним зондом, безперервно вимірюючи струм у зонді. Ця схема дослідження має кілька недоліків від яких важко а іноді неможливо позбутись. Перерахуємо лише деякі з них: 1) зонд вносить спотворення в ЕМП досліджуваної НВЧ системи; 2) з оглядом на 1) необхідно спеціальним чином підібрати розміри, форму та матеріал зонду, що є окремою, достатньо нетривіальною задачею; 3) для успішного використання зонду необхідно, щоб співвідношення сигнал/шум для досліджуваної системи було достатньо високим, в іншому разі похибка методу буде дуже великою; 4) геометричні розміри зонду повинні завжди бути менше розмірів досліджуваної системи, що також може призвести до технічних ускладнень і т.д.

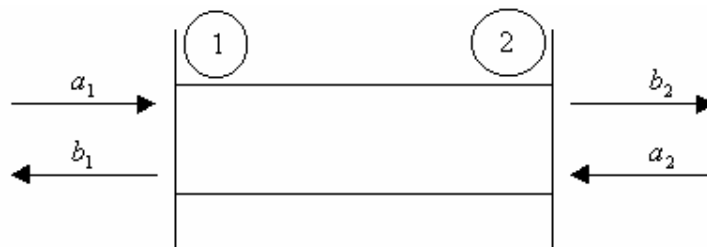
² Під характеристичними частотами треба розуміти резонансні частоти для резонансних систем НВЧ, або критичні частоти (частоти відсічки) для нерезонансних систем НВЧ. В останньому випадку треба також визначити сталі розповсюдження хвиль, що існують в ЕС.

Таким чином диференційні характеристики НВЧ системи, наприклад, розподіл ЕМП, не можуть бути ефективно використані при порівнянні отриманих теоретичних результатів з експериментальними. Щоб охарактеризувати НВЧ системи з точки зору експерименту були введені спеціальні інтегральні характеристики, які прийнято називати хвильовими матрицями.

Ідея хвильових матриць не є принципово новою. Такі матриці успішно застосовувались ще у низькочастотній електроніці для опису властивостей багатополосників, тільки тоді їм не приписувався статус хвильових. Ці матриці дозволяють встановити співвідношення між сигналами, що надходять до багатополосника та виходять з нього.

Теорія хвильових матриць найбільш повно розроблена для лінійних пасивних багатополосників НВЧ. Для таких НВЧ систем існує просте правило: якщо елементи (багатополосники) E_1, E_2, \dots, E_N з'єднані послідовно, то матриця S параметрів (частинний випадок хвильової матриці) усієї системи має вигляд $S_1 \times S_2 \times \dots \times S_N$. Таким чином вдається розрахувати матрицю S параметрів довільної НВЧ системи, якщо відомі S -матриці окремих елементів.

Наведемо приклади S -матриць деяких елементів НВЧ тракту. В наведеному описі елемент S_{kk} матриці характеризує коефіцієнт відбиття від k -того порту, елемент S_{kn} – коефіцієнт передачі з n -го порту у k -тий.

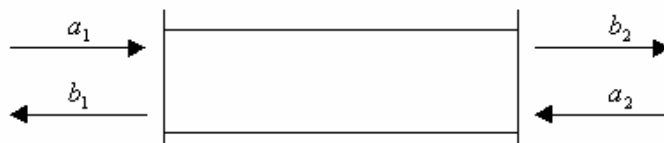


Ідеальний вентиль. $b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2$; $b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2$; $b_2 = a_1$. Отже

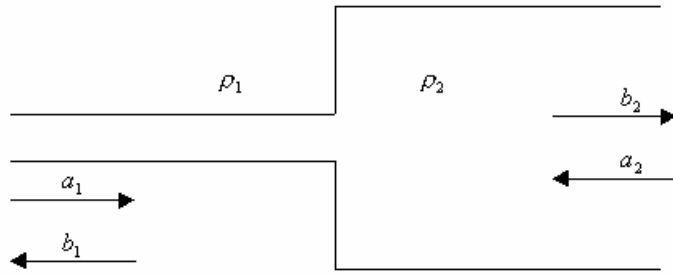
$$S = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}.$$

Відрізок хвилеводу. $S = \begin{pmatrix} 0 & e^{-i\beta l} \\ e^{-i\beta l} & 0 \end{pmatrix}$, $b_2 = a_1 e^{-i\beta l}$ – враховується набіг фази

при проходженні відрізка хвилеводу довжиною l .



З'єднання хвилеводів з різними хвильовими опорами.



$$\frac{b_1}{a_1} = \Gamma_1 - \text{коєфіцієнт відбиття від порту 1. } \Gamma_1 = \frac{\rho_2 - \rho_1}{\rho_2 + \rho_1} = \frac{R - 1}{R + 1}, \text{ де } R = \frac{\rho_2}{\rho_1}.$$

$$S_{11} = \Gamma_1, S_{22} = \frac{b_2}{a_2} = \frac{1 - R}{1 + R}. \text{ Так як } \frac{a_1^2}{2} = \frac{b_1^2}{2} + \frac{b_2^2}{2} \rightarrow S_{12} = S_{21} = \frac{2\sqrt{R}}{R + 1}.$$

Розрахунок S -матриці мікросмужкового НВЧ фільтру [3, 4, 15, 16]

Покажемо на прикладі мікросмужкового НВЧ фільтру як розрахувати матрицю S параметрів для НВЧ системи складної конфігурації. Модель фільтру наведена на рис. 1 (стрілкою показано напрямок розповсюдження сигналу). Видно, що нам треба визначити S матрицю мікросмужкової лінії (МСЛ) S_1 та матрицю розриву МСЛ S_2 . S матриця усієї системи $S = S_1 \times S_2 \times S_1 \times S_2 \times S_1$.

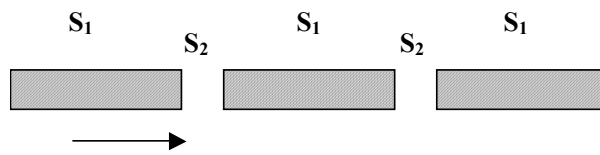


Рис. 1. Модель мікросмужкового НВЧ фільтру

Знайдемо спочатку S_1 . Розглянемо екрановану МСЛ (рис. 2а). Ця лінія передачі може бути представлена у вигляді двох дзеркально симетричних елементарних комірок (ЕК) (рис. 2б) [16].

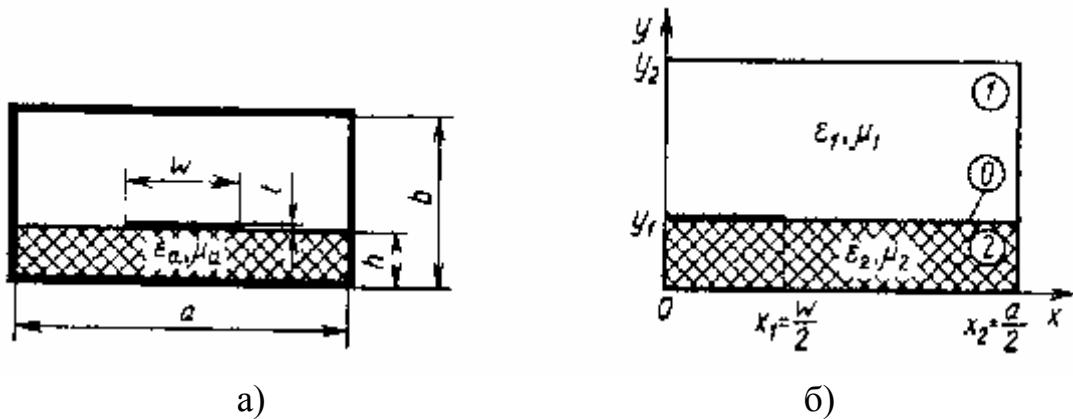


Рис. 2. Екранована мікросмужкова лінія (а) та відповідна елементарна комірка (б)

Для аналізу параметрів ЕМП в ЕК використаємо метод частинних областей (див. Додаток 1). Введемо три частинні області з номерами 0, 1 та 2. Зовнішні границі ЕК, окрім границі $x = 0$, будемо вважати електричними стінками (випадок ідеального металу). Граничній поверхні $x = 0$ може відповідати або умова електричної стінки (парні хвилі) або умова магнітної стінки (непарні хвилі), в залежності від того, хвилі якої симетрії нас цікавлять.

Скориставшись методом відокремлення змінних, для областей 1 та 2 ЕМП запишемо у вигляді:

$$E_{zj} = \sum_{m_j} k_{cj}^2 A_{jm} \Phi_{jm}(x) f_{jm}(y) e^{-i\omega t + i\beta z}, \quad (3.1)$$

$$H_{zj} = \sum_{n_j} k_{cj}^2 B_{jn} \Psi_{jn}(x) g_{jn}(y) e^{-i\omega t + i\beta z}, \quad (3.2)$$

де A_{jm} та B_{jn} – невідомі коефіцієнти, $k_{cj}^2 = k^2 \varepsilon_j \mu_j - \beta^2$, $k = \omega/c$, ω – кругова частота хвилі, β – її стала розповсюдження, c – швидкість світла в вакуумі, $j = 1, 2$ – номер часткової області. Для нескінченно тонкої області 0 ЕМП можна представити у вигляді

$$E_{z0} = \sum_{m_0} C_{0m} \Phi_{0m}(x) e^{-i\omega t + i\beta z}, \quad (3.3)$$

$$H_{z0} = \sum_{n_0} D_{0n} \Theta_{0n}(x) e^{-i\omega t + i\beta z}, \quad (3.4)$$

де C_{0m} та D_{0n} – поки що невідомі коефіцієнти розкладу.

Надалі множник $e^{i(\beta z - \omega t)}$ в формулах буде опускатися. Вирази для інших компонент ЕМП можна отримати з співвідношень

$$E_{xj} = \frac{\partial^2 E_{zj}}{\partial x \partial z} + ik\mu_j \frac{\partial H_{zj}}{\partial y}, \quad (3.5)$$

$$E_{yj} = \frac{\partial^2 E_{zj}}{\partial y \partial z} - ik\mu_j \frac{\partial H_{zj}}{\partial x}, \quad (3.6)$$

$$H_{xj} = -ik\varepsilon_j \frac{\partial E_{zj}}{\partial y} + \frac{\partial^2 H_{zj}}{\partial x \partial z}, \quad (3.7)$$

$$H_{yj} = ik\varepsilon_j \frac{\partial E_{zj}}{\partial x} + \frac{\partial^2 H_{zj}}{\partial y \partial z}. \quad (3.8)$$

На внутрішніх границях областей (границях, що одночасно не належать до декількох областей) повинні виконуватись граничні умови типу електричної стінки, за винятком границі $x = 0$, де може виконуватись умова електричної або магнітної стінки. З цих умов можуть бути знайдені вирази для власних функцій $\Phi_{jm}(x)$, $\Psi_{jn}(x)$, $f_{jm}(y)$, $g_{jn}(y)$:

$$\varphi_{1,2m}(x) = \frac{\cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right)}{\sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right)}, \quad \psi_{1,2n}(x) = \frac{\sin\left(\frac{n\pi}{a}x\right)}{\cos\left(\frac{n\pi}{a}x\right)}, \quad (3.9)$$

$$f_{1,2m}(y) = \frac{\cos\left(k_{y1,2m}(y-b_{1,2})\right)}{\sin\left(k_{y1,2m}(y-b_{1,2})\right)}, \quad (3.10)$$

$$g_{1,2n}(y) = \frac{\sin\left(k_{y1,2n}(y-b_{1,2})\right)}{\cos\left(k_{y1,2n}(y-b_{1,2})\right)}, \quad (3.11)$$

де $k_{y1,2m}^2 = k^2 \varepsilon_{1,2} \mu_{1,2} - m^2 \pi^2 / a^2 - \beta^2$, $b_1 = 0$, $b_2 = b$. Верхній рядок в (3.9) – (3.11) береться для випадку розташування в площині $x = 0$ магнітної стінки, нижній рядок – електричної стінки. В області 0 оптимальним базисом для розкладу поля є наступна система функцій:

$$\Phi_{0m}(x) = \frac{1}{\sqrt{1-u^2}} T_m^*(u), \quad \Theta_{0n} = \sqrt{1-u^2} U_n^*(u), \quad (3.12)$$

де $T_n^*(u)$ та $U_n^*(u)$ – зсунуті поліноми Чебишева першого та другого роду відповідно, $u = (2x - w)/(a - w)$.

