

國立交通大學

電信工程學系

碩士論文

寬頻巴倫設計

Broadband Balance-to-Unbalance (Balun)



研究生：呂哲慶

指導教授：張志揚 博士

中華民國 九十五年 六月

寬頻巴倫設計

Broadband Balance-to-Unbalance (Balun) Design

研究生：呂哲慶

Student : Jhe-Ching Lyu

指導教授：張志揚 博士

Advisor : Dr. Chi-Yang Chang

國立交通大學
電信工程學系
碩士論文



A Thesis Submitted to
The Department of Communication Engineering
College of Electrical and Computer Engineering
National Chiao Tung University
in Partial Fulfillment of the Requirements
For the Degree of Master of Science
in
Communication Engineering
June 2006

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十五年六月


寬頻巴倫設計

研究生：呂哲慶

指導教授：張志揚博士

國立交通大學電信工程學系

摘要



本篇論文利用傳統的印刷電路板製程，使用低介電係數($\epsilon_r = 3.38$)的微帶線設計了三種寬頻巴倫的架構。其中針對需要用到高偶模阻抗時，採用垂直安裝平面基板的結構來實現。針對兩個相同耦合線電路所組成的馬相巴倫(Marchand Balun)介紹兩種設計方法，一為設計耦合量、另一為設計奇偶模阻抗，並且提供了1:2、1:4巴倫頻寬對應奇偶模阻抗曲線。以四分之一波長耦合線巴倫基礎來分析多節式阻抗轉換耦合線巴倫，在此也以奇偶模等效電路方法、微波網路分析來得到設計理論，並藉由串接多節耦合線來等效增加偶模阻抗，以便克制偶模訊號，得到寬頻巴倫特性；利用垂直安裝基板設計其中耦合線的偶模阻抗達到 200Ω ，實作的巴倫具有100%頻寬，大小平衡1dB以內、相位平衡 $\pm 2^\circ$ 。最後一寬頻巴倫前級使用衛更生等功率分配器，後級以開路與端路耦合線電路當作相位轉移的功能，得到頻寬大約120%，其大小平衡、相位平衡在1dB、 $\pm 10^\circ$ 以內。

Broadband Balance to Unbalance (Balun) Design


Student: Jhe-Ching Lyu

Advisor: Dr. Chi-Yang Chang

Department of Communication Engineering

National Chiao Tung University

Abstract



This thesis presents three broadband balun designs which are fabricated on low dielectric substrates ($\epsilon_r = 3.38$) using conventional low cost PCB process. High even-mode impedances for coupled lines can be achieved by using Vertical Installed Planar (VIP) structures. The Marchand balun with two identical coupled lines can be designed using two methods: one is via the coupling, and the other is the even-odd mode impedances. Curves of the bandwidth versus the even-odd mode impedances for the 1:1 and 1:4 baluns are shown. The multisection impedance-transforming coupled-line baluns are analyzed by the quarter-wavelength coupled-line balun, and the design theory can be derived using the even-odd mode equivalent circuits and microwave network analysis. By cascading several coupled lines to increase the effective even-mode impedances, the even-mode excitations are rejected and the broadband baluns can be achieved. Using VIP coupled sections with even-mode impedance of 200Ω , the fabricated balun achieved 1-dB amplitude balance and $\pm 2^\circ$ phase balance over 100% bandwidth. The final broadband balun is consisted of a Wilkinson power divider and a pair of bandpass phase shifters. The amplitude and phase balanced are within 1dB and $\pm 10^\circ$ around 120% bandwidth, respectively.

誌謝

本論文能夠順利完成，首先要感謝指導教授張志揚博士，在這兩年的碩士生給予我的指導鼓勵，真的很感謝老師給我的協助，讓我不僅僅在研究上比較順利，而且也得到許多微波領域的知識。同時，感謝口試委員邱煥凱老師、林育德老師、以及鍾世忠老師的不吝指導，使得我在巴倫研究上更加瞭解，也使論文更加完善。

感謝實驗室學長與強者我同學阿佩、阿宏兄、Sunny 郭、韓在順給予我的砥礪和照顧，讓我兩年的研究生生活充實且快樂。最後，當然重要的就是在我心中最重要的女友依潔陪伴著我，以及家人給我的鼓勵，謝謝你們。



目錄

中文摘要.....	i
英文摘要.....	ii
誌謝.....	iii
目錄.....	iv
表目錄.....	v
圖目錄.....	vi
第一章 緒論.....	1
第二章 馬相巴倫 (Marchand Balun).....	6
2.1 馬相巴倫的分析.....	7
2.2 垂直安裝基板的分析與模擬.....	13
2.3 馬相巴倫的補償、模擬、實作.....	25
第三章 多節式阻抗轉換耦合線巴倫.....	33
3.1 理論分析與推導.....	34
3.2 模擬與實作電路設計.....	41
第四章 微帶傳輸線巴倫.....	49
4.1 寬頻巴倫的概念與分析模擬.....	49
4.2 實作與量測.....	62
第五章 結論.....	66
參考文獻.....	67

表目錄

表(3.1) 五節式耦合線巴倫各節對應的奇偶模阻抗值.....	42
表(3.2) 各節對應物理結構參.....	43
表(4.1) 三節寬頻等功率分配器參數.....	52
表(4.2) 三節耦合器參數.....	58
表(4.3) 耦合器各節物理結構參數.....	59



圖目錄

圖(1.1)	(a)雙平衡電阻性倍乘器(doubler)	2
圖(1.1)	(b)輸出接巴倫的單平衡乘法(multiplier)	2
圖(1.1)	(c)雙平衡頻率倍乘器(frequency doubler).....	3
圖(1.2)	偶極天線上不同位置的電流分佈圖， I_1 為偶極天線電流、 I_2 為不平衡的 電流.....	3
圖(1.3)	以傳輸線轉換器形式實現 1：1 巴倫.....	4
圖(2.1)	以同軸線實現馬相巴倫的等效傳輸線模型.....	6
圖(2.2)	傳統馬相巴倫的結構.....	7
圖(2.3)	基本馬相巴倫的架構以及相位.....	7
圖(2.4)	理想的耦合線耦合器.....	8
圖(2.5)	平行耦合線電路.....	10
圖(2.6)	以 Z 參數矩陣表示馬相巴倫的等效電路.....	10
圖(2.7)	(a)兩種不同的平衡埠與非平衡埠的偶模與奇模阻抗設計曲線.....	11
圖(2.7)	(b)以 AWR 內建理想耦合線電路來等效模擬馬相巴倫.....	12
圖(2.7)	(c)理想巴倫奇模阻抗與頻寬的對照曲線，在此頻寬定義在 $S_{11} = -10dB$	12
圖(2.8)	平面耦合微帶線.....	14
圖(2.9)	平面耦合微帶線等效電容圖.....	14
圖(2.10)	耦合微帶線奇偶模電力分佈(a)偶模 (b)奇模.....	15
圖(2.11)	垂直安裝平面基板耦合架構.....	16
圖(2.12)	垂直安裝基板架構的耦合器奇偶模電場分佈 (a)偶模 (b)奇模.....	17
圖(2.13)	垂直安裝平面基板耦合器奇模物理結構參數，T1 為子板厚度，T2 為母板厚度， W 為耦合線的寬度，H 為耦合線對接地線的高度， ϵ_{r1} 為子板介電係數， ϵ_{r2} 為 母板介電係數， C_{11o} 為奇模時對地電容， $2C_{12o}$ 為奇模時對中間電牆的電 容.....	18

圖(2.14)	垂直安裝平面基板耦合器偶模物理結構參數，T1 為子板厚度，T2 為母板厚度，W 為耦合線的寬度，H 為耦合線對接地線的高度， ϵ_{r1} 為子板介電係數， ϵ_{r2} 為母板介電係數， C_{1e} 、 C_{2e} 為偶模時對接地線的電容.....	19
圖(2.15)	使用 3D 電磁模擬軟體畫出垂直安裝平面基板結構圖.....	21
圖(2.16)	圖(2.15)結構下所模擬的參數圖(a)不同耦合線對接地線 H 的偶模特徵阻抗與耦合線寬度對應曲線(T1 = 8 mils、T2 = 20 mils、 $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 3.38$) (b)不同耦合線對接地線 H 的奇模特徵阻抗與耦合線寬度對應曲線(T1 = 8 mils、T2 = 20 mils、 $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 3.38$).....	22
圖(2.17)	圖(2.15)結構下所模擬的參數圖(a)(b)不同耦合線對接地線 H 的偶模特徵阻抗與耦合線寬度對應曲線(T1 = 20 mils、T2 = 20 mils、 $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 3.38$) (c)(d)不同耦合線對接地線 H 的奇模特徵阻抗與耦合線寬度對應曲線(T1 = 20 mils、T2 = 20 mils、 $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 3.38$).....	25
圖(2.18)	馬相巴倫的補償.....	26
圖(2.19)	垂直安裝平面基板耦合線的延伸.....	27
圖(2.20)	(a)萃取圖(2.19)之電路以 MWO 來模擬散射參數(b) (a)的散射參數波形圖.....	28
圖(2.21)	整體電路模擬馬相巴倫。圖中 via_test_20mils 是從模擬軟體 ADS 中取出 Via 打洞接地的散射參數放入模擬打洞接地的效應，而 Block 2、Block 4 為 HFSS 萃取出垂直安裝平面基板耦合器，Block 3、Block 5 由 MWO 內建微帶線、開路效應.....	28
圖(2.22)	圖(2.21)電路模擬波形圖 (a)(b)未加入補償的傳輸線(c)(d) 加入補償的傳輸線.....	30
圖(2.23)	馬相巴倫電路實作圖.....	31
圖(2.24)	巴倫電路的另一種配置.....	31
圖(2.25)	(a)本論文所提出馬相巴倫的散射參數(a)輸入穿透損耗響應(b)輸入返回損耗響應(c)相位響應.....	32

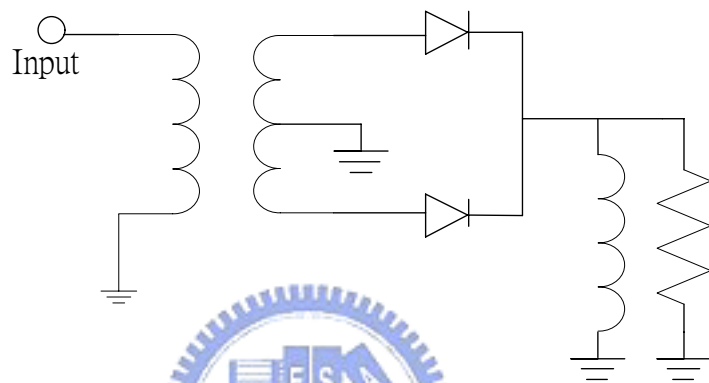
圖(3.1)	四埠對稱網路.....	34
圖(3.2)	對稱型四分之一波長耦合線四埠網路.....	34
圖(3.3)	計算圖(3.2)結構(a)奇模(b)偶模等效電路的散射參數矩陣.....	35
圖(3.4)	由四埠網路縮減為三埠網路示意圖.....	36
圖(3.5)	單節、兩節、三節偶模阻抗傳輸線 ABCD 矩陣.....	39
圖(3.6)	五節式耦合線巴倫.....	41
圖(3.7)	(a)垂直安裝平面基板(b)平面微帶耦合線.....	42
圖(3.8)	(a)(b)HFSS 模擬第一、三、五節的奇偶模阻抗對頻率變化(c)Sonnet 模擬 第二、四節的奇偶模阻抗對頻率變化.....	44
圖(3.9)	由電磁模擬軟體萃取出散射參數轉成巴倫等效電路，其中貫穿孔效應由 ADS 內建模型萃取出來.....	45
圖(3.10)	理想巴倫與圖(3.9)響應圖 (a)輸入反射損耗響應與輸入穿透損耗響應 (b)相 位平衡響應.....	45
圖(3.11)	HFSS 模擬四埠五節式耦合線.....	46
圖(3.12)	五節式耦合線巴倫電路實作圖.....	46
圖(3.13)	本論文所提出多節式耦合線巴倫的散射參數(a)輸入穿透損耗響應(b)輸入返回 損耗響應(c)相位響應.....	47
圖(4.1)	具有三埠匹配與輸出隔離度的巴倫示意圖.....	49
圖(4.2)	另一種具有匹配與隔離度的寬頻巴倫示意圖.....	50
圖(4.3)	四種不同的平面話巴倫架構，其中埠 1 為非平衡埠，埠 2、3 構成了輸出平衡 埠.....	51
圖(4.4)	三節寬頻等功率分配器.....	51
圖(4.5)	分析圖(4.4) (a)偶模電路 (b)奇模電路.....	52
圖(4.6)	以 MWO 模擬寬頻等功率分配器.....	53
圖(4.7)	圖(4.6)電路的模擬響應圖(a)等功率輸出響應(b)匹配與隔離度響應(c)輸出相位 差響應.....	54

圖(4.8)	兩埠的耦合器架構.....	55
圖(4.9)	(a)耦合線開路等效電路(b)短路等效電路.....	56
圖(4.10)	N節對稱的平行耦合指向性耦合器.....	58
圖(4.11)	(a)垂直安裝平面基板(b)平面微帶耦合線.....	59
圖(4.12)	以 HFSS 模擬三節寬頻耦合器.....	59
圖(4.13)	三節寬頻耦合器響應圖.....	60
圖(4.14)	模擬耦合器開路情況.....	60
圖(4.15)	模擬耦合器開路情況.....	61
圖(4.16)	耦合器開路響應圖.....	61
圖(4.17)	耦合器短路響應圖.....	61
圖(4.18)	整體寬頻巴倫模擬電路.....	62
圖(4.19)	寬頻微帶線巴倫電路實作圖.....	63
圖(4.20)	(a)輸入穿透損耗(Insertion loss , dB) (b)輸入反射損耗(Input return loss , dB) (c)輸出反射損耗 (Output return loss , dB) (d)隔離度 (Isolation , dB) (e)相位平衡 (Phase balance response , degree)	65

