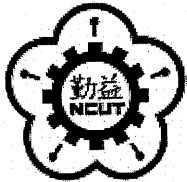


DT  
448.6  
4682  
100  
225091



國立勤益科技大學  
電子工程系研究所碩士班

碩士論文

新型步階阻抗諧振腔帶通濾波器之探討

An Investigation on a Novel Stepped Impedance

Resonator Band Pass Filter



研究生：楊鈞任

指導教授：曾振東 博士

國立勤益科技大學圖書館



225091

中華民國 一 百 年 六 月

新型步階阻抗諧振腔帶通濾波器之探討

An Investigation on a Novel Stepped Impedance  
Resonator Band Pass Filter

研究生：楊鈞任  
指導教授：曾振東 博士



June 2011  
Taiping, Taichung, Taiwan, Republic of China

中華民國一〇一年六月

**國家圖書館**  
**博碩士論文電子檔案上網授權書**

本授權書所授權之論文為授權人在國立勤益科技大學電子工程系 99 學年度第三學期取得碩士學位之論文。


論文題目：新型步階阻抗諧振腔帶通濾波器之探討  
指導教授：曾振東

茲同意將授權人擁有著作權之上列論文全文（含摘要），非專屬、無償授權國家圖書館，不限地域、時間與次數，以微縮、光碟或其他各種數位化方式將上列論文重製，並得將數位化之上列論文及論文電子檔以上載網路方式，提供讀者基於個人非營利性質之線上檢索、閱覽、下載或列印。

上列論文為授權人向經濟部智慧財產局申請專利之附件或相關文件之一（專利申請案號：\_\_\_\_\_），請於 \_\_\_\_\_ 年 \_\_\_\_\_ 月 \_\_\_\_\_ 日後再將上列論文公開或上載網路。

因上列論文尚未正式對外發表，請於 102 年 6 月 13 日後再將上列論文公開或上載網路。

授權人：楊鈞任

親筆簽名及蓋章：楊鈞任 

民國 100 年 6 月 13 日

電話：0922-321730 傳真：  
聯絡地址：宜蘭縣羅東鎮民意街110號  
E-Mail：m78975@yahoo.com.tw

# 國立勤益科技大學

## 博碩士論文全文上網授權書

(提供授權人裝訂於紙本論文書名頁之次頁用)

本授權書所授權之論文為授權人在國立勤益科技大學  
電子工程系 電子組 99 學年度第 二 學期取得碩士學位之  
論文。

論文題目：新型步階阻抗諧振腔帶通濾波器之探討  
指導教授：曾振東

### ■ 同意

本人具有著作權之論文全文資料，非專屬、無償授予本人畢業學校圖書館，不限地域、時間與次數，以微縮、光碟或數位化等各種方式重製與利用，提供讀者基於著作權法合理使用範圍內之線上檢索、閱覽、下載及列印。

論文全文上載網路公開之範圍及時間：

校內區域網路	■ 中華民國 102 年 6 月 13 日公開
校外網際網路	■ 中華民國 102 年 6 月 13 日公開

授權人：楊鈞任

簽名：楊鈞任

中華民國 100 年 6 月 13 日

國立勤益科技大學  
研究所碩士班  
論文口試委員會審定書

本校 電子工程系 電子所 碩士班 楊鈞任 君

所提論文 新型步階阻抗諧振腔帶通濾波器之探討

合於碩士資格水準，業經本委員會評審認可。

論文口試委員會：

召集人：黃瑞樹

委員：曾振東

林光浩

黃瑞樹

指導教授：曾振東

所 長： 電子系 主任 林熊徵

中 華 民 國 一 百 年 六 月

論文題目：新型步階阻抗諧振腔帶通濾波器之探討  
校院所：國立勤益科技大學電子工程系研究所  
研究生：楊鈞任

頁數：55  
指導教授：曾振東 博士

## 中文摘要

本文提出一種堆疊式步階阻抗諧振器設計，利用基本步階阻抗諧振腔頻率可變之特性，堆疊組成帶通濾波器，並進一步以外加之開路殘段抑制高次諧波。電路分析以輸入/輸出埠對切，將傳輸線串聯耦合線與傳輸線，再並聯其非對稱結構，並求出整體傳輸矩陣(ABCD)再轉換成散射參數。電路特性模擬使用電磁模擬軟體 IE3D 進行，實際電路以 FR-4 板材實現，實際電路量測與模擬結果具有一致性，驗證所提方法之正確性。

**Title of Thesis** : An Investigation on a Novel Stepped Impedance Resonator  
Band Pass Filter

**Name of Institute** : Institute of Electronic Engineering

National Chin-Yi University of Technology

Pages : 55

**Student** : Jyun-Ren Yang

**Advisor** : Dr. Jan-Dong Tseng

### **Abstract**

This paper proposed a stacked stepped impedance resonator design using the basic stepped impedance resonator frequency controllable characteristics and the stacked configuration in forming a band pass filter, and in further extension with some additional open stubs to suppress higher harmonic frequencies. The circuit analysis was performed by cascading the individual transmission matrices (ABCD) corresponding to the transmission lines, coupled lines and obtained the overall transmission matrix (ABCD) and finally converted to scattering parameters for comparison with the measured scattering parameters. The circuit simulation used the electromagnetic simulation software IE3D, the layout was fabricated on FR-4 substrate. The measured and simulated results are in good agreement within the frequency of interest.

## 致 謝

兩年的研究生涯終於順利結束，當中要感謝許多老師與同學的指導和幫忙。首先要感謝的是指導教授曾振東博士，老師作研究時認真嚴謹的態度是我最好的典範，在老師的指導下，得以完成本論文。口試期間，承蒙交大電信系黃瑞彬教授及勤益科大林光浩教授在口試時對本論文提供建議，使得本論文更加完備。感謝各位教授在口試期間的幫助與指教讓此次的研究工作畫下完美的句點。

在實驗室的日子裡，感謝文德學長、建文學長、老巫學長、聖巖學長、老夢、David、柏軒、小邱、其成、文嘉、嫻琪、千華、懷鈺、楷涵、小小胖、小朱，給我的建議、幫助及共有的美好回憶、歡樂。當然也要感謝一起渡過研究生涯的同學們。

最後，僅將此論文獻給我最親愛的父母、家人，感謝你們無私的愛，給予我關懷與支持，讓我無後顧之憂，全力完成學業，願與你們分享這份喜悅與榮耀。



# 目 錄

中文摘要	-----	i
英文摘要	-----	ii
致謝	-----	iii
目錄	-----	iv
圖目錄	-----	v
第一章 緒論	-----	1
1.1 前言	-----	1
1.2 章節概要	-----	3
第二章 傳輸線簡介	-----	4
2.1 傳輸線原理	-----	4
2.2 耦合線	-----	8
2.2.1 第十型耦合線	-----	12
2.3 步階阻抗諧振腔種類	-----	15
2.3.1 二分之一波長、四分之一波長諧振腔	-----	17
2.4 步階阻抗諧振腔設計原理	-----	19
第三章 新型步階阻抗帶通濾波器設計與分析	-----	26
3.1 堆疊步階阻抗濾波器設計原理	-----	26
3.2 堆疊步階阻抗濾波器電路分析	-----	28
3.3 設計頻率 925MHz 帶通濾波器	-----	31
3.3.1 加入開路殘段抑制高次諧波	-----	35
3.4 設計頻率 2.45GHz 帶通濾波器	-----	42
3.4.1 加入開路殘段抑制高次諧波	-----	45
第四章 結論	-----	53
參考文獻	-----	54

## 圖 目 錄

圖 2.1	一段微量長度傳輸線的等效電路，與其電壓、電流的定義 (a)電壓與電流的定義 (b)集總等效電路-----	5
圖 2.2	耦合線段的相關電流與電壓定義-平行耦合線段端埠電壓與電流的定義-----	9
圖 2.3	耦合線段的相關電流與電壓定義-平行耦合線段的奇、偶模電流--	9
圖 2.4	第十型耦合線結構-----	12
圖 2.5	二分之一波長諧振腔設計種類(a)均勻阻抗諧振腔(UIR) (b)電容連接式諧振腔(Capacitor loaded UIR) (c)步階阻抗諧振腔(SIR)-----	15
圖 2.6	為傳統二分之一波長步階阻抗諧振腔的變化結構 (a) 直線連續型諧振腔 (b)髮夾型諧振腔 (c)環型諧振腔 (d)髮夾內耦合型諧振腔(e) 環型內耦合型諧振腔-----	18
圖 2.7	基本二分之一波長兩種型態的步階阻抗諧振腔 (a)低高低步階阻抗諧振腔 (b)高低高步階阻抗諧振腔-----	20
圖 2.8	二分之一波長諧振腔奇偶模分析-----	21
圖 2.9	奇模諧振等效電路-----	21
圖 2.10	總電氣長度 $\theta_T$ 與 $\theta_1$ 之關係圖-----	23
圖 2.11	偶模諧振等效電路-----	23
圖 2.12	步階阻抗諧振腔二次諧波對基頻頻率的比值對阻抗比之關係圖-----	25
圖 3.1	基本步階阻抗諧振腔 (a)步階阻抗諧振腔結構(b)步階阻抗諧振腔電路圖-----	26
圖 3.2	新型步階阻抗諧振腔結構-----	27
圖 3.3	新型步階阻抗諧振腔堆疊結構-----	28
圖 3.4	新型步階阻抗帶通濾波器結構-----	32
圖 3.5	新型步階阻抗帶通濾波器實體電路結構-----	33
圖 3.6	新型堆疊步階阻抗帶通濾波器實體電路-----	33
圖 3.7	新型堆疊步階阻抗帶通濾波器頻率響應-----	34
圖 3.8	附加兩段開路殘段抑制高次諧波結構-----	36
圖 3.9	新型步階阻抗帶通濾波器附加兩段開路殘段實體電路結構-----	36
圖 3.10	附加兩段開路殘段之新型步階阻抗帶通濾波器實體電路-----	37
圖 3.11	附加兩段開路殘段之新型堆疊步階阻抗帶通濾波器頻率響應圖--	38
圖 3.12	附加四段開路殘段抑制高次諧波結構-----	39
圖 3.13	新型步階阻抗帶通濾波器附加四段開路殘段實體電路結構-----	40
圖 3.14	附加四段開路殘段之新型步階阻抗帶通濾波器實體電路-----	40
圖 3.15	附加四段開路殘段之新型堆疊步階阻抗帶通濾波器頻率響應圖--	41
圖 3.16	新型步階阻抗諧振腔堆疊結構-----	43

圖 3.17	新型步階阻抗帶通濾波器實體電路結構-----	43
圖 3.18	新型步階阻抗帶通濾波器實體電路-----	44
圖 3.19	新型堆疊步階阻抗帶通濾波器頻率響應圖-----	45
圖 3.20	附加兩段開路殘段抑制高次諧波結構-----	46
圖 3.21	新型步階阻抗帶通濾波器附加兩段開路殘段實體電路結構-----	47
圖 3.22	附加兩段開路殘段之新型步階阻抗帶通濾波器實體電路-----	47
圖 3.23	附加兩段開路殘段之新型堆疊步階阻抗帶通濾波器頻率響應圖--	48
圖 3.24	附加四段開路殘段抑制高次諧波結構-----	50
圖 3.25	新型步階阻抗帶通濾波器附加四段開路殘段實體電路結構-----	50
圖 3.26	附加四段開路殘段之新型步階阻抗帶通濾波器實體電路-----	51
圖 3.27	附加四段開路殘段之新型堆疊步階阻抗帶通濾波器頻率響應圖--	52



# 第一章 緒論

## 1.1 前言

由於科技的快速發展，通訊技術不斷演進，在無線通信系統之射頻前端電路裡，濾波器一直扮演著重要的角色，一般而言濾波器概分為低通[1-2]、帶通[3-4]、帶拒[5-6]、及高通濾波器四種，其中帶通濾波器在射頻接收與發射電路中主要做為選擇頻道及截止掉不需要的旁波帶信號與高次諧波，達到更有效率地使用頻率。

近年來濾波器的高次諧波抑制與處理問題，經常在學術界與產業界被提出並加以探討，許多抑制高次諧波之方法陸續被提出[7-9]，如在電路結構上加入或形成四分之一波長開路殘段(Open stub)、電磁能隙結構(Electromagnetic Band Gap, EBG)、鑿空接地結構(Defected Ground Structure)等方法。由於後兩種方法需要改變到濾波器之結構，或改變諧振器內部面積以附加電磁能隙(EBG)，所以選擇設計容易，可直接附加開路殘段於諧振腔電路上之方法進行設計是比較直接的處理方式，本文所提之新型步階阻抗帶通濾波器上述的需要並且可以達到更寬的截止頻帶。

帶通濾波器的設計方法很多，以步階阻抗諧振腔[10-11]與並接耦合線設計[12]最為常見，本研究主要結構為探討步階阻抗諧振腔，步階阻抗諧振腔分為直線型諧振腔(Straight)、髮夾型諧振腔

(Hair-pin)[13]、環型諧振腔(Ring)[14]、髮夾內耦合諧振腔(Hairpin with internal coupling)、環型內耦合諧振腔(Ring with internal coupling)。步階阻抗諧振腔本身具有頻率可調特性，根據電路傳輸線不同阻抗關係之阻抗比  $K$  值( $K=Z_2/Z_1$ )，電路阻抗比  $K$  值為 1 則為直線型諧振腔，電路阻抗比  $K$  值越大或越小，則二次諧波抑制能力越強，但是若阻抗比  $K$  值差異過小， $Z_1$ 、 $Z_2$  兩段為帶線的寬度會相差甚大，造成諧振腔之間的耦合量過於微弱，反而不利於濾波器的組成。

本文提出一種新型步階阻抗帶通濾波器結構，將步階阻抗諧振腔堆疊成二階型式[15]，末端以耦合線[16]相互感應耦合，利用步階阻抗諧振器之諧振特性，將二次諧波往高頻移動，可增加截止頻帶衰減能力，達到更寬的截止頻帶。步階阻抗諧振腔耦合堆疊效果比單一步階阻抗諧振器抑制二次諧波強，帶通濾波特性更明顯，為了使二次諧波抑制效果更佳，於電路中適當的位置再均勻附加兩段、四段之四分之一波長開路殘段，可以得到更佳的抑制二次諧波效果。

## 1.2 章節概要

本論文共分成四個章節；第一章為緒論，主要介紹濾波器在通訊系統上的重要性、近年來運用步階阻抗諧振腔濾波器研究的概況，以及本研究內容的概述。第二章為介紹微波電路之傳輸線、耦合線理論[17]、步階阻抗諧振腔種類與設計原理[18]。第三章為新型步階阻抗帶通濾波器的電路分析，並選擇以 RFID 頻段的 925MHz 與 ISM 頻段的 2.45GHz 做新型步階阻抗帶通濾波器的實現。第四章結論，針對本研究之模擬與實際量測結果加以討論。



## 第二章 傳輸線簡介

### 2.1 傳輸線原理

#### • 簡介

場論分析與基本電路學之間的關係，可藉由傳輸線原理[17]銜接。因此，在微波網路的分析中，傳輸線理論扮演著非常重要的角色。本章將說明電波在傳輸線上傳播的現象，並經由擴充電路學的概念，及簡化馬克斯威爾(Maxwell)方程式來加以理解。

#### • 傳輸線

在電子系統中，信號和能量必須從信號源(Signal generator) 端傳送至負載端(Load terminal)，或在系統中從某一元件傳遞到另一元件。當電子信號為低頻時，信號能量大部分是以電場的形式來傳遞，磁場所攜帶的能量遠小於電場中的能量，故可以使用兩線式(Two wires) 傳輸線連接電源端和負載兩端以傳遞能量和信號。當傳送信號的頻率提高到射頻或微波頻段時，能量交替地儲存於電磁波中的電場和磁場，經由實體結構(Physical structures)將電磁波從一端傳送到另一端，以達到能量及信號傳遞的目的。任何能夠從一處將電磁波導引到另一處的導波實體結構均稱為傳輸線(Transmission lines)。

## • 傳輸線的集總元件電路模型

基本電路學與傳輸線理論最大的不同點，在於元件的電氣長度大小。在電路學中，均假設整個網路比波長小很多；而傳輸線的大小長短則不受任何限制，可以短於一個波長，也可以長到數個波長。因此，傳輸線是一個散佈式的網路，也就是說，在傳輸線上不同的位置，電流與電壓的大小與相位均不相同。

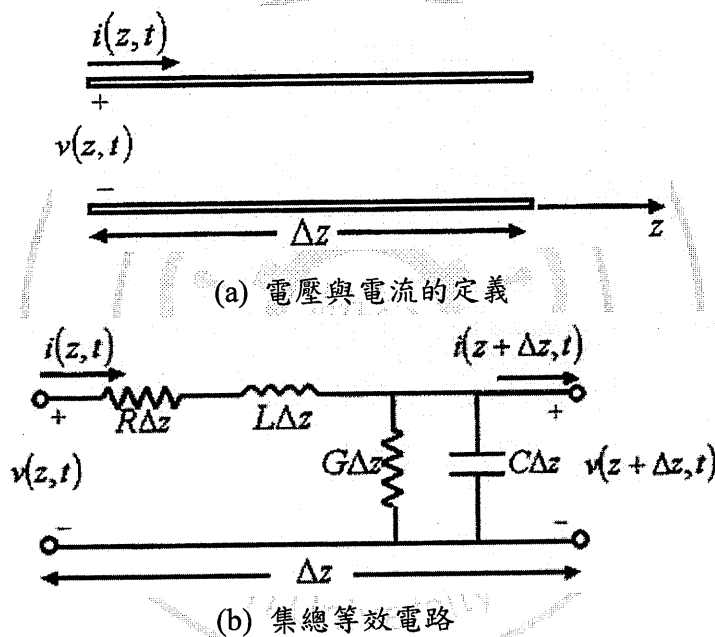


圖 2.1 一段微量長度傳輸線的等效電路，與其電壓、電流的定義

傳輸線通常皆以兩條等長的導線表示，如圖 2.1(a)所示，原因是 TEM 波的傳輸線一定至少有兩個導體。圖 2.1(a)中一小段長為  $\Delta z$  的傳輸線，可用圖 2.1(b)的集總元件電路模型描述。圖中的  $R$ 、 $L$ 、 $G$ 、 $C$  為傳輸線每單位長度的物理量，其定義為：

$R$  = 兩個導體中單位長度的串聯電阻，單位是  $\Omega/\text{m}$ 。



$L =$  兩個導體中個單位長度的串聯電感，單位是  $H/m$ 。

$G =$  單位長度的並聯電導，單位是  $S/m$ 。

$C =$  單位長度的並聯電容，單位是  $F/m$ 。

串聯電感  $L$  為兩導體的總自感，並聯電容  $C$  是因兩導體間的電容值，串聯電阻  $R$  為傳輸線導體具有有限導電率時，所必須考慮的電阻，而並聯電導  $G$  則與兩導體之間的介質損耗有直接的關係。因此， $R$  與  $G$  分別代表傳輸線的損耗。一段有限長度的傳輸線，可視為許多如圖 2.1(b) 的小段傳輸線串接而成。

在圖 2.1(b) 的電路中，由柯希荷夫電壓定律可得：

$$v(z,t) - R\Delta z i(z,t) - L\Delta z \frac{\partial i(z,t)}{\partial t} - v(z+\Delta z,t) = 0 \quad (2-1a)$$

由柯希荷夫電流定律可得

$$i(z,t) - G\Delta z v(z+\Delta z,t) - C\Delta z \frac{\partial v(z+\Delta z,t)}{\partial t} - i(z+\Delta z,t) = 0 \quad (2-1b)$$