На границі $y = y_1$, що належить областям 0, 1, 2 повинні виконуватись граничні умови:

$$E_{z1} = E_{z2} = \begin{cases} 0, & 0 \leq x \leq w/2 \\ E_{z0}, & w/2 \leq x \leq a/2 \end{cases}; \quad (3.13)$$

$$E_{x1} = E_{x2} = \begin{cases} 0, & 0 \leq x \leq w/2 \\ E_{x0}, & w/2 \leq x \leq a/2 \end{cases}; \quad (3.14)$$

$$H_{z1} = H_{z2} = H_{z0}, \quad \text{при } w/2 \leq x \leq a/2; \quad (3.15)$$

$$H_{x1} = H_{x2} = H_{x0}, \quad \text{при } w/2 \leq x \leq a/2. \quad (3.16)$$

Підставляючи до умов (3.13) – (3.16) вирази для відповідних компонент ЕМП отримаємо систему функціональних рівнянь. Щоб перейти від неї до системи лінійних алгебраїчних рівнянь (СЛАР) необхідно врахувати умови ортогональності власних функцій.

Кінцева СЛАР має вигляд

$$\begin{pmatrix} c_{kn} & d_{kn} \\ c'_{kn} & d'_{kn} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} iC_{0n} \\ D_{0n} \end{pmatrix} = 0. \quad (3.17)$$

Конкретні вирази для коефіцієнтів СЛАР (3.17) наведено в Додатку 2.

З умови

$$\begin{vmatrix} c_{kn} & d_{kn} \\ c'_{kn} & d'_{kn} \end{vmatrix} = 0 \quad (3.18)$$

знаходять значення сталих розповсюдження хвиль β_k , $k \in \mathbb{N}$, що можуть існувати в МСЛ. Далі кожне знайдене значення β_k підставляється у початкову систему (3.17), яка потім розв'язується відносно невідомих коефіцієнтів C_{0n} та D_{0n} . На основі отриманих виразів для C_{0n} та D_{0n} знаходяться вирази для коефіцієнтів A_{jm} та B_{jn} .

Усі коефіцієнти C_{0n} , D_{0n} , A_{jm} та B_{jn} визначені з точністю до певного постійного множника, який можна знайти, наприклад, з умови нормування

$$\left| \sum_{j=1}^2 \iint_{S_j} [E_{xj} H_{yj}^* - E_{yj} H_{xj}^*] dx dy \right| = 1, \quad (3.19)$$

де S_j – площа поперечного перерізу j -ї області.

Елементи матриці S параметрів для МСЛ знайдемо з співвідношень:

$$S_{11} = V_1^- / V_1^+, \quad S_{12} = V_1^- / V_2^-, \quad (3.20)$$

$$S_{21} = V_2^+ / V_1^+, \quad S_{22} = V_2^+ / V_2^-, \quad (3.21)$$

де

$$V_{1,2}^\pm = \left\{ \operatorname{Re} \iint_S [\mathbf{E} \times \mathbf{H}] ds \right\}^{1/2} e^{\pm i\beta z} e^{-i\omega t} \quad (3.22)$$

– нормовані напруги. Знак “+” при V показує, що це нормована напруга для хвиль, що розповсюджуються зліва направо, знак “-” – для хвиль, що розповсюджуються справа наліво.

Імпеданс МСЛ можна визначити одним з наступних способів

$$Z_{UP} = U^2 / 2P, \quad Z_{PI} = 2P / I^2, \quad Z_{UI} = U / I, \quad (3.23)$$

де U – напруга між смужковим провідником та екраном, що розташований під діелектричною підкладкою, I – амплітуда поздовжнього струму на смужковому провіднику. Напругу U можна знайти як

$$U = \int_0^{y_1} E_y(D, y, z) dy, \quad (3.24)$$

струм I як

$$I = 2 \int_0^{w/2} [H_{x1}(x, y_1, z) - H_{x2}(x, y_1, z)] dx, \quad (3.25)$$

і потужність P як

$$P = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \iint_S [\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*] dS. \quad (3.26)$$

Коротко розглянемо тепер як знайти S матрицю для ділянки розриву МСЛ (матрицю S_2). Розглянемо модель цього розриву, зображену на рис. 3.

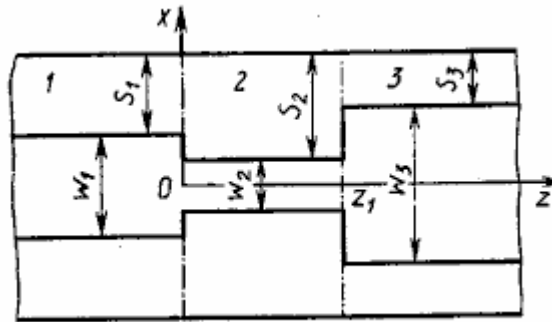


Рис. 3. Модель розриву мікросмужкової лінії передачі

Власні поля в МСЛ нам відомі з попередньої задачі, тому нам необхідно зробити наступне:

1) Ввести три часткові області (див. рис. 3);
 2) В кожній області представити ЕМП через раніше знайдені функції φ, ψ, f, g з невідомими коефіцієнтами відповідно для падаючих (напрямок розповсюдження $+z$) і відбитих хвиль. Будемо вважати, що для області 3 існує лише хвиля, що пройшла.

3) Отримані вирази для ЕМП в кожній з областей зшивають на границях $z = 0$ та $z = z_1$;

4) Після врахування ортогональності власних функцій в кожній з областей отримується СЛАР, яку розв'язують чисельно і з розв'язку якої отримують усі необхідні параметри;

5) Для отриманого розв'язку використовується асимптотичне наближення $w_2 \rightarrow 0, y_2 \rightarrow \infty, a \rightarrow \infty$.

Ми коротко розглянули як знайти матриці S параметрів для МСЛ S_1 та розриву МСЛ S_2 . Загальна S матриця фільтру тепер може бути легко знайдена як $S = S_1 \times S_2 \times S_1 \times S_2 \times S_1$.

За допомогою подібної методики вдається розрахувати S -матриці для багатьох мікроелектронних пристроїв, побудованих на основі смужкових ліній передачі. Ці задачі є достатньо громіздкими, а тому практично реалізуються за допомогою САПР.

Основні типи та характеристики НВЧ САПР

Сучасні системи автоматичного проектування (САПР) можуть бути класифіковані по різним ознакам. Наприклад, по класу розв'язуваних ними задач, по методу аналізу ЕС, що використовується в них та ін. Розглянемо декілька класифікацій САПР.

Якщо порівняти між собою методи аналізу ЕС (див. Додаток 1) можна побачити, що метод часткових областей, варіаційний метод, метод коллокацій та метод еквівалентної заміни можна застосовувати лише при наявності певних апріорних відомостей про досліджувану ЕС. Дійсно процес розбиття на

часткові області в МЧО, або вигляд невідомої функції, що буде варіюватися, в варіаційному методі не можуть бути обраними довільно, навмання. В іншому разі отриманий в такому наближенні розв'язок може мати значну, а іноді навіть критичну похибку. В методі еквівалентної заміни треба обрати еквівалентну лінію передачі (ЛП) з топологічними властивостями близькими до початкової ЛП, наприклад, від мікросмужкової лінії перейти до плоско-паралельної лінії, інакше отриманий розв'язок ЕЗ не буде фізичним. В методі коллокацій необхідно певним чином обрати точки в яких треба задовольнити граничним умовам. Таким чином згадані методи можна застосовувати лише при певних додаткових умовах, визначити які повинен сам дослідник.

На противагу цьому метод кінцевих різниць, метод кінцевих елементів та метод мінімальних автономних блоків можна застосувати практично до будь яких НВЧ систем, представляючи їх у вигляді “чорної скриньки”.

Метод конформних відображень в САПР майже не використовується, оскільки від дає розв'язок у вигляді Т-хвиль у яких відсутня дисперсія. Такі розв'язки можуть служити лише асимптотичним наближенням для квазі-Т хвиль, що можуть існувати в реальній ЕС.

САПР, що використовують метод кінцевих різниць, метод автономних блоків або метод кінцевих елементів, будемо називати універсальними, інші – відповідно спеціалізованими. Спеціалізовані САПР, як правило, розроблені для розв'язання лише вузького класу задач, наприклад, для аналізу смужкових ЛП.

САПР можна також характеризувати за алгоритмом розрахунку складних ЕС, що включають в себе багато більш простих компонент.

САПР послідовного типу розраховують спочатку перший елемент з ЕС і знаходять його матрицю S параметрів. Потім аналогічна операція виконується для другого елемента і т.д. Коли параметри усіх елементів будуть розраховані САПР комбінує матриці окремих елементів в тому ж порядку в якому слідує елементи один за одним. Отримана матриця S параметрів буде матрицею S параметрів для загальної системи. Реалізовані таким чином САПР достатньо прості в реалізації, але вони можуть застосовуватись лише в припущенні що можна легко знайти матриці S параметрів для кожного елемента ЕС.

В таких САПР, наприклад, САПР “Serenade” або “Aplac”, загальний вигляд S матриці окремого елемента відомий. Він зберігається у файлі, що входить до бібліотеки моделей, що поставляється разом з САПР. Для знаходження S -матриці елемента з конкретними параметрами САПР бере загальну матрицю елемента з бібліотеки моделей і оптимізує її під конкретні умови задачі. Цей процес зводиться до того, що САПР на основі конкретних параметрів пристрою перераховує елементи його S -матриці використовуючи який-небудь швидкий алгоритм, наприклад, поліноміальну апроксимацію елементів S -матриці по кожному з параметрів.

На противагу цьому САПР паралельного типу відразу ж розраховують властивості ЕС, виходячи або безпосередньо з рівнянь Максвелла, або з рівнянь до яких вони зводяться. Такий алгоритм потребує значно потужніших ЕОМ з

більшим об'ємом оперативної пам'яті, але отриманий таким чином розв'язок найбільш повно і коректно відображає фізичні властивості ЕС.

Прикладом САПР послідовного типу можуть бути САПР Aplus 7.0 та Serenade 8.0. САПР Microwave Office 2001/2002 є САПР паралельного типу.

Сучасні НВЧ САПР

На сьогоднішній день існує велика кількість НВЧ САПР. Коротко опишемо лише найбільш відомі і потужні системи проектування.

HP Advanced Design System Momentum був розроблений компанією Hewlett-Packard. В САПР використовується метод кінцевих елементів. Граничні умови зводяться до системи інтегральних рівнянь, які потім розв'язуються методом моментів.

Компанія Ansoft є власником декількох САПР, що розроблені для розв'язку задач різного класу. САПР Maxwell EM використовує безпосереднє інтегрування системи рівнянь Максвелла при заданих граничних умовах. HFSS використовує метод кінцевих елементів. Граничні умови зводяться до системи інтегральних рівнянь, які розв'язуються методом моментів. САПР Microwave Explorer та Serenade призначені для розрахунку складних ЕС, що складаються з довільної кількості блоків-елементів з відомими характеристиками. Відомості про характеристики блоку беруться з бібліотеки моделей, що поставляється разом з САПР.

Компанія Zeland Software відома своїм пакетом електромагнітного моделювання IE3D. В САПР використовується метод кінцевих елементів. Зшивання проводиться за допомогою ітераційного методу власних функцій.

САПР Aplus розроблений фірмою APLAC Solutions Corporation для аналізу складних багатокомпонентних систем матричним методом. Тобто основною задачею САПР є знаходження хвильової матриці загальної системи при відомих хвильових матрицях окремих базових елементів. Відомості про хвильову матрицю елемента беруться з бібліотеки моделей, що поставляється разом з САПР.

САПР Microwave Office компанії Applied Wave Research дозволяє розраховувати як довільні ЕС методом кінцевих елементів, так і системи, або еквівалентні схеми, що складаються з великої кількості простих елементів.