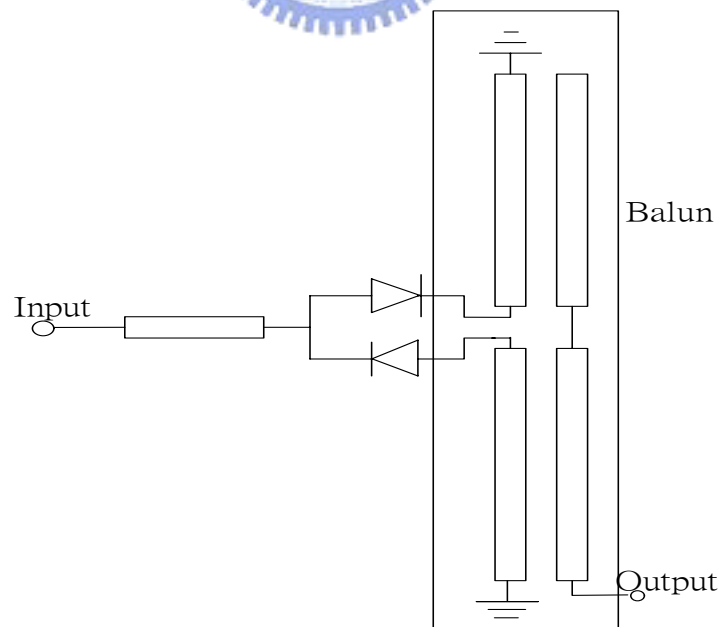
第一章 緒論

巴倫(balanced-to-unbalanced, 簡稱 Balun)是一種可以連接平衡線(balanced line)與非平衡線間(unbalanced line)的電路元件。在射頻微波電路的使用中,巴倫是個重要的元件,諸如雙平衡混波器(double balanced mixers)、推挽放大器(push-pull amplifiers)、平衡式倍頻器(balanced frequency multiplier)、移相器(phase shifters)、偶極天線饋入(dipole antenna feeds)、平衡式調變器(balanced modulators)、180度混成器(180-degree hybrids)還有其它多種的應用都需要用到[1],圖(1.1)(a)到圖(1.1)(c)分別為巴倫應用在雙平衡電阻型倍乘器(doubler)、輸出接巴倫的單平衡倍頻器(singly balanced frequency multiplier)、雙平衡倍頻器(doubly balanced frequency doubler)。在此必須先提及最初一開始為何需要巴倫,以前在很多情況之下同軸電纜線被用來當具有非平衡輸出與需要平衡式訊號饋入的元件如偶極天線、八木天線(Yagi antennas)等的傳輸線。這些天線很需要有對應於實接地或虛接地來平分天線中心的平衡式(電壓大小一樣、相位反向)訊源功率。最常見的問題是1:1巴倫,圖(1.2)說明了偶極天線與訊號源之間以同軸電纜線當作傳輸線來激發偶極天線。在偶極天線的饋入點中有兩個大小相等相位反向的傳輸線電流,此電流是由 I_1 與 I_2 構成。間距 S 為同軸線中央導體與外圍邊緣之間的距離。理論上需要平衡式饋入的平衡式天線會有一接地平面來平分間距 S 。但是因為同軸饋入是屬於非平衡的且其外圍部份某些點也連接到接地,所以在偶極天線饋入點就產生了不平衡,產生了兩種天線激發模態。其中一種為由 I_1 產生偶極天線模態;另一種由 I_2 產生,在文獻上則稱之為反轉式L天線模態(inverted-L mode)。當然此例子最需要偶極模態而不需要 I_2 產生,有好幾種方法來消除 I_2 ,最常使用的就是本論文所要介紹與設計的巴倫來提供平衡式輸出並消除 I_2 。巴倫可以分為主動與被動兩種分類,一般來講主動式巴倫[2]會消耗很大的直流功率,所以被動元件的巴倫在無線通訊系統上會被優先採納。而且本論文著重於設計被動元件,故不去探討主動式元件。在平衡與非平衡模態激發下,其間的轉變更需要巴倫來提供良好的訊號傳遞。巴倫有平衡埠與非平衡埠當然非平衡埠是指其末端的一邊是有接地的,而平衡埠是其可以浮接並不需要有接地端。我們可以知道任何的訊號都可以由偶模與奇模訊號

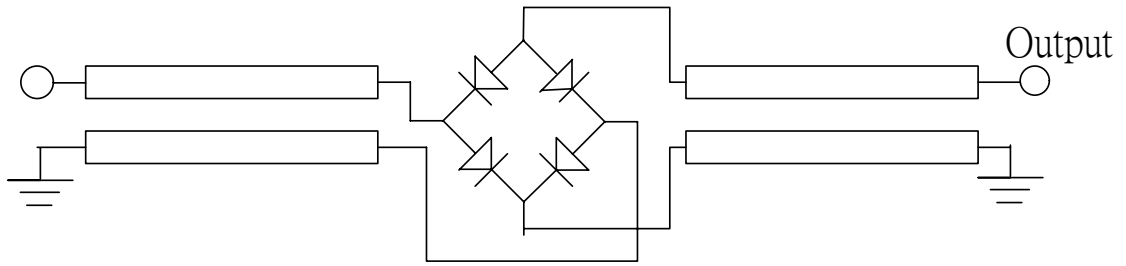
來組成，而巴倫的非平衡埠的輸入電壓訊號是由偶模與奇模的組成，即可以分解為偶模與奇模訊號來分析，而巴倫的功能為輸出大小相等相位差為 180 度的電壓降，所以很多的巴倫設計及在探討如何降低偶模的訊號，而使輸出平衡埠只有奇模訊號輸出，偶模訊號降低的越多，所設計的巴倫效果就越好。換句話講好的巴倫能把在輸入端的偶模訊號的能量轉換成奇模訊號的能量輸出，如圖(1.2)所示。其實巴倫為無損耗被動的互易性雙埠元件，不過我們常



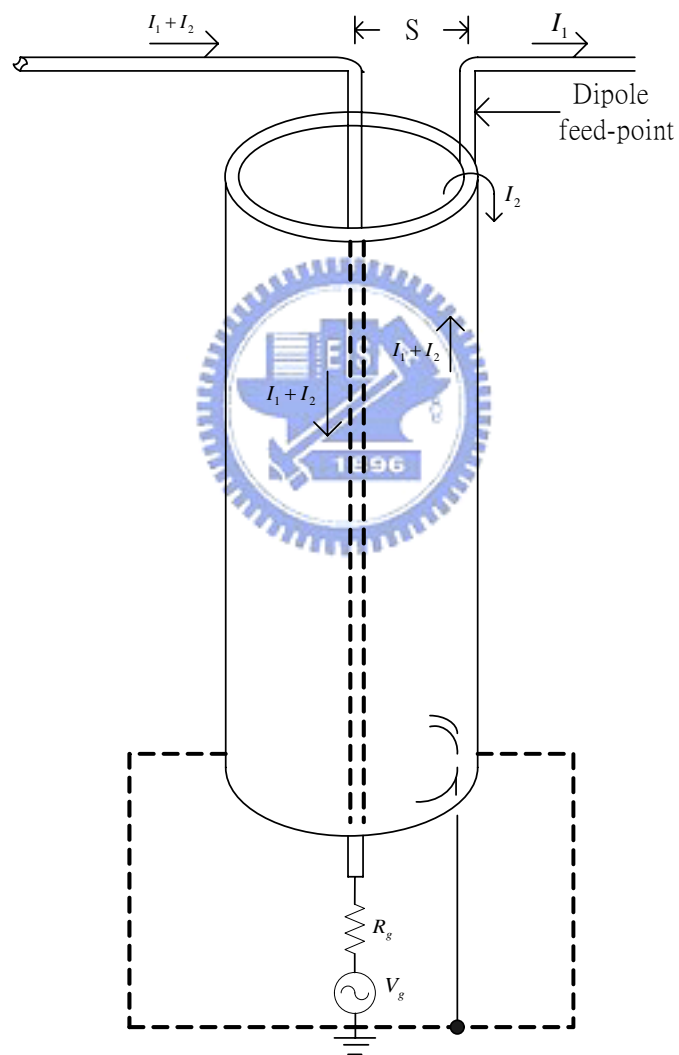
圖(1.1)(a)單平衡電阻性倍乘器(doubler)



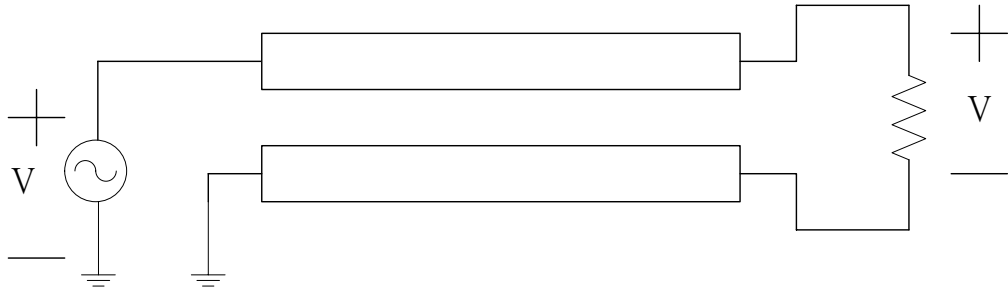
圖(1.1)(b)輸出接巴倫的單平衡乘法器(doubler)



圖(1.1)(c)雙平衡頻率倍乘器(frequency doubler)



圖(1.2)偶極天線上不同位置的電流分佈圖， I_1 為偶極天線電流、 I_2 為不平衡的電流



圖(1.3) 以傳輸線轉換器形式實現 1：1 巴倫

常把它當成三埠元件，其原因是巴倫主要是輸出奇模訊號，所以可以把平衡式輸出的兩個終端(terminals)分開，當成兩訊號差 180 度的非平衡式輸出。若電路只要求輸出訊號大小，那巴倫可以當成功率分配器來使用，只是其與一般微波元件所介紹的等功率等相位輸出的功率分配器在相位響應上有所不同。很多應用在微波積體電路與單晶微波積體電路(MMIC)的巴倫結構在文獻上都有提出如[3-4]。

在設計巴倫有一個很重要的參數是頻寬，在文獻上[5]已經有完整的研究並得知重要的結論為使用多層結構來實現設計寬頻巴倫所需要的微帶線電路，如[6-7]所提出的電路。因為一般的單層微帶線電路因為製程上所能蝕刻耦合線電路的間距最小只能到 5mil，其所能實現 $Z_{oe} \approx 120\Omega$ 以下，這樣的值在本論文之後所要介紹的巴倫設計是沒辦法滿足的，何況部分以耦合線電路設計的寬頻巴倫設計重點是在克制偶模訊號，所以偶模阻抗能夠越高越好。在微波頻段中，有時候會需要在平面微帶線上設計到高耦合量 3-dB 的耦合器，傳統平面微帶線因為製程限制平行耦合線頂多耦合量只能設計到 8-dB 而無法設計到更高耦合量，所以之後本篇論文會採用垂直安裝基板(vertical installed planar，簡稱 VIP)[8]來實現高耦合量以及高偶模阻抗來達到設計想要的寬頻巴倫。

前面所敘述的巴倫設計都是以耦合線電路的參數如耦合長度四分之一波長與設計很高的偶模組抗克制偶模訊號並達成奇模訊號的輸出。本論文之後也會介紹另一種觀點即先把輸入訊號等功率等相位輸出，之後再用兩個寬頻的相位轉移器把前級輸出的等相

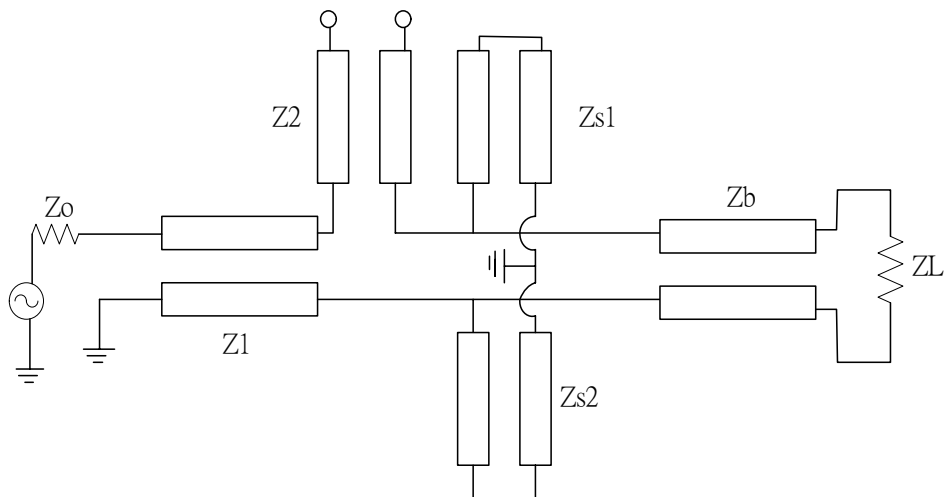
位訊號轉成相位差 180 度而達成寬頻巴倫的設計。

本論文第二章會介紹馬相巴倫(Marchand balun)完整的數學式子推導與設計理論，其導出式子可以與構成巴倫的耦合線之耦合量有關，也推導出耦合線重要參數偶模與奇模組抗的相關數學方程式與對應的設計值，也建出了以理想的耦合線電路構成巴倫其奇偶模組抗與頻寬的相對應設計曲線，在本章裡面也會介紹垂直安裝平面基板結構的原理以及參數的取得，對應的物理結構與奇偶模阻抗曲線圖可以作為設計的初始值，順便可以供第三章與的第四章所用。第三章則提出了以串接多個耦合線電路來設計寬頻巴倫，雖然也是以耦合線電路為出發觀點，但卻與第二章介紹的馬相巴倫 設計的理論與觀點完全不同，此多節式阻抗轉換耦合線巴倫先以單一基本耦合線電路做分析，得到設計巴倫所需要的數學式，再以多節式耦合線電路的架構來等效達成偶模與奇模阻抗，此設計更可以達成柴比雪夫阻抗組轉換的響應，並且可以達到非常優秀的大小平衡與相位平衡。第四章所介紹的寬頻巴倫為兩級所構成，前級為寬頻的功率分配器把輸入訊號等功率等相位輸出，後級則串接以耦合線電路作成的寬頻耦合器，把其兩個四埠耦合器網路藉由其中一個兩埠開路與另一個兩埠短路達成具有寬頻訊號傳輸與相位差 180 度響應。此巴倫具有良好的三埠網路匹配與輸出埠之間的隔離度，這是因為在前級的設計就達成了同時三埠匹配與具備隔離度，之後的以耦合線電路設計相位轉移器只要注意與前級輸出訊號之間的傳遞即可。

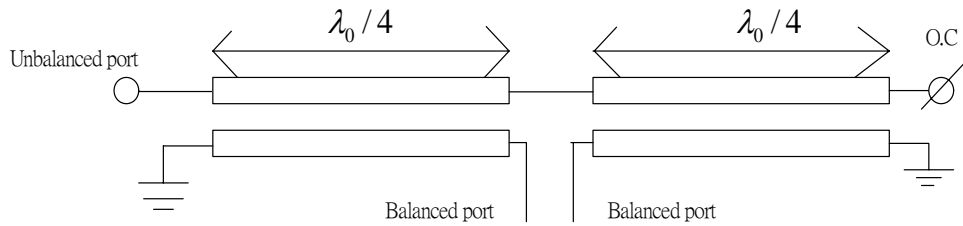
最後一章會針對本論文的三種寬頻巴倫內容做一總結。

第二章 馬相巴倫 (Marchand Balun)

在射頻微波巴倫轉換器中，馬相巴倫 是非常受歡迎並且用在實現放大器、平衡式混波器、相位轉移器。其實有很多不同形式的巴倫已經被提出並應用在微波積體電路與單晶微波積體電路[3,4,7,8]。在很多巴倫設計當中，有同軸線形式的馬相巴倫如圖(2.1)是其等效傳輸線模型，也有以平面形式的馬相巴倫[9]為設計重點。其中平面形式受歡迎的原因在於容易實現以及具有寬頻的特性。傳統平面式的馬相巴倫由兩個四分之一波長耦合線電路先組成的六埠網路，再把其中一埠開路、兩埠短路，之後的電路如圖(2.2)所示，其輸入端為非平衡埠，兩輸出端看成平衡埠。構成馬相巴倫的耦合線可以用微帶耦合線[10]、蘭吉耦合器[11]、多層耦合器結構[12,13]、螺旋線圈形式[14]來實現。接下來本論文會有一連串的數學式子分析馬相巴倫，其中包括兩個耦合線電路的耦合量、偶模與奇模組抗，分析後的結果可以知道耦合量的大小需設計多少，以及偶模奇模阻抗比與頻寬之間的對應。可以知道的是偶模組抗越高越能克制偶模訊號的激發，得到越寬頻的特性。之前敘述了以前文獻上實現耦合線電路的結構，在此我們會以垂直安裝基板來實現所需要的高耦合量或是偶模與奇模的阻抗值。



