



逢甲大學學生報告 ePaper

報告題名：

應用於 2.4GHz 之新型微型化高頻抑制共平面波導帶
通濾波器

A Novel Compact Size 2.4GHz Coplanar Waveguide
Band-pass Filter with Harmonic Suppression

作者：劉獻文、蔡政展

系級：通訊四甲

學號：D9156413、D9156193

開課老師：廖時三

課程名稱：專題研究(一)、(二)

開課系所：通訊工程學系

開課學年： 94 學年度 第 1 學期



致謝

本專題研究能順利完成，第一個感謝我們的指導教授廖時三博士，幸得老師的這一年來關心與照顧，不只在專題研究上給予方向，更在做人處事上給予指導，給我們信心讓我們深深感受到向上的動力，在此至上最真誠的謝意。

忙碌的專題研究中，最感謝的是現在於國家晶片中心服務的殷誠學長及於中央大學攻讀博士班的顯原學長，感謝他們在專業知識上傾力相授，讓我們受益匪淺，以及輔畢業的研睿、伯綱、志宏學長，謝謝他們關懷與陪伴，並且在專題製作的過程中，無私不斷地給我們專業知識及寶貴的建議。再者，感謝實驗室的人悌學長、勁言學長，在他們繁忙的研究所生活中，不論在課業、研究、未來方向給予我們的幫助，在此由衷感謝各位學長。另外感謝實驗室同學佑霖、群鋒、炎煌、建志在專題研究上互相討論、指導，同時更添幾分的歡笑與凝聚力。

最後特別要感謝父母親與長輩們給予長期的支持與鼓勵，提供我們良好的學習環境，使我們能專注於課業，並且順利地完成專題研究。最後對所有關心及愛護我們的師長與好友至上最深的謝意，並祝福你們事事順心，永遠健康。

劉獻文、蔡政展 九十四年十月

摘要

由於設計帶通濾波器時，依電路需求不同，對設計者亦有不同之考量，分散式電路具有較優越之效能，但在低頻頻段時，電路面積卻仍顯過大，對於積體電路設計面積極為金錢的觀點下，電路微型化是必然之趨勢，本專題在不降低電路效能為前提下，已縮小電路面積為目的來設計帶通濾波器。

本論文針對共平面波導，利用頻率合成的概念，提出一個高感值的 2.4GHz 帶通濾波器與一個 3.1GHz 之帶拒濾波器來結合，進而得到一個窄頻、微型化且具有高頻抑制特性的 2.4GHz 帶通濾波器，改善過去使用以四分之一與二分之一波長傳輸線之等效諧振腔來設計帶通濾波器之缺點。

Abstract

For a circuit designer, when designing bandpass filters, there are many considerations regarding to the different requirements of the circuits. The distributed circuit has better performance, but its size is too large when at the low frequencies. For integrated circuits the size of the circuits is an important issue due to the cost. Therefore, to diminish the size of the circuits has become a trend in the market. This thesis focuses on the design of the bandpass with reduced size of the circuits without being lowering the performance of the circuits.

In this study, we used a concept of frequency combiner, and proposed a 2.4GHz band-pass filter and 3.1GHz band-reject filter both with high Q factor. We combined 2.4GHz band-pass filter and 3.1GHz band-reject filter to get a novel compact size 2.4GHz coplanar waveguide band-pass filter with harmonic suppression. It improved defects of the band-pass filter design based on the equivalent circuits with $\lambda/4$ and $\lambda/2$.

應用於 2.4GHz 新型微型化高頻抑制共 平面波導帶通濾波器目錄

致謝.....	I
摘要.....	II
Abstract.....	III
目錄.....	IV
圖目錄.....	VII
表目錄.....	XII
<u>第一章 簡介.....</u>	<u>1</u>
1-1 專題研究背景與動機.....	1
1-2 文獻探討.....	5
1-3 內容概要.....	10
<u>第二章 傳輸線理論.....</u>	<u>11</u>
2-1 傳輸線理論分.....	11
2-1.1 傳輸線方程.....	11
2-1.2 有負載之傳輸.....	15
2-1.3 傳輸線基本特.....	18
2-2 分散式電路元件(傳輸線式的電路元件).....	20
2-3 短傳輸線段的近似等效電路.....	27

2-4 傳輸線的不連續性.....	28
第三章 濾波器電路理論.....	32
3-1 濾波器基本原理.....	32
3-2 低通濾波器.....	34
3-2.1 巴特渥斯(Butterworth)濾波器.....	35
3-2.2 柴比雪夫(Chebyshev)濾波器.....	37
3-3 高通濾波器.....	39
3-4 帶通濾波器.....	41
3-5 帶拒濾波器.....	44
3-6 濾波電路的結構與特性參數.....	48
第四章 共平面波導帶通濾波器架構之探討.....	53
4-1 共平面波導帶之等效諧振器帶通濾波器.....	53
4-1.1 設計理論.....	53
4-1.2 實驗討論.....	55
4-2 摺疊式開路截線接面之探討.....	58
第五章 新型微型化高頻抑制共平面波導帶通濾波器之設	
計.....	62
5-1 共平面波導等效之電容電感設計之帶通濾波器.....	62
5-2 共平面波導之帶拒濾波器.....	68

5-2.1 [11]架構 3.1GHz 帶拒濾波器.....	69
5-2.2 [12]架構 3.1GHz 帶拒濾波器.....	69
5-2.3 新型之 3.1GHz 帶拒濾波器.....	70
5-3 帶通濾波器結合帶拒濾波器.....	72
5-3.1 改良型帶通濾波器與[12]帶拒濾波器.....	73
5-3.2 改良型帶通濾波器與新型帶拒濾波器.....	74
5-4 應用於 2.4GHz 之新型微型化高頻抑制共平面波導帶通濾波器...	75
5-5 應用於 2.4GHz 之新型微型化高頻抑制共平面波導帶通濾波器 實作與量測.....	76
5-6 應用於 2.4GHz 之新型微型化高頻抑制共平面波導帶通濾波器 結果與探討.....	78
第六章 結論.....	80
參考文獻.....	82

圖目錄

第一章

圖 1-1 射頻收發機之架構.....	2
圖 1-2 單一平面結構.....	4
(a) 共平面波導.....	4
(b) 槽線.....	4
(c) 共平面帶線.....	4
圖 1-3 共平面波導結構.....	5
圖 1-4 (a) 共平面波導間隙.....	6
(b) 共平面波導指叉電容.....	6
圖 1-5 共平面波導小段並聯截線.....	7
圖 1-6 帶狀磚壁型濾波器.....	7
圖 1-7 共平面波導四分之一波長串接共振腔.....	8
圖 1-8 Photonic bandgap(PBG)週期性架構.....	9
圖 1-9 高度緊密的 meanderline 二分之一波長諧振腔.....	9
圖 1-10 指叉電容及四分之一波長的彎曲折線的諧振腔.....	10

第二章

圖 2-1 傳輸線的等效電路圖.....	12
圖 2-2 有負載之傳輸線.....	16
圖 2-3 (a) 微帶線電路架構.....	19
(b) 微帶線電路剖面圖.....	20
圖 2-4 接上負載 Z_L 的傳輸線.....	21
圖 2-5 (a) 接收端為短路的傳輸線.....	24
(b) 隨長度 (βd) 而變的 $Z = jZ_0 \tan \beta d$	24
圖 2-6 (a) 接收端為開路的傳輸線.....	25

(b)隨長度而變的 $Z = -jZ_0 \cot \beta d$	25
圖 2-7 短傳輸線與其等效電路.....	28
圖 2-8 (a)高阻抗短傳輸線之等效電路.....	28
(b)低阻抗短傳輸線之等效電路.....	28
圖 2-9 開路微帶線.....	29
圖 2-10 微帶線間隙.....	30
圖 2-11 微帶線寬度改變所形成的不連續性.....	31

第三章

圖 3-1 (a)低通濾波器.....	33
(b)高通濾波器.....	33
(c)帶通濾波器.....	33
(d)帶阻濾波器.....	33
圖 3-2 (a) L-C 型低通濾波器.....	35
(b) C-L 型低通濾波器.....	35
圖 3-3 巴特渥斯低通濾波器的頻率響應.....	35
圖 3-4 濾波器對訊號衰減大小與階數關係.....	37
圖 3-5 柴比雪夫低通濾波器的頻率響應.....	38
圖 3-6 濾波器對訊號衰減大小與階數關係.....	39
圖 3-7 濾波器對訊號衰減大小與階數關係.....	39
圖 3-8 (a) C-L 型高通濾波器.....	40
(b) L-C 型高通濾波器.....	40
圖 3-9 帶通濾波器.....	42
圖 3-10 (a)當 ν 的頻率 $< f_{S,L}$	42
(b)當 ν 的頻率 $> f_{S,H}$	42
圖 3-11 帶拒濾波器.....	45

圖 3-12 (a)當 v 的頻率 $< f_{P,L}$	45
(b)當 v 的頻率 $> f_{P,H}$	45
(c) $f_{S,L} < v$ 的頻率 $< f_{S,H}$	46
圖 3-13 理想濾波電路的振幅頻率響應	49
(a)低通	48
(b)高通	48
(c)帶通	49
(d)帶拒	49
圖 3-14 柴比雪夫、巴特沃斯及貝索濾波器振幅頻率響應的比較	50
圖 3-15 帶通濾波器振幅頻率響應	51

第四章

圖 4-1 間隙電容耦合濾波器	54
圖 4-2 四分之一波長共平面波導帶通濾波器	55
圖 4-3 傳輸線等效成 LC 諧振電路	56
(a)二分之一波長開路諧振	55
(b)四分之一波長短路諧振	56
圖 4-4 (a)並聯短路截線	57
(b)四分之一波長時之頻率響應	57
圖 4-5 (a)並聯開路截線	57
(b)二分之一波長時之頻率響應	57
圖 4-6 (a)串接並聯截線	58
(b)頻率響應	58
圖 4-7 [10]折疊式四分之一波長開路截線	59
(a)折疊一次	59

(b)折疊兩次.....	59
圖 4-8 串聯諧振電路.....	59
圖 4-9 [11]折疊式四分之一波長開路截線.....	61

第五章

圖 5-1 一段細長微帶線.....	63
圖 5-2 兩段傳輸線並行.....	63
圖 5-3 串聯諧振電路.....	63
圖 5-4 2.4GHz 串聯諧振濾波器之頻率響應比較圖.....	64
圖 5-5 2.4GHz 共平面波導帶通濾波器.....	65
(a)電路尺寸架構.....	65
(b)模擬之頻率響應.....	65
圖 5-6 改良型 2.4GHz 共頻面波導帶通濾波器.....	67
(a)電路尺寸架構.....	66
(b)模擬之頻率響應.....	67
圖 5-7 (a)改良前與改良後之 S11 之比較.....	67
(b)改良前與改良後之 S21 之比較.....	67
圖 5-8 運用[11]所提出之架構之 3.1GHz 帶拒濾波器.....	69
(a)電路尺寸架構.....	69
(b) 模擬之頻率響應.....	69
圖 5-9 運用 [12]所提出之架構之 3.1GHz 帶拒濾波器.....	70
(a)電路尺寸架構.....	70
(b)模擬之頻率響應.....	70
圖 5-10 新型之 3.1GHz 帶拒濾波器.....	71
(a)電路尺寸架構.....	71
(b)模擬之頻率響應.....	71

圖 5-11 3.1GHz 帶拒濾波器頻 S21 比較圖.....	72
圖 5-12 改良型 2.4GHz 帶通濾波器結合[12]帶拒濾波器.....	73
(a) 電路架構.....	73
(b) 頻率響應.....	73
圖 5-13 改良型 2.4GHz 帶通濾波器結合新型帶拒濾波器.....	74
(a) 電路架構.....	74
(b) 模擬之頻率響應.....	74
圖 5-14 帶通濾波器改良區塊圖.....	75
圖 5-15 2.4GHz 新型微型化高頻抑制共平面波導帶通濾波器.....	76
圖 5-16 2.4GHz 新型微型化高頻抑制共平面波導帶通濾波器之模擬頻率響應圖.....	76
.....	76
圖 5-17 新式微型化帶通濾波器.....	77
圖 5-18 2.4GHz 新型微型化高頻抑制共平面波導帶通濾波器之頻率響應模擬與實測圖.....	78
圖 5-19 電路成品圖.....	78

表目錄

表 2-1 傳輸線之等效電路模型.....	26
表 3-1 低通巴特渥斯濾波器組成元件的標準化值(當 $R_s=R_L$).....	36
表 5-1 2.4GHz 串聯諧振電路之 L、C 值.....	64
表 5-2 改良前與改良後 2.4GHz 帶通濾波器比較表.....	68
表 5-3 3.1GHz 之帶拒濾波器結果比較表.....	71
表 5-4 2.4GHz 新型微型化高頻抑制共平面波導帶通濾波器之模擬實測比較表...	78



第一章

簡介

1-1 專題研究背景與動機

通訊網路於現今涵蓋著全世界各個角落。因為區域及目的的不同，進而要對頻帶做統一且有效的切割。切割後，不同的頻段會產生相互干擾。至於干擾的程度則取決於濾波器的選擇性。選擇性一旦提高，則系統對於通帶外雜訊之干擾將相對提高其免疫力，如此一來，頻譜的使用效率也就隨之大大提升。

再者，對於射頻電路而言，要如何在漫天的訊號傳輸間，準確的擷取出所需的訊號是一大問題。由此更可突顯出濾波器對於射頻收發機的重要性。由圖 1-1 之可看出帶通濾波器於射頻收發電路內有其存在的必要性，子系統模組內亦包含濾波器。若缺少任一個濾波器，可能就會降低整體系統效能，更甚至造成信號無法順利收發。

然而輕薄短小、高性能、簡單的製程一直是現今的通訊工程師努力的目標。一方面增加該產品的可攜帶性，另一方面降低製作之成本，提高產品在市場的競爭力。隨著時代的進步，人手一機已經是司空見慣的現象，對於無線通訊產品的需求更是在相互刺激下提升。

而由 IEEE 的美國電子電機工程師協會 (the Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc.) 所制訂 802.11b 以及 802.11g 正是目前大家所普遍適用的規格；而 802.11g 它的傳輸速度最快可達 54Mbps。

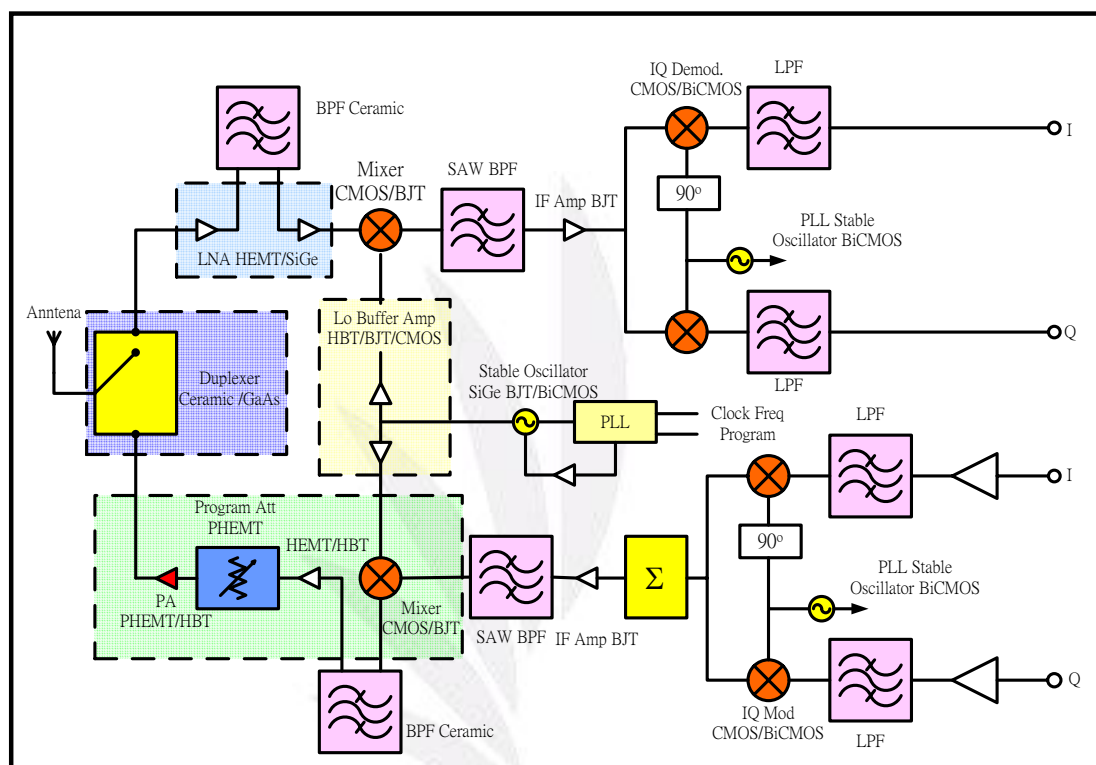


圖 1-1 射頻收發機之架構

鑑於 802.11g 在頻寬、產品相容性等方面有著明顯優勢。所以我們便決定利用相關的所學，研究以及製作以 802.11g 規格所使用的 2.4GHz 頻帶的共頻面波導帶通濾波器，作為我們專題的內容。

在高頻與微波電路當中，微帶線(micro strip line)為一廣泛使用的共平面傳輸線結構，但在近十年來，由於電路操作頻率不斷提升，以及製作上引用單石積體電路技術，應用在微波積體電路(MIC)及單石

微波積體電路(MMIC)方面，單一平面結構如共平面波導(Coplanar Waveguide)、槽線(Slot line)和共平面帶線(Coplanar Strip line)結構逐漸受到重視及運用，已有逐漸取代傳統微帶傳輸線的趨勢。圖 1-1 所示分別為共平面波導、槽線和共平面帶線的結構，這些單一平面結構的傳輸線的共同特性是金屬都在介質的同一平面上，所以省去了一些背面的製程(backside process)，例如介質板厚度薄化(substrate thinning)、背面鍍上金屬(backside metallization)、穿孔(via holes)等，所以使得製造過程更加地容易。另外，這些傳輸線也有較寬的可實現特徵阻抗範圍、較小的色散效應、容易和集總電路整合，以及除了槽線外，很容易地做到電路的串聯和並聯的優點。

共平面波導(CPW)在 1969 年由 C. P. Wen 提出[1]，便引起了廣大的迴響。圖 1-2 所示為共平面波導的結構。共平面波導除具有上述單一平面結構的所有優點，而另外它的電氣特性不受介質板厚度的影響，其特徵阻抗是由空槽和信號線寬度比例來決定，並且它是一個真正單一平面的傳輸線，信號線與地線在同一平面上，使得電路元件之間的串聯及並聯都非常容易，不必像微帶傳輸線必須有額外的穿孔(via holes)，這些穿孔在高頻時往往會帶來不可忽略的電感效應，降低了電路的效率。因此，免去垂直穿孔的麻煩，不但降低了製作電路的費用，也使得電路佈局時選擇性增大。

在文獻和實際應用上，以往微帶傳輸線及帶線(Strip line)型式的濾波器，已經被深入地研究且具有完整的設計公式。而共平面結構具有的諸多優點，使共平面波導傳輸線已被應用到許多電路結構如方向性耦合器(directional coupler)、放大器(amplifier)、混波器(mixer)、以共平面結構為基礎的天線(antenna)之饋入線(feedline)等。其中濾波器常被應用於各種微波系統，包括雷達系統(Radar System)、全球定位系統(Global Positioning System ; GPS)及衛星通訊系統(Satellite Communication System)。

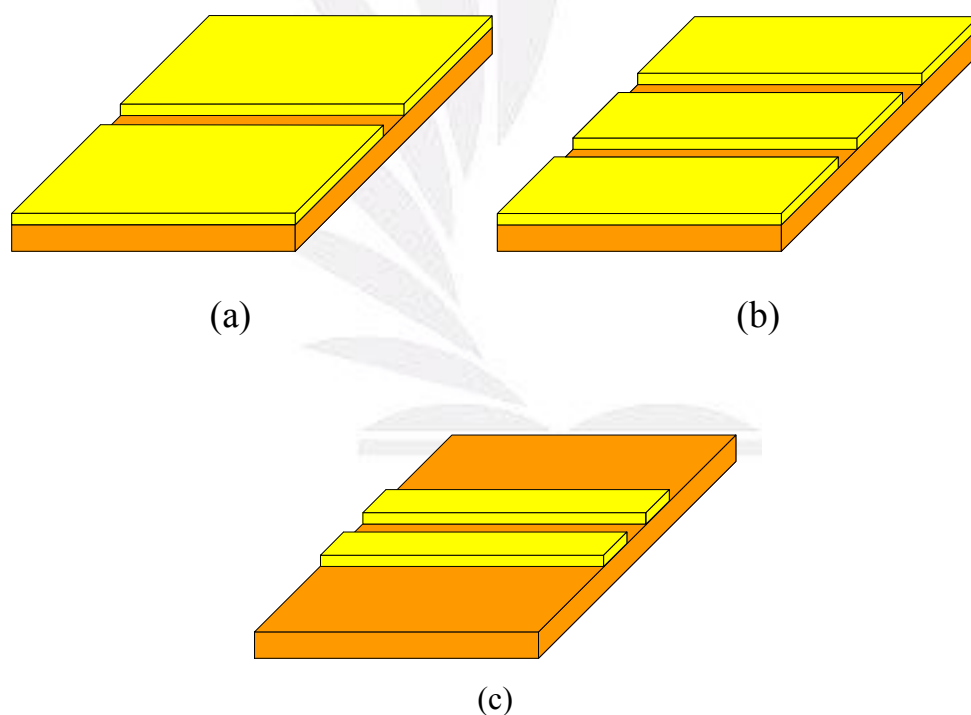
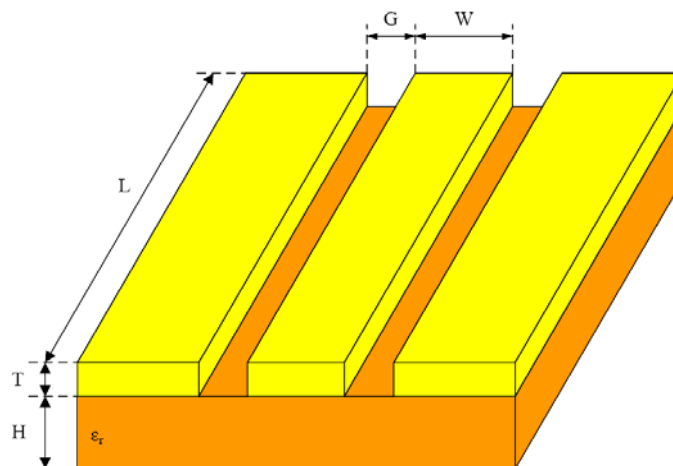


圖 1-2 單一平面結構(a)共平面波導 (b)槽線 (c)共平面帶線



- | | |
|------------|-----------------------|
| W: 中心訊號線長度 | G: 空槽寬度 |
| L: 電路長度 | T: 金屬厚度 |
| H: 板材厚度 | ϵ_r : 板材介電係數 |

圖 1-3 共平面波導結構

1-2 文獻探討

共平面波導在濾波器方面的應用上，在 1976 年 M. Houdart[2]和 1978 年 P.Holder[3]的論文中，提出利用長度為四分之一波長的開路串聯截線(Open Series Stub)和短路串聯截線(Short Series Stub)，其等效電路分別為串聯電容和串聯電感；而並聯開路截線(Open Shunt Stub)和並聯短路截線(Short Shunt Stub)，其等效電路分別為並聯電容及電感，利用上述四種結構來設計與製作濾波器，不過這種設計方法只是一種傳輸線概念的簡略近似方法。

1983 年 D. F. Walliams 等人[4]，提出使用共平面波導間隙(gap)或交叉指型(interdigital)電容如圖 1-4，作為導納反轉器來設計濾波

器，並使用並聯共振器而設計出間隙電容耦合濾波器，由於缺乏間隙和交叉指間電容的電路模型，所以並沒有完整的設計公式，他們使用實驗測量的方法來得到電容的耦合量與空隙佈局的相互關係，從而設計濾波