Контрольні запитання

1. Чому проектування радіофізичних приладів не може бути реалізоване лише за допомогою експериментального методу підбору параметрів?
2. Які основні задачі САПР?
3. При яких умовах низькочастотні САПР не можуть бути використані для розрахунку НВЧ систем?
4. Які найбільш часто вживані методи аналізу електродинамічних систем? В чому переваги та недоліки кожного конкретного методу аналізу?

5. Який з наведених в лабораторній роботі методів найбільш придатний для застосування в САПР?

6. Яким (аналітичним) методом найбільш зручно проаналізувати властивості мікросмужкової лінії, прямокутного хвилеводу, прямокутного хвилеводу з круглою діелектричною вставкою, плоскопаралельного хвилеводу?

7. В чому полягають основні принципові відмінності між трьома САПР “Serenade”, “Aplac” та “Microwave Office”? Який оптимальний клас електромагнітних задач для кожного з цих САПР?

Лабораторна робота № 4.
РОЗРАХУНОК МІКРОХВИЛЬОВИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ
МІКРОСМУЖКОВОЇ ЛІНІЇ ПЕРЕДАЧІ

Мета роботи:

1. Ознайомлення з загальним підходом до аналізу НВЧ властивостей смужкових ліній передачі.
2. Ознайомлення з електродинамічною моделлю мікросмужкової лінії передачі (МСЛ) та методом розв'язку відповідної електродинамічної задачі.
3. Ознайомлення з методом розрахунку імпедансу складних електродинамічних систем.
4. Проведення розрахунку мікрохвильових властивостей мікросмужкової лінії за допомогою пакета електромагнітного моделювання “Serenade 8.0”, “Aplac 7.0” та “Microwave Office 2001/2002”.

Методика роботи:

1. Ознайомитись з загальним підходом до аналізу НВЧ властивостей смужкових ліній передачі за допомогою методу часткових областей.
2. Ознайомитись з електродинамічною моделлю МСЛ.
3. Ознайомитись з методом розрахунку імпедансу складних електродинамічних систем на прикладі МСЛ.
4. Розрахувати імпеданс МСЛ за допомогою САПР “Serenade 8.0”, “Microwave Office 2001/2002” та “Aplac 7.0”. Порівняти між собою результати отримані за допомогою різних САПР та наближеної формули для імпедансу МСЛ.

Розрахунок імпедансу смужкових ліній передачі [3, 4, 13–16, 17]

Смужкові лінії передачі належать до класу відкритих ліній передачі. В таких системах ЕМП не обмежується якимось зовнішнім екраном і може існувати на досить великих, порівняно з довжиною хвилі λ , відстанях від лінії передачі.

При теоретичному аналізі таких систем можуть виникати значні труднощі, якщо не використовувати спеціальних методів побудови електродинамічних моделей. Дійсно, оскільки ЕМП теоретично може існувати на будь якій відстані від лінії передачі, виникає необхідність розгляду моделей з практично нескінченними межами. Це ускладнює задачу, до того ж незрозумілим залишається питання про те, яким чином обрати ці межі.

Для усунення цих недоліків при побудові моделі необхідно згадати, що в реальних лініях передачі ЕМП завжди займають лише певний кінцевий об'єм (наявністю поля поза цим об'ємом нехтуємо). Тому якщо помістити смужкову лінію всередині екрану певного розміру – то ця система буде гарним наближенням до реальної лінії передачі. Виконавши теоретичний аналіз для

випадку екрану довільних розмірів, роблять граничний перехід під час якого розміри екрану збільшують, поки точність розв'язку не досягне певної межі. Як показує чисельний експеримент, вже при розмірах екрану порядку ста довжин хвиль λ , відносна точність розв'язку дорівнює не менше ніж 0,01% для будь якої смужкової лінії передачі.

Оскільки смужкові лінії передачі мають прямокутну симетрію, екран теж бажано обрати прямокутної форми. Отриману екрановану систему краще всього аналізувати користуючись методом часткових областей. Приклад аналізу такої моделі для мікросмужкової лінії передачі було наведено в лабораторній роботі № 3.

В даній роботі розглянемо як можна розрахувати імпеданс МСЛ. Імпеданс МСЛ можна визначити одним з наступних способів

$$Z_{UP} = U^2 / 2P, \quad Z_{PI} = 2P / I^2, \quad Z_{UI} = U / I, \quad (4.1)$$

де U – напруга між смужковим провідником та екраном, що розташований під діелектричною підкладкою, товщиною y_1 , I – амплітуда поздовжнього струму на смужковому провіднику (див. рис.1 в лаб. роб. № 3). Напругу U можна визначити як

$$U = \int_0^{y_1} E_y(D, y, z) dy, \quad (4.2)$$

струм I як

$$I = 2 \int_0^{w/2} [H_{x1}(x, y_1, z) - H_{x2}(x, y_1, z)] dx, \quad (4.3)$$

і потужність P як

$$P = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \int_S [\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*] d\mathbf{S}. \quad (4.4)$$

де S – площа поперечного перерізу екранованої МСЛ.

Існують також наближені формули, що дозволяють досить легко розрахувати імпеданс МСЛ. Наприклад, для основної квазі-Т хвилі імпеданс МСЛ Z можна обчислити за формулою

$$Z = \frac{377h}{w\sqrt{\varepsilon} \left[1 + 1.735 \times \varepsilon^{-0.0724} (w/h)^{-0.836} \right]}, \quad (4.5)$$

де h – товщина діелектричної підкладки МСЛ, ε – діелектрична проникність матеріалу підкладки, w – ширина смужкового провідника. Точність формули (4.5) складає 1% при $w/h \geq 0.4$ і 3% при $w/h < 0.4$.

Розрахунок імпедансу МСЛ за допомогою НВЧ САПР [18, 19, 20]

Досліджувана МСЛ має такі параметри:

1) Підкладка: полікор ($\epsilon = 9.6 \pm 0.2$, $\delta = 0.00573$, $\text{tg} \delta = 10^{-4}$), її товщина $h = 0.6$ мм;

2) Смужка: мідь ($\rho = 0.0172 \times 10^6$ Ом \times м (на постійному струмі при 20°C)), для золота $\rho_{Au} = 0.0244 \times 10^6$ Ом \times м, $\rho/\rho_{Au} = 0.705$, довжина смужки 1 мм.

Розрахунок в САПР “Serenade 8.0”. З каталогу, де встановлено САПР “Serenade 8.0”, запусить файл “trl80.exe”. На екрані з’явиться вікно, показане на рис. 1.

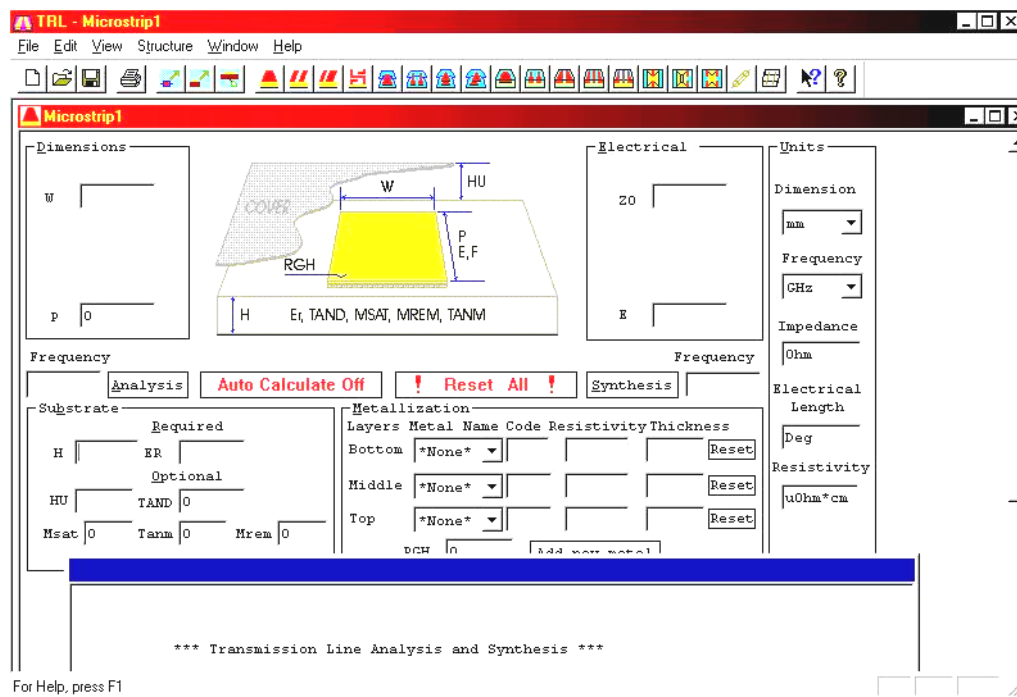


Рис. 1. Вікно САПР “Serenade 8.0” для аналізу МСЛ

За допомогою наведеного вікна САПР можна розрахувати як імпеданс МСЛ в залежності від її фізичних параметрів так і обернену задачу – знайти її фізичні параметри при відомому імпедансі.

Наведені у вікні поля мають наступне призначення:

1) Рамка “Units” (“Одиниці виміру”): в полі “Dimensions” задаються одиниці виміру відстані (виберіть міліметри – “mm”); частоту (“Frequency”) необхідно вимірювати в ГГц (“GHz”); розрахований імпеданс необхідно відобразити в Омах (“Ohm”);

2) Рамка “Dimensions” (“Розміри”): в полі “W” необхідно ввести ширину провідника МСЛ, а в полі “P” – його довжину;

3) В полі “Frequency” (“Частота”) необхідно ввести частоту для якій буде проводитись розрахунок;

4) Рамка “Substrate” (“Підкладка”): в полі “H” необхідно ввести товщину підкладки, а в полі “ER” – її відносну діелектричну проникність. В полі “HU” треба ввести відстань від екрану (1 м), а в полі “TAND” – тангенс кута діелектричних втрат.

5) Рамка “Metallization” (“Металізація”): в списку “Bottom” (“Нижня металева смужка”) обираємо “Copper” (“Мідь”), теж саме робимо з списком “Middle” (“Середня металева смужка”). Товщини обох смужок обираємо рівними 0.1 мм (поле “Thickness”).

Для проведення розрахунку імпедансу треба натискати кнопку “Analysis” (“Аналіз”).

На рис. 2 показано діалог з введеними даними (окрім поля частоти, поля “P” та поля “W”).

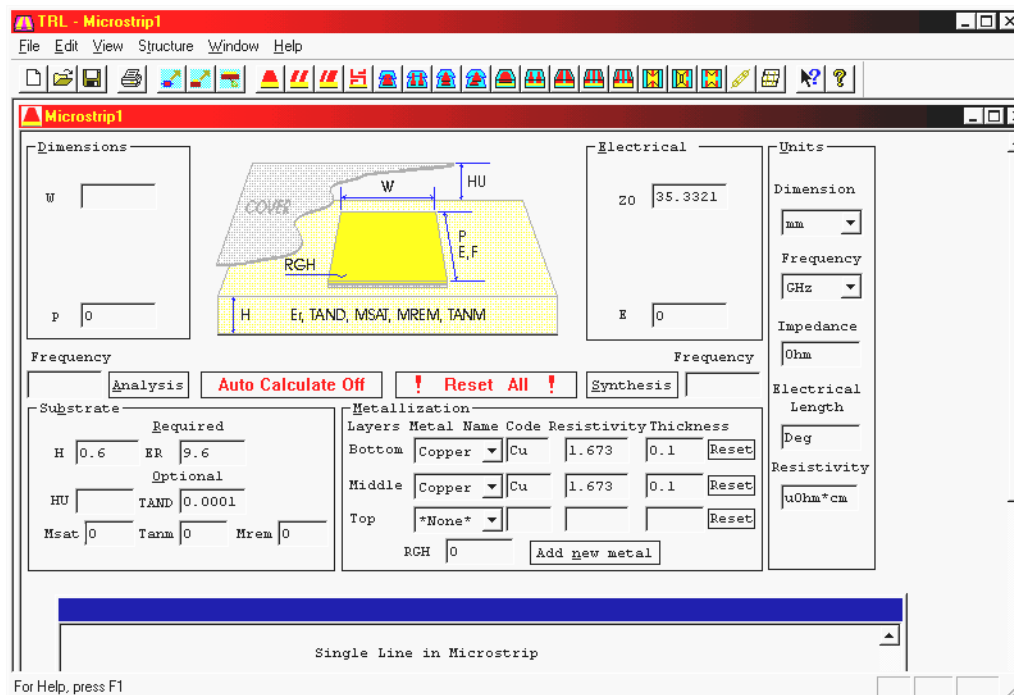


Рис. 2. Вікно НВЧ САПР з введеними даними

Значення частоти F для якої треба провести аналіз та мінімальний параметр W визначаються згідно варіанту з таблиці 1.

