東海大學電機工程學系

碩士論文

Department of Electrical Engineering Tunghai University Master Thesis

多功能性之多頻段帶通濾波器設計
Design of Multi-function Multi-band Bandpass
— Filters

研 究 生:李忠貞

指導教授:陳錡楓 博士

Advisor: Chi-Feng Chen, Ph.D.

中華民國一百零柒年陸月 June, 2018

口試委員會審定書

東海大學電機工程學系碩士學位 考試委員審定書

電機工程學系研究所 李忠貞 君所提之論文,

多功能性之多頻段帶通濾波器設計,經本考試

委員會審查,符合碩士資格標準。

學位考試委員會 召集人: (簽章)

委員: 陳錡樹

超世峰

中華民國 107 年 06 月 27 日

誌 謝

感謝陳錡楓老師兩年以來悉心的指導,本論文方得以完成。在兩年 研究所的求學過程之中,從老師身上獲益良多,不論是對於事情的嚴謹 抑或是專業知能上的淵博,皆對本篇論文得以順利地完成有其重要的 影響,再次致以由衷的感謝。

另外,感謝系上的師長,除教授各種專業上的知識外,也讓我學習 到生活處事的態度。非但彌補了自身能力的不足,也再次提升了自我競 爭力。

對於實驗室的大家一王子心、林亮宏、游朝先、許育甄、許育彰、 邱智凱、陳冠州、謝明翰、張筵崧、王國澐、廖翊淳、黃韋翰、鄧凱文、 周凱崴、王祖晴、盧玟廷與蘇柏諺,對於生活及學業上給予我許多幫助, 謹於此獻上我最誠摯的感激。

最後,我感謝我的姑姑和奶奶,感謝您們的關心與支持,我才能心無旁騖地完成學業。再次對每一位曾經關心與幫助過我的師長和同學由衷地表達謝意。

摘 要

本論文提出了五種設計方法來實現多頻帶的帶通濾波器,依序分別為雙頻之柴比雪夫帶通濾波器、三頻段之多模態寬頻帶通濾波器、具相鄰頻段之雙頻帶通濾波器、兼具窄頻與寬頻應用之雙頻帶通濾波器和多功能性四頻段帶通濾波器。其中,雙頻之柴比雪夫帶通濾波器具有彈性的頻帶控制與佈局簡單等特性,並透過分佈式耦合技術,使得各頻段可以獨立的設計;三頻段之多模態寬頻帶通濾波器乃基於一個多模態共振器所形成的超寬頻帶,並透過傳輸零點的設計將之分成三個通帶;相鄰頻段之雙頻帶通濾波器是利用共振器交錯耦合的方式來達成分裂式的通帶;。兼具窄頻與寬頻應用之雙頻帶通滤波器是利用連接線耦合結構與雙模態共振器來分別實現寬頻與窄頻通帶;多功能性四頻段帶通濾波器是利用分佈式耦合技術來整合上述的電路,以實現寬頻、窄頻、相鄰通帶與非相鄰通帶的特性。

以上所有電路皆以微帶線結構來進行設計並實作,其模擬與量測結果皆有良好的一致性,驗證了所提出的設計方法是有效且可行的。

關鍵詞:微帶線、帶通濾波器、多頻段、多模態共振器、交錯耦合

Abstract

This thesis proposes five circuit designs including a dual-band Chebyshev bandpass filter (BPF), a multi-mode triple-wideband BPF, a dual-band BPF with close band spacing, a dual-band BPF with narrow-band and wideband application, and a multifunctional quad-band BPF. The dual-band Chebyshev BPF has the advantages of simple layout and flexible band control. Meanwhile, by employing the distributed coupling technique, each passband can be design individually; The triple-wideband BPF is constructed by the combination of a single stepped-impedance stub-loaded resonator (SISLR), inter-digital coupled-lines, and open-ended stepped-impedance stubs. A triple wide-passband response is achieved by creating extra transmission zeros to split the single ultra-wide passband into three; The dual-band BPF with close band spacing was designed by introducing the cross coupling between non-adjacent resonators. The dual-band frequency response is achieved by creating a stopband inside a virtual wide passband; The dual-band BPF with narrow-band and wideband application was designed by integrating a wideband BPF based on the connecting admittance invertors and a narrow-band BPF based on a dual-mode stub-loaded resonator; The multifunctional quad-band BPF was designed by using the distributed coupling technique to integrate the aforementioned circuit so as to realize the property of wideband, narrow-band, close band spacing, and wide band spacing.

For demonstration, all circuits mentioned above were designed and fabricated with microstrip technology. Moreover, good agreements are achieved between simulations and measurements.

Keywords: microstrip, bandpass filter, multi-band, multi-mode resonator, cross coupling



目錄

誌	謝	••••••	•••••••••••••••••••••••••••••••••••••••	I
摘	要	•••••		II
ABS	STRAC	CT		III
圖	目錄	•••••	•••••••••••••••••••••••••••••••••••••••	VIII
表	目錄	•••••		XII
第-	一章	緒論		1
1	-1.	研究動模		1
1	-2.	<i>r /</i>	t	3
1	-3.	論文貢獻	大和章節概要	6
第二	二章	濾波器基	基本設計理論 11-11-1-1-1-1-1-1-1-1-1-1-1-1-1-1-1-1-	7
2	2-1.	基本濾波	皮器 簡介	7
	A	2-1-1.	滤波器的種類	7
		2-1-2.	滤波器特性參數介紹	
		2-1-3.	常見濾波器的設計介紹	11
2	2-2.	奇偶模模	莫態分析	14
2	2-3.	共振器幕	禺合理論	16
		2-3-1.	電耦合	16
		2-3-2.	磁耦合	19
		2-3-3.	混合型耦合	21
2	2-4.	柴比雪夫	· 響應之帶通濾波器設計	23
		2-4-1.	萃取耦合係數	25
		2-4-2.	外部品質因子	25

2-5.	群速延远	犀	32
第三章	共振器分	介紹	34
3-1.	步階式图	组抗共振器	34
3-2.	非均勻區	阻抗殘段負載共振器	39
第四章	多功能的	性之多頻段帶通濾波器設計	42
4-1.	柴比雪	夫響應之雙頻帶通濾波器	42
	4-1-1.	設計概念	42
	4-1-2.	電路設計	43
	4-1-3.	模擬量測結果與討論	
4-2.	多模態.	三頻段寬頻帶通濾波器	
	4-2-1.	設計理論	51
- 1	4-2-2.	電路設計	56
4	4-2-3.	模擬量測結果與討論	58
4-3.	具相鄰地	頻段之雙頻帶通濾波器	60
	4-3-1.	設計理論	60
	4-3-2.	電路設計	62
	4-3-3.	模擬量測結果與討論	64
4-4.	兼具窄地	頻與寬頻應用之雙頻帶通濾波器	66
	4-4-1.	設計理論	66
	4-4-2.	電路設計	67
	4-4-3.	模擬量測結果與討論	73
4-5.	多功能	性四頻段帶通濾波器	76
	4-5-1.	設計理論	76
	4-5-2.	電路設計	77

	4-5-3.	模擬量測結果與討論	80
第五章	結論	•••••••••••••••••••••••••••••••••••••••	84
參考文獻	ŧ		86



圖目錄

圖	1 電	電磁波頻譜	1
圖	2. 1	低通濾波器	7
置	2.2	高通濾波器	8
置	2.3	带通濾波器	9
置	2.4	· 带阻濾波器	9
圖	2.5	带通濾波器頻率響應圖	10
圖	2.6	巴特沃茲與柴比雪夫低通濾波器頻率響應(N=3)	12
圖	2. 7	紫比雪夫低通濾波器	13
圖	2.8	雙埠網路	14
圖	2.9	奇偶模信號雙埠網路	15
圖	2. 1	0 偶模信號雙埠網路	15
圖	2.1	1 奇模信號雙埠網路	15
圖	2. 12	2 共振器耦合示意圖	16
圖	2. 13	3(A) 電耦合共振電路 (B) 電耦合等效電路模型	18
圖	2. 1	4(A) 磁耦合共振電路 (B) 磁耦合等效電路模型	20
圖	2. 1:	5(A) 混合型耦合共振電路 (B) 混合型耦合等效電路模型	22
圖	2. 10	6 N 階柴比雪夫響應帶通濾波器耦合結構	23
圖	2. 1	7(A) 單端負載共振器等效電路模型 (B) 單端負載共振器雙	き 埠網
路	示意	. 圖	26
圖	2. 13	8 圖 2.17 (A)之 S ₁₁ 相位響應	28
圖	2. 19	9 雙端負載共振器等效電路模型	29

圖	圖 2.20 圖 2.19 之S ₂₁ 頻率響應		31
圖	圖 2.21 具輸入/輸出端埠的共振	器萃取其外部品質因	目子之等效電路
			32
圖	圖 3.1 λ/2步階式阻抗共振器等效	女電路模型	34
圖	圖 3.2 λ/2步階式阻抗共振器之	(A) 電氣長度關係圖	(B) 阻抗比值 K
與	與結構關係		36
置	圖 3.3 λ/4步階式阻抗共振器等效	女電路模型	37
圖	圖 3.4 λ/4步階式阻抗共振器之	(A) 電氣長度關係圖	(B) 阻抗比值 K
與	與結構關係		38
圖	圖 3.5 非均勻阻抗雙模態共振器	等效電路模型	39
圖	圖 3.6 圖 3.5 之 (A)偶模等效電路	模型 (B)奇模等效電	路模型41
圖	圖 3.7 奇偶模共振頻率比值與短距	路殘段負載關係圖	41
	1121=		
圖	圖 4.1 柴比雪夫響應之雙頻段帶	通濾波器耦合結構	42
圖	圖 4.2 共振器結構圖 (A) 0.9 GHz	(B) 0.7 GHz	44
圖	圖 4.3 共振器其間距與 $ S_{21} $ 頻率	響應關係圖 (A) 0.7 G	Hz (B) 0.9 GHz
			45
圖	圖 4.4 耦合係數萃取之設計曲線.		46
圖	圖 4.5 電路佈局示意圖		46
圖	圖 4.6 外部品質因子萃取之設計	曲線	47
圖	圖 4.7 雙頻帶通濾波器電路佈局.		48
圖	圖 4.8 模擬與量測結果比較		49
圖	圖 4.9 中心頻率為 0.7 GHz 的電流	充分佈圖	49
圖	圖 4.10 中心頻率為 0.9 GHz 的雷	流分佈圖	50

圖	4. 11	電路設計概念	.51
圖	4. 12	電路結構	. 51
圖	4. 13	電路結構	. 52
置	4. 14	圖 4.11 之 (A) 奇模等效電路模型 (B) 偶模等效電路模型	. 52
置	4. 15	奇模設計曲線關係圖	. 53
圖	4. 16	偶模設計曲線關係圖	. 54
圖	4. 17	步階式開路殘段之等效電路模型	. 55
圖	4. 18	傳輸零點設計曲線關係圖	. 55
圖	4. 19	共振器之共振頻率	. 56
圖	4. 20	採用指叉式電容饋入形成通带	. 57
圖	4. 21	三頻段寬頻帶通濾波器電路佈局圖	. 58
圖	4. 22	模擬與量測結果比較	. 59
		三頻段寬頻帶通濾波器實際電路	. 59
圖	4. 24	電路耦合結構	. 60
圖	4. 25	理想通帶頻率響應圖	.61
圖	4. 26	具相鄰頻段之雙頻帶通濾波器之電路結構	. 63
圖	4. 27	具相鄰頻段之雙頻帶通濾波器其電路佈局	. 64
圖	4. 28	模擬與量測結果比較	. 65
圖	4. 29	具相鄰頻段之雙頻帶通濾波器實際電路圖	. 65
圖	4.30	電路耦合結構	. 66
置	4.31	耦合結構示意圖	. 67
圖	4.32	連接線耦合結構之耦合係數	. 69
圖	4.33	頻段二之外部品質因子萃取的設計曲線	. 69
圖	4.34	頻段二電路結構與模擬結果	. 70
圖	4.35	頻段一之外部品質因子萃取的設計曲線	.71

多功能性之多頻段帶通濾波器設計

圖	4.36	低頻段共振器電路佈局圖	. 72
圖	4.37	高頻段共振器電路佈局圖	. 72
圖	4.38	整體電路佈局圖	. 72
圖	4.39	模擬與量測結果	. 74
圖	4.40	中心頻率為 1.2 GHz 的電流分佈圖	. 74
圖	4.41	中心頻率為 4 GHz 的電流分佈圖	. 75
圖	4.42	兼具窄頻與寬頻應用之雙頻帶通濾波器實際電路圖	. 75
		電路耦合結構	
圖	4.44	頻段一與二之電路結構	. 77
圖	4.45	耦合係數 $M^{1,II}$ 萃取之設計曲線	. 78
圖	4.46	耦合係數 M^N 萃取之設計曲線	. 79
圖	4.47	各頻段共振器合成之 $ S_{21} $ 頻率響應圖	. 79
圖	4.48	多功能性四頻段帶通濾波器其電路佈局	. 80
圖	4.49	模擬與量測結果比較	. 81
圖	4.50	中心頻率為 1.45 GHz 和 1.65 GHz 的電流分佈圖	. 82
圖	4.51	中心頻率為 4 GHz 的電流分佈圖	. 82
圖	4. 52	中心頻率為 5.9 GHz 的電流分佈圖	. 83
圖	4. 53	多功能性四頻段帶通濾波器實際電路圖	. 83

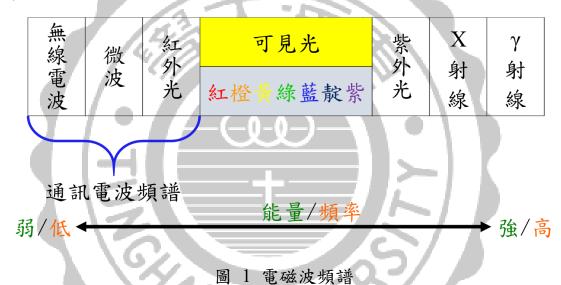
表目錄

表	2. 1	柴比雪夫響應低通濾波器元件值	. 24
表	4. 1	耦合係數與外部品質因子之理論值	. 43
表	4.2	電路佈局規格參數	. 48
表	4.3	雙頻帶通濾波器特性比較	. 50
表	4.4	電路佈局規格參數	. 58
表	4.5	電路設計規格	. 67
表	4.6	耦合係數與外部品質因子之理論值	. 68
表	4. 7	電路佈局規格參數	.71
表	4.8	電路設計規格	. 77
表	4.9	頻段四之耦合係數與外部品質因子的理論值	. 78
表	4. 10	0 各頻段之量測結果	. 81

第一章 緒論

1-1. 研究動機

隨著科技發展日新月異,人們對於電磁波的理解愈來愈多,使得射頻(Radio frequency, RF)技術的發展愈趨成熟,與之相關的應用有無線區域網路(Wi-Fi)、行動通訊、藍芽(Bluetooth)和紅外線(IrDA)等。存在於自然界中電磁波的種類如圖 1 所表示,其中紅外光、微波和無線電波在頻譜上屬低頻,具有良好的繞射特性,因此被用來作為無線通訊使用。



如何從如此眾多信號存在的環境之中,取得系統本身所需之信號,對於一個無線收發系統而言,濾波器的存在就顯得至關重要。它能抑制掉非系統所需之信號,使其不能通過濾波器,只讓需要的信號通過。而由於微帶電路具備體積小、重量輕和頻寬範圍大等優點,近幾年來被廣泛應用在無線通訊系統上。

在現今無線通訊系統中,有相當多之應用亟需濾波器具備有多頻 段的特性,也因如此,這也成為近年來相當熱門的研究主題之一。然而, 從以往與多頻段濾波器相關的研究文獻中,可以知道大多數的應用對 象為窄頻通帶(比例頻寬小於 15%)、單一的電路特性(皆為窄頻或寬頻) 抑或是非相鄰的頻段。對於某些需要多種電路特性的通訊系統而言,便 需要另外來進行設計,額外增加電路數目方能完成。如此一來,不僅造 成電路的面積變大,也提高了製作的成本。

有鑑於此,本論文將致力研究出一濾波器電路之設計方法,使得該 濾波器不單具有相鄰與非相鄰的電路特性,同時也兼具窄頻和寬頻的 通带,並利用微帶線結構來實現,預期可縮小電路面積與減少電路數 目。



1-2. 文獻探討

於無線收發系統中,濾波器扮演著舉足輕重的腳色,隨著科技的突飛猛進,現代無線通訊系統也隨之快速發展。因此,多頻段帶通濾波器引起了越來越多專家學者的關注[1]。截至目前為止,與多頻段帶通濾波器有關的技術紛紛被提出[2]-[10]。

於參考文獻[2]中,介紹了使用複合式左右手傳輸線零階共振器並改善其截止帶的一個超導材料雙頻段帶通濾波器。在參考文獻[3]中,提出了使用共用共振器技術的柴比雪夫響應之三頻段帶通濾波器和橢圓函數響應之帶通濾波器。文獻[4]中,提出了一個三頻段帶通濾波器應用結合了步階式阻抗與方形環負載的共振器,利用該共振器的前六個共振模態來構成其三個通帶。文獻[5]中的三頻段帶通濾波器應用了具有八種共振模態的多短路負載共振器,透過這些模態的使用來設計出一個具操作頻率可調之三頻段帶通濾波器。而參考文獻[6]中,提出了一種多重殘段負載之環形共振器,用於設計具有混合電耦合與磁耦合的直接耦合多頻段帶通濾波器,其電路所使用的殘段負載數量是用以激發出更多的共振模態,而共振模態仍可被獨立控制。於參考文獻[8]中,提出了一種基於殘段負載步階式阻抗共振器所設計出的三頻段帶通濾波器,由於該共振器的前三種共振模態可以獨立控制,從而達到三個通帶的中心頻率與反射損耗的各自獨立。

另一方面,電路的微型化也是設計上的重點之一。在文獻[11]中, 提出了步階式阻抗共振器的研究,利用共振器阻抗比值的不同來調整 並控制其諧波響應,而當共振器的阻抗比值於某特定範圍內時,該共振 器的整體電氣長度會小於 $\lambda/2$ 共振器,故能在設計上縮小共振器的尺寸。 而從文獻[11]的設計概念所延伸而出的有網型共振器和 $\lambda/4$ 步階式阻 抗共振器[12]—[15],以上均為達到電路設計微型化之目的。 此外,一般耦合矩陣對於利用共振器耦合合成濾波器其電路結構,就大多數而言,是相當地重要。由 R.J. Cameron 於西元 1999 年提出一種網路耦合矩陣的方法用以合成柴比雪夫頻率響應[16],該耦合矩陣重新配置為適合以微波共振器技術實現的實際型式。緊接著,作者於西元2002 年提出兩種網路耦合矩陣的方法以合成出具不對稱濾波特性的微波濾波器[17]。隔年,作者再次提出一種更簡單用於合成柴比雪夫頻率響應濾波器或其他頻率響應濾波器的耦合矩陣[18],使得毋須複雜複雜的耦合元件即可實現微波帶通濾波器,至今已被廣泛地應用於微波濾波器的設計之中。

有關於以適合微波濾波器實現之網路耦合矩陣的研究相當地多, 其中也不乏應用交錯式耦合以形成多頻段之網路耦合矩陣的研究[19] 一[26]。其中文獻[23]應用了兩種不同的設計概念,來處理不同的頻段 配置。對於相鄰的兩頻段,搭配文獻[22]所提出的網路耦合矩陣,引入 傳輸零點於頻帶中,進而設計出一個三頻段帶通濾波器。而文獻[24]乃 基於參考文獻[22]的網路耦合矩陣,利用 2/4 步階式阻抗共振器來達到 電路結構設計上的優化。而文獻[26]再將其設計概念做一延伸,主要利 用了參考文獻[27]所提出的對稱式與不對稱式之網路耦合矩陣,結合了 新型耦合結構的優勢[28],提出了兩種不同響應的寬頻雙頻段帶通濾波 器。