器。而此種型式的濾波器有很大的輻射損耗，為避免電容耦合之輻射損耗，於是有電感耦合之架構發展。



圖 1-4 (a) 共平面波導間隙 (b) 共平面波導指叉電容

1993 年 J. K. A. Everard 和 K. K. M. Cheng[5] 提出利用共平面波導小段並聯截線當作並聯電感如圖 1-5，以此電感構成阻抗反轉器，並串接上並聯共振器而設計出電感耦合型濾波器，同樣地並沒有完整的設計公式。因為利用電感耦合，所以不會有像電容耦合所產生的輻射損耗，不過這種濾波器因使用並聯截線電路，向兩旁伸出，使得濾波器所佔的面積增大和較不具緊密度。這對電路小型化而言是一大缺點，對於不向兩側地面伸出截線以節省面積，亦有文獻提出只將電路

佈局著重於信號線部分。

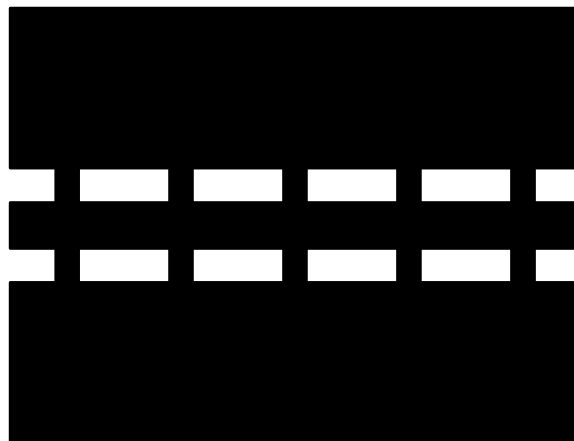


圖 1-5 共平面波導小段並聯截線

1995 年 F. L. Lin 和 R .B. WU[6]提出一帶狀磚壁型(ribbon brick wall)濾波器如圖 1-6，藉由串接多區段的四分之一波長串聯開路終端截線，使濾波器具有較高之耦合量及寬頻等特性，但為使電路之效能可以容易依需求作改變，仍然以善加運用對地之並聯截線為上策。

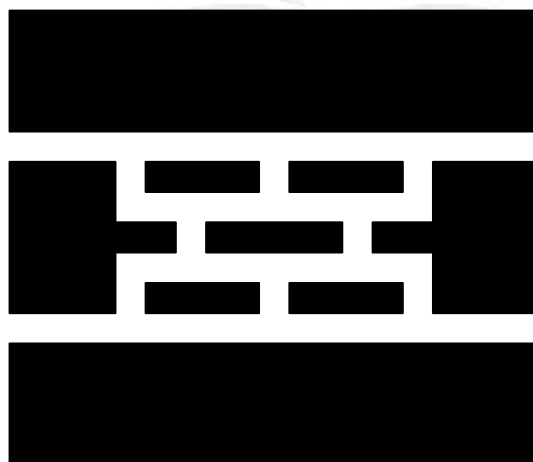


圖 1-6 帶狀磚壁型濾波器

1995 年 A. F. Sheta[7]等人提出了許多共平面波導四分之一波長串接共振腔如圖 1-7，結合串接和並接共振腔形成濾波器，但是在低頻或是低介質常數的基板上，此種濾波器仍佔了相當大之面積。

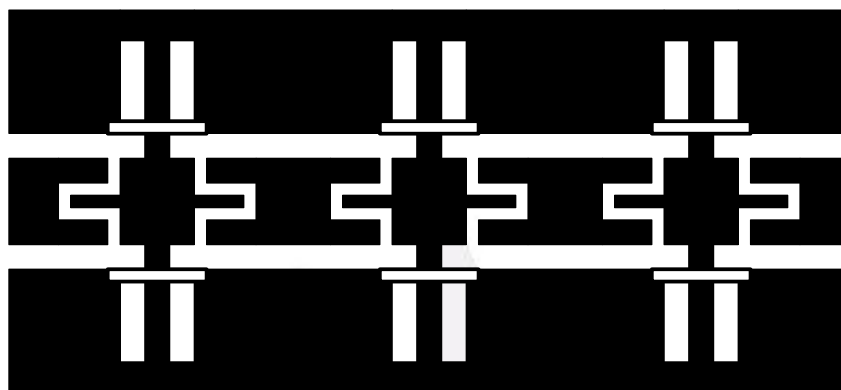


圖 1-7 共平面波導四分之一波長串接共振腔

以上所提出的濾波器均基於固定四分之一或二分之一波長來設計，而當設計需求要達到更好的頻率響應或截止區衰減時，必須藉由串接多級電路來完成，卻相對的會致使電路面積愈來愈大，所以針對不同需求來設計濾波器為設計電路之另一考量重點，以下是過去文獻中針對縮減電路尺寸所提出之一些架構。

1999 年 Fei-Ran Yang 和 Kuang-Ping Ma[8]提出利用 Photonic bandgap(PBG)週期性架構如圖 1-8，其週期變化可造成禁帶分布使電磁波不能傳遞，用以改善濾波器的截止區使產生大幅衰減量，此外隨其週期架構產生的慢波效應(Slow-wave)能使其電路面積縮減。

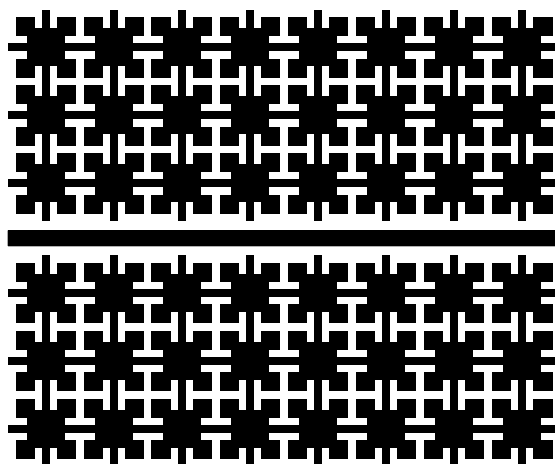


圖 1-8 Photonic bandgap(PBG)週期性架構

2001 年 H. Kanaya[9] 等人利用高溫超導技術 high-temperature superconductors，因為它其低損耗及縮小化之特性，所以提出高度緊密的 meanderline 二分之一波長諧振腔如圖 1-9，大幅地縮小電路面積。

2004 年 J. Zhou[10] 等人亦使用 HTS 的技術，提出了指叉電容 inter digital fingers 及四分之一波長的彎曲折線的諧振腔如圖 1-10 達到了高頻抑制以及窄頻、微型化的效果，但利用 HTS 之製作程序較為昂貴。

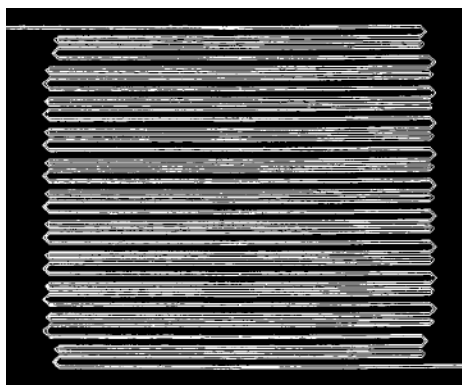


圖 1-9 高度緊密的 meanderline 二分之一波長諧振腔

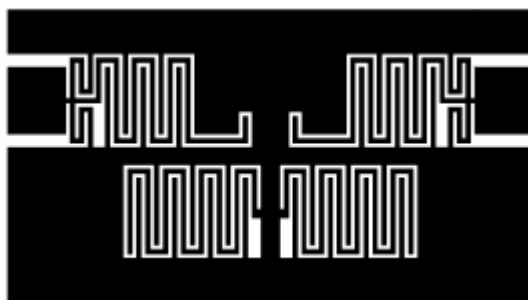


圖 1-10 指叉電容及四分之一波長的彎曲折線的諧振腔

由於在低頻或低介質常數時，四分之一波長或二分之一波長的濾波器仍佔據相當大的面積，本論文中將運用新型折疊式截線架構於濾波器中，討論在不影響其頻率響應的表現下加以改良縮小，以期能整合入微波積體電路(MIC)及單石微波積體電路(MMIC)。

1-3 內容概要

本論文共分為六個章節。第一章為簡介，主要說明研究動機和文獻的討論。第二章為傳輸線理論分析，第三章則說明濾波電路之理論，第四章將介紹傳統帶通濾波器，以及[11]及[12]所提出之共平面波導帶通濾波器架構，運用其高 Q 值的特性，然而在第五章我們今針對第四張當中所探討的架構去分析，並且做頻率合成的概念，將我們的 2.4GHz 新型微型化高頻抑制帶通濾波器設計流程到模擬實測作一個詳盡的說明。第六章為結論，說明本論文研究的心得和結果及未來方向。

第二章

傳輸線理論

2-1 傳輸線理論分析

分散式電路之理論發源於電磁波之馬克斯威爾方程式，然而當電路較複雜時，若仍以電磁學方式求解，則過於繁複困難，不利於工程運用時之計算。故在微波電路學中將微波電路等效為傳輸線，並運用傳輸線之等效電路求解，如此一來，本來是複雜的電磁波問題便可化簡成電路問題，使計算更容易，也更方便於使用計算機模擬設計電路。

2-1.1 傳輸線方程式

傳輸線內所傳導的電磁波，其沿著波導結構傳輸的動態特性，可由馬克斯威爾(Maxwell)方程式求得：一般而言，馬克斯威爾方程式的解可分成 TEM 模、TE 模、和 TM 模。TEM 模其特徵是(1)電場與磁場之極化方向相互垂直、而且與電磁波的行進方向垂直，(2)電場與磁場之相位相同。若是不考慮電場和磁場在波導結構橫截面的細部分佈，電場和磁場的大小與相位可由等效的電壓波和電流波來描述。

以下所推導出的方程式，稱之為傳輸線方程式，其可適用一般雙

導體式的均勻傳輸線。假設有一小段的傳輸線 Δz ，其以下列四項參數來描述之，單位長度的電阻 $R(\Omega/m)$ 、單位長度的電感 $L(H/m)$ 、單位長度的電導 $G(S/m)$ 及單位長度的電容 $C(F/m)$ 。必須注意的是， R 及 L 是屬於串聯元件， G 及 C 是屬於並聯元件。圖 2-1 所示即是這一小段傳輸線的等效電路。 $v(z,t)$ 及 $v(z+\Delta z,t)$ 式分別表示在 z 處及 $z+\Delta z$ 處的瞬間電壓。 $i(z,t)$ 及 $i(z+\Delta z,t)$ 式則分別表示在 z 處及 $z+\Delta z$ 處的瞬間電流。

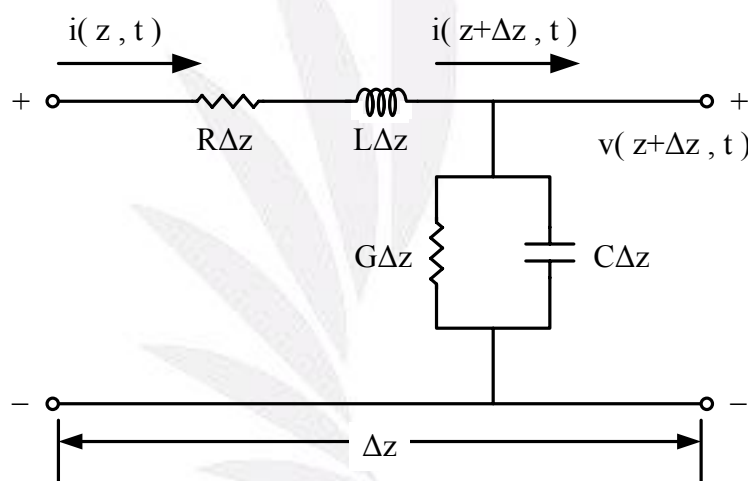


圖 2-1 傳輸線的等效電路圖

在電路迴路中，使用克希荷夫電壓定律，可得電壓方程式 $v(z,t) - R\Delta z i(z,t) - L\Delta z \frac{\partial i(z,t)}{\partial t} - v(z+\Delta z,t) = 0$ ，將式子除上 Δz ，當極限 $\Delta z \rightarrow 0$ 時，該式變成

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

同樣地，於圖 2-1 中的節點上，應用克希荷夫電流定律，可得電流方

程式 $i(z,t) - C\Delta z \frac{\partial v(z + \Delta z, t)}{\partial t} - G\Delta z v(z + \Delta z, t) - i(z + \Delta z, t) = 0$ ，將式子

除上 Δz ，並且令 $\Delta z \rightarrow 0$ ，該式變成

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

公式(2-1)和(2-2)即是一組 $v(z,t)$ 及 $i(z,t)$ 的一階偏微分方程式，稱之為

一般傳輸線方程式(general transmission-line equation)。

對於交流之穩態電壓、電流訊號，其對時間變化之函數均可表為

$e^{j\omega t}$ 之形式， $\omega = 2\pi f$ 為角頻率。於是可令 $v(z,t) = v(z)e^{j\omega t}$ ，而

$i(z,t) = i(z)e^{j\omega t}$ ，則式(2-1)、(2-2)則可表為

$$\frac{dv(z)}{dz} = -(R + j\omega L)i(z) \quad (2-3)$$

$$\frac{di(z)}{dz} = -(G + j\omega C)v(z) \quad (2-4)$$

即為時域諧波的傳輸線方程式(time-harmonic transmission-line

equation)，將式(2-3)兩邊對 z 微分可得

$$\frac{d^2v(z)}{dz^2} = +(R + j\omega L)(G + j\omega C)v(z) \quad (2-5)$$

在此定義 $\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$ 為複數傳播常數 (complex

propagation constant)。因此，式(2-5)可表為交流電壓之波方程式

$$\frac{d^2v(z)}{dz^2} - \gamma^2 v(z) = 0 \quad (2-6)$$

同理，將式(2-4)推導得交流電流之波方程式

$$\frac{d^2 i(z)}{dz^2} - \gamma^2 i(z) = 0 \quad (2-7)$$

由式(2-6)及(2-7)行進波方程式可求得交流電壓、電流之解如下：

$$v(z) = v_f e^{-\gamma z} + v_b e^{+\gamma z} \quad (2-8)$$

$$i(z) = i_f e^{-\gamma z} + i_b e^{+\gamma z} \quad (2-9)$$

上面兩式中，下標 f 是表示向 $+z$ 方向移動之電壓及電流，而 $e^{-\gamma z}$ 則是表示向 $+z$ 方向移動的波函數；反之，下標 b 式表示向 $-z$ 方向移動之電壓及電流，而 $e^{+\gamma z}$ 則式表示向 $-z$ 方向移動的波函數。

此時，將式(2-8)代入式(2-3)得 $i(z) = \frac{\gamma}{R + j\omega L} (v_f e^{-\gamma z} - v_b e^{+\gamma z})$ ，並與式

(2-9)比較可得 $i_f = \frac{\gamma}{R + j\omega L} v_f$ 及 $i_b = \frac{-\gamma}{R + j\omega L} v_b$ ，在此定義特徵阻抗

(characteristic impedance) 為

$$Z_0 = \frac{R + j\omega L}{\gamma} = \frac{\gamma}{G + j\omega C} = \sqrt{\frac{(R + j\omega L)}{(G + j\omega C)}} \quad (2-10)$$

則 $Z_0 = \frac{v_f}{i_f} = -\frac{v_b}{i_b}$ 。因此，對於向 $+z$ 方向移動的波而言， $Z_0 = \frac{v_f}{i_f}$ ，對

於向 $-z$ 方向移動的波而言， $Z_0 = -\frac{v_b}{i_b}$ 。再將波函數的時間部分考慮

進來，則交流電壓、電流之解可寫成下面形式：

$$v(z, t) = (v_f e^{-\gamma z} + v_b e^{+\gamma z}) e^{j\omega t} \quad (2-11)$$

$$i(z, t) = (i_f e^{-\gamma z} + i_b e^{+\gamma z}) e^{j\omega t} = \frac{1}{Z_0} (v_f e^{-\gamma z} - v_b e^{+\gamma z}) e^{j\omega t} \quad (2-12)$$

而 $\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$ 亦可寫作為另一形式 $\gamma = \alpha + j\beta$ 。其中 α 是衰減常數，由於電磁波在傳輸線中行進時，能量被吸收所造成，單位為奈/米(neper/m)或分貝/米(decibel/m)，其單位不同是就所採用的電壓或電功率比值之不同所致。另外 β 則是相位常數(phase coefficient)或傳播常數(propagation constant)，及無損失時傳輸線之傳播常數，其單位為弧度/米(rad/m)。波長 λ 與 β 之關係如下：

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (2-13)$$

電磁波傳播時之相位速度可表為

$$v_p \equiv \frac{\omega}{\beta} = \lambda f \quad (2-14)$$

至於特徵阻抗及複數傳播常數的表示式都相當複雜，但如果傳輸線是無損失或損失可忽略不計的情況下，則 $R = 0, G = 0$ 。因此傳播常數為 $r = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = j\omega\sqrt{LC}$ ，也就是 $\alpha = 0$ 且 $\beta = \omega\sqrt{LC}$ ；相位速度為 $u_p \equiv \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ ；特徵阻抗則為

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} = \sqrt{\frac{L}{C}}。$$

2-1.2 有負載之傳輸線

一般而言在應用傳輸線時，通常會連接一負載電阻，如圖 2-2 所示。如由式(2-11)及式(2-12)，在圖 2-2 的負載側($z=0$)處，可得到

$$v(z=0,t) = (v_f + v_b)e^{j\omega t}$$

$$i(z=0,t) = \frac{1}{Z_0}(v_f - v_b)e^{j\omega t}$$

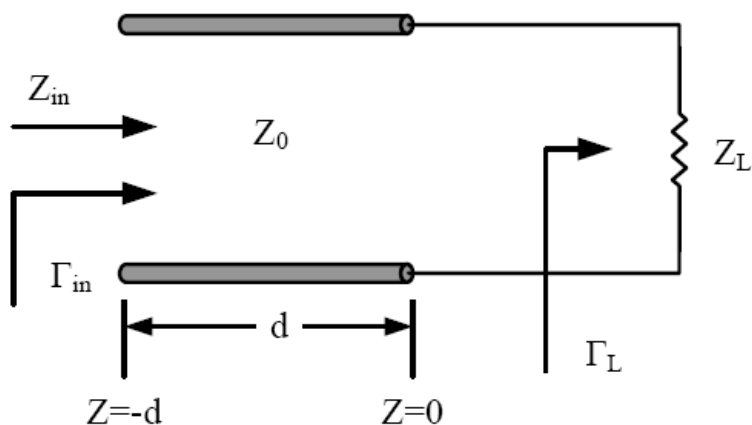


圖 2-2 有負載之傳輸線

因此由負載側看進的負載阻抗應為

$$Z_L = \frac{v(z=0,t)}{i(z=0,t)} = Z_0 \frac{v_f + v_b}{v_f - v_b}$$

再經簡化後，可得反射波電壓 \$v_b\$ 與入射波電壓 \$v_f\$ 的關係為

$$v_b = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} v_f$$

於是可定義一反射係數來表此項關係：

$$\Gamma_L = \frac{v_b}{v_f} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2-15)$$

若負載 \$Z_L\$ 所接上之傳輸線其長度為 \$d\$，假設由傳輸線輸入端看進去的反射係數為 \$\Gamma_{in}\$，也就是在圖 2-2 輸入端的位置 \$z = -d\$；因此，將 \$z = -d\$

代入式(2-11)、式(2-12)中可得

$$v(z = -d, t) = (v_f e^{+\gamma d} + v_b e^{-\gamma d}) e^{j\omega t}$$

$$i(z = -d, t) = 1/Z_0 (v_f e^{+\gamma d} - v_b e^{-\gamma d}) e^{j\omega t}$$

將上兩式相除，可得到輸入阻抗

$$Z_{in} = \frac{v(z = -d, t)}{i(z = -d, t)} = Z_0 \frac{v_f e^{+\gamma d} + v_b e^{-\gamma d}}{v_f e^{+\gamma d} - v_b e^{-\gamma d}} \quad (2-16)$$

在經簡化後，於是可知由傳輸線輸入端看進去的反射係數為

$$\Gamma_{in} = \frac{v_b e^{-\gamma d}}{v_f e^{+\gamma d}} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (2-17)$$

若改以 Γ_L 來表示，則

$$\Gamma_{in} = \frac{v_b}{v_f} e^{-2\gamma d} = \Gamma_L e^{-2\gamma d} \quad (2-18)$$

當傳輸線為無損耗線，因此 $\alpha = 0$ 且 $\gamma = j\beta$ ，則式(2-18)可化簡為

$\Gamma_{in} = \Gamma_L e^{-2j\beta d}$ ，正說明了任一負載 Z_L 經任一長度 d 的傳輸線，則反射

係數的絕對值相等，同理由式(2-11)可知其反射損耗(RL)亦相等；但

是相位卻不同，除非 d 等於 $\lambda/2$ 的倍數， $\Gamma_{in} = \Gamma_L$ 。至於對應到史密斯

圖上的軌跡，則在以 Z_L 到史密斯圖圖心 $(r, x) = (1, 0)$ 為半徑的同心圓

上，方向為順時針，弧長由傳輸線長度 d 決定， d 等於 $\lambda/8$ 時繞 90° ，

d 等於 $\lambda/4$ 時繞 180° ，以此類推，如 d 等於 $\lambda/2$ 時恰好繞一圈(360°)，

這就是為何史密斯圖外圍的波長尺規範圍為 $0 - 0.5\lambda$ 。

此外，由式(2-15)得知

$$Z_L = Z_0 \frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L} \quad (2-19)$$

另由式(2-16)與式(2-17)得知

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_{in}}{1 - \Gamma_{in}} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_L e^{-2\gamma d}}{1 - \Gamma_L e^{-2\gamma d}} \quad (2-20)$$

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \tanh \gamma d}{Z_L + Z_0 \tanh \gamma d} \quad (2-21)$$

通常將傳輸線段視為無損耗線，因此在 $\alpha = 0$ 時， $\gamma = j\beta$ ，式(2-21)

可改寫成

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta d}{Z_L + jZ_0 \tan \beta d} \quad (2-22)$$

因 $\beta = 2\pi/\lambda$ ，所以當 $d' = d + \lambda/2$ 時，則式(2-22)中的 $\tan \beta d' = \tan \beta d$ ；

其物理意義為任一負載 Z_L 經長度分別為 d 及 $d + \lambda/2$ 的傳輸線後，其

阻抗相同；或是任一負載 Z_L 經長度 $\lambda/2$ 的傳輸線，輸入阻抗 Z_{in} 仍為

Z_L ，也就是史密斯圖上的任一負載 Z_L ，經特性阻抗 Z_0 長度為 $\lambda/2$ 傳

輸線，仍回到史密斯圖上的 Z_L 點。

2-1.3 傳輸線之基本特性

微帶線是以一長條型導線，與一片接地面板組成，二者之間以介質材料為基材(substrate)區隔，如圖 2-3 所示。在微帶線中，電場與磁場的分佈，並未能完全限制在介電材料之內，因此在傳輸線上電磁波的傳播模式，不再為一單純的橫電磁模式 TEM，而是近似橫電磁模