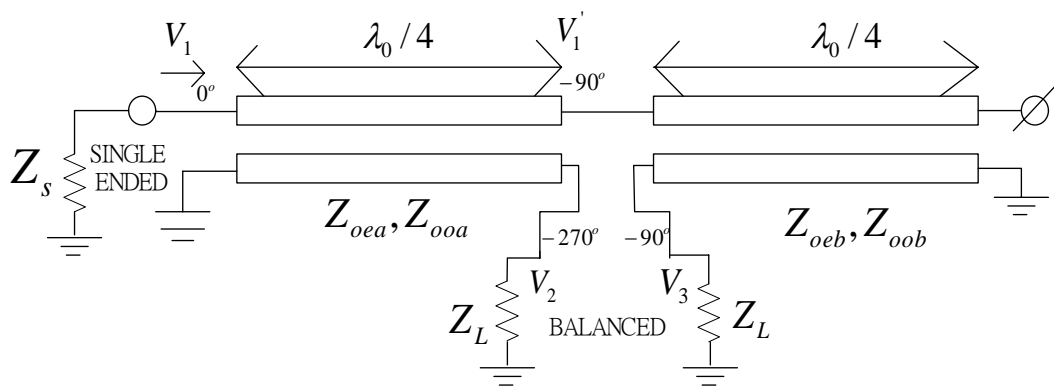
圖(2.1)以同軸線實現馬相巴倫的等效傳輸線模型



圖(2.2)傳統馬相巴倫的結構

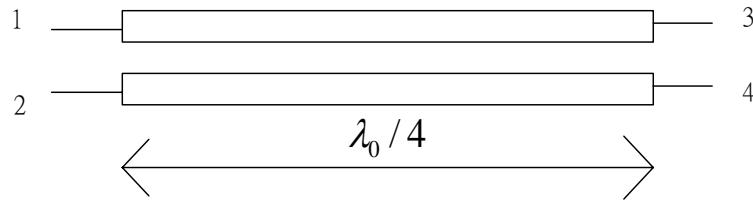
2.1 馬相巴倫的分析

圖(2.3)顯示了馬相巴倫的基本架構以及相位的走向原理。此巴倫是由兩個耦合線組成，耦合長度在中心頻率為四分之一波長。輸入訊號為 V_1 相位為零度，經過第一節的耦合線分成兩個等功率訊號，而訊號 V_1' 因為走了四分之一波長所以相位為 -90° ， V_2 訊號由 V_1 訊號經由耦合且短路緣故，其訊號完整反射相位轉換為 -180° ，再經由四分之一波長的傳輸即為相位 -270° 的訊號 V_2 。而 V_3 是 V_1' 經由第二個耦合線電路耦合，所以其相位不變，由此可知只要耦合線電路的耦合量足夠時且有準確設計在四分之一波長時，就可以達到不錯的效能，但必須先提及的是在設計高耦合量時，其如何定義真正中心頻準確的頻率點位置是有困難的，所以之後會介紹在兩耦合線電路間加一補償的傳輸線來調整其輸出埠 $\pm 180^\circ$ 相位差與 $-3dB$ 等功率輸出。



圖(2.3)基本馬相巴倫的架構以及相位走勢圖

假設構成巴倫的兩個耦合線電路為理想的耦合器且在中心頻的耦合長度與耦合的都一樣如圖(2.4)，其埠 1 到埠 4 分別為輸入埠、耦合埠、穿透埠、隔離埠。此耦合器的散射參數為方程式(2.1)，接下來利用網路之間串接以及開路、短路、平衡埠與非平衡埠的參考阻抗把原先兩個耦合器總共八埠網路縮減為三埠網路，而得到巴倫的散射參數為方程式(2.2),[15]。



圖(2.4)理想的耦合線耦合器

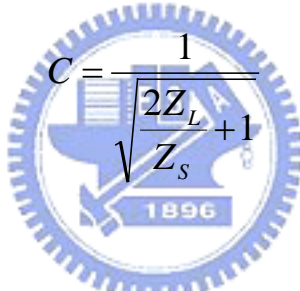
$$[S]_{coupler} = \begin{bmatrix} 0 & C & -j\sqrt{1-C^2} & 0 \\ C & 0 & 0 & -j\sqrt{1-C^2} \\ -j\sqrt{1-C^2} & 0 & 0 & C \\ 0 & -j\sqrt{1-C^2} & C & 0 \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$$[S]_{balun} = \begin{bmatrix} \frac{1-C^2\left(\frac{2Z_L}{Z_S}+1\right)}{1+C^2\left(\frac{2Z_L}{Z_S}-1\right)} & j\frac{2C\sqrt{1-C^2}\sqrt{\frac{Z_L}{Z_S}}}{1+C^2\left(\frac{2Z_L}{Z_S}-1\right)} & -j\frac{2C\sqrt{1-C^2}\sqrt{\frac{Z_L}{Z_S}}}{1+C^2\left(\frac{2Z_L}{Z_S}-1\right)} \\ j\frac{2C\sqrt{1-C^2}\sqrt{\frac{Z_L}{Z_S}}}{1+C^2\left(\frac{2Z_L}{Z_S}-1\right)} & \frac{1-C^2}{1+C^2\left(\frac{2Z_L}{Z_S}-1\right)} & \frac{2C^2\left(\sqrt{\frac{Z_L}{Z_S}}\right)}{1+C^2\left(\frac{2Z_L}{Z_S}-1\right)} \\ -j\frac{2C\sqrt{1-C^2}\sqrt{\frac{Z_L}{Z_S}}}{1+C^2\left(\frac{2Z_L}{Z_S}-1\right)} & \frac{2C^2\left(\sqrt{\frac{Z_L}{Z_S}}\right)}{1+C^2\left(\frac{2Z_L}{Z_S}-1\right)} & \frac{1-C^2}{1+C^2\left(\frac{2Z_L}{Z_S}-1\right)} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

從方程式(2.2)可以看出用不管耦合量的大小以及輸入輸出端的參考阻抗，只要用兩個相等的耦合線電路可以得到等功率相位差 180 度的輸出，爲了要在兩輸出埠得到最佳的-3dB 功率傳輸，我們需要加入限制條件：

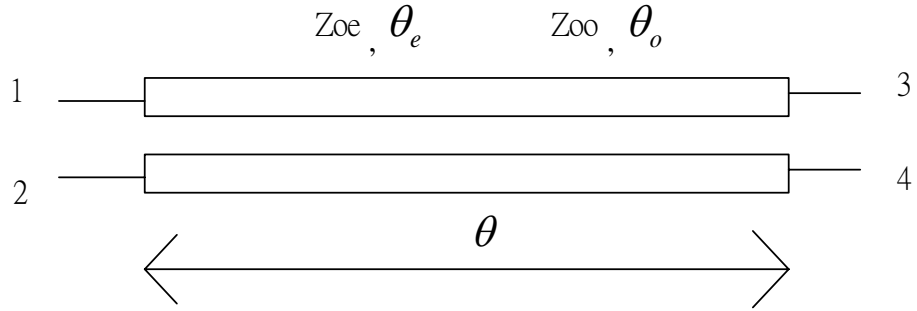
$$|S_{21}|_{balun} = |S_{31}|_{balun} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (2.3)$$

根據方程式(2.2)和(2.3)，可以得到耦合量 C 的值爲方程式(2.4)所示。當設計馬相巴倫時，一旦輸入與輸出埠的參考阻抗已知，即可求出兩耦合線耦合量的大小。一般最常見的設計爲輸入輸出埠的參考阻抗爲 50Ω，所需要的耦合量爲 -4.8dB。



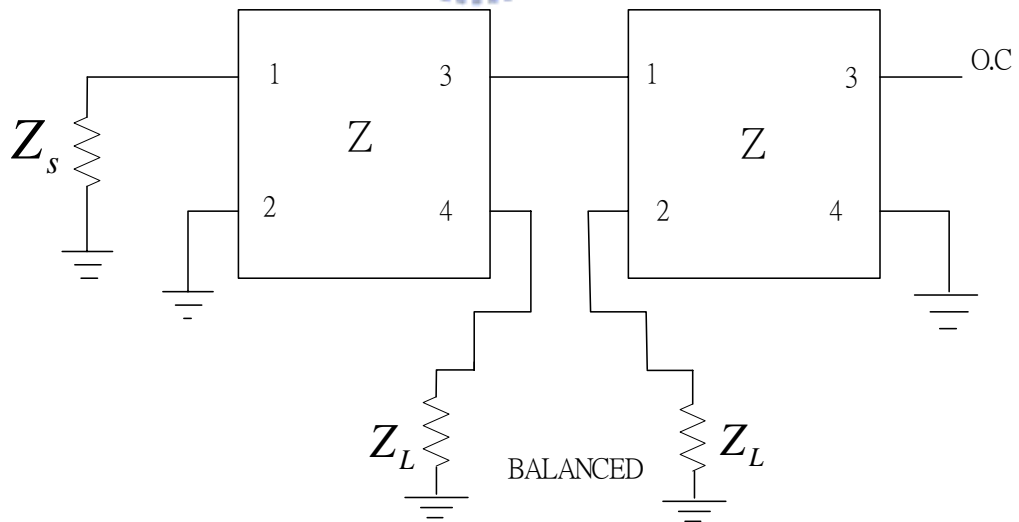
$$C = \frac{1}{\sqrt{\frac{2Z_L}{Z_S} + 1}} \quad (2.4)$$

上面所設計是以耦合量的觀點，在此要介紹的是以耦合線電路重要參數偶模與奇模阻抗來設計巴倫[16]。圖(2.5)爲平行耦合電路， θ_e 、 Z_{oe} 、 θ_o 、 Z_{oo} 分別爲偶模耦合電氣長度、偶模組抗、奇模耦合電氣長度、奇模阻抗，則對應的 Z 參數矩陣可以 θ_e 、 Z_{oe} 、 θ_o 、 Z_{oo} 來表示，如方程式(2.5)。馬相巴倫的等效電路可以 Z 參數矩陣來表示，如圖(2.6)所示。之後把兩個四埠網路的 Z 矩陣作連結、降階、與每個埠開路、短路、輸入埠源阻抗 Z_s 、輸出埠負載阻抗 Z_L 的配置，可以得到巴倫的三埠 Z 參數矩陣，之後再把 Z 參數矩陣轉換成三埠的散射參數矩陣。在上述的轉換過程中，爲了簡化其複雜度，所以假設 $\theta_e = \theta_o = \theta = 90^\circ$ ，之後必須加入一限制條件爲方程式(2.6)，這是巴倫的基本設計重點。把得到的三埠散射參數矩陣代入方程式(2.6)中可以得到想要設計馬相巴倫的方程式(2.7)。這邊值得提到的是本論文介紹了以耦合因子 C 參數如方程式(2.4)或是以耦合線電路的奇偶模阻抗如方程式(2.7)來設計馬相巴倫。



圖(2.5)平行耦合線電路

$$Z = \begin{bmatrix} -j\frac{1}{2}(Z_{oe} \cot\theta_e + Z_{oo} \cot\theta_o) & -j\frac{1}{2}(Z_{oe} \cot\theta_e - Z_{oo} \cot\theta_o) & -j\frac{1}{2}(Z_{oe} \csc\theta_e - Z_{oo} \csc\theta_o) & -j\frac{1}{2}(Z_{oe} \csc\theta_e + Z_{oo} \csc\theta_o) \\ -j\frac{1}{2}(Z_{oe} \cot\theta_e - Z_{oo} \cot\theta_o) & -j\frac{1}{2}(Z_{oe} \cot\theta_e + Z_{oo} \cot\theta_o) & -j\frac{1}{2}(Z_{oe} \csc\theta_e + Z_{oo} \csc\theta_o) & -j\frac{1}{2}(Z_{oe} \csc\theta_e - Z_{oo} \csc\theta_o) \\ -j\frac{1}{2}(Z_{oe} \csc\theta_e - Z_{oo} \csc\theta_o) & -j\frac{1}{2}(Z_{oe} \csc\theta_e + Z_{oo} \csc\theta_o) & -j\frac{1}{2}(Z_{oe} \cot\theta_e + Z_{oo} \cot\theta_o) & -j\frac{1}{2}(Z_{oe} \cot\theta_e - Z_{oo} \cot\theta_o) \\ -j\frac{1}{2}(Z_{oe} \csc\theta_e + Z_{oo} \csc\theta_o) & -j\frac{1}{2}(Z_{oe} \csc\theta_e - Z_{oo} \csc\theta_o) & -j\frac{1}{2}(Z_{oe} \cot\theta_e - Z_{oo} \cot\theta_o) & -j\frac{1}{2}(Z_{oe} \cot\theta_e + Z_{oo} \cot\theta_o) \end{bmatrix} \quad (2.5)$$



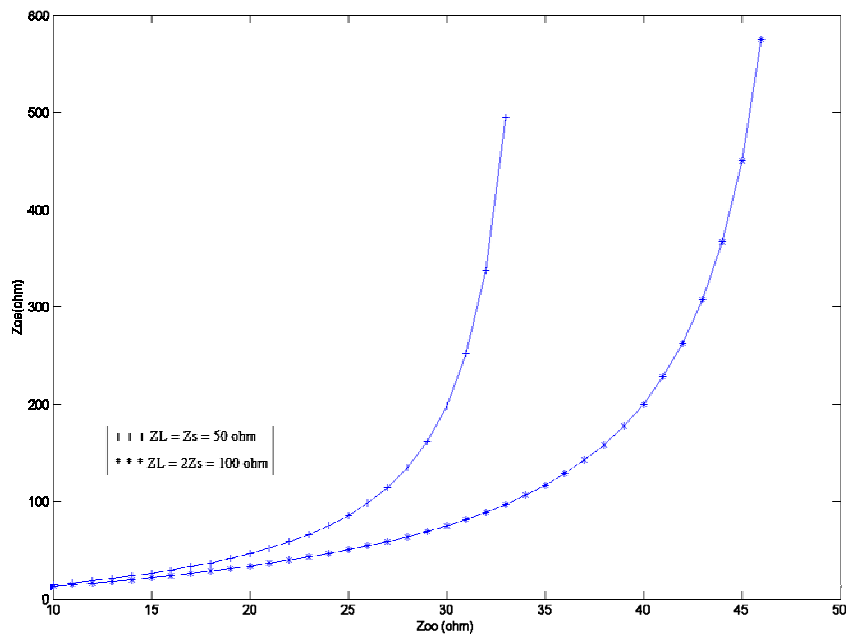
圖(2.6)以 Z 參數矩陣表示馬相巴倫的等效電路

$$S_{11} = 0$$

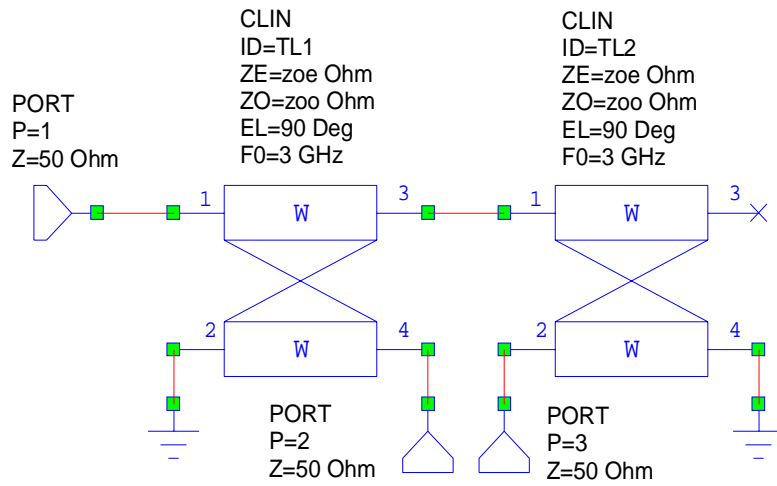
$$S_{21} = -S_{31} \quad (2.6)$$

$$Z_{oe} = \frac{1}{\frac{1}{Z_{oo}} - \sqrt{\frac{2}{Z_s Z_L}}} \quad (2.7)$$

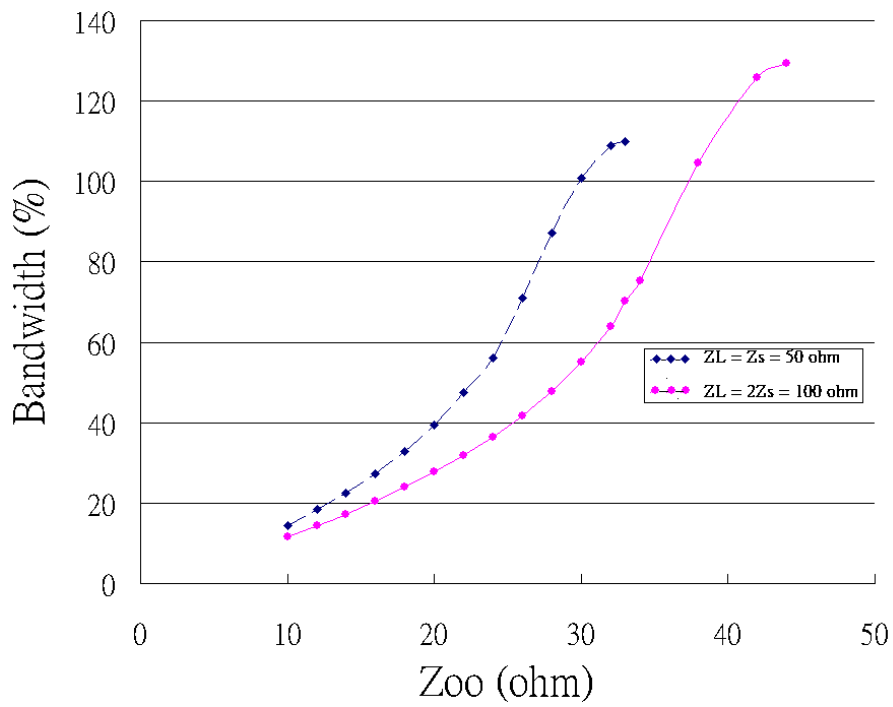
由方程式(2.7)得知偶模與奇模組抗之間的關係還有與輸入埠的源阻抗、輸出埠的負載阻抗有關。所以針對不同的負載阻抗所得到的偶模與奇模阻抗之間的關係並且分析其兩理想耦合線電路所組成的巴倫頻寬與奇模阻抗的曲線是可以作為最初設計的參考。這裡有一點必須先說明的是當負載阻抗等於輸入埠的源阻抗時，此巴倫為 1 : 2 阻抗轉換巴倫，這是因為在圖(2.3)中的負載阻抗 Z_L 是把平衡式輸出的阻抗中端接地，拆成兩個負載使的阻抗變為一半，但最初的巴倫是二埠元件，所以原本阻抗轉換是沒有把平衡式輸出的阻抗中端接地拆成兩個負載，而稱之為 1 : 2 阻抗的阻抗轉換；若負載阻抗為輸入