將(2-1a)與(2-1b)除以 $\Delta z$ ，並取 $\Delta z \rightarrow 0$ 的極限，可得下面的微分方程

式：

$$\frac{\partial v(z,t)}{\partial z} = -Ri(z,t) - L \frac{\partial i(z,t)}{\partial t} \quad (2-2a)$$

$$\frac{\partial i(z,t)}{\partial z} = -Gv(z,t) - C \frac{\partial v(z,t)}{\partial t} \quad (2-2b)$$

以此兩式為時域的傳輸線方程式，或稱為電報方程式。

在弦式穩態時，以餘弦  $\cos$  為表示電磁物理量相量的基準，(2-2)可化

簡為

$$\frac{dV(z)}{dz} = -(R + j\omega L)I(z) \quad (2-3a)$$

$$\frac{dI(z)}{dz} = -(G + j\omega C)V(z) \quad (2-3b)$$

在此也可發現(2-3)式的數學形式和馬克斯威爾旋度方程式相當類似。

### • 傳輸線上的電波傳播

將(2-3a)與(2-3b)兩式聯立解出，可得傳輸線上電壓  $V(z)$  與電流  $I(z)$

的波動方程式如下：

$$\frac{d^2V(z)}{dz^2} - \gamma^2 V(z) = 0 \quad (2-4a)$$

$$\frac{d^2I(z)}{dz^2} - \gamma^2 I(z) = 0 \quad (2-4b)$$

$$\text{其中 } \gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (2-5)$$

與頻率有關的複傳播常數。(2-4)的行進波解為

$$V(z) = V_o^+ e^{-\gamma z} + V_o^- e^{\gamma z} \quad (2-6a)$$

$$I(z) = I_o^+ e^{-\gamma z} + I_o^- e^{\gamma z} \quad (2-6b)$$

其中  $e^{-\gamma z}$  項表示波往+z方向傳播， $e^{\gamma z}$  項表示波往-z方向傳播。將(2-3a)

代入(2-6a)的電壓波，可得傳輸線上的電流波：

$$I(z) = \frac{\gamma}{R + j\omega L} [V_o^+ e^{-\gamma z} - V_o^- e^{\gamma z}]$$

將此式與(2-6b)兩式相比較，可得傳輸線的特性阻抗  $Z_0$ ，定義如下：

$$Z_0 = \frac{R + j\omega L}{\gamma} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (2-7)$$

特性阻抗  $Z_0$  建立傳輸線上電壓與電流的關係如下：

$$\frac{V_0^+}{I_0^+} = Z_0 = \frac{-V_0^-}{I_0^-}$$

所以，(2-6b)可寫成

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-\gamma z} - \frac{V_0^-}{Z_0} e^{\gamma z} \quad (2-8)$$

在時域中，電壓波的數學式為

$$v(z, t) = |V_0^+| \cos(\omega t - \beta z + \phi^+) e^{-\alpha z} + |V_0^-| \cos(\omega t + \beta z + \phi^-) e^{\alpha z} \quad (2-9)$$

其中  $\phi^\pm$  為複數電壓  $V_0^\pm$  的相角。依照荷姆霍茲波動方程式中的無損介質中平面波的推導，可知波長為

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} \quad (2-10)$$

相位速度為

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \lambda f \quad (2-11)$$

## 2.3 耦合線

如圖 2.2 所示的平行耦合線段，其端埠電壓與電流如圖定義。可利用圖 2.3 奇偶模分析結果的疊加，推導出此四端埠網路的開路阻抗矩陣。

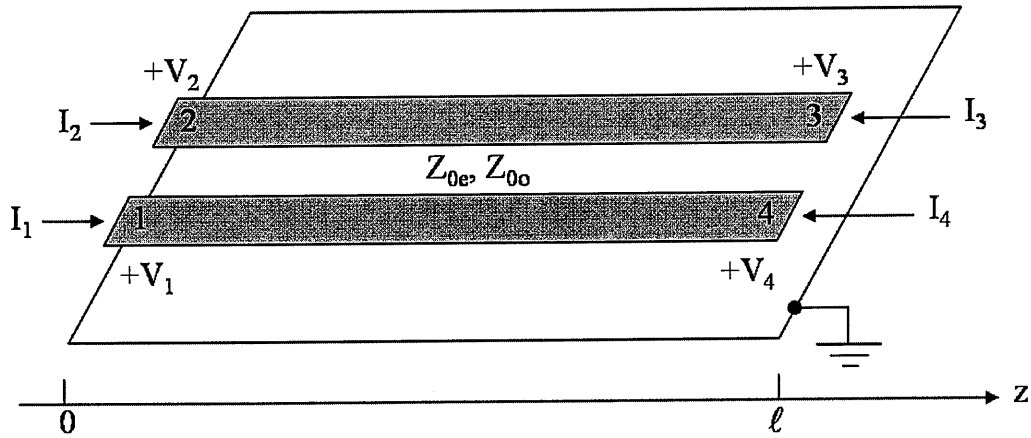


圖 2.2 耦合線段的相關電流與電壓定義-平行耦合線段端埠電壓與電流的定義

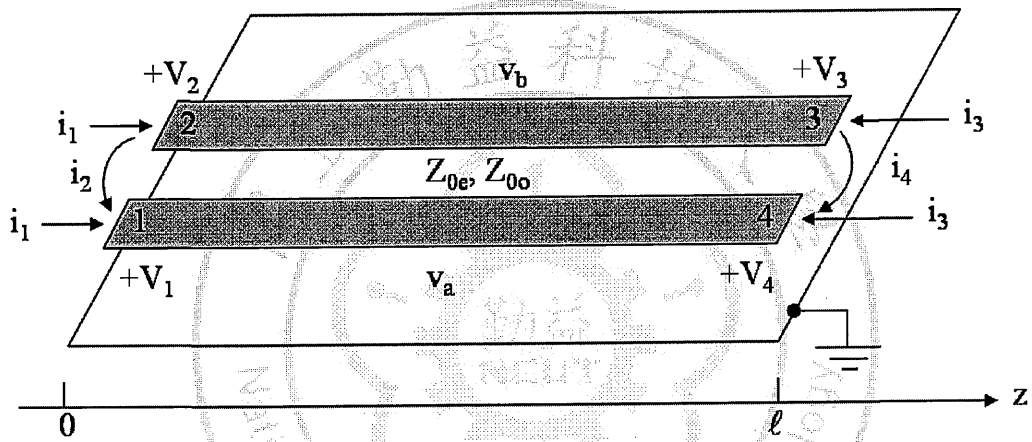


圖 2.3 耦合線段的相關電流與電壓定義-平行耦合線段的奇、偶模電流

在圖 2.2 中， $i_1$  與  $i_3$  兩電流源使該線操作於偶模中，而  $i_2$  與  $i_4$  兩電流源使該線操作於奇模。由重疊原理，端埠的總電流  $I_i$  可用偶模與奇模

電路表示如下：

$$I_1 = i_1 + i_2 \quad (2-12a)$$

$$I_2 = i_1 - i_2 \quad (2-12b)$$

$$I_3 = i_3 - i_4 \quad (2-12c)$$

$$I_4 = i_3 + i_4 \quad (2-12d)$$

先考慮輸入為  $i_1$  的偶模，如果其他端埠均為開路，端埠 1 或 2 所看到的阻抗為

$$Z_{in}^e = -jZ_{0e} \cot \beta l \quad (2-13)$$

導體上的電壓數學式為

$$\begin{aligned} v_a^1(z) = v_b^1(z) &= V_e^+ \left[ e^{-j\beta(z-l)} + e^{j\beta(z-l)} \right] \\ &= 2V_e^+ \cos \beta(\ell - z) \end{aligned} \quad (2-14)$$

因此，端埠 1 或 2 上的電壓為

$$v_a^1(0) = v_b^1(0) = 2V_e^+ \cos \beta l = i_1 Z_{in}^e$$

上式與式(2-13)合併後，可將式(2-14)以  $i_1$  表示為

$$v_a^1(z) = v_b^1(z) = -jZ_{0e} \frac{\cos \beta(\ell - z)}{\sin \beta l} i_1 \quad (2-15)$$

同理，以  $i_3$  電流源所推的傳輸線偶模，其電壓為

$$v_a^3(z) = v_b^3(z) = -jZ_{0e} \frac{\cos \beta z}{\sin \beta l} i_3 \quad (2-16)$$

在考慮輸入為  $i_2$  的奇模，如果其他端埠均為開路，端埠 1 或 2 所看到的阻抗為

$$Z_{in}^o = -jZ_{0o} \cot \beta l \quad (2-17)$$

導體上的電壓為

$$\begin{aligned} v_a^2(z) = -v_b^2(z) &= V_o^+ \left[ e^{-j\beta(z-l)} + e^{j\beta(z-l)} \right] \\ &= 2V_o^+ \cos \beta(\ell - z) \end{aligned} \quad (2-18)$$

端埠 1 或 2 的電壓為

$$v_a^2(0) = -v_b^2(0) = 2V_o^+ \cos \beta l = i_2 Z_{in}^o$$

上式與式(2-17)合併後，可將式(2-18)以  $i_2$  表示為

$$v_a^2(z) = -v_b^2(z) = -jZ_{0o} \frac{\cos \beta(\ell - z)}{\sin \beta \ell} i_2 \quad (2-19)$$

同理，以  $i_4$  所推的傳輸線奇模電壓為

$$v_a^4(z) = -v_b^4(z) = -jZ_{0o} \frac{\cos \beta z}{\sin \beta \ell} i_4 \quad (2-20)$$

所以，端埠 1 的總電壓為

$$\begin{aligned} V_1 &= v_a^1(0) + v_a^2(0) + v_a^3(0) + v_a^4(0) \\ &= -j(Z_{0e} i_1 + Z_{0o} i_2) \cot \theta - j(Z_{0e} i_3 + Z_{0o} i_4) \csc \theta \end{aligned} \quad (2-21)$$

使用式(2-15)、(2-16)、(2-19)與(2-20)，且  $\theta = \beta \ell$ 。接著，將式(2-12)

中的  $i_j$  解出，並以  $I$  表示：

$$i_1 = \frac{1}{2}(I_1 + I_2) \quad (2-22a)$$

$$i_2 = \frac{1}{2}(I_1 - I_2) \quad (2-22b)$$

$$i_3 = \frac{1}{2}(I_3 + I_4) \quad (2-22c)$$

$$i_4 = \frac{1}{2}(I_4 - I_3) \quad (2-22d)$$

將式(2-22)代入(2-21)後，可得

$$V_1 = \frac{-j}{2}(Z_{0e}I_1 + Z_{0e}I_2 + Z_{0o}I_1 - Z_{0o}I_2)\cot\theta$$

$$\frac{-j}{2}(Z_{0e}I_3 + Z_{0e}I_4 + Z_{0e}I_4 - Z_{0o}I_3)\csc\theta$$
(2-23)

上式(2-23)已明顯列出耦合線段開路阻抗矩陣[Z]第一行中的所有元素。根據結構的對稱性，只要知道該矩陣的第一行，就可以知道其他的所有元素，各元素的數學式如下：

$$Z_{11} = Z_{22} = Z_{33} = Z_{44} = -\frac{j}{2}(Z_{0e} + Z_{0o})\cot\theta$$
(2-24a)

$$Z_{12} = Z_{21} = Z_{34} = Z_{43} = -\frac{j}{2}(Z_{0e} - Z_{0o})\cot\theta$$
(2-24b)

$$Z_{13} = Z_{31} = Z_{24} = Z_{42} = -\frac{j}{2}(Z_{0e} - Z_{0o})\csc\theta$$
(2-24c)

$$Z_{14} = Z_{41} = Z_{23} = Z_{32} = -\frac{j}{2}(Z_{0e} + Z_{0o})\csc\theta$$
(2-24d)

### 2.2.1 第十型耦合線(Type 10 coupled line section)

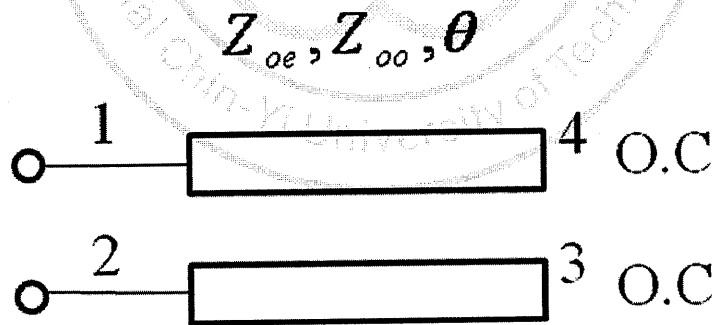


圖 2.4 第十型耦合線結構

圖 2.4 為 E.M.T. Jones 在 1956 年所提出十種耦合線結構之第十型 (type10) 耦合線 (Coupled line section) 結構，其奇、偶模特性阻抗為  $Z_{0o}$ 、 $Z_{0e}$ ，電氣長度為  $\theta$ ，由左上至左下依序設定端埠為 1、2、3 及 4。

由於 Port3 與 Port4 皆為開路，所以可以由此得知兩個初始條件：

$$I_3=I_4=0 \quad (2-25)$$

由此初始條件，代入 Z 矩陣阻抗參數矩陣

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} & Z_{14} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} & Z_{24} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} & Z_{34} \\ Z_{41} & Z_{42} & Z_{43} & Z_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix} \quad (2-26)$$

將式(2-26)做相乘展開，可得到

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 + Z_{13}I_3 + Z_{14}I_4 \quad (2-27a)$$

$$V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 + Z_{23}I_3 + Z_{24}I_4 \quad (2-27b)$$

$$V_3 = Z_{31}I_1 + Z_{32}I_2 + Z_{33}I_3 + Z_{34}I_4 \quad (2-27c)$$

$$V_4 = Z_{41}I_1 + Z_{42}I_2 + Z_{43}I_3 + Z_{44}I_4 \quad (2-27d)$$

將初始條件式(2-25)代入 4 埠 Z 阻抗參數矩陣式(2-26)，可得下式

$$\begin{bmatrix} V'_1 \\ V'_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z'_{11} & Z'_{12} \\ Z'_{21} & Z'_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I'_1 \\ I'_2 \end{bmatrix} \quad (2-28)$$

其中

$$Z'_{11} = Z'_{22} = Z_{11} = Z_{22} = -j \frac{1}{2} (Z_{oe} \cot \theta_e + Z_{oo} \cot \theta_o) \quad (2-29a)$$

$$Z'_{12} = Z'_{21} = Z_{12} = Z_{21} = -j \frac{1}{2} (Z_{oe} \cot \theta_e - Z_{oo} \cot \theta_o) \quad (2-29b)$$

可以整理 Z 阻抗參數如下

$$\begin{bmatrix} Z'_{11} & Z'_{12} \\ Z'_{21} & Z'_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -j \frac{1}{2} (Z_{oe} \cot \theta_e + Z_{oo} \cot \theta_o) & -j \frac{1}{2} (Z_{oe} \cot \theta_e - Z_{oo} \cot \theta_o) \\ -j \frac{1}{2} (Z_{oe} \cot \theta_e - Z_{oo} \cot \theta_o) & -j \frac{1}{2} (Z_{oe} \cot \theta_e + Z_{oo} \cot \theta_o) \end{bmatrix} \quad (2-30)$$

利用雙部網路參數之間的轉換表，將式(2-30)之參數代入其中，即可



得到此電路的 ABCD 參數：

$$\begin{aligned}
 A &= \frac{Z'_{11}}{Z'_{21}} = \frac{-j\frac{1}{2}(Z_{oe} \cot\theta_e + Z_{oo} \cot\theta_o)}{-j\frac{1}{2}(Z_{oe} \cot\theta_e - Z_{oo} \cot\theta_o)} = \frac{(Z_{oe} \cot\theta_e + Z_{oo} \cot\theta_o)}{(Z_{oe} \cot\theta_e - Z_{oo} \cot\theta_o)} \\
 &= \frac{(Z_{oe} + Z_{oo})\cot\theta}{(Z_{oe} - Z_{oo})\cot\theta} = \frac{Z_{oe} + Z_{oo}}{Z_{oe} - Z_{oo}}
 \end{aligned}$$

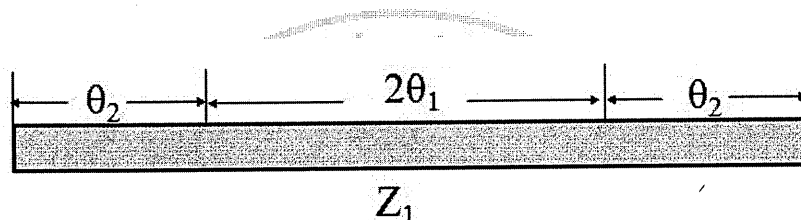
$$\begin{aligned}
 B &= \frac{|Z|}{Z'_{21}} = \frac{Z'_{11}Z'_{22} - Z'_{12}Z'_{21}}{Z'_{21}} \\
 &= \frac{\left[-j\frac{1}{2}(Z_{oe} \cot\theta_e + Z_{oo} \cot\theta_o)\right]^2 - \left[-j\frac{1}{2}(Z_{oe} \cot\theta_e - Z_{oo} \cot\theta_o)\right]^2}{-j\frac{1}{2}(Z_{oe} \cot\theta_e - Z_{oo} \cot\theta_o)} \\
 &= \frac{\left(-j\frac{1}{2}\right)^2 (4Z_{oe}Z_{oo} \cot\theta_e \cot\theta_o)}{-j\frac{1}{2}(Z_{oe} \cot\theta_e - Z_{oo} \cot\theta_o)} = \frac{-j2Z_{oe}Z_{oo} \cot\theta_e \cot\theta_o}{Z_{oe} \cot\theta_e - Z_{oo} \cot\theta_o} \\
 &= \frac{-j2Z_{oe}Z_{oo} \cot\theta \cot\theta}{(Z_{oe} - Z_{oo})\cot\theta_e} = \frac{-j2Z_{oe}Z_{oo} \cot\theta}{(Z_{oe} - Z_{oo})}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 C &= \frac{1}{Z'_{21}} = \frac{1}{-j\frac{1}{2}(Z_{oe} \cot\theta_e - Z_{oo} \cot\theta_o)} \\
 &= \frac{j2}{Z_{oe} \cot\theta_e - Z_{oo} \cot\theta_o} = \frac{j2}{(Z_{oe} - Z_{oo})\cot\theta}
 \end{aligned}$$

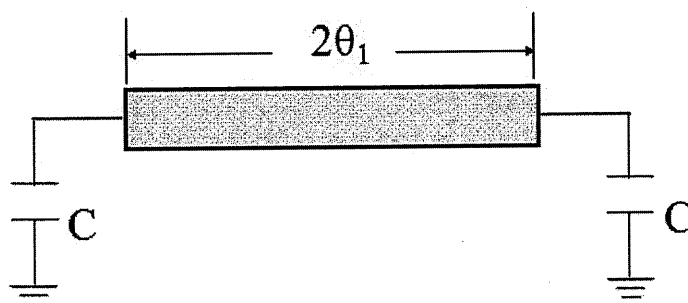
$$\begin{aligned}
 D &= \frac{Z'_{22}}{Z'_{21}} = \frac{-j\frac{1}{2}(Z_{oe} \cot\theta_e + Z_{oo} \cot\theta_o)}{-j\frac{1}{2}(Z_{oe} \cot\theta_e - Z_{oo} \cot\theta_o)} = \frac{Z_{oe} \cot\theta_e + Z_{oo} \cot\theta_o}{Z_{oe} \cot\theta_e - Z_{oo} \cot\theta_o} \\
 &= \frac{(Z_{oe} + Z_{oo})\cot\theta}{(Z_{oe} - Z_{oo})\cot\theta} = \frac{Z_{oe} + Z_{oo}}{Z_{oe} - Z_{oo}}
 \end{aligned}$$