式(quasi-TEM)。應用近似橫電磁模式，可求得在微條傳輸線中，電磁波傳播的相速 v_p 為

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2-23)$$

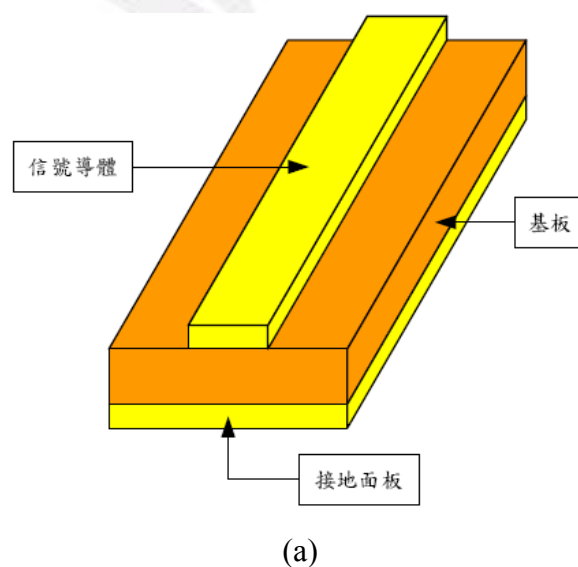
式中 $c = 3 \times 10^8$ m/sec，在自由空間的光速

ϵ_{eff} = 介電材料的有效相對介電常數。

有效相對介電常數 ϵ_{eff} ，與介電材料的相對介質常數有關，隨外在電磁場力線的分佈狀況而異。

在微條傳輸線中，波長 λ 的計算，與相速 v_p 有關，可得

$$\lambda = \frac{v_p}{f} \quad (2-24)$$



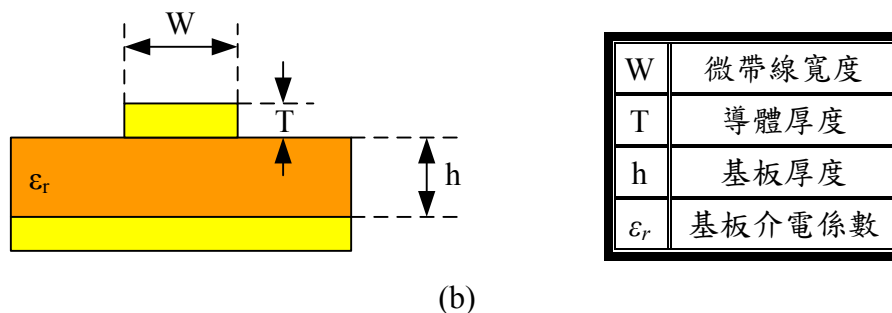


圖 2-3 (a)微帶線電路架構 (b)微帶線電路剖面圖

以式(2-23)代入式(2-24)，可得

$$\lambda = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_{eff}}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2-25)$$

式(2-25)中 f = 傳播信號的頻率

$$\lambda_0 = \frac{c}{f}, \text{ 信號波在真空中的波長}$$

微條傳輸線的特性阻抗 Z_0 ，若以最基本的型式表出，是為

$$Z_0 = \frac{1}{v_p C} \quad (2-26)$$

式(2-26)中， C 為在傳輸線上每單位長度所含的電容值。

2-2 分散式電路元件(傳輸線式的電路元件)

於低頻時，由於電磁波的波長遠大於電路元件，故可以集總元件設計濾波器。但於高頻時，由於電磁波的波長變短，導致集總元件將不適合被用來設計電路，進而需以分散式元件取代原先電路中的集總元件。

在高頻電路設計上，常應用傳輸線的電路特性，設計為電路的元

件，使之呈現電感或是電容的特性。本節將討論傳輸線在電路上的阻抗特性。

在傳輸線的線路上，任何一點所呈現的阻抗 Z ，是為該點的電壓 $V(Z)$ ，與電流 $I(Z)$ 的比值。亦即

$$Z \equiv \frac{V(Z)}{I(Z)} \quad (2-27)$$

如圖 2-4 所示，為一典型的傳輸線等效電路。參考圖 2-4 中參數的定義

$Z_L =$ 負載阻抗

$Z_S =$ 輸入阻抗

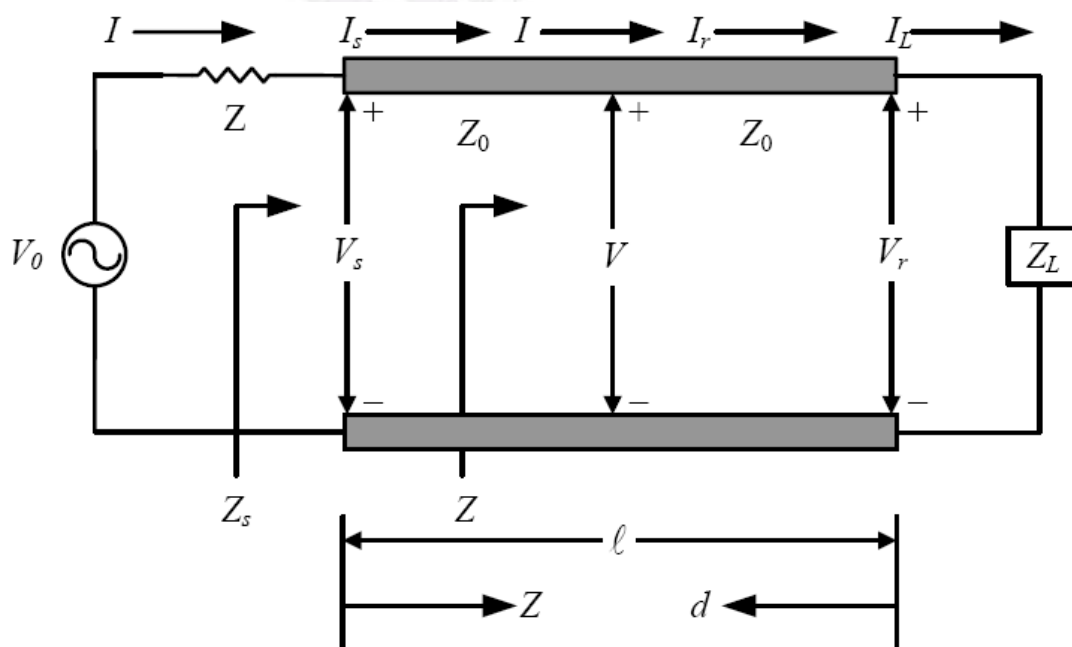


圖 2-4 接上負載 Z_L 的傳輸線

應用式(2-28)及式(2-29)，

$$V = V_+ e^{-rz} + V_- e^{rz} \quad (2-28)$$

$$I = Y_0 (V_+ e^{-rz} - V_- e^{rz}) \quad (2-29)$$

再設為信號源端的電壓及電流，以 $z=0$ 代入，並設

$$V = V_s = I_s Z_s$$

$$I = I_s$$

$$Z_0 = \frac{1}{Y_0}$$

可求得在傳輸線輸送端的關係式為

$$I_s Z_s = V_+ + V_- \quad (2-30)$$

$$I_s Z_0 = V_+ - V_- \quad (2-31)$$

由式(2-30)及式(2-31)，分別解得 V_+ 及 V_-

$$V_+ = \frac{I_s}{2} (Z_s + Z_0) \quad (2-32)$$

$$V_- = \frac{I_s}{2} (Z_s - Z_0) \quad (2-33)$$

再將式(2-32)及式(2-33)，代入式(2-28)及式(2-29)，得

$$V = \frac{I_s}{2} [(Z_s + Z_0)e^{-rz} + (Z_s - Z_0)e^{rz}] \quad (2-34)$$

$$I = \frac{I_s}{2Z_0} [(Z_s + Z_0)e^{-rz} - (Z_s - Z_0)e^{rz}] \quad (2-35)$$

由式(2-27)的定義，設在傳輸線上任意一點，與信號源相距為 Z 處，

以 Z_s 及 Z_0 表出的阻抗 Z 為

$$Z \equiv \frac{V}{I} = Z_0 \frac{(Z_s + Z_0)e^{-rz} + (Z_s - Z_0)e^{rz}}{(Z_s + Z_0)e^{-rz} - (Z_s - Z_0)e^{rz}} \quad (2-36)$$

若以 $z = \ell$ 代入式(2-36)，可得接收端的阻抗 Z_r 為

$$Z_r = Z_0 \frac{(Z_s + Z_0)e^{-r\ell} + (Z_s - Z_0)e^{r\ell}}{(Z_s + Z_0)e^{-r\ell} - (Z_s - Z_0)e^{r\ell}} \quad (2-37)$$

同理，可以將接收端視為參考點，距離該處 d 的任何一點上，以 Z_L 及 Z_0 表示出的阻抗 Z 為

$$Z = Z_0 \frac{(Z_L + Z_0)e^{rd} + (Z_L - Z_0)e^{-rd}}{(Z_L + Z_0)e^{rd} - (Z_L - Z_0)e^{-rd}} \quad (2-38)$$

在信號源的輸送端，以 $d = \ell$ 代入式(2-38)，可得輸送端阻抗 Z_s 為

$$Z_s = Z_0 \frac{(Z_L + Z_0)e^{r\ell} + (Z_L - Z_0)e^{-r\ell}}{(Z_L + Z_0)e^{r\ell} - (Z_L - Z_0)e^{-r\ell}} \quad (2-39)$$

為求電路設計應用上的方便，可將式(2-38)的阻抗 Z ，轉換為 Z_L 及 Γ_L 的函數。已知 $\Gamma_L = (Z_L - Z_0)/(Z_L + Z_0)$ ，式(2-38)可改寫為

$$Z = Z_0 \frac{1 + \Gamma_L e^{-2rd}}{1 - \Gamma_L e^{-2rd}} = Z_0 \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad (2-40)$$

設若傳輸線為無耗損，即 $\alpha = 0$ ，式(2-40)可再簡化為

$$Z = Z_0 \frac{1 + \Gamma_L e^{-j2\beta d}}{1 - \Gamma_L e^{-j2\beta d}} \quad (2-41)$$

應用式(2-41)，討論在電路設計上，甚為重要的三種狀況：

(a)、當負載端為短路時， $Z_L = 0$ 及 $\Gamma_L = -1$ ，則由式(2-41)可得

$$Z = Z_0 \frac{1 - e^{-j2\beta d}}{1 + e^{-j2\beta d}} = jZ_0 \tan \beta d \quad (2-42)$$

在式(2-42)中，設以 βd 為自變數，可以繪出線路阻抗 Z ，隨 βd 而

變的阻抗圖，如圖 2-5 所示。

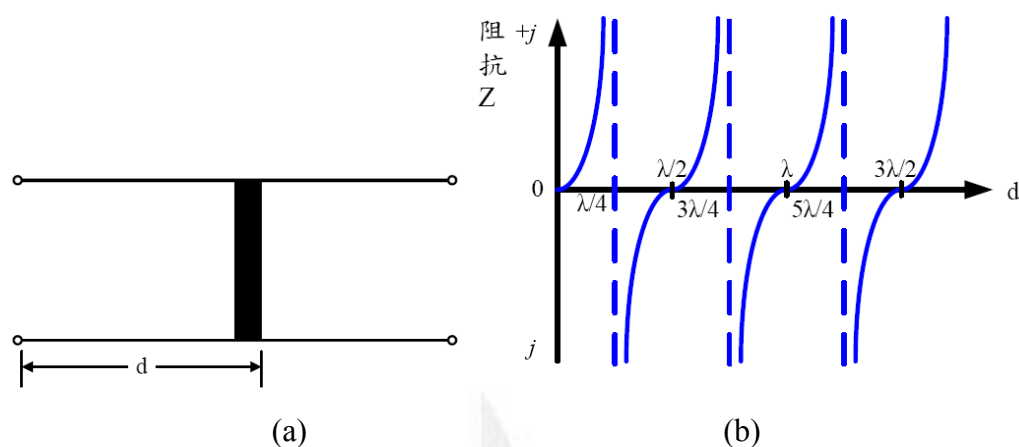


圖 2-5 (a 接收端為短路的傳輸線 (b)隨長度(βd)而變的 $Z = jZ_0 \tan \beta d$

由圖 2-5(b)所示，在 $0 < d < \frac{\lambda}{4}$ 或是 $\frac{\lambda}{2} < d < \frac{3\lambda}{4}$ 的長度範圍內，線路阻抗 Z 為電感性者(+j)。實際應用上，若以一組 $\lambda/4$ 的傳輸線，一端接以短路棒，在長度為 $0 \sim \lambda/4$ 的範圍內移動，可用以設計為一可變電感；其等效電感 L_{eq} 為

$$j\omega L_{eq} = jZ_0 \tan \beta d \quad \theta < d < \frac{\lambda}{4}$$

$$L_{eq} = \frac{Z_0}{\omega} \tan \beta d, \omega = 2\pi f \quad (2-43)$$

同理，在 $\lambda/4 < d < \lambda/2$ 或是 $3\lambda/4 < d < \lambda$ 等的長度範圍內，接收端為短路的傳輸線，將會呈現電容性的阻抗。其等效電容 C_{eq} 為

$$-j \frac{1}{\omega C_{eq}} = -jZ_0 \tan \beta d \quad \frac{\lambda}{4} < d < \frac{\lambda}{2}$$

$$C_{eq} = \frac{1}{\omega Z_0 \tan \beta d}, \omega = 2\pi f \quad (2-44)$$

(b)、當負載端為開路時， $Z_L = \infty$ 及 $\Gamma_L = +1$ ，則由式(2-41)可得

$$Z = Z_0 \frac{1 + e^{-j2\beta d}}{1 - e^{-j2\beta d}} = -jZ_0 \cot \beta d \quad (2-45)$$

圖 2-6 所示，為式(2-45)以 βd 為自變數，繪出阻抗 Z 的變化關係。

由圖 2-6(b)所示，在 $0 < d < \frac{\lambda}{4}$ 的長度範圍內，開路傳輸線呈現電容性的阻抗。而在 $\frac{\lambda}{4} < d < \frac{\lambda}{2}$ 的範圍內，則為一電感性阻抗。

不過，在實際應用上，用為電路元件時，開路的傳輸線不如短路者來的方便。通常在接收端的短路，可以用來調整電抗值，亦可以用來支撐線路。而開路型式者，多用以設計微條(microstrip)電路。

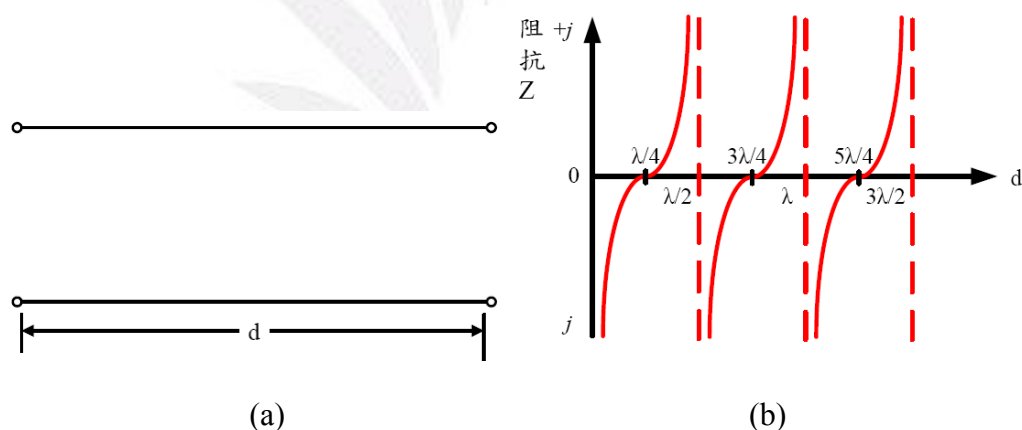


圖 2-6 (a)接收端開路的傳輸線 (b)隨長度而變的 $Z = -jZ_0 \cot \beta d$

(c)、當傳輸線的長度為 $d = \frac{\lambda}{4}$ ， $\beta d = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{\lambda}{4} = \frac{\pi}{2}$ 時，由式(2-41)可知

$$Z = Z_0 \frac{1 + \Gamma_L e^{-j\pi}}{1 - \Gamma_L e^{-j\pi}} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L}$$

$$= Z_0 \cdot \frac{Z_0}{Z_L} = \frac{Z_0^2}{Z_L} \quad (2-46)$$

式(2-46)說明，若取一長度為 $\lambda/4$ 的傳輸線，可用以設計為阻抗轉換網路，以使接收端的負載阻抗 Z_L ，轉換為 Z_0^2/Z_L 。 $\lambda/4$ 傳輸線又稱為 1/4 波長轉換電路(quarter-wave transformer)。

綜合上述，當傳輸線之負載端為短路或開路時，不同的長度會產生出不同的電路效應，其長度與電路的關係整理如表 2-1 所列。


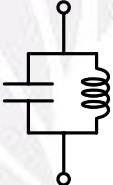
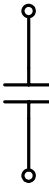

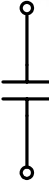


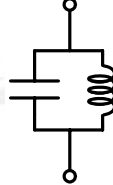
	$\frac{n\lambda}{2} < d < \frac{(2n+1)\lambda}{4}$	$d = \frac{(2n+1)\lambda}{4}$	$\frac{(2n+1)\lambda}{4} < d < \frac{(2n+1)\lambda}{2}$	$d = \frac{(2n+1)\lambda}{2}$
$Z_L = 0$ (short)				
$Z_L = \infty$ (open)				
$n=0, 1, 2, 3, \dots$				

表 2-1 傳輸線之等效電路模型

2-3 短傳輸線段的近似等效電路

找出一段短傳輸線的等效電路，該線的特性阻抗很高或很低。長度為 ℓ ，特性阻抗為 Z_0 的傳輸線，其 Z 參數如下(由其 ABCD 參數轉換為 Z 參數):

$$Z_{11} = Z_{22} = \frac{A}{C} = -jZ_0 \cot \beta\ell \quad (2-47a)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = \frac{1}{C} = -jZ_0 \csc \beta\ell \quad (2-47b)$$

在其 T-等效電路中，串聯元件為

$$Z_{11} - Z_{12} = -jZ_0 \left[\frac{\cos \beta\ell - 1}{\sin \beta\ell} \right] = jZ_0 \tan\left(\frac{\beta\ell}{2}\right) \quad (2-48)$$

其並聯元件為 Z_{12} 。如果 $\beta\ell < \frac{\pi}{2}$ ，串聯元件為正電抗(電感)，而並聯元件為負電抗(電容)，其等效電路如圖 2-7 所示，圖中

$$\frac{X}{2} = Z_0 \tan\left(\frac{\beta\ell}{2}\right) \quad (2-49a)$$

$$B = \frac{1}{Z_0} \sin \beta\ell \quad (2-49b)$$

若該傳輸線夠短(例如 $\beta\ell < \frac{\pi}{4}$)，且其特性阻抗很高，則式(2-49)可近似為

$$X \approx Z_0 \beta\ell \quad (2-50a)$$

$$B \approx 0 \quad (2-50b)$$

其等效電路如圖 2-8(a)(一個串聯的電感)所示。若該傳輸線還是夠短，其特性阻抗很低，則式(2-49)可近似為

$$X \approx 0 \quad (2-51a)$$

$$B \approx Y_0 \beta \ell \quad (2-51b)$$

其等效電路如圖 2-8(b)(一個並聯的電容)所示。所以，低通原型電路中的電感，可用一段高阻抗($Z_0=Z_h$)傳輸線，而電容可用一段低阻抗($Z_0=Z_l$)近似。 Z_h/Z_l 的比值應該是越高越好。所以 Z_h 與 Z_l 的實際大小，通常是取實際製作時，可以做得出來的上下限為準。

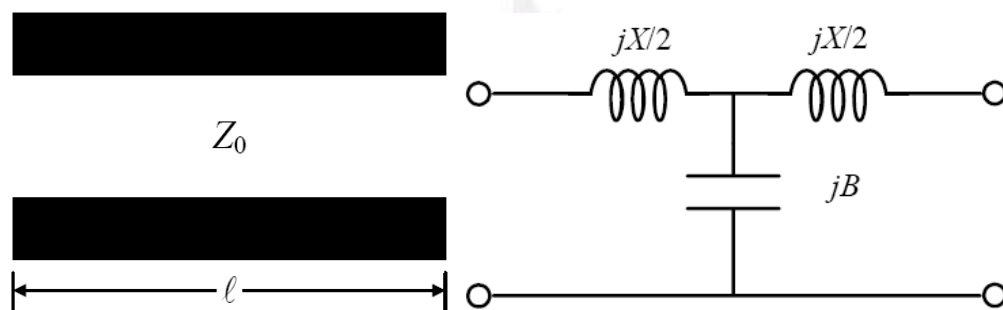


圖 2-7 短傳輸線與其等效電路

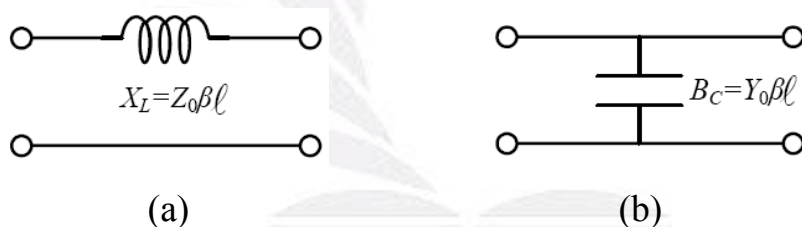


圖 2-8 (a)高阻抗短傳輸線之等效電路 (b)低阻抗短傳輸線之等效電路

2-4 傳輸線的不連續性

一條直且不中斷的微帶線，也就是擁有固定不變之橫截面的傳輸線，即可稱之為具連續性的傳輸線，而未包含任何不連續性截面，則電磁波在其內傳遞時所產生的電磁場也必為連續性場。但實際的電路

應用中很少僅單純地使用具完全連續性之直線型傳輸線，在所有實用的分佈電路中，不論是波導管、同軸線、或是任何傳輸結構中，都必然存有幾種具不連續性的接合面(junction)。此不連續的截面會導致電磁場的分佈改變，進而感應出其他寄生效應的阻抗於電路中。雖然這些不連續性的存在所感應的電容值大都低於 0.1pF，電感值則僅低於 0.1nH，但當頻率高達微波頻段時特別是毫米波段這些微小量的寄生電抗便變得特別明顯。下面將介紹在射頻及微波頻段內常見到的一些不連續截面對傳輸線電路的影響，及其對應的等效電路。

a)、開路微帶線(open-end microstrip)

如圖 2-9 所示，原為一均勻直線型傳輸線的終端突然結束形成一個開路狀態的電路(open circuit)，在金屬微帶線突然終結處，由於邊界效應的作用會導致一些散射場或邊緣電磁場延伸至線外，此效應可以以一個等效邊際電容 C 連接於微帶線的開路端表示此終端開路的存在。

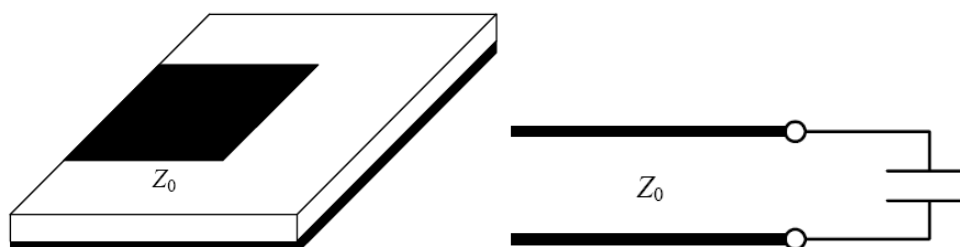


圖 2-9 開路微帶線

b)、微帶線間隙(microstrip gap)

如圖 2-10 所示兩微帶線未直接連接在一起，而以一小段的間隙互相隔開，此種幾何實體結構，亦會使得電磁波形成不連續的分佈，故稱為間隙不連續(gap discontinuity)。可以一等效電容 C_g 表示此間隙電容效應。另外以兩個接地電容 C_p 表示在間隙兩側之微帶開路終端對地所產生之邊緣電磁場的等效邊際電容效應。

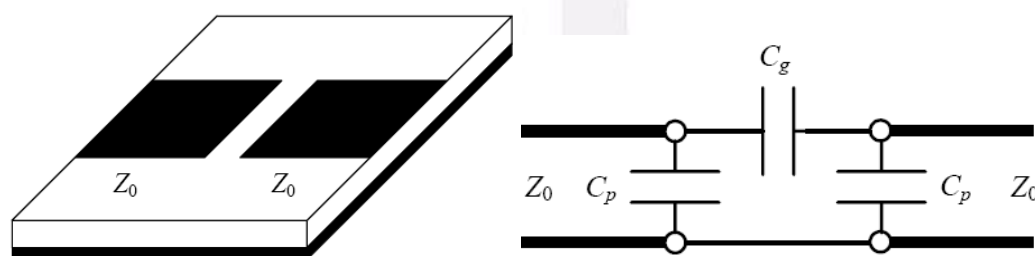


圖 2-10 微帶線間隙

c)、微帶線寬度改變

在許多電路中常會需要改變微帶線的寬度如圖 2-11 所示，線寬改變所造成的電磁場不連續性行為中，也會由於彎角的存在而衍生出並聯式電容效應，此電容值是其等效電路中非常主要的參數。此外，此電磁場的不連續性亦會造成邊界電流的擾動，而產生一等效電感性。