Таблиця 1.

Варіант	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
W , мм	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0	1.1	1.2	1.3	1.4
F , ГГц	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10

Розрахунок в САПР “Microwave Office 2001/2002”. З каталогу, куди встановлено САПР “Microwave Office”, запусить файл “txline.exe”. У вікні, що відкриється, виберіть закладку “Microstrip”. Вікно програми повинно бути таким як на рис. 3.

Поля у вікні мають наступне призначення:

1) Рамка “Material Parameters” (“Матеріальні параметри”): в полі “Dielectric Constant” задається відносна діелектрична проникність підкладки; в

полі “Loss Tangent” – тангенс кута діелектричних втрат; в списку “Conductor” (“Провідник”) треба вибрати “Copper” (“Мідь”).

2) Рамка “Electrical Characteristics” (“Електричні характеристики”): в поле “Frequency” треба ввести частоту для якої буде проводитись розрахунок.

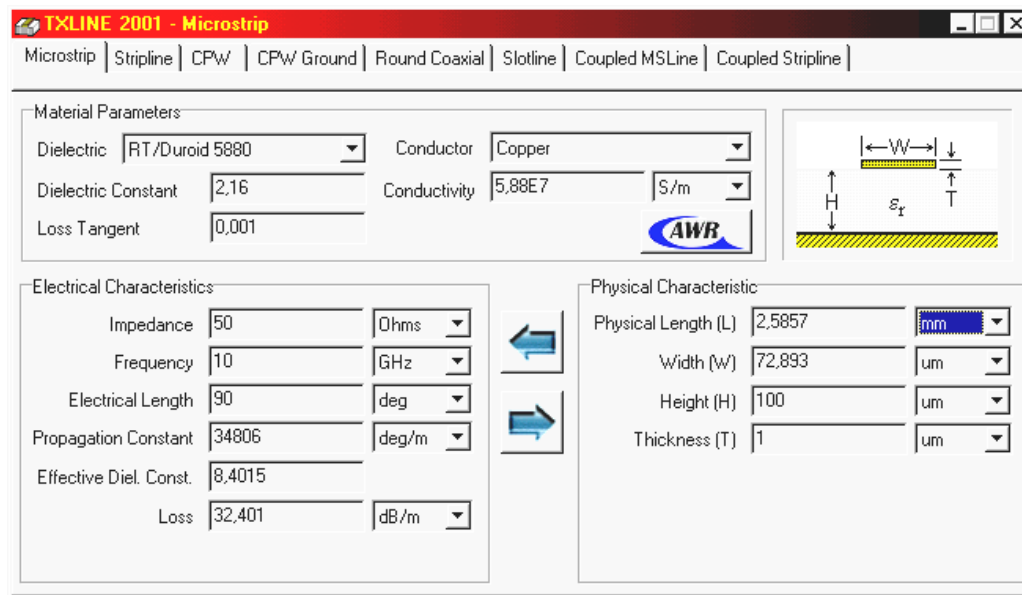


Рис. 3. Вікно програми TXLine пакету “Microwave Office”

3) Рамка “Physical Characteristic” (“Фізичні характеристики”): “L” – довжина лінії, “W” – ширина смужки, “H” – товщина підкладки, “T” – товщина смужки.

Після того як параметри в усіх вищезгаданих полях задані треба натиснути на кнопку зі стрілкою вліво. Програма розрахує відповідні електричні характеристики лінії.

Розрахунок імпедансу в САПР “Arlac 7.0”. Запустіть редактор схем з пакету “Arlac 7.0” (файл “aplaced.exe”). В меню “Tools” (“Інструменти”) виберіть пункт “Microstrip Calculator” (“Калькулятор МСЛ”). Відкриється вікно показане на рис. 4.

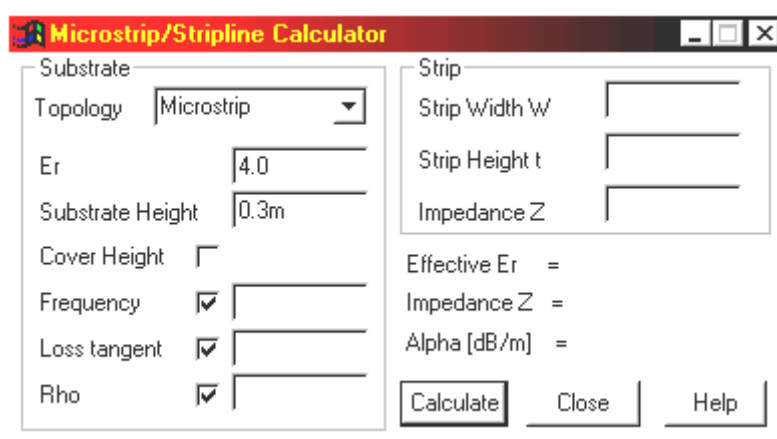


Рис. 4. Вікно програми Microstrip Calculator пакету “Arlac”

Поля у вікні програми мають наступне призначення:

- 1) Список “Topology” (“Топологія”) – задає тип лінії: мікросмужкова (“Microstrip”) або смужкова (“Stripline”);
- 2) В полях “Er” та “Substrate Height” задається відносна діелектрична проникність та товщина підкладки відповідно;
- 3) Прапорць “Cover Height” визначає наявність екрану. Він має бути знятим;
- 4) При ввімкненні прапорця “Frequency” з’являється вікно в якому задається значення частоти, для якої буде проведений розрахунок;
- 5) При ввімкненні прапорця “Loss tangent” з’являється вікно у якому задається значення тангенсу кута діелектричних втрат;
- 6) При ввімкненні прапорця “Rho” з’являється вікно в якому задається нормалізований опір матеріалу смужки по відношенню до опору золота;
- 7) Поля “Strip Width” та “Strip Height” містять в собі відповідно ширину та товщину смужки.

УВАГА! Усі параметри у вікні відображаються у системі одиниць СІ.

Після того як параметри в усіх вищезгаданих полях задані, треба натиснути на кнопку “Calculate” (“Рахувати”). Програма розрахує імпеданс $Z_{МСЛ}$.

Обробка результатів та оформлення даних досліджень

Моделювання проводиться для значень W починаючи з приведеного в таблиці 1 і до значення ($W+1.0$) з кроком 0.1 мм. Усі отримані при моделюванні дані заносяться у таблицю 2.

Таблиця 2.

W , мм	Serenade	MWO	Aplac	Формула
W				
$W+0.1$				
...				
$W+1.0$				

Перший стовпчик “ W ” таблиці 2 визначає поточну ширину смужки, починаючи зі значення відповідно до варіанту. Стовпчики “Serenade”, “MWO”, “Aplac” повинні містити в собі значення імпедансу МСЛ, розрахованого в НВЧ САПР “Serenade 8.0”, “Microwave Office 2001/2002”, “Aplac 7.0” відповідно. Останній стовпчик “Формула” повинен містити значення імпедансу, яке розраховано по формулі (4.5).

Табличні дані повинні бути проілюстровані відповідними графічними залежностями.

Контрольні запитання

1. Які складності виникають при теоретичному аналізі смужкових ліній передачі?
2. Навіщо потрібен екран в моделі мікросмужкової лінії? Яким чином обирається його форма та розміри?
3. Навіщо при теоретичному аналізі МСЛ потрібно враховувати особливості електромагнітних полів? Чи є це принциповим?
4. Яка основна хвиля мікросмужкової лінії? Який у неї розподіл електромагнітного поля?
5. Чим можна якісно пояснити залежність імпедансу МСЛ від співвідношення W/H , вважаючи, що в МСЛ існує лише квазі-Т хвиля?

Лабораторна робота № 5. РОЗРАХУНОК МІКРОСМУЖКОВОГО РЕЗОНАТОРА

Мета роботи:

1. Опанування основних принципів роботи в НВЧ САПР “Serenade 8.0” та “Aplac 7.0”.
2. Проведення розрахунку амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) мікросмушкового резонатора (МСР) за допомогою пакетів електромагнітного моделювання “Serenade 8.0”, “Aplac 7.0”.

Методика роботи:

1. Ознайомитись з основними принципами роботи в НВЧ САПР “Serenade 8.0” та “Aplac 7.0”.
2. Створити НВЧ блок-схему досліджуваної системи в кожному з НВЧ САПР.
3. Провести розрахунок АЧХ мікросмушкового резонатора в НВЧ САПР “Serenade 8.0” та “Aplac 7.0”. Порівняти отримані результати та зробити висновки.

Постановка задачі

В роботі необхідно розрахувати АЧХ мікросмушкового резонатора, поперечний переріз якого показано на рис. 1а.

Топологія включення такого резонатора в мікросмушкову лінію передачі (МСЛ) показана на рис. 1б.

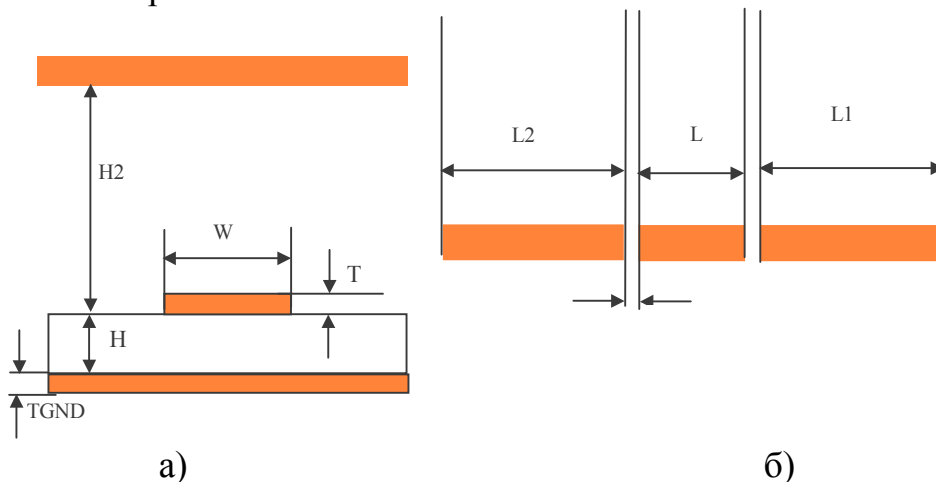


Рис. 1. Поперечний переріз мікросмушкового резонатора (а) та топологія його включення в мікросмушкову лінію передачі (б)

Розрахунок АЧХ резонатора за допомогою САПР “Serenade ” [18]

При запуску САПР „Serenade” перед користувачем з’являється вікно “Serenade Desktop” (“Робочій стіл Serenade”), де пропонується створення декількох видів проектних файлів. При створенні нового проекту потрібно вибрати елемент “Project” (“Проект”).

У наступному вікні “New project” (“Новий проект”) користувачу необхідно ввести ім’я нового проекту (латинськими літерами), а також надається можливість визначити шлях де будуть розміщені файли проекту.

Для спрощення процесу моделювання резонатора включеного в МСЛ у САПР “Serenade” розділимо його умовно на п’ять частин: три елементи імітують мікросмушкові відрізки (“Parts -> Distributed -> Microstrip-> Transmission Lines->Physical Length”) (рис.2), останні два елементи імітують щілини між відрізками МСЛ (“Parts -> Distributed -> Microstrip-> Gaps-> Symmetrical”) (рис.3).