## 2.3 步階阻抗諧振腔種類

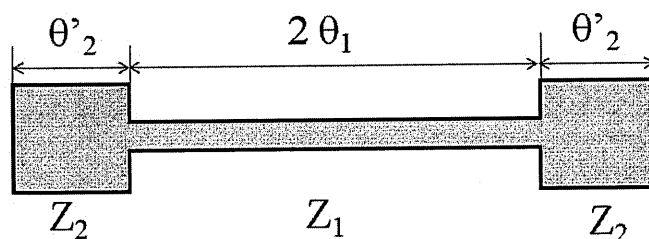
在無線通信系統，濾波器扮演著重要的角色，在射頻發射及接收電路中需要帶通濾波器作為頻道選擇用，令頻率的使用更有效率。而諧振腔的功用，對於帶通濾波器而言，只要能適當地調整諧振腔的阻抗與電氣長度，即可以決定濾波腔諧振的中心頻率，以及頻寬大小與控制傳輸零點的產生。



(a) 均勻阻抗諧振腔 (UIR)



(b) 電容連接式諧振腔 (Capacitor loaded UIR)



(c) 步階阻抗諧振腔 (SIR)

圖 2.5 二分之一波長諧振腔設計種類

諧振腔的設計方法有很多，以二分之一波長傳輸線諧振腔的設計方式而言，大約分為三種結構，第一種為如圖 2.5(a) 均勻阻抗諧振腔 (UIR)，其諧振腔的每一段特性阻抗皆為一致的傳輸線  $Z_1$  阻抗，電氣長度分為  $\theta_1$  與  $\theta_2$ ，若電氣長度符合  $\theta_1 = \theta_2$ ，其均勻阻抗諧振腔特性之二次諧波頻率即為中心頻率的 2 倍。第二種為電容連結式之諧振腔 (Capacitor loaded UIR)，其電路結構兩側以電容的一端連接均勻阻抗諧振腔  $2\theta_1$  部分，電容另一端以接地方式，取代原來均勻阻抗諧振腔  $\theta_2$  段的傳輸線，此電容連結式設計方式擁有的優點為可以用電容取代原有特性的一段傳輸線線段，縮小化原有的電路尺寸，可藉著改變電容的值，得到雜散響應抑制的能力。

連接電容之公式如下式(2-31)

$$C = \frac{\tan \theta_2}{Z_1 \omega} \quad (2-31)$$

where

$$Y_1 = 1/Z_1, \theta_2 = \pi/4 - \theta_1$$

第三種則為步階阻抗諧振腔，此諧振腔結構是由不同的阻抗傳輸線段連結而成，特性阻抗為  $Z_1$ 、 $Z_2$  對應之電氣長度分別為  $\theta'_1$ 、 $\theta'_2$ ，因步階阻抗諧振腔上傳輸線阻抗的不同，所以步階阻抗諧振腔電路上有阻抗比  $K$  ( $K = Z_2/Z_1$ ) 的關係，諧振腔可以藉著阻抗比  $K$  適當的選擇，調整電路高次諧波的抑制能力。

UIR 與 SIR 之間關係如下式(2-32)

$$\tan\theta'_2 = \frac{Z_2}{Z_1} \tan\theta_2 \quad (2-32)$$

步階阻抗諧振腔的優點很多，整理如下：

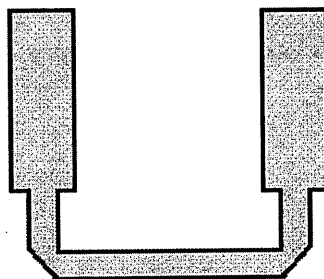
- (1) 結構尺寸設計的自由度很寬廣。
- (2) 有很寬廣頻率設計範圍，也能在各種傳輸線(coaxial, stripline, microstrip, coplanar)與各種電介質上實現。
- (3) 可以實際應用在各種濾波器設計上。
- (4) 可以應用在主動源電路設計上，如振盪器、混波器等電路。

### 2.3.1 二分之一波長、四分之一波長諧振腔

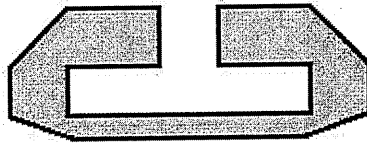
步階阻抗諧振腔的設計來說，主要可以分為兩種設計方式：第一種為傳統半波長的步階阻抗諧振腔設計，第二種為四分之一波長的縮小型步階阻抗諧振腔設計，主要利用步階阻抗轉換器，來設計縮小型諧振器。



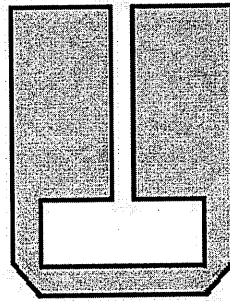
(a) 步階阻抗諧振腔



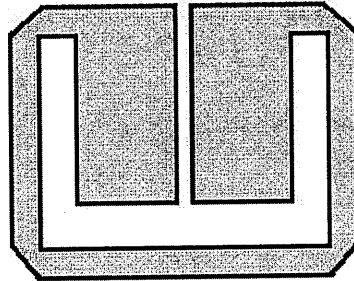
(b) 髮夾型諧振腔



(c) 環型諧振腔



(d) 髮夾內耦合型諧振腔



(e) 環型內耦合型諧振腔

圖 2.6 為傳統二分之一波長步階阻抗諧振腔的變化結構。

雖然四分之一波長步階阻抗諧振腔是最適合結構小型化電路，但是在實際應用中二分之一波長步階阻抗諧振腔與四分之一波長步階阻抗諧振腔相較之下，四分之一波長諧振腔設計時，須要考慮的因素較多，還需考慮縮小化問題，因此二分之一波長步階阻抗諧振腔在 RF 射頻電路設計實現應用是最常見且最廣泛的。因為傳統二分之一波長步階阻抗諧振腔通常可以用簡單的微帶線結構組合，有效地設計

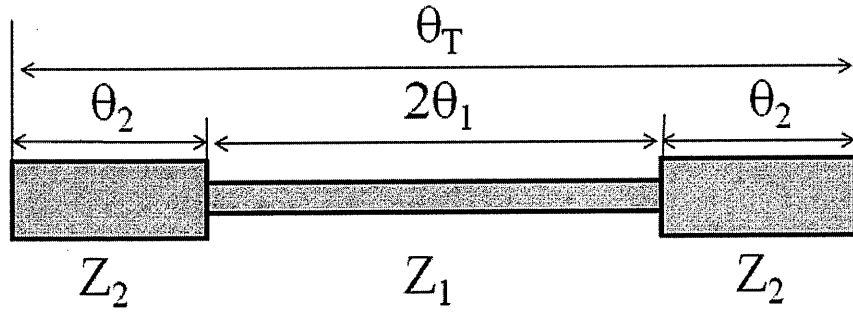
所需要之中心頻率及擁有高次諧波抑制特性，其諧振腔也能用在主動元件系統的應用上。

## 2.4 步階阻抗諧振腔設計原理

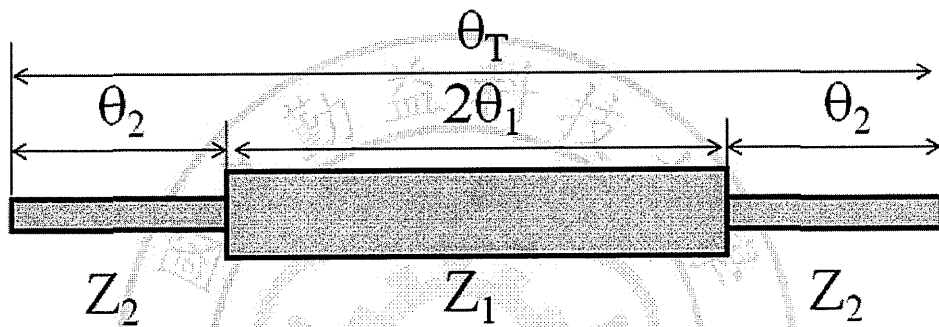
傳統步階阻抗諧振腔(Stepped Impedance Resonator, SIR)，一般都為二分之一波長步階阻抗諧振腔，由多段不相同阻抗之傳輸線組合而成，一般常見的步階阻抗諧振腔多由兩個不同特性阻抗  $Z_1$ 、 $Z_2$  所組成，結構中間對切，電路左右對稱，其阻抗比  $K$  ( $K=Z_2/Z_1$ ) 之關係如式 (2-33)，此阻抗比在濾波器上的頻率控制，有相當重要的指標。

$$K = \frac{Z_2}{Z_1} \quad (2-33)$$

步階阻抗諧振腔，除了不同阻抗傳輸線組合而成的特性，其結構在電路的實現上，可以不同阻抗比  $K$  的關係，阻抗比  $K$  可以為整數，也可以為分數，所以實現的電路分為兩種：第一種為低高低阻抗諧振腔，第二種為高低高阻抗諧振腔。而此兩種不同阻抗比之關係的諧振腔，都有其阻抗與電氣長度之設計公式。



(a)低高低步階阻抗諧振腔



(b)高低高步階阻抗諧振腔

圖 2.7 為基本二分之一波長兩種型態的步階阻抗諧振腔

此兩種諧振腔，低高低步階阻抗、高低高步階阻抗諧振腔的阻抗與電氣長度設計關係式如下式：

(a) 低高低步階阻抗諧振腔：

$$K_z = Z_2/Z_1 < 1$$

$$\theta_T < \pi$$

(b) 高低高步階阻抗諧振腔：

$$K_z = Z_2/Z_1 > 1$$

$$\theta_T > \pi$$

## • 步階阻抗諧振腔之分析

步階阻抗諧振腔由多個不同阻抗傳輸線段組合而成，所以具有多個不均勻間隔的諧振頻率，每一個諧振頻率在諧振腔上的電壓分佈呈現奇波模(odd mode)或偶波模(even mode)型態，可以藉由諧振腔中間位置對切，以 L-L' 面為準，分析奇波模與偶波模如圖 2.8。當微帶線諧振腔在基頻諧振時，其諧振方式為奇模諧振，奇模諧振等效電路如圖 2.9 所示。

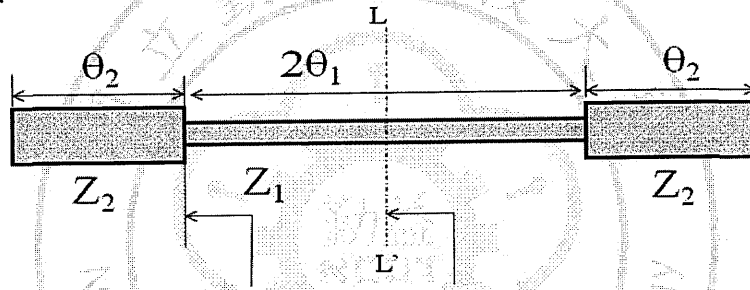


圖 2.8 二分之一波長諧振腔奇偶模分析

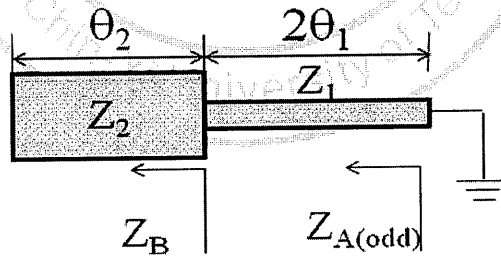


圖 2.9 奇模諧振等效電路

當奇波模諧振時，L-L' 面可以等效電牆(electric wall)，諧振腔中心為虛接地，從 L 點往諧振腔兩端看，等效電路為兩個電納並聯，其總輸入阻抗為 0，根據傳輸線理論，阻抗  $Z_B$  和  $Z_{A(odd)}$  分別為



$$Z_B = Z_2 \frac{Z_L + jZ_2 \tan \theta_2}{Z_2 + jZ_L \tan \theta_2} = -jZ_2 \cot \theta_2 \quad (2-34)$$

$$Z_{A(odd)} = Z_1 \frac{Z_B + jZ_1 \tan \theta_1}{Z_1 + jZ_B \tan \theta_1} = -jZ_1 \frac{Z_1 \tan \theta_1 \tan \theta_2 - Z_2}{Z_1 \tan \theta_2 + Z_2 \tan \theta_1} \quad (2-35)$$

當諧振腔為基頻諧振時，奇波模激發，輸入阻抗=0

$$Z_{A(odd)} = -jZ_1 \frac{Z_1 \tan \theta_1 \tan \theta_2 - Z_2}{Z_1 \tan \theta_2 + Z_2 \tan \theta_1} = 0 \quad (2-36)$$

當式子(2-36)成立，分子則為零：

$$Z_1 \tan \theta_1 \tan \theta_2 - Z_2 = 0 \quad (2-37)$$

將式子(2-37)整理得阻抗比公式

$$\tan \theta_1 \tan \theta_2 = \frac{Z_2}{Z_1} = K \quad (\text{奇模}) \quad (2-38)$$

藉由(2-38)式可以推出總電氣長度  $\theta_T$  與  $\theta_1$  之關係

$$\tan \frac{\theta_T}{2} = \frac{1}{1-K} \left( \frac{K}{\tan \theta_1} + \tan \theta_1 \right) \quad (\text{when } K \neq 1) \quad (2-39)$$

$$\theta_T = \pi \quad (\text{when } k=1) \quad (2-40)$$

式子(2-39)、(2-40)整理得到

$$\theta_T = \left\{ \begin{array}{l} 2 \tan^{-1} \left[ \frac{1}{1-R} \left( \frac{R}{\tan \theta_1} + \tan \theta_1 \right) \right] , \quad R \neq 1 \\ \pi , \quad R = 1 \end{array} \right. \quad (2-41)$$

由(2-41)式畫出  $\theta_1$  之關係圖，如圖 2.9 所示，當  $0 < K < 1$  時，總電氣長度  $\theta_T$  會有最小值；而當  $K > 1$  時， $\theta_T$  總電氣長度有最大值；當  $K=1$  時， $\theta_T = \pi$ ，此時諧振腔即為二分之一波長的均勻阻抗諧振腔。

為了求出  $\theta_T$  之最大值與最小值，對公式(2-41)對  $\theta_1$  做微分，可得

$$\frac{1}{1-R}(\tan^2 \theta_1 - R)\sin^2 \theta_1 = 0 \quad (2-42)$$

與 
$$\theta_1 = \tan^{-1}(\sqrt{K}) = \theta_2 \quad (2-43)$$

藉由諧振腔的分析與推算出總電氣長度之關係圖，可以得到一個結論，在設計步階阻抗諧振腔時，電氣長度可以依  $\theta_1 = \theta_2$  為設計條件，以此方式設計，可設計出兩種諧振腔，高低高阻抗諧振腔、低高低阻抗諧振腔。

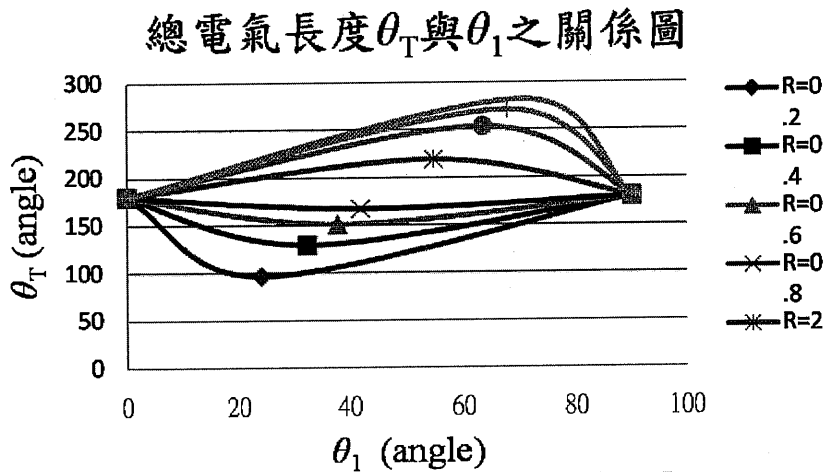


圖 2.10 總電氣長度  $\theta_T$  與  $\theta_1$  之關係圖

當諧振腔為二次諧波諧振，偶波模諧振時，圖 2.8 諧振腔中間位置對切，L-L' 可以等效磁牆(magnetic wall)電路為開路，如圖 2.11。

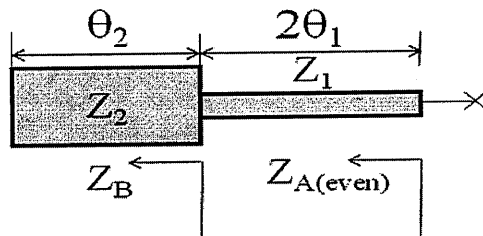


圖 2.11 偶模諧振等效電路

從 L 點往諧振腔兩端看，因為偶模分析，電路視同開路，所以輸入阻抗無窮大。

$$Z_{A(even)} = jZ_1 \frac{Z_1 \tan\theta_1 \tan\theta_2 - Z_2}{Z_1 \tan\theta_2 + Z_2 \tan\theta_1} = \infty \quad (2-44)$$

因為輸入阻抗無窮大，則分母為零

$$Z_1 \tan\theta_2 + Z_2 \tan\theta_1 = 0 \quad (2-45)$$

經過移項整理可得

$$\cot\theta_1 \tan\theta_2 = -\frac{Z_2}{Z_1} = -K \quad (\text{偶模}) \quad (2-46)$$

由式(2-43)定義下式(2-47)，其中  $\theta_{S1}$  為二次諧波諧振時之電氣長度

$$\theta_1 = \theta_2 = \theta_{S1} \quad (2-47)$$

由偶模分析輸入阻抗 $=\infty$ 之式(2-44)與電氣長度的定義式(2-47)可得

$$\tan\theta_{S1} = \infty \quad (2-48)$$

$$\theta_{S1} = \frac{\pi}{2} \quad (2-49)$$

二次諧波頻率與基頻諧振頻率比值可以由(2-43)和(2-49)式得

$$\frac{f_{S1}}{f_0} = \frac{\theta_{S1}}{\theta_0} = \frac{\pi}{2 \tan^{-1} \sqrt{K}} \quad (2-50)$$

