

國 立 交 通 大 學

電 信 工 程 研 究 所

碩 士 論 文

具寬截止頻帶之極寬頻帶通濾波器設計

Ultra-Wideband Bandpass Filter with Wide Stopband using
Microstrip-to-CPW Broadside Coupled Structure

研 究 生：李 宣 融

指 導 教 授：郭 仁 財 教 授

中 華 民 國 九 十 九 年 七 月

具寬截止頻帶之極寬頻帶通濾波器設計

研究生：李宣融

指導教授：郭仁財 博士

國立交通大學電信工程學系

摘要

本論文研究極寬頻帶通濾波器設計，並具有相當寬的截止帶。藉由微帶線至與平面波導之寬邊耦合，設計成輸出端與輸入端的饋入結構，並在其中間串聯一低通濾波器或帶止濾波器，以抑制因傳輸線的週期性特性的高頻諧波響應。本文先個別分析各組成電路特性，由輸出入端的微帶線至共平面波導寬邊耦合，進而利用雙埠網路分析串接的帶通和帶止濾波器的傳輸零點，同時考慮截止頻帶之抑制深度，並同考量3 dB頻率點，達到具寬截止頻的極寬頻帶通濾波器。本文實作三個電路以驗證設計理念，量測與模擬結果相當一致。

Ultra-Wideband Bandpass Filter with Wide Stopband using Microstrip-to-CPW Broadside Coupled Structure

Student: Syuan-Rong Lee

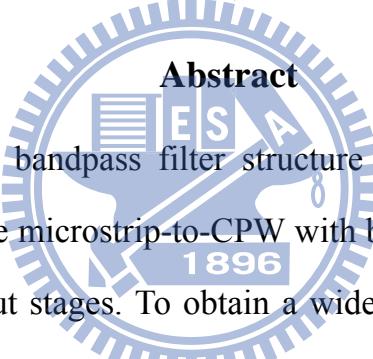
Advisor: Dr. Jen-Tsai Kuo

Institute of Communication Engineering

National Chiao Tung University

Hsinchu, Taiwan

Abstract



A new ultra-wideband bandpass filter structure with a wide upper stopband is proposed in this thesis. The microstrip-to-CPW with broadside coupling is designed to realize the input and output stages. To obtain a wide upper stopband, a lowpass or a bandstop filter is cascaded and placed in the middle of the input and output stages. By applying the proposed cascaded structure, the second resonant frequency of the broadside coupling structures can be suppressed. The microwave characteristics of the broadside coupled structure and the lowpass or bandstop stages will be analyzed individually. Then, the stopband rejection, 3-dB cut off frequencies and transmission zeros will be analyzed. As a result, ultra wideband passband filters with a passband from 3.1 GHz to 10.6 GHz and an upper stopband up to 20 GHz can be achieved. Three circuits are fabricated and measured to validate the design idea. Simulation and measurement responses show good agreement.

Acknowledgement

誌謝

能順利完成論文首先要感謝指導老師，郭仁財教授。經過老師在這段時間辛勤的指導，使得對微波及毫米波的領域一知半解的我能夠在短短的兩年內，對於電路設計及觀念方面有深一層的瞭解與認知。除此之外，在作學問的方法與態度上都是老師傳授給我的無價之寶。此外，感謝口試委員：吳瑞北教授、林祐生教授以及張志揚教授，對學生論文提出指導並提供寶貴的建議。



感謝一直我鼓勵和支持的爸媽和姊姊們，因為有你們使我的求學之路更平順。在 908 的時間雖然只有短短的兩年，但實驗室的各位伙伴給予我支持與奮鬥精神。感謝我們 908 優秀的各位：慶陸學長、逸群學長、裕豪學長、殿靖學長、志銘學長、書賢學長、其昌學長。以及同屆伙伴：麒宏、卓諭、紹展、峻瑜、詩薇，還有認真的祖偉。有你們在一起打拼是我人生最充實的時候。最後還有我們 908 天真可愛的學弟，孟修和佑先，謝謝大家。

目錄

中文摘要	I
英文摘要	II
誌謝	III
目錄	IV
圖目錄	V
表目錄	VIII
第一章	緒論.....	1
第二章	具寬截止頻之新型極寬頻濾波器.....	6
	2.1 微帶線至共平面波導寬邊耦合設計.....	6
	2.2 串接之低通與帶止濾波器分析設計.....	7
	2.2.1 電路 A.....	7
	2.2.2 電路 B.....	10
	2.2.3 電路 C.....	12
	2.2.4 電路 A~C 之分析與設計.....	16
第三章	電路模擬與量測.....	37
	3.1 電路規格與設計參數.....	37
	3.1.1 電路 A 之規格參數、模擬與實作量測.....	37
	3.1.2 電路 B 之規格參數、模擬與實作量測.....	38
	3.1.3 電路 C 之規格參數、模擬與實作量測.....	38
	3.2 電路 A~C 之比較與討論.....	39
	3.3 本文與參考文獻之電路比較.....	39
第四章	結論.....	49
	附錄一.....	51
	參考文獻.....	53

圖 目 錄

圖 2.1	微帶線至共平面波導寬邊耦合結構.....	19
(a)	立體圖	19
(b)	剖面圖	19
圖 2.2	寬邊耦合結構之金屬微帶線平面圖	20
圖 2.3	寬邊耦合結構之共平面波導平面圖	20
圖 2.4	等效 J-反轉子雙埠網路	21
圖 2.5	圖 2.1(a)電路之模擬 S 參數頻率響應圖	21
圖 2.6	寬頻帶止濾波器結構[29].....	22
圖 2.7	圖 2.6 電路之奇偶模分析	22
(a)	偶模分析	22
(b)	奇模分析	23
圖 2.8	歸一化傳輸零點對 R_2 關係圖。 $R_1 = 1 \sim 1.5, 1.6, 1.8, 2.2$	23
圖 2.9	S 參數之頻率響應圖。 $Z_{0e} = 140 \Omega, R_2 = 3.5, f_0 = 17 \text{ GHz}, \theta = 90^\circ, R_1 = 1.6, 1.8, 2.2$	24
圖 2.10	S 參數之頻率響應圖。 $Z_{0e} = 140 \Omega, R_1 = 2, f_0 = 17 \text{ GHz}, \theta = 90^\circ, R_2 = 2, 3, 4$	24
圖 2.11	通帶之 $ S_{11} $ 與截止帶之 $ S_{21} $ 的最大值對應 R_2 之關係圖。 $Z_{0e} = 140 \Omega, R_1 = 1.6 \sim 2.2, f_0 = 17 \text{ GHz}, \theta = 90^\circ$	25
圖 2.12	3 dB 頻率點對應 R_2 之關係圖。 $Z_{0e} = 140 \Omega, R_1 = 1.6 \sim 2.2, f_0 = 17 \text{ GHz}, \theta = 90^\circ$	25
圖 2.13	S 參數頻率響應圖之理論與模擬比較。 $Z_{0e} = 140 \Omega, R_1 = R_2 = 2.03, f_0 = 17 \text{ GHz}, \theta = 90^\circ$	26
圖 2.14	一段短傳輸線之等效電路.....	26

(a) $\beta l \ll \frac{\pi}{2}$ 時之等效電路.....	26
(b) 高阻抗短線之等效電路.....	26
(c) 低阻抗短線之等效電路.....	26
圖 2.15 三、五、七階低通濾波器之 S 參數頻率響應圖。 $Z_H = 120 \Omega$ 、 $Z_L = 20 \Omega$	27
圖 2.16 文獻[30]所提出之極寬頻帶止濾波器電路示意圖.....	27
圖 2.17 圖 2.16 電路之奇偶模分析.....	28
(a) 偶模分析.....	28
(b) 奇模分析.....	28
圖 2.18 歸一化零點對應阻抗比例圖.....	29
圖 2.19 S 參數之頻率響應圖。 $M = 0.2$ 、 $Z_2 = 150 \Omega$ 、 $Z_s = 45 \Omega$ 、 $Z_L = 75$ 、 100、150 Ω 、 $f_o = 16$ GHz，電氣長度在中心頻率皆為四分之波長.....	29
圖 2.20 S 參數之頻率響應圖。 $Z_L = 150 \Omega$ 、 $Z_2 = 150 \Omega$ 、 $Z_s = 45 \Omega$ 、 $M = 0.2$ ， 0.4, 0.6、 $f_o = 16$ GHz，電氣長度在中心頻率皆為四分之波長.....	30
圖 2.21 通帶之 $ S_{11} $ 與截止帶之 $ S_{21} $ 的最大值對應 Z_L 之關係圖。 $Z_2 = 150$ Ω 、 $Z_s = 45 \Omega$ 、 $M = 0.2$ 、0.4、0.6、 $f_o = 16$ GHz，電氣長度在中心 頻率皆為四分之波長.....	30
圖 2.22 S 參數之頻率響應圖。 $M = 0.2$ 、 $Z_L = 150 \Omega$ 、 $Z_H = 30 \Omega$ 、 $Z_2 = 50 \Omega$ 、 $f_o = 16$ GHz、 $Z_s = 50$ 、100、150 Ω ，電氣長度在中心頻率皆為四 分之波長.....	31
圖 2.23 S 參數之頻率響應圖。 $M = 0.2$ 、 $Z_L = 150 \Omega$ 、 $Z_H = 30 \Omega$ 、 $Z_s = 50 \Omega$ 、 $f_o = 16$ GHz、 $Z_2 = 50$ 、100、150 Ω ，電氣長度在中心頻率皆為四 分之波長.....	31
圖 2.24 通帶之 $ S_{11} $ 與截止帶之 $ S_{21} $ 的最大值對應 Z_s 之關係圖。 $M = 0.2$ 、 $Z_L = 150 \Omega$ 、 $Z_2 = 50$ 、80、110、150 Ω 、 $f_o = 16$ GHz，電氣長度在 中心頻率皆為四分之波長.....	32
圖 2.25 3 dB 頻率點對應 R_2 之關係圖。 $Z_2 = 150 \Omega$ 、 $Z_s = 45 \Omega$ 、 $M = 0.2$ 、 0.4、0.6、 $f_o = 16$ GHz，電氣長度在中心頻率皆為四分之波長...	32

圖 2.26	3 dB 頻率點對應 Z_S 之關係圖。 $M = 0.2$ 、 $Z_L = 150 \Omega$ 、 $Z_2 = 50$ 、 80 、 110 、 150Ω 、 $f_0 = 16$ GHz，電氣長度在中心頻率皆為四分之波長.....	33
圖 2.27	S 參數頻率響應圖之理論與模擬比較。 $Z_2 = 150\Omega$ 、 $Z_S = 45\Omega$ 、 $Z_L = 150\Omega$ 、 $Z_H = 50\Omega$ 、 $f_0 = 16$ GHz，電氣長度在中心頻率皆為四分之波長.....	33
圖 2.28	具寬截止頻之極寬頻帶通濾波器示意圖.....	34
圖 2.29	改變低通或帶止濾波器之中心頻率以控制 f_{3dB} 頻率點之 S 參數頻率響應圖.....	34
圖 3.1	電路 A 之上層金屬微帶線平面圖： $W_1 = 1.2$ 、 $L_2 = 7.28$ 、 $W_3 = 2.26$ 、 $L_3 = 3.9$ 、 $W_4 = 0.94$ 、 $L_4 = 2.54$ 、 $W_5 = 0.4$ 、 $L_5 = 1.85$ 、 $G_5 = 0.15$ (單位 mm).....	41
圖 3.2	電路 A 之下層共平面波導之半電路圖： $W_1 = 1.2$ 、 $L_1 = 7.68$ 、 $S_1 = 0.47$ 、 $S_2 = 0.5$ (單位 mm).....	41
圖 3.3	電路 A 之模擬與量測.....	42
圖 3.4	電路 A 之實作電路照片。(a)上層金屬微帶線圖，(b)下層共平面波導平面圖。.....	42
圖 3.5	電路 B 之上層金屬微帶線平面圖： $W_1 = 1.2$ 、 $L_2 = 7.49$ 、 $W_3 = 6.20$ 、 $L_3 = 0.4$ 、 $W_4 = 5.20$ 、 $L_4 = 0.837$ 、 $W_5 = 0.286$ 、 $L_5 = 1.13$ 、 $W_6 = 5.205$ 、 $L_6 = 1.44$ (單位 mm).....	43
圖 3.6	電路 B 之下層共平面波導之半電路圖： $W_1 = 1.2$ 、 $L_1 = 8.55$ 、 $S_1 = 0.4$ 、 $S_2 = 0.5$ (單位 mm).....	43
圖 3.7	電路 B 之模擬與量測.....	44
圖 3.8	電路 B 之實作電路照片。(a)上層金屬微帶線圖，(b)下層共平面波導平面圖。.....	44
圖 3.9	電路 C 之上層金屬微帶線平面圖： $W_1 = 1.2$ 、 $L_2 = 7.48$ 、 $W_3 = 2.2$ 、 $L_3 = 1.22$ 、 $W_4 = 0.69$ 、 $L_4 = 4.12$ 、 $W_5 = 1.34$ 、 $L_5 = 3.1$ 、 $W_6 = 1.55$ 、 $L_6 = 3.05$ 、 $W_7 = 5.20$ 、 $L_7 = 3.04$ (單位 mm)	45
圖 3.10	電路 C 之下層共平面波導之半電路圖： $W_1 = 1.2$ 、 $L_1 = 8.18$ 、 $S_1 = 0.4$ 、 $S_2 = 0.5$ (單位 mm).....	45
圖 3.11	電路 C 之模擬與量測.....	46
圖 3.12	電路 C 之實作電路照片。(a)上層金屬微帶線圖，(b)下層共平面波導平面圖。.....	46

表目錄

表 2.1 電路 A 之理論值與模擬值.....	35
表 2.2 三、五、七階之低通濾波器設計參數.....	35
表 2.3 電路 B 之理論值與模擬值.....	36
表 2.4 電路 C 之理論值與模擬值.....	36
表 3.1 電路 A 之理論值與模擬值.....	47
表 3.2 電路 B 之理論值與模擬值.....	47
表 3.3 電路 C 之理論值與模擬值.....	47
表 3.4 本文與文獻之電路規格比較.....	48



第一章

緒論

隨著無線通訊系統快速進步，多頻帶與極寬頻(UWB)技術也隨著快速成長。自從美國聯邦通訊委員機構(FCC)將UWB(3.1 ~ 10.6 GHz)頻帶授權為免付費頻帶後，極寬頻通訊相關技術已經廣泛使用在工業、商業、軍事各方面，例如：室內無線通訊系統、手持之無線通訊系統、短距離資料傳輸、雷達探測等，其低功率以及高效率的訊號傳送之優點，使得整個極寬頻系統逐漸在通訊體系中佔有重要的地位。然而，構成極寬頻通訊系統之基本元件，例如：功率放大器、收發機、混頻器、分波器、天線以及濾波器等，都是不可或缺的關鍵組件。隨著寬頻系統之發展，各種射頻元件亦有寬頻之趨勢，故小面積、以及具有良好的頻率選擇性(selectivity)、截止頻帶之阻隔性(stopband rejection)以及低損耗與低成本之元件，已成為重要的參考指標。從文獻[1]中，可得知極寬頻系統之基本規格，例如：損耗限制，以及邊緣頻帶之通帶兩側斜率之陡峭程度(stEEP selectivity)與頻寬…等，其中帶通濾波器在極寬頻之系統中是重要元件，其規格需求亦較高，由3.1 ~ 10.6 GHz間需低損耗且需要有極平坦之群延遲(group delay)。此外，在通帶兩側，小於3.1 GHz與大於10.6 GHz之邊緣頻帶亦須具有良好的選擇性，故設計極寬頻濾波器須考量的頻寬超過110 %，與極平坦之群延遲(group delay)。為了達到以上之規格，設計極寬頻帶通濾波器確為一大挑戰。

隨著極寬頻無線通訊系統之蓬勃發展，寬頻電路的設計亦隨之進步，由平面結構逐漸衍生至多層結構，其應用層出不窮，其中極寬頻帶通濾波器之設計

成為系統中不可或缺之要角，而設計符合極寬帶通頻濾波器，則成為學術、工商業、軍事等之共同研究議題。文獻中已有相當多的極寬頻濾波器設計，如[2]利用全波長設計一環型濾波器，並在對稱面上串聯一段四分之波長開路殘段，再利用奇偶模分析其傳輸零點，將兩零點拉至通帶兩旁造成寬頻，最後再串接成多階產生極寬頻濾波器。[3]利用平行耦合線作為輸入與輸出埠的串接結構，在中間串聯一多模共振器，以得到寬頻響應，而平行傳輸線亦能產生傳輸極點，以達到寬頻且平整的響應。[4]則將平行耦合線之背板接地金屬面部份挖空，以增強耦合量，並利用串接的形式達到寬頻帶。[5]提出改良式的五階帶通濾波器，將其中的短路殘段之末端相連，在通帶兩側產生額外的傳輸零點，並在輸入輸出埠利用一段平行耦合線所產生之交叉耦合(cross coupling)，在通帶兩側產生傳輸零點，使得極寬頻帶之兩側具有許多的零點，以達到好的頻帶選擇性。此外，[6-7]利用平行耦合線串接步階阻抗多模共振器，達到寬頻帶之效果，為了使[6]具有好的頻帶選擇性，故[7]將此結構應用於輸入與輸出埠上，並聯短路殘段與步階阻抗之開路殘段，使通帶左右兩邊產生較好的頻帶選擇性。[8]將傳統平行雙耦合線改換成平行三耦合線，以獲得比平行雙耦合線更大耦合量以達到更寬頻效果，為了創造其截止頻帶，將輸入與輸出端分別並聯開路步階阻抗殘段，其長度皆為四分之波長，再利用開路步階阻抗殘段之移動零點特性，使零點位置分別落在通帶之左右的頻率，增加其邊緣通帶頻率之選擇性，並將剩餘零點控制在截止頻率，達到截止頻率的效果；但利用單一零點抑制高頻諧波效果仍然有限，無法達到比較好的頻率響應，若將開路殘段直接並聯在輸入輸出端，其零點之表現將只跟該開路殘段之阻抗比例有關，不受中間耦合結構的影響，使得零點的設計具有較大發揮的空間。[9]提出另一種新型之設計，以半波長之傳輸線為連接線，將串接四分之波長之短路殘段改用兩段串接之四分之波長的開路殘段等效，在通帶左右兩邊產生零點，以達到

好的通帶邊緣選擇性。[10-11]運用微帶線至共平面波導的結構，將多模共振器設計在共平面波導上，而達到寬頻效果。[12]將微帶線至共平面波導的耦合，利用不同耦合方式等效成電感與電容組成之等效電路，使得通帶頻率響應左右兩側各產生一零點，提高通帶兩側斜率，達到較好的邊緣通帶頻率選擇性(selectivity)。從[2-12]中，電路設計皆考量了頻寬與通帶邊緣選擇性，對於高頻寬截止頻帶設計較少。