在一均勻直線型傳輸線中，藉由改變不同寬度而達到不同的特性阻抗，而產生增加其電感或電容性，呈現步階阻抗的特性。

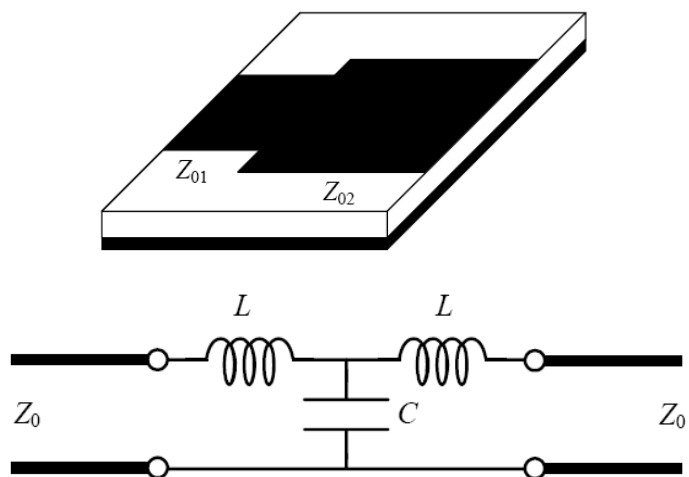


圖 2-11 微帶線寬度改變所形成的不連續性

第三章

濾波器電路理論

3-1 濾波器基本原理

濾波器的用途顧名思義就是用以過濾訊號，選擇部份訊號予以通過，而阻隔其他信號；至於訊號的通過與否決定於訊號的頻率，是故濾波器可依其對訊號篩選方式，分為低通濾波器(Low Pass Filter；LPF)、高通濾波器(High Pass Filter；HPF)、帶通濾波器(Band Pass Filter；BPF)、帶拒濾波器(Band Reject Filter；BRF)四種。

圖 3-1(a)為一典型低通濾波器的頻率響應(Frequency Response)，當頻率響應小於 f_p 的區域不對訊號做任何的衰減，故稱此頻帶為濾波器的 Pass Band；當頻率大於 f_p 後，濾波器的頻率響應會急速的衰減，並在頻率為 f_s 時，低通濾波器會對訊號衰減 A dB，且其 $f_s > f_p$ ；而 f_p 至 f_s 的區域稱為 Transition Band，頻率大於 f_s 的區域則稱為 Stop Band。

圖 3-1(b)則為高通濾波器的頻率響應，其 Pass Band 是指當頻率大於 f_p 的區域，在 Pass Band 內不會衰減信號； f_s 至 f_p 間為 Transition Band，且其 $f_p > f_s$ ；而當其頻率小於 f_s 的區域則稱為 Stop Band，在

Stop Band 內會對衰減訊號 A dB 以上。至於圖 3-1(c)為帶通濾波器的
 頻率響應， $f_{P,L} \sim f_{P,H}$ 區段為帶通濾波器的 Pass Band， $f_{S,L} \sim f_{P,L}$ 區段
 和 $f_{P,H} \sim f_{S,H}$ 區間皆為 Transition Band，頻率大於 $f_{S,H}$ 及頻率小於 $f_{S,L}$ 部
 分皆是其 Stop Band；圖 3-1(c)中所標示的各個頻率間的關係為
 $f_{S,L} < f_{P,L} < f_{P,H} < f_{S,H}$ 。同理，圖 3-1(d)為帶拒濾波器的頻率響應，
 $f_{P,L} \sim f_{S,L}$ 區段和 $f_{S,H} \sim f_{P,H}$ 區間皆為 Transition Band，而頻率大於 $f_{P,H}$
 及頻率小於 $f_{P,L}$ 部分皆是其 Pass Band；圖 3-1(d)中所標示的各個頻率
 響應間的關係為 $f_{P,L} < f_{S,L} < f_{S,H} < f_{P,H}$ 。

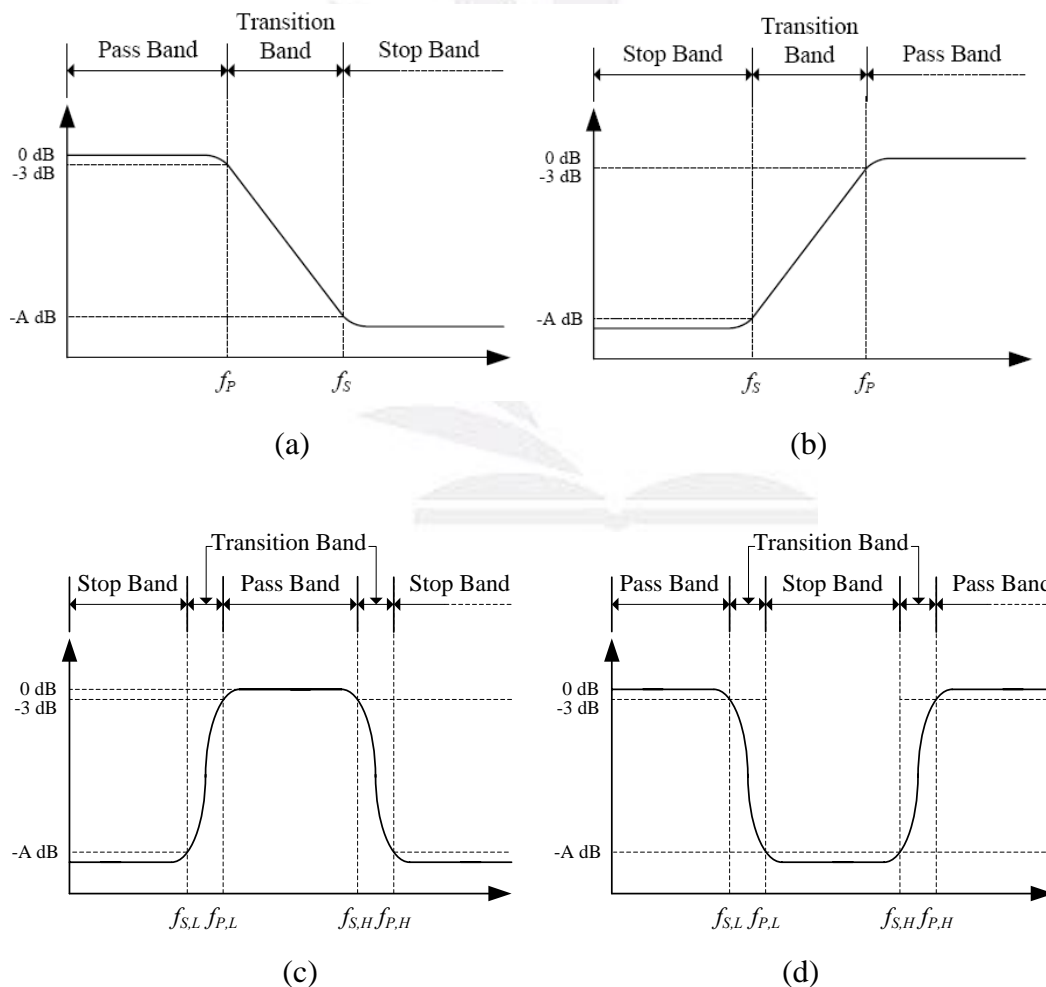


圖 3-1 (a)低通濾波器 (b)高通濾波器 (c)帶通濾波器 (d)帶拒濾波器

一般在實際運用上，圖 3-1 中的各個 f_p 皆是指 3dB 頻寬的頻率，也就是濾波器的衰減量為 3dB 時的頻率。而設計各式濾波器所面臨的共同困難是當要求 Stop Band 的衰減量很大且 Transition Band 頻帶很窄，也就是 Transition Band 須很陡峭。

而設計濾波器時可以設定 Transition Band 的寬窄以及 Stop Band 衰減量的大小，並且適用於訊號源阻抗與負載阻抗不相等的時機。除此之外，它亦適用於當訊號源阻抗與負載阻抗相等時，但只允許某頻段的訊號通過之要求；這是阻抗匹配技術所不能提供的功能。

3-2 低通濾波器

由公式(3-1)及(3-2)可以看出當頻率極低時，電感就像是零阻抗元件，而電容則像阻抗無限大的開路；相反地，當頻率極高時，電感就像是阻抗無限大的開路，電容則是零阻抗元件。所以最簡易的低通濾波器為圖 3-2(a)所示，高頻訊號 V_{HF} 因電感的高阻抗而被反射，即使有部分的訊號通過電感，也會被電容導到接地區(Ground)；同理可知，圖 3-2(b)亦是低通濾波器。圖 3-2 的低通濾波器皆是由二個被動元件所組成，故常稱之為二階濾波器，同理可知，濾波器亦可由多個電感電容元件所組成，以形成三階、四階...、甚至十階等濾波器。

$$Z_L = j\omega L \quad (3-1)$$

$$Z_c = -\frac{j}{\omega C} \quad (3-2)$$

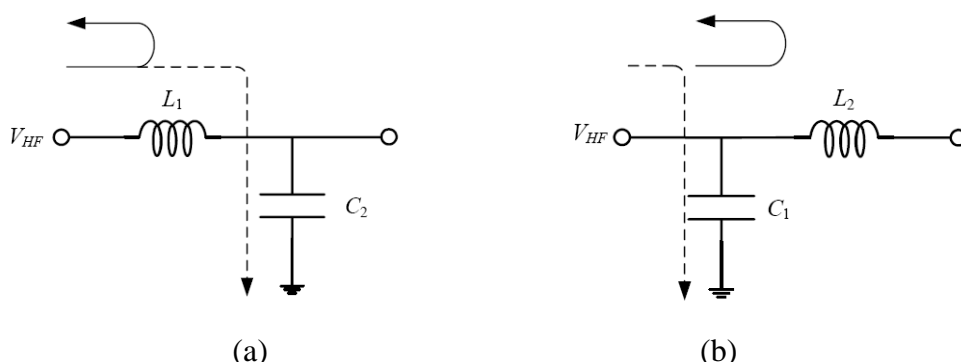


圖 3-2 (a) L - C 型低通濾波器 (b) C - L 型低通濾波器

3-2.1 巴特渥斯(Butterworth)低通濾波器

巴特渥斯濾波器的特性是在其 Pass Band 內有最佳的平坦度 (Flatness)，所以巴特渥斯濾波器亦稱為最佳平坦度濾波器；而在 Stop Band 內則會有漣波(Ripple)的現象，在 Transition Band 的衰減變化也並不夠陡峭，如圖 3-3 所示，其為一典型的巴特渥斯低通濾波器的頻率響應。

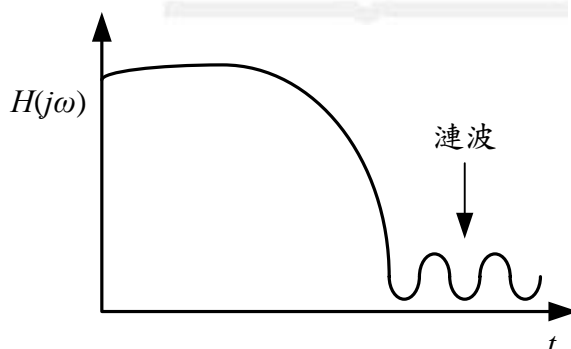


圖 3-3 巴特渥斯低通濾波器的頻率響應

描述巴特渥斯低通濾波器的數學式子為

$$A = 10 \log \left[1 + k^2 \left(\frac{f}{f_p} \right)^2 \right] \text{ dB} \quad (3-3)$$

其中 A 代表衰減量，因一般以 3dB 頻寬的頻率作為 f_p ；則當式子的 $f = f_p$ 時，一般要求 A 必須等於 3，則 $k=1$ 。

圖 3-2 低通濾波器的電感值及電容值取決於 f_p 、負載阻抗和訊號源阻抗。當 f_p 倍增時，則電感值與電容值皆須倍減；當負載阻抗和訊號源阻抗相等且倍增時，則電感值也同樣地倍增，而電容值卻是需要倍減。表 3-2 則列出各種階數低通巴特渥斯濾波器組成元件的電容值及電感值，其中各值皆經標準化(如同阻抗被特性阻抗所標準化)。

低通濾波器的電路組態可以是如圖 3-2(a)的 $L-C$ 型，亦可以是如圖 3-2(b)的 $C-L$ 型。 $C-L$ 型低通濾波器各元件的標準化值(Normalized Values)由表 3-1 的頂端依階數查得，而 $L-C$ 型各元件的標準化值則由表 3-1 的底部依階數查得。

n	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7	L_8
2	1.414	1.414						
3	1.000	2.000	1.000					
4	0.765	1.848	1.848	0.765				
5	0.618	1.618	2.000	1.618	0.618			
6	0.518	1.414	1.932	1.932	1.414	0.518		
7	0.445	1.247	1.802	2.000	1.802	1.247	0.445	
8	0.390	1.111	0.189	1.962	1.962	0.189	1.111	0.390
n	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7	C_8

表 3-1 低通巴特渥斯濾波器組成元件的標準化值(當 $R_S = R_L$)

無論是 $L-C$ 型或 $C-L$ 型低通濾波器，其組成元件的實際值為

$$C_k = \frac{g}{2\pi f_p R} \quad (3-4)$$

$$L_k = \frac{gR}{2\pi f_p} \quad (3-5)$$

其中 R 代表負載阻抗 (亦等於訊號源阻抗), $k=1 \dots n$, n 為濾波器的階數, 至於 g 則自表 3-1 中查得的值, 而式(3-4)及(3-5)的處理動作稱為比例伸縮(Scaling)。至於階數多寡的用意則是改善濾波器 Transition Band 的衰減變化, 階數愈多, 則其 Transition Band 衰減量的變化也愈陡峭; 至於 Pass Band 以外, 濾波器對訊號的衰減大小與階數的關係, 可由圖 3-4 查得。

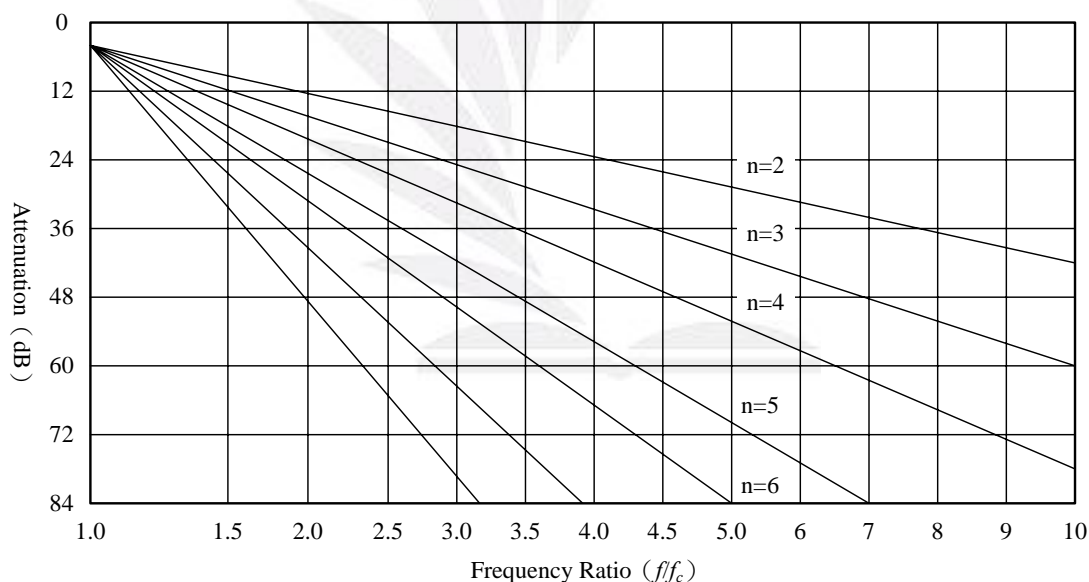


圖 3-4 濾波器對訊號衰減大小與階數關係

3-2.2 柴比雪夫(Chebyshev)低通濾波器

柴比雪夫濾波器的特性是在其 Pass Band 內有大小相同的漣波，

故柴比雪夫濾波器又稱為 Equal Ripple 濾波器；至於在 Stop Band 內則不會有任何漣波現象，而 Transition Band 的衰減變化卻比巴特渥斯濾波器來的陡峭多了；但在所有濾波器種類中，它的衰減量變化還不算是最陡峭，至於 Transition Band 內衰減變化最陡峭則屬 Elliptic 濾波器。圖 3-5 為一典型的柴比雪夫低通濾波器的頻率響應。

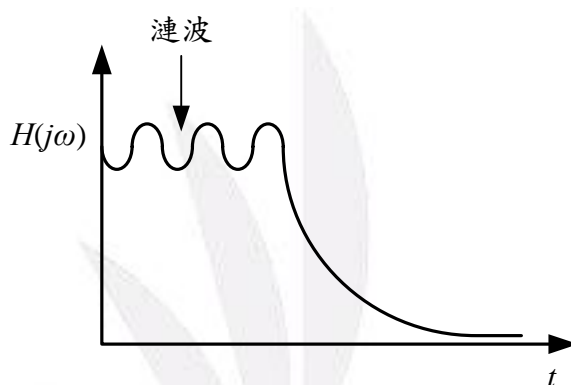


圖 3-5 柴比雪夫低通濾波器的頻率響應

描述柴比雪夫低通濾波器的數學式子為

$$A = 10 \log \left[1 + k^2 T_N^2 \left(\frac{f}{f_P} \right)^2 \right] \text{ dB} \quad (3-6)$$

其中 A 代表衰減量，而 $T_N^2(x)$ 為柴比雪夫多項式，它的大小在 ± 1 內變化，至於 k^2 則決定了漣波的大小。

階數的限制如同巴特渥斯濾波器，愈多的階數可改善濾波器 Transition Band 的衰減變化；至於 Pass Band 以外，濾波器對訊號的衰減大小與階數的關係，可由圖 3-6 及圖 3-7 查得，其中圖 3-6 適用於漣波 0.5dB，而圖 3-7 則是適用於漣波 1.0dB 的濾波器設計。

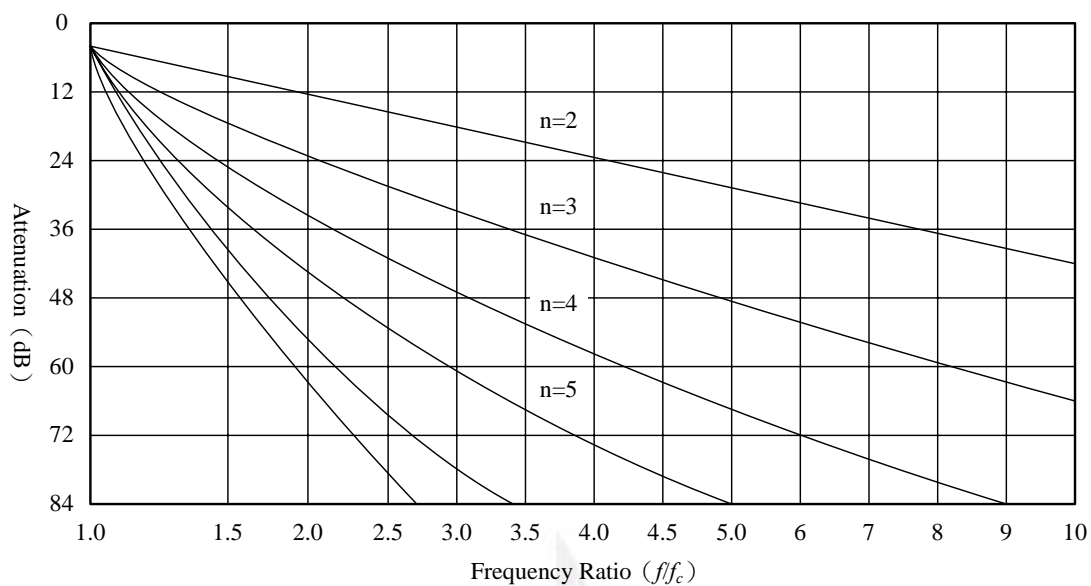


圖 3-6 濾波器對訊號衰減大小與階數關係

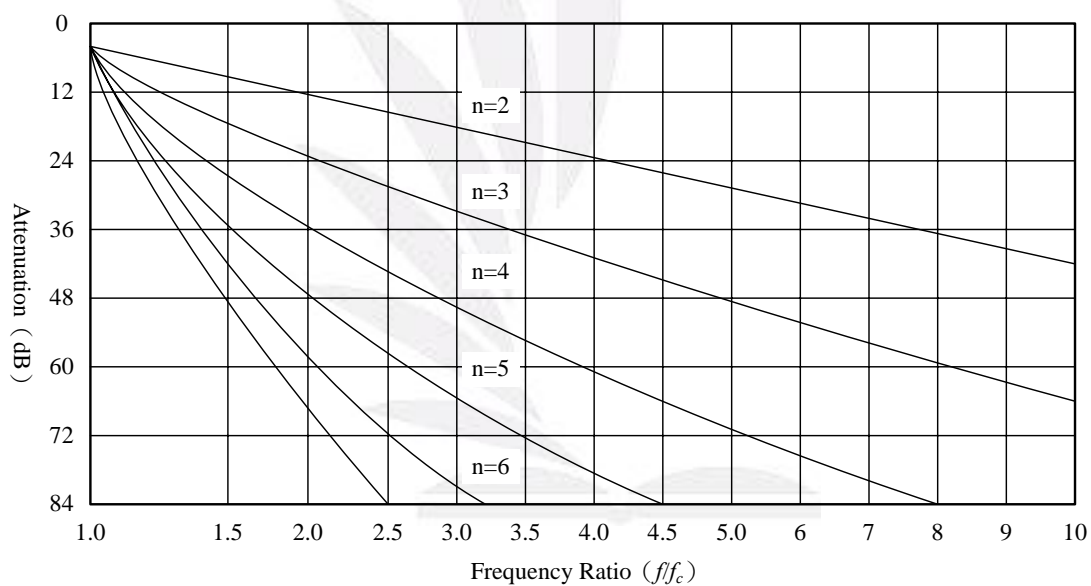


圖 3-7 濾波器對訊號衰減大小與階數關係

3-3 高通濾波器

如同低通濾波器的分析方式，也就是頻率很低時，電感可視為短路，而電容則視為開路；相反地，當頻率極高時，電感就像是開路，

電容則有短路的效果。故可知最簡易的高通濾波器為圖 3-8(a)所示，低頻訊號 V_{LF} 因電容的阻抗而被反射，即使有部分的訊號通過電容，也會被電感導到接地區；同理可知，圖 3-8(b)亦是高通濾波器。此外，高通濾波器亦可由多個電感電容元件所組成，以形成二階、三階、...、甚至十階等濾波器。除此之外，高通濾波器也有巴特渥斯及柴比雪夫等種類，其各個的特徵亦如其低通濾波器所擁有的特性。