採用分佈式耦合技術來設計出多頻段濾波器之設計概念於[29]— [38]被提出,作者除採用分佈式耦合技術之外,還透過端埠負載耦合的 方式使其產生傳輸零點,增加了通帶的選擇性。

以上的文獻提出了許多有關於濾波器耦合矩陣合成方法、分佈式 耦合技術和多模態共振器設計等,其中囊括了微型化、寬頻帶與多頻段 設計等相關研究議題,無論是頻寬設計上的再提升、電路尺寸的微型化 和更多頻段數的設計,抑或是減少所使用的共振器數目使得電路佈局更簡潔、寬頻信號傳遞上的完整度與多頻段其頻段的差異性等,仍然有相當地多可以深入研究探討的空間。本論文所提出的電路設計主要應用了分佈式耦合技術,結合多模態共振器、寬頻帶與多頻段的想法,以達到電路多功能性的目的。



1-3. 論文貢獻和章節概要

於本論文中,一共提出了五種電路作為多頻段帶通濾波器的實現,其中,柴比雪夫雙頻帶通濾波器具有靈活地頻段控制與電路佈局簡單,並且透過分佈式耦合技術,使得各頻段可各自獨立地進行設計。多模態三頻段寬頻帶通濾波器為不同頻段並存的寬頻通訊系統提供了一良好的解決方法,減少了原先系統中所需之電路數目,大幅地縮小了電路面積。具相鄰頻段之雙頻帶通濾波器為兩個工作頻段互相鄰近的通訊系統提供了一良好的解決方法,不僅減少了原先系統所需的電路數目,更大幅地提升了其通道的選擇性。兼具窄頻與寬頻應用之雙頻帶通濾波器的提出,適用於兩個比例頻寬差異極大的通訊系統,並具有頻段自由控制和各頻段可獨立設計的電路特性。最後,結合前面四個電路的特性,提出了多功能性四頻段帶通濾波器,以滿足各種不同通訊系統的需求。

本論文於架構上一共分為五章,首章先闡明研究的動機,延伸出多功能性與多頻段的研究目的。第二章為濾波器基本設計理論,在此將介紹與濾波器設計相關的基本概念,包含有濾波器的種類、特性參數、基本常見濾波器的型式、奇偶模網路分析、共振器耦合理論和帶通濾波器的設計介紹。第三章則為共振器的介紹與理論分析,將論文中所使用到的共振器種類於此章做一完整地的介紹。而在第四章中,將依據第二章和第三章之內容,基於幾種多頻段帶通濾波器的設計方法,提出四型各具其電路特性的帶通濾波器,並針對各電路所需的規格依照設計流程來完成各型帶通濾波器電路的設計,且於該章的最後一節,提出一電路結合各型帶通濾波器的電路特性來進行設計。最後,第五章作為結論,依據本論文中所提出的電路其結果作之總結。

第二章 濾波器基本設計理論

濾波器,顧名思義就是使特定訊號通過並衰減其他訊號的一個電路元件。在通訊系統中,濾波器扮演著不可或缺的腳色,故本章將對其 在電路設計上做簡單的介紹。

2-1. 基本濾波器簡介

濾波器由各種電子元件組合電路而成,如集總的元件(Lumped)—電感(Inductor)、電阻(Resistor)和電容(Capacitor)組成,或由分散式的元件(Distributed)—共平面波導(Coplanar waveguide)、微帶線(Microstrip)與槽線(Slot line)等所組成。

2-1-1. 濾波器的種類

依照濾波器其訊號篩選方式,可以區分為以下幾種類型-1.低通濾波器(Low Pass Filter; LPF)、2.高通濾波器(High Pass Filter; HPF)、3.帶通濾波器(Band Pass Filter; BPF)、4.帶阻濾波器(Band Stop Filter; BSF)。

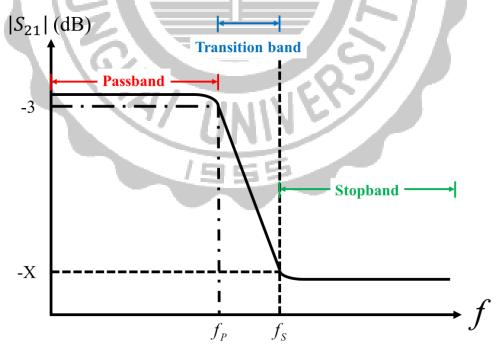


圖 2.1 低通濾波器

一個理想的低通濾波器其頻率響應圖如圖 2.1所示,圖中縱軸代

表訊號強度單位(dB),橫軸表示頻率(f), f_p 是指當比峰值小 3-dB 的頻率, f_s 用以表示截止頻率。 f_s 當傳輸訊號小於 f_p 時,信號無任何衰減,即稱此頻帶範圍為濾波器的通帶(Pass Band);當傳輸訊號大於 f_p 時,濾波器的頻率響應會迅速衰減至 X-dB,此時頻率為 f_s ;而頻段 f_p 到 f_s 稱之為過渡頻帶(Transition Band),頻率大於 f_s 的部分則稱之為阻帶亦或截止帶(Stop Band)。

圖 2.2 為一個理想高通濾波器的頻率響應圖,當傳輸訊號大於 f_s 時,傳輸信號無任何衰減,是為其通帶;當傳輸訊號小於 f_s 時,訊號衰減至 X-dB 以上,是為其阻帶;而 f_p 至 f_s 為過渡頻帶。

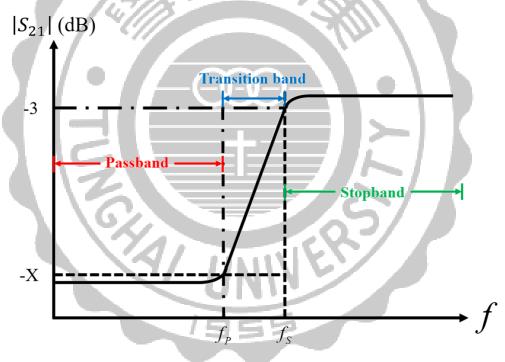


圖 2.2 高通濾波器

理想的帶通濾波器如圖 2.3, f_{PL} 和 f_{SL} 代表低頻 3-dB 頻率和低頻截止頻率, f_{PH} 與 f_{SH} 則表示高頻 3-dB 頻率和高頻截止頻率。頻段 f_{PL} 至 f_{PH} 為其通帶,頻段 f_{SL} 至 f_{PL} 與 f_{PH} 至 f_{SH} 為過渡頻帶,傳輸訊號小於 f_{SL} 和大於 f_{SH} 的部分是其阻帶。

圖 2.4 為一個理想的帶阻濾波器,阻帶為頻段 f_{PL} 至 f_{PH} ,過渡頻

帶在頻段 f_{SL} 至 f_{PL} 與 f_{PH} 至 f_{SH} ,通帶在傳輸訊號小於 f_{SL} 和大於 f_{SH} 的部分。

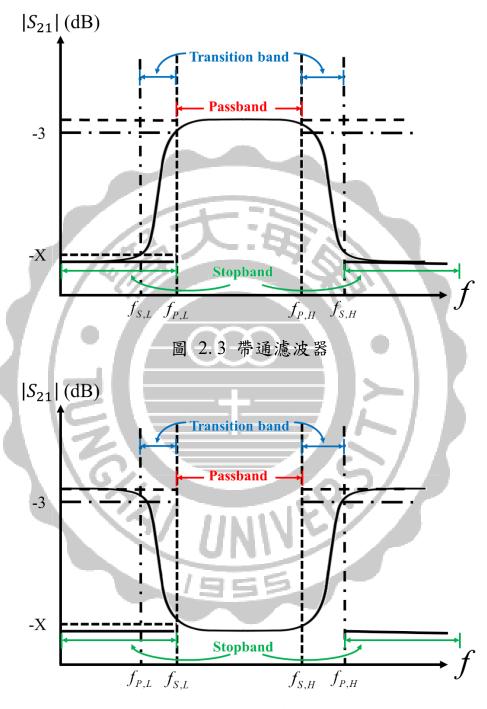


圖 2.4 帶阻濾波器

2-1-2. 濾波器特性參數介紹

圖 2.5 將用來說明濾波器的特性參數—包含了介入損耗、反射損 耗、通帶頻寬、通帶連波、比例頻寬、中心頻率以及衰減速率。

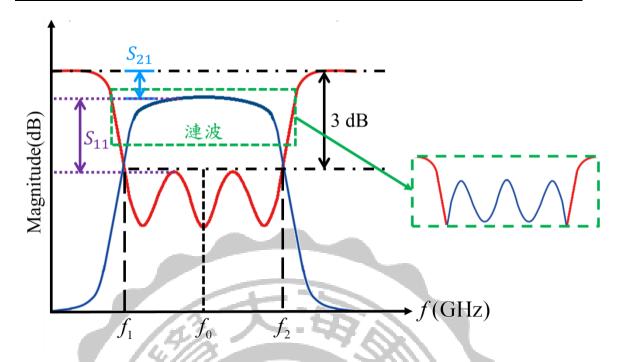


圖 2.5 帶通濾波器頻率響應圖

- 甲、 $介入損耗|S_{21}|$:為輸入功率與輸出功率的比值,通常以 dB 表示。
- 乙、 反射損耗 $|S_{11}|$:為入射到元件之功率與元件反射之功率的比值,通常以 dB表示。
- 丙、 通帶頻寬(Frequency Bandwidth, FBW): 通常以 3dB 截止頻率點來界定,如圖 2.5, f_2-f_1 即為 FBW。
- 丁、 通帶漣波(ripple):指通帶內漣波的大小。
- 己、 中心頻率 (f_0) :一般而言,定義為低頻截止頻率 f_1 與高頻截止頻率 f_2 的算術平均數或者幾何平均數。
- 庚、 衰減速率:取決於濾波器所應用之設計雛形。

2-1-3. 常見濾波器的設計介紹

一般而言,濾波器的效果優劣係指其衰減傳輸訊號的能力。換言之, 濾波效果愈好,其阻帶衰減量愈大,過渡頻帶愈陡峭。

濾波器的設計方法大致可以分為兩種,一是鏡像參數法、二是介入 損失函數法,而本論文在濾波器的設計上,均係採用後者。介入損失法 係以低通濾波器之雛型經過公式的轉換計算,進而符合設計上的需求, 達到指定而完整的頻率響應。對於設計者而言,介入損失法相較於鏡像 參數法有比較高的選擇自由度。

從介入損失函數法的定義: $P_{LR} = \frac{P_{inc}}{P_{load}} = \frac{1}{1-|\Gamma(\omega)|^2}$;得知濾波器的頻率響應等於其介入損失的頻率響應。以下簡單介紹幾種常見的濾波器原型:

壹、 巴特沃茲(Butterworth)濾波器

又稱二項式或極平坦響應函數,從字面上的意思不難瞭解其濾 波器的特性是通帶內的頻率響應有極佳的平坦度,低通濾波器的數 學函式為

$$P_{LR} = 1 + k^2 \left(\frac{f}{f_c}\right)^{2N}$$
 {2. 1}

貳、柴比雪夫(Chebyshev)濾波器

又稱等漣波響應函數,其濾波器特性是在通帶內有大小相通的 漣波,其低通濾波器的數學函式為

$$P_{LR} = 1 + k^2 T_N^2 (\frac{f}{f_c})$$
 {2. 2}

將上述兩種低通濾波器頻率響應函式,各別以代入濾波器階數 N=4 的條件於數學模擬軟體中模擬可以得到圖 2.6,由圖 2.6可

以觀察到,低通柴比雪夫濾波器的數學函式 $T_N(x)$ 在 $|x| \le 1$ 時,會在 ± 1 間振盪,所以通帶內有大小為 $1+k^2$ 的漣波,在通帶外緣,過渡頻帶的衰減變化明顯地比巴特沃茲濾波器來得陡峭。

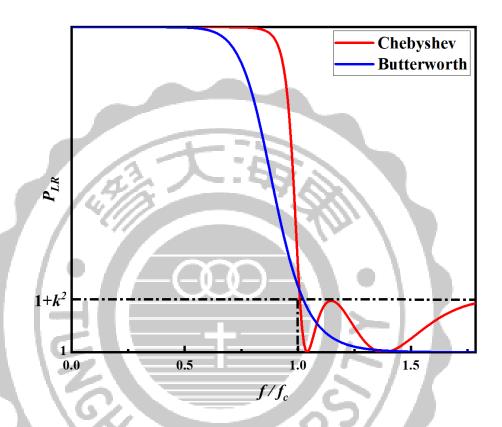


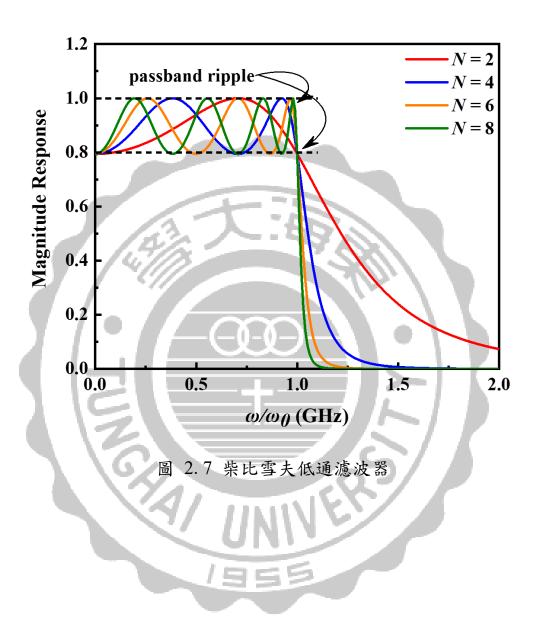
圖 2.6 巴特沃茲與柴比雪夫低通濾波器頻率響應(N=3) 柴比雪夫頻率響應其轉移函數的數學表示式為

$$|H(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_N^2(\Omega)}$$
 {2.3}

其中漣波常數 $\varepsilon=\sqrt{10^{\frac{L_{Ar}-1}{10}}}$,通帶漣波 L_{Ar} 以dB表示。 $T_{N}(\Omega)$ 定義為

$$T_{N}(\Omega) = \begin{cases} \cos(n\cos^{-1}\Omega), |\Omega| \le 1 \\ \cosh(n\cos^{-1}\Omega), |\Omega| \ge 1 \end{cases}$$
 {2.4}

依數學式 $\{2.3\}$ 之關係作圖,得圖 2.7。由圖 2.7觀察得知,當階數 N 越大,其通帶內漣波數越多,衰減至截止頻率的速度越快。



2-2. 奇偶模模態分析

一般在數學矩陣運算上,一任意矩陣可以拆解成對稱與反對稱矩 陣的和,意即

$$[A] = \frac{1}{2} \{ [A] + [A]^T \} + \frac{1}{2} \{ [A] - [A]^T \}$$
 {2. 5}

$$\widetilde{=} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}(V_1 + V_2) \\ \frac{1}{2}(V_1 + V_2) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{2}(V_1 - V_2) \\ -\frac{1}{2}(V_1 - V_2) \end{bmatrix}$$
{2. 6}



圖 2.8 雙埠網路

上述數學式可以用一對稱的雙埠網路示意之,如圖 2.8。如將偶模信號 定義為

$$V_{even} = \frac{1}{2}(V_1 + V_2)$$
 {2.7}

奇模信號為

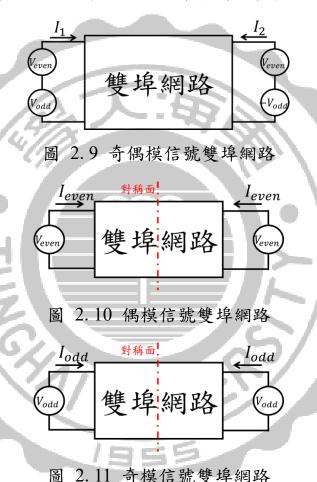
$$V_{odd} = \frac{1}{2}(V_1 - V_2)$$
 {2. 8}

當電路結構具備對稱性時,基於重疊原理,可將電路拆解成兩組獨 立的電路加以分析,數學式可以改寫表示成

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{even} \\ V_{even} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{odd} \\ -V_{odd} \end{bmatrix}$$
 {2. 9}

從奇模和偶模的信號關係式{2.9},可示意如圖 2.9。

從數學式結果得知,我們可以將原本的信號源拆解成奇模信號與 偶模信號的疊加,偶模信號可示意如圖 2.10。當輸入為偶模信號時, 對稱面可視為一磁牆,此時對稱面上的電流為零,意即在對稱面為虛開 路,則可以將電路拆解成一半來分析之;同理,倘若輸入信號為奇模信 號時,如圖 2.11,對稱面可視為一電牆,此時對稱面上的電位相等, 意即在對稱面為虛短路,即可將電路拆解成一半來分析之。



在往後的章節,將依據電路結構上的對稱性,採用奇偶模信號分析 方式分析電路,將一互耦問題拆解簡化成兩個獨立問題求解,最後再根 據重疊原理將其結果疊加以作為其電路最終分析之結果。

2-3. 共振器耦合理論

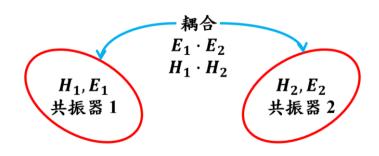


圖 2.12 共振器耦合示意圖

微帶濾波器其工作原理是倚靠著共振器彼此間的耦合以達到信號 傳遞的功用。共振器彼此間的耦合係數被定義為

$$k = \frac{\iiint \varepsilon \overline{E}_{1} \cdot \overline{E}_{2} dv}{\sqrt{\iiint \varepsilon |\overline{E}_{1}|^{2}} dv \times \iiint \varepsilon |\overline{E}_{2}|^{2} dv} + \frac{\iiint \mu \overline{H}_{1} \cdot \overline{H}_{2} dv}{\sqrt{\iiint \mu |\overline{H}_{1}|^{2}} dv \times \iiint \mu |\overline{H}_{2}|^{2} dv}$$
 {2. 10}

其中 \overline{E} 和 \overline{H} 各為電場向量與磁場向量、 ε 表介電係數和 μ 為導磁係數。 我們可以從定義上觀察得知耦合係數與電場和磁場有關,如圖 2.12 所示。因此,共振器間的耦合可以分為電耦合(Electric Coupling)、磁耦合 (Magnetic Coupling)、以及電與磁的混合型耦合(Mixed Coupling)。

由於本論文中,共振器間之耦合皆採同步調諧的方式,故以下理論 分析皆以同步調諧為前提下去做介紹。倘若共振器之耦合是採用非同 步的,其分析則全然不同。

2-3-1. 電耦合

圖 2.13 (a)表示電耦合的共振電路,其等效電路模型如圖 2.13 (b)。其中L和C各別代表共振器本身的自電感(self inductance)與自電容(self capacitance), C_m 表示兩兩共振器之間的互容(mutual capacitance)。若將參考平面 T_1-T_1 及 T_2-T_2 定義如圖 2.13 (a)所示,我們可以觀察到一組雙埠網路並且用以下等式來描述

$$\begin{cases} I_1 = j\omega C V_1 - j\omega C_m V_2 \\ I_2 = j\omega C V_2 - j\omega C_m V_1 \end{cases}$$
 {2. 11}