為了考量寬截止頻帶，[13]利用傳統之低通與高通濾波器進行串接，其高通濾波器可以增益低頻之截止特性，而低通濾波器則可抑制高頻，故能達到極寬頻通帶與寬截止頻之響應，[14]之結構則是將中間之多模共振器改成共振腔並聯開路殘段的形式，除能縮小共振器之面積，亦能利用開路殘段之長度控制傳輸極點位置，使高頻之傳輸零點往低頻移動，以增加通帶頻寬，將原本在高頻之傳輸極點從截止頻帶移走，故能創造不錯的截止頻帶。[15]將[3]結構中之多模共振器，改變成低通濾波器，利用低通濾波器產生寬截止頻，但由於耦合量有限，故在結構中另串聯電容，以補足耦合量達到寬頻。[16]將[3]之耦合結構改利用指叉式的耦合方式，使得頻寬更寬。[17]則利用[16]所提出之結構，將多模共振器並聯一末端為圓形之開路殘段，而並聯殘段可移動高頻極點，將截止頻帶之極點移走，達到寬頻。[18]針對[3]與[14]之窄頻寬的截止頻進行改善，將中間之多模共振器利用電磁間隙(electromagnetic bandgap)的結構(EBG)設計成輸入與輸出埠與中間之多模共振器之耦合方式，多模共振器利用[14]之結構，具有縮小面積與控制傳輸極點之特性，同時在兩端並聯開路殘段，並利用開路殘段之長度，將第四個傳輸極點置於輸出輸入埠之指插式耦合結構所產生的高頻零點，再將存在於截止頻帶的傳輸極點移出截止頻率，以得到寬截止頻帶。[19]則將[16]之多模共振器改用成三個不同之步階阻抗共振器串聯，使其移動零點與極點的效果更佳，故能得到相當寬頻之截止頻帶。[20]則改變[3]

結構中耦合線饋入至多模結構的位置，並在耦合結構對稱的另一邊串聯短路殘段，達到寬頻與寬截止頻之效果。此外，[21]利用低通串聯寬頻結構來創造高頻之寬截止頻。[22]則將傳統之多階帶通濾波器並聯電容元件達到寬頻與寬截止頻帶之效果。[23]利用雙層寬邊耦合結構的方式，創造寬通帶，其寬邊耦合是利用微帶線與微帶線間的一層窄縫(slot)，其中，此三層之形狀皆為橢圓形，利用此面與面之間的耦合量來控制頻寬和耦合深度。[24]利用低溫共燒陶瓷(LTCC)的技術，利用T型共振器之開路殘段部分與四分之波長短路殘段，形成寬邊耦合的四分之波長耦合線段達到寬頻，並利用此寬邊耦合的四分之波長耦合線，在通帶兩旁產生傳輸零點，控制了頻寬與零點的位置，再利用T型共振器兩側四分之波長做寬邊耦合結構，並拉出一段額外之四分之波長末端短路之平行耦合線，此結構亦可在通帶兩側產生傳輸零點，故能使響應之頻帶選擇性達到最佳。由於此結構具有多重寬邊耦合部份，故頻寬可達到所需之規格，由於是多層結構，故在另一層，亦使用一T型共振器，可使頻寬更寬。仔細觀察此文唯一之缺點為截止頻帶略不夠寬。另外，如[25]亦利用低溫共燒陶瓷(LTCC)之技術，以多階帶通濾波器之結構創造極寬頻，[26]則利用超導(superconducting)微帶線實現極寬頻帶通濾波器，[27]同時運用左右手極化之傳輸線特性，搭配共平面波導達到寬頻的效果，而[28]是利用微帶線將電路之奇偶模，個別設計成寬頻帶通濾波器。以上利用單層、多層、共燒陶瓷、超導體等實現極寬頻電路之設計，同時亦得到極寬頻通帶與寬截止頻的電路設計，確實各有其長處，其中單層板之耦合方式多屬邊緣耦合的形式，其極限在於平行耦合線之間隙寬窄，阻抗越高之平行耦合線，其間隙越小耦合量越強大，但實作上能達到之程度有限，故要達到極寬頻之頻寬規格，其實作亦會有一定難度。再者利用步階阻抗多模共振器設計，但兩者並不能非常完善的達到寬截止頻率之規格。改採用多層金屬，如[10-12]所提出的微帶線至共平面波導的設

計。故若改由寬邊耦合設計，其耦合量比較不會受到結構上的限制，且可利用不同層之共振器達到單層金屬板所達不到之效果。另外，直接串接一具寬截止頻之濾波器，即可達到寬截止頻的效果。

本論文為了考量極寬頻濾波器規格中之通帶與截止頻帶，除利用微帶線至共平面波導的寬邊耦合取代平行耦合線提高耦合量外，也利用金屬貫孔串接，再將[29-30]所提出之寬頻帶止濾波器，與[31]所提到之步階阻抗低通濾波器串接其中，取代了多模共振器，以抑制傳輸線之週期性在高頻產生諧波的問題，以達到寬截止頻帶之效果。

本文中實作三個電路，並加以量測，以驗證設計理念。第二章將詳述本文所設計各電路方塊之特性，及其設計理念與改進。第三章比較實作電路的量測與電磁模擬結果，並加以說明，第四章為本文之結論。



第二章

具寬截止頻之新型極寬頻帶通濾波器

本章將分析輸入、輸出埠的耦合結構，並說明設計理念，再利用奇偶模理論與傳輸線原理，設計低通濾波器以及帶止濾波器，並將低通濾波器或帶止濾波器與輸入輸出耦合結構串接，得到新型極寬頻帶通濾波器。

2.1 微帶線至共平面波導寬邊耦合設計

如圖2.1(a)所示，利用微帶線至共平面波導的耦合，其剖面如圖2.1(b)所示。如文獻[10]利用微帶線至共平面波導的轉接(transition)之頻散(frequency dispersion)特性增強耦合之強度與頻率範圍。本結構利用上層微帶線金屬面，如圖2.2示，與底層之共平面波導，如圖2.3所示，產生面與面之間的耦合方式，並經由垂直貫孔(via hole)將能量匯出至輸出埠，此耦合特性可以等效成一J-反轉子(J-inverter)的網路如圖2.4所示，其中 Z_{0a} 和 Z_{0b} 分別表示輸出入埠的參考阻抗，而 Z_{0MS} 和 θ_{MS} 與 Z_{0CPW} 和 θ_{CPW} 則分別為上層微帶線之特性阻抗與電氣長度與下層共平面波導之特性阻抗與電氣長度，另外，垂直貫孔視為能量傳輸的通道，直接將能量匯出至 Z_{ob} 。由於極寬頻帶通濾波器之中心頻率在6.85 GHz，為了使耦合強度的最大值落在中心頻率6.85 GHz，故令耦合長度為

$$L_2 \approx \lambda_g / 4 \quad (2-1)$$

由圖2.1(a)電路之IE3D[33]電磁模擬軟體之S參數頻率響應如圖2.5所示。在其他參數不變的情況下，控制圖2.3的耦合結構中的長槽(slot)的寬度會影響耦合量之強度，隨著 S_1 之增加，其通帶的耦合強度隨之增強，且在中心頻率的左右兩

邊產生傳輸零點，而通帶的範圍也隨之變大，其 f_{3dB} (3 dB頻率點)亦隨之改變。故須將此範圍控制在極寬頻濾波器之規格，其規格如文獻[1]所提，即3.1~10.6 GHz為通帶，故需電磁模擬軟體IE3D[33]輔助選取適當的 S_1 值，以達到極寬頻濾波器帶通通帶之規格。

2.2 串接之低通與寬頻帶止濾波器分析設計

2.1節所提出之微帶線至共平面波導的耦合結構，其S參數頻率響應如圖2.5所示，在通帶合乎文獻[1]所規定之頻寬下，其頻帶從3.1~10.6 GHz左右的通帶，但因傳輸線週期性特性，當頻率超過13 GHz之後，會產生下一個通帶，故本節提出串接低通或寬頻帶止濾波器之寬截止頻，以抑制13 GHz之後的假性通帶。本節引用三篇文獻[29-31]所提出低通與帶止濾波器的設計，分成電路A - C共3個電路，以下將個別分析，並探討其電路特性。

2.2.1 電路A

本篇論文電路A採用之寬頻的帶止濾波器，如文獻[29]，其架構如圖2.6所示。此電路在四分之波長的平行耦合線串聯一段四分之波長開路殘段，以創造寬截止頻帶。因結構具有對稱性，故可利用奇模偶模分析，如下：

(1) 偶模等效電路如圖2.7(a)所示，其端埠的輸入導納為

$$Y_{ine} = Y_{oe} \frac{Y_{Le} + jY_{0e} \tan \theta}{Y_{0e} + jY_{Le} \tan \theta} \quad (2-2)$$

其中

$$Y_{Le} = \frac{1}{Z_{Le}} = \frac{1}{2Z_L} = \frac{jY_r \tan \theta}{2} \quad (2-3)$$

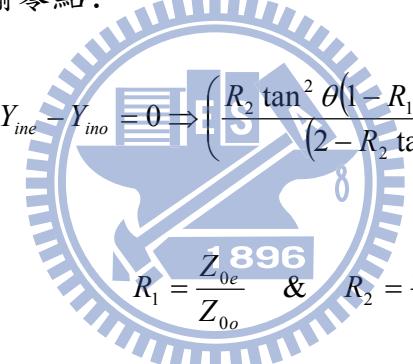
(2) 奇模等效電路如圖2.7(b)所示，其端埠的輸入導納為

$$Y_{ino} = jY_{0o} \cot \theta \quad (2-4)$$

將導納矩陣轉換為S參數(參考附錄一)：

$$\begin{aligned} S_{21} &= -\frac{2Y_{21}Y_o}{\Delta Y} \\ &= \frac{Y_{ine} - Y_{ino}}{(Y_{ine} + 1)(Y_{ino} + 1)} \end{aligned} \quad (2-5)$$

令 $Y_{ine} = Y_{ino}$ 可以得其傳輸零點：



$$Y_{ine} - Y_{ino} = 0 \Rightarrow \left(\frac{R_2 \tan^2 \theta (1 - R_1 + 2 \tan^2 \theta + 2R_1)}{(2 - R_2 \tan^2 \theta) \tan \theta} \right) = 0 \quad (2-6)$$

其中

$$R_1 = \frac{Z_{0e}}{Z_{0o}} \quad \& \quad R_2 = \frac{Z_{0e}}{Z_r} \quad (2-7)$$

(2-6)中，總共有三個可設計之自由變數，分別為 R_1 、 R_2 、 θ 。再從(2-7)觀察其關係。當固定 Z_{0e} 、 R_1 與 R_2 後， Z_{0o} 與 Z_r 隨之固定，為了考慮實作，將最高阻抗線控制在 0.15 mm，而平行耦合線之間距須大於 0.15 mm，以 RT / Duriod 5880，介電常數 $\epsilon_r = 2.2$ ，基板厚度 $h = 0.508$ mm 當作板材，若選定平行耦合線之間距為 0.15 mm，耦合線線寬為 0.15 mm 則 $Z_{0e}/Z_{0o} \approx 2.2 = R_1$ ，當線寬增加時，其 Z_{0e}/Z_{0o} 會越來越趨近於 1，而平行耦合線之基本特性 $Z_{0e}/Z_{0o} \geq 1 = R_1$ ，故 R_1 之設計範圍約在 1 ~ 2.2 之間，可大大縮減其範圍。

利用(2-6)可得零點之位置，如圖2.8所示，橫軸為 $R_2 = 1 \sim 4$ ，縱軸為歸一化傳輸零點 $T = f_{zero}/f_o$ (f_{zero} ：傳輸零點頻率、 f_o ：中心頻率)，其中，固定 $Z_{0e} = 140$

Ω 、 R_1 分別取1.2、1.5、1.6、1.8、2.2，可以發現 R_1 需超過1.5以上才會存在三個零點。其中一零點即為截止帶之中心頻，而較高與較低頻之零點對稱於此零點。當固定 R_2 ， R_1 由小變大時，則高頻零點與低頻零點分別往高頻與低頻移動，但中間的零點不動。若固定 R_1 ，當 R_2 由小變大時，則高頻零點與低頻零點分別往高頻與低頻，但中間的零點不動，故增加 R_1 和 R_2 其零點之趨勢相同。當 R_1 越大時 R_2 所能設計之自由度越廣，就頻寬的角度而言，當零點彼此越遠離，會使得帶止濾波器的頻寬更寬。

接下來分析 $|S_{11}|$ 在通帶中之最大值與 $|S_{21}|$ 在截止帶中之最大值。如圖2.9和圖2.10所示，觀察其S參數之頻率響應之理論值，當零點彼此間越靠近，能將 $|S_{21}|$ 壓得越深；再觀察 $|S_{11}|$ 在通帶的趨勢，其最大值有增加的趨勢，利用圖2.9和圖2.10，畫其 $|S_{11}|$ 在通帶中之最大值和 $|S_{21}|$ 在截止帶中之最大值趨勢圖，如圖2.11所示，橫軸為 R_2 ，左邊縱軸為 $|S_{11}|$ 在通帶中，其最大值（如圖2.9和圖2.10之A點對應的dB值），右邊縱軸為 $|S_{21}|$ 在截止帶中，其最大值（如圖2.9和圖2.10之B點對應的dB值），當固定 R_1 ， R_2 增加時，其 $|S_{11}|$ 之最大值會變大，而 $|S_{21}|$ 之最大值會變小，若改固定 R_2 ，其趨勢和固定 R_1 相同，由於此結構為串接結構，為考慮通帶與截止之最大值，故設計上能同時讓 $|S_{11}|$ 和 $|S_{21}|$ 之最大值越小越好。

由於本論文所提出為串接結構，故中間電路用以抑制倍頻之結構須考慮其 f_{3dB} 之位置，如圖2.9和圖2.10所示，控制通帶與截止帶之最大值會同時影響 f_{3dB} 之位置。如圖2.12所示，為改變 R_1 和 R_2 對 f_{3dB} 之位置之影響趨勢圖，隨著 R_1 和 R_2 之增加，其 f_{3dB} 皆會往低頻移動，若再考慮前面所提之最大值，則需要將電氣長度縮短，使 f_{3dB} 往高頻，才能符合設計上的需求。

根據以上三點之分析可知，除了設計零點的位置之外，仍需考量截止頻之深度、 $|S_{11}|$ 在通帶的漣波深度和 f_{3dB} 之頻率間選取，以獲得適當的設計參數。故設計上有許多自由度，而串接之後的效應，也須加以考慮，另外，零點在高頻

的表現也需考慮。考慮以上之分析，選定適當的設計參數 $Z_{0e} = 140 \Omega$ 、 $R_2 = 2.03$ 、 $R_1 = 2.03$ 、 $f_o = 17 \text{ GHz}$ ，利用IE3D[33]得到之S參數頻率響應與理論值之比較，如圖2.13所示，其理論與模擬之比較如表2.1所示，可發現到模擬時之零點特性無法表現出來，且 $|S_{11}|$ 在通帶之最大值與 $|S_{21}|$ 在截止帶之最大值也有增加的趨勢，再觀察圖2.13，零點在高頻無法明顯的表現出來，取代零點的則是一平整的頻率響應，故對於 $|S_{21}|$ 的抑制程度會降低，與理論值有所差異性，但其 $|S_{21}|$ 之頻率響應在 $12.1 \text{ GHz} \sim 20 \text{ GHz}$ 之間的 $|S_{21}|$ 皆在-20 dB以下，故具有在高頻產生寬截止頻帶之效果。最後再利用電氣長度將 f_{3dB} 修正到所需之設計規格，即 10.6 GHz ，以達到在高頻創造寬截止頻之效果。

以上之分析以及設計重點在於寬頻帶止結構的特性，與設計單一帶止濾波器結構之差異性，不僅是截止帶頻寬與 $|S_{21}|$ 之最大值，也須將通帶中 $|S_{11}|$ 之最大值、 f_{3dB} 一併考慮，其限制條件也會比較多。



2.2.2 電路B

本節以步階阻抗式低通濾波器產生寬截止頻帶，此結構利用高阻抗與低阻抗的傳輸線交互串接，故此濾波器又稱為高-Z 低-Z 濾波器，其設計方法如下[31]：

一段短傳輸線的等效電路，此線特性阻抗極高或極低。一段長度為 ℓ ，特性阻抗為 Z_0 的傳輸線，其 $ABCD$ 參數為 $A = \cos \beta\ell$ ， $B = jZ_0 \sin \beta\ell$ ， $C = j(\sin \beta\ell)/Z_0$ ， $D = \cos \beta\ell$ ，其Z矩陣參數可由 $ABCD$ 參數轉換而得如下：

$$Z_{11} = Z_{22} = \frac{A}{C} = -jZ_0 \cot \beta\ell \quad (2-8a)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = \frac{1}{C} = -jZ_0 \csc \beta\ell \quad (2-8b)$$

在其 T-形等效電路[31]中，串聯元件為

$$Z_{11} - Z_{12} = -jZ_0 \left[\frac{\cos \beta\ell - 1}{\sin \beta\ell} \right] = jZ_0 \tan \frac{\beta\ell}{2} \quad (2-9)$$

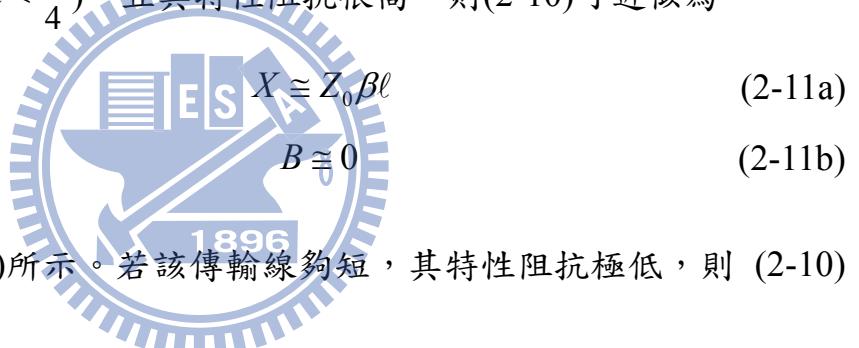
其並聯元件為 Z_{12} 。如果 $\beta\ell < \frac{\pi}{2}$ ，串聯元件為正電抗（電感），而並聯元件為負

電抗（電容），其等效電路如圖 2.14(a)所示，圖中

$$\frac{X}{2} = Z_0 \tan \left(\frac{\beta\ell}{2} \right) \quad (2-10a)$$

$$B = \frac{1}{Z_0} \sin \beta\ell \quad (2-10b)$$

若該傳輸線夠短（例如 $\beta\ell < \frac{\pi}{4}$ ），且其特性阻抗很高，則(2-10)可近似為



其等效電路如圖 2.14(b)所示。若該傳輸線夠短，其特性阻抗極低，則 (2-10) 可近似為

$$X \cong 0 \quad (2-12a)$$

$$B \cong Y_0 \beta\ell \quad (2-12b)$$

其等效電路如圖 2.14(c)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 ($Z_0 = Z_\ell$) 近似。由以上可知 Z_h/Z_ℓ 的比值愈高愈好，所以 Z_h 與 Z_ℓ 的實際大小通常是取實作時，可實現阻抗的上下限。傳輸線的長度則可由(2-11)與(2-12)決定。為了讓濾波器在接近截止頻率時，能有較好之響應，這些線長度的計算，應以 $\omega = \omega_c$ 頻率點為準。由(2-11)、(2-12)就可求出對應電感值之傳輸線長度：

$$\beta\ell = \frac{LR_0}{Z_h} \quad (\text{電感}) \quad (2-13a)$$

對應電容值之傳輸線長度為：

$$\beta\ell = \frac{CZ_\ell}{R_0} \quad (\text{電容}) \quad (2-13b)$$

其中 R_0 為參考阻抗， L 與 C 為低通原型電路中的元件值(element values)。

接下來，為分析其通帶、與截止帶之漣波趨勢，分別設計三、五、七階之柴比雪夫0.1 dB漣波響應低通濾波器[32]，設計參數如表2.2所示。

其S參數頻率響應如圖2.15所示，而理論分析值與模擬值如表2.3所示，當階數越低，其截止帶衰減量也會越低，且由於此低通濾波器之設計，是近似L和C之元件值，故造成設計之 f_c 與模擬值的誤差，而漣波之最大值也有增加趨勢，其中三階之漣波遞減是因模擬結果之頻帶往低頻移動，使模擬值比理論值小，最後利用電氣長度控制 f_c ，以達到所需之截止頻帶規格。