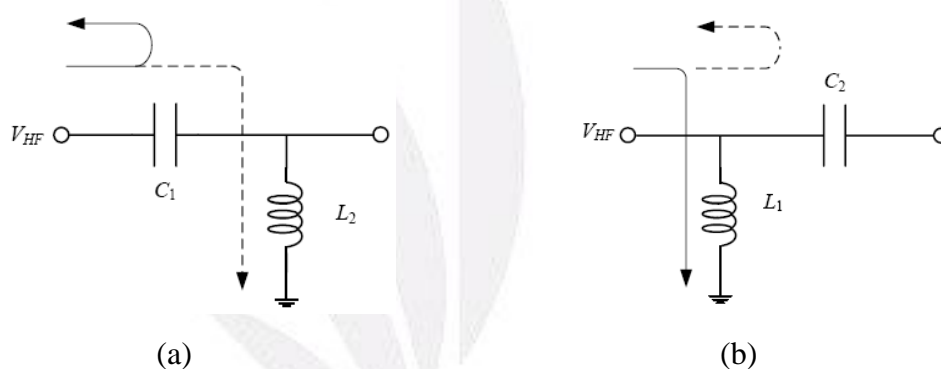


圖 3-8 (a) C-L 型高通濾波器 (b) L-C 型高通濾波器

把圖 3-8 的高通濾波器與圖 3-2 的低通濾波器相互比較後，會發現彼此間的差別只是電感電容的互換，所以設計高通濾波器時，是先著手設計出 f_p 相同的低通濾波器，再把由表中查得標準化值的倒數，作為高通濾波器組成元件的標準化值。實際設計步驟如下所示：

1. 先計算出 f/f_p ， f_p 的定義如圖 3-1(b)所示，而 f 則代表濾波器具特定衰減量時的頻率大小，且高頻濾波器的 f/f_p 定小於 1。
2. 把 f/f_p 的倒數值作為新的 f/f_p ，並結合特定衰減量的要求，求

出濾波器所需的階數。當欲設計巴特渥斯高通濾波器，則由圖 3-4

找出所需的階數 n ；如欲設計柴比雪夫高通濾波器，則依漣波的大小決定使用圖 3-6 或圖 3-7，以找出所需的階數 n 。

3. 由表中找出各個 $C_{N,odd}$ 、 $L_{N,even}$ (或是 $L_{N,odd}$ 及 $C_{N,even}$)。

4. 做倒數的處理

$$C_N = \frac{1}{L_N} \quad (3-7)$$

$$L_N = \frac{1}{C_N} \quad (3-8)$$

5. 再代入公式(3-4)及(3-5)求出各組成元件的實際值，也就是 Scaling 的處理。

3-4 帶通濾波器

運用諧振電路的觀念，可知當訊號頻率等於 $L-C$ 串聯諧振電路的共振頻率 f_r 時，其阻抗為零；又當當訊號頻率等於 $L-C$ 並聯諧振電路的共振頻率 f_r 時，其阻抗為無限大。所以依照之前低通濾波器及高通濾波器的分析方式，可知最簡易的帶通濾波器為圖 3-9(a)所示，其各諧振電路的共振頻率 f_r 皆位於帶通濾波器的 Pass Band 內，所以當訊號 V 的頻率介於帶通頻帶內，訊號會順利地通過，其餘的皆被吸收或反彈；另當訊號 V 的頻率小於帶通濾波器的 $f_{S,L}$ ，則圖 3-9(a)的等效電路可化簡成圖 3-10(a)，為一高通濾波器且允許頻率大於 $f_{P,L}$ 的訊

號通過；除此之外，當訊號 V 的頻率大於帶通濾波器的 $f_{S,H}$ ，則圖 3-9(a)的等效電路可化簡成圖 3-10(b)，為一低通濾波器且允許頻率小於 $f_{P,H}$ 的訊號通過。同理，圖 3-9(b)亦是一帶通濾波器。圖 3-9 的帶通濾波器皆是由二個諧振電路所組成，故常稱之為二階帶通濾波器；同理可知，濾波器亦可由多個諧振電路組成，以形成三階、四階、...、甚至十階等帶通濾波器。

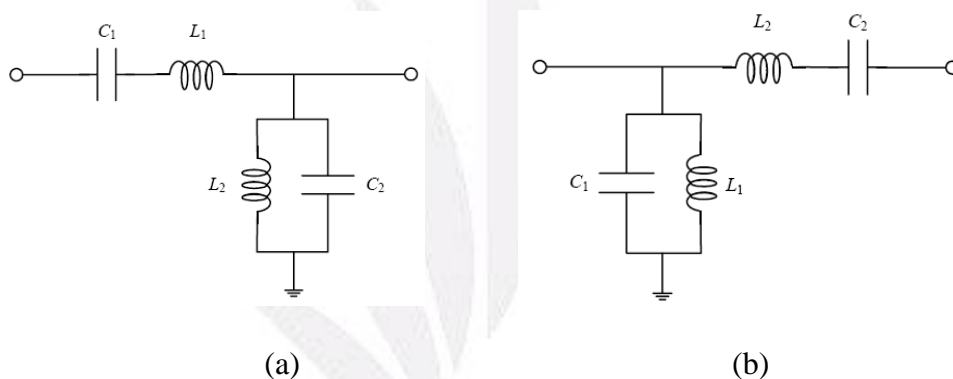


圖 3-9 帶通濾波器

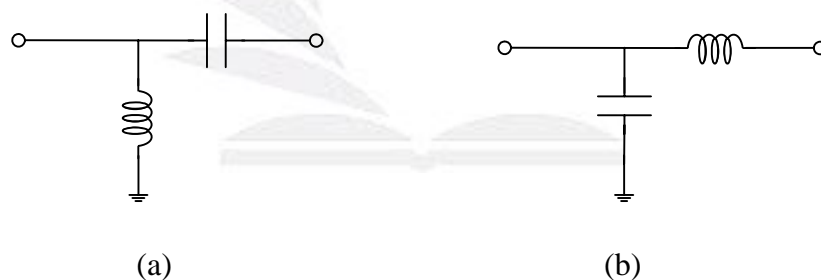


圖 3-10 (a)當 ν 的頻率 $< f_{S,L}$ (b)當 ν 的頻率 $> f_{S,H}$

把圖 3-9 的帶通濾波器與圖 3-2 的低通濾波器相互比較後，會發現彼此間的差別只是把低通濾波器的電感轉換為 $L-C$ 串聯諧振電

路，而電容則轉換為 $L-C$ 並聯諧振電路，便形成帶通濾波器了。所以設計帶通濾波器時，仍須先著手設計低通濾波器，再經一連串的轉換，變成帶通濾波器，而設計細節及步驟如下所示：

1. 先計算出 $\frac{f_{S,H} - f_{S,L}}{f_{P,H} - f_{P,L}}$ ，而 $f_{S,L}$ 、 $f_{P,L}$ 、 $f_{P,H}$ 及 $f_{S,H}$ 的定義如圖 3-1(c)

所示。

2. 把 $\frac{f_{S,H} - f_{S,L}}{f_{P,H} - f_{P,L}}$ 代替 f/f_p ，並結合特定衰減量的要求，求出帶通濾

波器所需的指數。當欲設計巴特渥斯帶通濾波器，則由圖 3-10 找

出所需的階數 n ；如欲設計柴比雪夫帶通濾波器，則依連波的大

小決定使用圖 3-6 或圖 3-7，以找出所需的階數 n 。

3. 配合 R_S/R_L 的比值，以便查表時決定出低通濾波器的是 $L-C$ 型或是 $C-L$ 型。

(1) 如初始設計的低通濾波器為 $L-C$ 型，則查表找出 $L_{N,odd}$ 及

$C_{N,even}$ ，並把電感 $L_{N,odd}$ 對應成 $L_{N,odd} - C_{N,odd}$ 串聯諧振電路，而把

電容 $C_{N,even}$ 對應成 $L_{N,even} - C_{N,even}$ 並聯諧振電路。因 $L_{N,odd}$ 及 $C_{N,even}$ 皆

是查表所得，故 L_{odd} 和 C_{even} 值的求法，須把公式(3-4)及(3-5)稍加

修改為

$$L_{odd} = \frac{L_{N,odd} \cdot R}{2\pi B} \quad (3-9)$$

$$C_{even} = \frac{C_{N,even}}{2\pi B \cdot R} \quad (3-10)$$

再而由 $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ 可推導出

$$C_{odd} = \frac{B}{2\pi f_o^2 \cdot C_{N,odd} \cdot R} \quad (3-11)$$

$$L_{evn} = \frac{B \cdot R}{2\pi f_o^2 \cdot L_{N,evn}} \quad (3-12)$$

其中 $C_{N,odd} = L_{N,odd}$ 及 $L_{N,evn} = C_{N,evn}$ ；至於公式 (3-9)~(3-10) 中

$B = f_{P,H} - f_{P,L}$ 且帶通頻帶的中心頻率為 $f_o = \sqrt{f_{P,L} \cdot f_{P,H}}$ 。

(2) 但如初始設計的低通濾波器為 $C-L$ 型，則查表所找出 $C_{N,odd}$ 及

$L_{N,evn}$ ，可把其電容 $C_{N,odd}$ 對應成 $L_{N,odd} - C_{N,odd}$ 並聯諧振電路，而

把電感 $L_{N,evn}$ 對應成 $L_{N,evn} - C_{N,evn}$ 串聯諧振電路。同理可推的

$$L_{odd} = \frac{B \cdot R}{2\pi f_o^2 \cdot L_{N,odd}} \quad (3-13)$$

$$C_{odd} = \frac{C_{N,odd}}{2\pi B \cdot R} \quad (3-14)$$

$$L_{evn} = \frac{L_{N,evn} \cdot R}{2\pi B} \quad (3-15)$$

$$C_{evn} = \frac{B}{2\pi f_o^2 \cdot C_{N,evn} \cdot R} \quad (3-16)$$

同理 $L_{N,odd} = C_{N,odd}$ 及 $C_{N,evn} = L_{N,evn}$ ，而 $L_{N,evn}$ 及 $C_{N,odd}$ 皆是查表所

得。

3-5 帶拒濾波器

由帶拒濾波器的電路觀念，可知圖 3-11 為最簡易的帶拒濾波器，

且其中各諧振電路的共振頻率 f_r 皆位於帶通濾波器的 Stop Band 內，

所以當訊號 V 的頻率小於帶拒濾波器的 $f_{P,L}$ ，則圖 3-11(a) 的等效電路可化簡成圖 3-12(a)，為一低通濾波器且允許頻率小於 $f_{P,L}$ 的訊號通過；除此之外，當訊號 V 的頻率大於帶拒濾波器的 $f_{P,H}$ ，則圖 3-11(a) 的等效電路可化簡成圖 3-12(b)，為一高通濾波器且允許頻率大於 $f_{P,H}$ 的訊號通過；但當訊號 V 的頻率位於 $f_{S,L}$ 至 $f_{S,H}$ 的頻段內，其等效電路可視為如圖 3-12(c) 的短路效應。所以當訊號 V 的頻率介於帶拒頻帶內，訊號會被吸收或反彈，其餘皆順利地通過，如此便達成帶拒的功效；同理，圖 3-11(b) 亦是一帶通濾波器。而圖 3-11 的帶拒濾波器皆是由二個諧振電路所組成，故常稱之為二階帶拒濾波器；除此之外，還有三階、四階、... 等帶拒濾波器的存在。

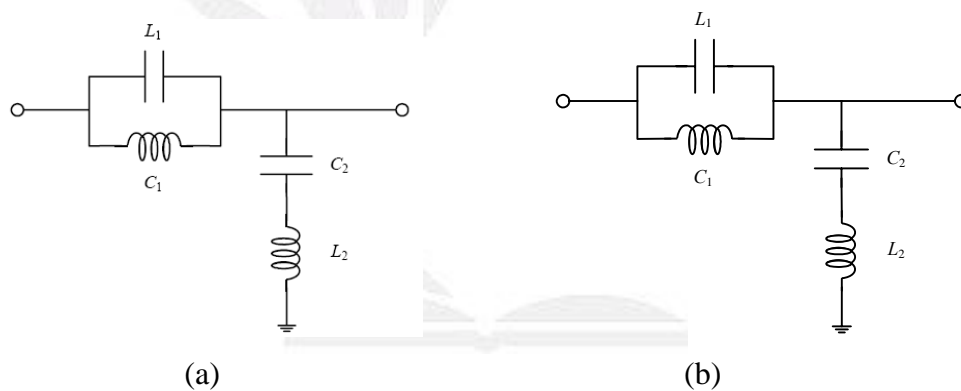
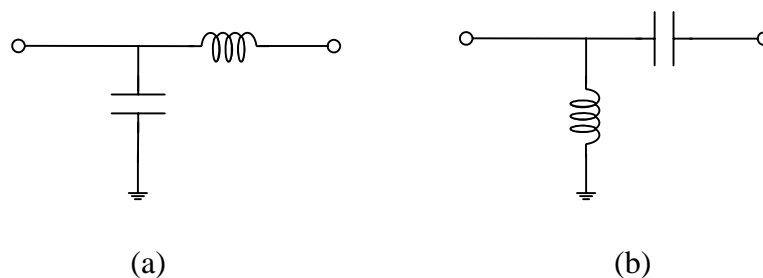
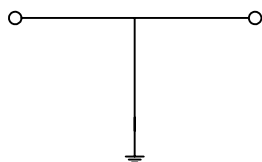


圖 3-11 帶拒濾波器





(c)

圖 3-12 (a)當 ν 的頻率 $< f_{P,L}$ (b)當 ν 的頻率 $> f_{P,H}$ (c)當 $f_{S,L} < \nu$ 的頻率 $< f_{S,H}$

把圖 3-11 的帶拒濾波器與圖 3-2 的低通濾波器相互比較後，會發現彼此間電路組態的差別，只須把低通濾波器的電感轉換為 $L-C$ 並聯諧振電路，而電容則轉換為 $L-C$ 串聯諧振電路，如此便形成帶拒濾波器。所以設計帶拒濾波器時，仍須先著手設計低通濾波器，再經一連串的轉換，變成帶拒濾波器，而設計細節及步驟列於以下所示：

1. 先計算出 $\frac{f_{P,H} - f_{P,L}}{f_{S,H} - f_{S,L}}$ ，而 $f_{S,L}$ 、 $f_{P,L}$ 、 $f_{P,H}$ 及 $f_{S,H}$ 的定義如圖 3-1(d)所示。

示。

2. 把 $\frac{f_{P,H} - f_{P,L}}{f_{S,H} - f_{S,L}}$ 代替 f/f_p ，並結合特定衰減量的要求，求出帶拒濾波

器所需的指數。當欲設計巴特渥斯帶拒濾波器，則由圖 3-11 找出

所需的階數 n ；如欲設計柴比雪夫帶拒濾波器，則依漣波的大小決

定使用圖 3-6 或圖 3-7，以找出所需的階數 n 。

3. 配合 R_s/R_L 的比值，以便查表時決定出低通濾波器的是 $L-C$ 型或是 $C-L$ 型。

(1) 如初始設計的低通濾波器為 $L-C$ 型，則查表找出 $L_{N,odd}$ 及 $C_{N,even}$ ，

並把電感 $L_{N,odd}$ 對應成 $L_{N,odd} - C_{N,odd}$ 並聯諧振電路，而把電容 $C_{N,even}$ 對應成 $L_{N,even} - C_{N,even}$ 串聯諧振電路。因 $L_{N,odd}$ 及 $C_{N,even}$ 皆是查表所得，故 L_{odd} 和 C_{even} 值的求法，須把公式(3-4)及(3-5)稍加修改為

$$L_{odd} = \frac{L_{N,odd} \cdot B \cdot R}{2\pi f_o^2} \quad (3-17)$$

$$C_{even} = \frac{C_{N,even} \cdot B}{2\pi f_o^2 \cdot R} \quad (3-18)$$

再代入公式 $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ 可得

$$C_{odd} = \frac{1}{2\pi B \cdot C_{N,odd} \cdot R} \quad (3-19)$$

$$L_{even} = \frac{R}{2\pi B \cdot L_{N,even}} \quad (3-20)$$

其中 $C_{N,odd} = L_{N,odd}$ 及 $L_{N,even} = C_{N,even}$ ；至於公式(3-17)~(3-20)中

$B = f_{P,H} - f_{P,L}$ 且帶拒頻帶的中心頻率為 $f_o = \sqrt{f_{S,L} \cdot f_{S,H}}$ 。

(2) 但如初始設計的低通濾波器為 $C-L$ 型，則查表所找出 $C_{N,odd}$ 及 $L_{N,even}$ ，可把其電容 $C_{N,odd}$ 對應成 $L_{N,odd} - C_{N,odd}$ 串聯諧振電路，而把電感 $L_{N,even}$ 對應成 $L_{N,even} - C_{N,even}$ 並聯諧振電路。同理可推得

$$L_{odd} = \frac{R}{2\pi B \cdot L_{N,odd}} \quad (3-21)$$

$$C_{odd} = \frac{C_{N,odd} \cdot B}{2\pi f_o^2 \cdot R} \quad (3-22)$$

$$L_{even} = \frac{L_{N,even} \cdot B \cdot R}{2\pi f_o^2} \quad (3-23)$$

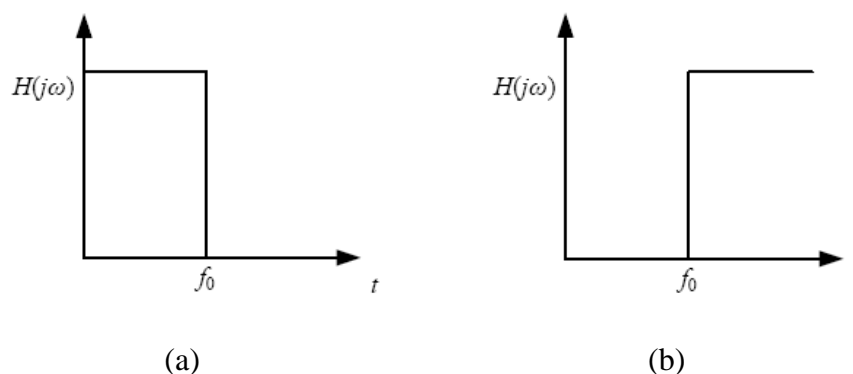
$$C_{evn} = \frac{1}{2\pi B \cdot C_{N,evn} \cdot R} \quad (3-24)$$

同理 $L_{N,odd} = C_{N,odd}$ 及 $C_{N,evn} = L_{N,evn}$ ，而 $L_{N,evn}$ 及 $C_{N,odd}$ 皆是查表所得。

3-6 濾波電路的結構與特性參數

高頻濾波電路都以電抗性元件，如電感或電容等組合而成。一個基本的濾波電路，其中所包含的元件數目，可自一個，兩個以至為 n 個。濾波電路的選擇性，雖然可隨元件數目 n 值的增加而提升，但是以成本效益而言，有效的 n 值，一般都在 $n \leq 10$ 。

應用現代網路理論所設計的巴特沃斯，或是柴比雪夫濾波電路，基本上都是以低通濾波為其設計原型，可直接以巴特沃斯函數，或是柴比雪夫函數所導出的圖表或數據，加以計算設計。其餘的三種電路的設計，則應用低通原型(low-pass prototype)的數據，經過適當的轉換程序，可分別轉換為高通(high-pass)以及帶拒(band-reject)。濾波電路的理想振幅頻率響應如圖 3-13 所示。



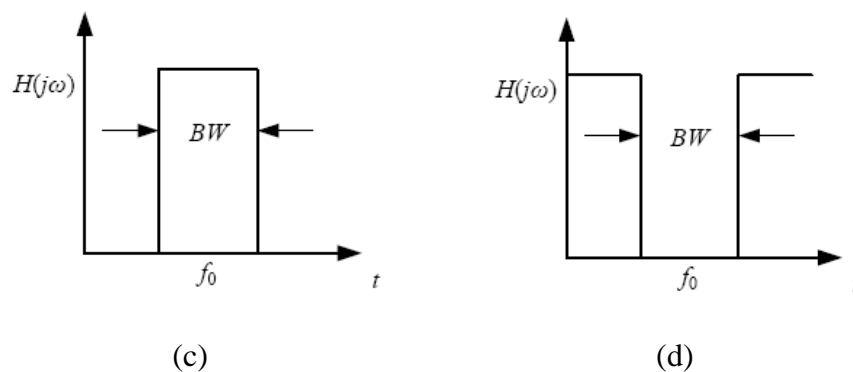


圖 3-13 理想濾波電路的振幅頻率響應 (a)低通 (b)高通 (c)帶通 (d)帶拒

巴特沃斯濾波的特性，其振幅頻率響應在通帶區內甚為平坦進入截止區時的振幅衰減較為緩慢。所用元件的數值，較為切合實際，為 Q 值較低的濾波電路。柴比雪夫濾波的特性，與巴特沃斯完全不同，在通帶區內的頻率響應，有漣波起伏，且可就設計要求，設定漣波峰值大小。而在進入截止區時，振隔會有急劇的衰減，漣波值愈大者，衰減變率愈大，是為一高 Q 值較低的濾波電路。貝索濾波電路為 Q 值最低者，進入截止區時的衰減最為緩慢。圖 3-14 所示，為三者表幅頻率響應的比較。

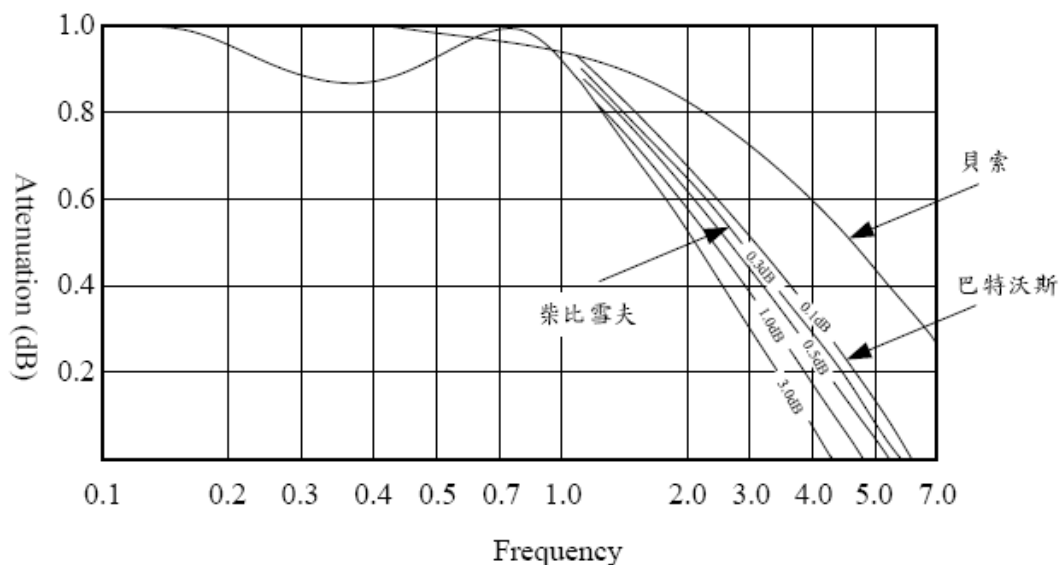


圖 3-14 柴比雪夫、巴特沃斯及貝索濾波器振幅頻率響應的比較

再者，巴特沃斯濾波電路具有良好的振幅頻率響應，以及非正弦波的暫態響應。柴比雪夫濾波電路，雖然能提供更佳的選擇性，而暫態響應甚差。二者在通帶區內的信號延時，對信號頻率而言，都不能保持恆定。貝索濾波電路為一低 Q 值電路，進入截止區時的振幅衰減，為三種濾波特性的最緩慢者，但是具有恆定的延時特性，是為一具有線性相位頻率響應者。

前如圖 3-13 所顯示者，是為低通、高通、帶通以及帶阻等四種濾波電路所呈現的，理想振幅頻率響應曲線，事實上，由於所用元件的不盡理想，設計所得的實際濾波電路的特性，與理想者會有相當大的差距，而二者的差異必須要有適當的特性參數用以規範，同時用為濾波電路設計的依據。圖 3-15 所示，為一帶通濾波電路的實際振幅