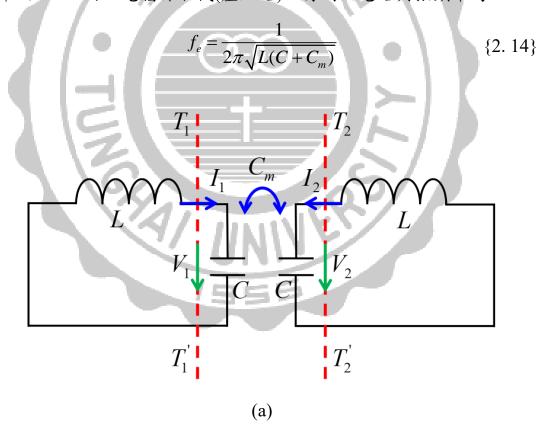
以矩陣方式可以表示為

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j\omega C & -j\omega C_m \\ -j\omega C_m & j\omega C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$$
 {2. 12}

從定義可得四個Y參數

$$\Rightarrow [Y] = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j\omega C & -j\omega C_m \\ -j\omega C_m & j\omega C \end{bmatrix}$$
 {2. 13}

因為電路具對稱性,故利用奇偶模來分析電路。圖 2.13(b)中,對稱平面T-T'用一電牆作取代(虛短路),得到此電路共振頻率為



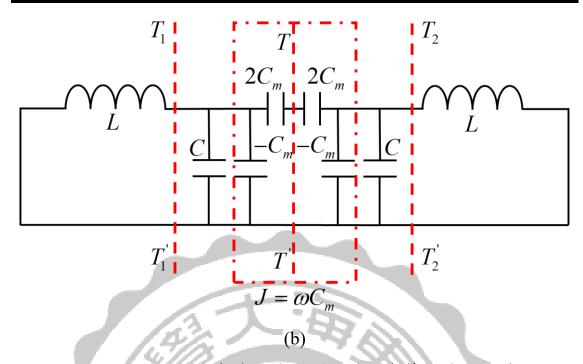


圖 2.13 (a) 電耦合共振電路 (b) 電耦合等效電路模型該共振頻率會低於單一未耦合共振器的共振頻率。從物理的觀點來解釋是因為當電牆置入耦合結構的對稱平面時,耦合效應增強了單一共振器儲存電荷的能力。相反地,若對稱平面T-T'用一磁牆作取代(虛開路),所得到的共振頻率為

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C - C_m)}}$$
 {2.15}

則當磁牆置入耦合結構的對稱平面時,耦合效應降低了單一共振器儲 存電荷的能力,因此,共振頻率增加。

由數學式 $\{2.14\}$ 和 $\{2.15\}$ 的結果可推導出電耦合係數 k_E 的定義為

$$k_E = \frac{C_m}{C} = \frac{f_m^2 - f_e^2}{f_m^2 + f_e^2}$$
 {2. 16}

這不僅只代表電場耦合能量與單一未耦合共振器儲存能量的比值,同時也符合耦合共振濾波器之耦合係數的定義。

2-3-2.磁耦合

圖 2.14(a)為磁耦合的共振電路模型,其等效電路如圖 2.14(b)。電路模型中的L和C分別代表共振器本身的自電感(self inductance)與自電容(self capacitance), L_m 表示兩兩共振器之間的互感(mutual inductance)。若將參考平面 $T_1 - T_1'$ 及 $T_2 - T_2'$ 定義如圖 2.14(a)所示,我們可以觀察到一組雙埠網路並且用以下等式來描述

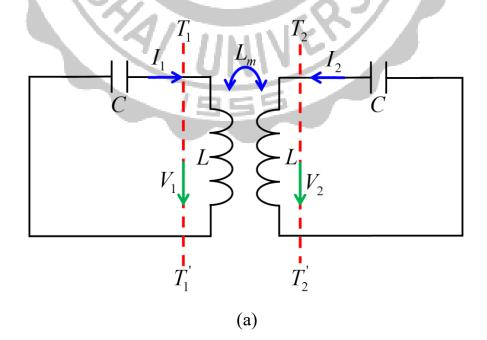
$$\begin{cases}
V_1 = j\omega L I_1 - j\omega L_m I_2 \\
V_2 = j\omega L I_2 - j\omega L_m I_1
\end{cases}$$
(2. 17)

同樣地,以矩陣方式表示之

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j\omega L & j\omega L_m \\ j\omega L_m & j\omega L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$
 {2. 18}

從定義可得四個Z參數

$$\Rightarrow [Z] = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j\omega L & j\omega L_m \\ j\omega L_m & j\omega L \end{bmatrix}$$
 {2. 19}



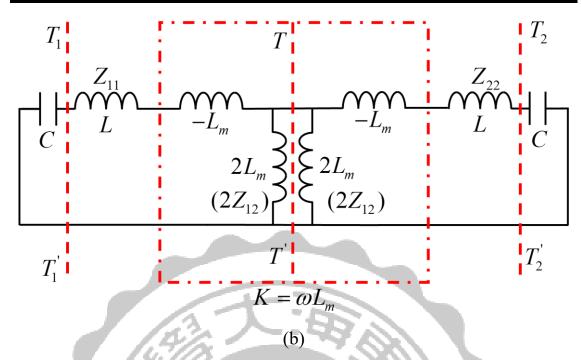


圖 2.14(a) 磁耦合共振電路 (b) 磁耦合等效電路模型

圖 2.14(b)中,將對稱平面*T-T*'用一電牆作取代(虛短路),得到 此電路共振頻率為

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{C(L - L_m)}}$$
 {2. 20}

共振頻率會增加,是因為當電牆置入耦合結構的對稱平面時,耦合效應會減少單一共振器儲存的磁通量。相反地,若對稱平面T-T'用一磁牆作取代(虛開路),所得到的共振頻率為

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{C(L + L_m)}}$$
 {2.21}

在此情況下,耦合效應增強了單一個共振器儲存的磁通量,故共振頻率會低於單一未耦合共振器的共振頻率。同樣地,由方程式 $\{2.20\}$ 和方程式 $\{2.21\}$ 可推導得到磁耦合係數 k_M 為

$$k_{M} = \frac{L_{m}}{L} = \frac{f_{e}^{2} - f_{m}^{2}}{f_{e}^{2} + f_{m}^{2}}$$
 {2. 22}

故磁耦合係數符合磁場耦合能量與單一未耦合共振器儲存能量的比值,同時也符合耦合共振濾波器之耦合係數的定義。

2-3-3. 混合型耦合

對於同時具備電耦合和磁耦合的耦合共振器結構,雙埠網路表示如圖 2.15(a),須注意到參數Y是指位於參考平面 T_1-T_1 的左側以及位於參考平面 T_2-T_2 的右側,而參數Z是指位於參考平面 T_1-T_1 的右側以及位於參考平面 T_2-T_2 的左側。參數Y和參數Z定義為

$$Y_{11} = Y_{22} = j\omega C$$

$$Y_{12} = Y_{21} = j\omega C'_{m}$$

$$Z_{11} = Z_{22} = j\omega L$$

$$Z_{12} = Z_{21} = j\omega L'_{m}$$

$$\{2. 23\}$$

其中,C、L、 C_m 和 L_m 代表的是自電容、自電感、互容以及互感,其等效電路示意如圖 2.15 (b),為了方便識別,將磁耦合和電耦合分別以阻抗轉換器 $K=\omega L_m$ 和導納轉換器 $J=\omega C_m$ 代表。將對稱平面T-T分別以電牆與磁牆作取代,我們可以得到該電路的共振頻率

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L - L_m)(C - C_m)}}$$
 {2. 24}

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L + L_m)(C + C_m)}}$$
 {2. 25}

從數學式 $\{2.24\}$ 和數學式 $\{2.25\}$,不難觀察出磁耦合與電耦合對共振 頻率偏移具有相同的影響,並且可以得到混合型耦合係數 k_{X} 為

$$k_{X} = \frac{f_{e}^{2} - f_{m}^{2}}{f_{e}^{2} + f_{m}^{2}} = \frac{CL_{m} + LC_{m}}{LC + L_{m}C_{m}}$$
 {2. 26}

設 $L_m C_m \ll LC$, 數學式 $\{2.26\}$ 可以化簡成

$$k_X \approx \frac{L_m}{L} + \frac{C_m}{C} = k_M + k_E$$
 {2.27}

根據上式{2.27}可以得知,混合型耦合是由電耦合與磁耦合的疊加所引起的。

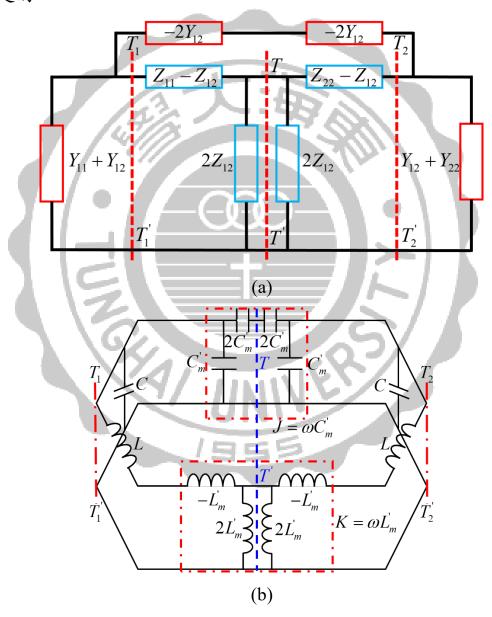


圖 2.15 (a) 混合型耦合共振電路 (b) 混合型耦合等效電路模型

2-4. 柴比雪夫響應之帶通濾波器設計

在本節,將以一帶通濾波器應用柴比雪夫響應設計之完整設計流 程來說明耦合係數與外部品質因子,設計步驟如下:

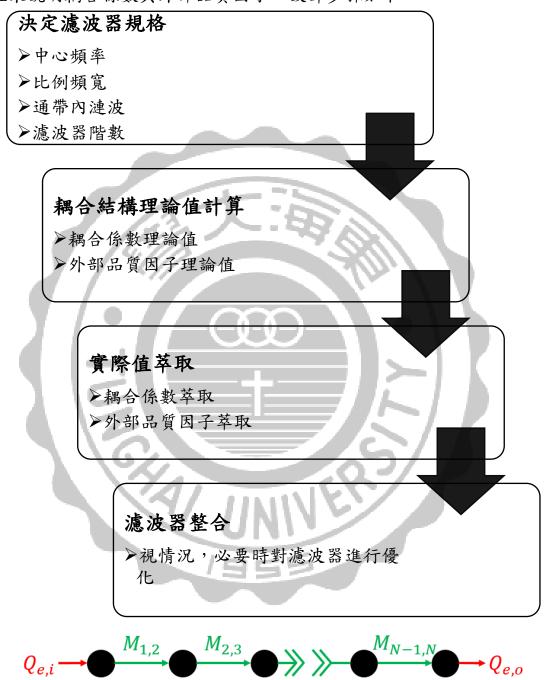


圖 2.16 N階柴比雪夫響應帶通濾波器耦合結構

圖 2.16 代表 - N 階 柴 比 雪 夫 響 應 帶 通 濾 波 器 的 耦 合 結 構 , 每 一 個 黑 色 節點代表每一個共振器,耦合係數以 $M_{i,i}$ 表示,輸入和輸出的外部品 質因子分別是 $Q_{e,i}$ 與 $Q_{e,o}$,分別由公式 $\{2.28\}$ 與公式 $\{2.29\}$ 計算得到其理論值。

$$M_{j,j+1} = \frac{\Delta}{\sqrt{g_j g_{j+1}}} \bigg|_{j=1 \text{ to } N-1}$$
 {2. 28}

$$Q_{e,i} = Q_{e,o} = \frac{g_N g_{N+1}}{\Delta}$$
 {2. 29}

其中比例頻寬以△作表示, g 值為柴比雪夫低通濾波器正規化元件值, 可參考[42]之內容,依照通帶漣波條件查表得到相對應的值,表 2.1 柴 比雪夫響應低通濾波器元件值是通帶漣波為 0.04321 dB 的柴比雪夫低 通濾波器元件值。

表 2.1 柴比雪夫響應低通濾波器元件值

通帶漣波=0.04321 dB (g ₀ =1)										
n	$g_{_1}$	$g_{_2}$	g_3	g_4	g_5	86	87	g_8	g_9	$g_{_{10}}$
1	0.2000	1.0	a) \					/ 🔏		
2	0.6648	0.5445	1.2210				3/	P		
3	0.8516	1.1032	0.8516	1.0	MI			9		
4	0.9314	1.2920	1.5775	0.7628	1.2210					
5	0.9714	1.3721	1.8014	1.3721	0.9714	1.0				
6	0.9940	1.4131	1.8933	1.5506	1.7253	0.8141	1.2210			
7	1.0080	1.4368	1.9398	1.6220	1.9398	1.4368	1.0080	1.0		
8	1.0171	1.4518	1.9667	1.6574	2.0237	1.6107	1.7726	0.8330	1.2210	
9	1.0235	1.4619	1.9837	1.6778	2.0649	1.6778	1.9837	1.4619	1.0235	1.0

2-4-1. 萃取耦合係數

一般而言,不論是同步或非同步調諧,從一對耦合的共振器之間可 以觀察到兩個特徵頻率。根據文獻[17],我們可以得到萃取耦合係數的 通式為

$$k = \pm \frac{1}{2} \left(\frac{f_{02}}{f_{01}} + \frac{f_{01}}{f_{02}} \right) \sqrt{\left(\frac{f_{p2}^2 - f_{p1}^2}{f_{p2}^2 + f_{p1}^2} \right)^2 - \left(\frac{f_{02}^2 - f_{01}^2}{f_{02}^2 + f_{01}^2} \right)^2}$$
 {2. 30}

其中, f_{01} 和 f_{02} 代表共振器各自的共振頻率; f_{p1} 與 f_{p2} 表示為耦合共振 腔的特徵頻率。當同步調諧時,方程式 $\{2.30\}$ 可以簡化為

$$k = \pm \frac{f_{p2}^2 - f_{p1}^2}{f_{p2}^2 + f_{p1}^2}$$
 {2.31}

由式{2.31}我們得知,同步調諧的情況下,欲萃取耦合係數只需要得到耦合共振腔的特徵頻率即可。

2-4-2.外部品質因子

外部品質因子其代表意義是濾波器在輸入與輸出端的共振器之饋入能量的大小。耦合微帶濾波器可以分為兩種典型輸入與輸出端的耦合結構,一是擇定饋入耦合,乃以50-Ω饋線直接和輸出與輸入端共振器相連接,透過50-Ω饋線其饋入的位置來控制外部品質因子,此方式饋入的位置越接近接地端,其耦合量會越小,外部品質因子則會越大;二是分佈式耦合,此種耦合方式係透過耦合線段的線寬和耦合間隙來控制外部品質因子,間隙小和線寬細的線段都會使共振器得到較強的耦合量,而使外部品質因子越小。

一般而言,典型的外部品質因子之萃取方法可以分為兩種;一種方法是單端負載共振器(Singly Loaded Resonator),另一種方法是雙端負載共振器(Double Loaded Resonator)。在接下來的兩個小節裡,將分別介紹這兩種方法。

壹、 單端負載共振器

為了從輸入與輸出端之共振器的頻率響應中萃取外部品質因子,我們可參考圖 2.17 (a)的等效電路, G 視為無損 LC 共振器的外部電導,該電路類似一雙埠網路,如圖 2.17 (b)。

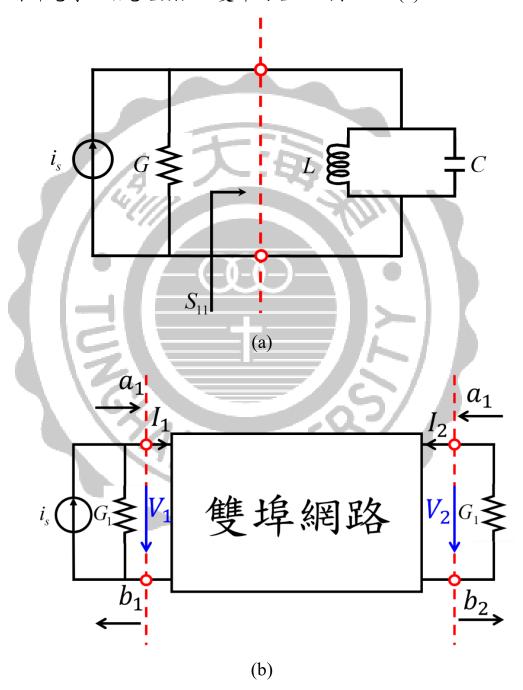


圖 2.17(a) 單端負載共振器等效電路模型 (b) 單端負載共振器雙埠網路示意圖

因此,欲萃取之外部品質因子與我們一般描述耦合矩陣所定義的品質因子是無異的。共振器激發端的反射係數亦或稱之 S_{11} 表示為

$$S_{11} = \frac{G - Y_{in}}{G + Y_{in}} = \frac{1 - Y_{in} / G}{1 + Y_{in} / G}$$
 {2. 32}

Yin是共振器的輸入導納為

$$Y_{in} = j\omega C + \frac{1}{j\omega L} = j\omega_0 C \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)$$
 {2.33}

 $\omega_0=1/\sqrt{LC}$ 為共振頻率,當 $\omega=\omega_0+\Delta\omega$,又 $(\omega^2-\omega_0^2)/\omega\approx2\Delta\omega$ 時,等式 $\{2.33\}$ 可化簡成

$$Y_{in} = j\omega_0 C \cdot \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}$$
 {2.34}

令 $Q_e = \omega_0 C/G$ 並代入式,則可得到反射係數

$$S_{11} = \frac{1 - jQ_e(2\Delta\omega/\omega_0)}{1 + jQ_e(2\Delta\omega/\omega_0)}$$
 {2.35}

因為我們在一開始就將共振器視為無損的,因此等式{2.35}恆成立。

$$S_{11} = \frac{1 - jQ_e(2\Delta\omega/\omega_0)}{1 + jQ_e(2\Delta\omega/\omega_0)} = 1$$
 {2.36}

又因為圖 2.17 (a)並聯電路的表現可以被視為開路,故 S_{11} 的相位響應會隨著頻率而變化,對 $\Delta\omega/\omega_0$ 與 S_{11} 的相位關係作圖,其關係如圖 2.18所示。

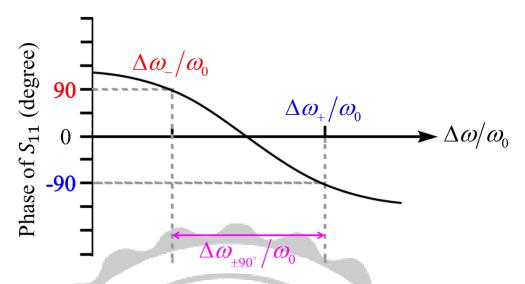


圖 2.18 圖 2.17 (a)之S₁₁相位響應

當相位為±90°時,Δα相對應的值為

$$2Q_e \frac{\Delta \omega_{\mp}}{\omega_0} = \mp 1 \tag{2.37}$$

則介於相位點±90°的絕對頻寬為

$$\Delta\omega_{\pm90^{\circ}} = \Delta\omega_{+} - \Delta\omega_{-} = \frac{\omega_{0}}{Q_{e}}$$
 {2.38}