最後，利用以上之分析，可將五階以上之步階阻抗式低通濾波器設計成中間串接的網路，以抑制輸入輸出結構因週期性特性在高頻所產生之假性諧波。

2.2.3 電路C

本節參考文獻[30]，分析之電路如圖2.16所示，此結構類似傳統的四分之波長共振子並聯四分之波長開路殘段所設計之三階帶止濾波器，不同之處是將中間的四分之波長開路殘段，以一段四分之波長傳輸線串連一段四分之波長開路殘段，利用此代換之傳輸線之阻抗值不同，使得截止頻寬更寬。

由於電路具有對稱性，故可利用奇模偶模分析如下：

- (1) 偶模等效電路如圖2.17(a)所示，其端埠的輸入導納為

$$Y_{ine} = jY_s \tan \theta_s - jY_2 \left(\frac{Z_2 - a(\tan \theta_2)}{a + Z_2(\tan \theta_2)} \right) \quad (2-14)$$

其中

$$a = 2Z_H \frac{Z_H \tan \theta_H - Z_L \cot \theta_L}{Z_H + Z_L \tan \theta_H \tan \theta_L} \quad (2-15)$$

(2) 奇模等效電路如圖2.17(b)所示，其端埠的輸入導納為

$$Y_{ino} = jY_s \tan \theta_s - jY_2 \cot \theta_2 \quad (2-16)$$

由奇偶模態之導納矩陣轉換為S參數(參考附錄一)，參考2.2.1節做法，令

$Y_{ine} = Y_{ino}$ 可以得知傳輸零點的位置：

$$\frac{-a(\tan \theta + \cot \theta)}{a + Z_2 \tan \theta} = 0 \quad (2-17)$$

令分子為零，由於 $\tan \theta + \cot \theta \neq 0$ ，故 $a = 0$ 。令(2-15)為零可得：

$$\theta = \cot^{-1} \left(\pm \sqrt{\frac{Z_H}{Z_L}} \right) \quad (2-18)$$

觀察(2-18)可發現到控制中間的 Z_H 和 Z_L 之阻抗比例，可得到對應之傳輸零點位置，且會對應到兩個對稱於中心頻率之零點，如圖2.18所示，其縱軸為歸一化之零點，橫軸為 Z_H 和 Z_L 之阻抗比例，當阻抗比例增加時，可將兩側零點分別往高頻和低頻移動，使的截止頻帶之頻寬更大。

若將中心頻率所對應之電氣長度為四分之波長，則可於中心頻率產生零點，且不受任何阻抗的變化而影響其頻率位置。中心頻率之零點乃由兩條路徑所產生，第一條路徑為 Z_s 和 θ_s 之開路殘段，此等同於末端開路的四分之波長傳輸線，其輸入阻抗為零，第二條路徑為中間的串接開路殘段經由四分之波長而達到輸出埠，此路徑在中心頻率下可等同於四分之三波長之開路殘段，其輸入

阻抗為零，故若選定電器長度為四分之波長，則此雙路徑皆可在中心頻率產生零點，若非選定電器長度為四分之波長則需要再行討論。

此外，兩邊對稱之零點不受阻抗 Z_2 和 Z_s 之控制，乃因此開路殘段從奇模偶模分析中同時被消去，故(2-18)所得到之零點位置通解，不含 Z_2 和 Z_s 之變數；另外，開路殘段亦可產生零點，令該段之輸入阻抗為零，即可得到此開路殘段所對應之零點位置。由於將中心頻率之電氣長度設定為四分之波長，故此開路殘段所對應之傳輸零點頻率即為中心頻率。

接著，分析 $|S_{11}|$ 在通帶中之最大值與 $|S_{21}|$ 在截止帶中之最大值。為了觀察其趨勢，先利用圖2.18固定其 Z_H 和 Z_L 之阻抗比例，選定零點之位置，分別為12 GHz、16 GHz、20 GHz，其歸一化頻率值分別為0.75、1、1.25，其所對應之阻抗比例值 $M = Z_H/Z_L = 0.2$ ，也就是 Z_L 之阻抗值比 Z_H 來的高，故將 Z_L 定為150 Ω而 Z_H 則為30 Ω。

接下來分析 $|S_{11}|$ 在通帶中之最大值與 $|S_{21}|$ 在截止帶中之最大值。由於零點之位置已固定，即 M 為定值，但我們仍可以選定不同 Z_L 並分別對應到不同的 Z_H 。如圖2.19所示，為固定 M 與 Z_2 和 Z_s ，分別選用三組不同 Z_L ，所得到之頻率響應圖，當 Z_L 增加時， $|S_{11}|$ 在通帶中之最大值有變大之趨勢，而 $|S_{21}|$ 在截止帶中之最大值有變大之趨勢。我們也可改固定 Z_L 與 Z_2 和 Z_s ，如圖2.20所示，分別選用三組不同 M ，所得到之頻率響應圖，當 M 增加時， $|S_{11}|$ 在通帶中之最大值有變大之趨勢，而 $|S_{21}|$ 在截止帶中之最大值也有變大之趨勢，接著利用圖2.19和圖2.20繪出其 $|S_{11}|$ 在通帶中之最大值和 $|S_{21}|$ 在截止帶中之最大值趨勢圖，如圖2.21所示，其橫軸為 Z_L 由75 ~ 150 Ω，左邊縱軸為 $|S_{11}|$ 在通帶中，其最大值(如圖2.19和2.20之A點的 dB值)，右邊縱軸為 $|S_{21}|$ 在截止帶中，其最大值(如圖2.19和2.20之B點的 dB值)。可以發現到，不同樣式之曲線分別對應到不同之 M 值，

且 M 值之改變對於最大值之影響比 Z_L 來的大；另外，當 $M=0.2$ 而 $Z_L < 100 \Omega$ 時，並無對應之 $|S_{11}|$ 最大值，由於此時在通帶並無傳輸極點，故無最大值，而是一直遞增至 f_{3dB} ，且無對應之值，所以設計上要避開此區域。

接著分析 Z_2 和 Z_s 對最大值之影響，若固定住 M 值，分別改變 Z_2 和 Z_s 的值，可得到 S 參數頻率響應圖2.22和圖2.23。如圖2.22所示，當 Z_s 增加時，其 $|S_{11}|$ 在通帶中之最大值不具有規律性，若取其最大值，因漣波數目可能不只一個，也可能沒有，其對應之值非單一漣波趨勢之值，故產生不規則性，而 $|S_{21}|$ 在截止帶中之最大值為增加之趨勢。如圖2.23所示，當 Z_2 增加時，其 $|S_{11}|$ 和 $|S_{21}|$ 之最大值皆同時變小。利用以上之分析，畫其 $|S_{11}|$ 在通帶中之最大值與 $|S_{21}|$ 在截止帶中之最大值趨勢圖。如圖2.24所示，其橫軸為 Z_s 由 $30 \sim 150 \Omega$ ，左邊縱軸為 $|S_{11}|$ 在通帶中，其最大值（如圖2.22和2.23之A點的 dB值），右邊縱軸為 $|S_{21}|$ 在截止帶中，其最大值（如圖2.22和2.23之B點的 dB值），不同樣式之曲線分別對應到不同之 Z_2 值，且 Z_2 值之改變對於 $|S_{21}|$ 之最大值之影響比 Z_s 來的大，但 $|S_{11}|$ 之最大值的變化，較不規則。

另外，當選定 $Z_2 = 50 \Omega$ 而 $Z_s > 80 \Omega$ 時，並無對應之 $|S_{11}|$ 最大值，由於此時在通帶並無傳輸極點，故無最大值，而是一直遞增至 f_{3dB} ，所以設計上也要避開此區域。

最後，利用圖 2.19 和圖 2.20，繪其 f_{3dB} 之位置之影響趨勢，如圖 2.25 所示，其中橫軸為 Z_L 由 $75 \sim 150 \Omega$ ，縱軸為 f_{3dB} 之頻率位置，當 Z_L 與 M 同時增加時，可將 f_{3dB} 之頻率往高頻移動。同理，利用圖 2.22 和圖 2.23，繪出其 f_{3dB} 之位置，如圖 2.26 所示，其橫軸為 Z_s 由 $30 \sim 150 \Omega$ ，縱軸為 f_{3dB} 之頻率位置。當 Z_2 增加時，可將 f_{3dB} 之頻率往低頻移，當 Z_s 增加時，則零點位置則是先往高頻移再移回低頻，且 Z_2 之變化對其影響較 Z_s 大。由圖可知，選取較小之 Z_2 可

達到較高頻之 f_{3dB} 之頻率位置，但對應之通帶與截止頻帶之最大值，並不符合設計要求，故需選取較大之 Z_2 值，再利用調整其電氣長度來使得 f_{3dB} 落在設計的頻率點。

接下來，利用以上之分析選定設計參數 $f_0 = 16 \text{ GHz}$ 、 $Z_2 = 105 \Omega$ 、 $Z_2 = 45 \Omega$ 、 $Z_H = 50 \Omega$ 、 $Z_L = 150 \Omega$ 、所有電氣長度皆為四分之波長，並比較此帶止濾波器的理論值與模擬值，如圖 2.27 所示，其值如表 2.4 所示，高頻之零點無法表現出來，且最大值皆提升不少，而 f_{3dB} 往高頻移動，除電路基板之板材因素之外，仍須考量電路佈局時傳輸線轉彎所產生之折角問題。最後，利用以上之分析，選定適當之參數並利用 IE3D[33]進行高頻之模擬，以達設計之規格。

2.2.4 電路 A~C 之分析與設計

以上帶止與低通濾波器之個別分析中，可發現由於三個濾波器對於整體電路之目的皆為抑制輸入輸出結構因週期性特性在高頻所產生之假性諧波。故以上分析同時考慮 f_{3dB} 點以及連波問題，並利用理論值與模擬值相互比較。由於設計考量因素頗多，除實作之極限外，也需考量理論與模擬的差異性。

由上面三個電路特性比較， $|S_{21}|$ 在截止頻帶之最大值為首要重點，其次為 $|S_{11}|$ 在通帶之最大值，最後考量 f_{3dB} 頻率點與零點位置，以上之考量與設計方針皆與傳統之低通或帶止濾波器有所不同。最後須考慮到電路佈局問題，避免傳輸線與傳輸線間之距離太近，以避免不必要的耦合，且連接點、折角等問題，都會間接影響到可實現之範圍，仍需利用模擬軟體 IE3D[33]輔助。

電路 A ~ C 之整體佈局，如圖 2.28 所示。利用耦合結構之長槽(solt)之寬度 S_1 之設計，將低頻之 f_{3dB} 頻率點設計至 3.1 GHz，由於高頻之 f_{3dB} 頻率點也同時受到影響，故調整中間串接電路之中心頻率，在不影響低頻之 f_{3dB} 頻率點

下，控制高頻之 f_{3dB} 頻率點，如圖 2.29 所示，以達所需規格。此耦合線段為三個電路之共同結構，故設計之方式大同小異。設計上，由於通帶不僅僅是由耦合線所提供之，中間串連電路部分也會影響通帶之頻寬，故需根據串接後之情況做調整，達到所需之規格。

接著，關於串接電路部分我們分成 A - C 三個電路分別討論。

電路 A：

設計上以 $|S_{21}|$ 在截止頻帶之最大值為首要要點，由圖 2.13 可知，模擬後之上升趨勢頗多，故設計上，選定 $|S_{21}|$ 之最大值越小越好，接著考量 $|S_{11}|$ ，需越小越好，有了兩邊的限制之後，選定適當的 R_1 和 R_2 值，即可同時設計出兩邊之漣波深度。例如：選定 $R_2=2$ 時， R_1 變大， $|S_{11}|$ 在通帶之最大值變小而 $|S_{21}|$ 在截止頻帶之最大值變大，為了同時考量兩頻帶之深度，盡量將 R_1 設計在 2 附近。最後，利用圖 2.12 得到對應 f_{3dB} 點之頻率，再調整中心頻率，以達到所需之規格。



電路 B：

在電路 B 中，從設計之觀點看，利用階數較高之低通濾波器，其截止帶之效果較佳。利用表 2.2 所示，若以奇數階設計，需超過五階以上之低通濾波器，方可達到所需之截止頻帶效果，再調整其 f_{3dB} 點，即可達到所需之規格。

電路 C：

電路 C 之設計理念與電路 A 類似，但其自由度比電路 A 多。可以利用圖 2.21 進行 $|S_{11}|$ 與 $|S_{21}|$ 分別在通帶與截止頻帶之最大值設計。 M 值越小，其對應之通帶與截止頻帶之最大值亦越小，接著選取 Z_L 即可分別對應到通帶與截止帶之最大值，而剩下之變數，也會控制到對應至通帶與截止帶之最大值，如圖

2.24 所示，即使選定了 M 和 Z_L 值，仍需選定適當之 Z_2 和 Z_s ，方可確定設計之漣波深度。最後利用圖 2.25 和圖 2.26 得 f_{3dB} 頻率點位置，並將串接電路之中心頻率調整到適當之規格。