頻率響應，用以說明相關的特性參數。

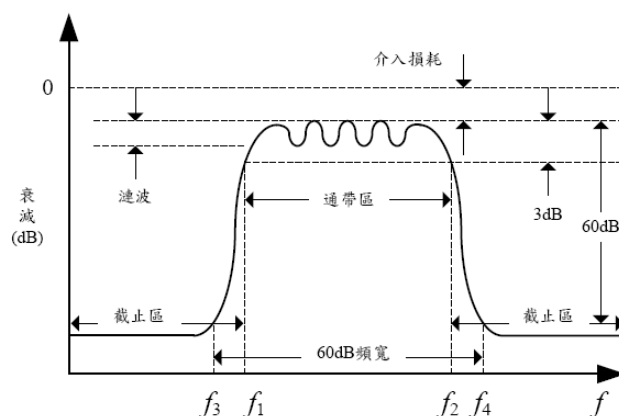


圖 3-15 帶通濾波器振幅頻率響應

1. 介入耗損(Insertion loss)：

設若在信號源與負載之間不加濾波電路，當可在負載端取得一定值輸出。但是將濾波電路加入後，在負載端的輸出信號值，即使是在通帶區內，亦必定會比原來的輸出為低，二者的差異即為介入耗損。電抗性元件中所的電阻，是為產生介入耗損的主要來源。

2. 通帶漣波(Passband ripple)：

用以量測通帶區內的平坦度者，是為在通帶區內最大衰減值與最小衰減值之差。不同的電路結構，會有不同的漣波值。

3. 通帶頻寬(Passband width)：

簡稱為頻寬(bandwidth)，一般都以 3dB 點的截止頻率來定，

如圖 3-14 所示，是為兩端 3dB 點之間的頻率範圍($f_2 - f_1$)。

4. 品質因素(Quality Factor, Q)：

品質因素是描述濾波器選擇度(Selectivity)的一項參數。一般而言，其定義為元件中的平均最大儲能比上每一個週期損耗的能量；或是可以用簡單的中心頻率(Center Frequency)比上 3dB 頻寬(3 dB bandwidth)之比值作為品質因素之定義。

$$BW_{3dB} = (\omega_2 - \omega_1) \quad (3-25)$$

$$Q = \frac{\omega_0}{BW_{3dB}} = \frac{f_0}{f_2 - f_1} = \frac{f_0}{\Delta f} \quad (3-26)$$

Where

$$BW_{3dB} = (\omega_2 - \omega_1) = 2\pi\Delta f \quad (3-27)$$

5. 型態因數 (Shape factor) :

用以量測在通帶區以外，與截止區相交接處的衰減程度者，以表示濾波電路通帶區兩側的陡峭度。定義為衰減 60dB 處的頻寬 ($f_4 - f_3$)，與 3dB 衰減處的頻寬 ($f_2 - f_1$) 的比值。型態因數 SF 為

$$SF = \frac{f_4 - f_3}{f_2 - f_1} \quad (3-28)$$

SF 值愈小，濾波電路的選擇性愈佳。

6. 最終衰減 (Ultimate attenuation) :

是為濾波電路在截止區內的最大衰減。由抗電子元件的不盡理想，實際的濾波電路，都不能提供最大的截止區衰減 (>100dB)，通常都在 50~70dB。

第四章

共平面波導帶通濾波器

架構之探討

在前面章節裡，我們已針對傳輸線以及濾波器之理論進行介紹，而傳輸線中微帶線是最常被使用在微波積體電路中，然而當頻率到達毫米波範圍時，共平面波導更適用於微波積體電路中的傳輸線。在本研究中所使用之基板均為 FR4，其介電常數為 4.7，基板厚度為 0.8 mm，金屬厚度為 0.02 mm，正切損耗為 0.02，然後利用全波 SONNET9.52 模擬軟體進行分析。

4-1 共平面波導帶之等效諧振器帶通濾波器

4-1.1 設計理論

通訊系統中帶通濾波器常常被要求具備體積小、質量輕。集總元件濾波器不適用於微波頻段，因為在微波頻帶所需要的電容、電感值難以實現，另外濾波器中元件和元件之間的距離不能被忽略，所以在微波頻帶濾波器採用傳輸線實現。帶通濾波器由串聯諧振器及並聯諧振器所組成，如果利用微帶線設計帶通濾波器，同時使用兩種不同型

態的 LC 諧振電路，並不太方便，需加入四分之一波長或等效的反轉器，這樣會造成元件數目的增加及增加植入損失。Williams 等人[4]提出的間隙電容耦合共平面波導，如圖 4-1 所示，這種濾波器是由間隙分隔數個二分之一波長諧振器，間隙可以提供導納轉換器所須之耦合電容，不同空隙寬度提供適當的電容耦合值。以開路空隙等效為導納反轉器中之耦合電容，並與長度為二分之一波長傳輸線交互連接即構成電容耦合帶通濾波器，但為改善電路 Q 值需串接多級電路，致使面積變大，進而不利於使用。

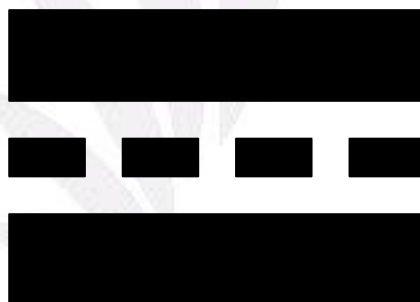


圖 4-1 間隙電容耦合濾波器

而 A. F. Sheta 和 K. Hettak 等人[7]提出四分之一波長共平面波導帶通濾波器，如圖 4-2，利用共平面波導容易串接和並接的特性，達成串聯諧振器和並聯諧振器。

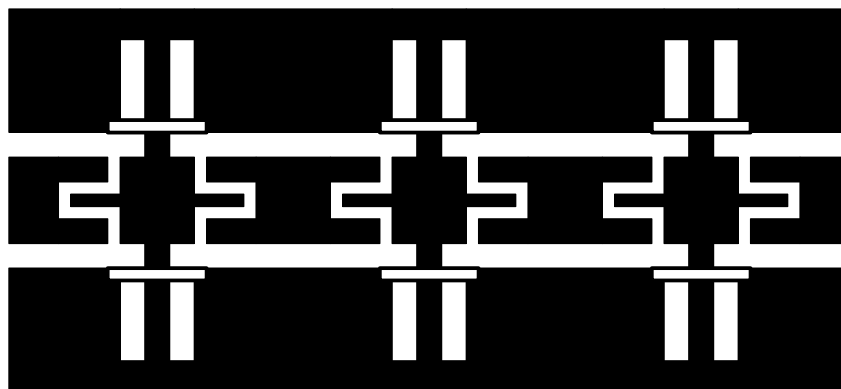
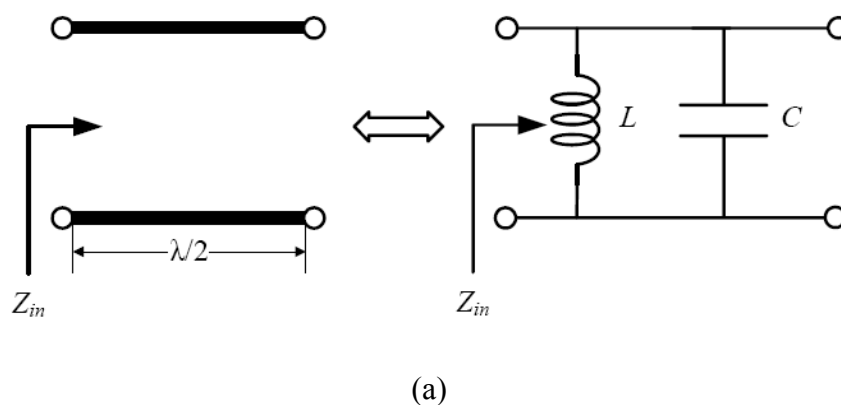


圖 4-2 四分之一波長共平面波導帶通濾波器

這種緊密型濾波器是由兩個四分之一波長開路串接截線，和兩個四分之一波長短路並接截線所組成，使得在固定面積下藉由並聯諧振器達到改善電路 Q 值及寬頻之效果，但此種濾波器在低頻仍佔據相當大之尺寸。

4-1.2 實驗討論

由第二章之表 2-1 中知道傳輸線長度在四分之一波長及二分之一波長時可等效為一 LC 諧振電路如圖 4-3 所示。



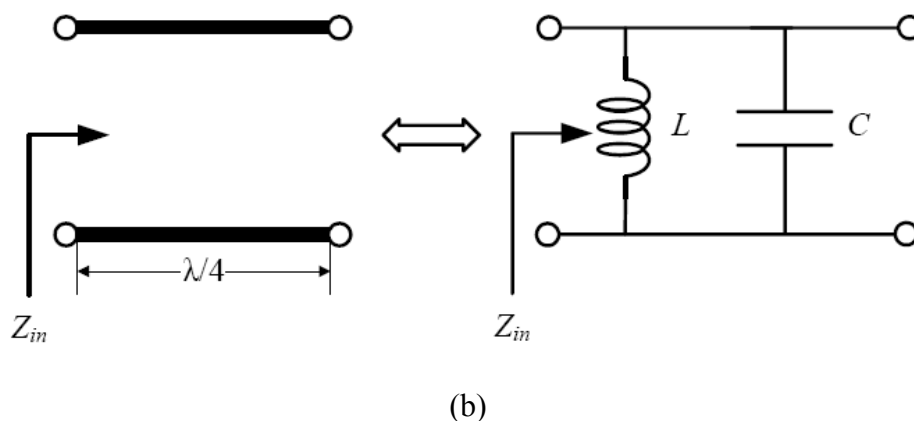


圖 4-3 傳輸線等效成 LC 諧振電路 (a) 二分之一波長開路諧振 (b) 四分之一波長短路諧振

於是我們根據上述的觀念來模擬傳統的帶通濾波器，其中心頻率為 2.4GHz，我們設定饋入線為 50Ω 。共平面波導並聯短路截線在圖 4-4(a)，由圖中知並聯共平面波導的訊號和接地相接形成短路，再利用綁線(bondwire)連接並接共平面波導短路截線兩側接地，使得兩邊等電位形成並接，進而避免槽線效應(Slotline mode)，在 2.4GHz 時並聯短路截線約四分之一波長使得訊號得以通過，而有帶通頻率響應，如圖 4-4(b)。共平面波導並聯開路截線在圖 4-5(a)，而約二分之一波長使得訊號得以通過，亦有帶通頻率響應，如圖 4-5(b)。

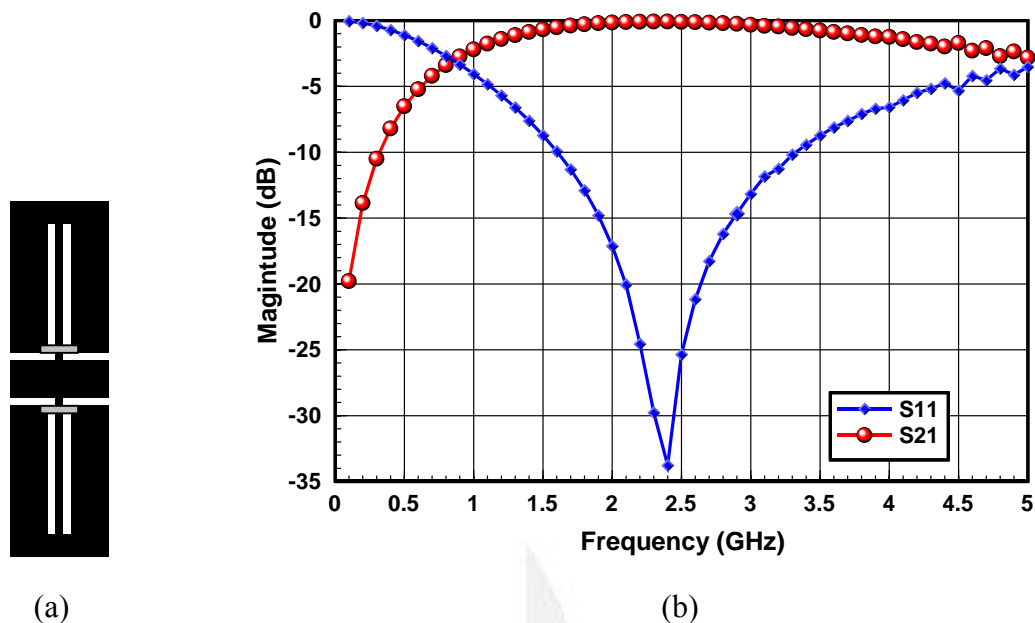


圖 4-4 (a)並聯短路截線 (b)四分之一波長時之頻率響應

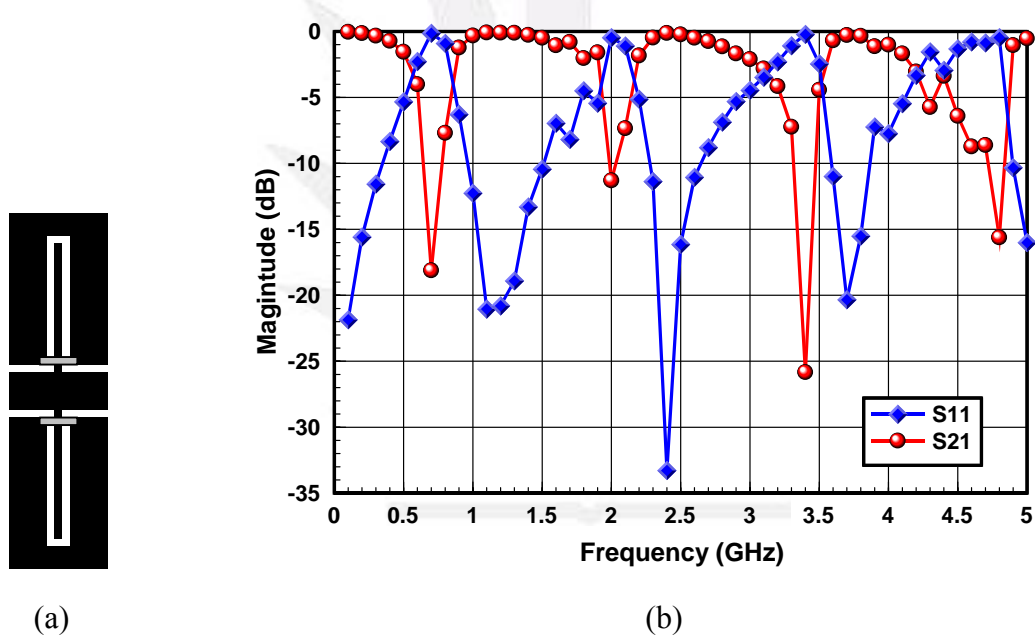


圖 4-5 (a)並聯開路截線 (b)二分之一波長時之頻率響應

接著我們選用中心訊號線為 6 mm，空槽 0.5mm，可達成特性阻抗為約 50Ω。再接上並聯四分之一波長並聯短路截線及二分之一波長開路截線，使得整體電路呈現帶通濾波之特性，並預期中心頻率在

2.4GHz，電路及其模擬頻率響應圖示於圖 4-6。

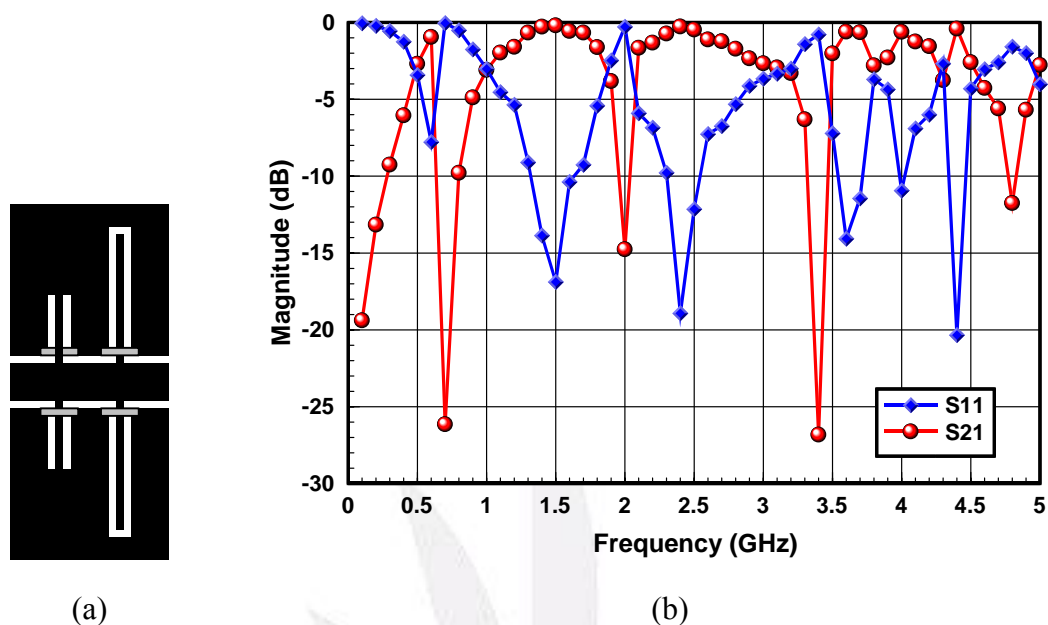


圖 4-6 (a)串接並聯截線(b)頻率響應

我們發現其裙邊非常不理想，以致衰減不足，使選擇特性不盡理想，而通帶區頻率響應亦不夠平坦，且二次諧波依然太近，因此我們不考慮使用開路以及短路的四分之一與二分之一波長來做為我們的主要設計，另一方面我們也了解這樣的性能並無法被利用。

4-2 摺疊式開路截線接面之探討

經由前一節之模擬，我們知道在低頻及低介質常數基板時，四分之一和二分之一波長等效諧振電路仍然佔了相當大的面積。過去文獻曾提出折疊式截線來代替傳統四分之一波長截線，這樣能有效的縮小

面積，而且電路表現一樣良好，所以接下來我們將對折疊式截線作討論。

1995 年由 Weller[10]所提出的折疊式串聯截線架構可以將傳統的四分之一波長開路或短路截線縮短，其設計方式是將訊號線的中心導體與其相距一間隙的兩側導體作相互纏繞的動作，如此可以有效地將截線縮短達到縮減電路面積的目的，如圖 4-7(a)、(b)。此外對於電路效能而言，折疊的技術還能提昇電路 Q 值、得到良好的型態因素。



圖 4-7 [10]折疊式四分之一波長開路截線 (a)折疊一次 (b)折疊兩次

為使電路得到高 Q 值與良好之型態因素。我們藉由公式來分析考慮電路 Q 值與串聯諧振電路的關係：

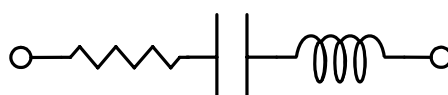


圖 4-8 串聯諧振電路

$$Q_s = \frac{f}{BW} \propto \frac{1}{BW} = \frac{1}{R_r} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (4-1)$$

由上式我們可以得到 Q 值與串聯諧振電路中電感、電容值的關係

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \propto \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (4-2)$$

由上式我們可以得到頻率與串聯諧振電路中電感、電容值的關係。假使我們現在將頻率固定於諧振頻率，我們將電容值降低會使電感值增加，進而使電路 Q 值大大的提昇。

或者我們可從串聯諧振阻抗與型態因素的觀點來討論：

$$Z_s = \frac{1}{j\omega C} + j\omega L \quad (4-3)$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (4-4)$$

在非諧振頻率時，也就是除了濾波器的通帶區外，當電容值降低時，電感值會提高，致使電路的整體阻抗提高而達到裙邊的大幅衰減。

讓我們回顧 Weller[10]的折疊式截線，因為它的空槽面積過多，使等效電容值較高，導致無法滿足我們進一步改良電路 Q 值與型態因素的目的，此外這樣的折疊技術仍佔據不少電路面積，當折疊次數增加時更加顯見。

於是，根據 S.S.Liao[11]提出另一種的折疊式四分之一波長開路

截線，代替 Weller[10]四分之一波長開路截線，這種縮小面積的基本思維是將共平面波導的訊號線中心體部分直接彎折至空槽內，縮短整個開路截線如圖 4-9，其空槽和金屬寬度相同，中心導體所繞長度約為四分之一波長，而與 Weller[10]之折疊式截線相比，然而[11]截線的空槽部分大量的減少，也就是說等效的電容值降低，使諧振頻率時的電感值提昇，促使電路 Q 值與型態因素得到改善，更進一步使電路面積尺寸變小。

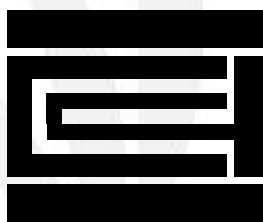


圖 4-9 [11]折疊式四分之一波長開路截線

由前述之探討得知兩者都是一個高 Q 值的架構，故利於被運用於製作一個窄頻、高選擇性的濾波器，而我們將再下一章節做深入探討與運用。

第五章

新型微型化高頻抑制 共平面波導帶通濾波器之設計

有鑒於在 4-1 節當中所討論到的傳統四分之一波長以及二分之一波長諧振器之帶通濾波器其缺點:通帶區太寬、通帶區不夠平坦、裙邊不夠陡峭、衰減不夠深、面積過大、二次諧波太接近。考量了以上的缺點，由表 2-1 我們提出了使用串聯諧振的概念來取代傳統的帶通濾波器，我們將利用微帶線來等效電容、電感，設計帶通濾波器，接著利用，4-2 節所探討之架構設計帶阻濾波器，將兩者結合改善原本四分之一波長帶通濾波器之缺點。

5-1 共平面波導等效之電容電感設計之帶通濾波器

如我們所知在共平面波導中一段細長的微帶線如圖 5-1 所示，可以等效成一個電感。而當要得到一個電容時，當兩段傳輸線並行時如圖 5-2，將其等效為一個耦合電容，而其電容值則是視其兩傳輸線距離 w 與其兩線段之長度 d 而定。



圖 5-1 一段細長微帶線線

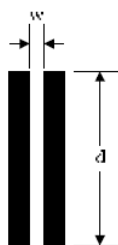


圖 5-2 兩段傳輸線並行

在忽略 R_T 串聯諧振電路當中如圖 5-3，在 4-2 節當中提到當電容 C 、電感 L 的乘積固定時其電容、電感值之相對關係會影響到濾波器的頻寬、以及裙邊的陡峭度。而現在我們要設計一個 2.4GHz 的帶通濾波器，因此在公式 4-2 當中 $f = 2.4 \text{ GHz} = 2.4 \times 10^9 \text{ Hz}$ ，經過計算發現 $LC = 4.3976 \times 10^{-21}$ ，表 5-1 當中為 L 跟 C 之值，其中第一組到第五組電感依序減小反之電容則依序增大，根據此表來看其頻率響應如圖 5-4，在圖 5-4 中發現電感值 L 越大相對其電容值 C 則越低其裙邊越陡峭，而且頻寬越窄進而選擇性越高。

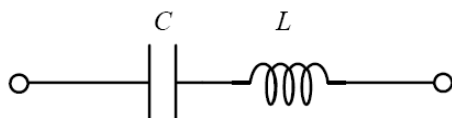


圖 5-3 串聯諧振電路

	第一組	第二組	第三組	第四組	第五組
L	219.88nH	109.94nH	73.29nH	54.97nH	43.97nH
C	0.02pF	0.04pF	0.06pF	0.08pF	0.10pF

表 5-1 2.4GHz 串聯諧振電路之 L 、 C 值

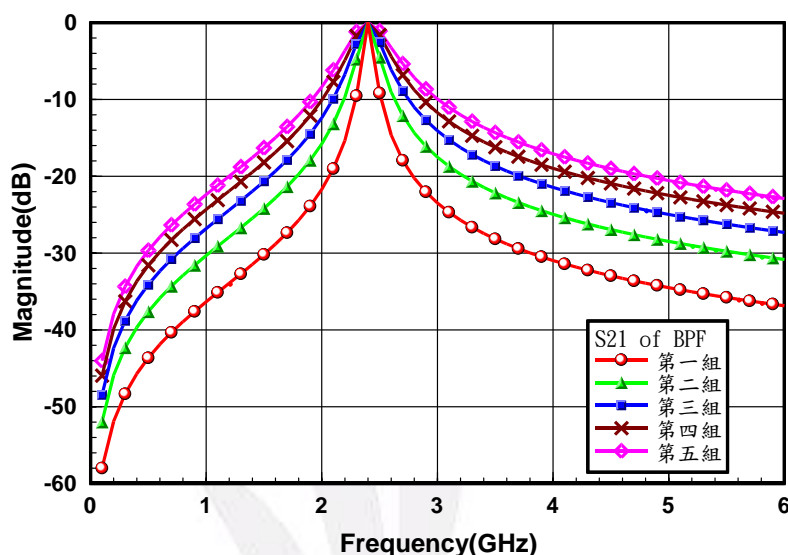


圖 5-4 2.4GHz 串聯諧振濾波器之頻率響應比較圖

當我們知道串聯諧振電路的特性之後，要設計一個選擇性高以及裙邊陡峭的 2.4GHz 帶通濾波器時，將朝高電感值、低電容值來製作。透過 EM 分析的模擬軟體-Sonnet 來模擬我們提出 2.4GHz 帶通濾波器使用圖 5-5(a)的電路架構其電路尺寸大小為 $25.5 \times 19.0 \text{mm}^2$ ，其中 w_2 與 g_1 的大小之關係則是利用 APPCAD 軟體來輔助計算使其為 50Ω 以達成與量測端之阻抗匹配，其可以等效成一個串聯諧振電路，接著來看其模擬的結果如圖 5-5(b)在 2.4GHz 時， S_{11} 為 -13.02dB ， S_{21} 為 -1.234dB ，然而 S_{11} 在 2.4GHz 時效能並不是很好一般來說應該低於 -15dB ， S_{21} 在低頻時雖然有不錯的衰減，而高頻的部份裙邊並沒有