由(2.50)式可以繪出步階阻抗諧振腔二次諧波對基頻頻率的比值

$(f_{S1}/f_0)$ 對阻抗比(K)之關係圖，如圖 2.12 所示。

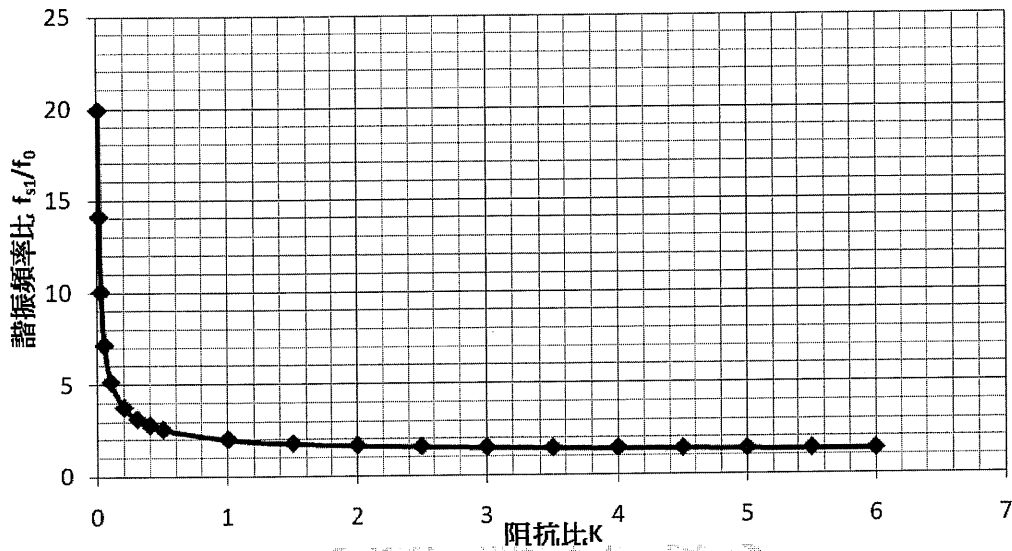


圖 2.12 步階阻抗諧振腔二次諧波對基頻頻率的比值對阻抗比之關係圖

當阻抗比  $K=1$  時， $f_{s1}/f_0=2$ ，此時其諧振腔即為傳統均勻阻抗二分之一波長諧振腔的特性，二次諧波諧振頻率剛好為基頻諧振頻率的兩倍；當阻抗比  $K>1$  時， $f_{s1}/f_0<2$ ，此時諧振腔即為高低高步階阻抗諧振腔之結構，二次諧波諧振頻率會低於基頻諧振頻率兩倍；若當阻抗比  $K<1$  時， $f_{s1}/f_0>2$ ，此時諧振腔即為低高低步階阻抗諧振腔之結構，二次諧波諧振頻率則會高於基頻諧振頻率的兩倍以上。

因此，我們可藉由改變阻抗比  $K$  的大小，改變  $f_{s1}/f_0$  的比值，即可以將二次諧波的諧振頻率往高頻或低頻移動。利用此特性設計濾波器，將二次諧波往高頻移動，並擁有更寬的截止頻帶，使濾波器在高頻電路的使用上更有效率。

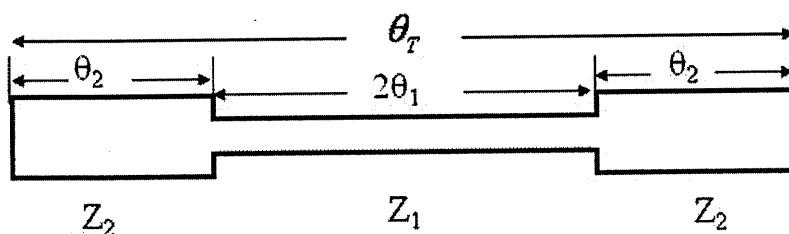
### 第三章 新型步階阻抗帶通濾波器設計與分析

#### 3.1 堆疊步階阻抗帶通濾波器設計原理

帶通濾波器的設計方法很多，以步階阻抗諧振腔與並接耦合線設計最為常見，本研究主要結構為步階阻抗諧振腔之探討，步階阻抗諧振腔分為直線型諧振腔(Straight)、髮夾型諧振腔(Hair-pin)、環型諧振腔(Ring)、髮夾內耦合諧振腔(Hairpin with internal coupling)、環型內耦合諧振腔(Ring with internal coupling)。步階阻抗諧振腔如圖 3.1 所示，結構為三節傳輸線組成， $2\theta_1$  為中間段傳輸線電氣長度， $\theta_2$  為左右兩段傳輸線電氣長度，總電氣長度為  $\theta_T$ ， $Z_1$  為中間段傳輸線特性阻抗， $Z_2$  為左右兩段傳輸線特性阻抗。



(a)步階阻抗諧振腔結構



(b)步階阻抗諧振腔電路圖

圖 3.1 基本步階阻抗諧振腔

步階阻抗諧振腔本身具有頻率可調特性，根據電路傳輸線不同阻抗關係之阻抗比  $K$  值( $K=Z_2/Z_1$ )，電路阻抗比越小，則二次諧波抑制能力越強，若阻抗比  $K$  差異過小， $Z_1$ 、 $Z_2$  兩段為帶線的寬度會相差甚大，造成諧振腔之間的耦合量過於微弱，不利於濾波器的組成。

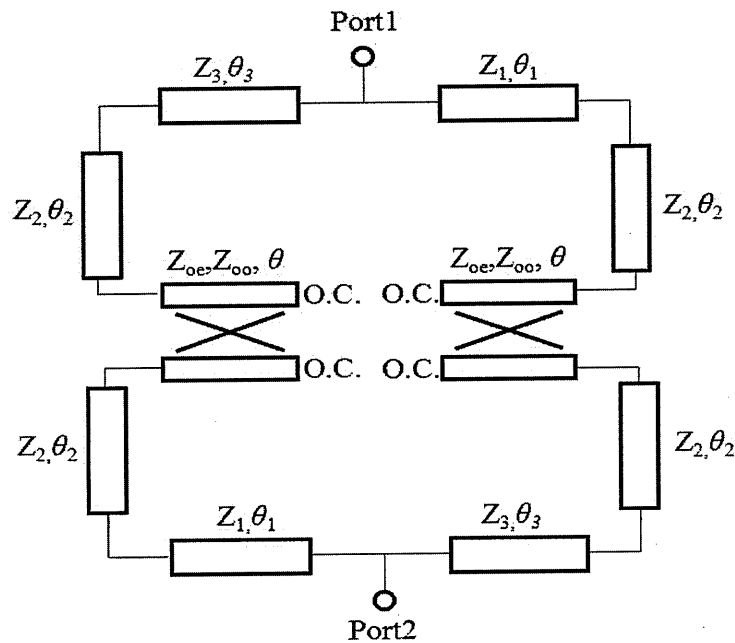


圖 3.2 新型步階阻抗諧振腔結構

本研究提出新型步階阻抗帶通濾波器如圖 3.2，步階阻抗諧振腔阻抗比取  $K=0.5$ ，將步階阻抗諧振腔做堆疊成二階型式，末端以耦合線相互感應耦合，利用步階阻抗諧振器之諧振特性，將二次諧波往高頻移動，可增加截止頻帶衰減能力，以達到更寬的截止頻帶。

本研究提出的新型步階阻抗諧振腔帶通濾波器結構，分別實現在 925MHz、2.45GHz 頻率上，並進行以新型步階阻抗帶通濾波器外加兩段與四段開路殘段(open stub)對二次諧波抑制之探討。

### 3.2 堆疊步階阻抗帶通濾波器電路分析

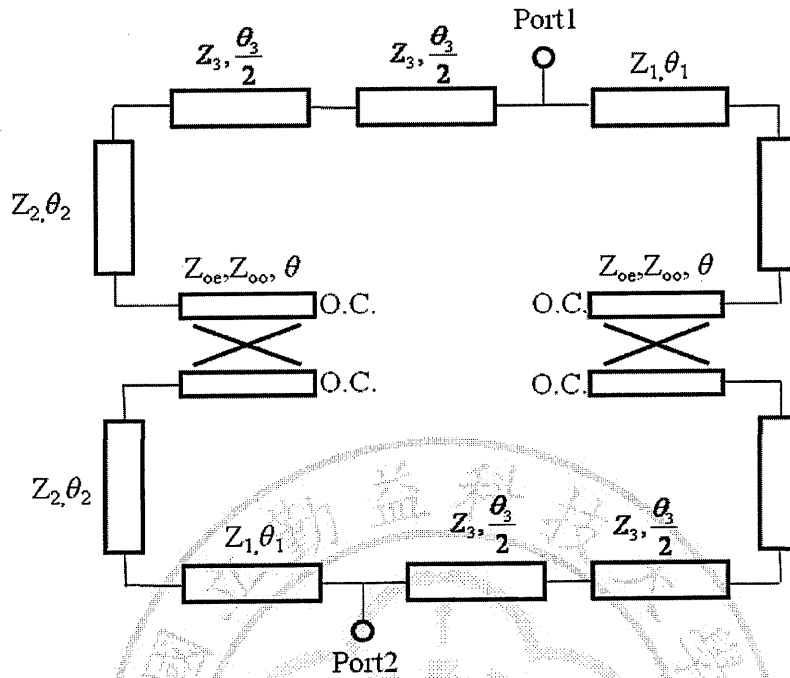


圖 3.3 新型步階阻抗諧振腔堆疊結構

本研究提出之新型步階阻抗諧振腔帶通濾波器，電路主要以步階阻抗諧振腔堆疊成二階帶通濾波器，傳輸線矩陣如式(3-1)，電路使用 Jones 論文所提耦合線之第十型耦合線，耦合線矩陣如式(3-2)，電路分析以輸入/輸出埠為中心，取左右非對稱結構之一端，其結構為傳輸線串接耦合線串接傳輸線，求出傳輸矩陣(ABCD)如式(3-3)，再以並聯公式(3-4)得並聯輸入/輸出埠另一端的非對稱傳輸矩陣(ABCD)，以並聯後的傳輸矩陣(ABCD)再轉換成散射參數得到反射係數如式(3-5)與介入損失係數如式(3-6)。

傳輸線矩陣如式(3-1)

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\text{transmission line (TL)}} = \begin{bmatrix} \cos\theta_0 & jZ_0 \sin\theta_0 \\ jY_0 \sin\theta_0 & \cos\theta_0 \end{bmatrix} \quad (3-1)$$

耦合線矩陣如式(3-2)

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\text{coupled line (CL)}} = \begin{bmatrix} \frac{Z_{OE} + Z_{OO}}{Z_{OE} - Z_{OO}} & \frac{j2Z_{oe}Z_{oo} \cot\theta}{(Z_{OE} - Z_{OO})} \\ j2 & \frac{Z_{OE} + Z_{OO}}{Z_{OE} - Z_{OO}} \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

結構為傳輸線串接耦合線串接傳輸線其傳輸矩陣(ABCD)如式(3-3)

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\text{transmission matrix}} &= \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix}_{TL} \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix}_{TL} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\text{(Coupled)}} \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix}_{TL} \begin{bmatrix} A_3 & B_3 \\ C_3 & D_3 \end{bmatrix}_{TL} \\ &= \begin{bmatrix} \cos\theta_1 & jZ_1 \sin\theta_1 \\ jY_1 \sin\theta_1 & \cos\theta_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\theta_2 & jZ_2 \sin\theta_2 \\ jY_2 \sin\theta_2 & \cos\theta_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{Z_{OE} + Z_{OO}}{Z_{OE} - Z_{OO}} & \frac{j2Z_{oe}Z_{oo} \cot\theta}{(Z_{OE} - Z_{OO})} \\ j2 & \frac{Z_{OE} + Z_{OO}}{Z_{OE} - Z_{OO}} \end{bmatrix} \\ &\quad \begin{bmatrix} \cos\theta_2 & jZ_2 \sin\theta_2 \\ jY_2 \sin\theta_2 & \cos\theta_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\theta_3 & jZ_3 \sin\theta_3 \\ jY_3 \sin\theta_3 & \cos\theta_3 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3-3)$$

將傳輸矩陣(3-3)式相乘展開完成，如下式之 ABCD

$$\begin{aligned} A &= 2 \left( \frac{Y_3 Z_2^2 \sin^2 \theta_2 \sin \theta_3 \cos \theta_1 + Z_1 Z_2 Y_3 \sin \theta_1 \sin \theta_2 \sin \theta_3 \cos \theta_2}{(Z_{oe} - Z_{oo}) \cot \theta} \right) \\ &\quad + (Z_{oe} + Z_{oo}) \left( \frac{\cos \theta_1 \cos \theta_2^2 \cos \theta_3 - Z_1 Y_2 \sin \theta_1 \sin \theta_2 \cos \theta_2 \cos \theta_3 + Z_1 Y_3 \sin \theta_1 \sin \theta_2^2 \sin \theta_3}{(Z_{oe} - Z_{oo})} \right. \\ &\quad \left. \frac{Z_2 Y_3 \sin \theta_2 \sin \theta_3 \cos \theta_1 \cos \theta_2 - \sin \theta_2^2 \cos \theta_1 \cos \theta_3 - Z_1 Y_2 \sin \theta_1 \sin \theta_2 \cos \theta_2 \cos \theta_3}{(Z_{oe} - Z_{oo})} \right. \\ &\quad \left. \frac{-Z_2 Y_3 \sin \theta_2 \sin \theta_3 \cos \theta_1 \cos \theta_2 - Z_1 Y_3 \sin \theta_1 \sin \theta_3 \cos \theta_2^2}{(Z_{oe} - Z_{oo})} \right) \\ &\quad + 2(Z_{oe} Z_{oo}) \cot \theta \left( \frac{Y_2 \sin \theta_2 \cos \theta_1 \cos \theta_2 \cos \theta_3 - Z_1 Y_2^2 \sin \theta_1 \sin \theta_2^2 \cos \theta_3}{(Z_{oe} - Z_{oo})} \right. \\ &\quad \left. \frac{+ Y_3 \sin \theta_3 \cos \theta_1 \cos \theta_2^2 - Z_1 Y_2 Y_3 \sin \theta_1 \sin \theta_2 \sin \theta_3 \cos \theta_2}{(Z_{oe} - Z_{oo})} \right) \end{aligned}$$



$$\begin{aligned}
B &= j(Z_{oe} + Z_{oo}) \left( \frac{Z_3 \sin \theta_3 \cos \theta_1 \cos \theta_2^2 - Z_1 Y_2 Z_3 \sin \theta_1 \sin \theta_2 \sin \theta_3 \cos \theta_2 + Z_2 \sin \theta_2 \cos \theta_1 \cos \theta_2 \cos \theta_3}{(Z_{oe} - Z_{oo})} \right. \\
&\quad \left. - Z_1 \sin \theta_1 \sin \theta_2^2 \cos \theta_3 + Z_2 \sin \theta_2 \cos \theta_1 \cos \theta_2 \cos \theta_3 + Z_1 \sin \theta_1 \cos \theta_2^2 \cos \theta_3 \right. \\
&\quad \left. - Z_3 \sin \theta_2^2 \sin \theta_3 \cos \theta_1 - Z_1 Y_2 Z_3 \sin \theta_1 \sin \theta_2 \sin \theta_3 \cos \theta_2 \right) \\
&\quad + j2(Z_{oe} Z_{oo}) \cot \theta \left( \frac{Z_1 Y_2 \sin \theta_1 \sin \theta_2 \cos \theta_2 \cos \theta_3 - \cos \theta_1 \cos \theta_2^2 \cos \theta_3}{(Z_{oe} - Z_{oo})} \right. \\
&\quad \left. + \frac{Y_2 Z_3 \sin \theta_2 \sin \theta_3 \cos \theta_1 \cos \theta_2 - Z_1 Y_2^2 Z_3 \sin \theta_1 \sin \theta_2^2 \sin \theta_3}{(Z_{oe} - Z_{oo})} \right) \\
&\quad - j2 \left( \frac{Z_2 Z_3 \sin \theta_2 \sin \theta_3 \cos \theta_1 \cos \theta_2 + Z_1 Z_3 \sin \theta_1 \sin \theta_3 \cos \theta_2^2}{(Z_{oe} - Z_{oo}) \cot \theta} \right. \\
&\quad \left. + \frac{Z_2^2 \sin \theta_2^2 \cos \theta_1 \cos \theta_3 + Z_1 Z_2 \sin \theta_1 \sin \theta_2 \cos \theta_2 \cos \theta_3}{(Z_{oe} - Z_{oo}) \cot \theta} \right) \\
C &= j2 \left( \frac{\cos \theta_1 \cos \theta_2^2 \cos \theta_3 - Y_1 Z_2 \sin \theta_1 \sin \theta_2 \cos \theta_2 \cos \theta_3}{(Z_{oe} - Z_{oo}) \cot \theta} \right. \\
&\quad \left. + \frac{Z_2^2 Y_1 Y_3 \sin \theta_1 \sin \theta_2^2 \sin \theta_3 - Z_2 Y_3 \sin \theta_2 \sin \theta_3 \cos \theta_1 \cos \theta_2}{(Z_{oe} - Z_{oo}) \cot \theta} \right) \\
&\quad + j(Z_{oe} - Z_{oo}) \left( \frac{Y_1 \sin \theta_1 \cos \theta_2^2 \cos \theta_3 + Y_2 \sin \theta_2 \cos \theta_1 \cos \theta_2 \cos \theta_3 - Z_2 Y_1 Y_3 \sin \theta_1 \sin \theta_2 \sin \theta_3 \cos \theta_2}{(Z_{oe} - Z_{oo})} \right. \\
&\quad \left. - Y_3 \sin \theta_2^2 \sin \theta_3 \cos \theta_1 + Y_2 \sin \theta_2 \cos \theta_1 \cos \theta_2 \cos \theta_3 - Y_1 \sin \theta_1 \sin \theta_2^2 \cos \theta_3 \right. \\
&\quad \left. + Y_3 \sin \theta_3 \cos \theta_1 \cos \theta_2^2 - Z_2 Y_1 Y_3 \sin \theta_1 \sin \theta_2 \sin \theta_3 \cos \theta_2 \right) \\
&\quad + j(Z_{oe} Z_{oo}) \cot \theta \left( \frac{2Y_1 Y_2 \sin \theta_1 \sin \theta_2 \cos \theta_2 \cos \theta_3 + 2Y_2^2 \sin \theta_2^2 \cos \theta_1 \cos \theta_3}{(Z_{oe} - Z_{oo})} \right. \\
&\quad \left. + \frac{2Y_1 Y_3 \sin \theta_1 \sin \theta_3 \cos \theta_2^2 + 2Y_2 Y_3 \sin \theta_2 \sin \theta_3 \cos \theta_1 \cos \theta_2}{(Z_{oe} - Z_{oo})} \right) \\
D &= 2 \left( \frac{Y_1 Z_2 Z_3 \sin \theta_1 \sin \theta_2 \sin \theta_3 \cos \theta_2 - Z_3 \sin \theta_3 \cos \theta_1 \cos \theta_2^2}{(Z_{oe} - Z_{oo}) \cot \theta} \right. \\
&\quad \left. + \frac{Y_1 Z_2^2 \sin \theta_1 \sin \theta_2^2 \cos \theta_3 - Z_2 \sin \theta_2 \cos \theta_1 \cos \theta_2 \cos \theta_3}{(Z_{oe} - Z_{oo}) \cot \theta} \right) \\
&\quad + 2 \cot \theta (Z_{oe} Z_{oo}) \left( \frac{Y_1 \sin \theta_1 \cos \theta_2^2 \cos \theta_3 - Y_2 \sin \theta_2 \cos \theta_1 \cos \theta_2 \cos \theta_3}{(Z_{oe} - Z_{oo})} \right. \\
&\quad \left. - \frac{Y_1 Y_2 Z_3 \sin \theta_1 \sin \theta_2 \sin \theta_3 \cos \theta_2 - Z_3 Y_2^2 \sin \theta_2^2 \sin \theta_3 \cos \theta_1}{(Z_{oe} - Z_{oo})} \right) \\
&\quad + (Z_{oe} + Z_{oo}) \left( \frac{\cos \theta_1 \cos \theta_2^2 \cos \theta_3 - Y_1 Z_2 \sin \theta_1 \sin \theta_2 \cos \theta_2 \cos \theta_3 - Y_2 Z_3 \sin \theta_2 \sin \theta_3 \cos \theta_1 \cos \theta_2}{(Z_{oe} - Z_{oo})} \right. \\
&\quad \left. + Y_1 Z_3 \sin \theta_1 \sin \theta_2^2 \sin \theta_3 - Y_1 Z_3 \sin \theta_1 \sin \theta_3 \cos \theta_2^2 - Y_2 Z_3 \sin \theta_2 \sin \theta_3 \cos \theta_1 \cos \theta_2 \right. \\
&\quad \left. - Y_1 Z_2 \sin \theta_1 \sin \theta_2 \cos \theta_2 \cos \theta_3 - \sin \theta_2^2 \cos \theta_1 \cos \theta_3 \right)
\end{aligned}$$