(a)



(b)



(c)

圖(2.7)(a)兩種不同的平衡埠與非平衡埠的偶模與奇模阻抗設計曲線(b)以 AWR 內建理想耦合線電路來等效模擬馬相巴倫(c)理想巴倫奇模阻抗與頻寬的對照曲線，在此頻寬定義在 $S_{11} = -10dB$

埠的源阻抗的兩倍時，則為 1：4 阻抗轉換巴倫，在以前文獻上很多的巴倫設計中，更有 1：9 或 1：12 的巴倫。圖(2.7)(a)是根據方程式(2.7)所做出的偶模與奇模阻抗之間的曲線圖，其中一條曲線為 $Z_s = Z_L = 50\Omega$ 即 1：2 阻抗轉換的巴倫，而另一條為 $Z_L = 2Z_s = 50\Omega$ 即 1：4 阻抗轉換的巴倫，值得注意的是可以給定任意的輸入源阻抗與輸出負載阻抗，而得出偶模與奇模阻抗相對應曲線，由圖可知偶模與奇模阻抗並非唯一解，當然偶模阻抗越大越能克制偶模激發而達到完整奇模訊號輸出。圖(2.7)(b)是由 AWR 模擬軟體取出內建理想耦合線電路並接成馬相巴倫的電路圖。圖(2.7)(c)是模擬圖(2.7)(b)電路圖所得出的頻寬與奇模阻抗的對應曲線圖，此頻寬的定義為輸入反射損耗在-10dB 以下、兩輸出埠大小相差在 1dB 以內、相位平衡相差在 180 ± 10 度以內。在設計時可以先針對所要設計的巴倫阻抗轉換值是多少，再看需求的頻寬大概為何，對應頻寬就可得到想要的奇模阻抗，得到奇模阻抗就可以對應到偶模阻抗，一旦偶模與奇模阻抗已知，就可以著手設計耦合線電路；不過有一部分要注意的是以上所敘述的設計都是在中心頻下，耦合長度為四分之一波長才成立，所以如何定義寬頻緊耦合的耦合線中心頻位置是蠻重要的議題，這在之後會有討論。

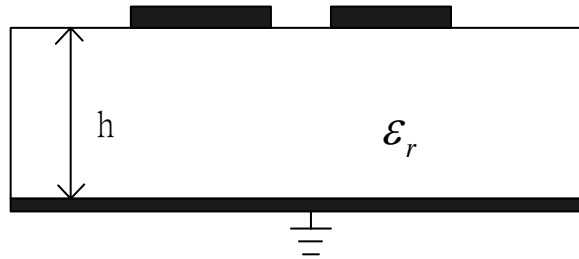


2.2 垂直安裝基板的分析與模擬

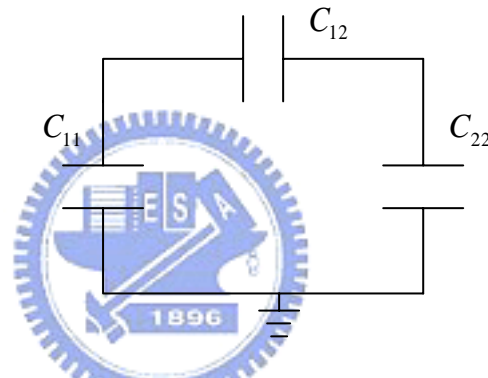
由於之前所介紹的巴倫需要有強耦合量或是很高的偶模阻抗，所以在此我們提出了以垂直安裝之平面基板架構的耦合器[8]來實現所想要的偶模阻抗。在此我們會先分析垂直安裝基板的耦合器與傳統平面式耦合器的不同，並說明垂直耦合器先天具有強耦合的特點以及本身的立體結構，其數學分析相當複雜，所以我們利用電場分佈情況來說明奇偶特性阻抗大小。

首先先介紹傳統耦合器的原理，圖(2.8)為傳統平面耦合微帶線並且可以用等效電容來描述如圖(2.9)，但這要先假設耦合器為 TEM 波傳播，其電磁特性可以由各線之間的等

效電容和傳播速度加以描述，圖(2.9)所示之 C_{12} 為兩耦合線之間的耦合電容， C_{11} 和 C_{12} 為單一耦合線和接地線的電容。



圖(2.8) 平面耦合微帶線



圖(2.9) 平面耦合微帶線等效電容圖

在很多微波被動元件中尤其是分析耦合器，通常使用奇偶模等效電路來分析，當偶模輸入時兩耦合線上的電流大小與方向相同；而奇模輸入時兩耦合線上的電流大小相等方向相反，可以由圖(2.10)得知奇偶模橫截面上電力線的分佈圖。當偶模訊號激發時，電力線會對稱於中心線，兩耦合線間沒有電流通過， C_{12} 等效於開路，因此偶模操作時任意一條耦合線對地的電容為

$$C_e = C_{11e} = C_{22e} \quad (2.8)$$

所以偶模特性阻抗為

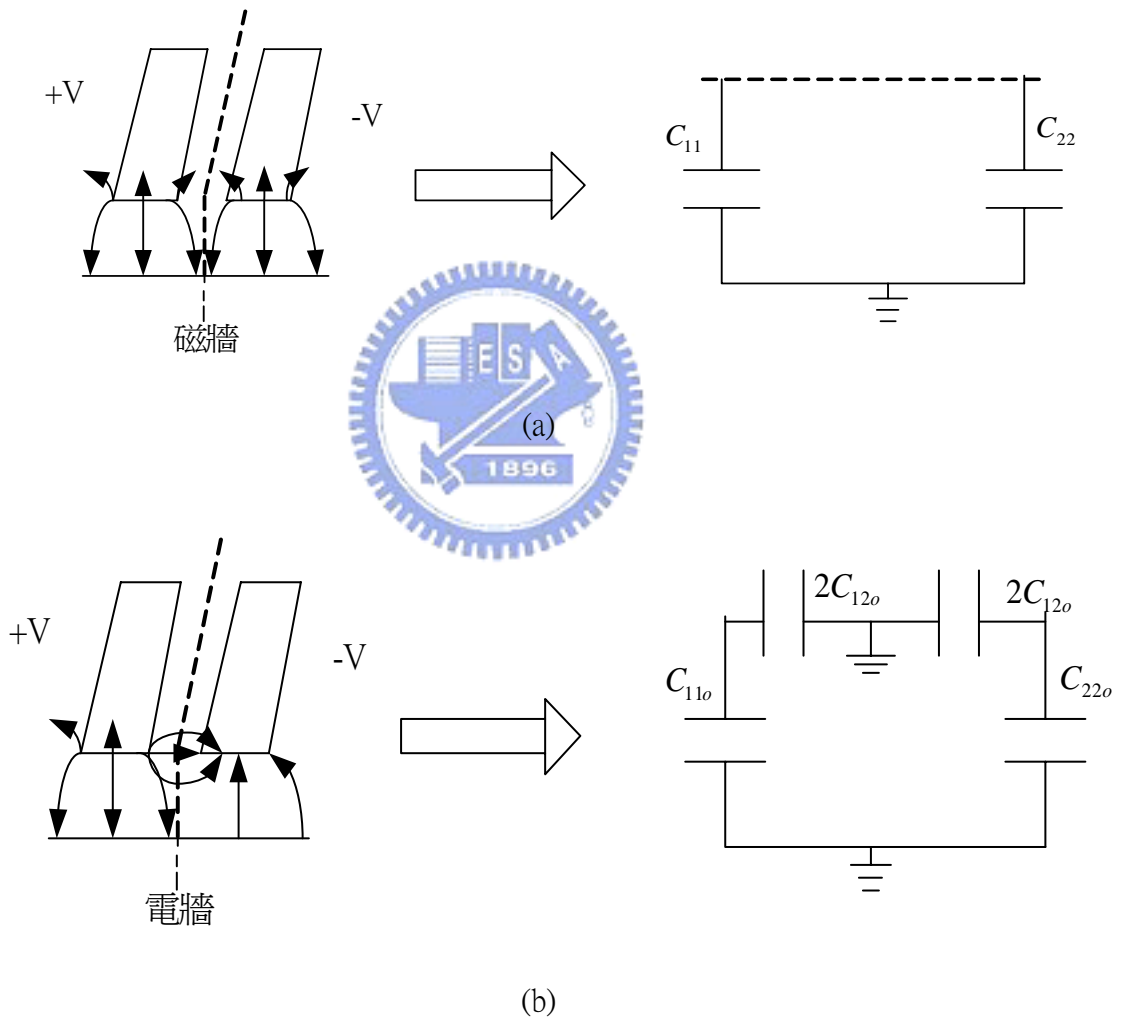
$$Z_{oe} = \sqrt{\frac{L}{C_e}} = \frac{\sqrt{LC_e}}{C_e} = \frac{1}{vC_e} \quad (2.9)$$

v 為電波在耦合線上的傳播速率。而對奇模訊號激發而言，電力線分佈會反對稱於中心線，兩耦合線的對稱處會是電壓的零伏處，所以就好像有一接地面通過 C_{12} 的中心，所以其任一條耦合線對地的電容為

$$C_o = C_{11o} + 2C_{12o} = C_{22o} + 2C_{12o} \quad (2.10)$$

所以特性阻抗為

$$Z_{oo} = \frac{1}{vC_o} \quad (2.11)$$



圖(2.10) 耦合微帶線奇偶模電力分佈

(a) 偶模 (b) 奇模

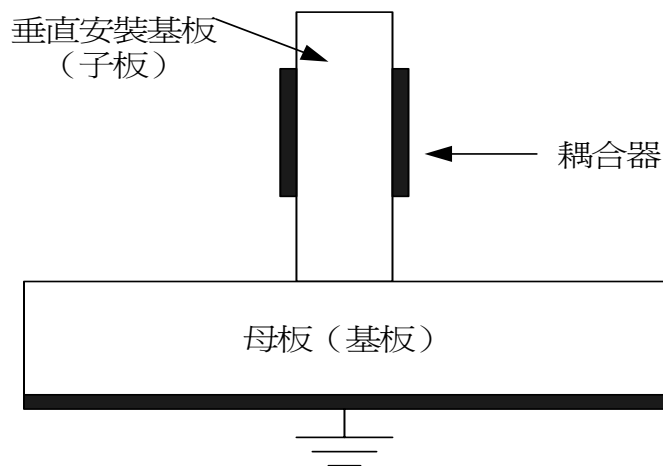
，其實奇模特性阻抗就是耦合線在奇偶模操作時，其中一個耦合線對接地線的特性阻

抗，如同之前所談到，任意的訊號都可以分解成奇偶模訊號的結合。再來要定義的是耦合量 C ，在平行耦合線中，當耦合長度為四分之一波長且輸入埠阻抗匹配，還有在當奇偶模速度相同的情況下，則最後耦合埠所耦合的訊號其值定義為耦合量

$$C = \frac{Z_{oe} - Z_{oo}}{Z_{oe} + Z_{oo}} \quad (2.12)$$

在這裡有一點必須提到的是在耦合微帶線中，由圖(2.10)可以知道奇偶模電場分佈的情形，其中在空氣中的電場分佈，奇模明顯多於偶模，故奇模的等效介電係數較小，造成奇模速度比偶模快，這種奇偶模速度的不同往往會造成耦合器的方向性變差，也就是說隔離埠還是有訊號輸出。

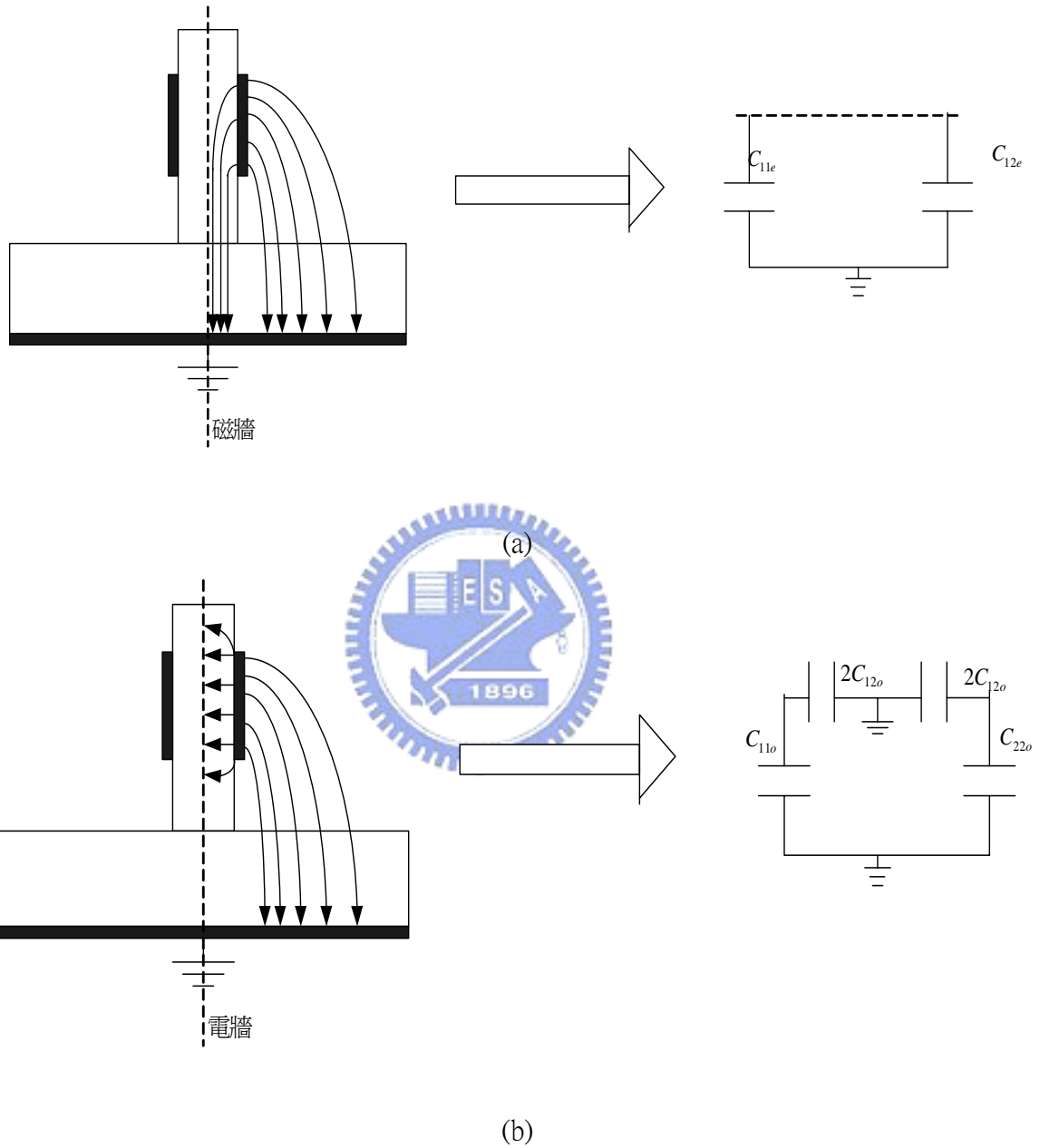
由(2.12)可以知道要有強耦合量，則必須要滿足偶模特性阻抗遠大於奇模特性阻抗，然而傳統平面微帶耦合線的耦合器，因為製程因素無法達到兩耦合線間很小的間距，所以也就無法達到很強的耦合量。接下來利用傳統耦合器的分析方法來分析垂直安裝平面基板架構的耦合器，如圖(2.11)。