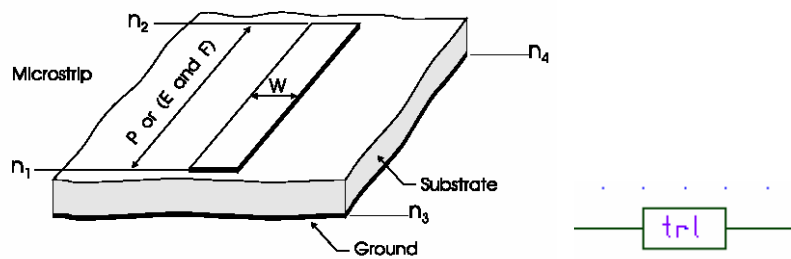


Рис. 2. Модель відрізка МСЛ та його позначення

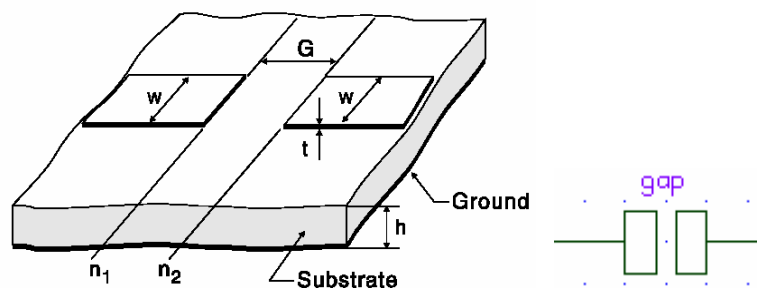


Рис.3. Модель розриву МСЛ та його позначення

Використовуючи елементи “trl” (відрізок МСЛ) та “gap” (розрив МСЛ) можна скласти блок-схему для мікросмушкового резонатора, включеного в МСЛ (рис. 4).

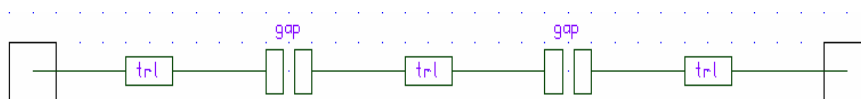


Рис. 4. Загальна блок схема МСР включеного в МСЛ

Щоб можна було провести аналіз схеми до її кінців приєднані елементи “Microwave port” (“Ports -> Senematic Connectors -> Microwave Port”), що

моделюють вхід та вихід пристрою (див. рис.4). Атрибутами кожного з портів є імпеданс, який треба задати рівним 50 Ом.

Тепер розглянемо які параметри необхідно задати для кожного елементу схеми. Для цього потрібно відкрити контекстне меню елементу та вибрати пункт “Properties” або двічі натиснути лівою кнопкою мишки на елементі схеми.

Поля таблиці у вікні “Properties” елементу позначені як “req” (required, необхідні) є обов’язковими для введення. Величини у колонці “Property” позначають які саме параметри можуть бути задані (для отримання додаткової інформації запустить “Acrobat Reader” (версії 3+) та знизу вікна натисніть кнопку “Info”. В цьому випадку у вікні “Acrobat Reader” з’явиться інформація щодо параметрів обраного елементу).

Параметри для елементу МСЛ:

“W” – ширина провідної симетричної смуги;

“P” – фізична довжина відрізка МСЛ;

“label” – помітка для майбутнього посилання на відповідний контрольний блок, пов’язаний з елементом.

Для першого та останнього відрізка МСЛ вводимо значення: $W = 6.5 \text{ mm}$, $P = 10.0 \text{ mm}$, $\text{label} = \text{“sub”}$. Для МСР вводимо значення: $W = 6.5 \text{ mm}$, $P = 0.6 \text{ mm}$, $\text{label} = \text{“sub”}$.

Параметри для елементу “Розрив МСЛ”:

“W” – ширина провідної симетричної смуги;

“G” – фізична довжина щілини розриву МСЛ;

“label” – помітка для майбутнього посилання на відповідний контрольний блок, пов’язаний з елементом.

Для двох елементів розриву МСЛ вводимо наступні значення: $W = 0.5 \text{ mm}$, $G = 0.4 \text{ mm}$, $\text{label} = \text{“sub”}$.

Щоб описати структуру МСЛ, необхідно до схеми залучити контрольний блок “Substrate Media” (“Матеріал, підкладка”) (“Parts -> Substrate Media -> Microstrip”) (рис. 5).



Рис. 5. Позначення контрольного блоку “Матеріал, підкладка”

Параметрами цього блоку є:

“H” – товщина підкладки (задайте значення 0.5 мм);

“ER” – діелектрична проникність підкладки (задайте значення 9.8);

“HU” – відстань між провідниками;

“Met1” – параметр, що визначає металізацію смуг;

“TAND” – тангенс кута діелектричних втрат підкладки (задайте значення 0.0001);

“RGH” – параметр, що визначає нерівність поверхні провідників (задайте значення 0);

“label” – назва контрольного блоку (задайте значення “sub”).

Для того, щоб задати вихідний сигнал, можна обрати лінійно-частотний блок (“Parts -> Control Blocks -> Linear Frequency”) (рис. 6).



Рис. 6. Позначення лінійно-частотного блоку

В параметрах цього блоку треба задати в полі “Freq” значення “STEP 1GHZ 15GHZ 0.2GHZ” для проведення аналізу схеми у діапазоні частот від 1 ГГц до 15 ГГц з кроком 200 МГц.

Для проведення аналізу схеми необхідно натиснути клавішу “F10” на клавіатурі. В разі обробки схеми без помилок, у вікні, що викликається командою “Report -> Report Editor” (“Редактор звітів”) треба вибрати які розраховані залежності відображати. Наприклад, на рис. 7 показані розраховані коефіцієнти відбиття та передачі в залежності від частоти для типового МСР включеного в МСЛ.

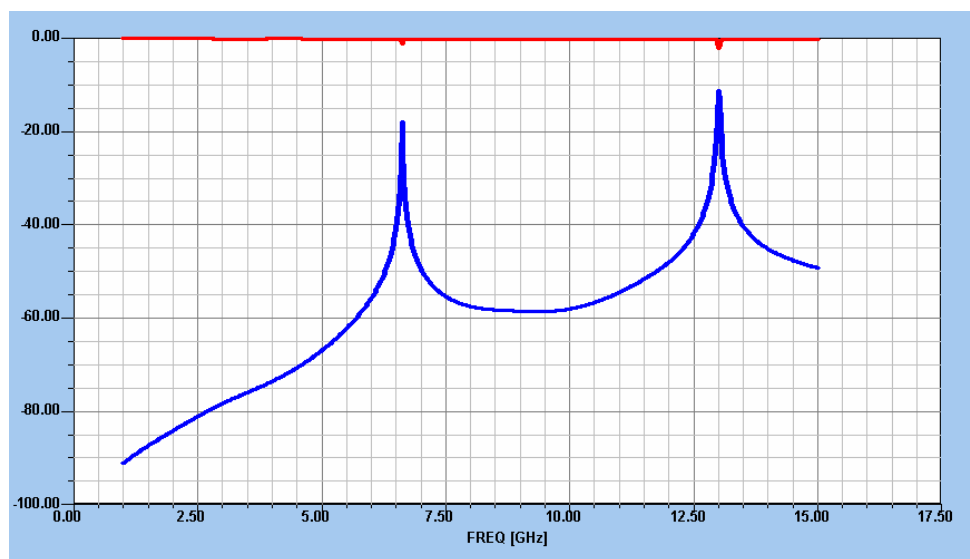


Рис. 7. АЧХ мікросмушкового резонатора. Верхня крива – коефіцієнт відбиття S_{11} , нижня – коефіцієнт передачі S_{21} . Значення S_{11} та S_{21} наведені в децибелах

Розрахунок АЧХ резонатора за допомогою САПР “Aplac” [20]

Моделювання в “Aplac 7.0” здійснюється за допомогою двох програм: аналізатора схем (Aplac Simulator, aplac.exe) та редактора схем (Aplac Editor, aplaced.exe).

За допомогою другої програми в графічному режимі створюються та редагуються схеми пристроїв, а також вводяться параметри та спосіб аналізу вибраної схеми. Аналіз схеми здійснюється автоматично при викликанні відповідної команди в редакторі схем.

Для побудови схеми МСР, зображеного на рис.1 необхідно шляхом натисканням правої кнопки мишки у вікні редактора схем викликати меню компонентів “Microwave” (“НВЧ”) і вибрати наступні компоненти:

1) Mlin – модель МСЛ (“Microwave -> Microstrip -> Mlin”). Формат опису елемента: “Mlin «name» n1 n2 W=w + додаткові параметри + параметри підкладки”.

Обов’язкові параметри: “name” – ім’я елемента; “n1” – назва вузла, що відповідає вхідному кінцю МСЛ; “n2” – назва вузла, що відповідає вихідному кінцю МСЛ; “W” – ширина МСЛ.

Додаткові параметри: “L” – довжина МСЛ; “G” – відстань до металеві площини заземлення; “RSH” – питомий опір матеріалу мікросмужки в Ом/□.

2) Mgap – модель розриву МСЛ (“Microwave -> Microstrip -> Mgap”). Формат опису елемента: “Mgap «name» n1 n2 W=w + додаткові параметри + параметри підкладки”.

Обов’язкові параметри: “name” – ім’я елемента; “n1” – назва вузла, що відповідає вхідному кінцю розриву МСЛ; “n2” – назва вузла, що відповідає вихідному кінцю розриву МСЛ.

Додаткові параметри: “S” – ширина розриву; “W” – визначає ширини w_1 та w_2 кінців МСЛ по обидва боки від розриву.

3) Msub задає параметри підкладки мікросмужкових елементів (“Microwave -> Microstrip -> Msub”). Формат опису елемента: “Msub «name» + додаткові параметри”.

Обов’язкові параметри: “name” – ім’я елемента.

Додаткові параметри: “COVER” – відстань між смужкою та верхньою провідною площиною H2; “ER” – відносна діелектрична стала проникність; “H” – товщина підкладки; “LEVEL” – якщо “LEVEL=1”, то модель добре працює до частоти 10 ГГц; “LEVEL=0” – квазістатичний аналіз, при якому ігнорується наявність дисперсії та частотно-залежних втрат. Цей аналіз дуже швидкий та використовується для частот нижче 1 ГГц; “LEVEL=2” – найбільш точний аналіз, що враховує дисперсію та ефекти на відкритих кінцях. Використовується для частот, вищих за 10 ГГц; “RGH” – параметр, що визначає шорсткість поверхні; “RH0” – відносна провідність смужки нормалізована до провідності золота; “T” – товщина смужки; “TAND” – тангенс кута діелектричних втрат; “TGND” – товщина заземленого нижнього провідника.

Загалом блок-схема МСР включеного в розрив МСЛ складається з трьох елементів Mlin та двох елементів Mgap (див. рис. 8).

Параметри схеми необхідно задати такі ж як і для випадку розрахунку МСР в САПР "Serenade 8.0".

Для знаходження S-параметрів схеми додаємо як і раніше до схеми два порта (рис. 8). В "Aplac" кількість та характеристики (в першу чергу імпеданс) портів визначаються за допомогою команди "DefModel". Для портів в схемі треба задати імпеданс рівним 50 Ом. Крім того в елементі "Port2" використано атрибут "STORE «res.s2p» MHz MA", що дозволяє записати результат аналізу в файл «res.s2p». Цей атрибут може використовуватись тільки в атрибутах останнього порту в схемі.