則可以得到萃取外部品質因子的關係式

$$Q_e = \frac{\omega_0}{\Delta \omega_{\pm 90^{\circ}}}$$
 {2. 39}

貳、 雙端負載共振器

承前一小節所述, Q_e 被定義為單端負載共振器的外部品質因子,倘若該共振器呈對稱性,則可以增加另一個對稱的負載端口進而形成一個雙埠網路,如圖 2.19 所示。其中,T-T為對稱平面且原本單一個LC 共振器已被拆分成兩個對稱的部分。根據前面章節所提到的,當電路具對稱性時,可以使用奇模和偶模這兩種模態去分析該電路。因此,當對稱平面視為短路時,分別令 Y_{in-odd} 和 S_{11-odd} 為端埠 1 的奇模輸入導納和反射係數,我們可以得到

$$Y_{in-odd} = \infty$$

$$S_{11-odd} = \frac{G - Y_{in-odd}}{G + Y_{in-odd}} = -1$$

$$\{2.40\}$$

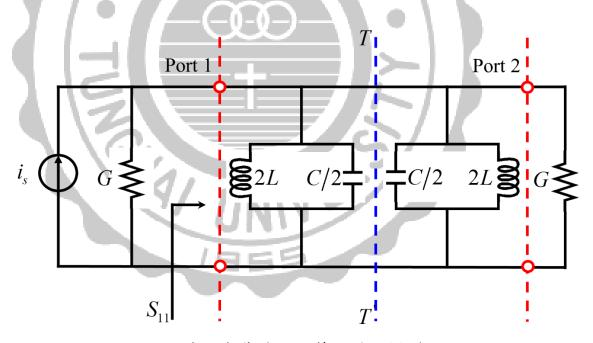


圖 2.19 雙端負載共振器等效電路模型

而當對稱平面視為開路時,令 $\omega_0=1/\sqrt{LC}$ 為共振頻率, $\omega=\omega_0+\Delta\omega$,又 $(\omega^2-\omega_0^2)/\omega\approx2\Delta\omega$,代入等式可化簡得到為端埠 1 的偶模輸入導納和反射係數為

$$Y_{in-even} = j\omega_0 C \frac{\Delta\omega}{\omega_0}$$

$$S_{11-even} = \frac{G - Y_{in-even}}{G + Y_{in-even}} = \frac{1 - jQ_e \frac{\Delta\omega}{\omega_0}}{1 + jQ_e \frac{\Delta\omega}{\omega_0}}$$

$$(2.41)$$

從參考文獻[17],又可以得知

$$S_{21} = \frac{1}{2} (S_{11-even} - S_{11-odd}) = \frac{1}{1 + jQ_e \Delta\omega/\omega_0}$$
 {2. 42}

大小關係為

$$|S_{21}| = \frac{1}{\sqrt{1 + (Q_e \Delta \omega / \omega_0)^2}}$$
 {2.43}

基於公式 $\{2.43\}$ 將 $|S_{21}|$ 對 $\frac{\Delta\omega}{\omega_0}$ 的關係作圖,其關係如圖 2.20 所

示。從圖可以觀察到,當 $\Delta\omega=0$ 時, $|S_{21}|$ 達到最大值,意即 $|S_{21}(\omega_0)|=1$ 。當頻率產生變化, $|S_{21}|$ 的值從最大值下降 0.707 亦或謂之-3 dB 時,根據等式 $\{2.44\}$ 可以定義頻寬為

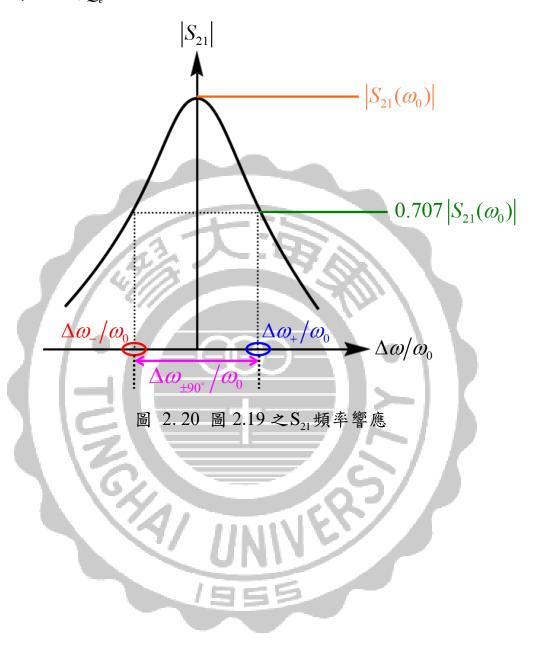
$$Q_e \frac{\Delta \omega_{\pm}}{\omega_0} = \pm 1 \tag{2.44}$$

$$\Delta\omega_{3dB} = \Delta\omega_{+} - \Delta\omega_{-} = \frac{\omega_{0}}{Q_{e}/2}$$
 {2.45}

 $\Delta\omega_{3dB}$ 為共振時, S_{21} 上升與衰減 3 dB 的頻寬。因此,雙端負載共振器的外部品質因子 Q_e 可定義為

$$Q_e' = \frac{Q_e}{2} = \frac{\omega_0}{\Delta \omega_{2AB}}$$
 {2.46}

意即,如欲萃取 Q_e ,先求得單端負載的外部品質因子 Q_e ,則 Q_e 為兩倍的 Q_e 。



2-5. 群速延遲

一般而言,欲對雙端負載共振器萃取其外部品質因子,可基於上一 小節內容之公式{2.46}計算得到。然而,為了實現單一個具多模態的共 振器之帶通濾波器,如以傳統雙端負載共振器的方式是很難有效地萃 取其外部品質因子。

為了解決上述之問題,使用了一種利用傳輸係數 S_{21} 之群速延遲的方法。對於一個共振頻率下的多模態共振器其可被視為LC並聯電路,如圖 2.21 所示。端埠 1 處的外部耦合與端埠 2 處的弱耦合分別相當於 導納反轉子 J_1 和 J_2 ,兩邊端埠處之外部電導以G表示。

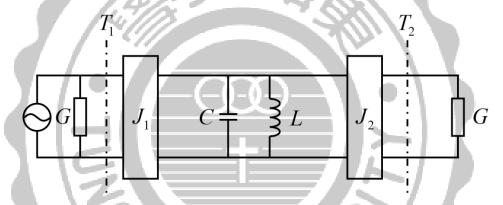


圖 2.21 具輸入/輸出端埠的共振器萃取其外部品質因子之等效電路將參考平面 T_1 和 T_2 之間的關係以傳輸矩陣[ABCD]來表示,可得到

$$[ABCD] = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{jJ_1} \\ -jJ_1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1-\omega^2 LC}{j\omega L} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{jJ_2} \\ -jJ_2 & 0 \end{bmatrix}$$
 {2. 47}

圖 2.21 之雙埠網路在共振時,其傳輸矩陣參數可推導出散射參數 S_{21} 。因此,可以求得

$$S_{21} = \frac{2}{\left[-\frac{J_1}{J_2} \left(1 + jQ_e \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \right) \right]}$$
 {2.48}

其中, J_1 與 J_2 代表在共振時的導納反轉子。而從式 $\{2.48\}$ 可以計算推導得到 S_{21} 的相位 ϕ_{21} ,所得其等式如下:

$$\phi_{21} = \tan^{-1}(2Q_e\Delta\omega/\omega_0)$$
 {2.49}

當 $S_{21}=e^{-j\phi}$,式 $\{2.49\}$ 可以改寫得到 S_{21} 的群速延遲 $au_{21}[42]$

$$\tau_{21} = -\frac{\partial(-\phi_{21})}{\partial\omega} = \frac{2Q_e}{\omega_0} \cdot \frac{1}{1 + (2Q_e\Delta\omega/\omega_0)^2}$$
 {2. 50}

回想一下 $\omega=\omega_0+\Delta\omega$,在共振 $\Delta\omega=0$ 時,等式 $\{2.50\}$ 之群速延遲達到它的最大值

$$\tau_{21}(\omega_0) = 2Q_e / \omega_0$$
 {2.51}

因此,式 $\{2.51\}$ 之 Q_e 可以被改寫為

$$Q_e = \omega_0 \tau_{21}(\omega_0) / 2 = \pi f_0 \tau_{21}(\omega_0)$$
 {2.52}

此處的 Q_e 代表單端負載共振器的外部品質因子,如果它為雙端負載共振器,其外部耦合強度則為單端耦合的兩倍。是故,雙端負載共振器其外部品質因子 Q_e 可被定義為

$$Q'_e = Q_e / 2 = \pi f_0 \tau_{21}(\omega_0) / 2$$
 {2.53}

值得一提的是,所提出的新方法不僅適合用於多模態共振器,對於 一般傳統的共振器也適用。

第三章 共振器介紹

在本章,將會對論文中所應用之共振器其基本型態去做介紹與分析。如此一來,在電路設計上便可以針對各種設計需求選擇合適之共振 器以期達到設計上的優化。

3-1. 步階式阻抗共振器

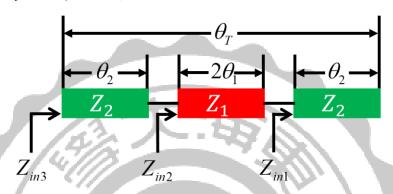


圖 3.1 2/2步階式阻抗共振器等效電路模型

步階式阻抗共振器(Stepped Impedance Resonator, SIR)於 1979 年由 M. Makimoto 和 S. Yamashita 所提出,此後便被廣泛地應用在各式各樣的元件設計之中。步階式阻抗共振器分別由特性阻抗 Z_1 與 Z_2 ,其電氣長度各為 θ_1 和 θ_2 的傳輸線段所構成,藉由改變傳輸線段的特性阻抗與電氣長度來控制共振頻率。

當步階式阻抗共振器的總電氣長度為 $\lambda/2$ 時,稱之為 $\lambda/2$ 步階式阻抗共振器,將其總電氣長度定義為 θ_T ,特性阻抗的比值定義為K,其關係式為

$$\theta_T = 2(\theta_1 + \theta_2)$$

$$K = \frac{Z_2}{Z_1}$$

$$\{3. 1\}$$

圖 3.1 表一個λ/2步階式阻抗共振器的等效電路,由傳輸線的阻抗公式

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\theta)}{Z_0 + jZ_L \tan(\theta)}$$

$$\{3. 2\}$$

當負載端開路,另一端看進去的輸入阻抗Zini為

$$Z_{in1} = \frac{Z_2}{j \tan \theta_2}$$
 {3.3}

將 Z_2 視為負載,從 Z_{in2} 看進去的輸入阻抗 Z_{in2} 為

$$Z_{in2} = jZ_1 \frac{-Z_2(1 - \tan^2 \theta_1) + 2Z_1 \tan \theta_1 \tan \theta_2}{Z_1 \tan \theta_2(1 - \tan^2 \theta_1) + 2Z_2 \tan \theta_1}$$
 {3.4}

同理,從Zin3看進去的輸入阻抗Zin3為

$$Z_{in3} = jZ_{2} \frac{Z_{1} \frac{-Z_{2}(1 - \tan^{2}\theta_{1}) + 2Z_{1} \tan \theta_{1} \tan \theta_{2}}{Z_{1} \tan \theta_{2}(1 - \tan^{2}\theta_{1}) + 2Z_{2} \tan \theta_{1}} + Z_{2} \tan \theta_{2}}{Z_{2} - Z_{1} \frac{-Z_{2}(1 - \tan^{2}\theta_{1}) + 2Z_{1} \tan \theta_{1} \tan \theta_{2}}{Z_{1} \tan \theta_{2}(1 - \tan^{2}\theta_{1}) + 2Z_{2} \tan \theta_{1}} \tan \theta_{2}}$$

$$(3..5)$$

當 $\theta_1 = \theta_2 = \theta$ 的時候,則式 $\{3.5\}$ 可以化簡為

$$Z_{in3} = jZ_2 \frac{-(K - 2\tan^2\theta - 2K\tan^2\theta - 2K^2\tan^2\theta + K\tan^4\theta)}{2K\tan\theta - 2K\tan^3\theta + 2K^2\tan\theta - 2\tan^3\theta}$$
 (3. 6)

將輸入阻抗 Z_{in3} 轉換成輸入導納 Y_{in3} ,並且令 $Y_{in3}=0$,可以得到步階式阻抗共振器之共振條件為

$$Y_{in3} = 0 \Longrightarrow K = \tan^2 \theta \tag{3.7}$$

承式 $\{3.7\}$,當 $\theta_1 \neq \theta_2$,可得共振條件為

$$K = \tan \theta_1 \tan \theta_2 \tag{3.8}$$

從式{3.1},已知其總電氣長度與各段傳輸線的關係,代回式{3.8}則

可推導得到

$$\theta_T = 2 \tan^{-1} \left[\frac{K \cot \theta_1 + \tan \theta_1}{1 - K} \right]$$
 {3.9}

將式 $\{3.9\}$ 作圖,可以得到 θ_T 與 θ_1 的關係,如圖 3.2 (a)所示。從圖可以得知共振頻率和各段電氣長度的關係,且當阻抗比值0 < K < 1時,總電氣長度 θ_T 小於 $\lambda/2$ 。倘若K = 1,則稱之為 $\lambda/2$ 均勻阻抗共振器 (uniform impedance resonator, UIR)。圖 3.2 (b)為其阻抗比值K與結構型式之關係。

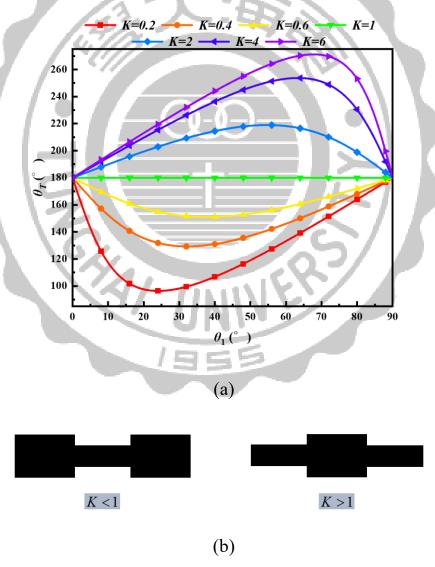


圖 3.2 $\lambda/2$ 步階式阻抗共振器之 (a) 電氣長度關係圖 (b) 阻抗比值

K與結構關係

而為了達到電路尺寸微型化的目的,我們將原本共振器的一端短路, 使其步階式阻抗共振器的總電氣長度為 $\lambda/4$,其等效電路如圖 3.3。

$$\theta_T = \theta_1 + \theta_2 \tag{3. 10}$$

當負載端短路,另一端看進去的輸入阻抗Zinl為

$$Z_{in1} = jZ_1 \tan \theta_1 \tag{3.11}$$

同理可證,可以得知其結果與總電氣長度為 $\lambda/2$ 的步階式阻抗共振器之 共振條件結果相似

$$\theta_T = \tan^{-1} \left[\frac{K \cot \theta_2 + \tan \theta_2}{1 - K} \right]$$
 {3. 12}

同樣地,依據其共振條件繪製作圖,可得其設計曲線如圖 3.4(a)所示。 $\lambda/4$ 步階式阻抗共振器阻抗比值 K 與結構型式之關係如圖 3.4(b)所示。

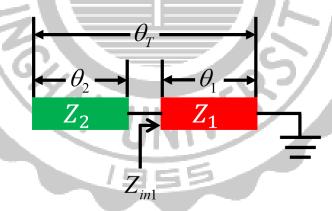


圖 3.3 2/4步階式阻抗共振器等效電路模型

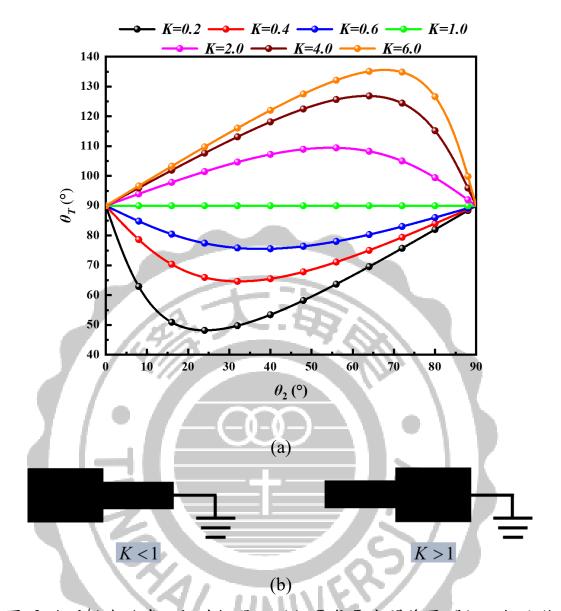


圖 3.4 $\lambda/4$ 步階式阻抗共振器之 (a) 電氣長度關係圖 (b) 阻抗比值 K與結構關係

3-2. 非均匀阻抗殘段負載共振器

非均勻阻抗殘段負載共振器其設計概念就如同字面上的意義,為 非均勻阻抗傳輸線引入一短路殘段負載所構成的共振器結構,本節將 以一非均勻阻抗雙模態共振器應用奇偶模分析其電路結構來推導出其 共振條件。如圖 3.5 為非均勻阻抗雙模態共振器的等效電路,係由兩 段非均勻阻抗傳輸線與一短路殘段負載而組成。

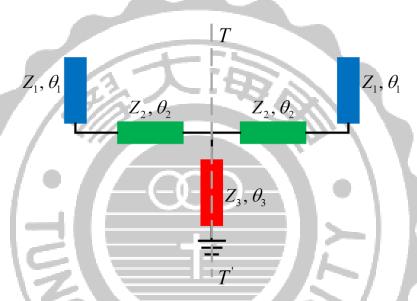


圖 3.5 非均勻阻抗雙模態共振器等效電路模型

由於圖 3.5 可以觀察出電路結構上呈現對稱性,故可以置入一參考平面T-T 如圖來分析其電路,分別可以得到其奇模等效電路如圖 3.6 (b)與偶模等效電路如圖 3.6 (a)所示。根據式 $\{3.2\}$,令 $2Z_3=Z_2$,可以分別推導得到奇模共振條件

$$Z_1 \cot \theta_1 = Z_2 \tan \theta_2 \tag{3.13}$$

與偶模共振條件

$$Z_1 \cot \theta_1 = Z_2 \tan(\theta_2 + \theta_3)$$
 {3. 14}

從共振條件式{3.13}與式{3.14}可以看出,短路殘段負載的電氣長度 與奇模的共振頻率無關;換言之,奇模與偶模的共振頻率是各自獨立控 制的,是故該型態共振器在設計應用上有著顯著的靈活度。

令非均勻阻抗雙模態共振器的阻抗比值 $K=Z_1/Z_2$,則式 $\{3.13\}$ 與式 $\{3.14\}$ 可以化簡為

奇模共振條件
$$K \cot \theta_1 = \tan \theta_2$$
 {3.15}

偶模共振條件
$$K \cot \theta_1 = \tan(\theta_2 + \theta_3)$$
 {3.16}

$$\begin{cases}
\theta_{T_1} = \theta_1 + \theta_2 \\
\theta_{T_2} = \theta_1 + \theta_2 + \theta_3
\end{cases}$$
(3. 17)

代入式{3.15}和式{3.16},則可以得到

奇模共振條件
$$K = \tan(\theta_{T_1} - \theta_1) \tan \theta_1$$
 {3.18}

偶模共振條件
$$K = \tan(\theta_{T_2} - \theta_1) \tan \theta_1$$
 {3.19}

又令
$$\begin{cases} \alpha \theta_2 = \theta_3 \\ \beta \theta_2 = \theta_1 \end{cases}$$
 {3. 20}