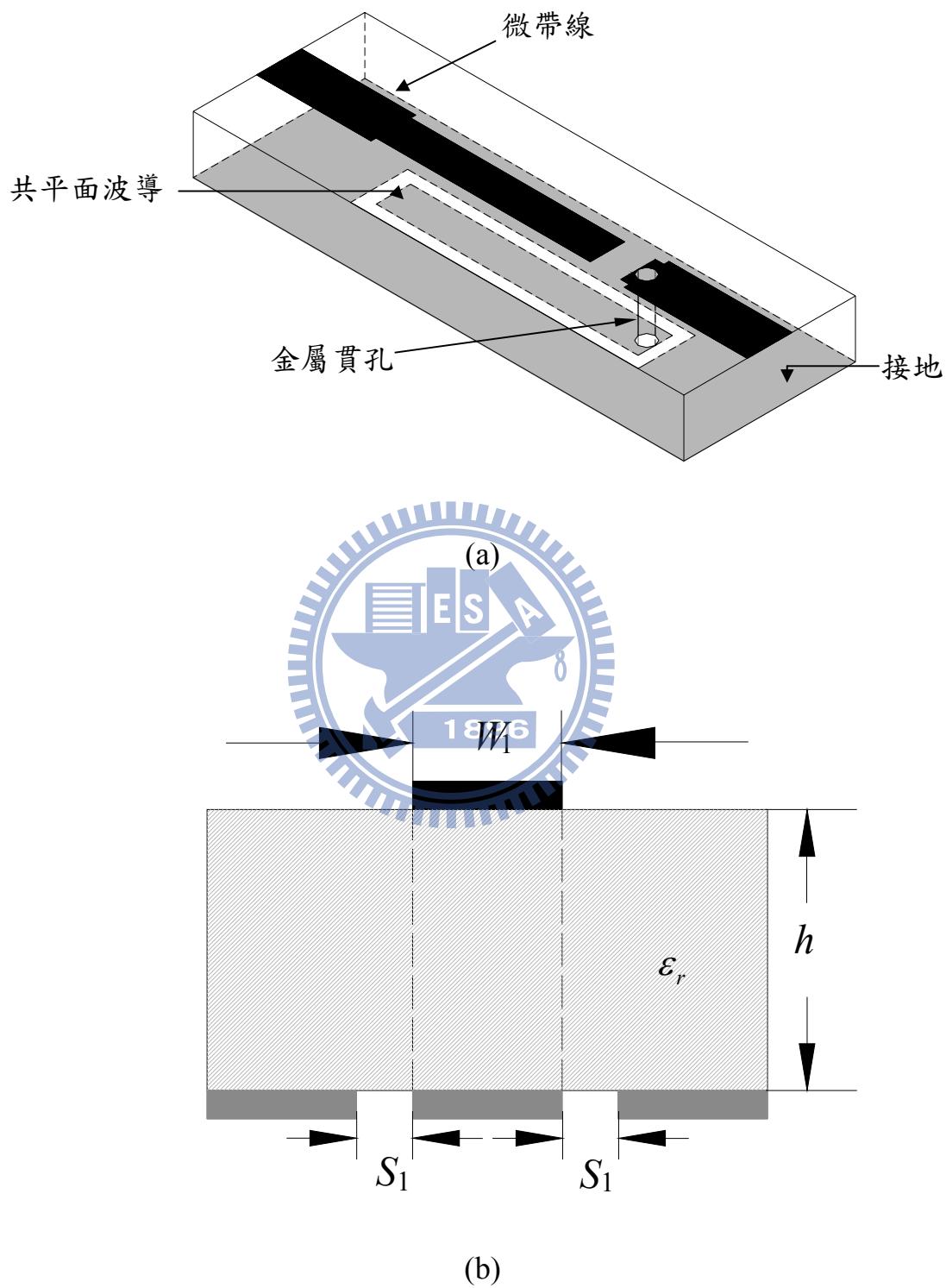


圖2.1 微帶線至共平面波導寬邊耦合結構。(a)立體圖。(b)剖面圖。

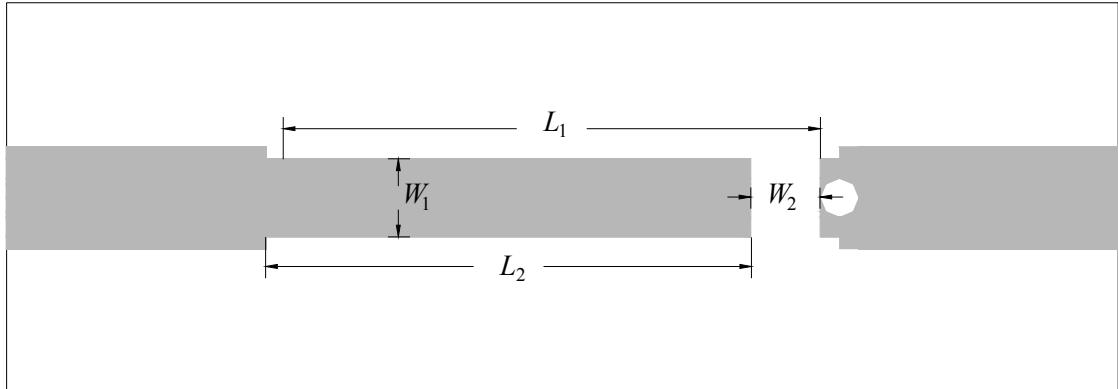


圖2.2 寬邊耦合結構之金屬微帶線平面圖

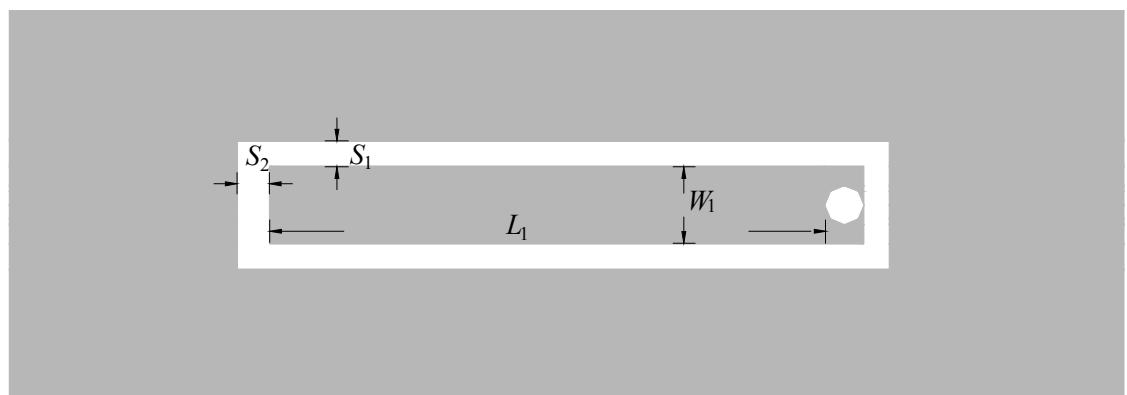


圖2.3 寬邊耦合結構之共平面波導平面圖

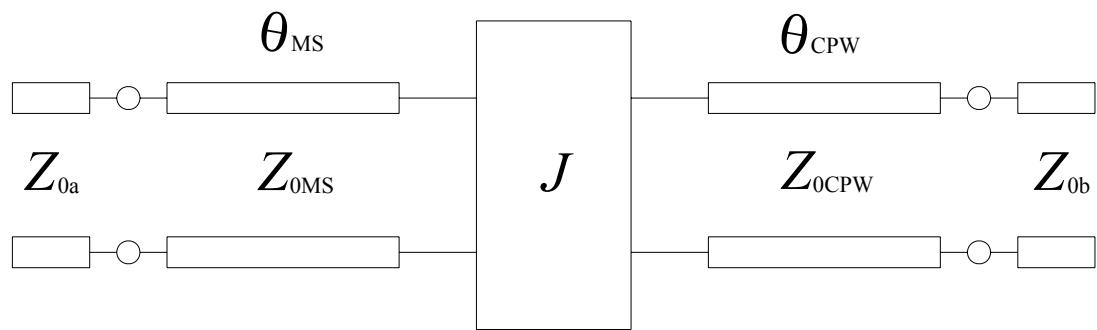


圖2.4 等效 J -反轉子雙埠網路

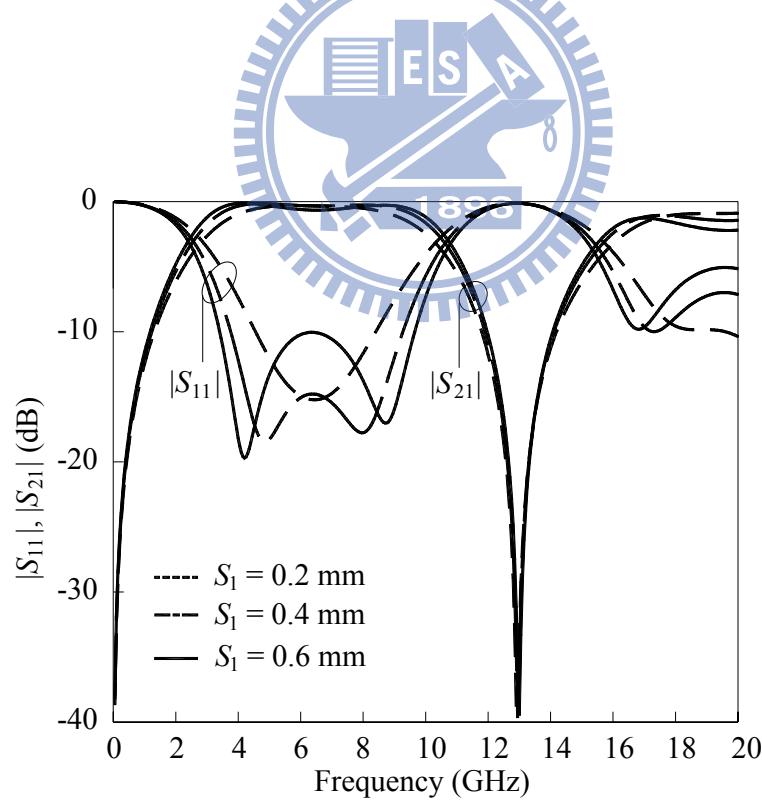
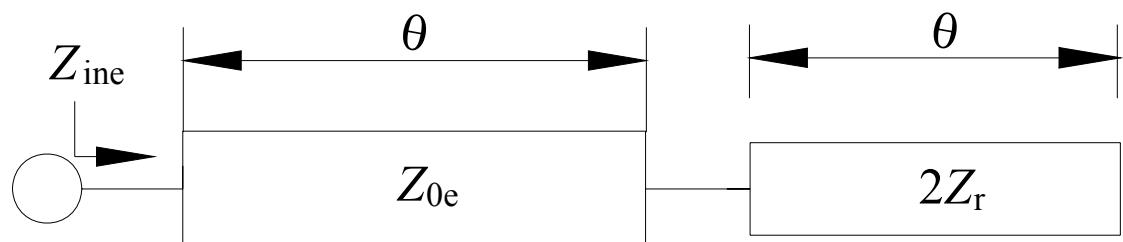
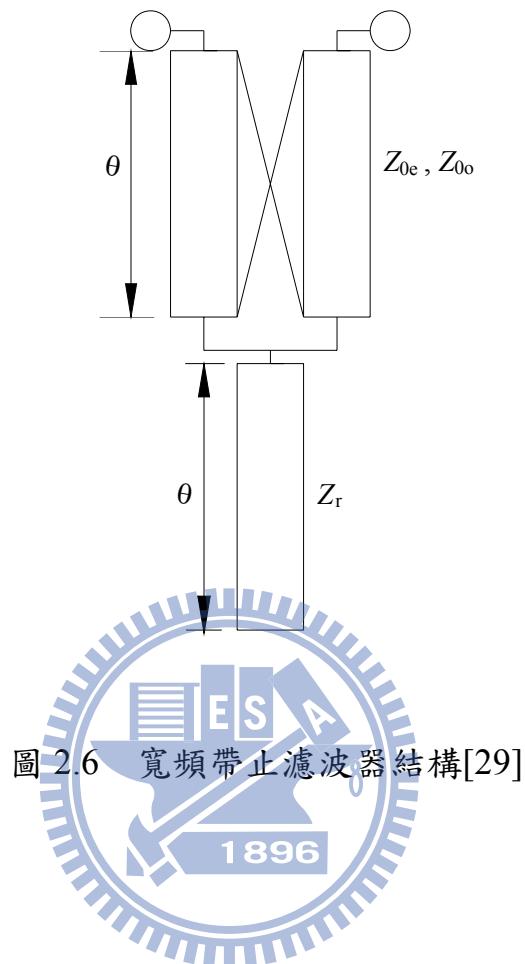


圖2.5 圖2.1(a)電路之模擬 S 參數頻率響應圖



(a)

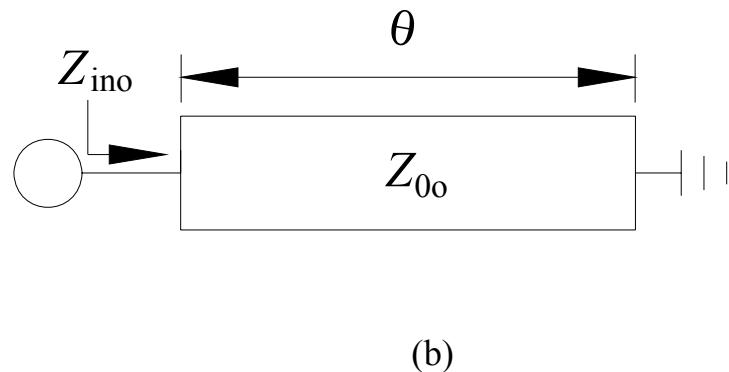


圖 2.7 圖 2.6 電路之奇偶模分析。(a) 偶模分析。(b) 奇模分析。

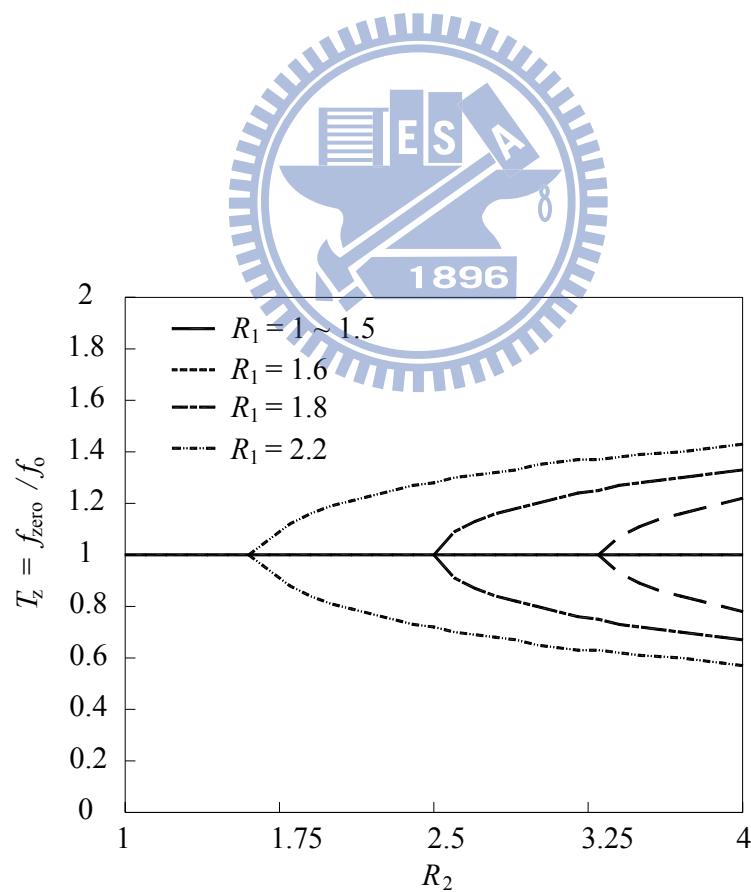


圖 2.8 歸一化傳輸零點對 R_2 關係圖。 $R_1 = 1 \sim 1.5, 1.6, 1.8, 2.2$

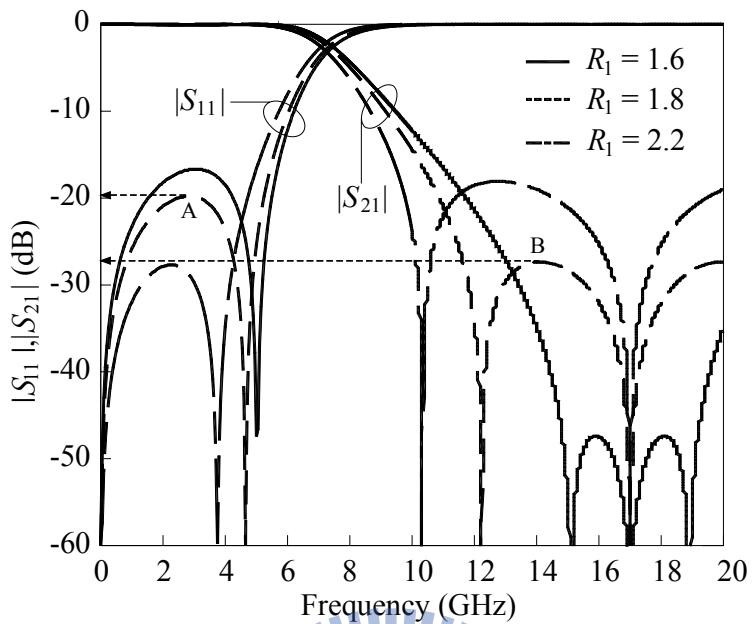


圖 2.9 S 參數之頻率響應圖。 $Z_{0e} = 140 \Omega$ 、 $R_2 = 3.5$ 、 $f_o = 17 \text{ GHz}$ 、 $\theta = 90^\circ$ 、 $R_1 = 1.6, 1.8, 2.2$

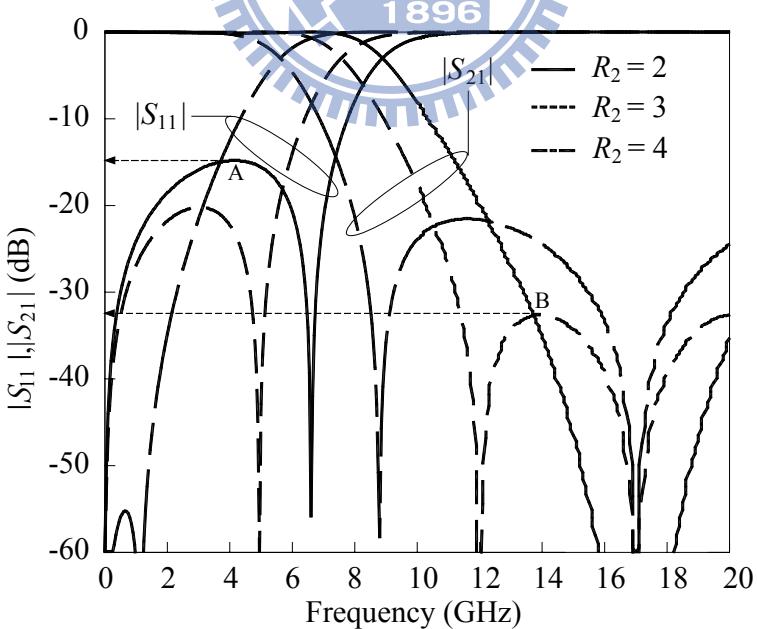


圖 2.10 S 參數之頻率響應圖。 $Z_{0e} = 140 \Omega$ 、 $R_1 = 2$ 、 $f_o = 17 \text{ GHz}$ 、 $\theta = 90^\circ$ 、 $R_2 = 2, 3, 4$

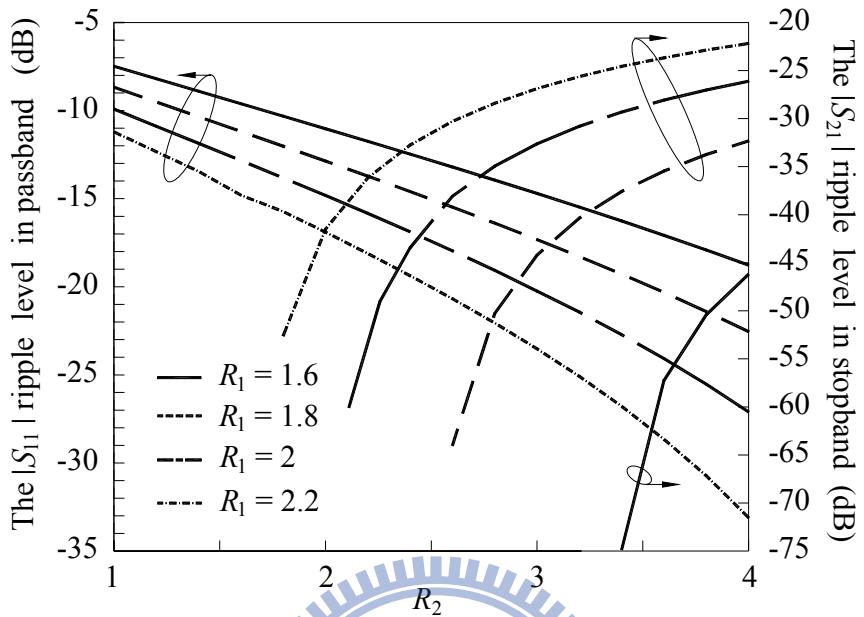


圖 2.11 通帶之 $|S_{11}|$ 與截止帶之 $|S_{21}|$ 的最大值對應 R_2 之關係圖。
 $Z_{0e} = 140 \Omega$ 、 $R_1 = 1.6 \sim 2.2$ 、 $f_0 = 17 \text{ GHz}$ 、 $\theta = 90^\circ$

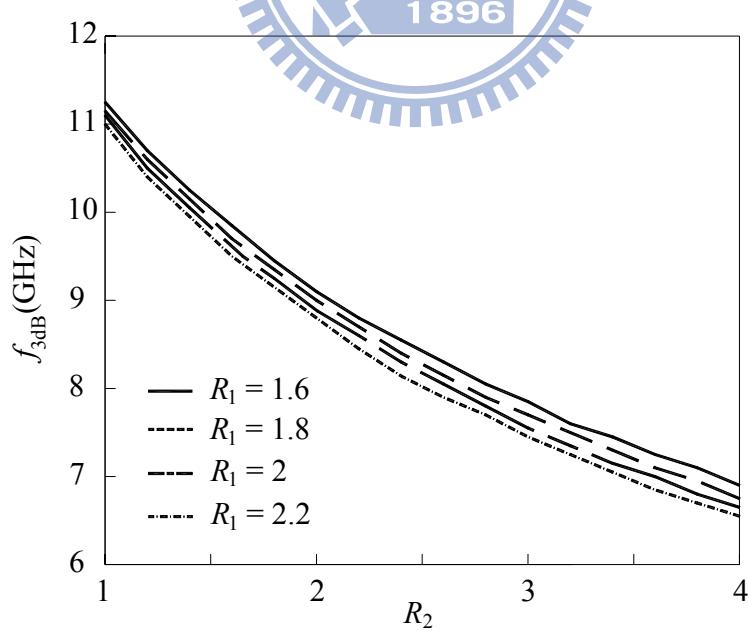


圖 2.12 3 dB 頻率點對應 R_2 之關係圖。 $Z_{0e} = 140 \Omega$ 、 $R_1 = 1.6 \sim 2.2$ 、 $f_0 = 17 \text{ GHz}$ 、 $\theta = 90^\circ$

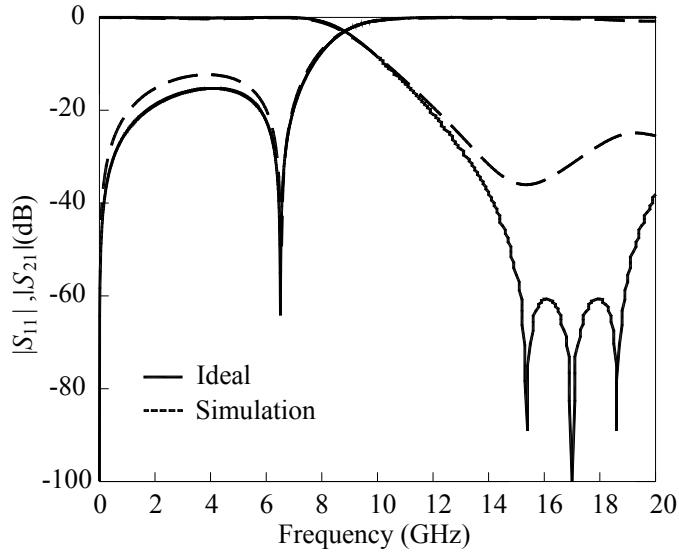
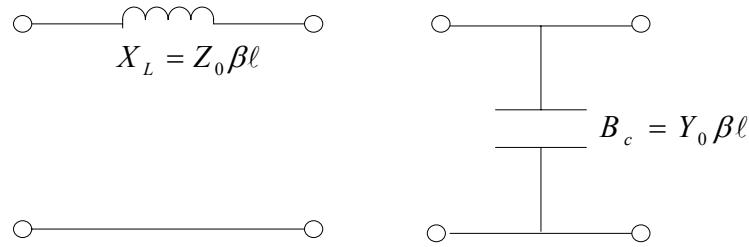


圖 2.13 S 參數頻率響應圖之理論與模擬比較。 $Z_{0e} = 140 \Omega$ 、 $R_1 = R_2 = 2.03$ 、 $f_0 = 17$ GHz、 $\theta = 90^\circ$