圖(2.11) 垂直安裝平面基板耦合架構

接下來開始分析垂直安裝平面基板架構耦合器。如圖(2.12)在奇偶模訊號激發下的電

場分佈情形，並且有其電容的等效電路。因為奇偶模特性阻抗為耦合線在奇偶模操作時，其中一個耦合線對接地線的特性阻抗，因此只需觀察一條耦合線的電場分佈即可。



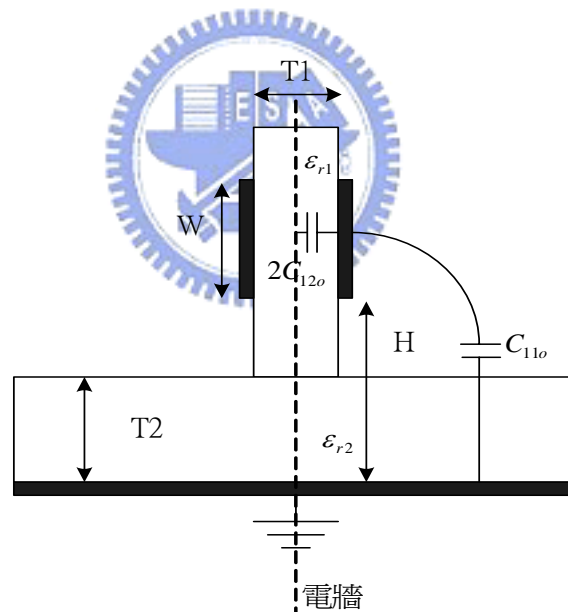
圖(2.12) 垂直安裝基板架構的耦合器奇偶模電場分佈

(a) 偶模 (b) 奇模

由上圖(2.12)可知電場在奇偶模的分佈情形，很明顯的偶模電場與奇模電場差別相當

大。偶模激發時，中間看到磁牆，所以整個電場分佈是落在空氣與子板中，然後到接地線，垂直安裝結構在偶模作時，因為電場之電力線的分佈相當長，所以任意一條耦合線到地的電容 C_{11e} 、 C_{22e} 相當小；而奇模激發時，中間看到是電牆，即虛接地，而且整個電場幾乎都落在子板中，但也有少部份的電場經由空氣到母板的接地線，由此可知在奇模操作時，任意一條耦合線到虛接地的電容 $2C_{12o}$ 相當大且 C_{11o} 、 C_{22o} 遠小於 $2C_{12o}$ ，故等效的奇模電容 C_o 遠大於等效的偶模電容 C_e ，由(2.9)、(2.11)可知偶模阻抗 Z_{oe} 遠大於奇模阻抗 Z_{oo} ，所以利用垂直安裝平面基板來達到強耦合與達到高的偶模阻抗是相當好用的。

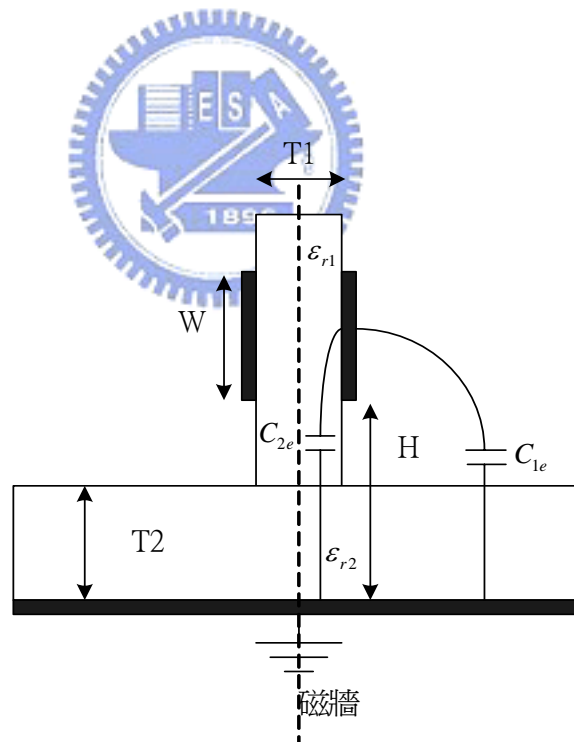
再來將敘述如何由物理結構來調整奇偶模阻抗大小，先分析奇模大小，如圖(2.13)



圖(2.13) 垂直安裝平面基板耦合器奇模物理結構參數，T1 為子板厚度，T2 為母板厚度，W 為耦合線的寬度，H 為耦合線對接地線的高度， ϵ_{r1} 為子板介電係數， ϵ_{r2} 為母板介電係數， C_{11o} 為奇模時對地電容， $2C_{12o}$ 為奇模時對中間電牆的電容

由先前所述可知圖(2.13)的 $2C_{12o} \gg C_{11o}$ ，所以準確有效地控制 $2C_{12o}$ 就可以改變奇模阻抗的值，最有效的方法是改變子板的耦合線寬度 W 參數或子板的厚度 $T1$ ，當 $T1$ 變大或 W 縮小時， $2C_{12o}$ 變小，奇模阻抗值變大；反之，若 $T1$ 變小或 W 變寬時， $2C_{12o}$ 變大，奇模阻抗值變小；由平板電容公式可知改變介電係數也可以改變奇模阻抗，因為奇模電場幾乎都落在子板當中，所以當 ϵ_{r1} 變大時，電容變大則奇模阻抗變小；當 ϵ_{r1} 變小時，電容變小則奇模阻抗變大，不過改變介電係數的大小會影響到奇模速度，所以比較會有奇偶模速度不同的問題存在，故最後調整奇模阻抗的有效方法還是以子板厚度 $T1$ 與耦合線寬度 W 為奇模阻抗的重要參數。

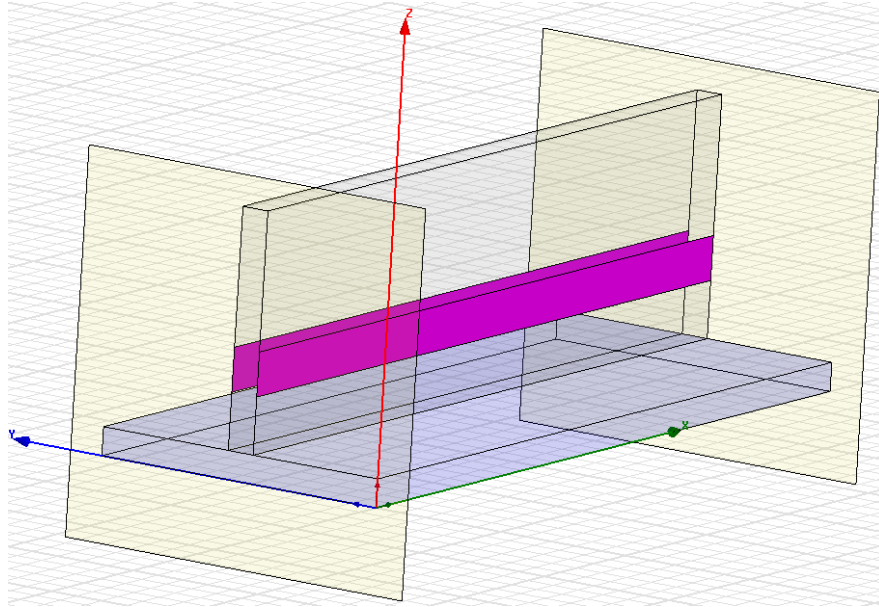
再來為偶模阻抗的分析，如圖(2.14)可知控制偶模組抗的因素為耦合線對地線的電容 C_{1e} 、 C_{2e} ，所以最直接要使偶模阻抗變大的方法將母板厚度 $T2$ 提高，或是縮小耦合



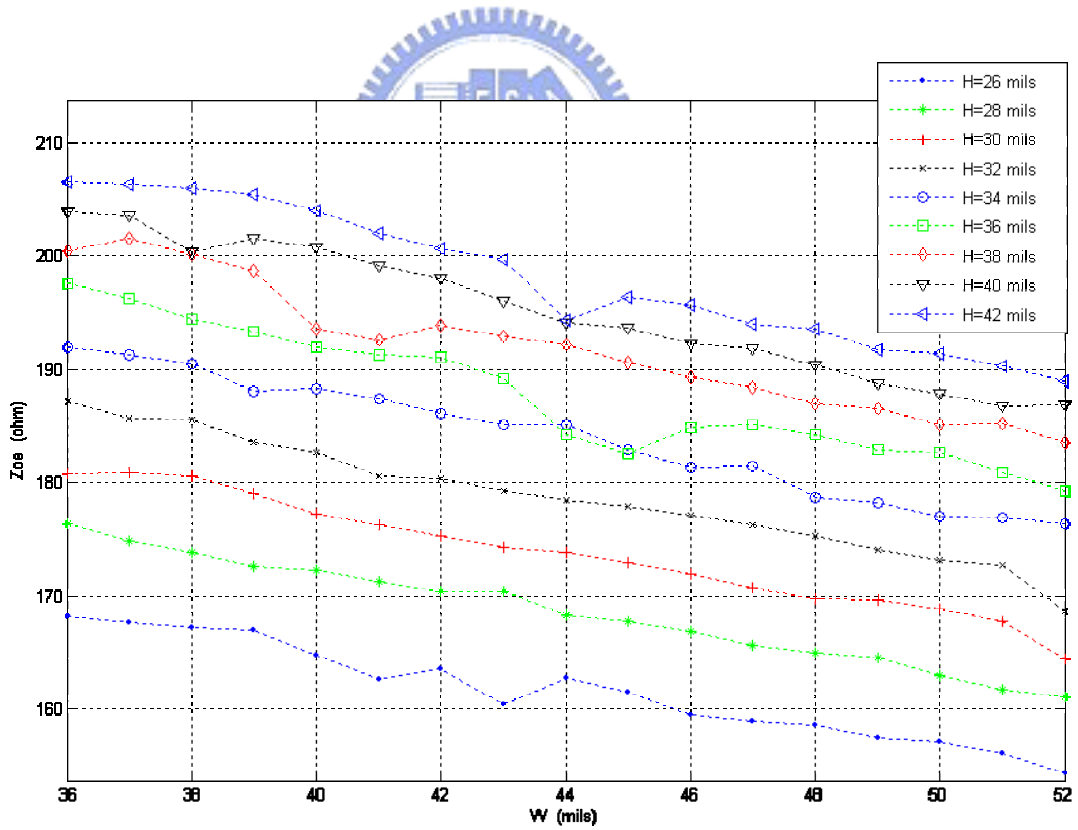
圖(2.14) 垂直安裝平面基板耦合器偶模物理結構參數， $T1$ 為子板厚度， $T2$ 為母板厚度， W 為耦合線的寬度， H 為耦合線對接地線的高度， ϵ_{r1} 為子板介電係數， ϵ_{r2} 為母板介電係數， C_{1e} 、 C_{2e} 為偶模時對接地線的電容

線寬度 W ，都可以使的接地電容 C_{1e} 、 C_{2e} 下降，造成偶模阻抗上升。然而在此還有一個重要參數能夠有效提高偶模阻抗為耦合線對接地線的高度 H ，當然 H 要至少要比母板厚度 T_2 大。這個方法因為可以使耦合線離接地線更遠，造成 C_{1e} 、 C_{2e} 的下降，可以增加偶模阻抗。另一種有效增加偶模阻抗則為挖空部份接地線的面積，這個部份在此就不再詳細提及，可以參考此文獻[19]，這種方式也會降低 C_{1e} 、 C_{2e} 的值，造成偶模阻抗上升，但是因為這樣的架構必須增加母板的雙面製程，增加電路製造的複雜度，故不建議使用，但如果需要得到很高的偶模阻抗，如到達 300Ω 以上此方法可以使用；而降低偶模阻抗的方法則是降低母板厚度 T_2 與增加耦合線寬度 W 。

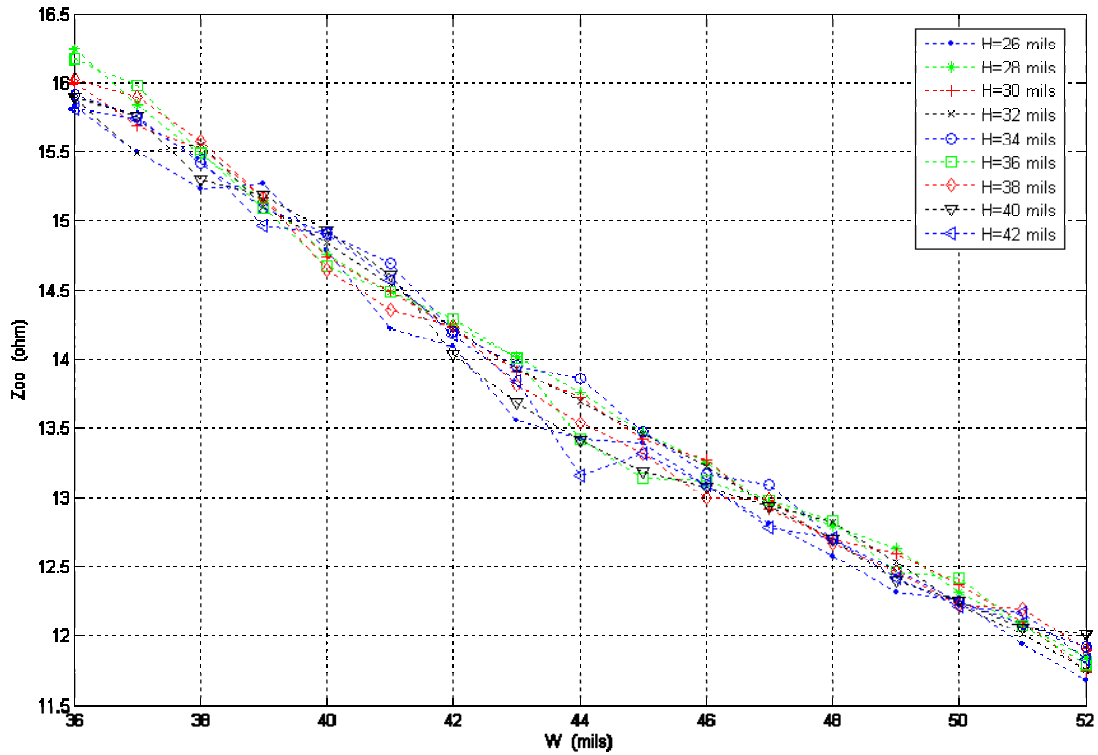
如果要利用場論的分式來解出奇偶模阻抗的精確值，必須要處理相當複雜的數學分析，而且必須針對不同的物理結構參數就得計算一次，所以在此選擇了利用 3D 電磁模擬軟體 Ansoft HFSS 來模擬計算並萃取出物理結構參數與奇偶模阻抗之間的變化曲線，這是一個快速且對設計上具有效率的方式。接下來將利用模擬軟體得到垂直安裝平面基板的奇偶模阻抗，如圖(2.15)是由 3D 電磁模擬軟體所畫出的垂直安裝平面基板結構圖，將軟體裡面設定物理結構參數，可對應圖(2.13)與圖(2.14)上所標示的物理結構參數，所要利用的參數來改變奇偶模阻抗值為耦合線對接地線的高度 H 、耦合線寬度 W 。此外分別模擬了兩種垂直安裝平面基板結構，其中一種為子板厚度 $T_1 = 20$ mils，另一種為子板厚度 $T_1 = 8$ mils；而母板厚度兩種都是 $T_2 = 20$ mils，所選取的板材為 Rogers RO4003，板子厚度為 20 mils 與 8 mils，子板厚度可以針對所要設計的奇偶模阻抗來作選擇，不過在此我們兩種子板厚度都有作模擬與萃取出奇偶模阻抗。圖(2.16)為使用子板厚度 $T_1 = 8$ mils、母板厚度 $T_2 = 20$ mils、介電係數 $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 3.38$ 的模擬奇偶模參數曲線圖，圖(2.16)(a)為不同耦合線對接地線高度的偶模阻抗與耦合線寬度對應曲線圖，可看出當耦合線高度 H 固定，其偶模阻抗隨耦合線寬度增加而減低，這是因為對地電容增加，若耦合線寬度固定，則偶模阻抗隨耦合線高度 H 增高而變大，這是因為對地電容減少；而奇模阻抗，如圖(2.16)(b)所示，當固定 H 時，奇模阻抗隨耦合線寬度 W 增加而減少，這也很合理，因為耦合線間的耦合電容變大，造成阻抗下降，若當 W 固定時，奇模阻抗隨