將式{3.20}代入式{3.17},則可以得到

$$\begin{cases}
\theta_{T_1} = \left(1 + \frac{1}{\beta}\right)\theta_1 \\
\theta_{T_2} = \left(1 + \frac{1}{\beta} + \frac{\alpha}{\beta}\right)\theta_1
\end{cases}$$

$$(3.21)$$

則將式{3.21}代入式{3.18}和式{3.19}化簡可得

奇模共振條件
$$K = \tan(\frac{1}{\beta}\theta_1)\tan\theta_1$$
 {3.22}

偶模共振條件
$$K = \tan(\frac{\alpha+1}{\beta}\theta_1)\tan\theta_1$$
 {3.23}

依據式{3.22}與式{3.23},對奇偶模共振頻率比值與短路殘段負載的關係作圖可以得到圖 3.7。

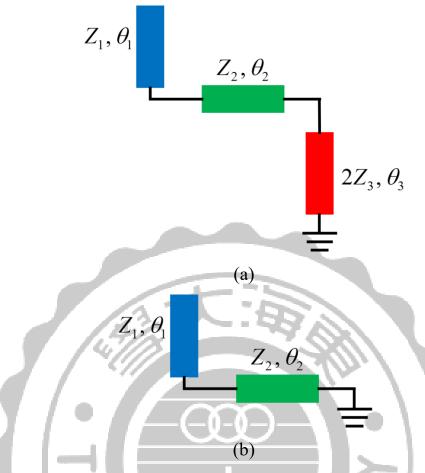


圖 3.6 圖 3.5 之 (a)偶模等效電路模型 (b)奇模等效電路模型

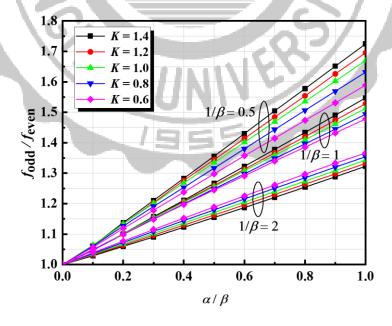


圖 3.7 奇偶模共振頻率比值與短路殘段負載關係圖

第四章 多功能性之多頻段帶通濾波器設計

本章一共分為五個小節,每一小節依序分別為柴比雪夫響應之雙 頻帶通濾波器、多模態三頻段寬頻帶通濾波器、具相鄰頻段之雙頻帶通 濾波器、兼具窄頻與寬頻應用之雙頻帶通濾波器和多功能性四頻段帶 通濾波器的電路設計概念,將利用各節篇幅去介紹該型濾波器其電路 特性與設計概念。

4-1. 柴比雪夫響應之雙頻帶通濾波器

由參考文獻[29]之內容可以得知,透過分佈式耦合技術能提升電路設計上之自由度,使得電路在頻段設計上皆可獨立控制。為了演示其電路特性,於本節試設計出一雙頻帶通濾波器應用柴比雪夫頻率響應之電路來說明之。

Bandpass Filter I (f_0^I) Q_{ei}^I M_{12}^I M_{23}^I Q_{eo}^I R_1^{II} R_2^{II} R_3^{II} Q_{eo}^{II} Band 1 path Q_{eo}^{II} Q_{eo}^{II} Band 2 path M_{12}^{II} Bandpass Filter II (f_0^{II})

圖 4.1 柴比雪夫響應之雙頻段帶通濾波器耦合結構

電路的耦合結構示意如圖 4.1,S與L用以表示輸入和輸出端埠, 耦合路徑分為上下兩路徑,分別以實線以及虛線做表示;每一路徑各代 表一個頻段之頻率,分別以 f_0' 和 f_0'' 表示。每一黑色節點代表一共振器,基於所提出之電路乃應用三階的柴比雪夫頻率響應來實現,是故各路徑分別由其所對應之共振頻率的三個共振器組成。如圖 4.1,路徑一其共振頻率為 f_0' ,對應 f_0' 之三個共振器分別為 R_1' 、 R_2' 和 R_3' ;相同地,對應路徑二其共振頻率 f_0'' 的三個共振器各為 R_1'' 、 R_1'' 和 R_1'' 。因為本電路透過兩個獨立的耦合路徑來實現,所以各路徑所需的耦合係數與外部品質因子均無相依性,增加設計參數萃取上的自由度。

4-1-2. 電路設計

為了驗證前述之設計概念,設計一微帶線雙頻段帶通濾波器應用通帶內連波為 0.04321 dB 的三階柴比雪夫頻率響應。其電路設計規範為一雙頻段之中心頻率分別為 0.7 GHz 與 0.9 GHz,所對應之比例頻寬各為 3.5%和 3%,並將之實現在 Rogers RO4003 的基板上。

該基板參數為:

- ✓ 介電係數:3.38
- ✓ 正切損耗: 0.0027
- ✓ 板材厚度:1.524 mm

基於上述之設計規範,參考章節 2.4 的柴比雪夫濾波器之設計流程, 可以計算出所需的耦合係數和外部品質因子之理論值並詳列在表 4.1。

表 4.1 耦合係數與外部品質因子之理論值

M_{12}^{I}	M_{23}^I	$Q^I_{ei}=Q^I_{eo}$
0.036	0.036	26.8
M_{12}^{II}	$M_{23}^{{\scriptscriptstyle II}}$	$Q_{ei}^{II}=Q_{eo}^{II}$
0.031	0.031	31.3

在設計多頻段電路時,必須將各個頻段之共振頻率其所產生之倍頻是否會對其他頻段之通帶造成干擾納入設計考量之中。從前述之設計規範可以預期到,中心頻率為 0.7 GHz 其倍頻約產生在 1.4 GHz 附近,中心頻率為 0.9 GHz 其倍頻約產生在 1.8 GHz 附近,兩中心頻率其所產生之倍頻對於欲設計之頻段並不會產生干擾。因此,兩耦合路徑中各三個共振器均採用 2/2 均勻阻抗共振器設計之。此外,為了使電路尺寸微型化,將其共振器結構彎折成髮夾形狀(hairpin resonator)。然而,為了減少彎折處的寄生電容,於彎折處做一個45°的截角,最後其共振器結構如圖 4.2 所示。

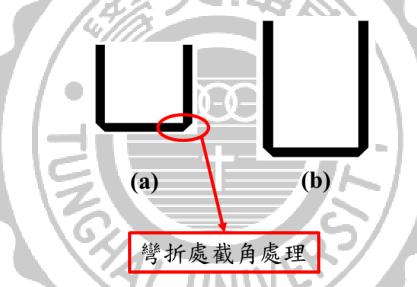


圖 4.2 共振器結構圖 (a) 0.9 GHz (b) 0.7 GHz

圖 4.3 用以表示兩路徑中各一對共振器,分別改變各對共振器間的間距 $(g_1 n g_2)$,所得到其 $|S_{21}|$ 頻率響應的變化關係。另外,從圖可以觀察出各對共振器採交錯擺置,其作法乃是為了使各對共振器於耦合時,獲取到最大的耦合量。最後,依照公式 $\{2.31\}$ 取得圖 4.4 表距離對耦合係數的關係曲線。

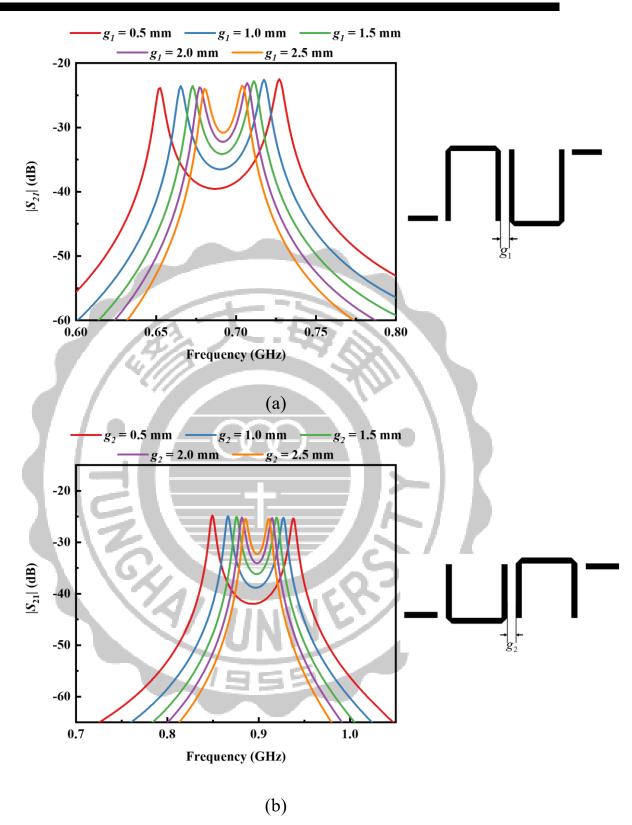


圖 4.3 共振器其間距與 $|S_{21}|$ 頻率響應關係圖 (a) 0.7 GHz (b) 0.9 GHz

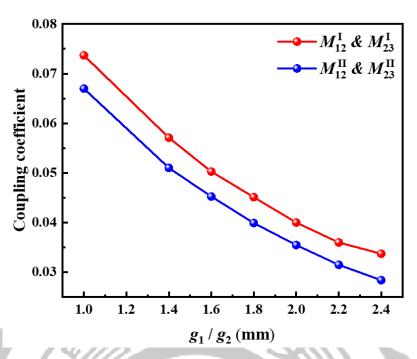


圖 4.4 耦合係數萃取之設計曲線

由於本電路係採用分佈式耦合技術,考量兩頻段的外部品質因子以及為了讓電路佈局與耦合結構呈現一致性,故設計上電路佈局簡單

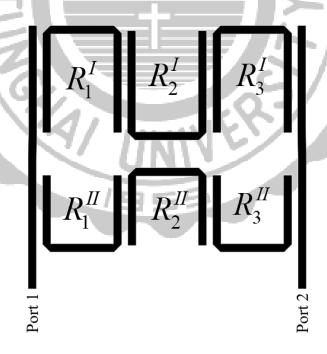


圖 4.5 電路佈局示意圖

示意如圖 4.5,對應耦合路徑一其共振頻率 (f_0^I) 是為低頻通帶;高頻 (f_0^{II}) 通帶對應耦合路徑二。決定好大概的整體電路佈局後,便可針對

各頻段個別進行外部品質因子的萃取,再依雙端負載公式{2.46}得到如圖 4.6 所示之設計曲線。

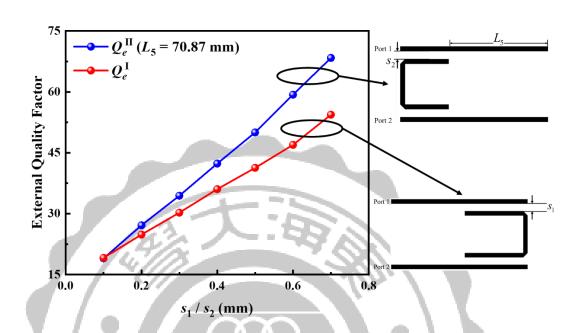


圖 4.6 外部品質因子萃取之設計曲線

最後,根據所取得之各設計曲線決定出電路相關規格參數合成此三階雙頻段帶通濾波器電路,電路尺寸大小為 $155~\text{mm} \times 122.74~\text{mm}$ ($0.59\,\lambda_g \times 0.47\,\lambda_g$), λ_g 為中心頻率在 0.7~GHz 的導波波長。

4-1-3.模擬量測結果與討論

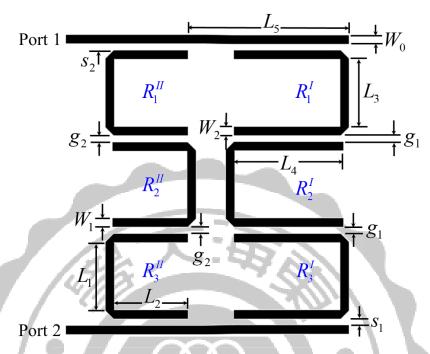


圖 4.7 雙頻帶通濾波器電路佈局

圖 4.7 為本電路之電路佈局,其物理尺寸詳列於表 4.2,圖 4.8 為電路模擬與量測的頻率響應圖,而該電路在中心頻率為 0.7 GHz 時的電流分佈和 0.9 GHz 時的電流分佈各為圖 4.9 與圖 4.10。從圖得知,兩頻段的介入損耗各為 1.41 dB 與 1.77 dB;反射損耗均大於 15 dB。而根據表 4.3 中所列各電路之比較,所提出之電路具有電路尺寸微型化和電路佈局簡單的優勢。

 $L_{\scriptscriptstyle 1}$ L_2 L_3 $L_{\scriptscriptstyle A}$ L_{5} S_1 47.77 70.87 **30** 32.83 30 0.1 W_0 $W_{\scriptscriptstyle 1}$ W_2 S_2 g_1 g_2 2.15 3.53 3.53 0.15 2.27 3.53

表 4.2 電路佈局規格參數

(unit: mm)

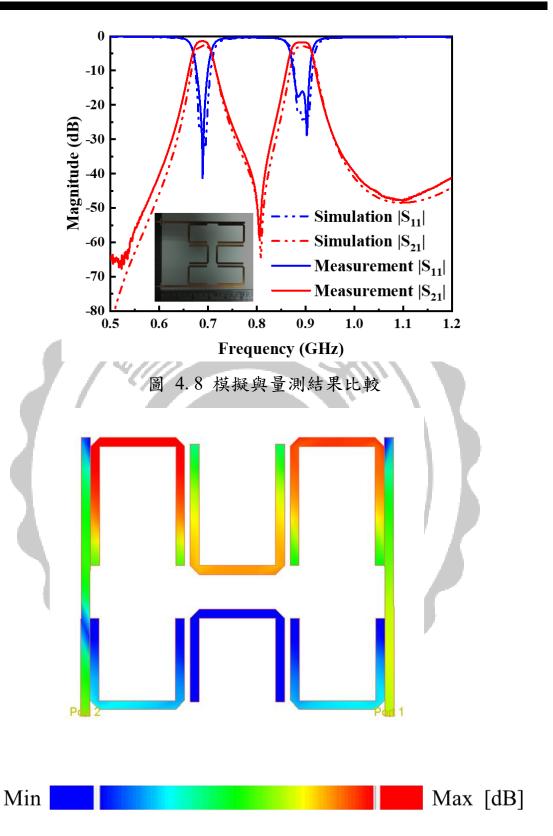


圖 4.9 中心頻率為 0.7 GHz 的電流分佈圖

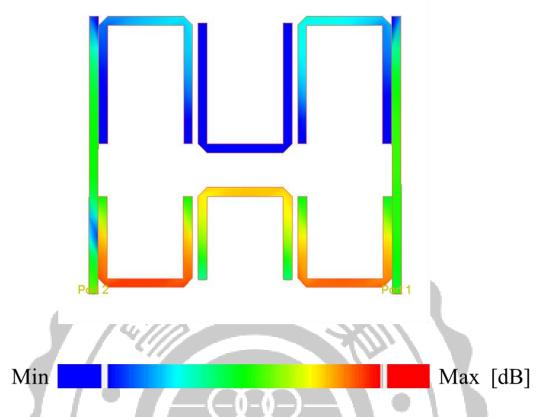


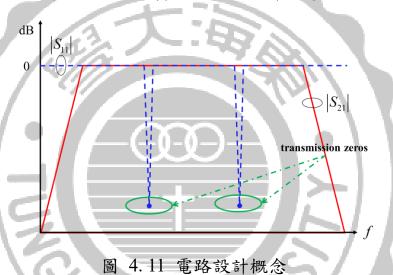
圖 4.10 中心頻率為 0.9 GHz 的電流分佈圖

表 4.3 雙頻帶通濾波器特性比較

	階數	反射損耗 (dB)	介入損耗 (dB)	比例頻寬 (%)	面積 (え _g 2)
This work	3	>15	1.41 / 1.77	3.5 / 3	0.2773
[8]	2	>20	1.45 / 1.74	10.8 / 6.4	0.3015
[9]	1	>12	0.6 / 1.4	13.7 / 6.3	0.1932

4-2. 多模態三頻段寬頻帶通濾波器

在電路設計上,為了使電路結構簡單,減少所使用的共振器數目, 在設計上也常採用多模態共振器來設計電路。本節將介紹一個三頻段 寬頻帶通濾波器,其電路設計概念來自文獻[41],乃應用一個具多模態 之共振器,搭配指叉式電容饋入方式形成一超寬頻帶(ultra-wideband, UWB),並於電路之雙埠端加載一對步階式開路殘段使其於通帶內形成 兩個傳輸零點,藉由此兩個傳輸零點的置入,將原先多模態共振器形成 之超寬頻帶分配為三個頻段來實現之,其設計概念示意如圖 4.11。



4-2-1.設計理論

所提出之電路結構如圖 4.12,其電路在分析上拆分成兩部分—— 為電路之共振器結構的分析,以紅色表示;二為埠端加載結構的分析, 以綠色表示。

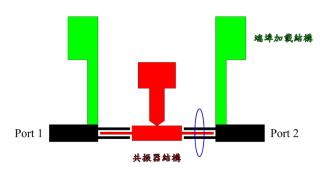


圖 4.12 電路結構

由於所提出的電路其共振器於結構上具對稱性,故得其等效電路如圖 4.13,置入一參考平面於其對稱面上分析該電路,分別得到奇模等效電 路與偶模等效電路如圖 4.14(a)與圖 4.14(b)所表示。

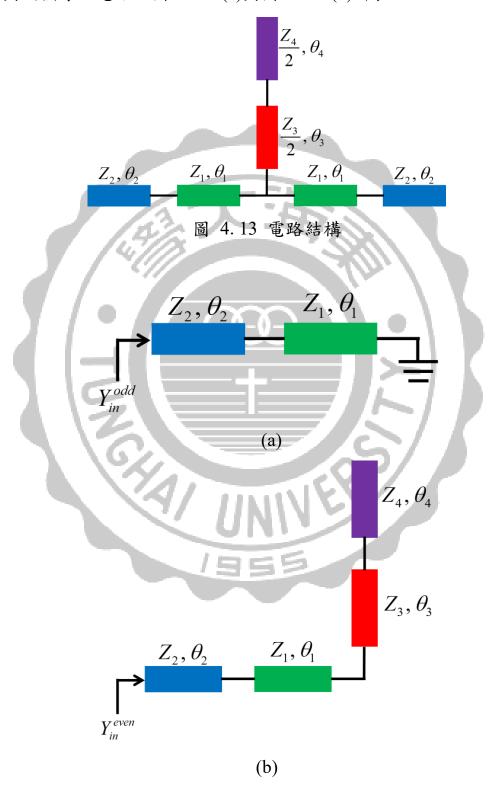


圖 4.14 圖 4.11 之 (a) 奇模等效電路模型 (b) 偶模等效電路模型

如圖 4.14(a),奇模等效電路分析時,視負載端為短路,參考上一章節,令 $Y_{in}^{odd}=0$ 、 $K_1=Z_2/Z_1$ 和 $\alpha_1=\theta_1/(\theta_1+\theta_2)=\theta_1/\theta_i^{odd}$,則可推導得到奇模共振條件為

$$tan[(1-\alpha_1)\theta_t^{odd}] = K_1 \cot(\alpha_1 \theta_t^{odd})$$
 {4. 1}

由於電氣長度與共振頻率有關,又從式 $\{4.1\}$ 得知,透過選擇適當的阻抗比值 K_1 與電氣長度比值 α_1 的組合,可以確立出奇模的第一諧波共振、第二諧波共振和其他更高階諧波共振,對 α_1 與前兩個諧波共振的比值 (f_2^{odd}/f_1^{odd}) 關係作圖,得圖 4.15所示是其設計曲線。

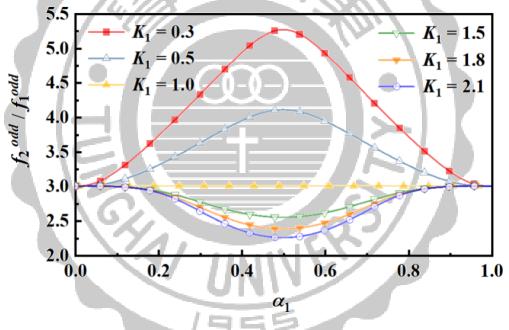


圖 4.15 奇模設計曲線關係圖

相同地,如圖 4.14(b)所示,偶模等效電路分析時,視負載端為開路,令 $Y_{in}^{even}=0$ 、 $K_2=Z_4/Z_3$ 和 $\alpha_2=\theta_4/(\theta_1+\theta_2+\theta_3+\theta_4)=\theta_4/\theta_t^{even}$,當 $Z_1=Z_2=Z_3$ 代入可化簡等式,推導得到偶模共振條件為

$$K_2 \tan[(1-\alpha_2)\theta_t^{even}] + \tan(\alpha_2\theta_t^{even}) = 0$$
 {4. 2}