很陡峭反而是平緩的衰減從 2.4GHz 到 5.0GHz 均大於-15dB，在頻寬方面約為 450MHz 導致選擇性不佳，然而會造成這樣的一個現象是由於電路架構圖 5-5(a)當中的 Q 值並不是很大，因此沒辦法產生較好的選擇性以及陡峭的裙邊，另外一個值得一提的就是在通帶區 S21 的值雖然保持在-3dB 以內，但是實際電路製作量測時有可能會衰減更多。

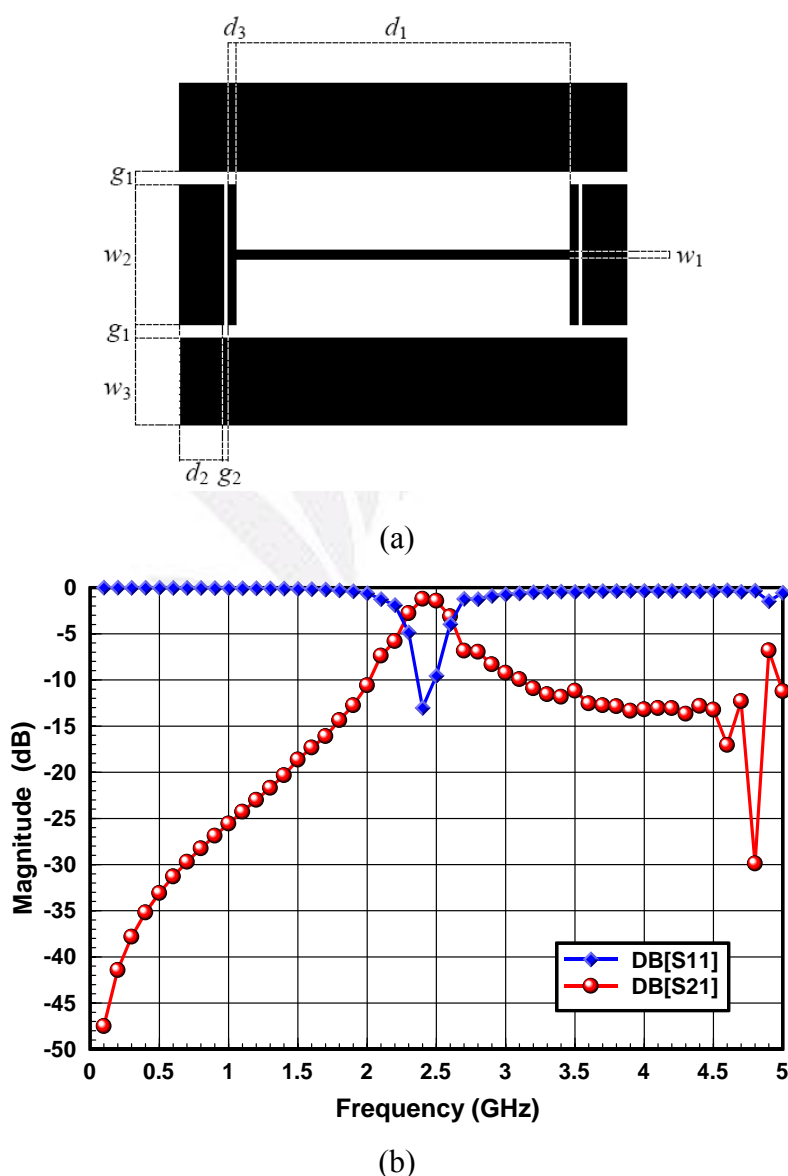
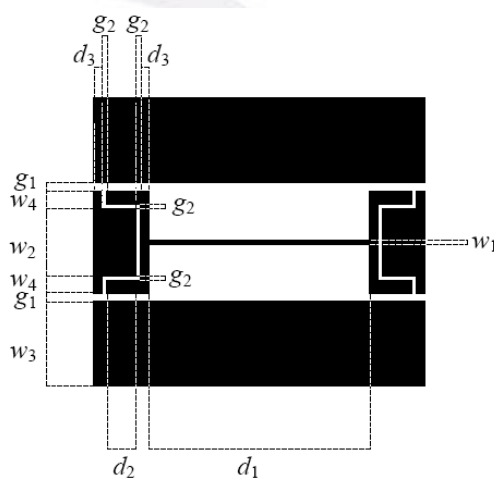
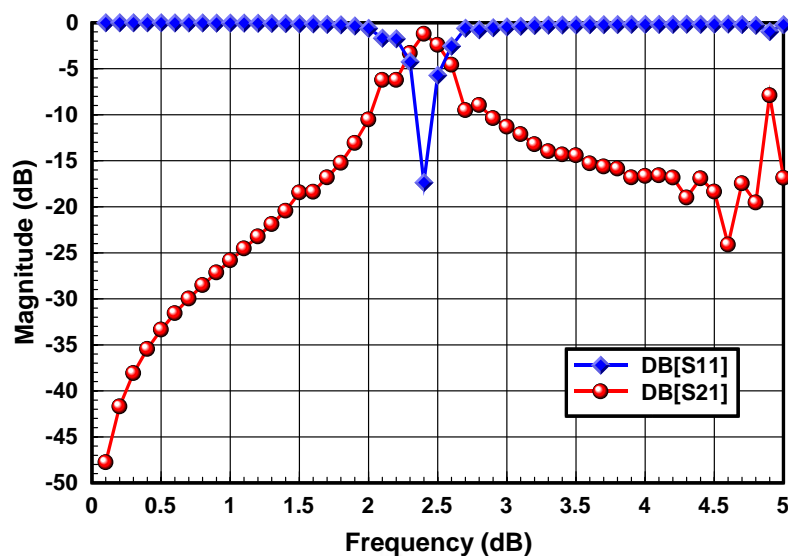


圖 5-5 2.4GHz 共平面波導帶通濾波器 (a)電路尺寸架構($w_1=0.5\text{mm}$, $w_2=8.0\text{mm}$, $w_3=5.0\text{mm}$, $d_1=19\text{mm}$, $d_2=2.5\text{mm}$, $d_3=0.5\text{mm}$, $g_1=0.75$, $g_2=0.25\text{mm}$) (b)模擬之頻率響應

然而利用共頻面波導的方式來達到使電感得到更高的阻抗有其難度，較容易受到化學蝕刻、電路面積的限制，因此考量到這些因數，以及圖 5-5(a)中的電路仍是太大，我們針對電路做了一些修改，將電感的部份加大，也就是圖 5-5(a)中的 w_1 由 0.5mm 改成 0.25mm，使其寬度小一點，達到增大 Q 值的效果，又考慮到面積仍嫌太大以及 S11 在 2.4GHz 時衰減不夠，故將 d_1 由 19.0mm 改為 13.0mm 使其內阻變小此亦會使電感值變小，然而當電感值改變時，電容值也要隨之改變，我們在共平面波導中耦合電容的部份做了些改變，使得面積能夠更小，但是並不會使我們的電路效能變差的前提下，於是提出了圖 5-6(a)改良型共頻面波導帶通濾波器，其尺寸大小為 $19.5 \times 17.0 \text{mm}^2$ ，其模擬結果如圖 5-6(b)，在 2.4GHz 時 S11 為 -17.37dB，而在 S21 時為 -1.22dB。



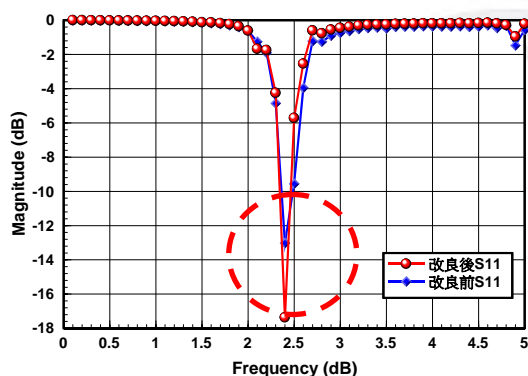
(a)



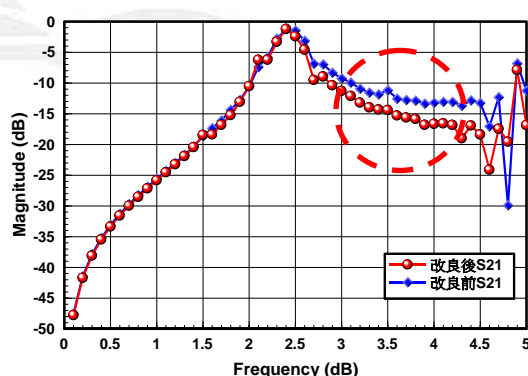
(b)

圖 5-6 改良型 2.4GHz 共頻面波導帶通濾波器 (a) 電路尺寸架構($w_1=0.25\text{mm}$, $w_2=4.0\text{mm}$, $w_3=5.0\text{mm}$, $w_4=1.0\text{mm}$, $d_1=13\text{mm}$, $d_2=1.75\text{mm}$, $d_3=0.5\text{mm}$, $g_1=0.75$, $g_2=0.25\text{mm}$) (b) 模擬之頻率響應

將改良前與改良後的 2.4GHz 共頻面波導帶通濾波器的結果來做一個比較，如圖 5-7(a)、(b) 我們發現在 S11 的部分，改良後 2.4GHz 時從 -13.02dB 衰減為 -17.37dB，而 2.4GHz 時 S21 並沒有太大改變，在 S21 高頻的部分，改良後比改良前的裙邊有稍微陡峭一點。



(a)



(b)

圖 5-7 (a) 改良前與改良後之 S11 之比較 (b) 改良前與改良後之 S21 之比較

	面積(mm ²)	S11	S21	裙邊	頻寬
改良前	25.5×19.0	-13.02dB@2.4GHz	-1.23dB@2.4GHz	差	450MHz
改良後	19.5×17.0	-17.37dB@2.4GHz	-1.22dB@2.4GHz	差	450MHz

表 5-2 改良前與改良後 2.4GHz 帶通濾波器比較圖

然而就一個可被利用的帶通濾波器來說這樣的效能仍不是很好的，其還有一些缺點，由表 5-2 知如：頻寬仍太大、高頻裙邊不夠陡峭、S21 的高頻以及低頻並不對稱、面積仍然過大。

5-2 共平面波導之帶拒濾波器

考量到在前一節所提出的帶通濾波器有諸多的缺點，因此我們提出利用濾波器合成的概念，提出設計一個大約在 3.0GHz 或者 3.1GHz 左右的帶阻濾波器，將前一節所提出的帶通濾波器本節所提出的帶拒濾波器做一個結合，預期使帶通濾波器的高頻部份形成一個零點，進而使結合後的帶通濾波器在高頻的部份裙邊能夠更陡峭，也能夠使頻寬縮減。然而為了達到上述的效果，帶拒濾波器的特性需要是一個窄頻的效果，也就是要使其等效電感值較大，避免干擾到主要的頻率 2.4GHz。

5-2.1 [11]架構 3.1GHz 帶拒濾波器

我們參考了 4-2 節所探討的架構[11]圖 4-9 來設計 3.1GHz 帶拒濾波器，電路架構及大小約為 $4.75 \times 16.5\text{mm}^2$ 如圖 5-8(a)，而其模擬之頻率響應則如圖 5-8(b)，S11 在 3.1GHz 時為 -0.20dB，S21 為 -31.71dB。

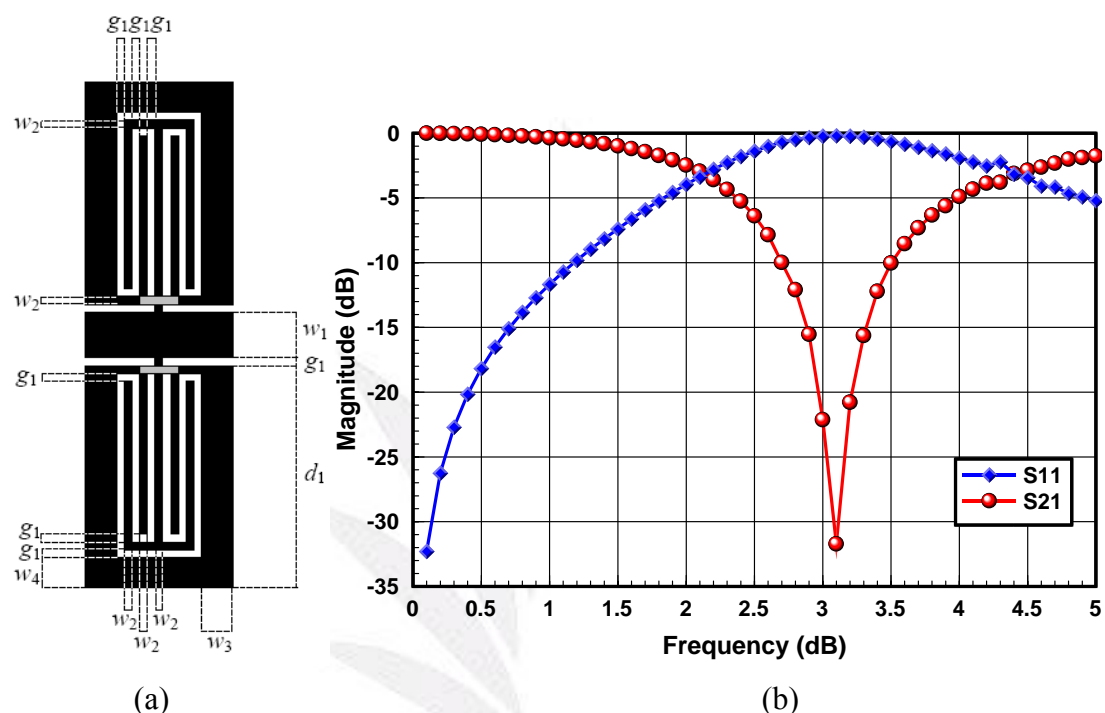


圖 5-8 運用[11]所提出之架構之 3.1GHz 帶拒濾波器 (a)電路尺寸架構($w_1=1.5\text{mm}$, $w_2=0.25\text{mm}$, $w_3=1.0\text{mm}$, $w_4=1.0\text{mm}$, $g_1=0.25\text{mm}$, $d_1=7.25\text{mm}$)(b)模擬之頻率響應

5-2.2 [12]架構 3.1GHz 帶拒濾波器

接著我們使用 4-2 節所探討的架構[12]圖 4-11 的架構，來設計 3.1GHz 帶拒濾波器，電路架構及大小約為 $3.25 \times 22\text{mm}^2$ 如圖 5-9(a)，而其模擬之頻率響應則如圖 5-9(b)，S11 在 3.1GHz 時為 -0.34dB，S21 為 -25.62dB。

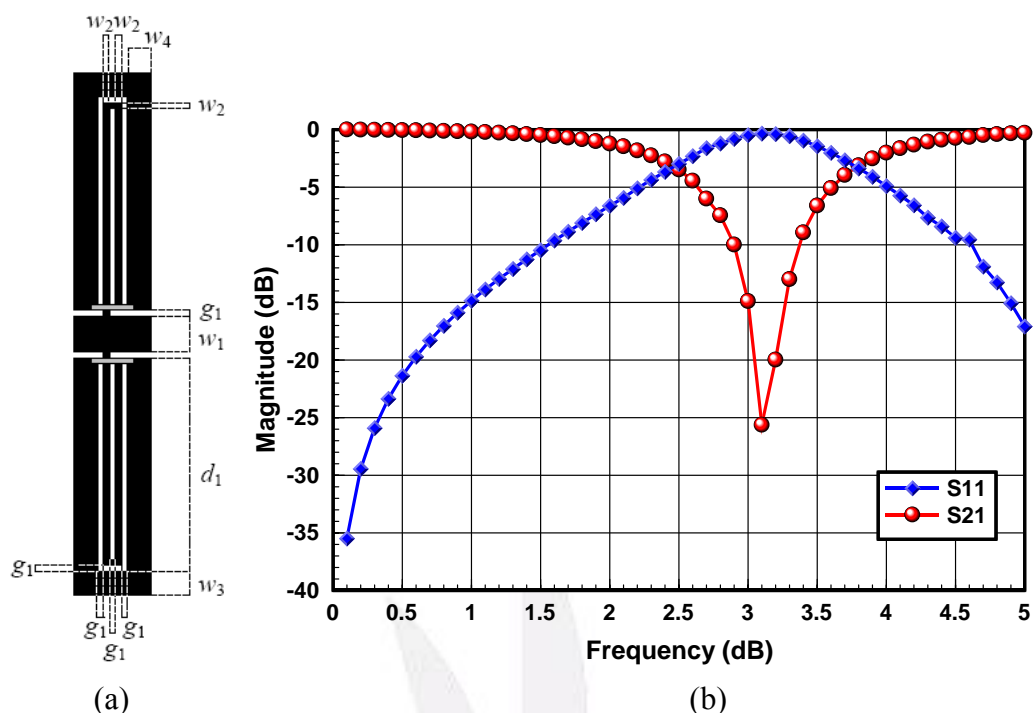


圖 5-9 運用[12]所提出之架構之 3.1GHz 帶拒濾波器 (a) 電路尺寸架構($w_1=1.5\text{mm}$, $w_2=0.25\text{mm}$, $w_3=1.0\text{mm}$, $w_4=1.0\text{mm}$, $g_1=0.25\text{mm}$, $d_1=9.0\text{mm}$) (b) 模擬之頻率響應

5-2.3 新型之 3.1GHz 帶拒濾波器

我們根據[11]以及[12]所提出之電路架構，提出圖 5-10(a)的架構，設計一個 3.1GHz 的帶拒濾波器，其尺寸大小約為 $3.75 \times 19.25\text{mm}^2$ 如圖 5-10(a)，而其模擬之頻率響應則如圖 5-10(b)， S_{11} 在 3.1GHz 時為 -0.32dB， S_{21} 則為 -28.14dB。

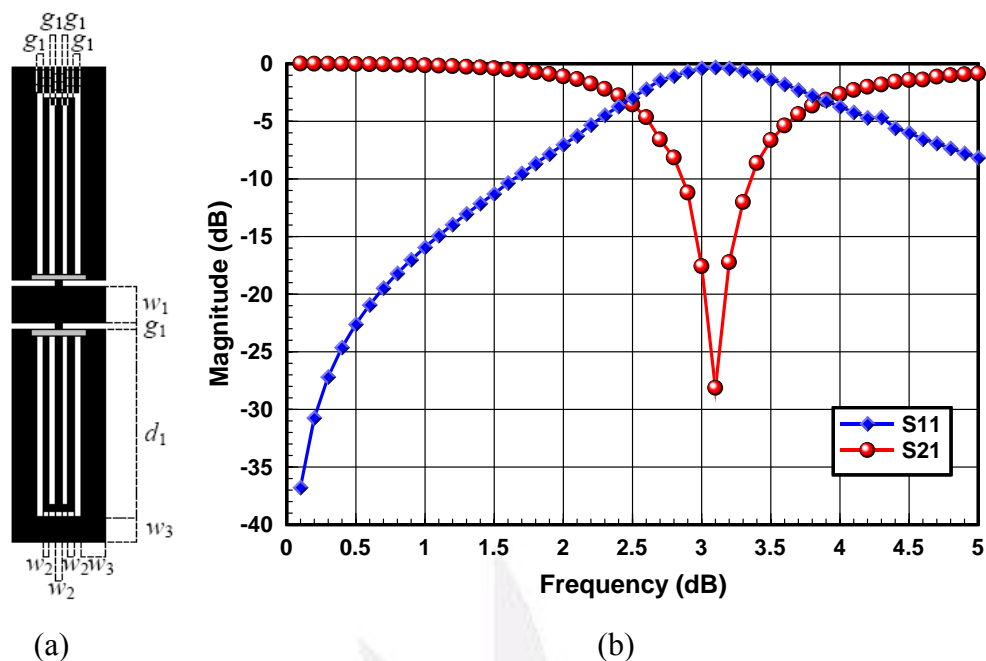


圖 5-10 新型之 3.1GHz 帶拒濾波器 (a)電路尺寸架構($w_1=1.5\text{mm}$, $w_2=0.25\text{mm}$, $w_3=1.0\text{mm}$, $g_1=0.25\text{mm}$, $d_1=7.625\text{mm}$) (b)模擬之頻率響應

接著我們針對上述的帶拒濾波器作一個比較如表 5-3 發現[12]所提出的架構面積最小其次為我們所提出了新型的架構[11]的最大，然而如本節一開始所提到，我們需要設計一個面積小、衰減大的帶拒濾波器，雖然[12]所提出的架構最小，但是在 3.1GHz 衰減值上較小，而[11]卻相反，因此考量以上之缺點，改良了這兩種架構提出了新型的帶拒濾波器，其面積與衰減值界於[11]、[12] 這兩者中間。

	[11]	[12]	新型
面積	$4.75 \times 16.5\text{mm}^2$	$3.25 \times 22\text{mm}^2$	$3.75 \times 19.25\text{mm}^2$
S21	-31.71dB@3.1GHz	-25.62dB@3.1GHz	-28.14dB@3.1GHz
S11	-0.20dB@3.1GHz	-0.34dB@3.1GHz	-0.32dB@3.1GHz

表 5-3 3.1GHz 之帶拒濾波器結果比較

然而還有一個值的我們注意的就是當我們把 4-2 節所提出的帶通濾波器與本節所提出的帶拒濾波器做頻率合成時，會不會干擾到我們所要的 2.4GHz。接著來看[11]、[12]、新型 3.1GHz 帶拒濾波器 S21 的比較如圖 5-11。我們從中發現當我們使用[11]架構的帶拒濾波器將會干擾到 2.4GHz，而我們所提出的新型的架構跟[12]，雖然也會干擾到 2.4GHz 但是並沒有如[11]這們嚴重，在下一節將介紹把[12]以及所提出的新架構來跟前一節的改良後 2.4GHz 的帶通濾波器來做頻率合成。

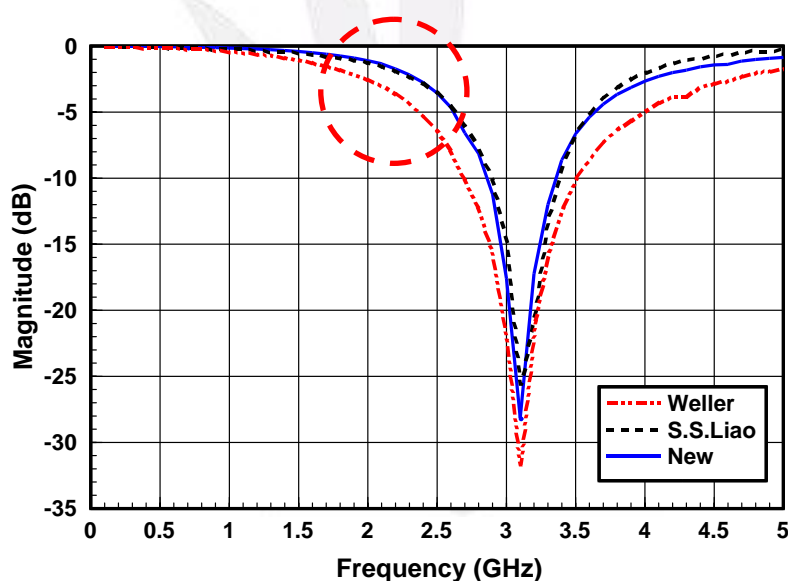


圖 5-11 3.1GHz 帶拒濾波器頻 S21 比較圖

5-3 帶通濾波器結合帶拒濾波器

由前兩節的討論得知，我們將採用 5-1 節所提出的改良後的 2.4GHz 帶通濾波器與 5-2 節中[12]架構的帶拒濾波器與提出之新型帶拒濾波器做結合跟比較，由於我們是使用 FR4 的板材，而其頻率在