(a)



(b)

(c)

圖 2.14 一段短傳輸線之等效電路。(a) $\beta l \ll \frac{\pi}{2}$ 時之等效電路。

(b) 高阻抗短線之等效電路。(c) 低阻抗短線之等效電路。

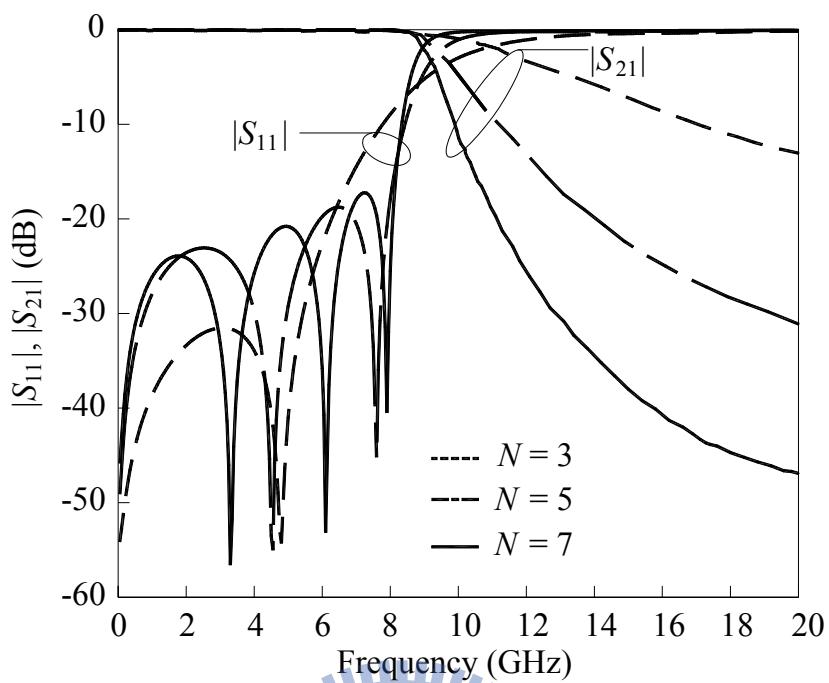


圖 2.15 三、五、七階低通濾波器之 S 參數頻率響應圖。 $Z_H = 120 \Omega$ 、 $Z_L = 20 \Omega$

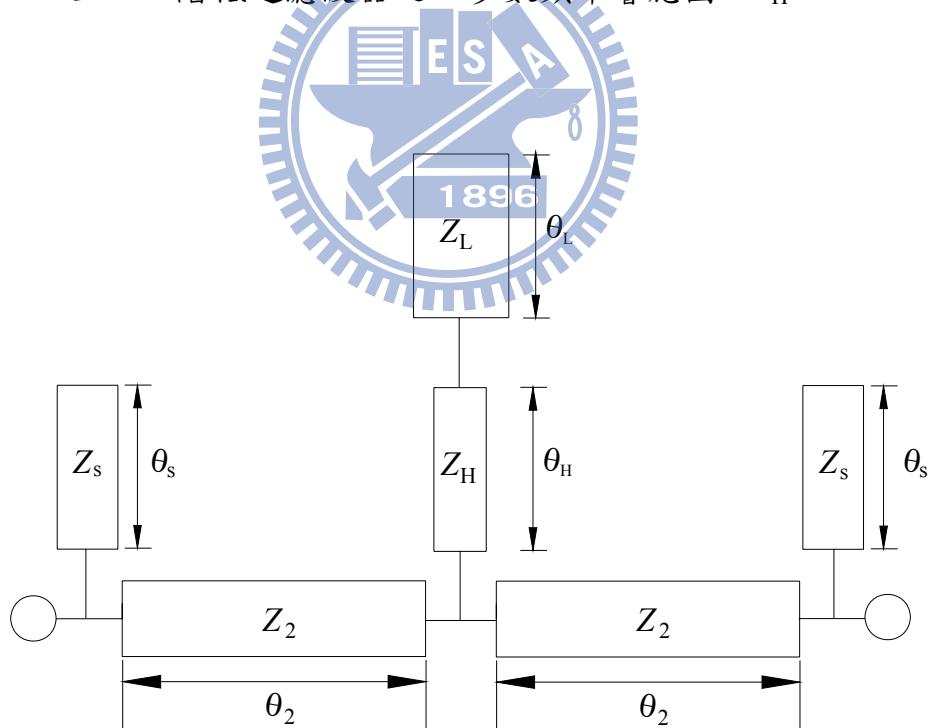


圖 2.16 文獻[30]所提出之極寬頻帶止濾波器電路示意圖

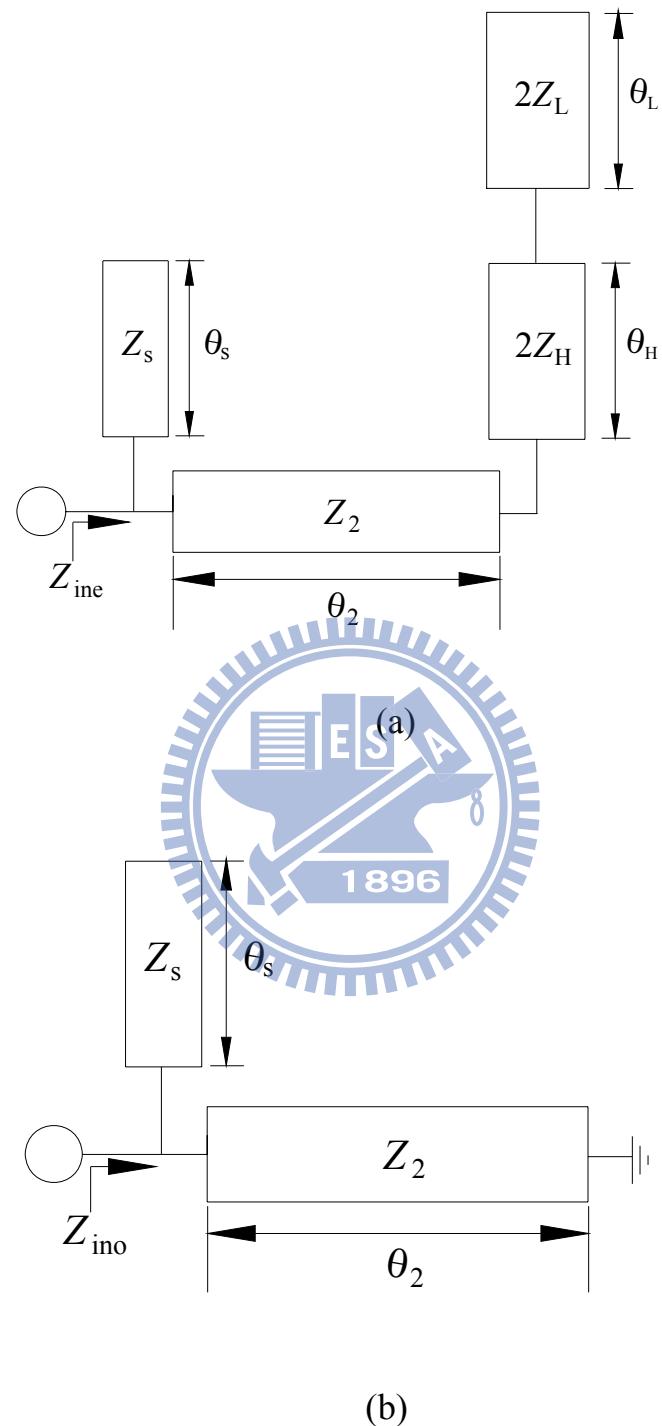


圖 2.17 圖 2.16 電路之奇偶模分析。(a) 偶模分析。(b) 奇模分析。

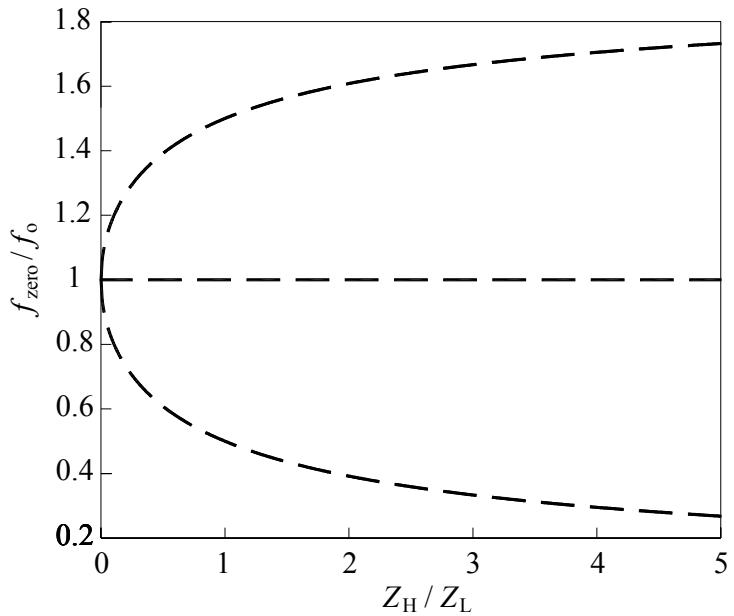


圖 2.18 歸一化零點對應阻抗比例圖

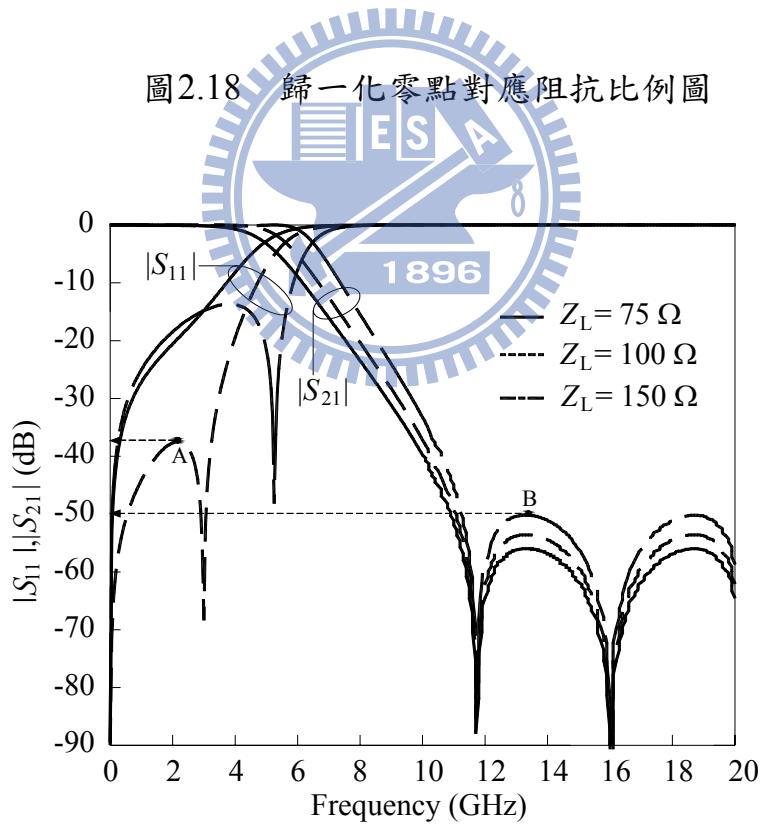


圖 2.19 S 參數之頻率響應圖。 $M = 0.2$ 、 $Z_2 = 150 \Omega$ 、 $Z_s = 45 \Omega$ 、 $Z_L = 75, 100, 150 \Omega$ 、 $f_o = 16$ GHz，電氣長度在中心頻率皆為四分之波長

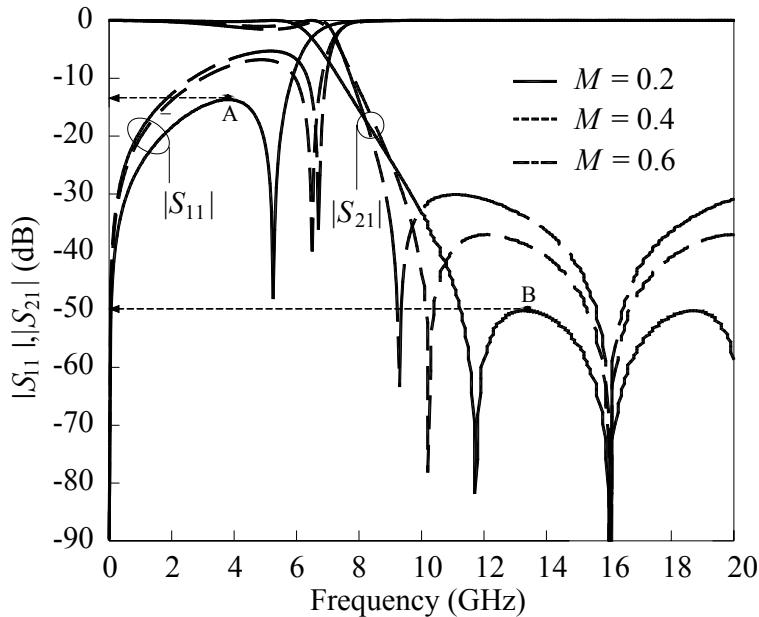


圖 2.20 S 參數之頻率響應圖。 $Z_L = 150 \Omega$ 、 $Z_2 = 150 \Omega$ 、 $Z_S = 45 \Omega$ 、 $M = 0.2, 0.4, 0.6$ 、 $f_o = 16 \text{ GHz}$ ，電氣長度在中心頻率皆為四分之波長

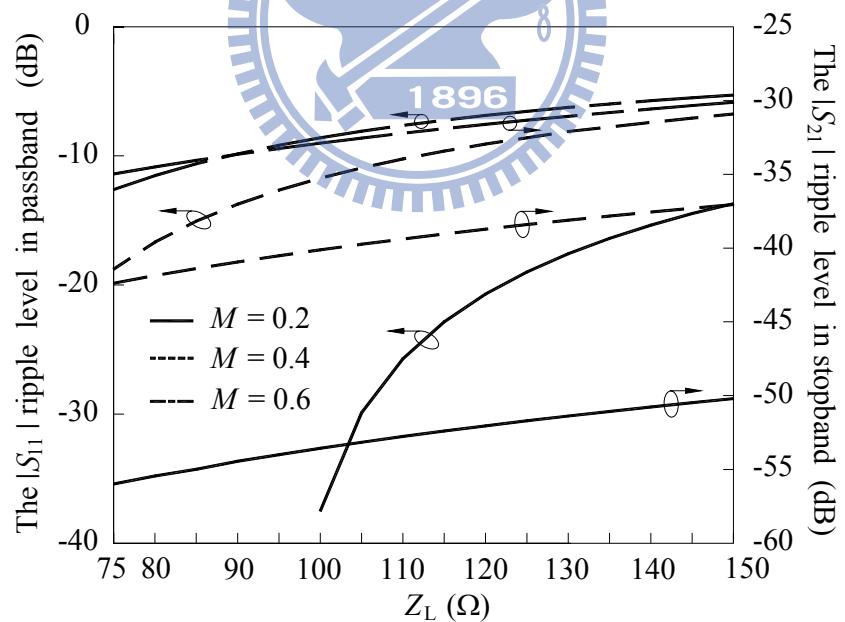


圖 2.21 通帶之 $|S_{11}|$ 與截止帶之 $|S_{21}|$ 的最大值對應 Z_L 之關係圖。 $Z_2 = 150 \Omega$ 、 $Z_S = 45 \Omega$ 、 $M = 0.2, 0.4, 0.6$ 、 $f_o = 16 \text{ GHz}$ ，電氣長度在中心頻率皆為四分之波長

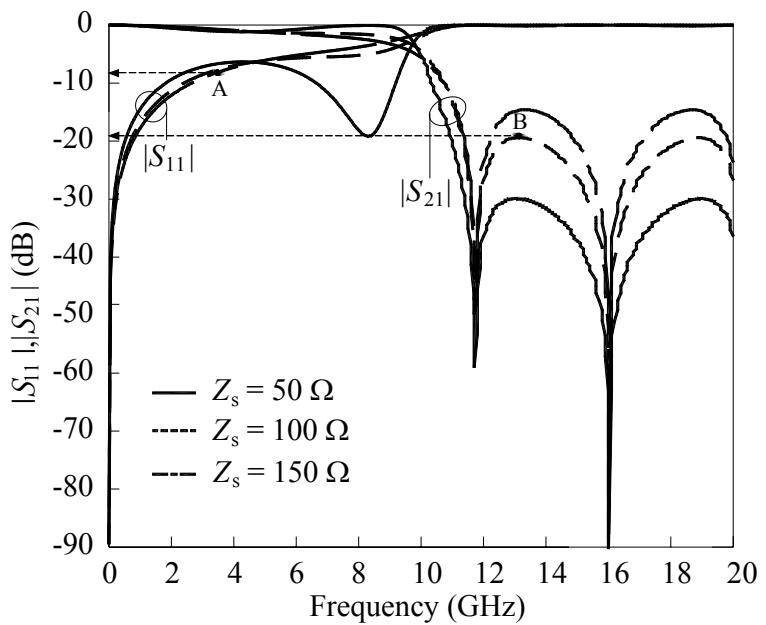


圖 2.22 S 參數之頻率響應圖。 $M = 0.2$ 、 $Z_L = 150 \Omega$ 、 $Z_H = 30 \Omega$ 、 $Z_2 = 50 \Omega$ 、 $f_0 = 16 \text{ GHz}$ 、 $Z_S = 50$ 、 100 、 150Ω ，電氣長度在中心頻率皆為四分之波長

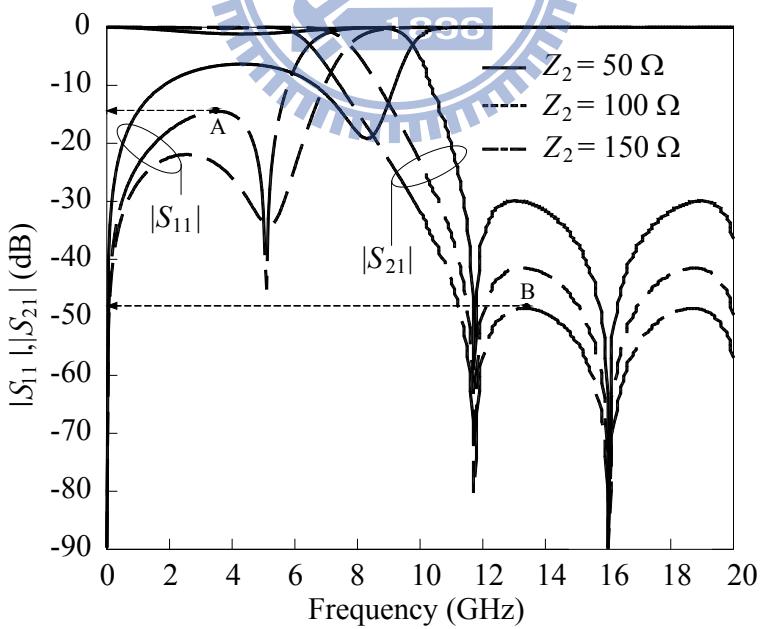


圖 2.23 S 參數之頻率響應圖。 $M = 0.2$ 、 $Z_L = 150 \Omega$ 、 $Z_H = 30 \Omega$ 、 $Z_S = 50 \Omega$ 、 $f_0 = 16 \text{ GHz}$ 、 $Z_2 = 50$ 、 100 、 150Ω ，電氣長度在中心頻率皆為四分之波長