再以並聯公式(3-4)求得並聯輸入/輸出埠另一端的非對稱傳輸矩陣

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{A_1 B_2 + A_2 B_1}{B_1 + B_2} & \frac{B_1 B_2}{B_1 + B_2} \\ \frac{(B_1 + B_2)(C_1 + C_2) + (A_2 - A_1)(D_1 - D_2)}{B_1 + B_2} & \frac{B_1 D_2 + B_2 D_1}{B_1 + B_2} \end{bmatrix} \quad (3-4)$$

傳輸矩陣(ABCD)轉換散射參數得反射係數  $S_{11}$  如式(3-5)

$$S_{11} = \frac{A + B/Z_0 - CZ_0 - D}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D} \quad (3-5)$$

傳輸矩陣(ABCD)轉換散射參數得反射係數  $S_{21}$  如式(3-6)

$$S_{21} = \frac{2}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D} \quad (3-6)$$

### 3.3 設計頻率 925MHz 帶通濾波器

以 3-2 節之電路設計設計公式，提出之三種電路設計，第一種新型步階阻抗帶通濾波器由基本步階阻抗諧振腔堆疊組成，阻抗比  $K=0.5$  比值，末端以耦合線對稱堆疊的新型步階阻抗諧振帶通濾波器。第二、三種為附加二段與四段開路殘段抑制二次諧波結構，在新型步階阻抗帶通濾波器傳輸線上於電氣長度  $27^\circ$  位置分別加上四段的四分之一波長之開路殘段，抑制高頻的二次諧波。

本文提出之新型步階阻抗帶通濾波器結構如圖 3.4，設計中心頻率為 925MHz，傳輸線特性阻抗分別為  $Z_1=60\Omega$ ， $Z_2=30\Omega$ ， $Z_3=60\Omega$ ，

耦合線偶模特性阻抗  $Z_{oe}=32\Omega$ ，奇模特性阻抗  $Z_{oo}=26\Omega$ ，傳輸線特性  
 阻抗分別為  $\theta_1=27^\circ$ ， $\theta_2=10^\circ$ ， $\theta_3=54^\circ$ ，耦合線電氣長度  $\theta=19^\circ$ 。

電路實作使用 FR-4 雙面板進行，基板厚度為 1.6mm，相對介電  
 常數為 4.3。以電磁模擬軟體(IE3D)內含之 Line Gauge，進行微帶線  
 結構尺寸計算，可得  $W_1=4.31\text{mm}$ 、 $W_2=2.26\text{mm}$ 、 $W_3=6.84\text{mm}$ 、 $W_4=3.18\text{mm}$ 、  
 $W_{50}=5\text{mm}$ 、 $L_1=6.66\text{mm}$ 、 $L_2=9.14\text{mm}$ 、 $L_3=22.78\text{mm}$ 、 $L_4=9.68\text{mm}$ 、 $L_5=6.35\text{mm}$ 、  
 $L_{50}=3\text{mm}$ 、 $G1=G2=0.5\text{mm}$ 。輸入與輸出埠之特性阻抗為 50 歐姆，線寬  
 為 3mm，任意給定長度 5mm 以方便製作。實體電路結構如圖 3.5 所  
 示，實際電路如圖 3.6 所示，電路尺寸為 54mm x 35mm，並以向量網  
 路分析儀 Anritsu-37269D 進行量測。

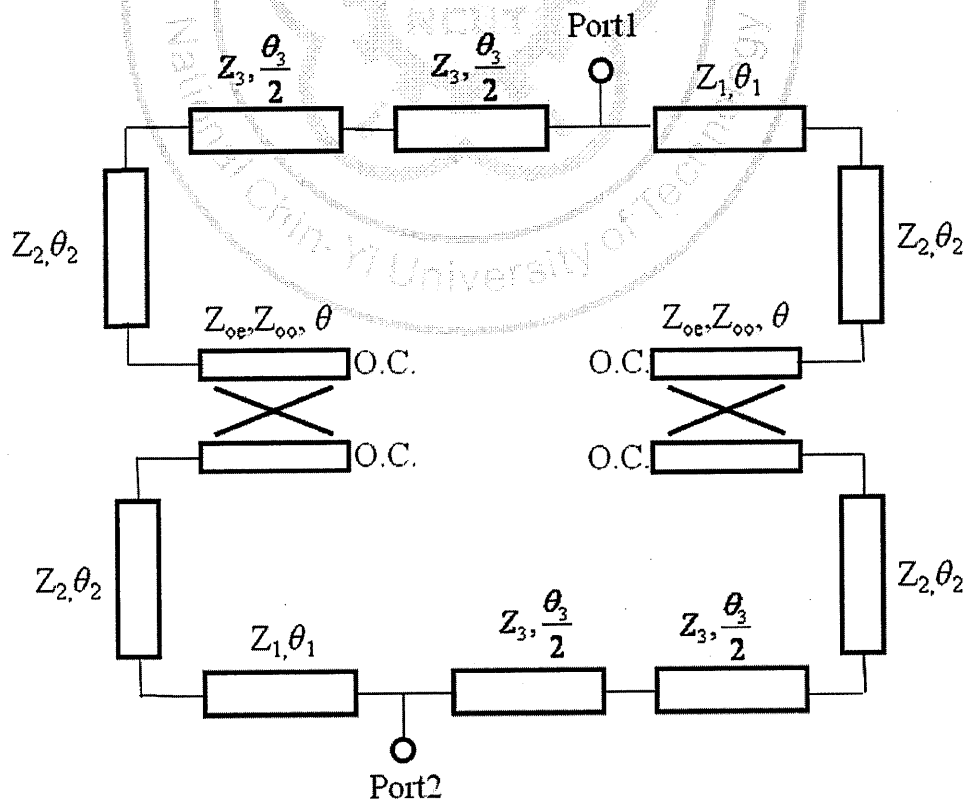


圖 3.4 新型步階阻抗帶通濾波器結構

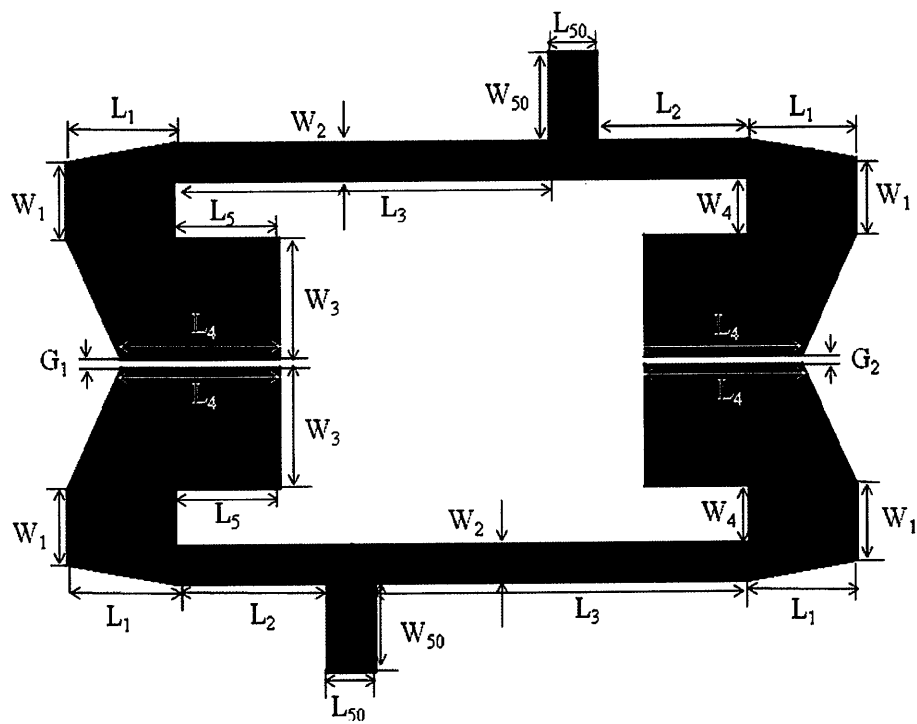


圖 3.5 新型步階阻抗帶通濾波器實體電路結構

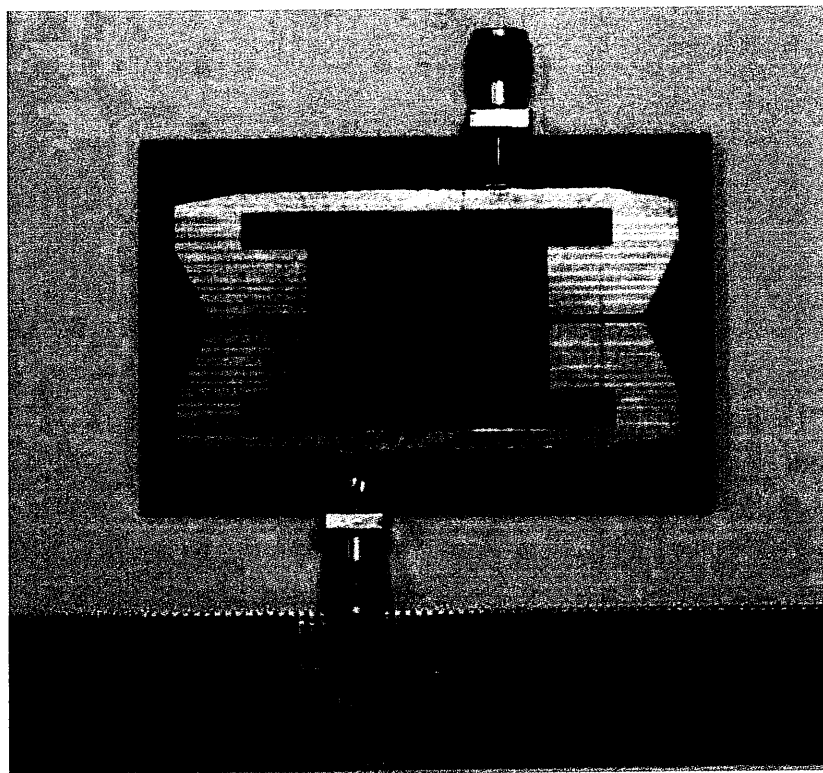


圖 3.6 新型堆疊步階阻抗帶通濾波器實體電路(54mm x35mm)

圖 3.7 為電路之散射參數 $|S_{11}|$ 與 $|S_{21}|$ 模擬與實際量測結果，實線為實際量測值、虛線為電磁模擬軟體 IE3D 模擬值，其中有三角形標誌的為反射係數 $|S_{11}|$ 、無標誌的為穿透係數 $|S_{21}|$ 。由頻率響應圖觀察出中心頻率準確在 925MHz 上，模擬結果之 $|S_{11}|$ 為-27.54dB、 $|S_{21}|$ 為-1.08dB，實際量測之 $|S_{11}|$ 為-22.57dB、 $|S_{21}|$ 為-3.39dB，二次諧波頻率在頻率 5.28GHz。模擬與實際量測結果顯示，具有良好的一致性。

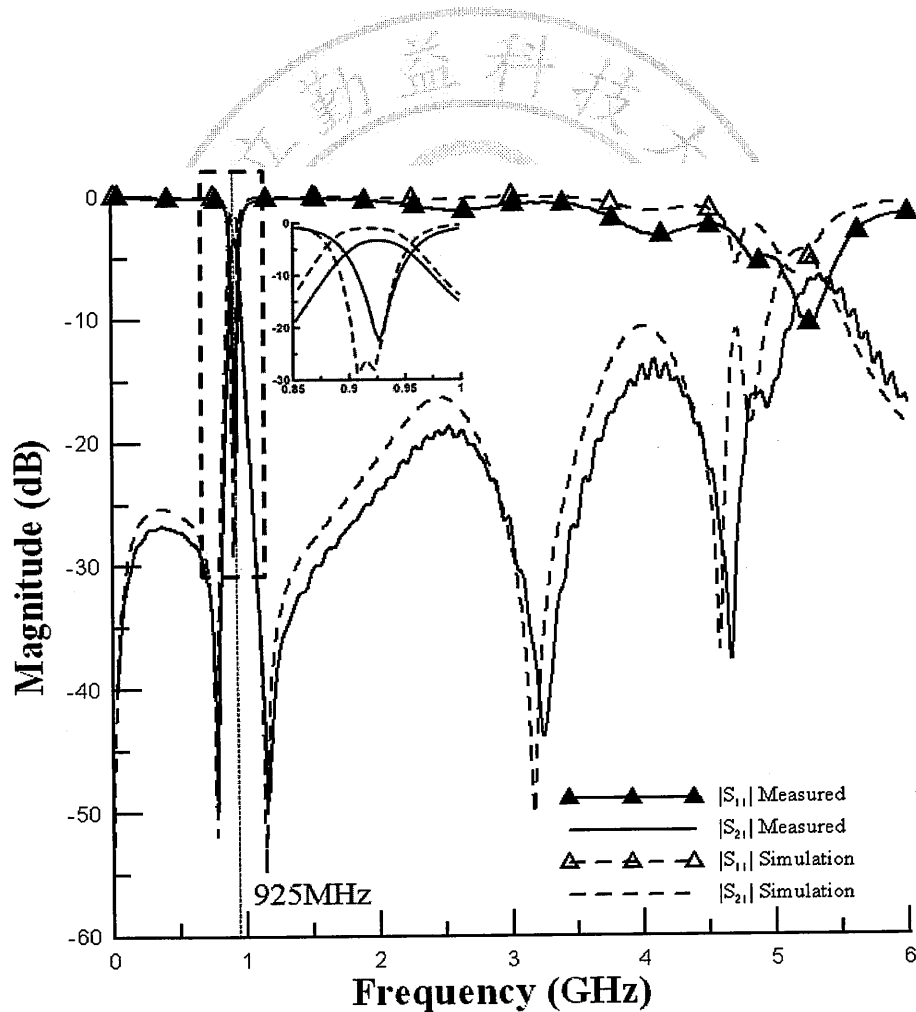


圖 3.7 新型堆疊步階阻抗帶通濾波器頻率響應

### 3.3.1 加入開路殘段抑制高次諧波

本節探討以 3-3 節所提之結構，實現第二、三種為附加二段與四段開路殘段結構，在新型步階阻抗帶通濾波器傳輸線上於電氣長度  $27^\circ$  位置分別加上四段的四分之一波長之開路殘段，抑制高頻的二次諧波。

- 加入兩段開路殘段

加入兩段開路殘段之結構如圖 3.8，設計中心頻率為 925MHz，傳輸線特性阻抗分別為  $Z_1=60\Omega$ ， $Z_2=30\Omega$ ， $Z_3=60\Omega$ ，耦合線偶模與奇模特性阻抗分別為  $Z_{oe}=32\Omega$ ， $Z_{oo}=26\Omega$ ，傳輸線電氣長度分別為  $\theta_1=27^\circ$ ， $\theta_2=10^\circ$ ， $\theta_3=54^\circ$ ，耦合線電氣長度  $\theta=19^\circ$ ，開路殘段傳輸線之特性阻抗  $Z_4=70\Omega$ ，與電氣長度為  $\theta_4=12^\circ$ 。

電路實作使用 FR-4 雙面板進行，基板厚度為 1.6mm，相對介電常數為 4.3。以電磁模擬軟體(IE3D)內含之 Line Gauge，進行微帶線結構尺寸計算，可得  $W_1=4.31\text{mm}$ 、 $W_2=2.26\text{mm}$ 、 $W_3=6.84\text{mm}$ 、 $W_4=3.18\text{mm}$ 、 $W_5=3.17\text{mm}$ 、 $W_6=0.63\text{mm}$ 、 $W_{50}=5\text{mm}$ 、 $L_1=6.66\text{mm}$ 、 $L_2=8.14\text{mm}$ 、 $L_3=21.78\text{mm}$ 、 $L_4=9.68\text{mm}$ 、 $L_5=6.35\text{mm}$ 、 $L_6=6\text{mm}$ 、 $L_{50}=3\text{mm}$ 、 $G1=G2=0.5\text{mm}$ 。實體電路結構如圖 3.9 所示，實際電路如圖 3.10，電路尺寸為 52mm x35mm，並以向量網路分析儀 Anritsu-37269D 進行量測。

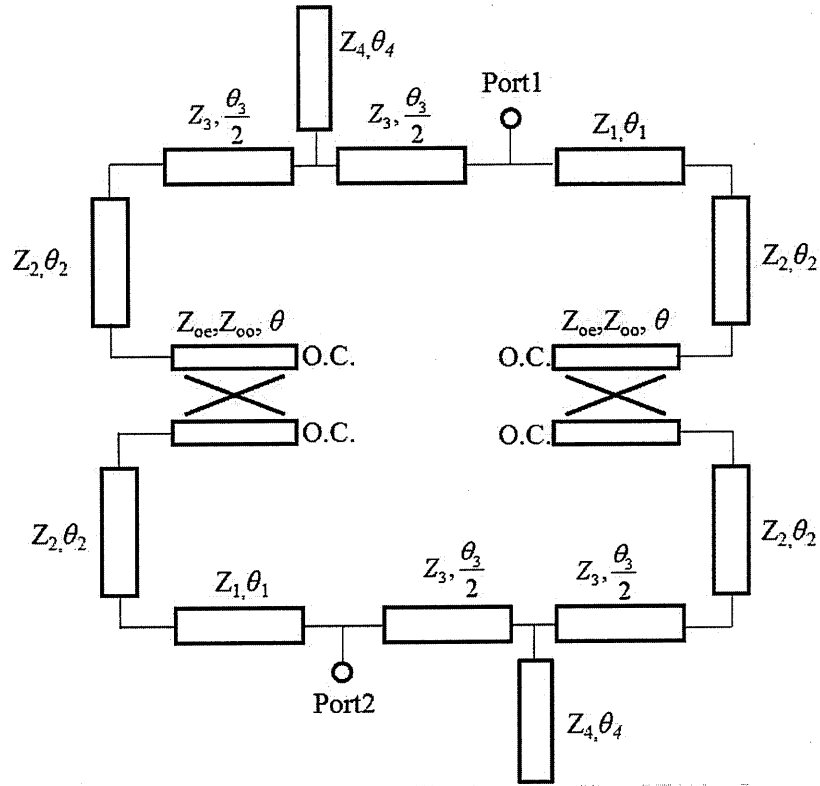


圖 3.8 為附加兩段開路殘段抑制高次諧波結構

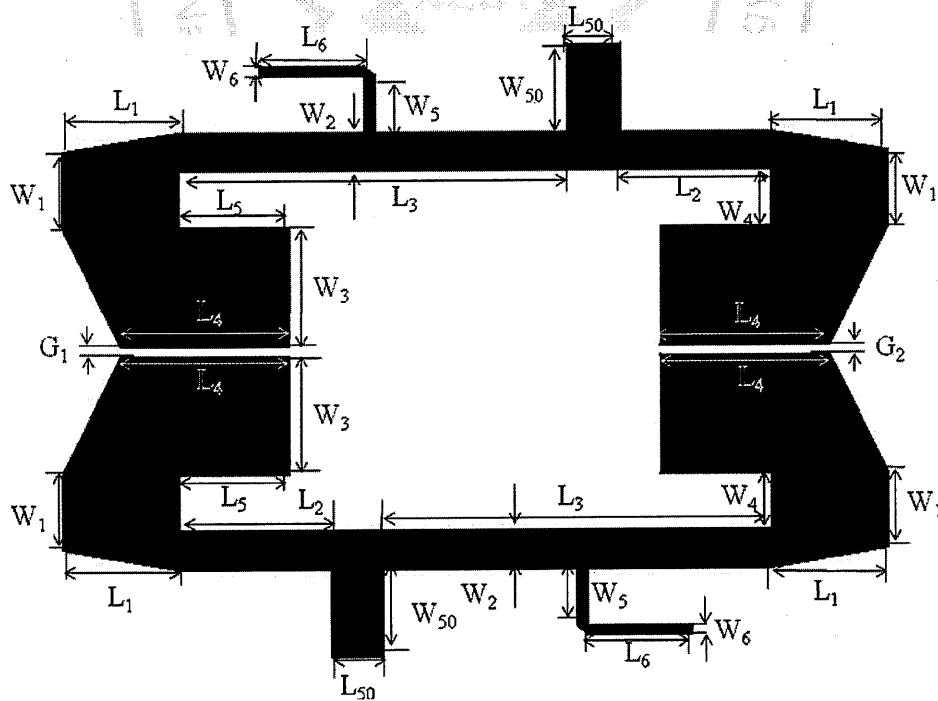


圖 3.9 新型步階阻抗帶通濾波器附加兩段開路殘段實體電路結構

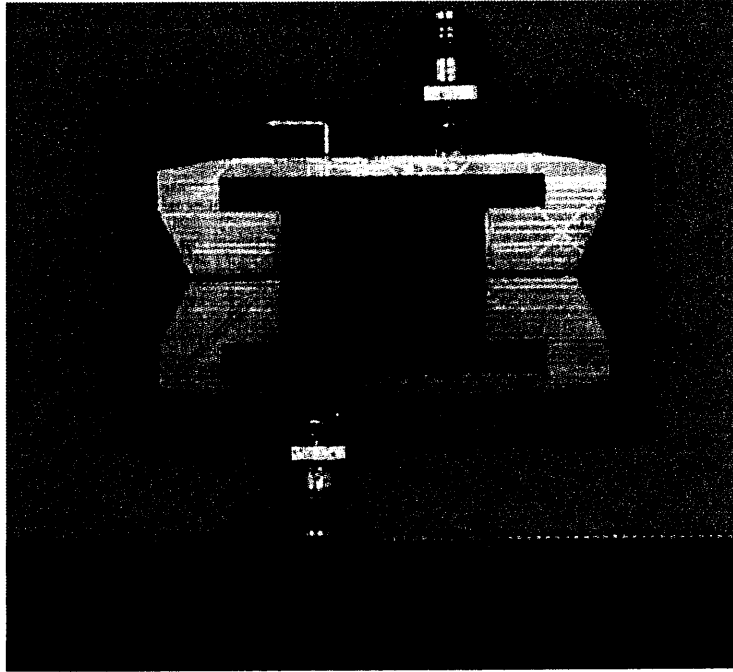


圖 3.10 附加兩段開路殘段之新型步階阻抗  
帶通濾波器實體電路(52mm x35mm)