圖(2.15) 使用 3D 電磁模擬軟體畫出垂直安裝平面基板結構圖



(a)

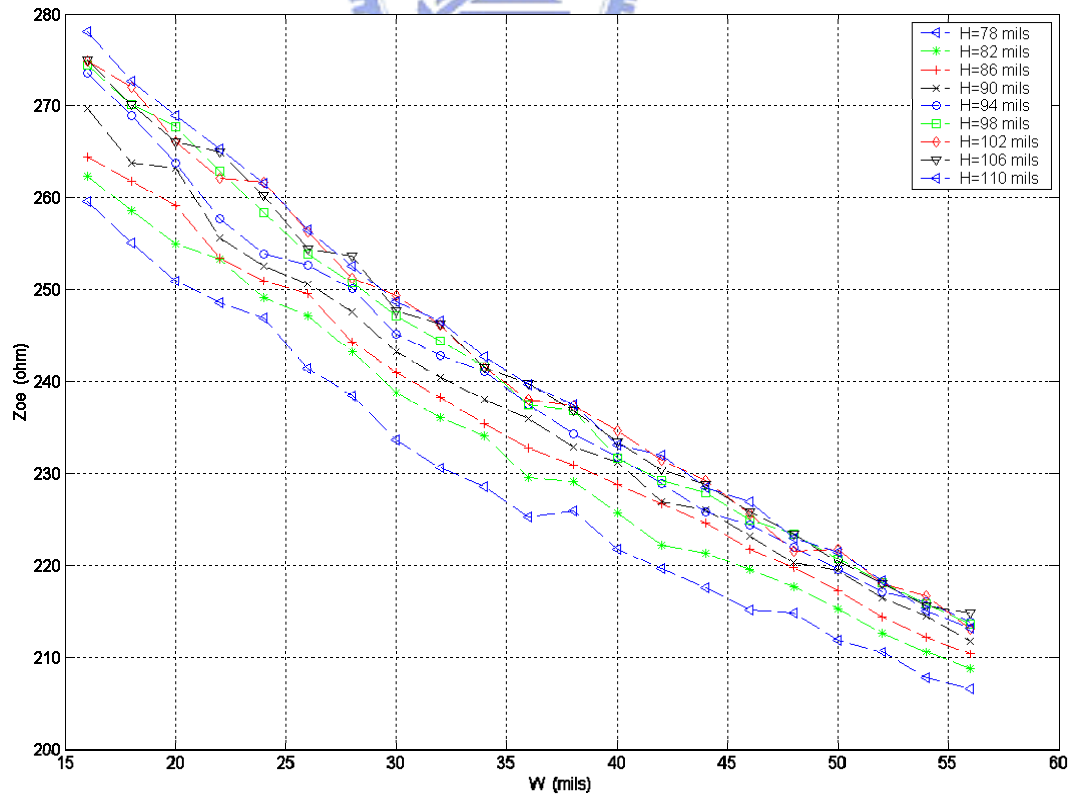
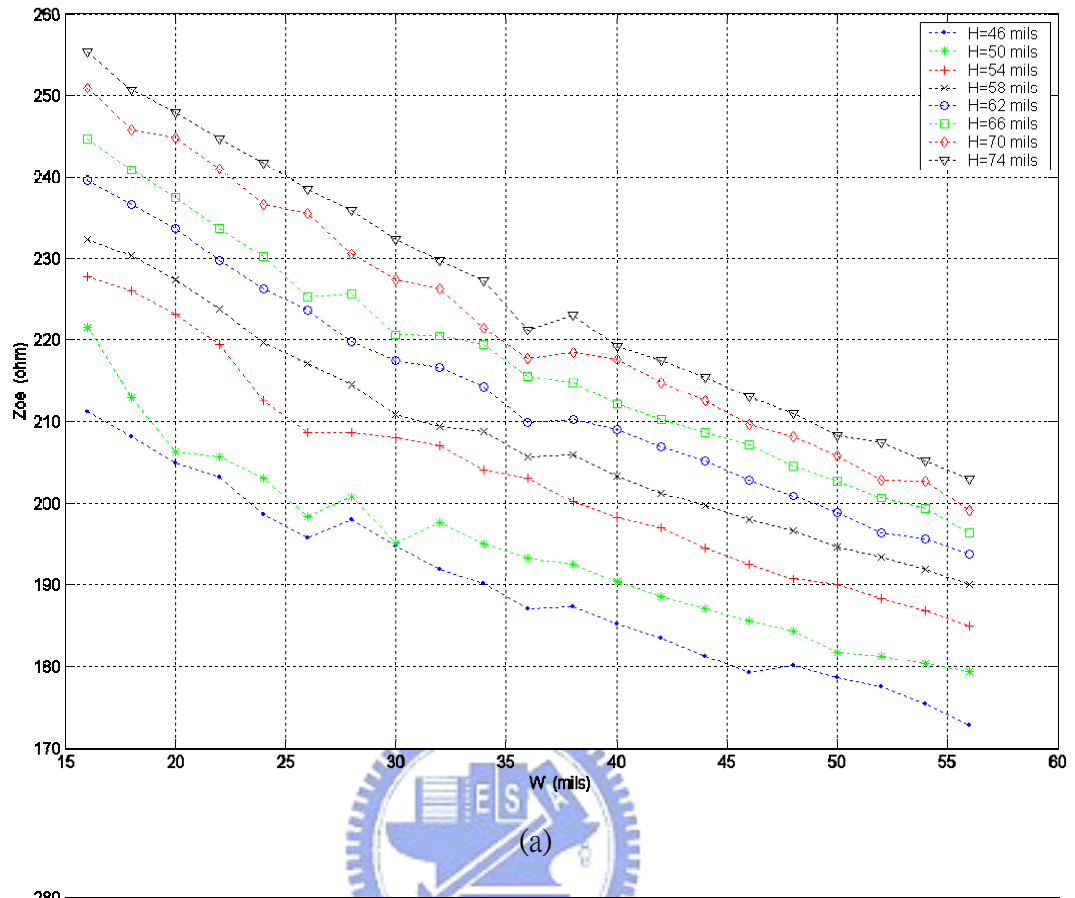


(b)

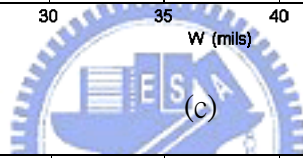
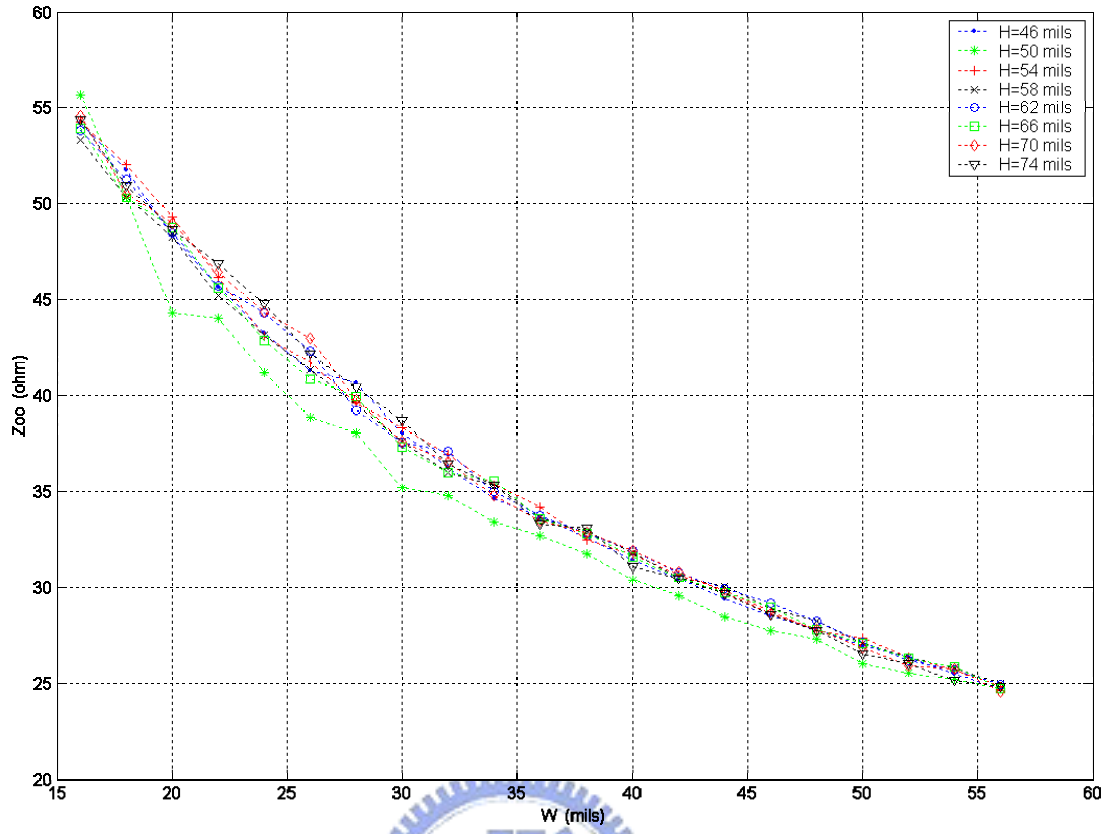
圖(2.16) 圖(2.15)結構下所模擬的參數圖(a)不同耦合線對接地線 H 的偶模特徵阻抗與耦合線寬度對應曲線(T1 = 8 mils 、 T2 = 20 mils 、 $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 3.38$) (b)不同耦合線對接地線 H 的奇模特徵阻抗與耦合線寬度對應曲線(T1 = 8 mils 、 T2 = 20 mils 、 $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 3.38$)

著高度 H 的增加而很微量增加，這是因為奇模操作時，大部分的電場都在子板耦合線中，故 H 的變化較不影響奇模阻抗。此耦合線長度定義在中心頻為 3 GHz，雖然奇偶模阻抗也會隨著頻率的不同而變化，但變化量是很微小的，不過在此還是調整耦合長度到中心頻為 3 GHz。圖(2.17)為子板厚度 T1 = 20 mils、母板厚度 T2 = 20 mils、介電係數 $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 3.38$ 、耦合中心頻 3 GHz 的模擬奇偶模參數曲線圖，可以看出奇偶模阻抗的變化大致與圖(2.16)一樣，不過使用不同的子板厚度會達到不同的奇偶模阻抗範圍，所以可以根據所要的奇偶模阻抗值再去選取要使用哪種子板厚度。建立了奇偶模物理結構參數的對應曲線後，就可以針對所要的強耦合量所需要的奇偶模阻抗來做設計初始化，之

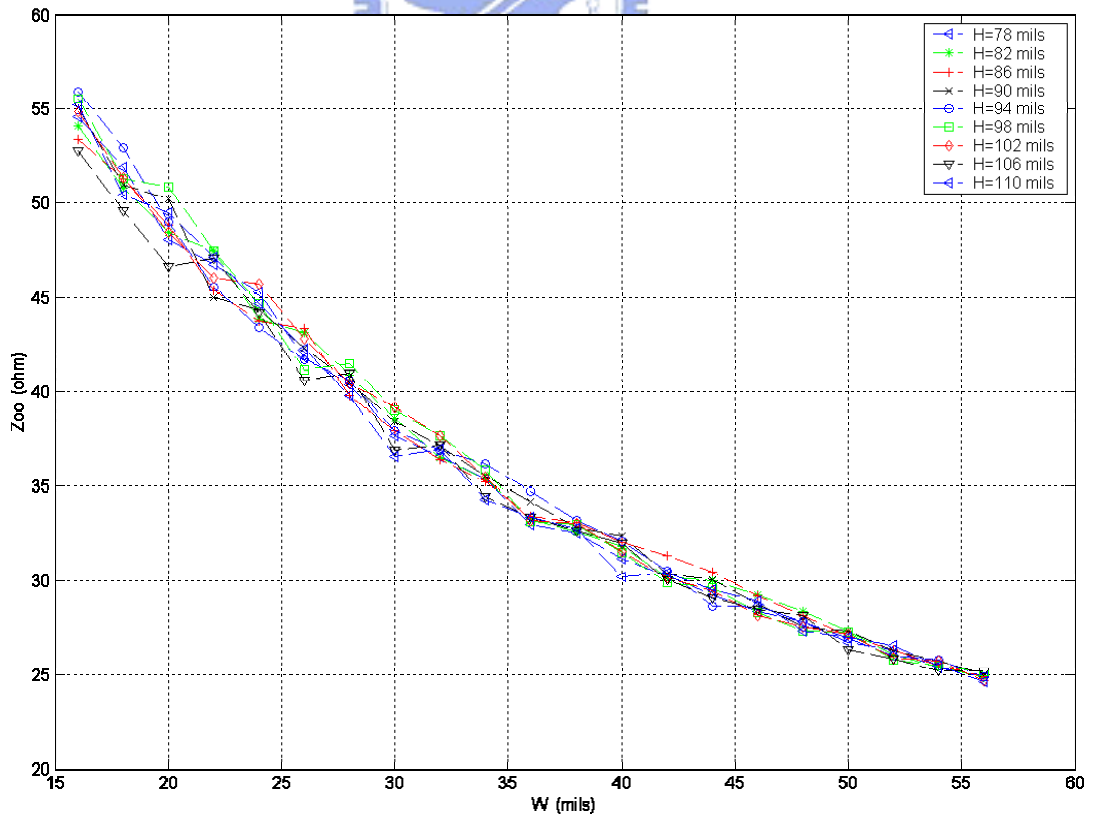
後就可以作為設計準則，快速微調到想要的規格，而不需花太多時間。



(b)



(c)



(d)