透過選擇適當的阻抗比值 K_2 與電氣長度比值 α_2 的組合,可以確立出偶

模的第一諧波共振、第二諧波共振和其他更高階諧波共振,對 α_2 與前三個諧波共振的比值 $(f_2^{\text{even}}/f_1^{\text{even}} + f_3^{\text{even}}/f_1^{\text{even}})$ 關係作圖,得到圖 4. 16為其設計曲線。

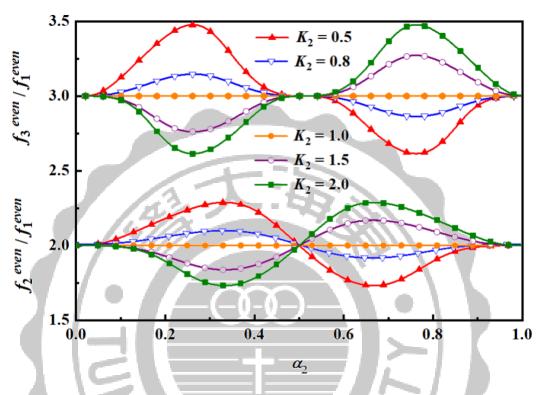


圖 4.16 偶模設計曲線關係圖

根據上述,依照設計規範便可確立出構成其電路超寬頻帶之共振器 的共振頻率,進而得到相關的設計參數。緊接著,便是依據其設計規範 來決定其傳輸零點形成之位置。

透過在輸出端與輸入端各別加載一結構其為開路殘段之方式,可創建出兩個傳輸零點以用於將一個超寬頻帶拆分為三個頻段,而採用步階式結構之殘段是為了在其傳輸零點形成之位置的分配上提高設計靈活度。步階式開路殘段之等效電路如圖 4.17 所示,令 $Y_{in}=0$ 、 $K_3=Z_6/Z_5$ 與 $\alpha_3=\theta_5/(\theta_5+\theta_6)=\theta_5/\theta_t$,則可以推導得到其傳輸零點形成條件為

$$K_3 = \tan \alpha_3 \theta_t \tan[(1 - \alpha_3)\theta_t]$$
 (4.3)

透過選擇適當的阻抗比值 K_3 與電氣長度比值 α_3 的組合,便可以決定傳輸零點其形成之位置,圖 4.18 用以表示其設計曲線,其中 f_{z1} 、 f_{z2} 和 f_{z3} 分別代表第一傳輸零點、第二傳輸零點與第三傳輸零點。

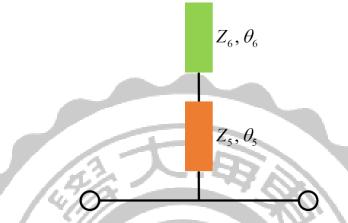


圖 4.17 步階式開路殘段之等效電路模型

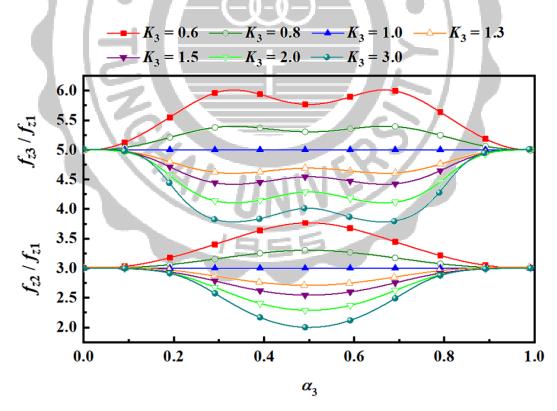


圖 4.18 傳輸零點設計曲線關係圖

4-2-2. 電路設計

為驗證前面所述,實際設計一電路其規格條列如下:

✓ 中心頻率: 4 GHz、7.6 GHz 與 10.6 GHz

✔ 比例頻寬:60%、28% 和 20%

基板參數

✓ 介電係數:3.38

✓ 正切損耗: 0.0027

✓ 板材厚度:1.524 mm

根據上一小節的內容,依照其設計條件,確立其構成該電路超寬頻帶之共振器的共振頻率,由圖 4.19 可觀察到該共振器予以弱耦合所激發出之共振頻率依序為 f_1^{even} 、 f_2^{even} 、 f_3^{even} 與 f_2^{odd} ,其值分別為 $3.07~\mathrm{GHz}$ 、 $4.95~\mathrm{GHz}$ 、 $6.87~\mathrm{GHz}$ 、 $9.08~\mathrm{GHz}$ 與 $9.98~\mathrm{GHz}$ 。

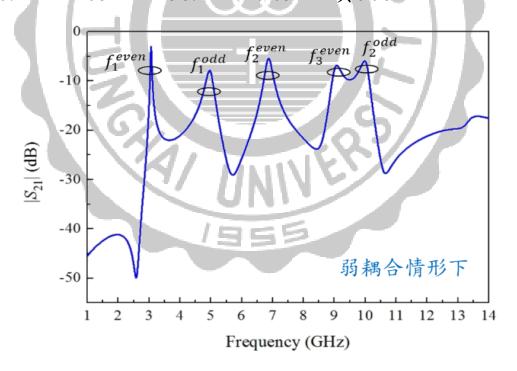
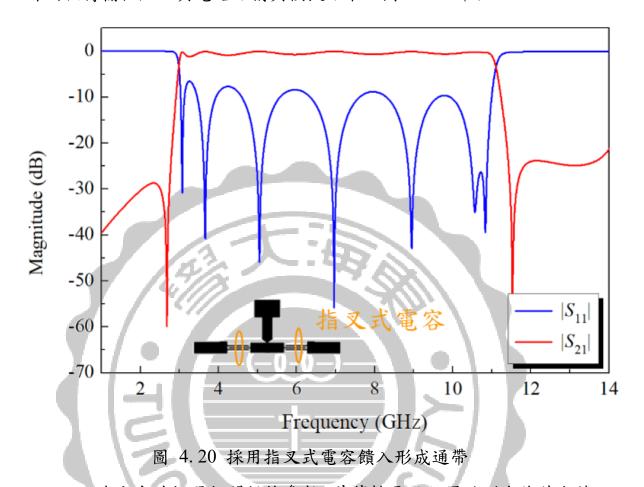


圖 4.19 共振器之共振頻率

欲形成一個超寬頻帶,需要很強的耦合量,為了獲得該電路所需之 耦合量,考量所使用之基板參數,在設計上係採用指叉式電容饋入方 式,根據文獻[40]之內容所述,透過這樣的耦合結構將會進一步引入額外兩個傳輸極點,其電路結構與模擬結果如圖 4.20 所示。



一旦決定出共振器相關規格參數,其傳輸零點位置的形成條件也隨即得到。是故,選擇 f_{z2} 與 f_{z3} 作為其通帶內之兩個傳輸零點使其頻段配置符合電路之設計規格。另外,為了提升本電路其在頻段上信號傳遞的選擇性,選擇將 f_{z1} 和 f_{z4} 配置於其形成之超寬頻通帶的左右兩側,使得整體電路在信號傳遞上呈現出各通帶左右兩側均具有傳輸零點。然而,由於在輸出端與輸入端加載開路殘段的緣故,造成了原本電路在形成通帶上之耦合量的不足。因此,需要再針對整體電路的耦合量與結構上做之微調。最後,整體電路佈局如圖 4.21 與規格參數詳列於表 4.4,電路尺寸大小為 28.46 mm \times 25.58 mm (0.57 λ_g \times 0.52 λ_g), λ_g 為中心頻率在 4 GHz 的導波波長。

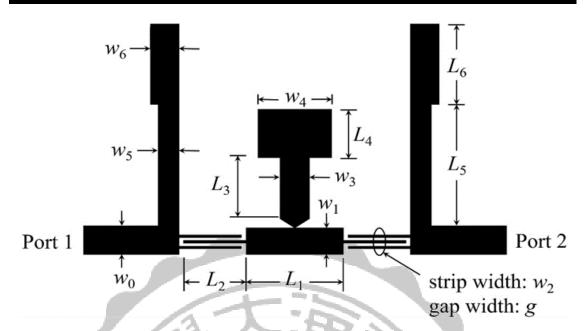


圖 4.21 三頻段寬頻帶通濾波器電路佈局圖

表 4.4 電路佈局規格參數

 W_0 W_1 W_2 W_3 W_4 W_5 W_6 3.06 0.1 3.1 2.2 3 3.53 7.7 $L_{\scriptscriptstyle 1}$ L_2 L_3 g L_{4} L_{5} L_6 5.08 3.5 6.65 5.3 13.25 8.8 0.1

(unit : mm)

4-2-3.模擬量測結果與討論

模擬與量測結果如圖 4.22 所示,在量測結果中,得知此電路之三頻段的反射損耗均約為 10 dB,又第一、第二和第三頻段的介入損耗分別依序為 0.84 dB、1.4 dB 和 3.4 dB,而所測得之群速延遲時間於頻段中表現皆為平坦且小於 0.5 ns。介入損耗主要由介電損耗 (0.13/0.22/0.36 dB)、導體損耗 (0.18/0.21/0.61 dB) 與輻射損耗 (0.51/0.86/2.13 dB) 所造成,而且由於製程誤差,實際量測到的介入損耗與模擬結果約略相差 0.01 dB、0.11 dB、0.3 dB。此外,通帶附近一共有五個

傳輸零點 f_{z1} 、 f_{z2} 、 f_{z3} 、 f_{z4} 和 f_{z0} ,依序各為 1.89 GHz、5.93 GHz、9.46 GHz、12.8 GHz 和 2.2 GHz;前四個傳輸零點是由電路的步階式開路殘段所產生,而從圖 4.20 觀察到 f_{z0} 乃由 SISLR 本身結構所產生。最後,模擬和量測結果表現相當一致,實際電路如圖 4.23 所呈現,驗證了所提出的設計概念。

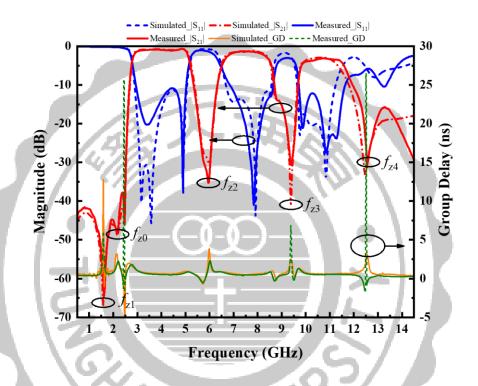


圖 4.22 模擬與量測結果比較

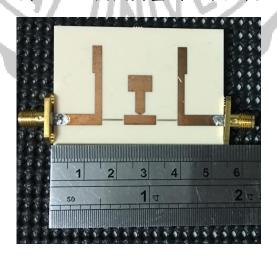
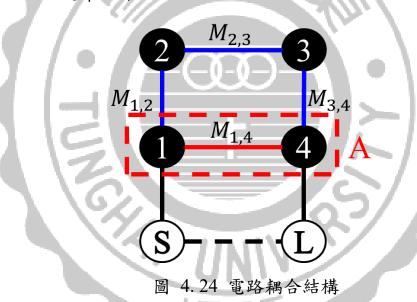


圖 4.23 三頻段寬頻帶通濾波器實際電路

4-3. 具相鄰頻段之雙頻帶通濾波器

關於多頻段濾波器的電路設計方法,在前面兩個小節各別是一、以兩個獨立之不同頻率的濾波器設計出一個雙頻帶通濾波器與二、透過使用開路殘段創建出傳輸零點將通帶分開的方法來設計出一個三頻段寬頻帶通濾波器來做之介紹。在本小節中,將使用不同耦合機制所產生的多重耦合路徑(multi coupling path),達成交錯耦合(cross coupling)的效果,致使原先單一個通帶中產生了一對傳輸零點(transmission zero),進而設計出雙頻帶通濾波器之方法[22],透過這樣的方式所設計出之雙頻帶通濾波器具有頻段相鄰的電路特性。

4-3-1. 設計理論



以圖 4.24 表示本電路的耦合結構,每一黑色節點代表一個共振器,訊號源以白色節點表示,藍色實線用以表示主要耦合路徑,紅色實線代表交錯耦合效應,黑色實線為訊號源耦合路徑,黑色虛線代表訊號端埠負載耦合。這四個共振器皆以相同的共振頻率作為設計,且該共振頻率位於所設計之兩個通帶的中心。換言之,若 f_0 和 f_0 各代表欲設計之雙頻段其第一通帶與第二通帶的中心頻率,則此四個共振器的共振頻率 f_0 乃 f_0 和 f_0 取幾何平均數之結果,表示為

$$f_0 = \sqrt{f_0^I \times f_0^{II}}$$
 {4. 4}

此外,在交錯耦合路徑上 $M_{1,4}$ 必須與 $M_{2,3}$ 有著 180 度的相位差,且耦合強度 $M_{1,4}$ 需遠大於 $M_{2,3}$,故可被視為一個二階帶通濾波器(圖 4.24,圈選處 A)與兩個帶阻共振器(圖 4.24,共振器 2 和 3)所組合而成。是故,共振器 1 和 4 以一非均勻阻抗雙模態短路殘段負載共振器 A 作取代,藉由短路殘段負載來實現磁耦合機制與強耦合量的功用,而共振器 2 和 3 則以兩個結構相同之 2 的,經過適當地設計,其頻率響應結果可以預期如圖 2 2 的,透過在通帶中心的一對傳輸零點可以將通帶一分為二。除此之外,透過訊號端埠負載耦合會使其於通帶最外側產生一對傳輸零點,用以提升整體電路的通帶選擇性。

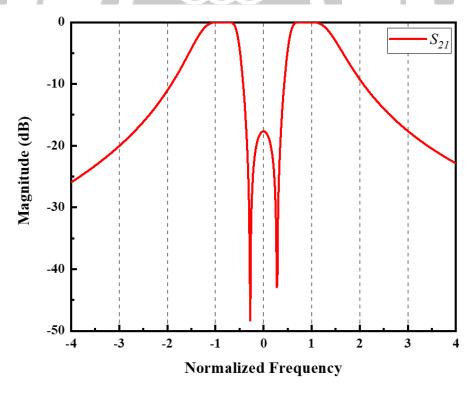


圖 4.25 理想通帶頻率響應圖

4-3-2. 電路設計

基於上一小節的理論基礎,對該電路進行實作,其設計規格條列如 下:

中心頻率: 2.25 GHz 和 2.75 GHz

比例頻寬: 14% 與 14%

基板參數

✓ 介電係數:3.38

✓ 正切損耗: 0.0027

✓ 板材厚度:1.524 mm

在實際電路設計上,依據其零點位置條件需求,經計算求得低通原 型濾波器正規化耦合矩陣與外部品質因子,並對其做比例頻寬的縮放 如式{4.5}和式{4.6},取得所需之耦合矩陣與外部品質因子的理論值。

$$Q_e = q_{e,normalized} / \Delta_{FBW}$$
 $\{4.5\}$

$$Q_{e} = q_{e,normalized} / \Delta_{FBW}$$

$$M = m_{normalized} \cdot \Delta_{FBW}$$

$$\{4. 5\}$$

於本電路設計中,其零點位置條件 (Ω_a) 與正規化耦合矩陣乃引用文獻 [23],列式如下

$$\Omega_a = \pm 0.25 \tag{4.7}$$

$$q_{e,\text{normalized}} = 2.13$$

$$m_{\text{normalized}} = \begin{bmatrix} 0 & 0.67 & 0 & -0.589 \\ 0.67 & 0 & 0.0675 & 0 \\ 0 & 0.0675 & 0 & 0.67 \\ -0.589 & 0 & 0.67 & 0 \end{bmatrix}$$
 {4. 8}

依照所給定的設計規格,由式{4.4}計算出共振器的共振頻率 fo為 2.5 GHz,比例頻寬擇定為 30%,其所需的耦合矩陣與外部品質因子,如式 {4.9}所示。

$$M = \begin{bmatrix} 0 & 0.2 & 0 & -0.18 \\ 0.2 & 0 & 0.02 & 0 \\ 0 & 0.02 & 0 & 0.2 \\ -0.18 & 0 & 0.2 & 0 \end{bmatrix}$$
 {4. 9}

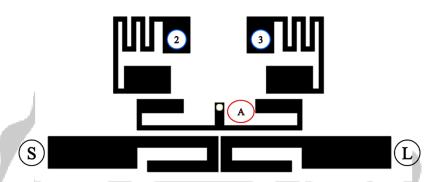


圖 4.26 具相鄰頻段之雙頻帶通濾波器之電路結構 而根據 4-3-1 節所描述的內容,該濾波器的電路結構如圖 4.26 所示,藉由魚鈎式(hook-type)的結構來形成端埠負載耦合。

最後,依循前面幾章節所述之內容,將各個共振器來進行合成得到一個符合設計需求的電路,整體電路佈局與其規格如圖 4.27 所表示。電路尺寸大小為 23.3 mm × 16.4 mm (0.32 λ_g × 0.22 λ_g), λ_g 為中心頻率在 2.5 GHz 的導波波長。

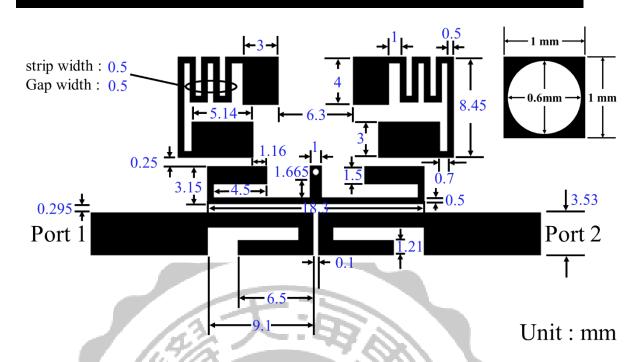


圖 4.27 具相鄰頻段之雙頻帶通濾波器其電路佈局

4-3-3.模擬量測結果與討論

模擬與量測結果如圖 4.28 所示,第一頻段與第二頻段的介入損耗分別為 0.58 dB 與 0.75 dB,反射損耗各為 19 dB 與 29 dB。兩通帶之中心頻率各為 2.27 GHz 與 2.66 GHz,於通帶中產生兩傳輸零點 f_{z1} 與 f_{z2} 之位置分別為 2.48 GHz 與 2.56 GHz;於通帶最外緣產生兩傳輸零點 f_{z3} 和 f_{z4} 之位置分別為 1.96 GHz 與 3.48 GHz。最終,電路實作量測結果與模擬表現相當一致,實際電路如圖 4.29 所示。

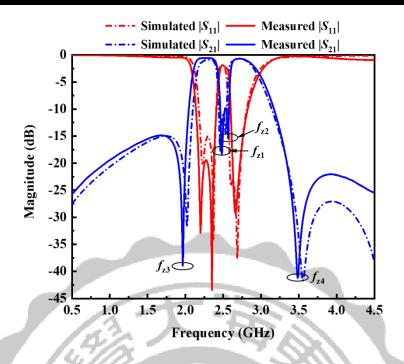


圖 4.28 模擬與量測結果比較

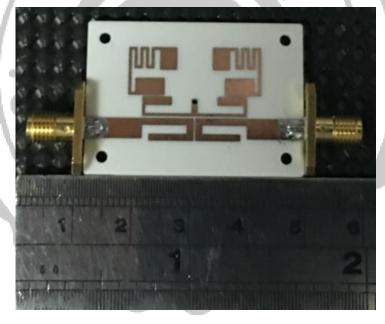


圖 4.29 具相鄰頻段之雙頻帶通濾波器實際電路圖

4-4. 兼具窄頻與寬頻應用之雙頻帶通濾波器

對於現代移動通訊系統而言,具有寬頻帶電路特性的帶通濾波器 是愈來愈重要。有鑑於此,本節提出一個雙頻帶通濾波器,使其兼具窄 頻與寬頻的電路特性。然而,寬頻帶通濾波的電路特性以傳統耦合方式 受限於間隙寬度而難以實現。是故,所提出的雙頻帶通濾波器在寬頻帶 通濾波器的設計上,引用了文獻[28]所提出的耦合方式,以直接連接導 納反轉子,藉由變化連接位置來改變兩共振器之間的耦合係數,使寬頻 帶通濾波的電路特性得以實現。