6GHz 以後就不準了，因此我們接下來的模擬與實測結果都會考量到 6GHz。

5-3.1 改良型帶通濾波器與[12]帶拒濾波器

首先我們針對 2.4GHz 帶通濾波器與 5-2 節中 [12] 的帶拒濾波器來做結合如圖 5-12(a) 其尺寸大小約為 $19.5 \times 21.0 \text{mm}^2$ ，而其模擬結果為 5-12(b)，我們發現其 S11 在 2.4GHz 並不是很理想只有 11.57dB 左右，而頻寬約 500MHz 不是很理想，在 4.5GHz 後也產生諧波。

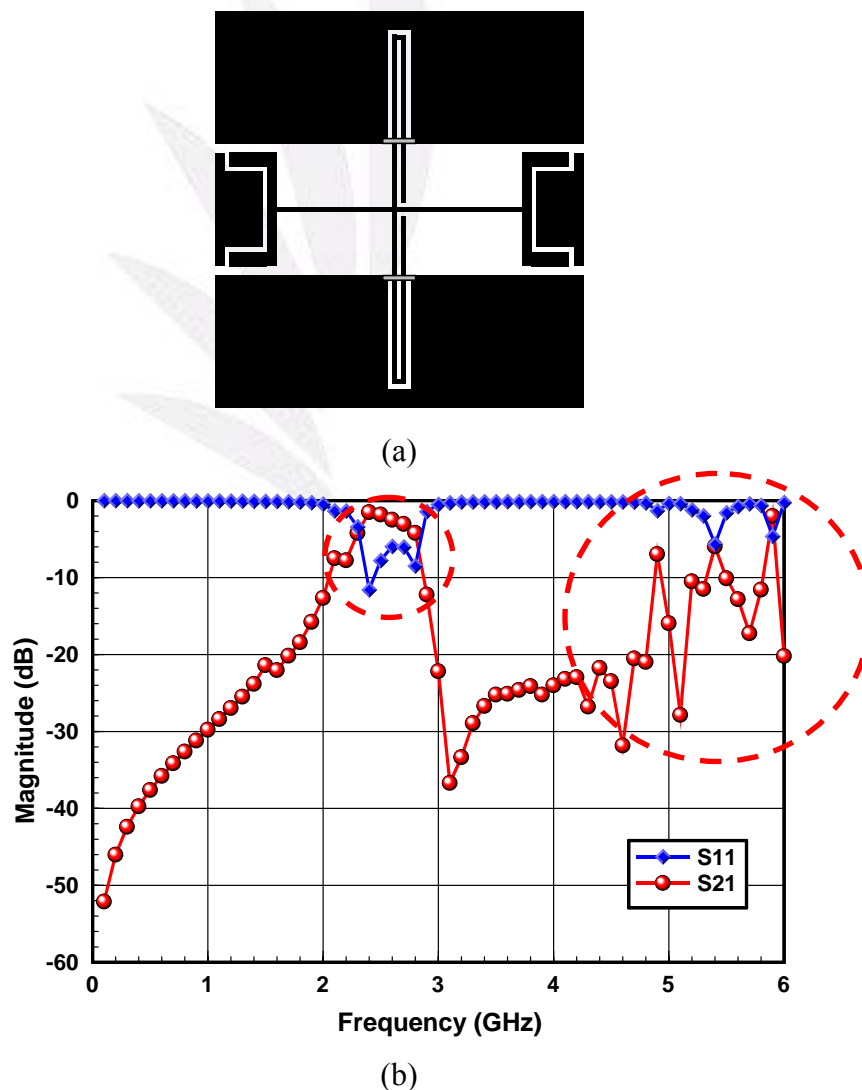


圖 5-12 改良型 2.4GHz 帶通濾波器結合 [12] 帶拒濾波器 (a) 電路架構 (b) 模擬之頻

率響應

5-3.2 改良型帶通濾波器與新型帶拒濾波器

接著我們來探討將改良型 2.4GHz 帶通濾波器結合 4-2 節提出的新型帶拒濾波器，其架構如圖 5-13(a)，其尺寸大小約為 $20 \times 18.5 \text{mm}^2$ ，而其模擬結果為 5-13(b)，我們發現其 S11 在 2.4GHz 勉強只有 15.72dB 左右，而頻寬約 500MHz 亦不是很理想，在 4.5GHz 後也產生諧波。

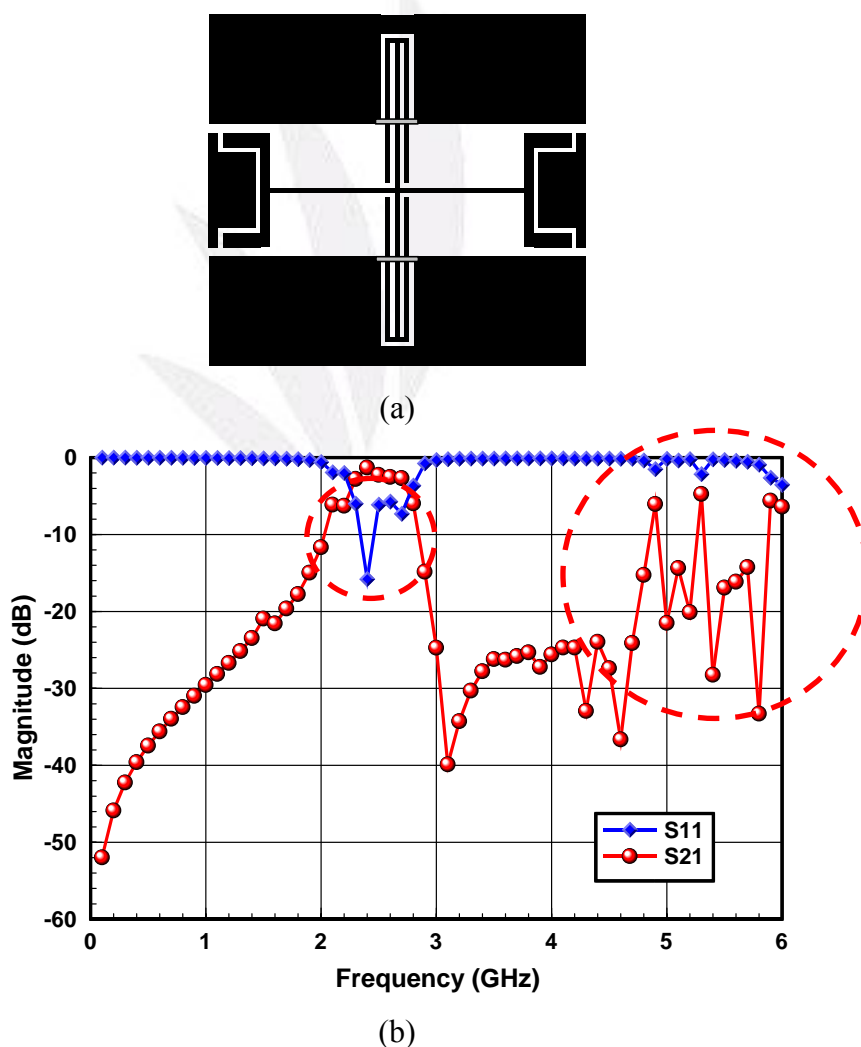


圖 5-13 改良型 2.4GHz 帶通濾波器結合新型帶拒濾波器 (a) 電路架構 (b) 模擬之頻率響應

5-4 應用於 2.4GHz 之新型微型化高頻抑制共平面波導帶通濾波器

考量到上述兩個結合後的帶通濾波器除了頻寬太大以及諧波的產生的因數外，還有面積仍然是太大。我們考慮到 5-14 中 A 所指的部份為兩段傳輸線，可以將其折疊以縮小電路面積，另一個部份為 5-14 中的 B 區，我們將帶拒濾波器的部份往 B 區延伸。

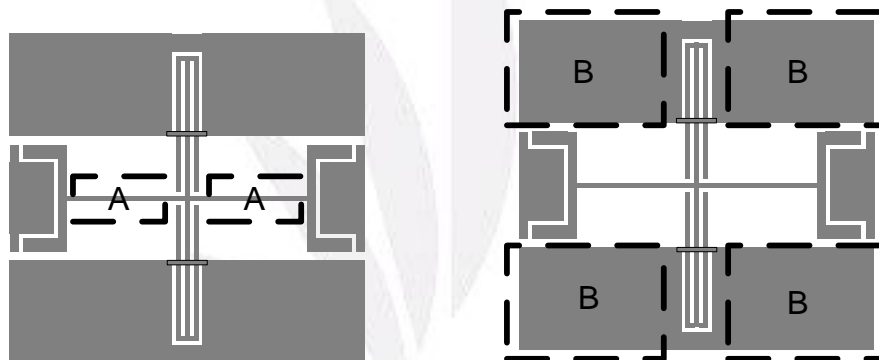


圖 5-14 帶通濾波器改良區塊圖

因此，我們將其重新設計之後，經過我們最佳化後提出了圖 5-15 電路架構對稱式 2.4GHz 新式微型化帶通濾波器，其尺寸大小為 $12.25 \times 14.5 \text{mm}^2$ ，而其模擬之頻率響應如圖 5-16，我們發現有不錯的效應。

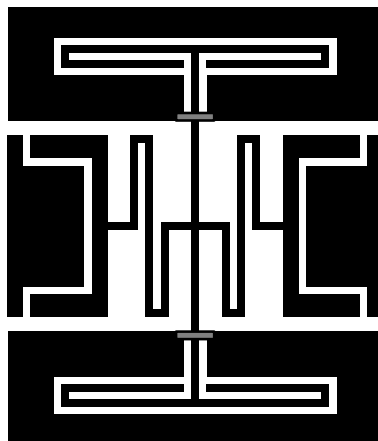


圖 5-15 2.4GHz 新型微型化高頻抑制共平面波導帶通濾波器

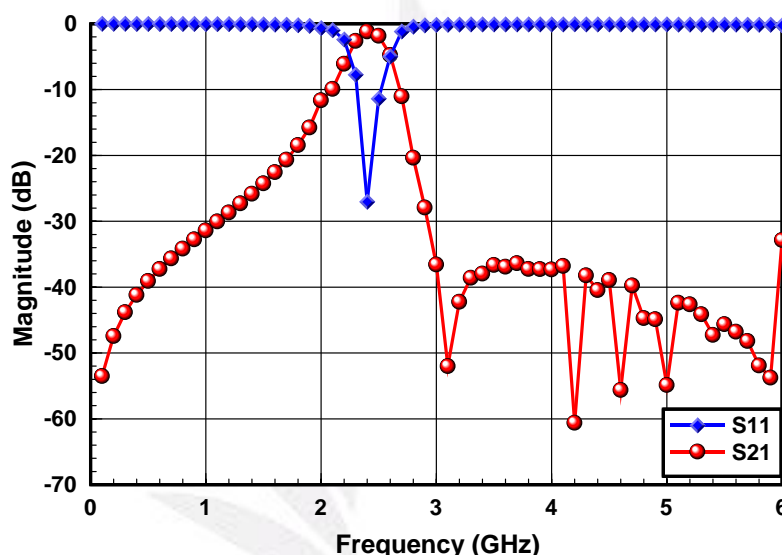


圖 5-16 2.4GHz 新型微型化高頻抑制共平面波導帶通濾波器之模擬頻率響應圖

5-5 應用於 2.4GHz 之新型微型化高頻抑制共平面波導帶通濾波器實作與量測

我們使用 SONNET9.52 來模擬設計，而我們使用便宜的 FR4(介電係數 ϵ_r 為 4.7，基板厚度約 h 為 0.8mm，金屬厚度 t 為 0.02mm，正切損耗 $\tan\delta$ 為 0.02)的板材來設計，將電路兩端信號輸入端與信號輸出端的部份，令其中心信號線為 6mm，空槽為 0.5mm 使其特性阻抗

約為 50Ω 。而圖 5-17 為我們所設計的 2.4GHz 之新型微型化高頻抑制共平面波導帶通濾波器的電路佈局圖及尺寸大小，其等效電路如圖

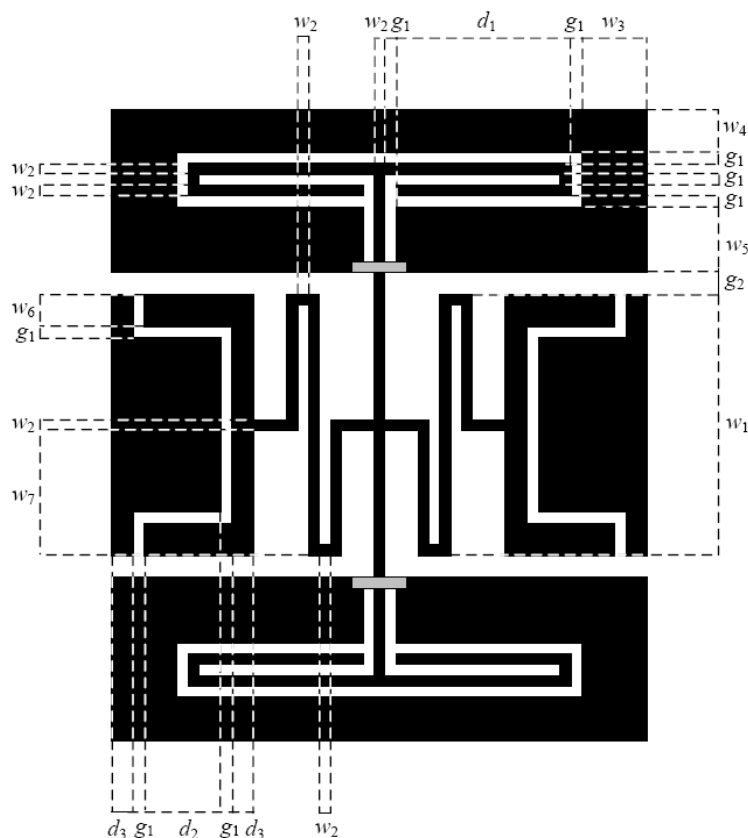


圖 5-17 新式微型化帶通濾波器 ($w_1=6\text{mm}$, $w_2=0.25$, $w_3=1.5\text{mm}$, $w_4=1\text{mm}$, $w_5=1.5\text{mm}$, $w_6=0.75\text{mm}$, $w_7=2.875\text{mm}$, $g_1=0.25\text{mm}$, $g_2=0.5\text{mm}$, $d_1=4\text{mm}$, $d_2=0.625\text{mm}$, $d_3=0.5\text{mm}$)

而當我們實作完成，使用安捷倫 8510C 網路分析儀來對我們的電路針對其植入損耗(Insertion loss) S_{21} 及折返損失 (Input return loss) S_{11} 進行量測。而圖 5-18 為電路實測與模擬之比較，經過我們的歸納後如表 5-4，圖 5-19 為電路成品，左邊為一個四分之一美元的硬幣，比較下可以看出我們的電路相當的小。

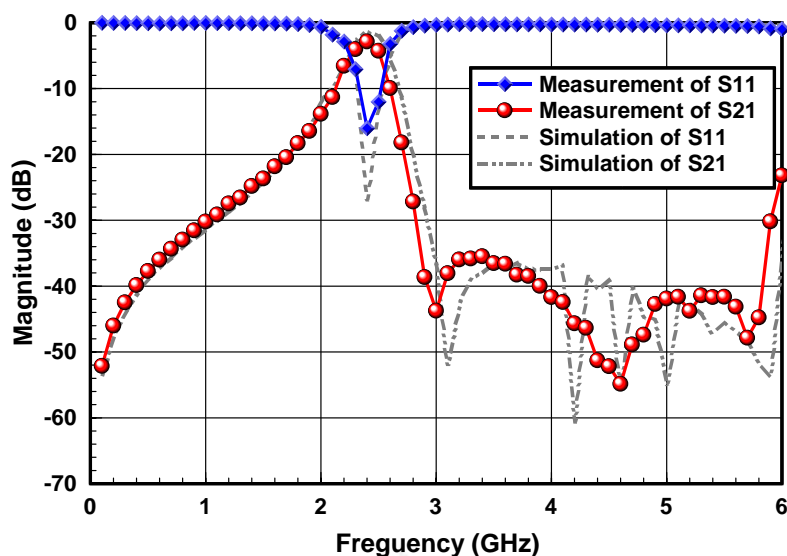


圖 5-18 2.4GHz 新型微型化高頻抑制共平面波導帶通濾波器之
頻率響應模擬與實測圖

	中心頻率 f_0 (GHz)	頻寬 BW(MHz)	植入損耗 S21(dB)	折返損耗 S11(dB)	高頻抑制 (3.1~6GHz)	電路尺寸 mm^2
實測	2.4	310	-2.86	-16.08	有	12.25×14.5
模擬	2.4	350	-1.20	-27.02	有	

表 5-4 新型微型化高頻抑制共平面波導帶通濾波器之模擬實測比較表

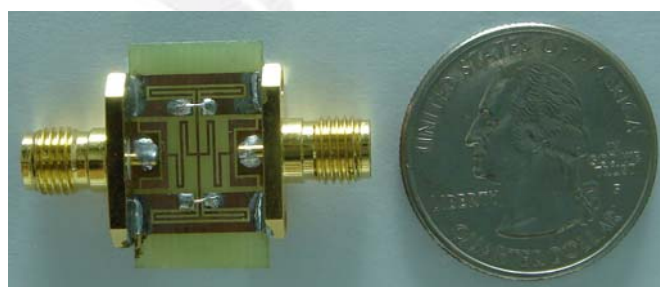


圖 5-19 電路成品圖

5-6 應用於 2.4GHz 之新型微型化高頻抑制 共平面波導帶通濾波器結果與探討

我們設計了 2.4GHz 之新型微型化高頻抑制共平面波導帶通濾波

器，實作後歸納出一下幾點結果:

1. 我們成功利用頻率合成的概念設計出一個裙邊陡峭，以及高頻抑制、微型化的 2.4GHz 帶通濾波器。
2. 利用傳輸線特性製造高阻抗使 Q 值高，進而使頻寬更小。
3. 跟過去的傳統的並聯短路四分之一波長傳輸線及並聯開路二分之一傳輸線所組成之帶通濾波器，相較之下我們的電路效能大幅改善。
4. 跟[12]所利用之摺疊四分之一波長傳輸線所提出之架構帶通濾波器，其面積已經縮小達 66%，比較之下我發現在電路尺寸方面，比其更加縮小了 35.5%，我們跟傳統使用四分之一波長之設計之 2.4GHz 帶通濾波器($29.5 \times 28 \text{mm}^2$)相較之下一共縮小達將近 **80%**。

第六章

結論與未來研究方向

一個好的濾波器要具有的特性:低介入損耗(<3dB)、高折返損耗(>15dB)、寬的拒帶或諧波抑制，而隨著科技的進步，在未來不只要考量到以上之因數，還要考慮到便宜、簡單的製程、以及輕薄短小。

故在本篇論文當中，提出了使用高電感值傳輸線的 2.4GHz 帶通濾波器結合高感值的 3.1GHz 帶拒濾波器，達到了高頻抑制(3.1~6GHz 均低於 30dB)、低介入損耗(2.86dB)、高折返損耗(16.08dB)、微型化(12.25×14.5mm²)、以及窄頻的效果(310MHz)，而由於使用便宜的 RF 板材，更使我們的製作成本大幅降低，雖然在[12]中提出了運用傳輸線摺疊的方式，達到了縮小電路的效果，其特性亦不差，然而我們所提出的 2.4GHz 新型微型化高頻抑制共平面波導帶通濾波器比其所提出之帶通濾波器縮小了達 35.5%，與傳統使用四分之一波長之設計之 2.4GHz 帶通濾波器(29.5×28mm²)相較之下更縮小達將近 80%，而頻寬亦比其縮小了將近 100MHz。

然而在我們所完成之帶通濾波器當中亦有其缺點，由於帶通濾波器原本應該以中心頻率為基準左右必須對稱，在提出的帶通濾波器雖

在 3.1GHz 製造了一個傳輸零點，但是並不對稱。而在高頻抑制的部分，由於 FR4 只可以運用到 6GHz 未來可以考慮將使用高頻的板材來製作，使電路擁有更寬的高頻抑制。以上是未來將改善的地方。



參考文獻

- [1] C. P. Wen, "Coplanar waveguide: A surface strip transmission line suitable for nonreciprocal gyromagnetic device application, " *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 17, pp. 1087-1090, Dec. 1969.
- [2] M. Hourdart, "Coupled lines: Applications to broadband microwave integrated circuits," Proc. Sixth European Microwave Conference, pp. 49-53, 1976.
- [3] P. Holder, "X band microwave integrated circuits using slotlines and coplanar waveguide, " *Radio Electron. Eng.*, Vol. 48 pp. 38-42, Jan. 1978.
- [4] D. F. Williams and S. E. Schwarz, "Design and Performance of Coplanar Waveguide Bandpass Filters" *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-31, pp. 558-566, July 1983.
- [5] J. K. A. Everard and K. K. M. Cheng, "High Performance Direct Coupled Bandpass Filters on Coplanar Waveguide" *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 41, No. 9, pp. 1568-1573 Sept 1993.
- [6] F. L. Lin, C. W. Chiu, and R. B. Wu, "Coplanar Waveguide Bandpass Filter-A Ribbon-of-Brick-Wall Design," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 43, No. 7, pp. 1589-1596 July 1995.
- [7] A. F. Sheta, K. Hettak, J. Ph. Coupez, C. Person, and S. Toutain, "A new semi-lumped microwave filter structure," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, 1995. pp. 383-386.

- [8] F. R. Yang, K. P. Ma, Y Qian, and T. Itoh, "A Uniplanar Compact Photonic-Bandgap (UC-PBG) Structure and Its Applications for Microwave Circuits" *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, No. 8, pp. 1509-1514, Aug. 1999.
- [9] H. Kanaya, T. Shinto, K. Yoshida, T Uchiyama, and Z. Wang, "Miniaturized HTS Coplanar Waveguide Bandpass Filters with Highly Packed Meanderlines," *IEEE Trans. On Appl. Supercond.*, vol. 11, No. 1, pp. 481-484, Mar. 2001.
- [10] J. Zhou, M.J. Lancaster, F. Huang, " HTS Coplanar Meander-Line Resonator Filters With a Suppressed Slot-Line Mode," *IEEE Trans. On Appl. Supercond.*, vol. 14, NO. 1, pp. 28-32 Mar. 2004.
- [11] T.M.Weller and L. P. Katehi, "Miniature Stub and Filter Designs Using The Microshield Transmission Line," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 675-678, 1995.
- [12] S.S. Liao, H.K. Chen, Y. C. Chang, and K. T. Li. "Novel Reduced-Size Coplanar-Waveguide Bandpass Filter Using The New Folded Open Stub Structure," *IEEE Microwave and Wireless Components Letter*, vol. 12, No.12, pp. 476-478. Dec. 2002.
- [13] 袁杰, "高頻電路分析與設計(一)、(二)", 全威書局, 民國 85 年.
- [14] 袁帝文, 王岳華, 謝孟翰, 王弘毅, "高頻通訊電路分析", 高立圖書, 民國 89 年.
- [15] 章殷誠, "S-Band 微小化共平面波導帶通濾波器", 專題報告, 逢甲大學, 電子工程學系, 91 年十月