圖 3.11 為電路之散射參數 $|S_{11}|$ 與 $|S_{21}|$ 模擬與實際量測結果，實線為實際量測值、虛線為電磁模擬軟體 IE3D 模擬值，其中有三角形標誌的為反射係數 $|S_{11}|$ 、無標誌的為穿透係數 $|S_{21}|$ 。由頻率響應圖顯示出中心頻率準確在 925MHz，模擬結果之 $|S_{11}|$ 為 -32.53dB、 $|S_{21}|$ 為 -1.15dB，實際量測之 $|S_{11}|$ 為 -25.29dB、 $|S_{21}|$ 為 -2.73dB，二次諧波頻率在頻率 4.86GHz。模擬與實際量測結果顯示，具有良好的一致性，驗證所提方法之正確性。



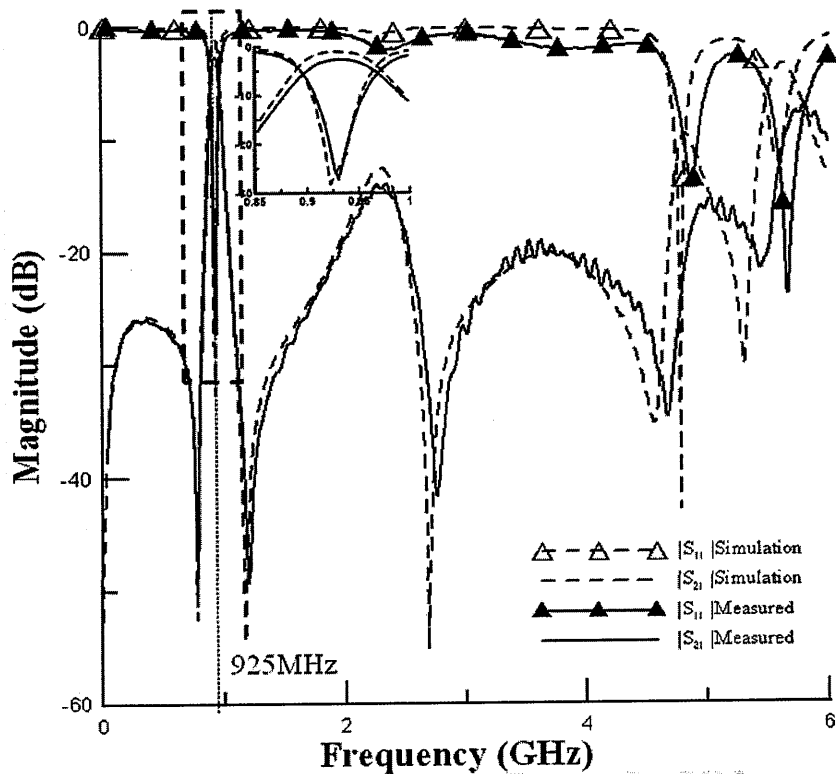


圖 3.11 附加兩段開路殘段之新型堆疊步階阻抗

帶通濾波器頻率響應圖

• 加入四段開路殘段

加入四段開路殘段之結構如圖 3.12，中心頻率為 925MHz，傳輸線特性阻抗分別為  $Z_1=60\Omega$ ， $Z_2=30\Omega$ ， $Z_3=60\Omega$ ，耦合線偶模與奇模特性阻抗分別為  $Z_{oe}=32\Omega$ ， $Z_{oo}=26\Omega$ ，傳輸線電氣長度分別為  $\theta_1=27^\circ$ ， $\theta_2=10^\circ$ ， $\theta_3=54^\circ$ ，耦合線電氣長度  $\theta=19^\circ$ ，開路殘段傳輸線之特性阻抗  $Z_4=70\Omega$ ，與電氣長度為  $\theta_4=12^\circ$ 。

電路實作使用 FR-4 雙面板進行，基板厚度為 1.6mm，相對介電常數為 4.3。以電磁模擬軟體(IE3D)內含之 Line Gauge，進行微帶線結構尺寸計算，可得  $W_1=4.31\text{mm}$ 、 $W_2=2.26\text{mm}$ 、 $W_3=6.84\text{mm}$ 、 $W_4=3.18\text{mm}$ 、 $W_5=3.17\text{mm}$ 、 $W_6=0.63\text{mm}$ 、 $W_{50}=5\text{mm}$ 、 $L_1=6.66\text{mm}$ 、 $L_2=8.14\text{mm}$ 、 $L_3=21.78\text{mm}$ 、 $L_4=9.68\text{mm}$ 、 $L_5=6.35\text{mm}$ 、 $L_6=6\text{mm}$ 、 $L_{50}=3\text{mm}$ 、 $G1=G2=0.5\text{mm}$ 。實體電路結構如圖 3.13 所示，實際電路如圖 3.14，電路尺寸為 52mm x35mm，並以向量網路分析儀 Anritsu-37269D 進行量測。

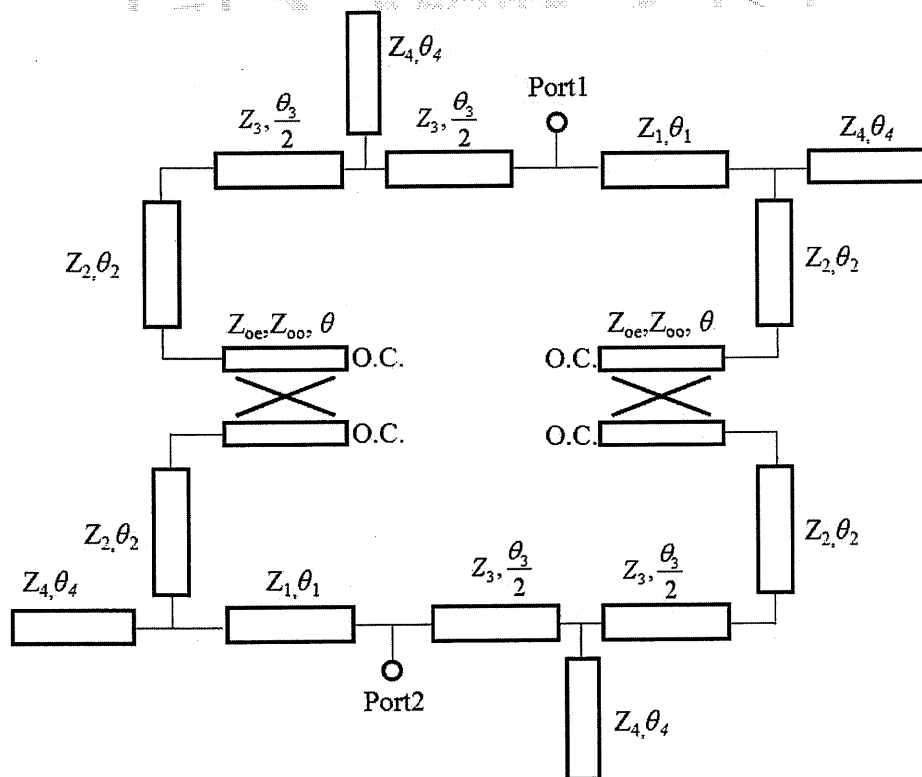


圖 3.12 為附加四段開路殘段抑制高次諧波結構

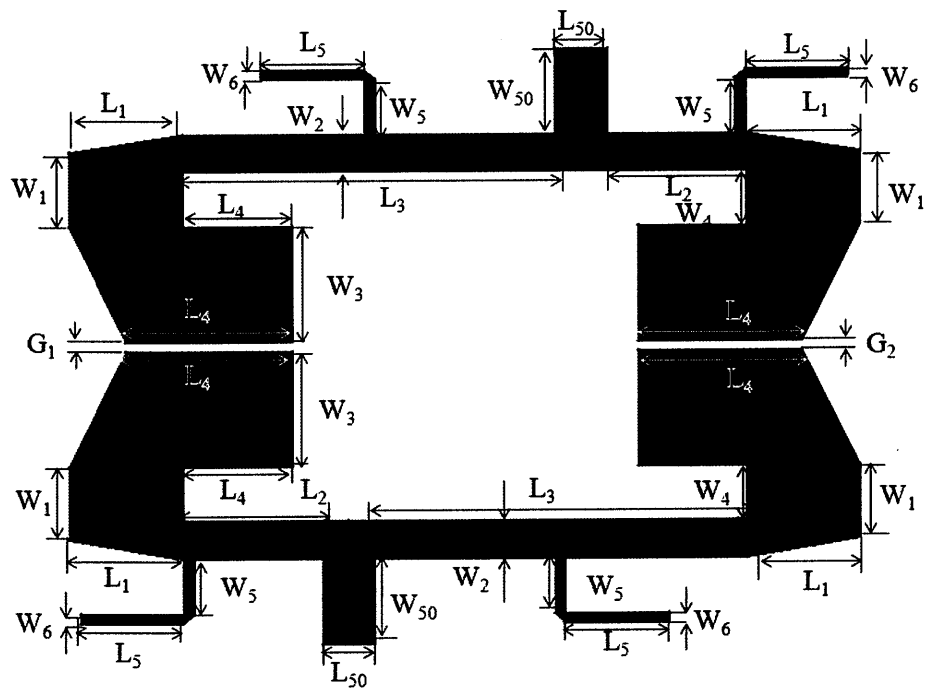


圖 3.13 新型步階阻抗帶通濾波器附加四段開路殘段實體電路結構

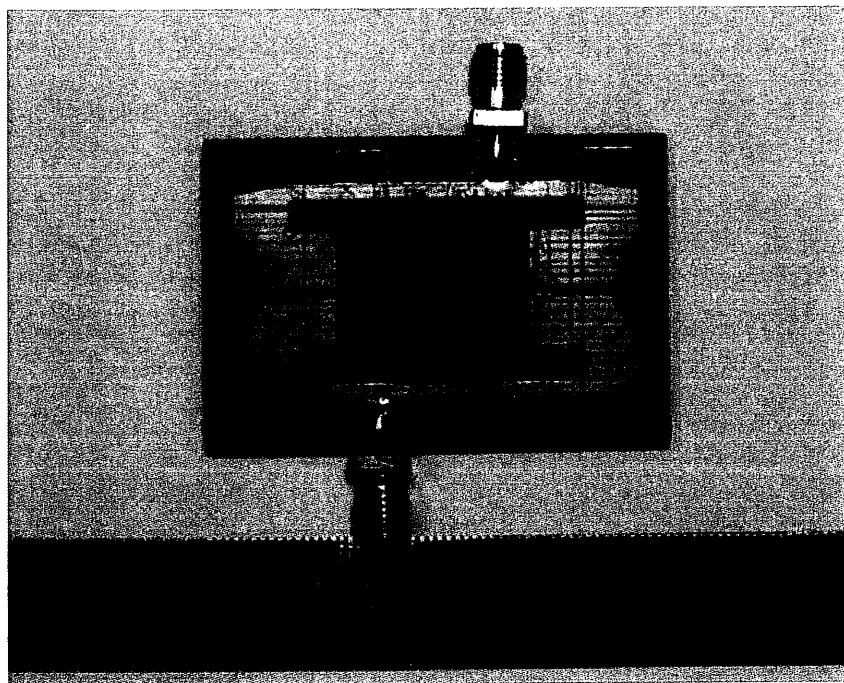


圖 3.14 附加四段開路殘段之新型步階阻抗

帶通濾波器實體電路(52mm x35mm)

圖 3.15 為電路之散射參數 $|S_{11}|$ 與 $|S_{21}|$ 模擬與實際量測結果，實線為實際量測值、虛線為電磁模擬軟體 IE3D 模擬值，其中有三角形標誌的為反射係數 $|S_{11}|$ 、無標誌的為穿透係數 $|S_{21}|$ 。由頻率響應圖可觀察出中心頻率準確在 925MHz 上，模擬結果之 $|S_{11}|$ 為-23.50dB、 $|S_{21}|$ 為-1.17dB，實際量測之 $|S_{11}|$ 為-15.75dB、 $|S_{21}|$ 為-4.09dB，二次諧波頻率在頻率 5.82GHz，相較原來電路附加四段四分之一波長開路殘段後，二次諧波明顯有往高頻抑制效果，改善結果抑制 5.82GHz。模擬與實際量測結果顯示，具有良好的一致性，驗證所提方法之正確性。

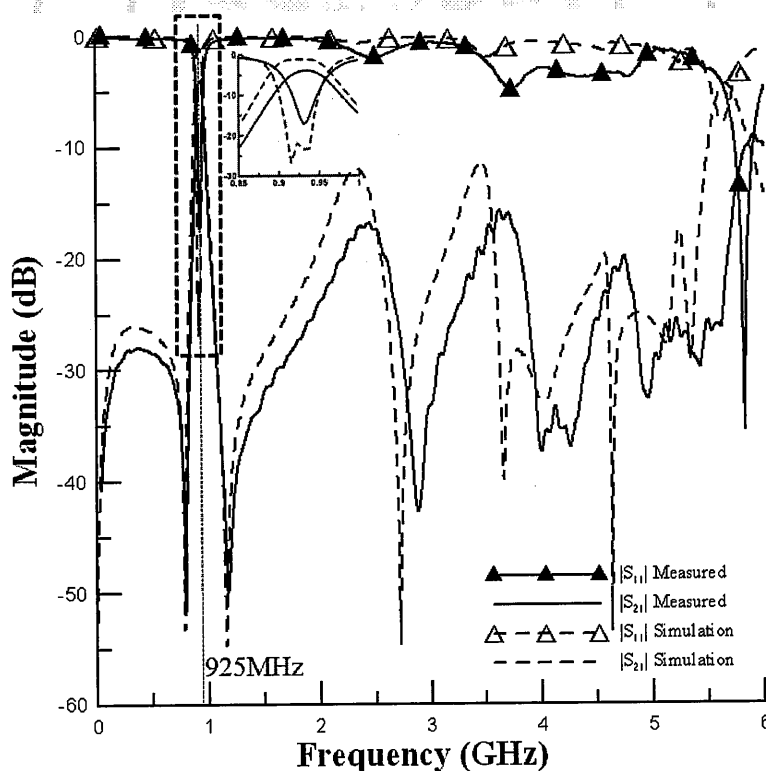


圖 3.15 附加四段開路殘段之新型堆疊步階阻抗

帶通濾波器頻率響應圖

### 3.4 設計頻率 2.45GHz 帶通濾波器

以 3-2 章節之電路設計設計公式，提出之三種電路設計，第一種為新型步階阻抗帶通濾波器由基本步階阻抗諧振腔堆疊二階而組成，阻抗比  $K=0.5$  比值，末端以耦合線對稱堆疊起來的新型步階阻抗帶通濾波器。第二、三種為附加二段與四段開路殘段抑制二次諧波結構，在新型步階阻抗帶通濾波器傳輸線上於電氣長度  $0^\circ$  與  $27^\circ$  位置分別加上四段的四分之一波長之開路殘段，抑制高頻的二次諧波。

本節提出之新型步階阻抗帶通濾波器結構如圖 3.16，設計中心頻率為 2.45GHz，傳輸線特性阻抗分別為  $Z_1=60\Omega$ ， $Z_2=30\Omega$ ， $Z_3=60\Omega$ ，耦合線偶模與奇模特性阻抗  $Z_{oe}=32\Omega$ ， $Z_{oo}=26\Omega$ ，傳輸線特性阻抗分別為  $\theta_1=27^\circ$ ， $\theta_2=10^\circ$ ， $\theta_3=54^\circ$ ，耦合線電氣長度  $\theta=19^\circ$ 。

電路實作使用 FR-4 雙面板進行，基板厚度為 1.6mm，相對介電常數為 4.3。以電磁模擬軟體(IE3D)內含之 Line Gauge，進行微帶線結構尺寸計算，可得  $W_1=1.13\text{mm}$ 、 $W_2=1.93\text{mm}$ 、 $W_3=2.8\text{mm}$ 、 $W_4=0.8\text{mm}$ 、 $W_{50}=5\text{mm}$ 、 $L_1=5.16\text{mm}$ 、 $L_2=9\text{mm}$ 、 $L_3=3.75\text{mm}$ 、 $L_4=3.66\text{mm}$ 、 $L_{50}=3\text{mm}$ 、 $G1=G2=0.5\text{mm}$ 。輸入與輸出埠之特性阻抗為 50 歐姆，線寬為 3mm，任意給定長度 5mm 以方便製作。實體電路結構如圖 3.17 所示，實際電路如圖 3.18 所示，電路尺寸為 32mm x22mm，並以向量網路分析儀 Anritsu-37269D 進行量測。