4-4-1. 設計理論

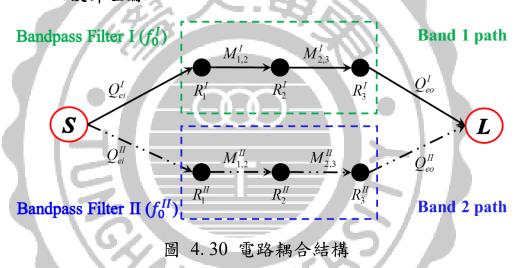


圖 4.30 表該電路之耦合結構,共振器以黑色節點作表示,黑色實線用以代表低頻段的耦合路徑,是為頻段一。由一具二階柴比雪夫頻率響應的帶通濾波器其共振頻率為 f_0' 所構成;高頻段以黑色虛線表其耦合路徑,是為頻段二。由一帶通濾波器具三階柴比雪夫頻率響應其共振器頻率為 f_0'' 所組成。

在設計上,為了簡化電路結構,頻段一的耦合結構選擇以一雙模態 非均勻阻抗殘段負載共振器來實現。另一方面,考量以傳統耦合方式難 以實現寬頻帶通濾波的電路特性,故在頻段二的電路應用了以傳輸線 段連接耦合之技術,以緩解製程技術所造成之電路設計上的限制。

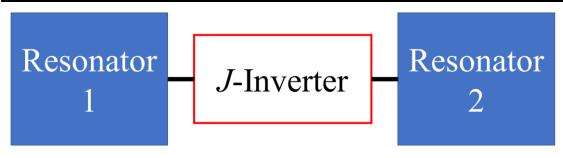


圖 4.31 耦合結構示意圖

當兩共振器之間透過直接連接導納反轉子的方式耦合時,如圖 4. 31 所示,經過運算推導得到導納反轉子與耦合係數關係式為:

$$M_{i,i+1} = \frac{\Delta}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} = \frac{J_{i,i+1}}{\sqrt{b_i b_{i+1}}}$$
 {4. 10}

其中, b_i 和 b_{i+1} 代表兩共振器的電納斜率; g_i 與 g_{i+1} 為低通原型濾波器的元件值; Δ 表示為比例頻寬。而數學式其物理涵義可以從參考文獻[28]得知,即透過調整導納反轉子的連接位置可以改變耦合量。是故,當以 $\lambda/4$ 傳輸線段作為導納反轉子與兩共振器互相連接時,不單僅是提供耦合所需之路徑,還可以透過調整連接位置來得到所需之耦合量。

4-4-2. 電路設計

頻率響應

中心頻率 (GHz)

比例頻寬 (%)

頻段一 頻段二

Chebyshev (通帶連波 Chebyshev (通帶連波 $L_{Ar}=0.04321 \, \, \mathrm{dB})$ $L_{Ar}=0.1 \, \, \mathrm{dB})$

表 4.5 電路設計規格

承上一小節,設計一符合表 4.5 所列之設計規格的電路,並將該電路實作在介電係數為 3.38、板材厚度為 1.524 mm 和正切損耗為 0.0027 的電路基板上。

3

依照表 4.5 所列之設計規格,使用式{2.28}與式{2.29}的計算,

40

我們可以得到各頻段所需之耦合係數與外部品質因子的理論值,詳列於表 4.6。

頻段一		頻段二			
$M_{1,2}^{I}$	Q_e^I	$M_{1,2}^{II}$	$M_{2,3}^{II}$	Q_e^{II}	
0.05	21.86	0.37	0.37	2.58	

表 4.6 耦合係數與外部品質因子之理論值

考量頻段二其外部品質因子理論值代表需要較大的能量饋入,且因其 共振頻率是為高頻的緣故,在電路設計上較易受到負載效應的干擾影響,故能量饋入方式選擇以擇定饋入;頻段一的電路則以分佈式耦合方 式設計之。須注意到的是,由於饋線末端為頻段二之電路採擇定饋入, 所以頻段一之電路其分佈式耦合在設計上需將頻段二之電路所產生的 負載效應一同考慮進去,故整體電路設計流程大致如下:

頻段二之電路 設計 器設計 整體電路合成

頻段二共振器之設計係採 $\lambda/4$ 步階式阻抗共振器,並應用 $\lambda/4$ 傳輸線段耦合方式,以達規格所要求之頻寬。然當比例頻寬小於 15%時,等式 $\{2.31\}$ 方可成立。對於頻段二的設計規格而言,其比例頻寬大於 15%,在公式 $\{2.31\}$ 的應用上,需對共振器長度作之補償,等式方可成立。因此,傳輸線段連接位置、共振器長度補償量和耦合係數的關係如 $\{4.32\}$ 所示,共振器未補償前的總長度為 $\{8.1\}$ mm,以 $\{1.32\}$ 作為表示,長度補償量以 $\{1.32\}$ 成元,連接位置以 $\{1.32\}$ 表示。

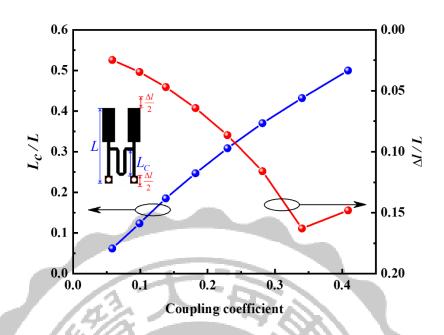


圖 4.32 連接線耦合結構之耦合係數

此外,由於頻段二採擇定饋入方式,由式可以得到其外部品質因子對饋入點之關係如圖 4.33。依上述各設計曲線決定出該電路之規格參數,其電路結構與模擬結果如圖 4.34 所示。

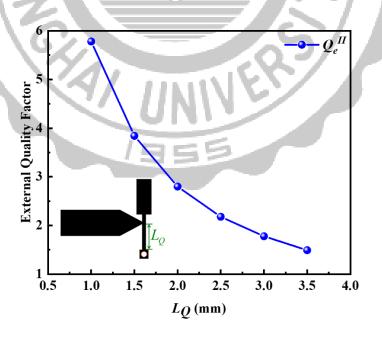


圖 4.33 頻段二之外部品質因子萃取的設計曲線

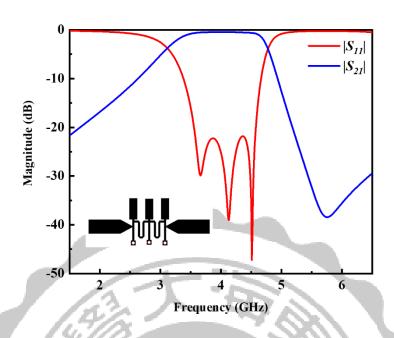


圖 4.34 頻段二電路結構與模擬結果

頻段一利用了雙模態非均勻阻抗殘段負載共振器來實現,在設計上需將其倍頻對頻段二之通帶表現的影響納入考量。因此,倘若以均勻阻抗共振器作為頻段一之設計,可推測得知其倍頻約為 $2.4\,\mathrm{GHz}$,再加上頻段二之通帶頻寬表現,以此作為設計上之參考基準,適當地設計出該雙模態非均勻阻抗殘段負載共振器[10]。除此之外,一方面由於負載效應的關係,其分佈式耦合在外部品質因子的萃取上,須將頻段二之電路一同列入考慮;另一方面,以傳統雙端負載共振器方法難以有效且準確地萃取出多模態共振器的外部品質因子。對此,其外部品質因子萃取方式改採用傳輸係數 S_{21} 之群速延遲時間(group delay)的方法,其公式如下[39]:

$$Q_e = Q_e / 2 = \pi f_0 \tau_{21}(\omega_0) / 2$$
 {4.11}

依照公式{4.11}的計算,可以得到頻段一之共振器對耦合線的位置關係曲線圖,如圖 4.35。

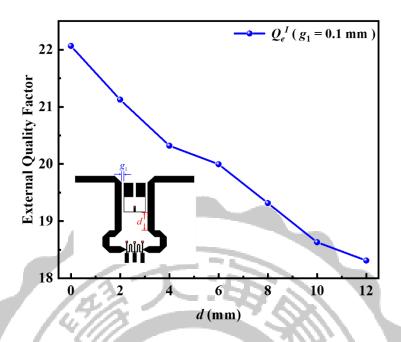


圖 4.35 頻段一之外部品質因子萃取的設計曲線

最後,按照各設計曲線決定出整體電路佈局規格參數,如圖 4.36 和圖 4.37 各別為頻段一與頻段二之共振器規格參數,圖 4.38 表整體 電路規格參數,各參數詳列於表 4.7。電路尺寸大小為 42.97 mm \times 11 mm ($0.28 \lambda_g \times 0.07 \lambda_g$), λ_g 為中心頻率在 4 GHz 的導波波長。

W_0	W_1	W_2	W_3	W_4	W_5	W_6	W_7
3.53	2	0.5	0.5	0.75	0.2	4.6	1
W_8	L_{1}	L_2	L_3	L_4	L_{5}	L_{6}	L_7
1	30.45	5.35	11.5	5.21	5.21	5.35	7.6
L_8	L_9	L_{Q}	$L_{\scriptscriptstyle S}$	g_1		(1	ınit:mm)
8.1	11	3.38	3.08	0.1	(umc.mm)		

表 4.7 電路佈局規格參數

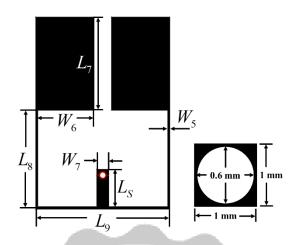


圖 4.36 低頻段共振器電路佈局圖

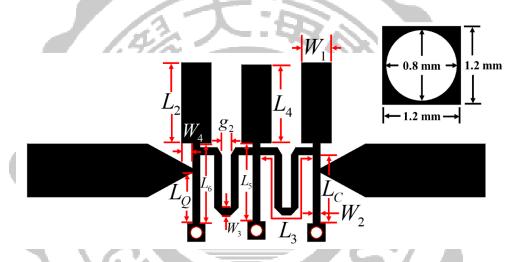


圖 4.37 高頻段共振器電路佈局圖

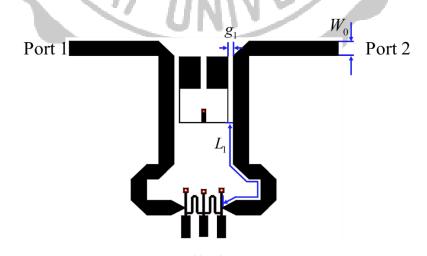


圖 4.38 整體電路佈局圖

4-4-3.模擬量測結果與討論

模擬與量測結果如圖 4.39 所示,從量測結果可以得知第二頻段其 寬頻通帶的群速延遲時間(圖 4.37,綠色實線)均小於 2 ns。此外,第一 頻段與第二頻段的介入損耗分別為 1.26 dB 與 0.83 dB,反射損耗各為 17.4 dB 與 13.34 dB; 兩通帶之中心頻率各為 1.17 GHz 與 3.79 GHz。

從圖 4.37 觀察到模擬與量測的比較結果中,頻段一其介入損耗的 實際值大於模擬值,根據參考文獻[42],列等式{4.12}並驗證如下:

$$L'_{Ar} = 4.343 \sum_{i=1}^{n} \frac{1}{FBWQ_{ui}} g_{i}$$
 {4. 12}

由已知的通帶漣波 $L_{Ar}=0.1$ dB 得到其柴比雪夫響應低通濾波器元件 值 g_1 和 g_2 各為 0.8431 與 0.6220, 並從模擬結果觀察得到其 $|S_{11}|$ 的值, 令該值為

$$L_{Ar / k / k / 4} = 2.67 \text{ dB}$$
 {4. 13}

將 $g_1 \, \cdot \, g_2 \, \cdot \,$ 式 $\{4.13\}$ 和式 $\{4.14\}$ 代入式 $\{4.12\}$ 中,可得到 $Q_{ui} = 91.6$, 接著從實際測量結果中,可以得到其

$$FBW_{\text{grad}} = \frac{1.2 - 1.14}{1.17} = 0.051$$
 {4.15}

將 $g_1 \cdot g_2 \cdot Q_{ui} = 91.6$ 與式 $\{4.15\}$ 代回式 $\{4.12\}$ 運算可以得到

$$L_{Ar\hat{\P}^{\text{R}}\hat{\Pi}} = \frac{4.343 \times 1.4651}{0.051 \times 91.6} = 1.36 \cong 1.32 \text{ dB}$$
 (4. 16)

由上述驗證推導所得的結果,可以充分地被用來解釋模擬與量測結果 上的誤差。圖 4.40 和圖 4.41 表電路在中心頻率 1.2 GHz 與 4 GHz 時 的電流分佈,其實際電路如圖 4.42 所呈現。

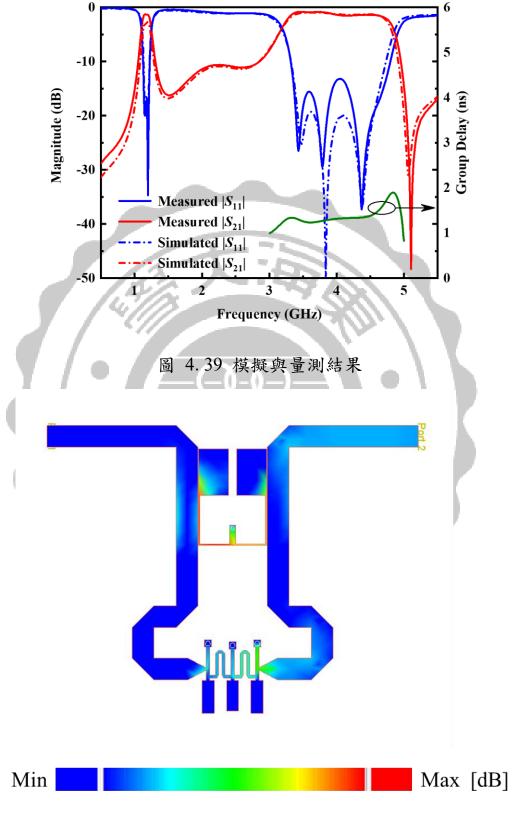


圖 4.40 中心頻率為 1.2 GHz 的電流分佈圖

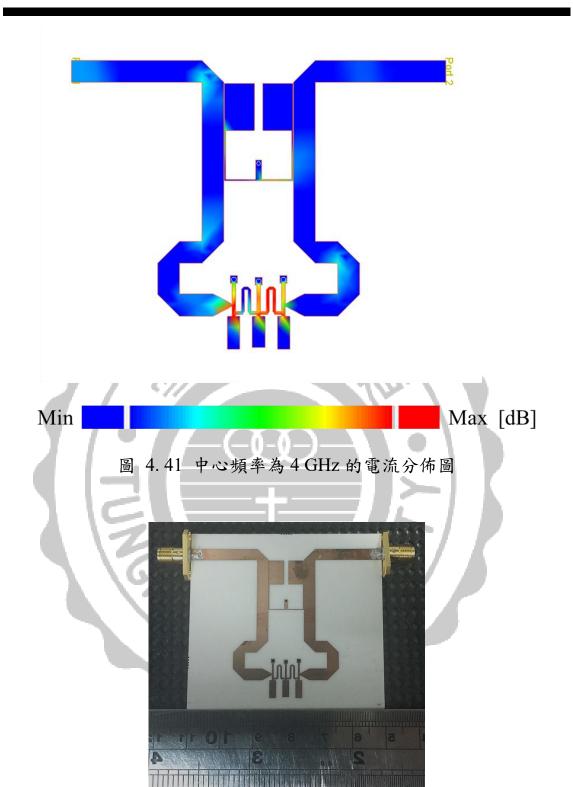
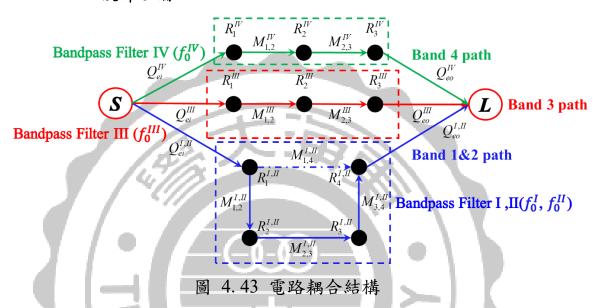


圖 4.42 兼具窄頻與寬頻應用之雙頻帶通濾波器實際電路圖

4-5. 多功能性四頻段帶通濾波器

本節為上一小節內容之延伸,目的是為使其電路特性於表現上更加 完整。因此,將 4-3 節所提及之電路特性應用於其中,使所提出的四頻 段帶通濾波器同時具有窄頻、寬頻、相鄰與非相鄰頻段之電路特性。

4-5-1.設計理論



電路耦合結構如圖 4.43 表示,共振器以黑色節點作表示,藍線代表頻段一和二的耦合路徑,由共振頻率 f_0 (式 4.4, $f_0 = \sqrt{f_0^I \times f_0^{II}}$)的共振器所構成;紅線代表頻段三的耦合路徑,由共振頻率 f_0^{II} 的共振器所構成;綠線代表頻段四的耦合路徑,由共振頻率 f_0^{IV} 的共振器所構成。

在通帶配置及電路架構上,頻段一和二為頻段相鄰的雙頻通帶,以 4-3 節所提出的電路架構來進行設計;頻段三為寬頻通帶,承上一小節 寬頻通帶的電路架構;頻段四為窄頻通帶,以 4-1 節所提出的電路架構 來設計之。最後,藉由分佈式耦合技術來進行該四頻段帶通濾波器的電 路合成。

4-5-2. 電路設計

(%)

1	1:		In the second se	
	頻段一	頻段二	頻段三	頻段四
頻率響應			Chebyshev (通帶漣波 $L_{Ar}=0.1$ dB)	Chebyshev (通帶漣波 $L_{Ar} = 0.04321$ dB)
中心頻率 (GHz)	1.45	1.65	4	5.9
比例頻寬	6.5	6.5	40	3

表 4.8 電路設計規格

設計出符合表 4.8 所列之規格的電路,並將該電路實作在介電係數為 3.38、板材厚度為 1.524 mm 和正切損耗為 0.0027 的電路基板上。

由於頻段一和二是依據 4-3 節的電路架構來進行設計,經由式 4.4 的計算可以得到共振器的共振頻率 f_0 為 1.55 GHz,比例頻寬擇定為 20%,則其所需之耦合矩陣與外部品質因子的理論值為

$$M^{I,II} = \begin{bmatrix} Q_e = 10.65 \\ 0 & 0.134 & 0 & -0.1178 \\ 0.134 & 0 & 0.0135 & 0 \\ 0 & 0.0135 & 0 & 0.134 \\ -0.1178 & 0 & 0.134 & 0 \end{bmatrix}$$
 {4. 17}

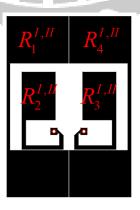


圖 4.44 頻段一與二之電路結構

30.1

依據圖 4.43 其頻段一與二的耦合結構來進行共振器的設計,如圖 4.44 所示。接著,依照式{4.17}來進行各項耦合係數值的萃取,將其間 隙對耦合係數的關係作圖,得到圖 4.45。