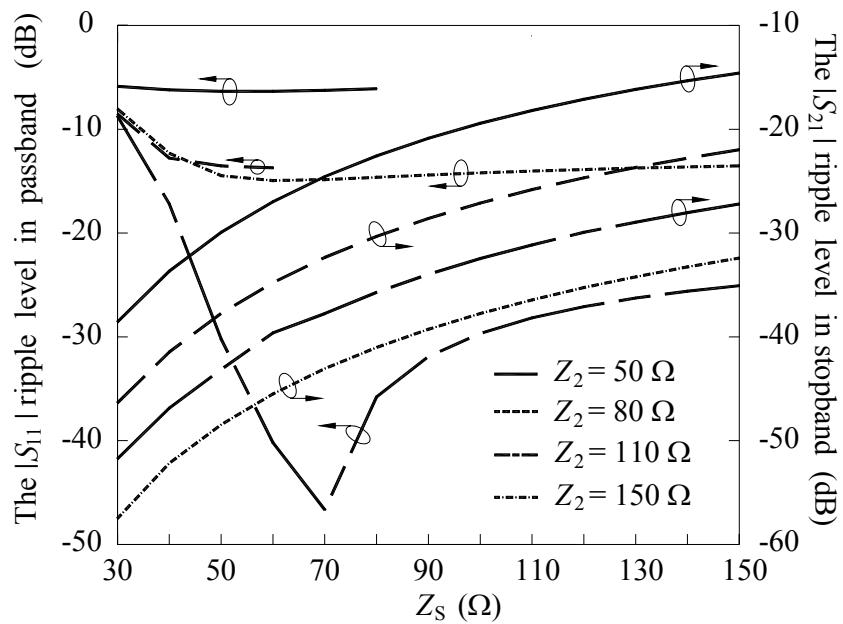


圖 2.24 通帶之 $|S_{11}|$ 與截止帶之 $|S_{21}|$ 的最大值對應 Z_S 之關係圖。 $M = 0.2$ 、 $Z_L = 150 \Omega$ 、 $Z_2 = 50, 80, 110, 150 \Omega$ 、 $f_o = 16 \text{ GHz}$ ，電氣長度在中心頻率皆為四分之波長

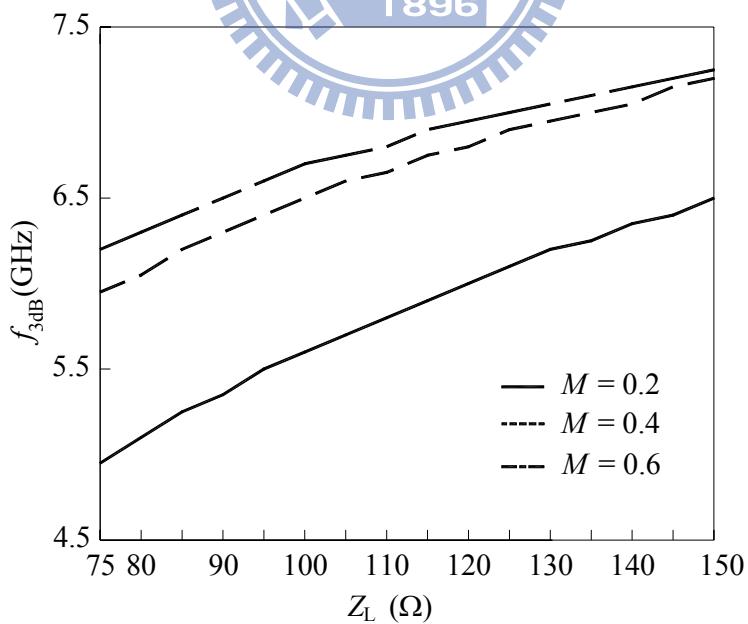


圖 2.25 3 dB 頻率點對應 R_2 之關係圖。 $Z_2 = 150 \Omega$ 、 $Z_S = 45 \Omega$ 、 $M = 0.2, 0.4, 0.6$ 、 $f_o = 16 \text{ GHz}$ ，電氣長度在中心頻率皆為四分之波長

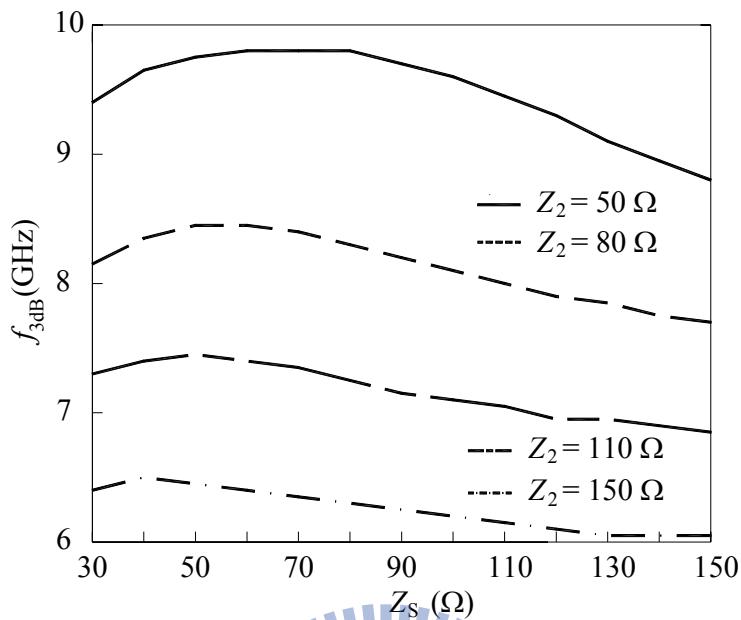


圖 2.26 3 dB 頻率點對應 Z_S 之關係圖。 $M = 0.2$ 、 $Z_L = 150 \Omega$ 、 $Z_2 = 50, 80, 110, 150 \Omega$ 、 $f_0 = 16 \text{ GHz}$ ，電氣長度在中心頻率皆為四分之波長

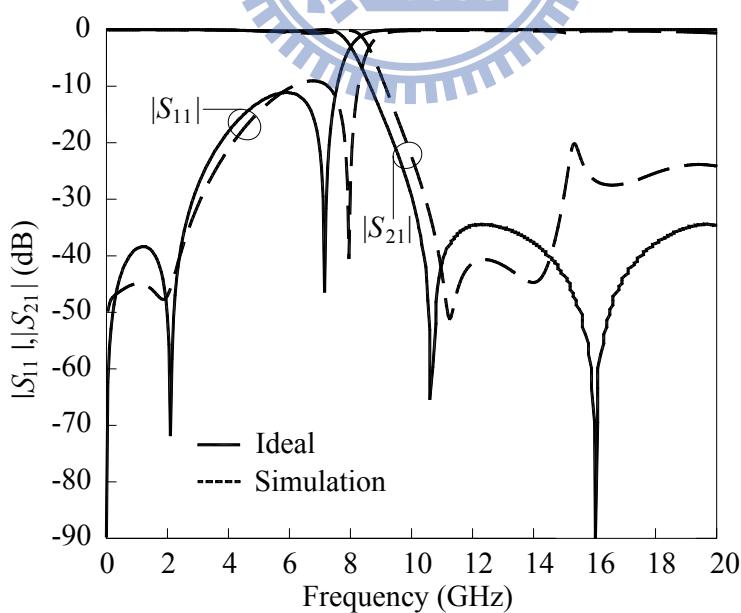


圖 2.27 S 參數頻率響應圖之理論與模擬比較。 $Z_2 = 150 \Omega$ 、 $Z_S = 45 \Omega$ 、 $Z_L = 150 \Omega$ 、 $Z_H = 50 \Omega$ 、 $f_0 = 16 \text{ GHz}$ ，電氣長度在中心頻率皆為四分之波長

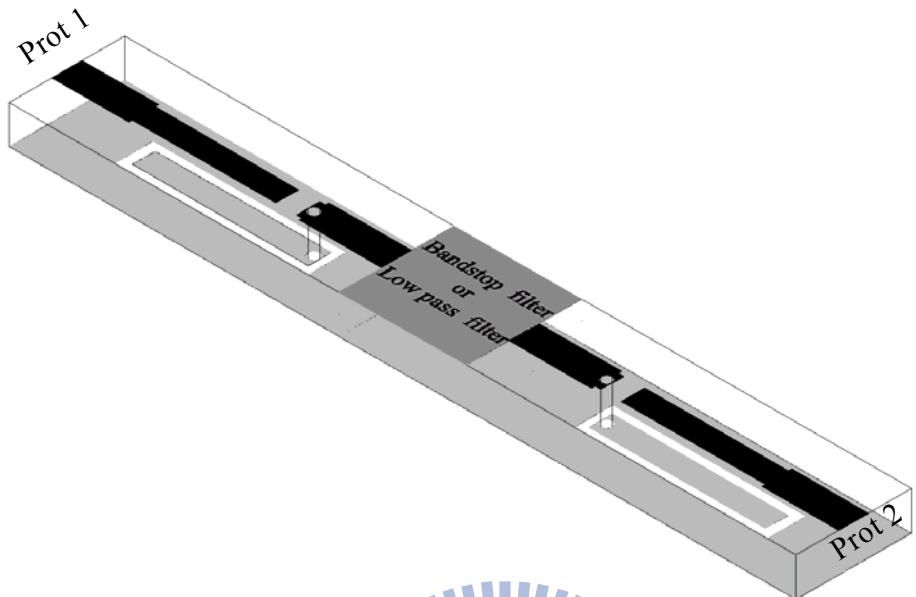


圖2.28 具寬截止頻之極寬頻帶通濾波器示意圖

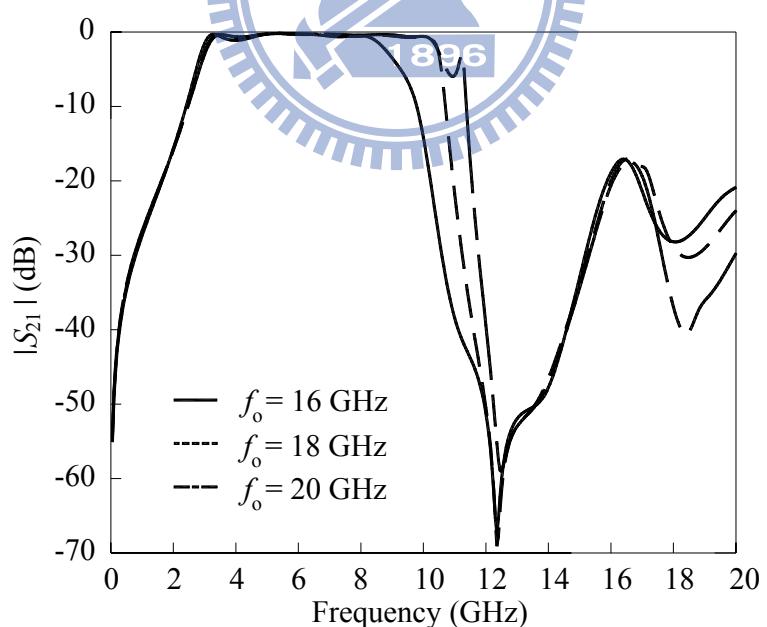


圖2.29 改變低通或帶止濾波器之中心頻率以控制 $f_{3\text{dB}}$ 頻率點之 S 參數頻率響應圖

零點位置	理論分析	IE3D 模擬結果
f_{z1}	15.39 GHz	15.36 GHz
f_{z2}	17 GHz	None
f_{z3}	18.61 GHz	None
$ S_{11} $ 在通帶之最大值	-15.27 dB	-12.34 dB
$ S_{21} $ 在截止帶之最大值	-60.64 dB	-24.90 dB
f_{3dB}	8.82 GHz	8.76 GHz

表 2.1 電路 A 之理論值與模擬值

	三階	五階	七階
f_c (GHz)	10.6	10.6	10.6
$Z_h(\Omega)$	120	120	120
$Z_\ell(\Omega)$	20	20	20
漣波深度(dB)	0.01	0.01	0.01
g_n	$g_1 = 1.0315$ $g_2 = 1.1474$ $g_3 = 1.0315$ $g_4 = 1$	$g_1 = 1.1468$ $g_2 = 1.3712$ $g_3 = 1.9750$ $g_4 = 1.3712$ $g_5 = 1.1468$ $g_6 = 1$	$g_1 = 1.1811$ $g_2 = 1.4228$ $g_3 = 2.0966$ $g_4 = 1.5733$ $g_5 = 2.0966$ $g_6 = 1.4228$ $g_7 = 1.1811$ $g_8 = 1$

表2.2 三、五、七階之低通濾波器設計參數

階數		f_c (GHz)	$ S_{11} $ 在通帶之最大值 (dB)	截止頻帶(GHz) ($ S_{21} \leq -20$ dB)
3	理論數值	10.6	-25.76	無小於-20dB 之截止頻帶
	模擬數值	9.9	-31.49	無小於-20dB 之截止頻帶
5	理論數值	10.6	-18.96	16.8 ~ 20
	模擬數值	9.2	-18.75	12.53 ~ 20
7	理論數值	10.6	-17.96	13.1 ~ 20
	模擬數值	8.7	-17.25	10.46 ~ 20

表 2.3 電路 B 之理論值與模擬值

零點位置	理論分析	IE3D 模擬結果
f_{z1}	11.7 GHz	11.23 GHz
f_{z2}	16 GHz	None
f_{z3}	20.3 GHz	None
$ S_{11} $ 在通帶之最大值	-11.13 dB	-9.05 dB
$ S_{21} $ 在截止帶之最大值	-44.1 dB	-20.17 dB
$f_{3\text{db}}$	8 GHz	8.63 GHz

表 2.4 電路 C 之理論值與模擬值

第三章 電路模擬與量測

3.1 電路規格與設計參數

本章提出實作電路之量測結果。所有電路皆使用 RT / Duroid 5880 基板，其相對介電常數為 $\epsilon_r = 2.2$ ，厚度為 0.508 mm。於第二章中分析每個電路的分析，皆提到考量實作等因素，是由於設計自由度太廣，故先考量實際實作部份，以確保設計後之實作可行性。本章共分三節，由電路 A~C 個別討論。

3.1.1 電路 A 之規格參數、模擬與實作量測

電路 A 之上下層金屬平面佈局如圖 3.1 和圖 3.2 所示，利用(2-6)和(2-7)針對零點之設計，如 2.2.1 節所提到，考量實現上的極限，故將 R_1 之設計範圍定在 1 ~ 2.2，接著利用 2.2.4 節所提出之設計通帶與截止帶之漣波之流程，以及最後 f_{3dB} 之位置調整。先選定耦合電路部份之中心頻率為 6.85 GHz，耦合線段之電氣長度近似於四分之波長，串接電路部份之中心頻率為 19 GHz，如圖 2.6 所示，該電路之所有電氣長度皆為四分之波長，而選定 $Z_{0e} = 138 \Omega$ 、 $Z_{0o} = 68 \Omega$ 、 $Z_r = 68.6 \Omega$ ，最後利用 IE3D[33]進行模擬並實作量測。將量測結果與模擬進行比較，如圖 3.3 所示。模擬與量測值如表 3.1 所示， $|S_{11}|$ 在通帶之表現又比模擬時略高一些，而通帶下之 $|S_{11}|$ 皆小於 -10 dB，在截止頻帶中，部份高頻響應有往低頻移動之趨勢，且整體之輻射損耗值較模擬高，實作電路照片如圖 3.4 所示。從模擬以及量測值中，推測輻射損耗乃由輸出輸入埠之耦合結構產生，而串接電路方面也有少部份；除此之外，板材因素、實作技術上，皆難以做到非常完善，故在高頻產生之輻射損耗比模擬值高，而截止頻帶其 $|S_{21}|$ 由 11.5 GHz 到 19.3 GHz 都有小於 -20 dB，最後比較其頻寬，模擬值略高於量測值，但仍

符合規格[1]。

3.1.2 電路 B 之規格參數、模擬與實作量測

電路 B 之上下層金屬平面佈局如圖 3.5 和圖 3.6 所示，考慮第 2.2.4 節所提之截止頻漣波在高頻有上升之趨勢，其間之串聯電路採用五階之步階阻抗濾波器，為考慮實作上之因素，將高阻抗線段定為 120Ω ，低阻抗線定在 20Ω ，另外，考慮到 $f_{3\text{db}}$ 之頻率移動，故將中間串接之低通濾波器的 3 dB 截止頻率設計在 18.4 GHz，而輸出入埠之耦合線段部份中心頻率為 6.85 GHz，利用(2-13a)與(2-13b)以得到等效之電氣長度，接著利用 IE3D[33]模擬並實作量測，將模擬與量測結果進行比較，如圖 3.7 所示，其模擬與實作值如表 3.2 所示， $|S_{11}|$ 在通帶之漣波深度較模擬時略高，但仍小於-10 dB，而實作之頻寬與模擬值吻合，截止頻帶中，在 17.5 GHz 附近上升至-19 dB，其餘皆小於-20 dB，電路照片如圖 3.8 所示。最後觀察高頻之輻射損耗，如同電路 A，實作上仍有諸多不確定因素，故損耗較模擬大。

3.1.3 電路 C 之規格參數、模擬與實作量測

電路 C 之上下層金屬平面佈局如圖 3.9 和圖 3.10 所示，由 2.2.4 節電路 C 所提出之設計方式，利用圖 2.21 進行漣波深度設計，並考量高頻之效應，故選定 $M = 0.2$ 、 $Z_L = 120\Omega$ ，同時利用圖 2.24，進一步選定 $Z_2 = 80.7\Omega$ 和 $Z_S = 55\Omega$ ，最後考慮到頻率移動問題，將中心頻率訂在 17.9 GHz，以達到適當規格。接著利用 IE3D[33]進行模擬並實作量測，其模擬與量測結果如圖 3.11 所示，模擬與量測值如表 3.3 所示。根據表 3.3 與圖 3.11 之比較結果，其 $|S_{11}|$ 在通帶之漣波略高，而頻寬方面與模擬值吻合，其截止頻帶之 $|S_{11}|$ 深度較模擬值深，

但都小於-20 dB，最後觀察高頻之輻射損耗，較模擬值嚴重，接近-5 dB 之損耗，電路照片如圖 3.12 所示。如同前面兩個電路，都有類似之情形發生，故仍有改善之空間。

3.2 電路 A~C 之比較與討論

本章根據前面三個電路之分析與模擬量測，進行比較，從設計的觀點上，三者設計理念類似，對於實現之規格基本上也都達到，三個電路分別採用不同的寬截止頻電路以抑制輸入輸出結構因週期性特性在高頻所產生之假性諧波，另外，三個電路皆有輻射損耗，只是大小的差異。

由於電路為串接形式，故難以確認輻射損耗由哪部分所貢獻的。若個別來看，由於帶止與低通濾波器在高頻之響應中，似乎沒有輻射損耗之現象，而兩端串接耦合結構之後，出現輻射損耗現象，故推斷除上層金屬到空氣之路徑外，其共平面波導之結構，可能也是能量損耗之路徑，由於長槽(solt)較線寬細，故頻率越高時，其等效之電氣長度亦越長，使得能量更有機會由此傳遞到接地面，而產生輻射損耗。故應可合理推論，耦合結構能帶來強耦合量以達到寬頻，但仍會在高頻產生輻射損耗，故可考慮改用夾心帶線，或者其他架構設計，以抑制輻射損耗問題。另外，結構中也應避免線寬太細之微帶線，因細線也容易造成輻射損耗。