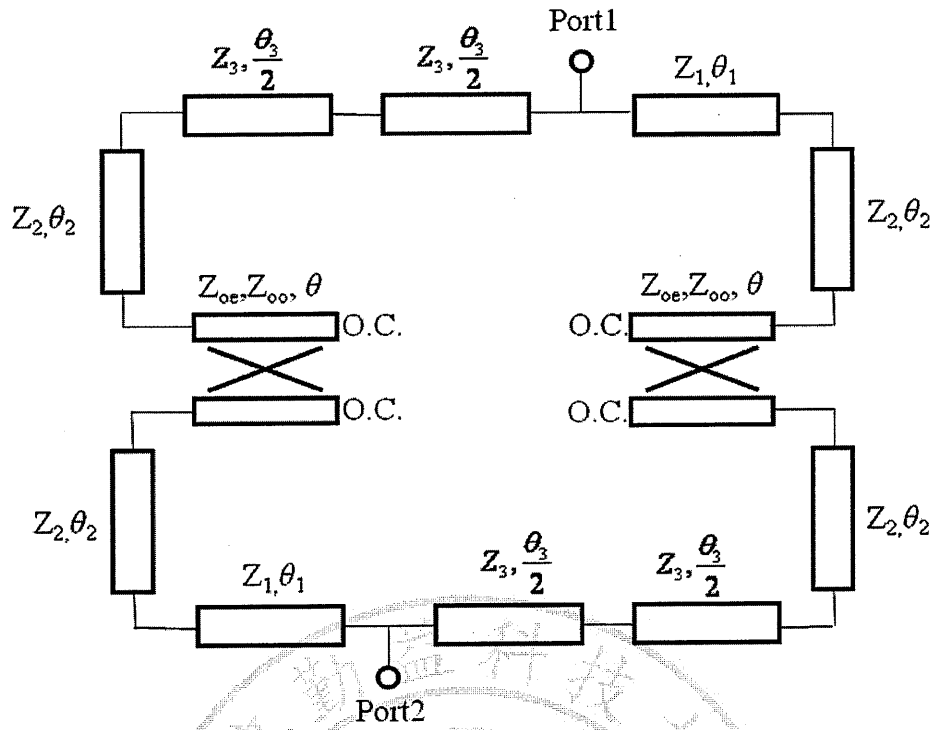


圖 3.16 新型步階阻抗諧振腔堆疊結構

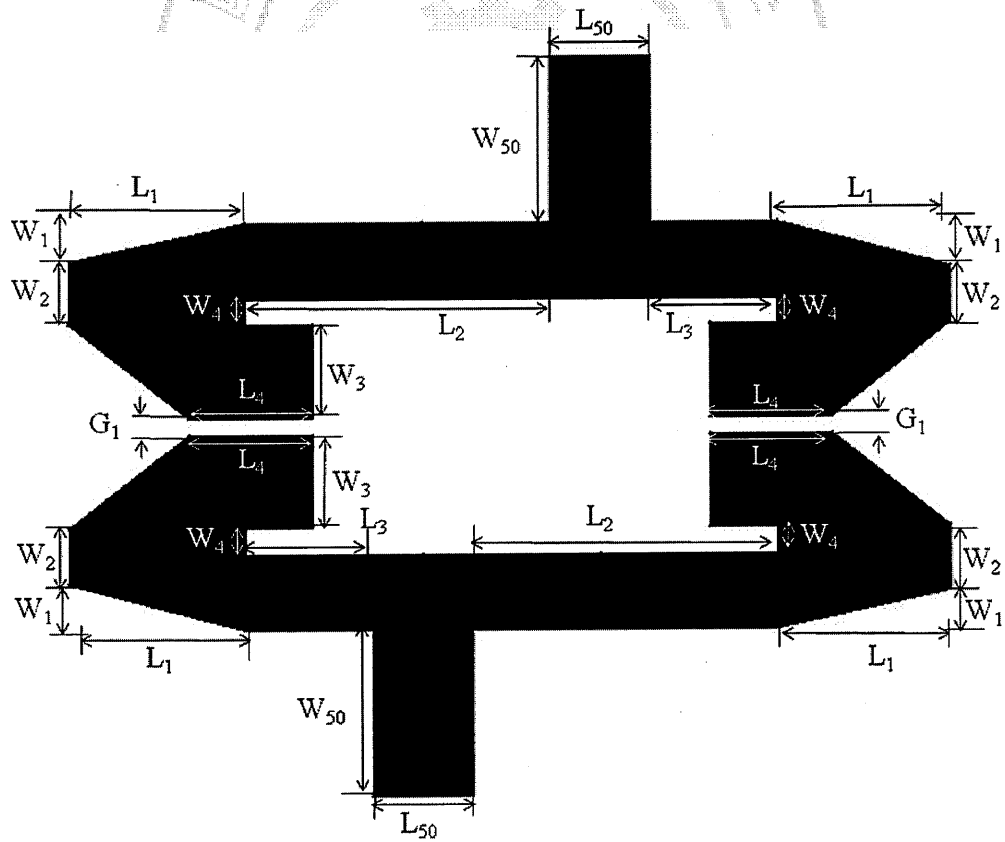


圖 3.17 新型步階阻抗帶通濾波器實體電路結構

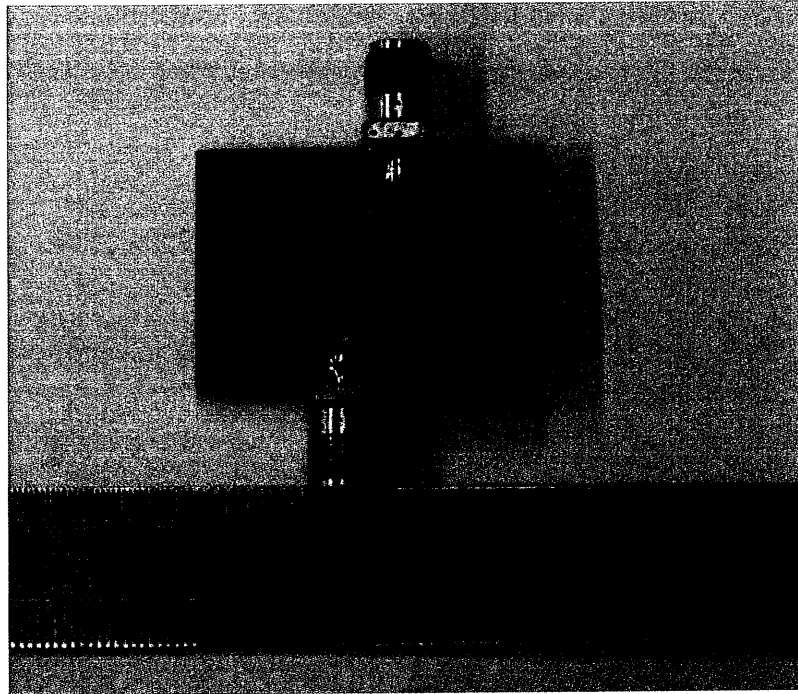


圖 3.18 新型步階阻抗帶通濾波器實體電路(32mm x22mm)

圖 3.19 為電路之散射參數 $|S_{11}|$ 與 $|S_{21}|$ 模擬與實際量測結果，實線為實際量測值、虛線為電磁模擬軟體 IE3D 模擬值，其中有三角形標誌的為反射係數 $|S_{11}|$ 、無標誌的為穿透係數 $|S_{21}|$ 。由頻率響應圖可觀察出中心頻率準確在 2.45GHz，模擬結果之 $|S_{11}|$ 為-28.51dB、 $|S_{21}|$ 為-0.77dB，實際量測之 $|S_{11}|$ 為-21.8dB、 $|S_{21}|$ 為-3.92dB，二次諧波頻率在頻率 5.41GHz。模擬與實際量測結果顯示，具有良好的一致性。

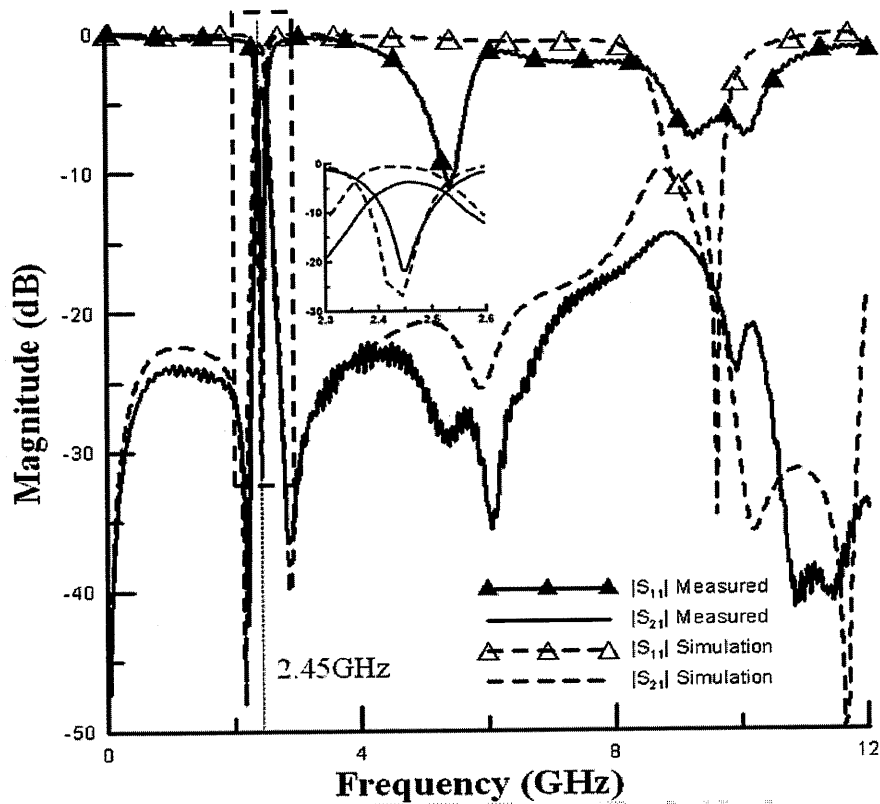


圖 3.19 新型堆疊步階阻抗帶通濾波器頻率響應圖

### 3.4.1 加入開路殘段抑制高次諧波

本節為探討以 3-4 節所提之結構，實現第二、三種為附加二段與四段開路殘段結構，在新型步階阻抗帶通濾波器傳輸線上於電氣長度  $0^\circ$ 、 $27^\circ$  位置分別加上四段的四分之一波長之開路殘段，抑制高頻的二次諧波。

- 加入兩段開路殘段

加入兩段開路殘段之結構如圖 3.20，中心頻率為 2.45GHz，傳輸線特性阻抗分別為  $Z_1=60\Omega$ ， $Z_2=30\Omega$ ， $Z_3=60\Omega$ ，耦合線偶模特性阻抗  $Z_{oe}=32\Omega$ ，奇模特性阻抗  $Z_{oo}=26\Omega$ ，傳輸線電氣長度分別為  $\theta_1=27^\circ$ ，



$\theta_2=10^\circ$ ， $\theta_3=54^\circ$ ，耦合線電氣長度  $\theta=19^\circ$ ，開路殘段傳輸線之特性阻抗  $Z_4=70\Omega$ ，與電氣長度為  $\theta_4=12^\circ$ 。

電路實作使用 FR-4 雙面板進行，基板厚度為 1.6mm，相對介電常數為 4.3。以電磁模擬軟體(IE3D)內含之 Line Gauge，進行微帶線結構尺寸計算，可得  $W_1=1.13\text{mm}$ 、 $W_2=1.93\text{mm}$ 、 $W_3=2.8\text{mm}$ 、 $W_4=0.8\text{mm}$ 、 $W_5=1.5\text{mm}$ 、 $W_6=0.5\text{mm}$ 、 $W_{50}=5\text{mm}$ 、 $L_1=4.86\text{mm}$ 、 $L_2=9.4\text{mm}$ 、 $L_3=3.95\text{mm}$ 、 $L_4=3.66\text{mm}$ 、 $L_5=2.8\text{mm}$ 、 $L_{50}=3\text{mm}$ 、 $G1=G2=0.5\text{mm}$ 。實體電路結構如圖 3.21 所示，實際電路如圖 3.22，電路尺寸為 32mm x22mm，並以向量網路分析儀 Anritsu-37269D 進行量測。

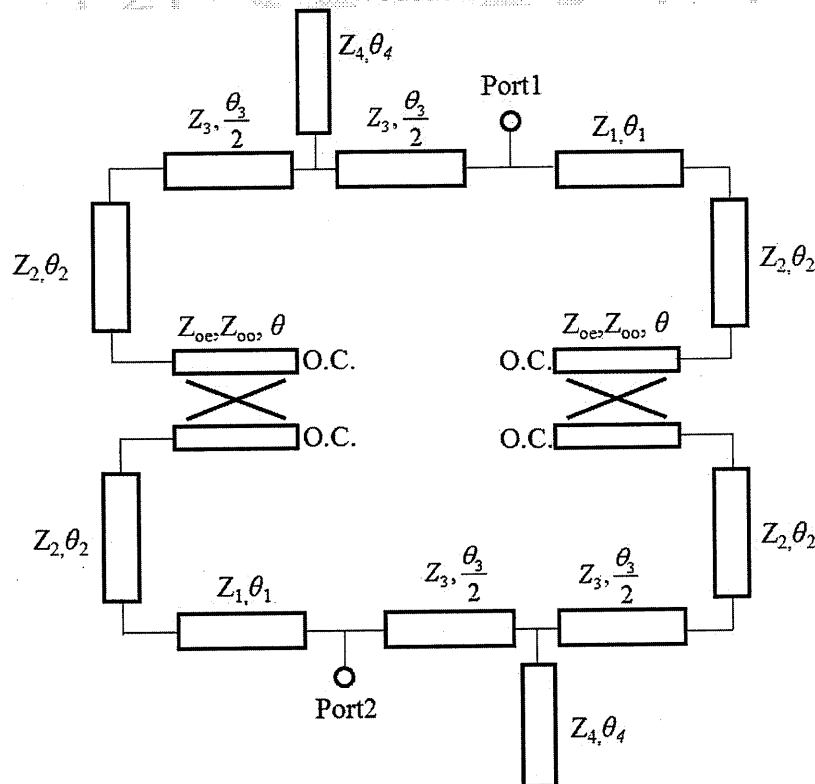


圖 3.20 為附加兩段開路殘段抑制高次諧波結構

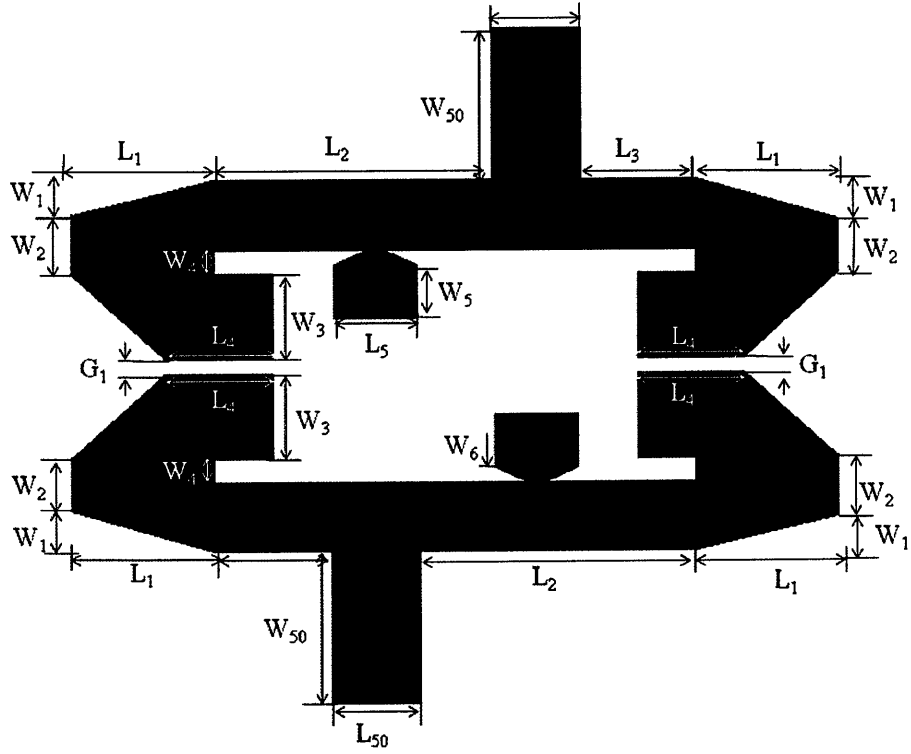


圖 3.21 新型步階阻抗帶通濾波器附加兩段開路殘段實體電路結構

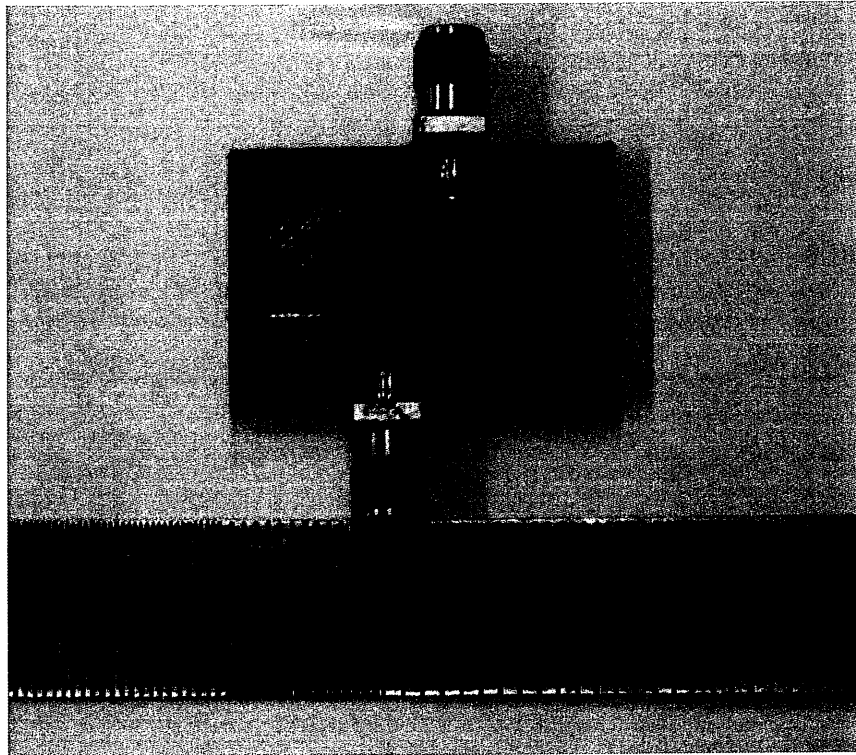


圖 3.22 附加兩段開路殘段之新型步階阻抗

帶通濾波器實體電路(32mm x22mm)

圖 3.23 為電路之散射參數 $|S_{11}|$ 與 $|S_{21}|$ 模擬與實際量測結果，實線為實際量測值、虛線為電磁模擬軟體 IE3D 模擬值，其中有三角形標誌的為反射係數 $|S_{11}|$ 、無標誌的為穿透係數 $|S_{21}|$ 。由頻率響應圖可觀察出中心頻率準確在 2.45GHz，模擬結果之 $|S_{11}|$ 為-20.88dB、 $|S_{21}|$ 為-0.85dB，實際量測之 $|S_{11}|$ 為-14.17dB、 $|S_{21}|$ 為-4.93dB，二次諧波頻率在頻率 10.19GHz。模擬與實際量測結果顯示，具有良好的一致性，驗證所提方法之正確性。