另一方面,頻段三為承上一小節寬頻通帶的電路架構,故本節不再 多做贅述。而頻段四以 4-1 小節所提出的電路架構來進行設計,該電路 所需之耦合係數與外部品質因子的理論值如表 4.9 所示。

 $M_{1,2}^{IV}$ $M_{2,3}^{IV}$ $Q_{ei}^{IV} = Q_{eo}^{IV}$

0.031

表 4.9 頻段四之耦合係數與外部品質因子的理論值

根據上表,對頻段四的共振器進行耦合係數的萃取,並將其結果以圖表 呈現之,如圖 4.46 所示。

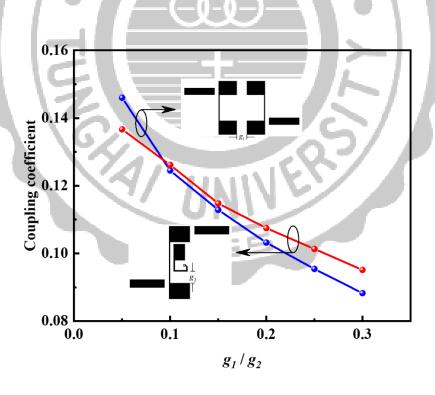


圖 4.45 耦合係數 $M^{I,II}$ 萃取之設計曲線

0.031

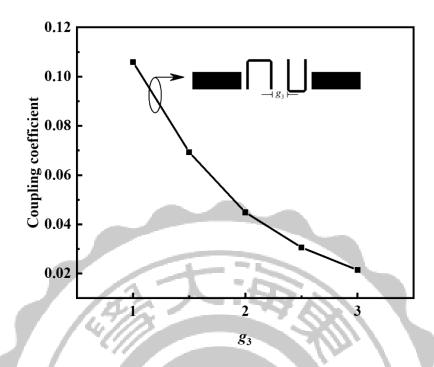


圖 4.46 耦合係數 M^N 萃取之設計曲線

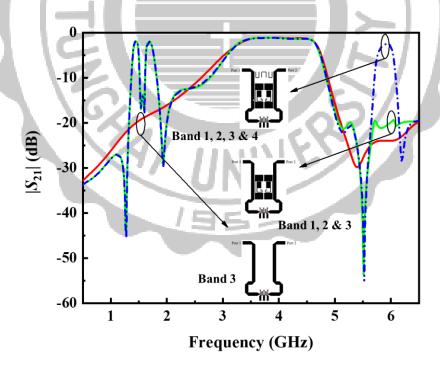


圖 4.47 各頻段共振器合成之 $|S_{21}|$ 頻率響應圖

最後,利用分佈式耦合技術並依照已得到的各項耦合係數之設計曲

線進行該濾波器電路之合成,如圖 4.47 所示,先後依序對頻段三、頻段一與二和頻段四的共振器來進行合成,進而決定出整體電路佈局規格參數,其尺寸大小為 60.77 mm \times 40.85 mm $(1.95 \lambda_g \times 1.31 \lambda_g)$, λ_g 為中心頻率在 5.9 GHz 的導波波長,如圖 4.48 所示。

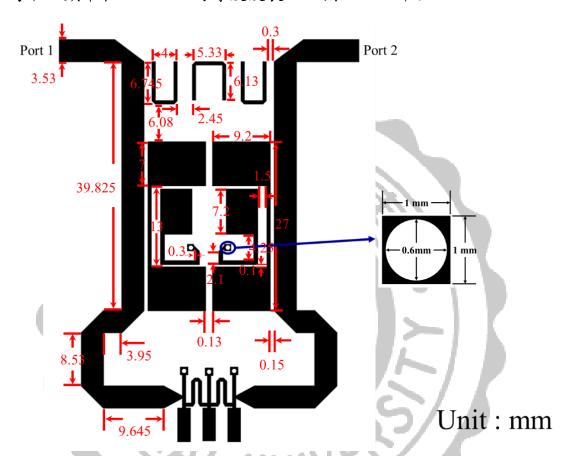


圖 4.48 多功能性四頻段帶通濾波器其電路佈局

4-5-3.模擬量測結果與討論

模擬與量測結果的比較如圖 4.49 所示,從圖可以得知其寬頻通帶的群速延遲時間(圖 4.49,綠色實線)表現均小於 2 ns,各頻段之通帶量測結果詳列於表 4.10,從圖 4.49 觀察顯示出實際量測結果與模擬表現結果幾乎相同。另一方面,由於所使用的基板厚度大,可以獲得較強的耦合量,造成電路產生了端埠負載耦合,於各頻段通帶外緣有傳輸零點的產生,而使得該電路擁有不錯的選擇性。最後,其電路在中心頻

率 1.45 GHz 和 1.65 GHz 時的電流分佈為圖 4.50,圖 4.51 與圖 4.52 各為中心頻率 4 GHz 和 5.9 GHz 的電流分佈,該濾波器的實際電路為圖 4.53 所示。

П Ш IV 中心頻率 (GHz) 1.45 1.67 4.07 5.91 介入損耗 (dB) 1.06 0.97 1.27 3.28 反射損耗 (dB) 18.3 20.9 24.7 20.2

表 4.10 各頻段之量測結果

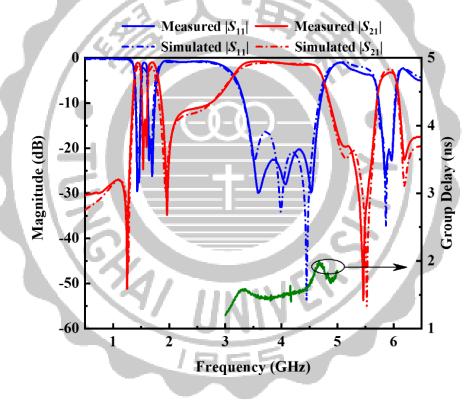


圖 4.49 模擬與量測結果比較

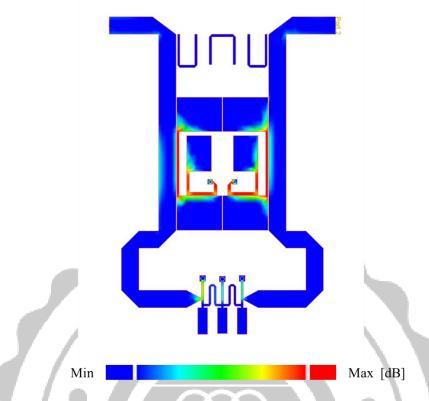


圖 4.50 中心頻率為 1.45 GHz 和 1.65 GHz 的電流分佈圖

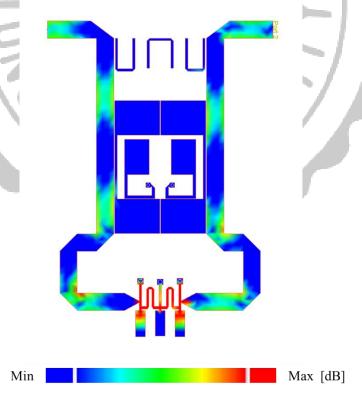


圖 4.51 中心頻率為 4 GHz 的電流分佈圖

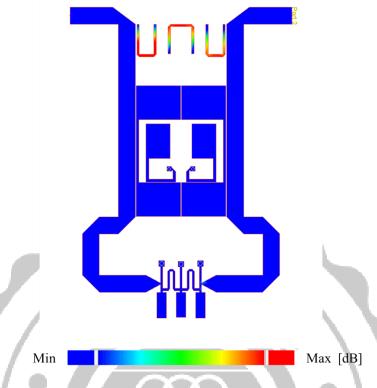


圖 4.52 中心頻率為 5.9 GHz 的電流分佈圖

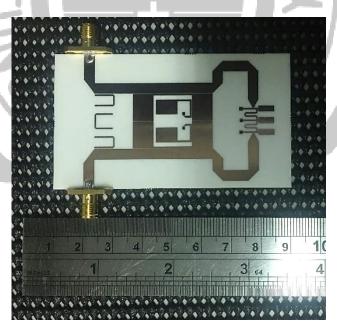


圖 4.53 多功能性四頻段帶通濾波器實際電路圖

第五章 結論

在本篇論文中,所提出之濾波器電路一共有五型,均著重在多頻段的開發與應用。無論是對多頻段通訊系統在其頻段自由度之提升、寬頻通帶的設計、兩頻段相鄰的設計、比例頻寬差異大的設計與結合前述特性所提出的相鄰性與非相鄰性頻段的設計,均在本論文中有充分的討論與介紹。

柴比雪夫雙頻帶通濾波器的提出,實現了一種簡單且有效的多頻 段帶通濾波器之設計方法,透過分佈式耦合技術,兩各自獨立的耦合路 徑,提高了通帶控制的靈活性。並且從其實作結果表現知其電路佈局簡 單、體積小和頻段控制靈活等優點。

多模態三頻段寬頻帶通濾波器的提出,為基於多模態共振器所建構出的一個超寬頻帶,透過創建額外的傳輸零點來將之分為三個頻段。 該電路具有尺寸小、選擇性高和通帶分配靈活的優點。

具相鄰頻段之雙頻帶通濾波器為引用推導而得的耦合矩陣,應用不同耦合機制所產生的交錯耦合,使得於原先通帶內產生了一對傳輸零點,藉由這樣的方式所設計出的雙頻帶通濾波器不但具有兩頻段相鄰的特性,且透過魚鈎式結構形成端埠負載耦合,在其通帶最外緣創建出傳輸零點,使得該電路於各通帶的兩側皆有傳輸零點,故具高選擇性。

一般而言,在比例頻寬差異極大的通訊系統中,其帶通濾波器的設計上,多為各自獨立分開進行的。這是由於寬頻帶通濾波器所需之耦合量與窄頻相比大上許多,較不易將其進行單一元件設計。而所提出的兼具窄頻與寬頻應用之雙頻帶通濾波器則為此類型的通訊系統提出了一個解決方法,以直接連接導納反轉子的方式,使得寬頻電路特性的實現不受製程因素所影響,並且透過分佈式耦合的方式,窄頻與寬頻皆可獨

立進行設計。因此,該電路不僅減少原先系統所需的電路數目之外,更 具有頻段設計自由度高和比例頻寬差異極大之優點。

最後,整合前述幾型電路之優點,提出一多功能性四頻段帶通濾波器。其在電路設計上,應用了分佈式耦合技術,由於其負載效應不大, 使得各個通帶可以各自獨立來進行設計,且藉由端埠負載耦合讓各個 頻段外緣皆產生了傳輸零點,使得該電路於其選擇性上表現不俗。

本篇論文中所提出之數款電路分別具有通帶靈活控制、寬頻多頻 段、相鄰與非相鄰性頻段、兼具窄頻與寬頻通帶以及比例頻寬差異大等 電路特性,並且在頻段數目設計上之延伸也相當地靈活。總體而言,所 提出的電路相當地適合應用於今後多元化的無線通訊系統之中。



參考文獻

- [1] J. Anguera, A. Andújar, M.-C. Huynh, C. Orlenius, C. Picher, and C. Puente, "Advances in antenna technology for wireless handheld devices," *Int. Journal on Antenn. and Propaga.*, vol. 2013, 25 pages, 2013.
- [2] S. Kahng, G. Jang, and J. Anguera, "Metamaterial dual-band bandpass filters using CRLH zero-order-resonators and improving its intermediate stopband", *Eur. Conf. on Antenn. and Propaga.*, 2010, pp. 1–3.
- [3] C.-F. Chen, T.-Y. Huang, and R.-B. Wu, "Design of dual- and triple-passband filters using alternately cascaded multiband resonators," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 9, pp. 3550–3558, Sep. 2006.
- [4] S. Liu and J. Xu, "Compact tri-band bandpass filter using SISRLR," *Electron. Lett.*, vol. 52, no. 18, pp. 1539–1541, Sep. 2016.
- [5] L. Gao, X. Y. Zhang, and Q. Xue, "Compact tri-band bandpass filter using novel eight-mode resonator for 5G WiFi application," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 25, no. 10, pp. 660–662, Oct. 2015.
- [6] J. Xu, W. Wu, and G. Wei, "Compact multi-band bandpass filters with mixed electric and magnetic coupling using multiple-mode resonator," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 63, no. 12, pp. 3909–33919, Dec. 2015.
- [7] J. Xu, "Compact microstrip tri-band bandpass filter using new stubs loaded stepped-impedance resonator," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 26, no. 4, pp. 249–251, Apr. 2016.
- [8] F. Chen, K. Song, B. Hu, and Y. Fan, "Compact dual-band bandpass filter using hmsiw resonator and slot perturbation," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett*, vol. 24, no. 10, pp. 686–688, Oct. 2014.
- [9] H. Zhu, and A. Abbosh, "A compact reconfigurable microstrip dual-band filter using varactor-tuned stub-loaded stepped-impedance resonators,"

- IEEE Microw. Wireless Compon. Lett, vol. 26, no. 9, pp. 675-677, Sep. 2016.
- [10]C. F. Chen, S. F. Chang, B. H. Tseng, "Design of Compact Microstrip Sept-Band Bandpass Filter With Flexible Passband Allocation," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 26, pp. 346–348, May. 2016.
- [11]M. Makimoto, and S. Yamashita, "Bandpass filters using parallel coupled stripline stepped impedance resonators," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 28, no. 12, pp. 1413–1417, Dec. 1980.
- [12] C. F. Chen, T. Y. Huang, and R. B. Wu, "Design of microstrip bandpass filters with multiorder spurious-mode suppression," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 12, pp. 3788–3793, Dec. 2005.
- [13] C. F. Chen, T. Y. Huang, and R. B. Wu, "A miniaturized net-type microstrip bandpass filter using $\lambda/8$ resonators" *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 12, pp. 3788–3793, Dec. 2005.
- [14]P. H. Deng, C. H. Wang, Y. S. Lin, and C. H. Chen, "Compact microstrip bandpass filters with good selectivity and stopband rejection," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, pp. 533–539, Feb. 2006.
- [15]S. C. Lin, P. H. Deng, Y. S. Lin, and C. H. Chen, "Wide-stopband microstrip bandpass filters using dissimilar quarter-wavelength stepped-impedance resonators," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 3, pp. 1011–1018, Mar. 2006.
- [16]R. J. Cameron, "General coupling matrix synthesis methods for Chebyshev filtering functions," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, pp. 433–442, Apr. 1999.
- [17]R. J. Cameron, A. R. Harish, and C. J. Radcliffe, "Synthesis of advanced microwave filters without diagonal cross-couplings," *IEEE MTT-S Int*.

- *Microw. Symp. Dig.*, Seattle, WA, USA, USA, pp. 1437 1440, Jun. 2002.
- [18]R. J. Cameron, "Advanced coupling matrix synthesis techniques for microwave filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, pp. 1–10, Apr. 2003.
- [19]S. Amari, "Synthesis of cross-coupled resonator filters using an analytical gradient-based optimization technique" *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 48, pp. 1559–1564, Sep. 2000.
- [20]S. Amari, U. Rosenberg, and J. Bornemann, "Adaptive synthesis and design of resonator filters with source/load-multiresonator coupling" *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, pp. 1969–1978, Aug. 2002.
- [21] M. Mokhtaari, J. Bornemann, and S. Amari, "Coupling-matrix design of dual/triple-band uni-planar filters" *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, San Francisco, CA, USA, pp. 515—518, Jun. 2006.
- [22]M. Mokhtaari, J. Bornemann, K. Rambabu, and S. Amari, "Coupling-matrix design of dual and triple passband filters" *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, pp. 3940–3946, Oct. 2006.
- [23]B.-J. Chen, T.-M. Shen, and R.-B. Wu, "Design of tri-band filters with improved band allocation" *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, pp. 1790–1797, Jun. 2009.
- [24]S. Zhang, and L. Zhu, "Compact split-type dual-band bandpass filter based on $\lambda/4$ resonators" *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 23, pp. 344–346, Jun. 2013.
- [25]J. Ai, K.-D. Xu, and Y.- H. Zhang, "Split-type quad-band bandpass filter with quarter-wavelength resonators" *IEEE APMC*., vol. 1, pp. 1—3, Dec. 2015.

- [26] C. Zhu, J. Xu, G. Zhang, W. Kang, and W. Wu, "Split-type dual-band bandpass filters with symmetric/asymmetric response" *IEEE Microw*. *Wireless Compon. Lett.*, pp. 25–27, Dec. 2018.
- [27]J. Lee, and K. Sarabandi, "A synthesis method for dual-passband microwave filters" *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, pp. 1163–1170, Jun. 2007.
- [28]T.-N. Kuo, S.-C. Lin, C.-H. Wang, and C.-H. Chen, "New coupling scheme for microstrip bandpass filters with quarter-wavelength resonators" *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 56, pp. 2930–2935, Dec. 2008.
- [29]K. W. Hsu and W. H. Tu, "Design of a novel four-band microstrip bandpass filter using double-layered substrate," *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Boston, MA, USA, pp. 1041–1044, Jun. 2009.
- [30]K. W. Hsu and W. H. Tu, "Compact wide-stopband quad-band bandpass filter with tunable transmission zeros," *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Montreal, QC, Canada, pp. 1–3, Jun. 2012.
- [31] K. W. Hsu and W. H. Tu, "Sharp-rejection quad-band bandpass filter using meandering structure," *Electron. Lett.*, vol. 48, no. 15, pp. 935–937, Jul. 2012.
- [32]K. W. Hsu, J. H. Lin, W. C. Hung, and W. H. Tu, "Design of compact quad-band bandpass filter using semi-lumped resonators," *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Seattle, WA, USA, pp. 1–4, Jun. 2013.
- [33]C. M. Cheng and C. F. Yang, "Develop quad-band (1.57/2.45/3.5/5.2 GHz) bandpass filters on the ceramic substrate," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 20, no. 5, pp. 268–270, May 2010.

- [34] K. W. Hsu, W. C. Hung, and W. H. Tu, "Compact quint-band microstrip bandpass filter using double-layered substrate," *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Seattle, WA, USA, pp. 1–4, Jun. 2013.
- [35]K. W. Hsu, J. H. Lin, and W. H. Tu, "Compact sext-band bandpass filter with sharp rejection response," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.* vol. 24, no. 9, pp. 593 595, Sep. 2014.
- [36]S. C. Weng, K. W. Hsu, and W. H. Tu, "Independently switchablequadbandbandpass filter," *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 7,no. 14, pp. 1113–1119, Nov. 2013.
- [37] W. H. Tu and K. W. Hsu, "Design of sext-band bandpass filter and sextaplexer using semilumped resonators for system in a package," *IEEE Trans. Compon.*, *Packaging Manufacturing Tech.*, vol. 5, no. 2, pp. 265–273, Feb. 2015.
- [38]H. W. Wu and R. Y. Yang, "A new quad-band bandpass filter using asymmetric stepped impedance resonators," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 21, no. 4, pp. 203-205, Apr. 2011.
- [39]F. Song, B. Wei, L. Zhu, B. Cao, and X. Lu, "Dual-band high-temperature superconducting bandpass filter using quint-mode stubloaded resonators," *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 25, Aug. 2015.
- [40]L. Zhu, S. Sun and W. Menzel, "Ultra-wideband (UWB) bandpassfilter using multiple-mode resonator," *IEEE Microw. Wireless Compon.Lett.*, vol. 15, no. 11, pp. 796-798, Nov. 2005.
- [41]Q.-X. Chu and X.-K. Tian, "Design of UWB bandpass filter using stepped-impedance stub-loaded resonator," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 20, no. 9, pp. 501–503, Sep. 2010
- [42]J. S. Hong, and M. J. Lancaster, *Microstrip Filter for RF/Microwave Applications*. John Wiley & Sons, Inc, 2001.

[43]D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 3rd ed. New York: Wiley, 2005.