3.3 本文與參考文獻之電路比較

本章最後與其他文獻所提出之濾波器比較，如表 3.4 所示，文獻上有利用耦合結構作為輸出入埠，並串接多模共振器之架構，此架構主要將高頻之傳輸極點移動至通帶，以設計出寬頻通帶，但並無考量截止頻帶，另外，也有以低

通濾波器串聯高通濾波器之架構，以將低通濾波器設計在高頻，達到寬截止頻帶，但較無法精確控制通帶之傳輸極點，故本文同時考量了通帶與截止頻帶，使得通帶在達到規格下，仍具有寬截止頻的效果。



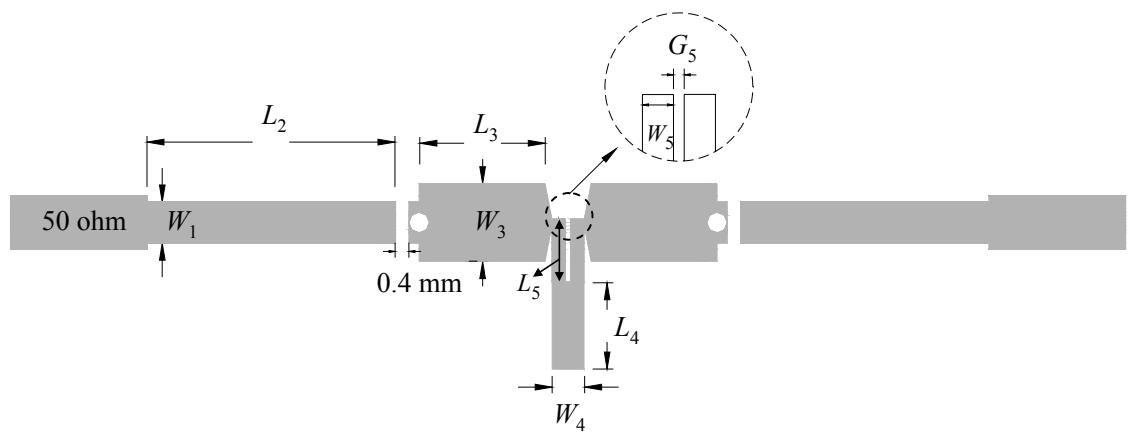


圖 3.1 電路A之上層金屬微帶線平面圖： $W_1 = 1.2$ 、 $L_2 = 7.28$ 、 $W_3 = 2.26$ 、 $L_3 = 3.9$ 、 $W_4 = 0.94$ 、 $L_4 = 2.54$ 、 $W_5 = 0.4$ 、 $L_5 = 1.85$ 、 $G_5 = 0.15$ 。(單位 mm)

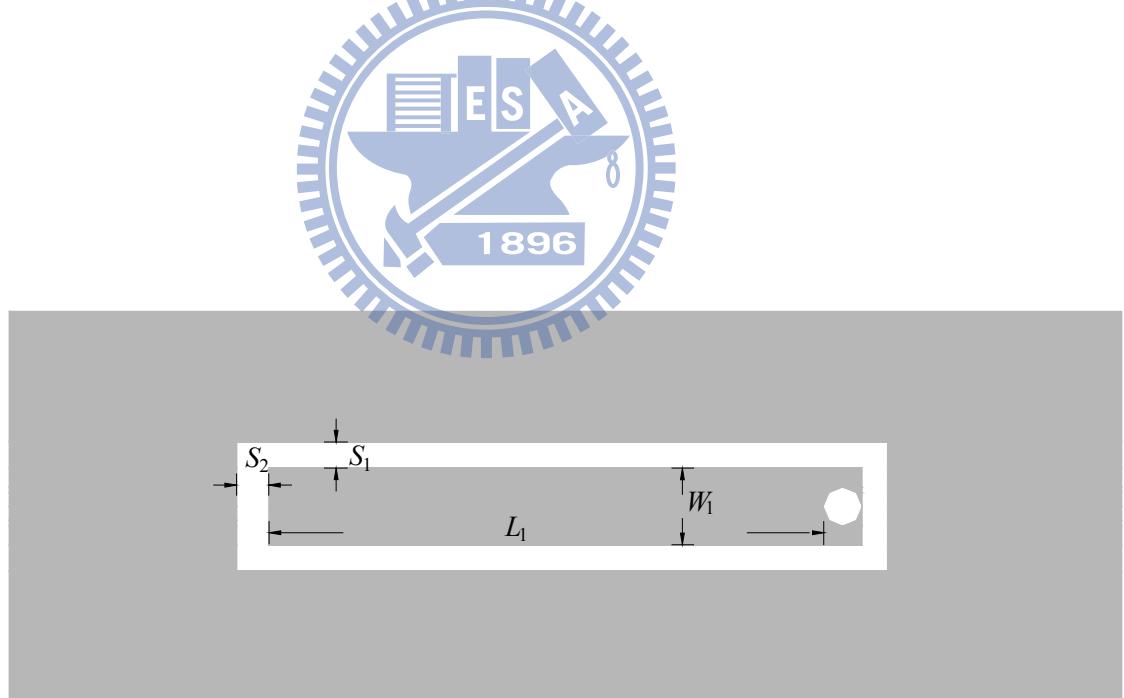


圖 3.2 電路A之下層共平面波導之半電路圖： $W_1 = 1.2$ 、 $L_1 = 7.68$ 、 $S_1 = 0.47$ 、 $S_2 = 0.5$ 。(單位 mm)

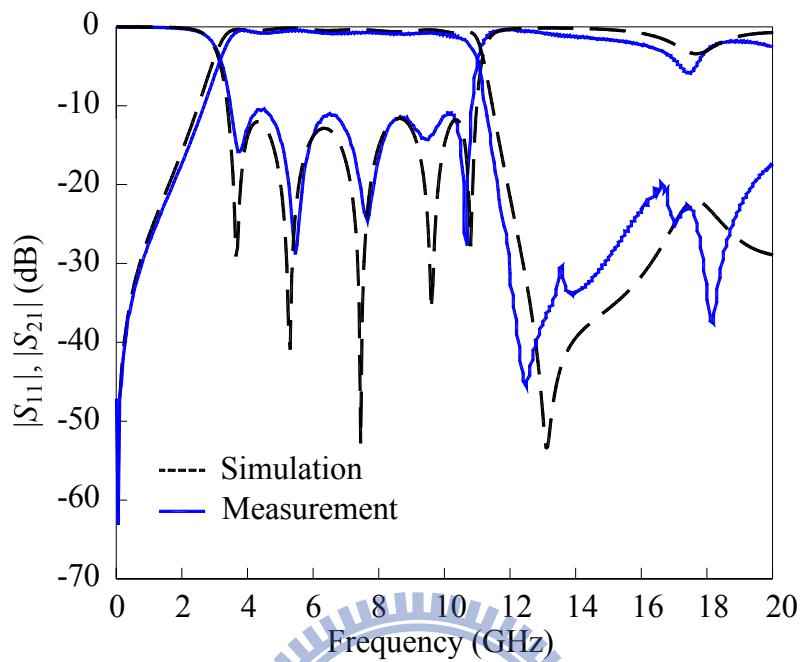


圖 3.3 電路A之模擬與量測

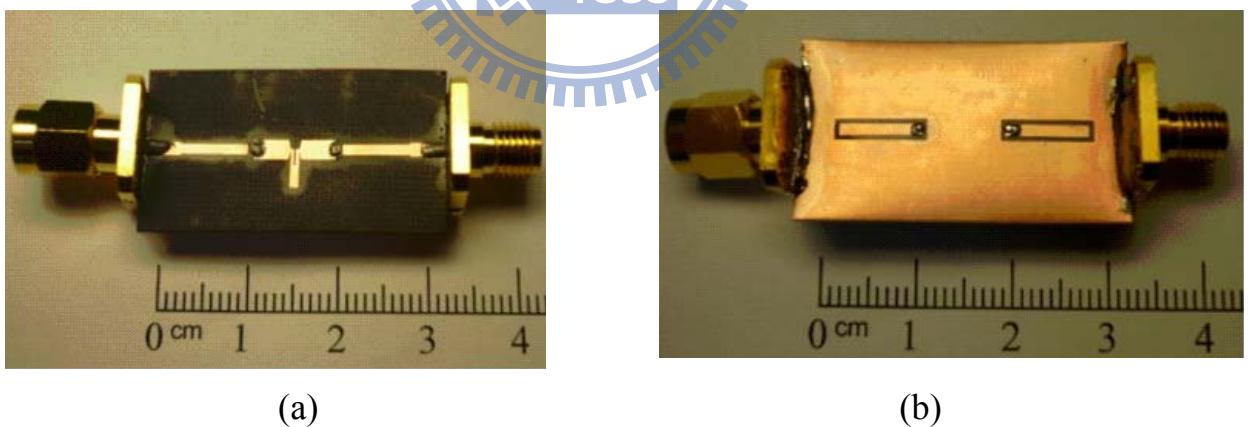


圖 3.4 電路A之實作電路照片。(a)上層金屬微帶線圖。(b)下層共平面波導平面圖。

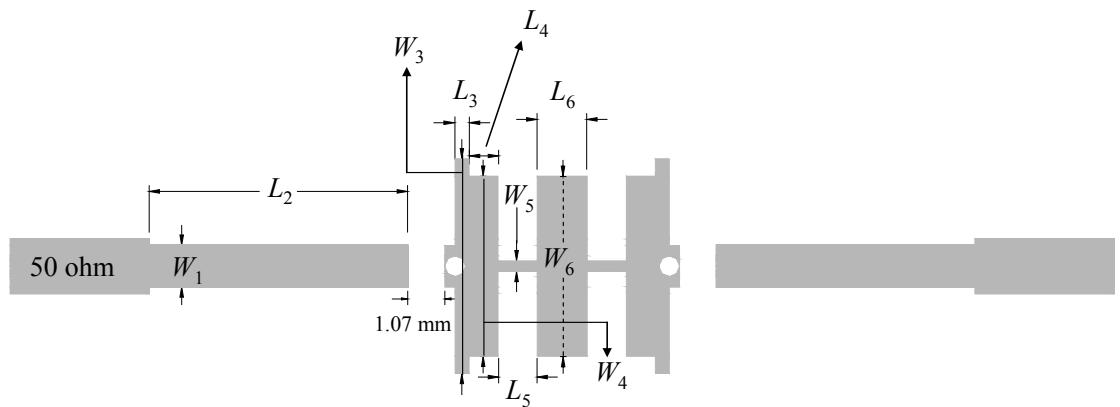


圖3.5 電路B之上層金屬微帶線平面圖： $W_1 = 1.2$ 、 $L_2 = 7.49$ 、 $W_3 = 6.20$ 、 $L_3 = 0.4$ 、 $W_4 = 5.20$ 、 $L_4 = 0.837$ 、 $W_5 = 0.286$ 、 $L_5 = 1.13$ 、 $W_6 = 5.205$ 、 $L_6 = 1.44$ 。

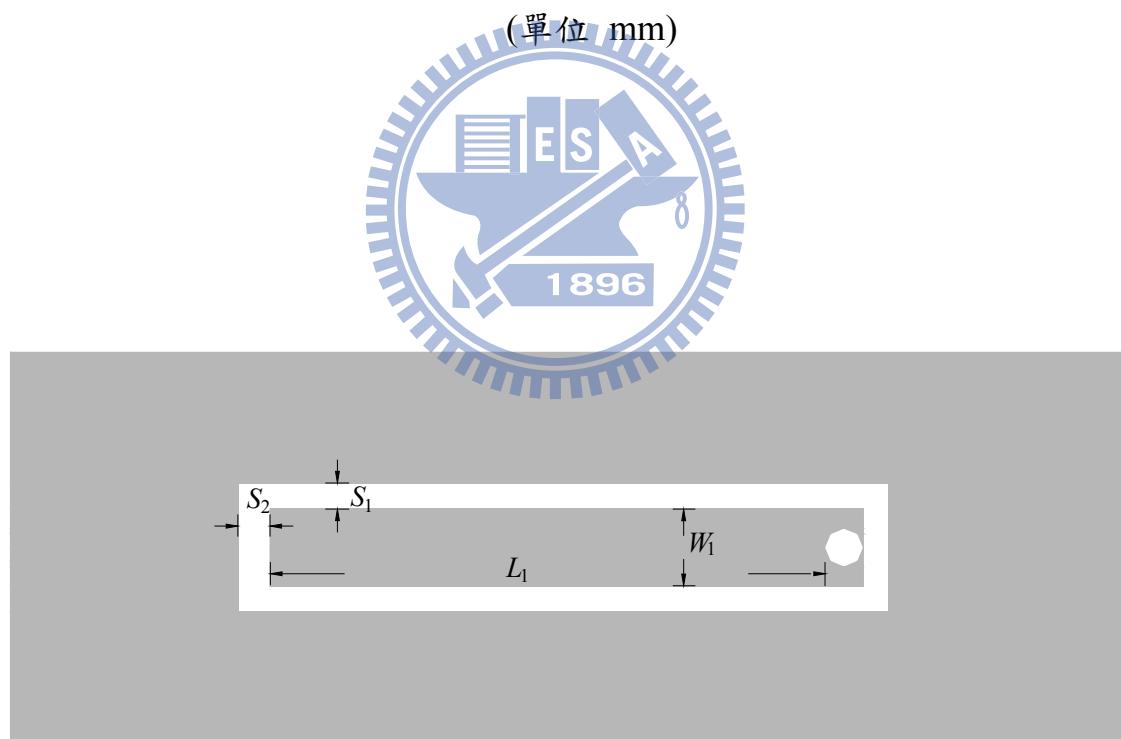


圖 3.6 電路 B 之下層共平面波導之半電路圖： $W_1 = 1.2$ 、 $L_1 = 8.55$ 、 $S_1 = 0.4$ 、 $S_2 = 0.5$ 。(單位 mm)

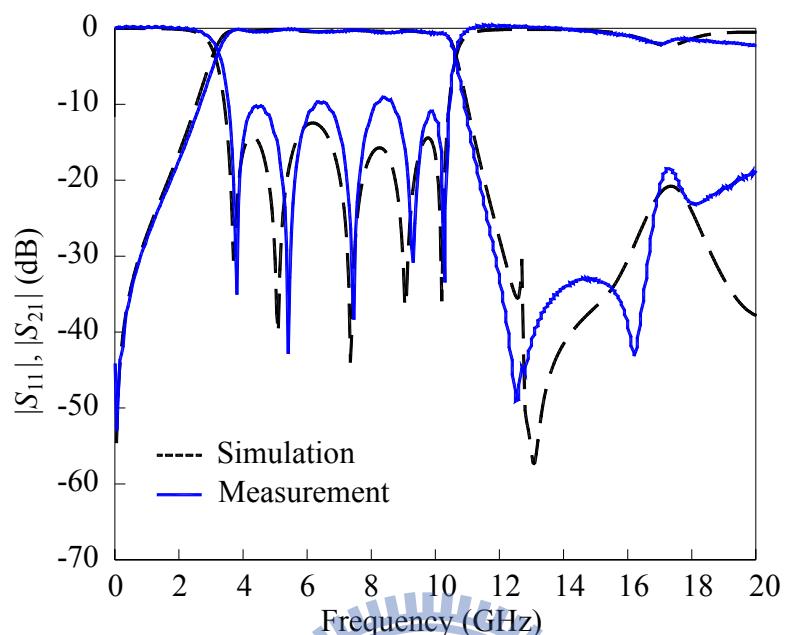


圖3.7 電路B之模擬與量測

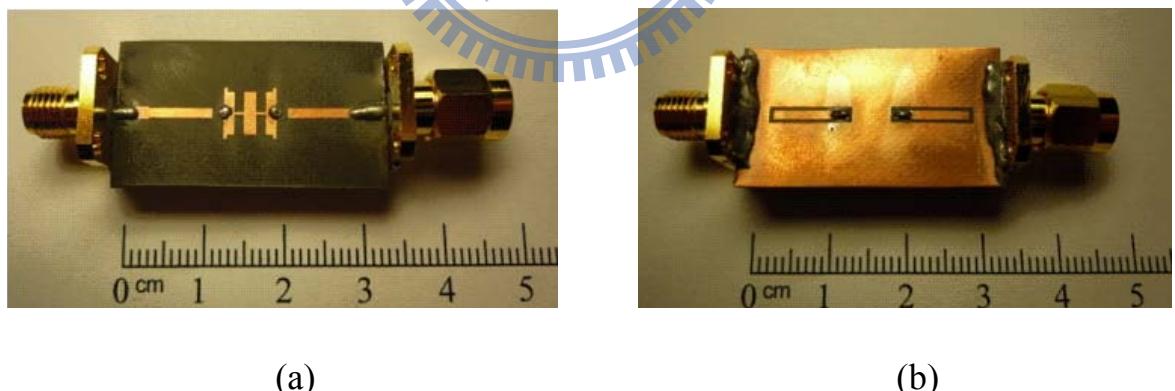


圖3.8 電路B之實作電路照片。(a)上層金屬微帶線圖。(b)下層共平面波導平面圖。

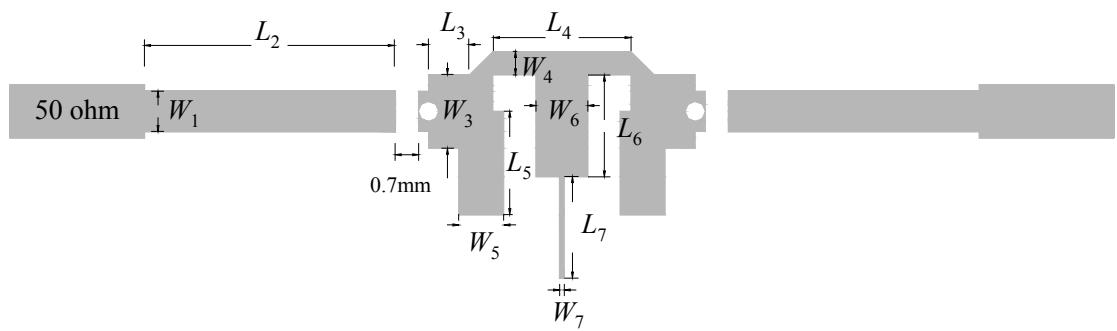


圖3.9 電路C之上層金屬微帶線平面圖： $W_1 = 1.2$ 、 $L_2 = 7.48$ 、 $W_3 = 2.2$ 、 $L_3 = 1.22$ 、 $W_4 = 0.69$ 、 $L_4 = 4.12$ 、 $W_5 = 1.34$ 、 $L_5 = 3.1$ 、 $W_6 = 1.55$ 、 $L_6 = 3.05$ 、 $W_7 = 5.20$ 、 $L_7 = 3.04$ 。(單位 mm)