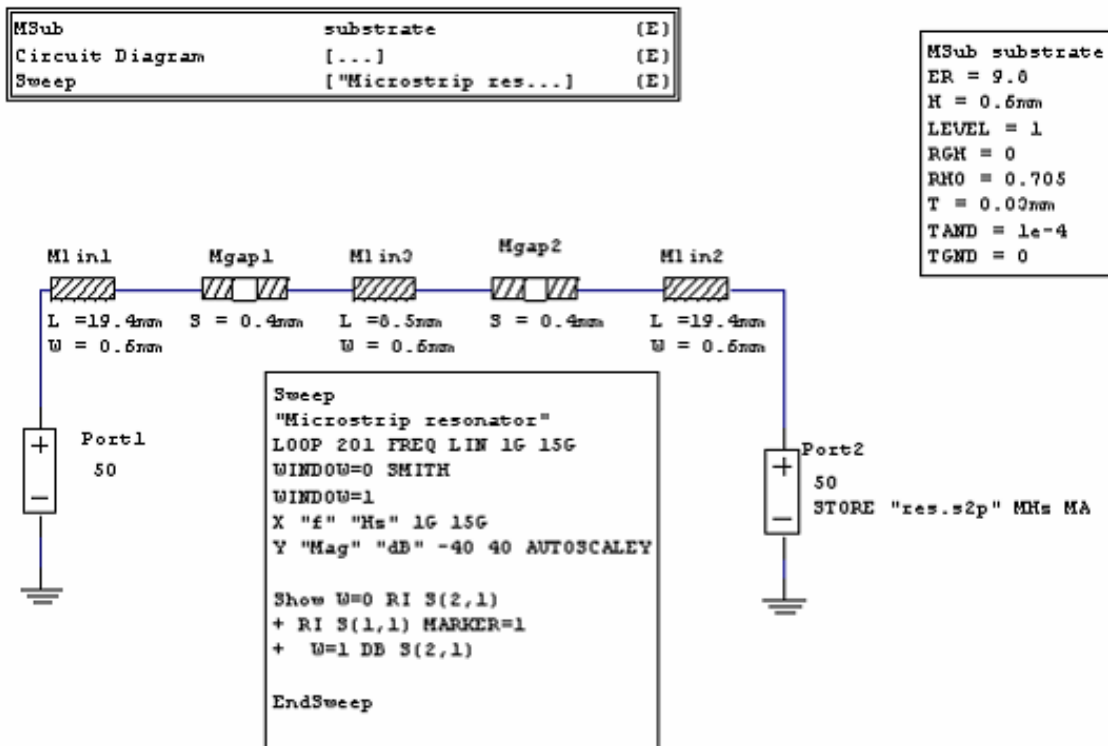


Рис.8. Блок-схема для розрахунку АЧХ мікросмужкового резонатора, включеного в розрив МСЛ

Джерело сигналу визначається об'єктом "Sweep". Треба задати, що частота сигналу змінюється в лінійному режимі від 1 до 15 ГГц з певним кроком, який визначається кількістю частотних точок (див. рис. 8).

На рис. 9 показано типову АЧХ та фазочастотну характеристику МСР, включеного в розрив МСЛ.

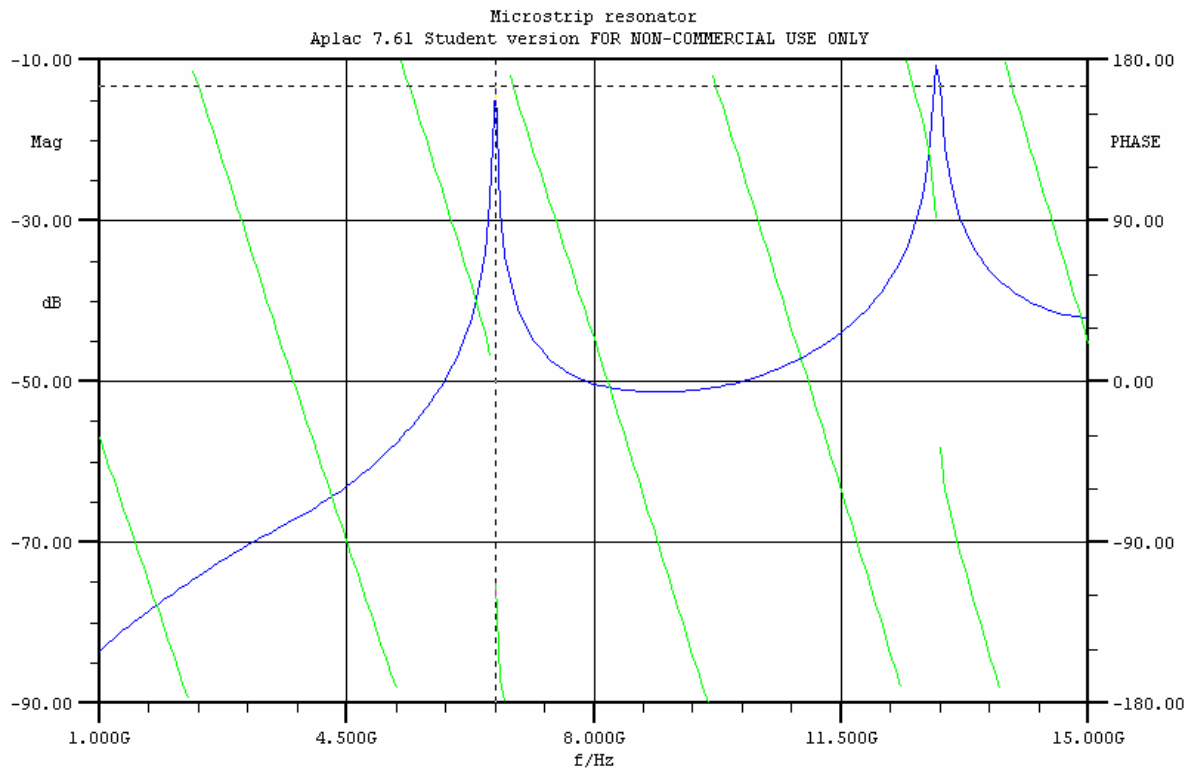


Рис. 9. Поведінка модуля та фази комплексного коефіцієнту передачі S_{21} для МСР, включеного в розрив МСЛ, в залежності від частоти

Контрольні запитання

1. Які методи аналізу використовуються в НВЧ САПР “Serenade 8.0” та “Arlac 7.0”?
2. Як залежить АЧХ резонатору від параметрів відрізка МСЛ (геометрії, матеріалу підкладки, тощо)?
3. Що таке матриця S -параметрів? Як вона пов’язана з АЧХ?
4. Навіщо при моделюванні НВЧ резонаторів в САПР “Serenade 8.0” та “Arlac 7.0” в схему вводяться блоки, що враховують ефекти розриву МСЛ? Чи є принциповими ці блоки?

Додаток № 1.

Основні методи, що застосовуються для аналізу електродинамічних систем НВЧ [10–15, 21, 22, 23]

Для аналізу електродинамічних систем (ЕС) НВЧ застосовуються такі основні методи:

- 1) Метод інтегрального рівняння;
- 2) Метод часткових областей;
- 3) Варіаційний метод;
- 4) Метод кінцевих різниць;
- 5) Метод кінцевих елементів;
- 6) Метод мінімальних автономних блоків;
- 7) Метод коллокацій;
- 8) Метод конформних перетворень;
- 9) Метод еквівалентної заміни.

Зазвичай при розв'язку електродинамічної задачі (ЕЗ) використовуються декілька методів. Тільки достатньо прості задачі можна розв'язати одним єдиним методом без використання інших. Наприклад, задачу про регулярний прямокутний хвилевід з неідеальними стінками можна звести до розв'язку інтегрального рівняння, застосувавши лише перший з наведених методів. Але якщо всередині цього хвилеводу буде розташована деяка неоднорідність, наприклад, металевий штир, хід розв'язку стане значно складнішим. Таку задачу можна буде розв'язати методом часткових областей або варіаційним методом. Враховуючи граничні умови можна буде звести розв'язок ЕЗ до розв'язку системи лінійних алгебраїчних рівнянь (СЛАР), яку можна отримати використовуючи метод інтегральних рівнянь або метод коллокацій.

Не можна казати, що один метод розв'язку є гіршим за інший. Це має сенс лише по відношенню до певного класу задач.

Кожен з наведених методів може використовуватись на певному етапі розв'язку задачі, бо вони є в достатній мірі незалежними один від одного. Це також обумовлює приблизно однакову важливість цих методів для практичних застосувань.

Метод інтегрального рівняння. Спочатку розглянемо приклад. Нехай нам відомі компоненти вектора електричного поля

$$E_{1,2}(\mathbf{r}, \omega) = \sum_m A_{1,2m} \varphi_{1,2m}(\mathbf{r}, \omega) \quad (1)$$

(позначені відповідно індексами 1 та 2) по обидва боки від деякої плоскої границі розділу середовищ, що розташована в площині $x = x_0$. Нехай компоненти поля E_1 та E_2 дотичні до границі, тоді для них на границі розділу середовищ повинна виконуватись гранична умова

$$E_1 = E_2 \text{ при } x = x_0. \quad (2)$$

Але якщо на границі є особливості, наприклад тангенціальні компоненти електромагнітного поля (ЕМП) мають скінчену кількість розривів, безпосереднє використання співвідношення (1) викликає технічні труднощі. В цьому разі застосовують такий штучний прийом. Вводять функцію $f(\mathbf{r}_0, \omega)$ яка описує електричне поле на границі. Тоді умова (2) зводиться до системи рівнянь:

$$\begin{cases} \sum_m^{\infty} A_{1m} \varphi_{1m}(\mathbf{r}_0, \omega) = f(\mathbf{r}_0, \omega) \\ \sum_m^{\infty} A_{2m} \varphi_{2m}(\mathbf{r}_0, \omega) = f(\mathbf{r}_0, \omega) \end{cases}, \quad (3)$$

де радіус-вектор \mathbf{r}_0 має компоненти $\{x_0; y; z\}$.

Власні функції $\varphi_{1m}(\mathbf{r}, \omega)$ та $\varphi_{2m}(\mathbf{r}, \omega)$ утворюють повну ортогональну систему функцій (це є необхідною умовою коректності розкладу (1)). Для них виконуються співвідношення

$$\begin{aligned} \int_{(y,z)_{L1}}^{(y,z)_{H1}} \varphi_{1m}(\mathbf{r}, \omega) \varphi_{1n}(\mathbf{r}, \omega) dx &= \hat{\varphi}_{1m}(x, \omega) \delta_{mn} \\ \int_{(y,z)_{L2}}^{(y,z)_{H2}} \varphi_{2m}(\mathbf{r}, \omega) \varphi_{2n}(\mathbf{r}, \omega) dx &= \hat{\varphi}_{2m}(x, \omega) \delta_{mn} \end{aligned}, \quad (4)$$

де відрізки $\Sigma_{y1} = [y_{L1}; y_{H1}]$, $\Sigma_{z1} = [z_{L1}; z_{H1}]$ та $\Sigma_{y2} = [y_{L2}; y_{H2}]$, $\Sigma_{z2} = [z_{L2}; z_{H2}]$ – є відповідно областями визначення функцій φ_{1m} та φ_{2m} по координатам y, z ; δ_{mn} – символ Кронекера. Нехай область де виконується зшивання компонент електричного поля визначається проміжками $\Sigma_y = [y_1; y_2]$, $\Sigma_z = [z_1; z_2]$, причому повинні виконуватись умови $\Sigma_y \cap \Sigma_{y1} \neq 0$, $\Sigma_y \cap \Sigma_{y2} \neq 0$, $\Sigma_y \in (\Sigma_{y1} \cup \Sigma_{y2})$, $\Sigma_z \cap \Sigma_{z1} \neq 0$, $\Sigma_z \cap \Sigma_{z2} \neq 0$, $\Sigma_z \in (\Sigma_{z1} \cup \Sigma_{z2})$.

Помножимо перше та друге рівняння в (4) на $\varphi_{1n}(\mathbf{r}_0, \omega)$ та $\varphi_{2n}(\mathbf{r}_0, \omega)$, та візьмемо інтеграл від отриманого добутку по областям $\Sigma_1 = (\Sigma_{y1}; \Sigma_{z1})$ та $\Sigma_2 = (\Sigma_{y2}; \Sigma_{z2})$ відповідно. Отримаємо інтегральні рівняння

$$\begin{cases} A_{1m} \hat{\varphi}_{1m}(x_0, \omega) = \int_{\Sigma} f(\mathbf{r}_0, \omega) \varphi_{1n}(\mathbf{r}_0, \omega) d\Sigma \\ A_{2m} \hat{\varphi}_{2m}(x_0, \omega) = \int_{\Sigma} f(\mathbf{r}_0, \omega) \varphi_{2n}(\mathbf{r}_0, \omega) d\Sigma \end{cases}, \quad (5)$$

де враховані співвідношення ортогональності для власних функцій (4) і те, що $f(\overset{\mathbf{1}}{r}_0, \omega) = 0$ поза Σ ; $\Sigma = (\Sigma_y; \Sigma_z)$. Рівняння (5) розв'язуються за допомогою відомих математичних методів, або чисельно на ЕОМ.