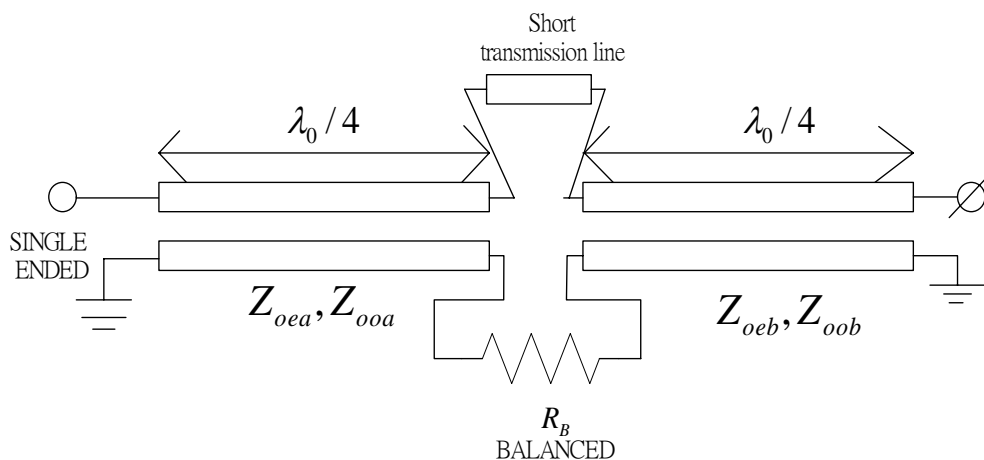
圖(2.17) 圖(2.15)結構下所模擬的參數圖(a)(b)不同耦合線對接地線 H 的偶模特徵阻抗與耦合線寬度對應曲線 ($T1 = 20 \text{ mils}$ 、 $T2 = 20 \text{ mils}$ 、 $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 3.38$) (c)(d)不同耦合線對接地線 H 的奇模特徵阻抗與耦合線寬度對應曲線($T1 = 20 \text{ mils}$ 、 $T2 = 20 \text{ mils}$ 、 $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 3.38$)

2.3 馬相巴倫的補償、模擬、實做

在馬相巴倫架構中，如圖(2.2)，兩個構成巴倫的耦合器是設計的重點。在訂出巴倫的中心頻、頻寬之後，最重要的就是如何設計好耦合器，但往往分別單獨設計好耦合器的耦合量或所需要的奇偶模組抗以及中心頻，之後將兩耦合器串接並配置成圖(2.3)，所得到的馬相巴倫其輸出平衡埠的相位與大小平衡在所設計要的頻寬下是不符合預期的，甚至中心頻偏移、頻寬縮減。輸出埠不平衡的原因主要在於奇偶模相位速度的不同，就算所設計耦合器的奇偶模態有達到想要的耦合量或是奇偶模阻抗。要解決這輸出埠不平衡的問題有很多方法，其中有兩耦合器串接後的四個終端加上電容器來等效改善奇偶模速度的不同，但這需要太多的電容器去補償，因此本設計採用了在文獻上[6]提出了一簡單又有效的方法來補償馬相巴倫的輸出埠大小與相位不平衡。藉由在兩耦合器間連接一條短的傳輸線來補償，此短傳輸線可以調整巴倫中心頻率以及輸出的大小與相位平衡。圖(2.18)利用一短傳輸線連接兩耦合器，其功能可以補償馬相巴倫的中心頻與輸出大小、相位的平衡。

接下來開始設計並實做馬相巴倫。本章所要設計的馬相巴倫規格為中心頻 $f_o = 3 \text{ GHz}$ 、頻寬 $BW = 100 \%$ 。對應圖(2.3)此巴倫輸入埠的參考阻抗 $Z_s = 50\Omega$ 、兩輸出埠的負載 $Z_L = 50\Omega$ ，所以 $Z_s = Z_L$ 為 1 : 2 巴倫。對應圖(2.7)(c)得知 $Z_s = Z_L = 50\Omega$ 的曲線要得

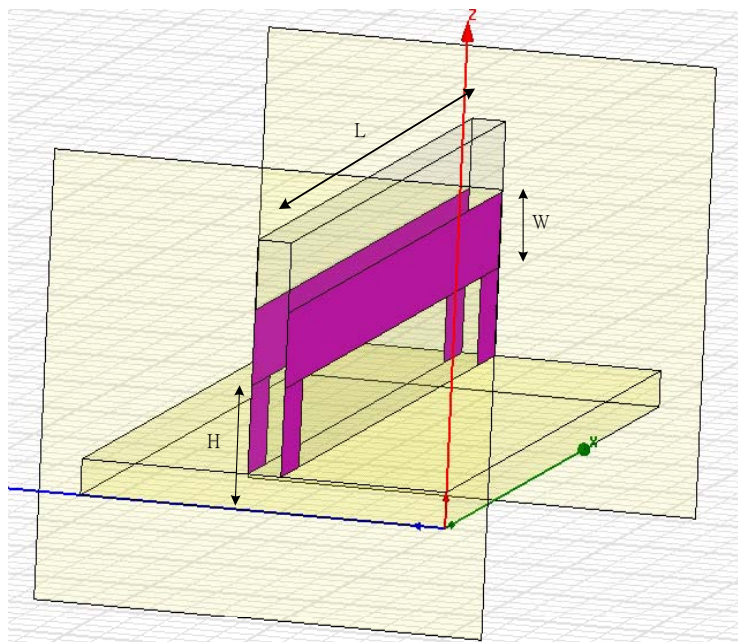
到頻寬 100%，大約對應到的奇模阻抗 $Z_{oo} = 31\Omega$ ，再把奇模阻抗的值對應到圖(2.7)(a)可以得到偶模阻抗 $Z_{oe} = 216\Omega$ 。



圖(2.18) 馬相巴倫的補償

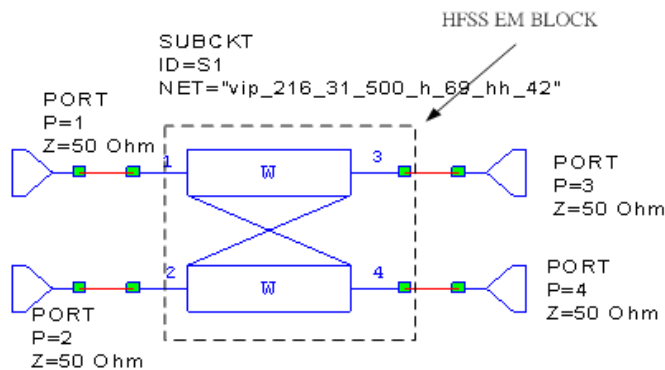
得到了奇偶模阻抗值後，就可以著手模擬耦合器，因為偶模阻抗很高，所以使用垂直安裝平面基板架構來實現此耦合器。根據奇偶模阻抗值，選取了子板厚度為 20 mils、母板厚度 20 mils、介電係數都是 3.38 來設計，對應圖(2.17)(a)與圖(2.17)(c)可知要得到偶模阻抗 $Z_{oe} = 216\Omega$ 、奇模阻抗 $Z_{oo} = 31\Omega$ 的垂直安裝平面基板物理結構，對應圖(2.13)可得到耦合線寬度 $W = 42$ mils、耦合線對接地線高度 $H = 70$ mils，將得到的物理結構參數畫出並在 3D 電磁模擬軟體 Ansoft HFSS 中模擬，再經由微調得到修正耦合線對接地線高度 $H = 69$ mils。有一點很重要的是耦合器中心頻的調整，此設計要選擇中心頻為 3GHz，所以耦合器的物理實際長度必須調整好。而在圖(2.15)的垂直安裝平面基板結構中，耦合線並未連接到母板的上層，故需把子板上的耦合線四端延伸到母板上層，以便之後要與輸入埠、輸出埠、中間補償傳輸線以及巴倫設計所要打貫穿孔到母板的接地線，如圖(2.19)所示。經過耦合器中心頻的調整，最後可以得到垂直安裝平面基板耦合器的模擬波形，如圖(2.20)(a)(b)，可從耦合器之耦合埠波形得到大約中心頻在 3GHz，寬頻緊耦合量的耦合器在定義中中心頻就有其困難性，在此有三種方法來得知中心頻：利用耦合量波形左右定義相同耦合量(例如-6dB)所對應的兩個頻率給於平均即為中心頻；或利用耦合量波

形的耦合最大的頻率點為中心頻；或是利用穿透埠，如圖(2.20)之 S_{31} 看其中心頻是否相位走了 90 度。而本章是採用第一種的方式來取其中心頻。

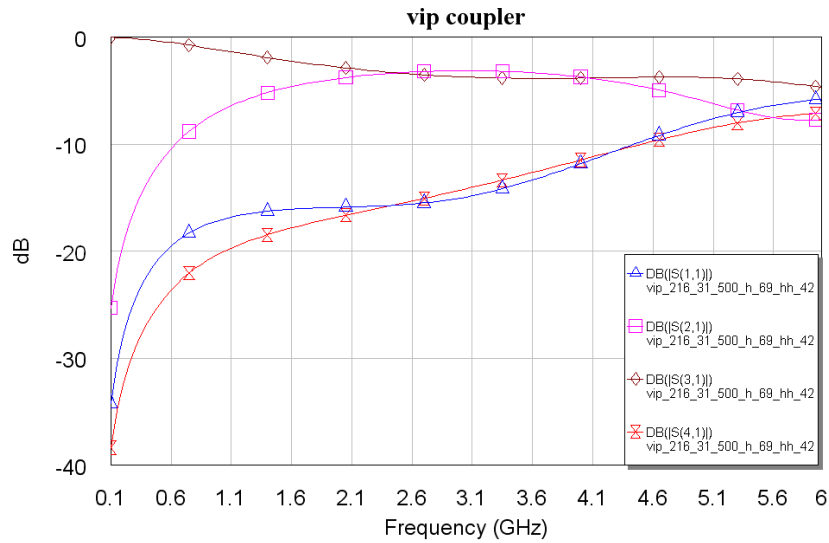


圖(2.19) 垂直安裝平面基板耦合線的衍生

接下來就把電磁模擬軟體所得到的垂直安裝平面基板散射參數取出，並放入 MWO，再把電路接成所要的馬相巴倫電路圖，如圖(2.21)，圖中 via_test_20mils 是從模擬軟體 ADS 中取出 Via 打洞接地的散射參數放入模擬打洞接地的效應，而 Block 2、Block 4 為 HFSS 萃取出垂直安裝平面基板耦合器，Block 3、Block 5 由 MWO 內建微帶線、開路效應。



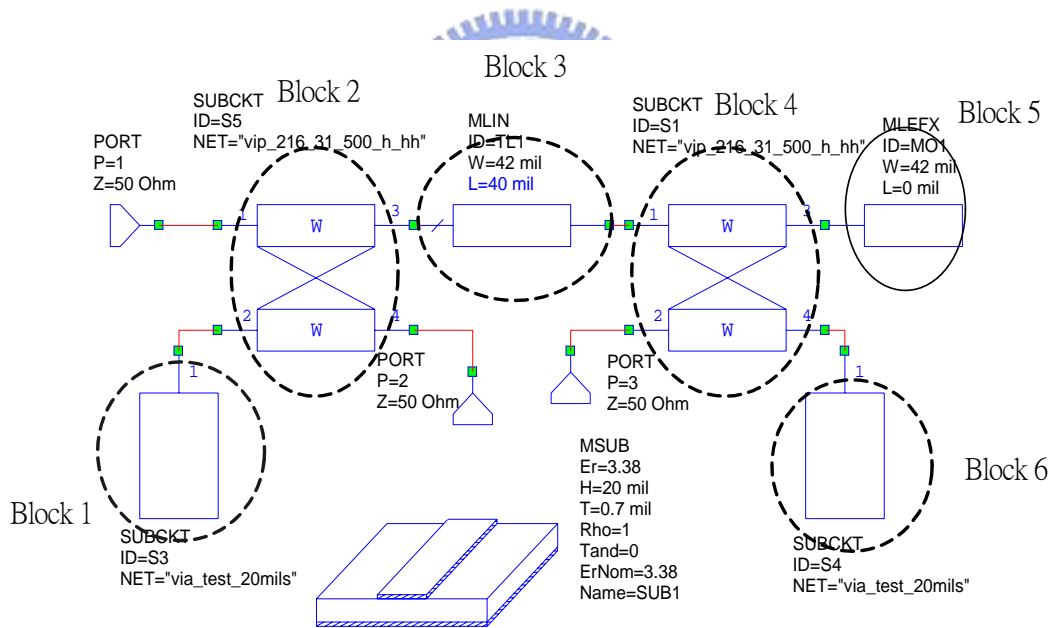
(a)



(b)

圖(2.20) (a) 萃取圖(2.19)之電路以 MWO 來模擬散射參數

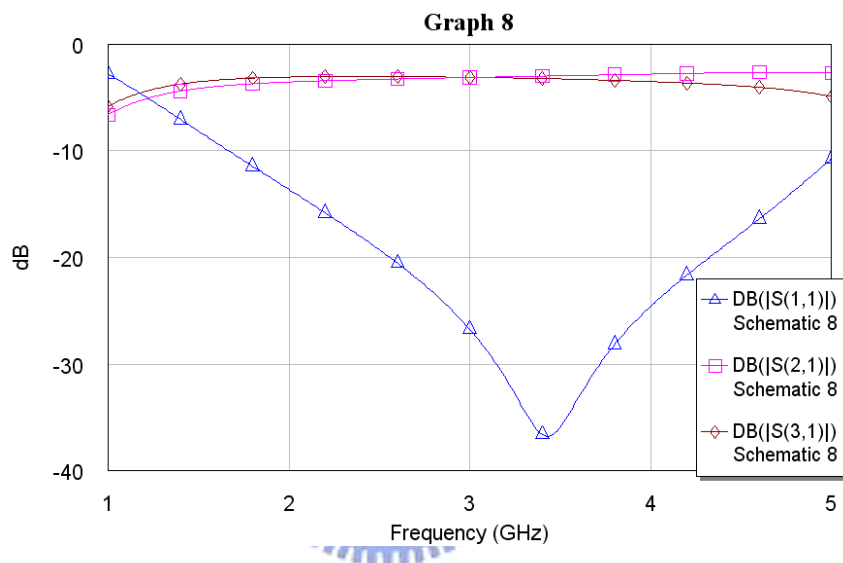
(b) (a)的散射參數波形圖



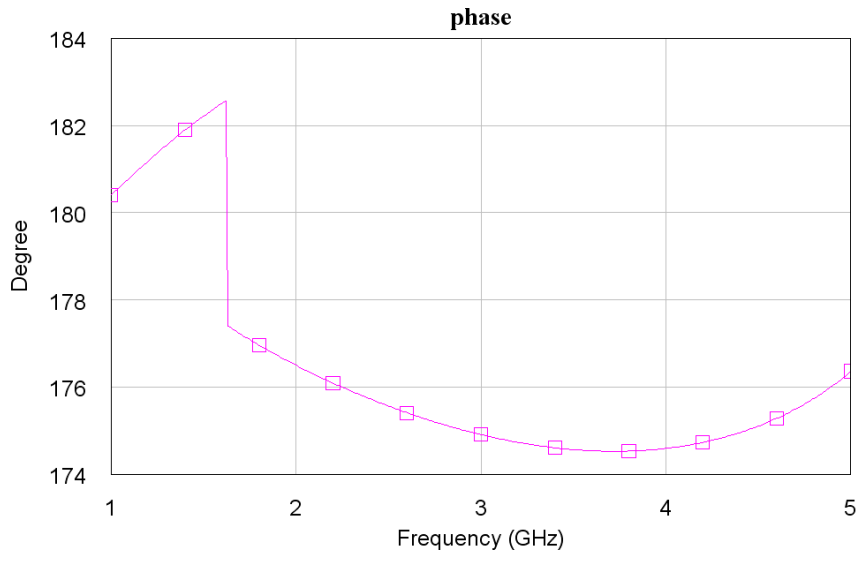
圖(2.21) 整體電路模擬馬相巴倫。圖中 via_test_20mils

是從模擬軟體 ADS 中取出 Via 打洞接地的散射參數放入模擬打洞接地的效應，而 Block 2、Block 4 為 HFSS 萃取出垂直安裝平面基板耦合器，Block 3、Block 5 由 MWO 內建微帶線、開路效應