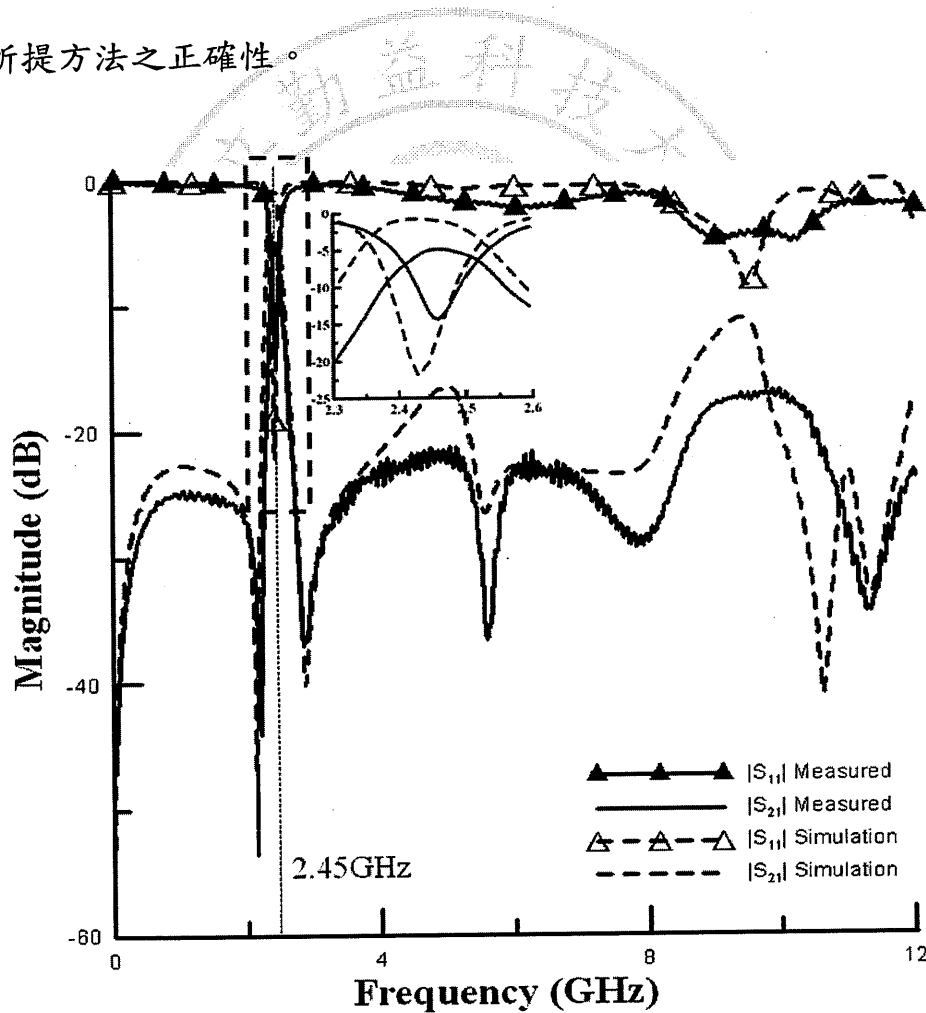


圖 3.23 附加兩段開路殘段之新型堆疊步階阻抗

帶通濾波器頻率響應圖

• 加入四段開路殘段

加入四段開路殘段之結構如圖 3.24，中心頻率為 2.45GHz，傳輸線特性阻抗分別為  $Z_1=60\Omega$ ， $Z_2=30\Omega$ ， $Z_3=60\Omega$ ，耦合線偶模與奇模特性阻抗  $Z_{oe}=32\Omega$ ， $Z_{oo}=26\Omega$ ，傳輸線電氣長度分別為  $\theta_1=27^\circ$ ， $\theta_2=10^\circ$ ， $\theta_3=54^\circ$ ，耦合線電氣長度  $\theta=19^\circ$ ，開路殘段傳輸線之特性阻抗  $Z_4=70\Omega$ ，與電氣長度為  $\theta_4=12^\circ$ 。

電路實作使用 FR-4 雙面板進行，基板厚度為 1.6mm，相對介電常數為 4.3。以電磁模擬軟體(IE3D)內含之 Line Gauge，進行微帶線結構尺寸計算，可得  $W_1=1.13\text{mm}$ 、 $W_2=1.93\text{mm}$ 、 $W_3=2.8\text{mm}$ 、 $W_4=0.8\text{mm}$ 、 $W_5=1.5\text{mm}$ 、 $W_6=0.5\text{mm}$ 、 $W_{50}=5\text{mm}$ 、 $L_1=5.16\text{mm}$ 、 $L_2=9\text{mm}$ 、 $L_3=3.75\text{mm}$ 、 $L_4=3.66\text{mm}$ 、 $L_5=2.8\text{mm}$ 、 $L_{50}=3\text{mm}$ 、 $G1=G2=0.5\text{mm}$ 。實體電路結構如圖 3.25 所示，實際電路如圖 3.26，電路尺寸為 52mm x35mm，並以向量網路分析儀 Anritsu-37269D 進行量測。

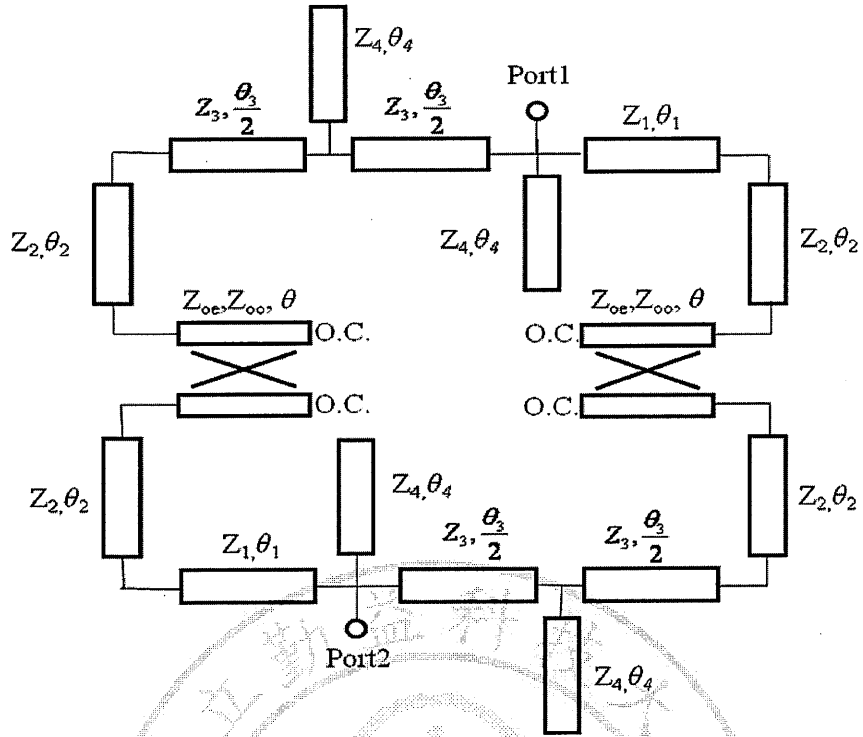


圖 3.24 為附加四段開路殘段抑制高次諧波結構

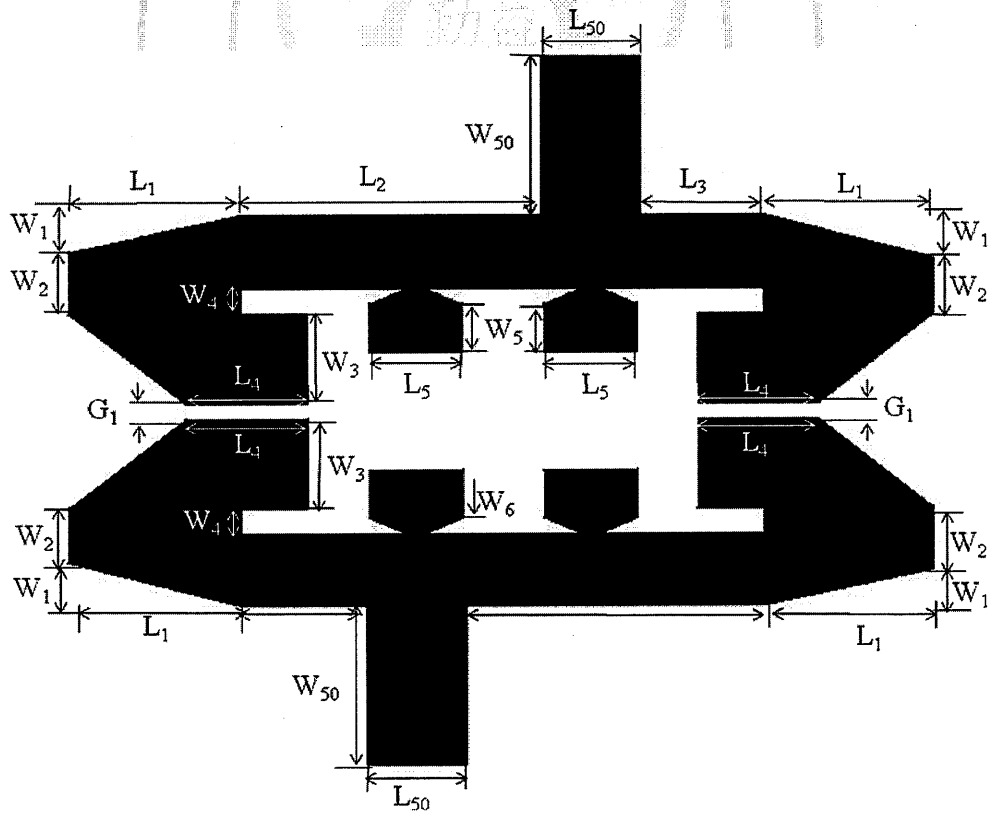


圖 3.25 新型步階阻抗帶通濾波器附加四段開路殘段實體電路結構

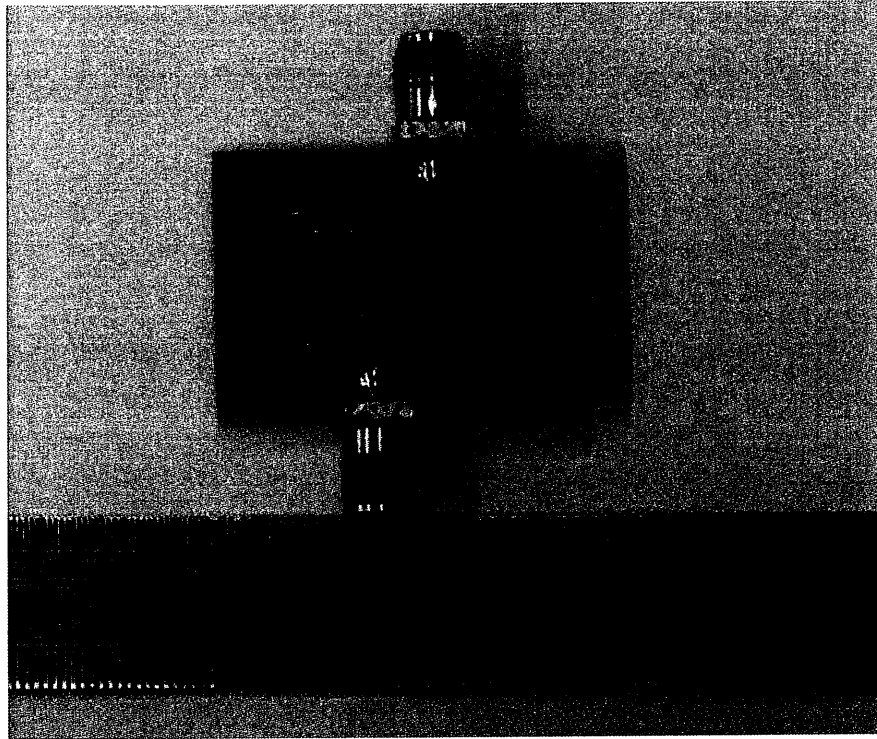


圖 3.26 附加四段開路殘段之新型步階阻抗

帶通濾波器實體電路(32mm x22mm)

圖 3.27 為電路之散射參數 $|S_{11}|$ 與 $|S_{21}|$ 模擬與實際量測結果，實線為實際量測值、虛線為電磁模擬軟體 IE3D 模擬值，其中有三角形標誌的為反射係數 $|S_{11}|$ 、無標誌的為穿透係數 $|S_{21}|$ 。由頻率響應圖可觀察出中心頻率準確在 2.45GHz，模擬結果之 $|S_{11}|$ 為-27.32dB、 $|S_{21}|$ 為-0.86dB，實際量測之 $|S_{11}|$ 為-18.63dB、 $|S_{21}|$ 為-4.39dB，二次諧波頻率在頻率 12GHz，相較原來電路附加四段四分之一波長開路殘段後，入射係數在截止頻帶有抑制更穩定的趨勢，而二次諧波也明顯有往高頻抑制效果。模擬與實際量測結果顯示，具有良好的一致性，驗證所提方法之正確性。

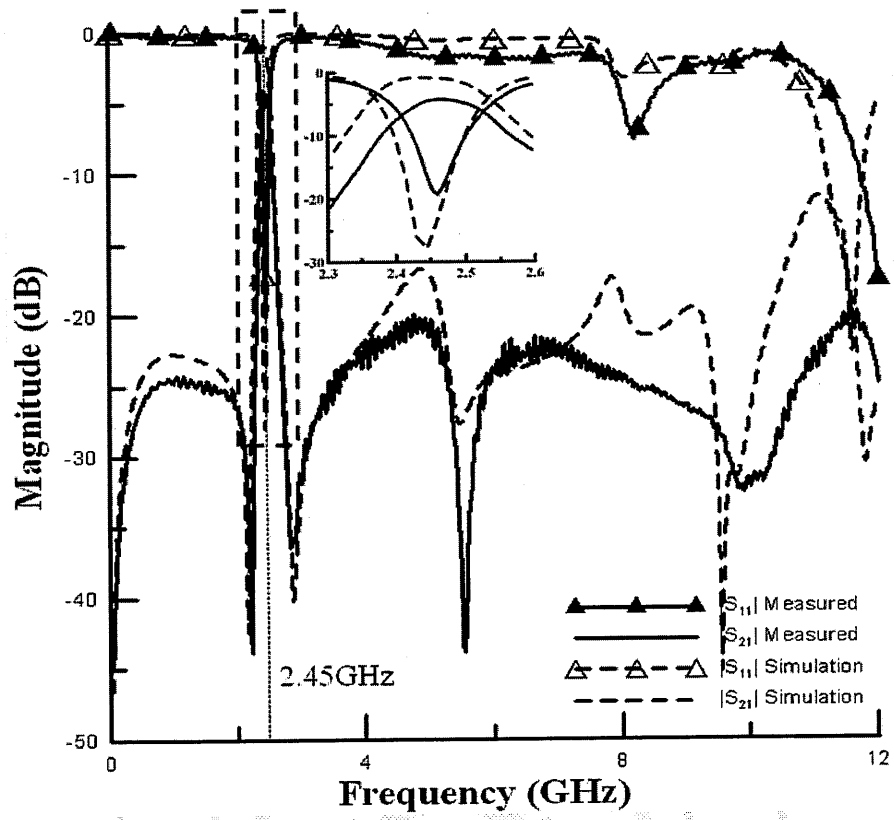


圖 3.27 附加四段開路殘段之新型堆疊步階阻抗  
帶通濾波器頻率響應圖

## 第四章 結論

本文提出一種堆疊式步階阻抗諧振器之設計，利用基本步階阻抗諧振腔頻率可變之特性，堆疊二階而組成新型步階阻抗帶通濾波器，阻抗比  $K=0.5$  比值，末端以耦合線形成耦合對稱堆疊的步階阻抗諧振腔，為達到帶通濾波器更好的使用效果，附加以兩段或四段開路殘段抑制高頻之二次諧波。

電路分析以輸入/輸出埠對切，傳輸線串聯耦合線與傳輸線，再並聯其另一端之非對稱結構，先求出傳輸矩陣(ABCD)再轉換成散射參數，並以 RFID 頻段的 925MHz 與 ISM 頻段的 2.45GHz 設計新型步階阻抗帶通濾波器。電路特性模擬使用電磁模擬軟體 IE3D 進行，實際電路量測與模擬結果皆具有良好的一致性。



## 參考文獻

- [1] Sha Luo, Lei Zhu, Sheng Sun “Stopband-Expanded Low-Pass Filters Using Microstrip Coupled-Line Hairpin Units,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 18, pp. 506-508, August 2008.
- [2] Qijuan He, Changjun Liu, “A Novel Low-Pass Filter With an Embedded Band-Stop Structure for Improved Stop-Band Characteristics ,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 19, pp.629-631, October 2009.
- [3] Garcia-Garcia, J., Martin, F., Falcone, F., Bonache, J., Gil, I. “Spurious passband suppression in microstrip coupled line band pass filters by means of split ring resonators ,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 14, pp.416-418, September 2004.
- [4] Chi-Feng Chen, Ting-Yi Huang, and Ruey-Beei Wu, “Design of microstrip bandpass filters with multioorder spurious-mode suppression ,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 53, pp.3788-3793, December 2005.
- [5] Ming-Yu Hsieh, Shih-Ming Wang “Compact and Wideband Microstrip Bandstop Filter,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 15, pp. 472-474, July 2005.
- [6] Singh, K., Ngachenchaiah, K., Bhatnagar, D., Pal, S., “Wideband, compact microstrip band stop filter for triband operations,” *08 Microwave Proceedings of International Conference*, pp.96-98, November 2008.
- [7] Ching-Wen Tang, Ming-Guang Chen, “Wide Stopband Parallel-Coupled Stacked SIRs Bandpass Filters With Open-Stub Lines ,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 16, pp.666-668, December 2006.
- [8] Garcia-Garcia, J., Bonache, J. and Martin, F., “Application of Electromagnetic Bandgaps to the Design of Ultra-Wide Bandpass Filters With Good Out-of-Band Performance ,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 54, pp.4136-4140, December 2006.
- [9] Sachin Singh, Banmali Rawat, “DGS based SIR filters for wireless communication on anisotropic substrate,” *Asia-Pacific Microwave Conference 2006*, pp.1144-1153, December 2006.
- [10] Mitsuo Makimoto, Sadahiko Yamashita, “Bandpass Filters Using Parallel Coupled Stripline Stepped Impedance Resonators ,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 28, pp.1413-1417, December 1980.
- [11] Hualiang Zhang, Chen, K.J., “A Tri-Section Stepped-Impedance Resonator for Cross-Coupled Bandpass Filters,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 15, pp.401-403, June 2005.

- [12] Cohn, S.B., "Parallel-Coupled Transmission-Line-Resonator Filters," *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 6, pp.223-231, April 1958.
- [13] Jiwen Zhu, Zhenghe Feng, "Microstrip Interdigital Hairpin Resonator With an Optimal Physical Length," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 16, pp.672-674, December 2006.
- [14] Karacaoglu, U., Robertson, I. D., and Guglielmi, M., "An Improved Dual-Mode Microstrip Ring Resonator Filter with Simple Geometry," *24th European Microwave Conference*, Vol. 1, pp.472-477, September 1994.
- [15] Shih, E., Jen-Tsai Kuo, "A new compact microstrip stacked-SIR bandpass filter with transmission zeros ," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2003*, Vol. 2, pp.1077-1080, June 2003.
- [16] Jones, E.M.T., "Coupled-strip-Transmission-Line Filters and Directional Couplers," *IRE Transactions Microwave Theory and Techniques*, Vol. 4, pp.75-81, April 1956.
- [17] David M. Pozar, 譯者郭仁財, "微波工程", 高立圖書有限公司, 91年7月。
- [18] M. Makimoto, S. Yamashita, *Microwave Resonators and Filters for Wireless Communication*, Springer Series in Advanced Microelectronics, Vol. 4, October 2001.