Розглянемо тепер загальну схему метода інтегральних рівнянь дещо іншим способом. Нехай нам відома функція Гріна $G(\overset{\mathbf{1}}{r}, \overset{\mathbf{u}}{r}')$ для нашої ЕС, тобто ми знаємо розв'язок рівняння

$$Lu(\overset{\mathbf{1}}{r}) - \lambda u(\overset{\mathbf{1}}{r}) = f(\overset{\mathbf{1}}{r}), \quad (6)$$

де $u(\overset{\mathbf{1}}{r}) = G(\overset{\mathbf{1}}{r}, \overset{\mathbf{u}}{r}')$, $f(\overset{\mathbf{1}}{r}) = \delta(\overset{\mathbf{1}}{r} - \overset{\mathbf{u}}{r}')$ – дельта-функція Дірака. З фізичної точки зору це означає, що ми знайшли розв'язок рівняння (електродинамічної задачі) для єдиного точкового джерела. Тоді неоднорідна задача може бути зведена до інтегрального рівняння

$$\int_{\Sigma} K(\overset{\mathbf{1}}{r}, \overset{\mathbf{u}}{r}') f(\overset{\mathbf{u}}{r}') d\overset{\mathbf{u}}{r}' = g(\overset{\mathbf{1}}{r}), \quad (7)$$

для $\forall \overset{\mathbf{1}}{r} \in S$, де Σ – поперечний переріз хвилеводу або об'єм резонатора, $K(\overset{\mathbf{1}}{r}, \overset{\mathbf{u}}{r}')$ – відоме ядро інтегрального рівняння, яке визначається функцією Гріна $G(\overset{\mathbf{1}}{r}, \overset{\mathbf{u}}{r}')$, $g(\overset{\mathbf{1}}{r})$ – відома функція, що визначає зовнішній вплив на систему, наприклад зовнішні ЕМП, що проникають всередину ЕС крізь отвори S , $f(\overset{\mathbf{u}}{r}')$ – невідома функція, що описує розподіл ЕМП або струмів всередині ЕС.

При пошуку власних чисел λ та функцій систему рівняння (6) записують у вигляді

$$\int_{\Sigma} K(\overset{\mathbf{1}}{r}, \overset{\mathbf{u}}{r}') f(\overset{\mathbf{u}}{r}') d\overset{\mathbf{u}}{r}' = \lambda f(\overset{\mathbf{1}}{r}). \quad (8)$$

Як правило, отримане рівняння (8) розв'язати аналітично неможливо або досить складно, тому його розв'язують наближено за допомогою ЕОМ. Найбільш часто при цьому застосовується метод моментів, або певна його модифікація. Розглянемо, наприклад, одну з модифікацій метода моментів – метод Бубнова–Гальоркіна–Рітца. В цьому методі невідома функція $f(\overset{\mathbf{u}}{r}')$ представляється у вигляді розкладу по повній ортонормованій з вагою $w(\overset{\mathbf{u}}{r}')$ системі функцій $v_n(\overset{\mathbf{u}}{r}')$:

$$f(\overset{\mathbf{u}}{r}') = w(\overset{\mathbf{u}}{r}') \sum_{n=0}^{\infty} C_n v_n(\overset{\mathbf{u}}{r}'). \quad (9)$$

Оскільки виконується умова $\int_{\Sigma} v_n(\overset{\mathbf{u}}{r}') w(\overset{\mathbf{u}}{r}') v_m(\overset{\mathbf{u}}{r}') d\overset{\mathbf{u}}{r}' = \delta_{mn}$, можна відразу ж знайти вирази для коефіцієнтів розкладу

$$C_n = \int_{\Sigma} f(\mathbf{r}) v_n(\mathbf{r}) d\mathbf{r}. \quad (10)$$

Підставляючи тепер розклад (9) в рівняння (8), потім, помножуючи отриманий вираз на $v_m(\mathbf{r})$ і інтегруючи по S отримаємо нескінчену СЛАР:

$$\sum_{n=0}^{\infty} A_{m,n} C_n = B_m \quad (11)$$

де $A_{m,n} = \int_S d\mathbf{r} \int_{\Sigma} d\mathbf{r}' w(\mathbf{r}') K(\mathbf{r}, \mathbf{r}') v_n(\mathbf{r}') v_m(\mathbf{r})$, $B_m = \int_S g(\mathbf{r}) v_m(\mathbf{r}) d\mathbf{r}$, $m = 0, 1, 2, \dots \infty$.

Отримана система спочатку зводиться до редукованої системи (тобто враховується лише перших N членів у початковій СЛАР), а потім розв'язується за допомогою ЕОМ.

Перевагами методу інтегральних рівнянь є його відносна простота та можливість отримання розв'язку з дуже високою (майже з будь-якою) точністю. Недоліком методу є дещо обмежена область його застосування за рахунок складного вигляду функції Гріна електродинамічної задачі.

Метод часткових областей. Метод часткових областей (МЧО) був першим методом, який почав використовуватись для аналізу ЕС. Вперше він був застосований більш ніж 100 років тому Дж. Максвелом для розрахунку ємності прямокутного конденсатора. Сьогодні МЧО залишається найбільш вживаним методом напів-аналітичного аналізу ЕС.

Суть методу полягає у наступному: ЕС поділяється на відносно великі часткові області, границі яких співпадають з координатними лініями, або координатними площинами в обраній системі координат. Ці області, як правило, мають однорідне діелектричне або металеве заповнення. На границі між усіма областями задаються граничні умови, що враховують перетворення ЕМП при їх переході через границю. Після цього знаходять розв'язок рівнянь Максвела в кожній з областей. Оскільки границі області співпадають з координатними лініями або площинами в обраній системі координат ця задача легко розв'язується. Таким чином знаходять власні функції в кожній з областей, по яким далі ведеться розклад полів (дивись, наприклад, (1)). Далі отримані вирази для ЕМП підставляються в граничні умови для кожної області. Одержується система функціональних рівнянь, яка потім, при врахуванні ортогональності власних функцій, зводиться до СЛАР, яка в свою чергу розв'язується чисельно на ЕОМ.

Перевагами МЧО є фізична простота та наочність, можливість достатньо широкого застосування для аналізу різноманітних ЕС. Недоліком методу є те, що отримані власні "об'ємні" функції для кожній з областей, як правило, погано описують розподіл полів на границі між областями, в першу чергу коли остання містить в собі певні особливості, наприклад, тонкі металеві чи діелектричні включення. За рахунок цього збіжність наближеного розв'язку ЕС до істинного значно погіршується. Відмітимо, що цей недолік можна усунути представляючи

функцію, що описує розподіл ЕМП на границі у вигляді розкладу по повній ортогональній системі функцій, що враховують особливості на границі.

Варіаційний метод. Варіаційний метод широко застосовується для розв'язку задач розсіяння ЕМП на різних неоднорідностях. Такі задачі, як правило, можна звести до інтегрального рівняння з симетричним ядром:

$$K(\overset{\mathbf{1}}{r}, \overset{\mathbf{u}}{r'}) = K(\overset{\mathbf{u}}{r'}, \overset{\mathbf{1}}{r}). \quad (12)$$

Якщо умова симетричності ядра інтегрального рівняння (12) виконується, то тоді вираз для імпедансу неоднорідності в лінії передачі є стаціонарним відносно змін функції $f(\overset{\mathbf{1}}{r})$ в інтегральному рівнянні. Це означає, що точність визначення імпедансу принаймні на порядок вище точності визначення функції $f(\overset{\mathbf{1}}{r})$. Тому для отримання імпедансу неоднорідності з гарною точністю вигляд функції $f(\overset{\mathbf{1}}{r})$ можна знати лише приблизно.

Алгоритм методу полягає в наступному. Знаходиться стаціонарний вираз (відносно невідомої функції $f(\overset{\mathbf{1}}{r})$) для імпедансу неоднорідності в лінії передачі. Далі в нього підставляється значення вже відомої пробної функції, і для нього знаходиться числове значення імпедансу, яке на порядок точніше ніж значення пробної функції.

Перевагами методу є простота і можливість отримання розв'язку в аналітичному вигляді. Недоліком є неможливість отримання коректної оцінки точності проведеного аналізу, та відсутність результатів про розподіл ЕМП або струмів.

Метод кінцевих різниць. Цей метод іноді також називають методом сіток. Він полягає в тому, що всі неперервні функції, наприклад, ЕМП замінюються у вихідних формулах їх дискретними образами, тобто від крайової задачі відразу ж переходять до системи лінійних алгебраїчних рівнянь. При цьому область неперервної зміни аргументу $\overset{\mathbf{1}}{r}$ замінюється дискретною множиною точок $\overset{\mathbf{1}}{r}_i$, або сіткою. Неперервній функції $f(\overset{\mathbf{1}}{r})$ ставиться у відповідність сіткова функція $f_i(\overset{\mathbf{1}}{r}_i)$, що задана в вузлах сітки з радіус-векторами $\overset{\mathbf{1}}{r}_i$.

Нехай функція $f(\overset{\mathbf{1}}{r})$ описує розподіл електричного або магнітного поля, тоді вона задовольняє рівнянням Максвелла, або рівнянням, до яких вони зводяться. Ці рівняння є диференційними рівняннями другого порядку. Якщо ми переходимо від неперервної функції $f(\overset{\mathbf{1}}{r})$ до її дискретного образу $f_i(\overset{\mathbf{1}}{r}_i)$, то повинні відповідним чином змінити й рівняння для $f(\overset{\mathbf{1}}{r})$. Це досягається заміною диференційного оператора L на його різницевий аналог L_i . В частинному випадку, якщо, наприклад, $L = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + K^2$, то $L_i = \Delta_i^{(2)} + K^2$, де $\Delta_i^{(2)}$ – різниця другого порядку для підоператорної функції в точці i .

Таким чином отримується СЛАР відносно значень функції $f_i(\mathbf{r}_i)$ в точках сітки \mathbf{r}_i . Похибка цього методу досягає $\sim O(|\mathbf{r}_i - \mathbf{r}_{i-1}|^2)$.

Перевагами методу є легкість врахування геометрично складних границь ЕС та різноманітних діелектричних та металевих включень. Його недоліком є досить великий час розрахунку на ЕОМ.

Метод кінцевих елементів. В цьому методі всю область всередині ЕС розбивають на велику кількість дрібних елементів трикутної або прямокутної форми (для тривимірного випадку ЕС відповідно на тетраедри та паралелепіпеди). Оскільки розміри кожного елемента дуже малі розв'язок системи рівнянь Максвелла представляється у вигляді поліному n -го ступеню (як правило n дорівнює двом або трьом). Поза межами елемента, функція, що описує розподіл ЕМП всередині цього елемента вважається нульовою. Таким чином повне ЕМП ЕС може бути записане у вигляді:

$$F(\mathbf{r}) = \sum_{m=0}^M C_m f_m(\mathbf{r}), \quad (13)$$

де $f_m(\mathbf{r})$ – поліноміальна апроксимація поля в елементі m . Коефіцієнти розкладу C_m знаходяться з граничних умов, що задані на граничних поверхнях елементів.

Перевагою методу є дуже легкий спосіб врахування складних границь та метало-діелектричних включень. До недоліків треба віднести великий час машинного розрахунку, а також необхідність зберігання великої кількості даних.