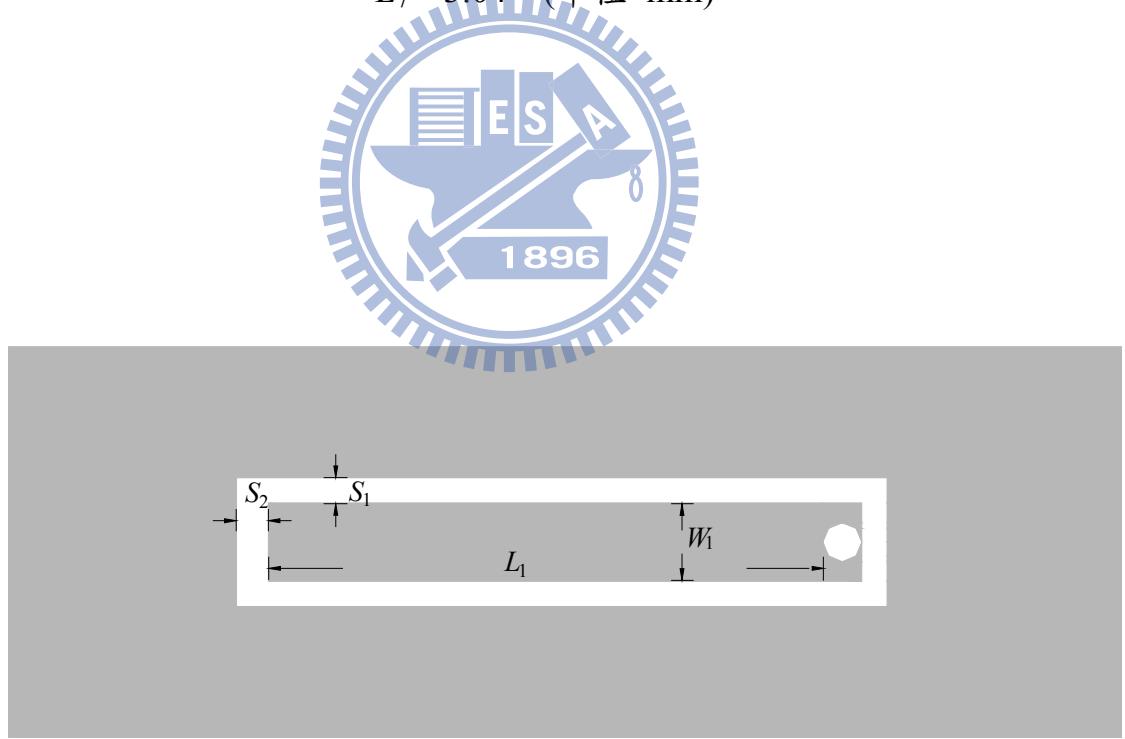


圖3.10 電路C之下層共平面波導之半電路圖： $W_1 = 1.2$ 、 $L_1 = 8.18$ 、 $S_1 = 0.4$ 、 $S_2 = 0.5$ 。(單位 mm)

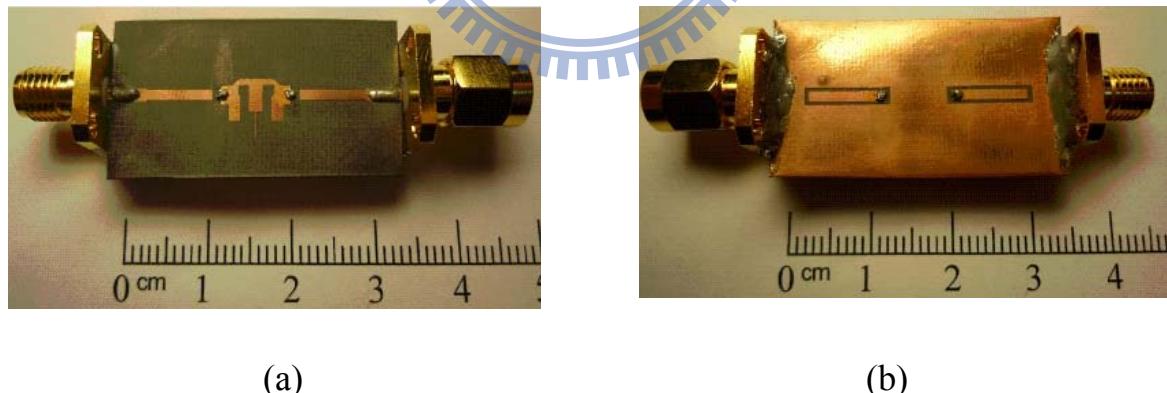
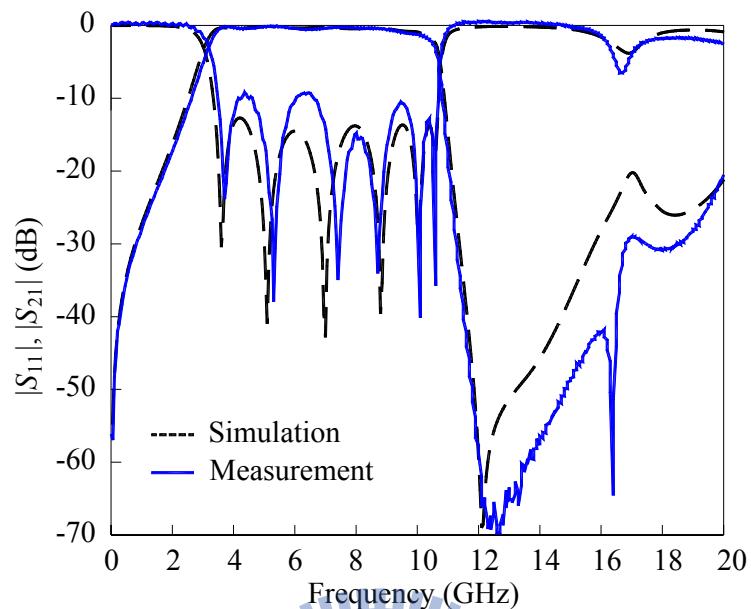


圖 3.12 電路 C 之實作電路照片。(a)上層金屬微帶線圖。(b)下層共平面波導平面圖。

	模擬值	量測值
比例頻寬 (%)	116	112
截止頻帶($ S_{21} \leq -20$ dB)之範圍(GHz)	11.9 ~ 20	11.5 ~ 19.3
$ S_{11} $ 在通帶之最大值 (dB)	-11.6	-10.43
$ S_{21} $ 在截止帶之最大值 (dB)	-20.05	-17.38

表 3.1 電路 A 之模擬值與量測值

	模擬值	量測值
比例頻寬 (%)	109	106
截止頻帶($ S_{21} \leq -20$ dB)之範圍(GHz)	11.9 ~ 20	11.4 ~ 17
$ S_{11} $ 在通帶之最大值 (dB)	-11.53	-9.23
$ S_{21} $ 在截止帶之最大值 (dB)	-20.79	-18.52

表 3.2 電路 B 之模擬值與量測值

	模擬值	量測值
比例頻寬(%)	110	106.5
截止頻帶($ S_{21} \leq -20$ dB)之範圍(GHz)	11.1 ~ 20	11 ~ 20
$ S_{11} $ 在通帶之最大值 (dB)	-12.69	-9.72
$ S_{21} $ 在截止帶之最大值(dB)	-20.12	-20.7

表 3.3 電路 C 之模擬值與量測值

文獻	電路架構	製程技術	通帶 (GHz)	寬截止頻	介入損耗 (dB)	反射損耗 (dB)
[3]	多模共振器	PCB	2.96 ~ 10.67	NO	< 0.55	< 10
[10]	Microstrip/CPW	PCB	3.1 ~ 10.7	NO	< 1	< 9.2
[13]	LPF cascade HPF	PCB	3.1 ~ 10	Yes	< 1	< 20
[18]	EBG-embedded multiple-mode	PCB	3.1 ~ 10.6	NO	< 1	< 11
[24]	capacitively coupled T resonator	LTCC	3.1 ~ 10.6	Yes	< 0.8	< 17
[27]	composite right/left-handed transmission	PCB	3.1 ~ 7	NO	< 1	< 10
本文	Microstrip/CPW	PCB	3.1 ~ 10.6	Yes	< 1	< 10

表 3.4 本文與文獻之電路規格比較

第四章 結論

本文為實現極寬頻濾波器，利用微帶線至共平面波導的耦合達到寬頻的目的，由於傳輸線特性具週期性，故高頻頻帶會出現週期性假性通帶，相較一般之極寬頻濾波器設計，大多以設計通帶為主，本文亦將高頻之截止頻率視為一個設計重點。本文設計帶止與低通濾波器，其寬截止頻帶能消除高頻週性通帶，以抑制輸入輸出結構因週期性特性在高頻所產生之假性諧波，並利用金屬貫孔作為串接的方式，達到具寬截止頻之極寬頻濾波器。

串接之低通與帶止濾波器的設計中，由於設計自由度多，本文考量兩大因素： $|S_{11}|$ 與 $|S_{21}|$ 分別在通帶與截止頻帶之最大值、3 dB 頻率點之調整。傳輸零點之位置則因上述考量訂定電路尺寸後即被確定。利用理論值與模擬值進行比較，由於高頻之截止頻帶深度與理論值有差距，故納入為設計條件。由於電路串接後之響應與個別設計時之響應有差異，故需利用電磁模擬軟體輔助，並觀察串接後之整體響應，以達到極寬頻之寬截止頻濾波器之特性。

本文亦實作三個電路並加以量測，其頻寬吻合規格。雖整體損耗較模擬高，亦證明電路結構之可行性。此外，本文三個電路之低頻通帶選擇性較差；若欲達到較好的頻帶選擇性，可於低頻通帶附近創造一零點，或改變本文架構。且高頻之輻射損耗較模擬值高，其原因除了實作技術外，也與耦合結構在高頻所產生之諧波有關，因此如何提高低頻頻帶選擇性與改善輻射損耗亦為本設計未來需要考量之重要課題。

本論文之電路架構仍可用其他具有寬截止頻帶之濾波器取代中間的串接電路，而輸出輸入耦合結構亦可利用夾心帶線、低溫共燒陶瓷等取代共平面波導，除可產生寬頻通帶之外，亦能抑制高頻之輻射損耗。

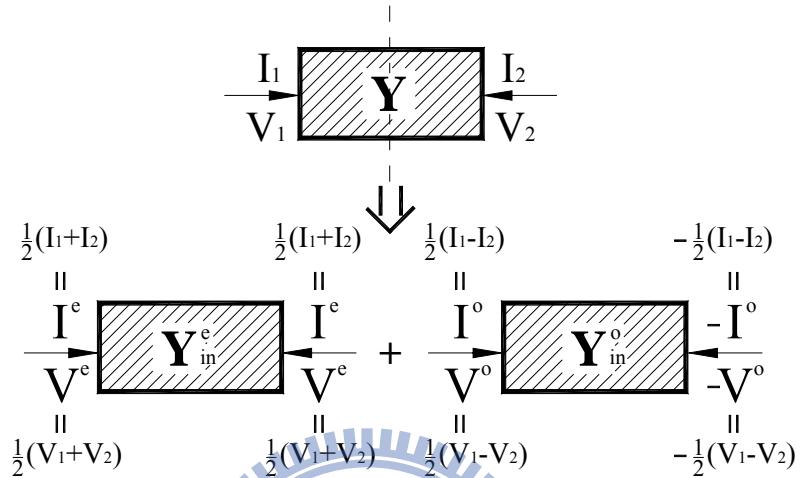
最後，與其他文獻所提出之濾波器比較結果，本文所提出之電路擁有寬截

止頻的效果較其他文獻所提之電路佳。



附錄一 雙埠網路的奇偶模分析

對一個具對稱且互易性的雙埠網路，我們可以由下分析其 Y 矩陣：



$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = [Y] \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$$

$$[Y] = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix}$$

$$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I^e \\ I^o \end{bmatrix} = [Y] \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V^e \\ V^o \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y_{ine} & 0 \\ 0 & Y_{ino} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V^e \\ V^o \end{bmatrix} = [Y] \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V^e \\ V^o \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned}\therefore [Y] &= \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y_{ine} & 0 \\ 0 & Y_{ino} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}^{-1} \\ &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} Y_{ine} + Y_{ino} & Y_{ine} - Y_{ino} \\ Y_{ine} - Y_{ino} & Y_{ine} + Y_{ino} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix}\end{aligned}$$

其散射矩阵為

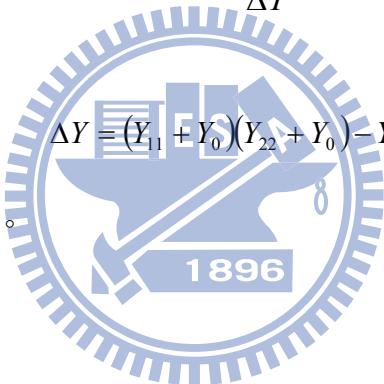
$$S_{21} = -\frac{2Y_{21}Y_o}{\Delta Y}$$

$$S_{11} = \frac{(Y_o - Y_{11})(Y_o + Y_{22}) + Y_{12}Y_{21}}{\Delta Y}$$

其中

$$\Delta Y = (Y_{11} + Y_0)(Y_{22} + Y_0) - Y_{12}Y_{21}$$

Y_0 為端埠之參考導納。



參考文獻

- [1] Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding UltraWideband Transmission System, Federal Communications Commission, 2006 [Online]. Available: <http://ftp.fcc.gov/oet/info/rules/part15>
- [2] H. Ishida and K. Araki, "Design and analysis of UWB bandpass filter with ring filter," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 1307–1310, Jun. 2004.
- [3] L. Zhu, S. Sun and W. Menzel, "Ultra-wideband (UWB) bandpass filters using multiple mode resonator," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 15, no. 11, pp. 796–798, Nov. 2005.
- [4] H. Wang and L. Zhu , "Aperture-backed microstrip line multiple-mode resonator for design of a novel UWB bandpass filter," *Proc. Asia-Pacific Microwave Conf.*, vol.4, no.4, pp. 4-7, Dec. 2005.
- [5] H. Shaman and J.-S. Hong , "A novel ultra-wideband (UWB) bandpass filter (BPF) with pairs of transmission zeroes," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 17, no. 2, pp. 121-123, Feb. 2007.
- [6] C.-P. Chen, Z. Ma and T. Anada, "Synthesis of UWB bandpass filter by multistage of one-wavelength commensurate SIRs," *IEEE on ICMMT Int. Microw. Millimeter Wave Tech. Conf.* , vol. 3, pp. 1247-1250, Apr. 2008.
- [7] C.-P. Chen, Z. Ma, H. Nihei and T. Anada, "Novel compact ultrawideband bandpass filter with steep skirt selectivity," in *Proc. 38th Eur. Micro. Conf.*, pp. 849–852, Oct. 2008.
- [8] P.-K. Singh, S. Basu and Y.-H. Wang, "Planar ultra-wideband bandpass filter using edge coupled microstrip lines and stepped impedance open stub," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 17, no. 9, pp. 649–651, Sep. 2007.
- [9] P. Cai , Z. Ma , X. Guan , X. Yang ,Y. Kobayashi, T. Anada and G. Hagiwara, "A compact UWB bandpass filter using two-section open-circuited stubs to realize

transmission zeros," *Proc. Asia-Pacific Microwave Conf.*, vol. 5, no. 4 , pp. 4-7, Dec. 2005.

- [10]H. Wang, L. Zhu and W. Menzel, "Ultra-wideband bandpass filter with hybrid microstrip/CPW structure," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 15, no. 12, pp. 844–846, Dec. 2005.
- [11]J. Gao, L. Zhu, W. Menzel and F. Bogelsack, "Short-circuited CPW multiple-mode resonator for ultra-wideband (UWB) bandpass filter," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 16, no. 3, pp. 104–106, Mar. 2006.
- [12]T. Kuo, S. Lin and C.-H. Chen, "Compact ultra-wideband bandpass filters using composite microstrip-coplanar-waveguide structure," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 10, pp. 3772–3778, Dec. 2000.
- [13]C.-L. Hsu, F.-C. Hsu and J.-T. Kuo, "Microstrip bandpass filter for ultra-wideband (UWB) wireless communications," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 679–682, Jun. 2005.
- [14]R. Li and L. Zhu, "Compact UWB bandpass filter using stub-loaded multiple-mode resonator," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 17, no. 1, pp. 40 – 42, Jan. 2007.
- [15]T. Yasuzumi, T. Uwano and O. Hashimoto , "A study on the UWB BPF using the hairpin-type LPF and the parallel-coupled lines," *Proc. Asia-Pacific Microwave Conf*, pp. 2557-2560, Dec. 2009.
- [16]S. Sun and L. Zhu , "Capacitive-ended interdigital coupled lines for UWB bandpass filters with improved out-of-band performances," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett*, vol. 16, no. 8, pp. 440-442, Aug. 2006.
- [17]P. Mondal, M.-K. Mandal and A. Chakrabarty, "Compact ultra-wideband bandpass filter with improved upper stopband," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett*, vol. 17, no. 9, pp. 643-645, Sep. 2007.

- [18] S.-W. Wong and L. Zhu, "EBG-embedded multiple-mode resonator for UWB bandpass filter with improved upper-stopband performance," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 17, no. 6, pp. 421–423, Jun. 2007.
- [19] S.-W. Wong and L. Zhu, "Ultra-wideband (UWB) microstrip bandpass filters with improved upper-stopband and miniaturized size," *Proc. Asia-Pacific Microwave Conf*, vol. 1, no. 4, pp. 11-14 , Dec. 2007.
- [20] S.-W. Wong and L. Zhu, "Quadruple-mode UWB bandpass filter with improved out-of-band rejection," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 19, no. 3, pp. 152-154, Mar. 2009.
- [21] S.-W. Wong , S. Sun, L. Zhu and Z.- N. Chen , "Ultra-wideband (UWB) bandpass filters with improved upper-stopband performance," *Proc. Asia-Pacific Microwave Conf*, vol. 29, no. 32, pp. 12-15, Dec. 2006.
- [22] A. Abdel-Rahman , A. Balalem, J. Machac and A. Omar, "UWB bandpass filter with wide stopband using lumped coupling capacitors," *Proc. Asia-Pacific Microwave Conf*, vol. 7, no. 10, pp. 949-952, Dec. 2009.
- [23] A.-M. Abbosh, "Planar bandpass filters for ultra-wideband applications," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, no. 10, pp. 2262-2269, Oct. 2007.
- [24] T.-H. Duong and I.-S. Kim, "New elliptic function type UWB BPF based on capacitively coupled $\lambda/4$ open T resonator," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, no. 12, pp. 3089-3098, Dec. 2009.
- [25] J.-A. Ruiz-Cruz, Y. Zhang, K.-A. Zaki, A.-J. Piloto and J. Tallo, "Ultra-wideband LTCC ridge waveguide filters," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol.17, no.2, pp. 115-117, Feb. 2007
- [26] W. Chen, X. Guo, B. Cao, X. Zhang, B. Wei, Y. Zhang and X. Lu, "A superconducting microstrip ultra-wideband (UWB) bandpass filter at VHF-band," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol.19, no.10, pp. 635-637, Oct. 2009.

- [27]C.-Y. Liu, Q.-X. Chu and J.-Q. Huang, "An UWB filter using a novel coplanar-waveguide-based composite right/left-handed transmission line structure," *Proc. Asia-Pacific Microwave Conf*, vol.7, no.10, pp. 953-955, Dec. 2009.
- [28]T.-B. Lim and L. Zhu , "Differential-mode ultra-wideband bandpass filter on microstrip line," *Electron Lett.* , vol.45, no.22, pp. 1124-1125, Oct. 2009.
- [29]M.-Y. Hsieh and S.-M. Wang, "Compact and wideband microstrip bandstop filter," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol.15, no.7, pp. 472- 474, Jul. 2005.
- [30]V.-K. Velidi, A.-B. Guntupalli and S. Sanyal, "Sharp-rejection ultra-wide bandstop filters," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol.19, no.8, pp. 503-505, Aug. 2009.
- [31]D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 3rd ed. New York: Wiley 2003.
- [32]G. L. Matthaei, L. Young and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*. New York: McGraw-Hill, 1964.
- [33]*IE3D Simulator*, Zeland Software Inc., Jan. 1997.