Метод мінімальних автономних блоків. Цей метод був розроблений В.В. Нікольським для розрахунку смужкових систем складної конструкції. Суть методу полягає в наступному. ЕС розбивається на певну кількість простих елементів (автономних блоків), для яких достатньо легко знайти матричні параметри (матриця провідності, передачі і т.д.). Далі вважають що між собою автономні блоки поєднані лініями передачі з певними визначеними властивостями (які апріорі задаються дослідником). Спрямовуючи довжину цих ліній передачі до нуля знаходять матричні характеристики усієї системи в цілому. Іноді, якщо значущі елементи знаходяться достатньо далеко один від одного, наявність хвилеводних каналів навіть ненульової довжини слабо спотворює розв'язок і задача оптимізації зв'язку автономних блоків не проводиться.

Перевагами метода є можливість розв'язання задачі про будь яку передаючу або резонансну ЕС. До недоліків треба віднести великий час машинного розрахунку, а також необхідність зберігання великої кількості даних.

Метод коллокацій. Метод коллокацій зазвичай застосовується якщо ЕС містить в собі елементи різної симетрії (наприклад, діелектричний стержень в прямокутному хвилеводі). В цьому випадку граничні умови є складними і

нерегулярними, а отже задовольнити їм безпосередньо дуже складно і іноді неможливо.

Тому в методі коллокацій граничні умови записуються не для усієї граничної поверхні, а лише в її певних точках, що дозволяє обійти вищезгадані труднощі. При цьому отримується СЛАР для кожної з використаних точок. Звичайно із збільшенням кількості точок розв'язок такої системи асимптотично збігається до істинного розв'язку електродинамічної задачі. Іноді вдається значно підвищити точність розрахунку при тому ж числі точок зшивання, якщо обрати ці точки певним чином, враховуючи фізичні властивості системи.

Цей метод дозволяє проаналізувати достатньо великий клас задач, але його застосування пов'язано з високими вимогами як до обчислювальної потужності ЕОМ, так і до об'єму її оперативної пам'яті.

Метод конформних перетворень. Метод конформних перетворень можна застосовувати лише для аналізу двовимірних статичних задач, або для пошуку розв'язків у вигляді Т-хвиль, тобто в тих випадках, коли функція, що шукається, задовольняє гармонічному рівнянню. Тому область застосування методу досить мала, але за його допомогою можливе отримання точного аналітичного розв'язку задачі.

В цьому методі складну систему шляхом конформних перетворень на комплексній площині (наприклад, за допомогою перетворення Кристофеля-Щварца) перетворюють у просту систему з відомим розподілом ЕМП. Далі, виконуючи обернені перетворення вже для відомого розподілу ЕМП, отримують розподіл поля для початкової системи.

Метод еквівалентної заміни. Цей метод є найбільш простим методом для розрахунку неоднорідності в лініях передачі.

В цьому методі замінюють початкову лінію передачі більш простою з тою ж самою фазовою швидкістю та хвильовим опором. Після цього оцінюють вплив неоднорідності на властивості більш простої лінії передачі, вважаючи, що для еквівалентної лінії передачі цей вплив такий же як і для початкової лінії передачі.

Цей метод широко застосовується для наближеної оцінки параметрів ЕС. Його недоліком є низька точність.

Додаток № 2.

Вирази для коефіцієнтів СЛАР для екранованої мікросмушкової лінії передачі

СЛАР з якої можна знайти характерні значення сталих розповсюдження хвиль в екранованій мікросмушкової лінії має вигляд

$$\begin{pmatrix} c_{kn} & d_{kn} \\ c'_{kn} & d'_{kn} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} iC_{0n} \\ D_{0n} \end{pmatrix} = 0, \quad (1)$$

де

$$c_{kn} = \frac{1}{k} \sum_m \zeta_{mn} b_{km} \sum_{j=1}^2 (-1)^j \frac{k_{ej}^2}{\mu_j} \frac{g_{jm}(y_1)}{dg_{jm}(y_1)/dy}, \quad (2)$$

$$d_{kn} = \frac{\beta}{k} \sum_m h_m \alpha_{mn} b_{km} \sum_{j=1}^2 \frac{(-1)^j}{\mu_j} \frac{g_{jm}(y_1)}{dg_{jm}(y_1)/dy}, \quad (3)$$

$$c'_{kn} = \frac{\beta}{k} \sum_m e_m \zeta_{mn} a_{km} \sum_{j=1}^2 \frac{(-1)^j}{\mu_j} \frac{f_{jm}(y_1)}{df_{jm}(y_1)/dy}, \quad (4)$$

$$d'_{kn} = \frac{1}{k} \sum_m \alpha_{mn} a_{km} \sum_{j=1}^2 (-1)^j \frac{\chi_{jm}^2}{\mu_j k_{yjm}^2} \frac{f_{jm}(y_1)}{df_{jm}(y_1)/dy}, \quad (5)$$

$$\chi_{jm}^2 = k^2 \varepsilon_j \mu_j - \beta^2 - \left(\frac{m\pi}{a} \right)^2, \quad \alpha_{mn} = \frac{\int_{w/2}^{a/2} \phi_{1,2m}(x) \frac{d\Phi_{0m}(x)}{dx} dx}{\int_0^{a/2} [\phi_{1,2m}(x)]^2 dx},$$

$$b_{km} = \frac{\int_{w/2}^{a/2} \frac{\Theta_k(x) \psi_{1,2m}(x)}{\sqrt{1-u^2}} dx}{\int_{w/2}^{a/2} \frac{[\Theta_k(x)]^2}{\sqrt{1-u^2}} dx},$$

$$\zeta_{mn} = \frac{\int_{w/2}^{a/2} \psi_{1,2m}(x) \frac{d\Theta_{0m}(x)}{dx} dx}{\int_0^{a/2} [\psi_{1,2m}(x)]^2 dx}, \quad a_{km} = \frac{\int_{w/2}^{a/2} \sqrt{1-u^2} \Phi_k(x) \phi_{1,2m}(x) dx}{\int_{w/2}^{a/2} \sqrt{1-u^2} [\Phi_k(x)]^2 dx},$$

$$e_m = \frac{d\phi_{1,2m}(x)/dx}{\psi_{1,2m}(x)}, \quad h_m = \frac{d\psi_{1,2m}(x)/dx}{\phi_{1,2m}(x)}.$$

Додаток № 3.
Перехід від системи одиниць Гауса до системи одиниць СІ [6, 24]

Фізична величина	Назва одиниці в системі одиниць СГС	1 одиниця СГС дорівнює	Повна назва одиниці СІ
Струм	–	3.335×10^{-10} А	ампер
Заряд	–	3.335×10^{-10} Кл	кулон
Напруга	–	299.8 В	вольт
Напруженість електричного поля E	–	2.998×10^4 В/м	вольт на метр
Індукція електричного поля D	–	3.335×10^{-6} Кл/м ²	кулон на квадратний метр
Напруженість магнітного поля H	ерстед	79.58 А/м	ампер на метр
Індукція магнітного поля B	гаус	10^{-4} Тл	тесла
Електричний опір	–	0.8988×10^{12} Ом	ом
Електрична провідність	–	1.1126×10^{-12} См	сіменс
Електрична ємність	см	1.1126×10^{-12} Ф	фарад
Магнітний потік	максвелл	10^{-8} Вб	вебер
Магніторухлива сила	гільберт	0.7958 А	ампер
Індуктивність	–	10^{-9} Гн	генрі
Питома електрична провідність	с ⁻¹	1.1126×10^{-10} См/м	сіменс на метр

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

- 1 Лебедев И. В. Техника и приборы СВЧ. – М.: Высш. Школа, 1972. – Т.1. – 389 с.
Т.2. – 375 с.
- 2 Лебедев И. В. Техника и приборы СВЧ. – М.: Высш. Школа, 1972. – Т.2. – 375 с.
- 3 Згуровский М. З., Ильченко М. Е., Кравчук С. А., Нарытник Т. Н., Якименко Ю. И. Микроволновые устройства телекоммуникационных систем. – К.: Політехніка, 2003. – Т.1: Распространение радиоволн. Антенные и частотно-избирательные устройства. – 456 с.
- 4 Згуровский М. З., Ильченко М. Е., Кравчук С. А., Нарытник Т. Н., Якименко Ю. И. Микроволновые устройства телекоммуникационных систем. – К.: Політехніка, 2003. –Т.2: Устройства приемного и передающего трактов. Проектирование устройств и реализация систем. – 616 с.
- 5 Поверхностные поляритоны. Электромагнитные волны на поверхностях и границах раздела сред / Под ред. В.М. Аграновича, Д.Л. Миллса. – М.: Наука, 1985. – 512 с.
- 6 Вайнштейн Л.А. Электромагнитные волны. – М.: Радио и связь, 1988. – 440 с.
- 7 Мелков Г.А., Єгоров Ю.В., Іванюта О.М., Малишев В.Ю. Мікрохвильові резонатори на поверхневій хвилі // Вісник Київського університету. Серія: фізико-математичні науки. – 1998. – №3. – С.334-337.
- 8 Г.А.Мелков, Ю.В.Єгоров О.М.Іванюта, В.Ю.Малишев. Чвертьхвильові резонатори на поверхневій хвилі // Вісник Київського університету. Серія: фізико-математичні науки. – 1999. – №2. – С.395-398.
- 9 Гинзтон Э.Л. Измерения на сантиметровых волнах. – М., 1972. – С. 88-93.
- 10 Григорьев А.Д., Янкевич В.Б. Численные методы расчета электромагнитных полей свободных волн и колебаний в регулярных волноводах и полых резонаторах // Зарубежная радиоэлектроника. – 1977. – № 5. – с. 43–67.
- 11 Вычислительные методы в электродинамике. Под ред. Р. Миттры. Пер. с англ. под ред. Э. Бурштейна. – М.: Мир, 1977. – 488 с.
- 12 Григорьев А.Д., Янкевич В.Б. Резонаторы и резонаторные замедляющие системы СВЧ: Численные методы расчета и проектирования. – М.: Радио и связь, 1984. – 248 с.
- 13 Миттра Р., Ли С. Аналитические методы теории волноводов. М.: Наука, 1974. – 328 с.
- 14 Михайлевский В.С. и др. Линии передачи сложных сечений. – Р.: Ростовский государственный университет, 1983. – 196 с.
- 15 Левин Л. Теория волноводов. Методы решения волноводных задач. – М.: Радио и связь, 1981. – 312 с.
- 16 Микроэлектронные устройства СВЧ: Учеб. пособие для радиотехнических специальностей вузов / Г.И. Веселов, Е.Н. Егоров, Ю.Н. Алехин, Г.Г. Воронина, В.А. Романюк и др. / Под ред. Г.И. Веселова. – М.: Высшая школа, 1988. – 280 с.

- 17 Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств. / Под ред. В.И. Вольмана. – М.: Радио и связь, 1982. – 328 с.
- 18 Serenade 8.0 User Manual; www.ansoft.com
- 19 Microwave Office 2001 / 2002 User Manual; www.mwoffice.com; <http://www.ioso.ru/ipso/distance/Microwave Office.htm>.
- 20 Aplac 7.0 User Manual; www.aplac.com.
- 21 Мэтьюз Дж., Уокер Р. Математические методы в физике. Пер. с англ. – М.: Атомиздат, 1972. – 392 с.
- 22 Дикарев В.А., Кольцов В.П., Мельников А.Ф., Шкляров Л.И. Вычислительные методы в задачах радиоэлектроники. – К.: Вища школа, 1989. – 304 с.
- 23 Гуревич А.Г., Мелков Г.А. Магнитные колебания и волны. – М.: Наука, 1994. – 464 с.
- 24 Сена Л.А. Единицы физических величин и их размерности. – М.: Наука, 1977. – 336 с.

Навчальне видання

МЕЛКОВ Геннадій Андрійович
ПРОКОПЕНКО Олександр Володимирович
МАЛИШЕВ Володимир Юрійович

**МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ ДО ЛАБОРАТОРНИХ РОБІТ З
КУРСУ “ТЕХНІКА Й ЕЛЕКТРОНІКА НВЧ”**

ЧАСТИНА 2

Підписано до друку 14.05.2007. Формат 60x80¹⁶.
Гарнітура Arial. Папір офсетний. Друк офсетний.
Наклад 50 примірників. Ум. друк. арк. 3,5.

Видавнича лабораторія радіофізичного факультету
Київського національного університету імені Тараса Шевченка