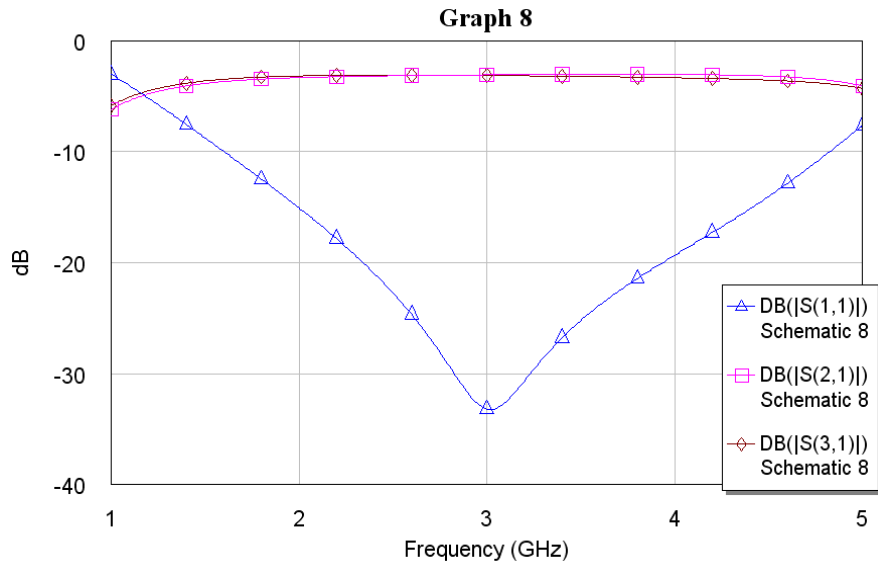
圖(2.22)為圖(2.21)MWO 模擬軟體所得到的巴倫輸入反射損耗、平衡埠的輸出穿透損耗，圖(2.22)(a)(b)是沒有加入具有補償輸出大小與相位平衡的傳輸線，可看出其中心頻偏移到高頻，而且輸出大小在 4GHz 以上就慢慢岔開造成大小的不平衡，而相位響應雖然有在容許的角度範圍內，但似乎無法在 180 度左右；反之，當加入具有補償作用的傳輸線後，由圖(2.22)(c)(d)可以得到想要設計的中心頻可以調整回來，且輸出埠相位與大小平衡都可以有效的改善，這給巴倫多了一個設計的自由度，來調整巴倫的效能。



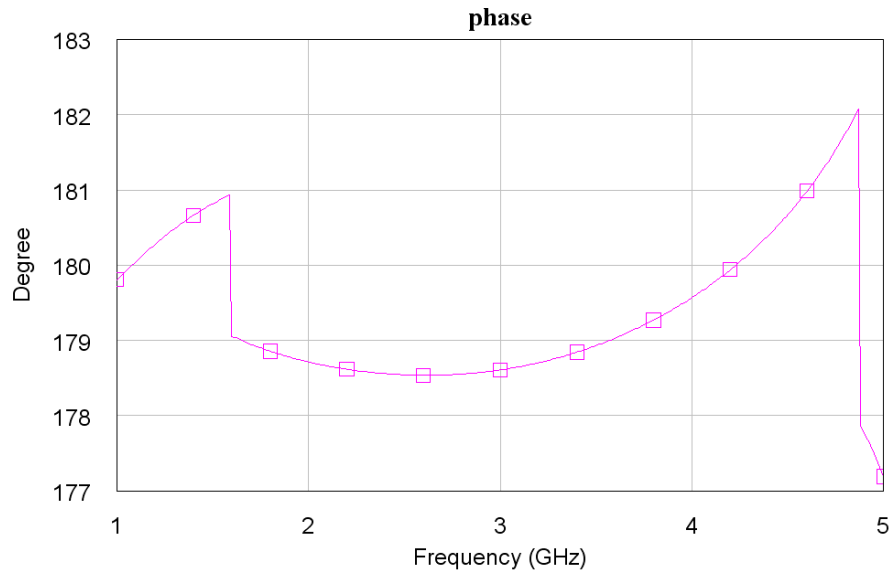
(a)



(b)



(c)



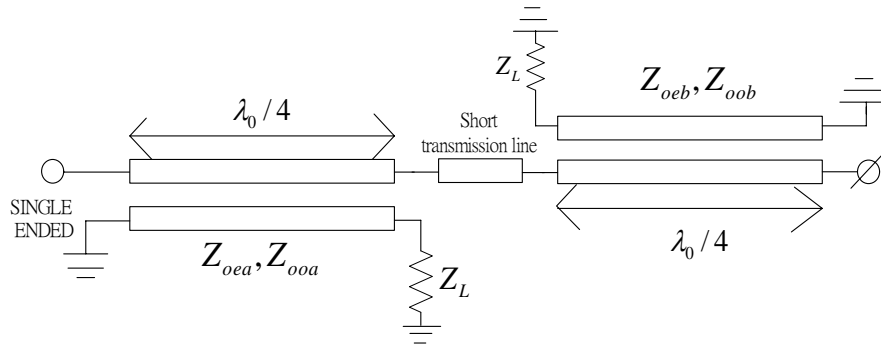
(d)

圖(2.22) 圖(2.21)電路模擬波形圖 (a)(b)未加入補償的傳輸線

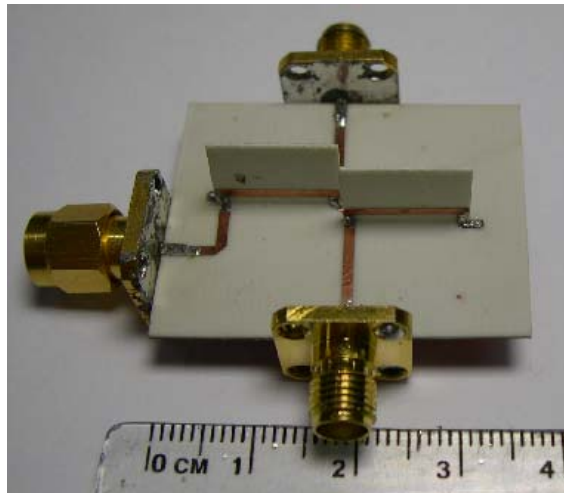
(c)(d) 加入補償的傳輸線

而為了實做上的方便以及避免兩輸出埠所拉出的 50Ω 傳輸線彼此距離太近來產生耦合，所以重新規劃了巴倫電路的配置，如圖(2.24)。圖(2.23)為巴倫電路的實作圖。圖(2.24)(a)到(c)顯示大小輸出響應和相位平衡響應的模擬與量測響應圖。由圖可知其量測的輸入反射係數 S_{11} 在頻寬 1.5GHz 到 4.6GHz 都還有在 -10dB 以下。在此頻寬下其兩輸出功率與相位差都還有在 1dB 與 $180^\circ \pm 10^\circ$ 以內，大約是 100%的頻寬。量測的輸出大小平

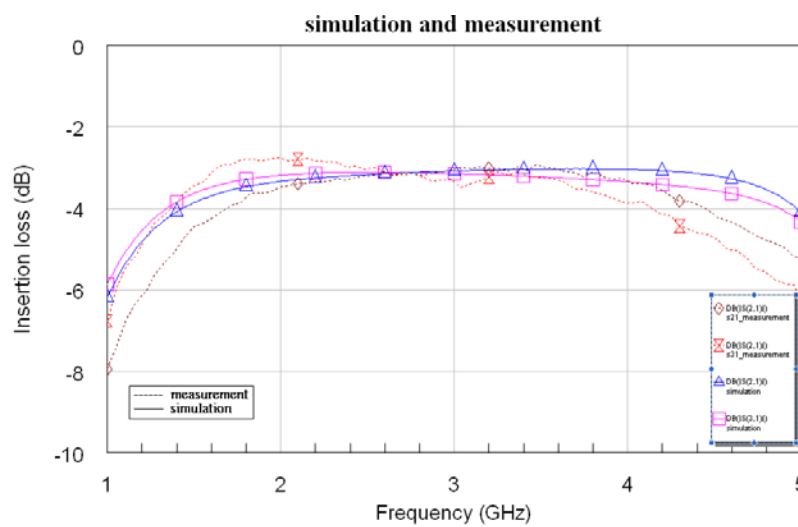
平衡會跟模擬有點不同是因為垂直安裝平面基板的耦合線對位些許誤差，而輸入反射損耗在操作頻寬高頻部份提早上升則是因為一些雜散效應例如貫穿孔、開路以及不連續界面效應。不過此實做的馬相巴倫基本上都有符合當初所要設計的規格。



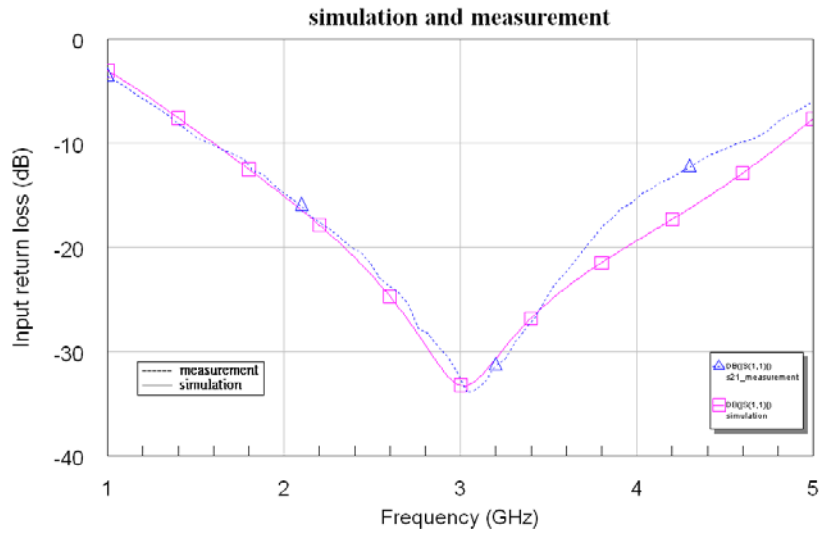
圖(2.24) 巴倫電路的另一種配置



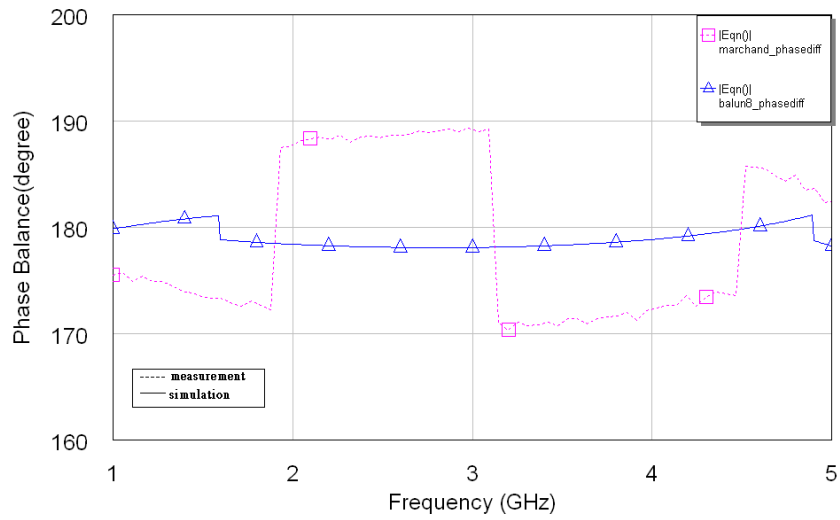
圖(2.23) 馬相巴倫電路實作圖



(a)



(b)



(c)

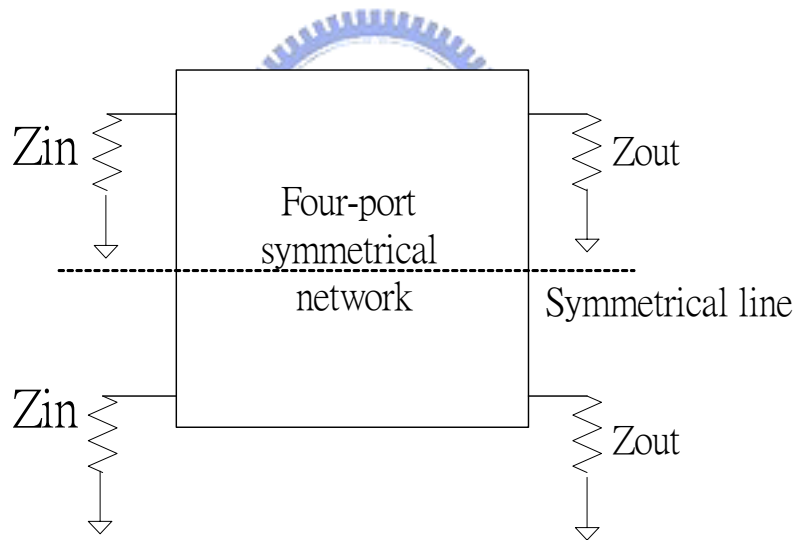
圖(2.24) 本論文所提出馬相巴倫的散射參數(a)輸入
 穿透損耗響應(b)輸入返回損耗響應(c)相位響應

第三章 多節式阻抗轉換耦合線巴倫

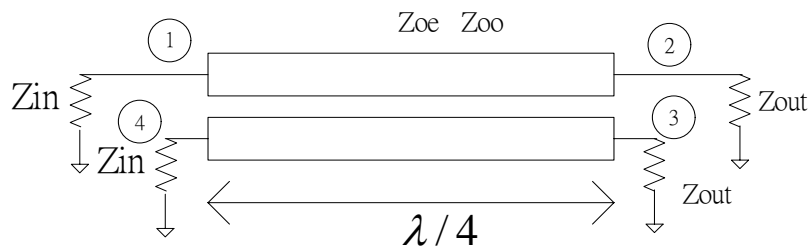
在微波積體電路與被動元件設計中，耦合傳輸線電路早已是非常重要的部份。很多巴倫的架構是由傳輸線或耦合線構成。在巴倫的設計中其實最簡單的為半波長傳輸線，但為窄頻；然而文獻上有使用四分之一波長傳輸線連接成多節式半波長傳輸線來改善頻寬[17]。很多三埠的巴倫是由其中一埠接為任意阻抗的對稱型四埠網路所組成。這些對稱型四埠網路就如同第二章所介紹的馬相巴倫，還有其所提到的一些設計分析的方程式[14]。以耦合線電路設計的巴倫可以被歸類為四分之一波長耦合線巴倫[1]和馬相耦合線巴倫[11,18]。以四分之一波長耦合線巴倫需要有非常高的偶模阻抗來克制偶模訊號的激發或轉成奇模訊號並讓奇模訊號輸出。如之前所設計的馬相巴倫可以知道高的偶模組抗可以得到較寬頻的特徵，因此其耦合線設計在緊耦合量的耦合結構。本章節中是以四分之一波長耦合長度為出發點，導出所想要設計的巴倫；由導出對稱型四埠網路的偶模與奇模組抗來合成進而得到想要的巴倫。理想上如果可以達到無限大的耦合阻抗，那可以得到非常理想的巴倫，但實際上這是不可能的；所以在此會以數學式敘述如何用多節式耦合線電路來等效實現非常高的偶模組抗[19]，來達到巴倫所注重的輸出大小與相位平衡，也會以理想的四分之一波長的耦合線電路來模擬偶模與奇模阻抗對頻寬的曲線對應圖以便大概得知需設計多少的參數來得到想要的頻寬，並會提到一些不同的電路也可以用來合成所導出的數學式子。在此我們會以垂直安裝基版的結構來實現高的耦合阻抗與設計想要的奇模阻抗，並會介紹如何設計各節的偶模奇模阻抗值以及如何串接起來、如何在電磁模擬軟體串接全部多節式的電路。此多節式阻抗轉換巴倫還有一重要的特徵為可以實現柴比雪夫響應(Chebyshev response)驗證設計的理論。

3.1 理論分析與推導

三埠的巴倫是實現推挽放大器、雙平衡混波器、頻率倍成器的重要電路元件。很多三埠的巴倫是由對稱型四埠網路構成，如圖(3.1)，將其中一埠終端接任意一負載，使其四埠變成三埠網路，來達到具有巴倫的功能。在分析由四埠網路變成三埠網路的巴倫之前，要先針對對稱型四埠網路來作分析。既然為對稱型，所以可以用奇偶模激發來分析其奇偶模等效電路。不過本章的重點在於耦合線電路設計巴倫，所以將圖(3.1)的四埠網路以圖(3.2)對稱型四分之一波長耦合線四埠網路來作奇偶模分析，耦合線參數為偶模阻抗 Z_{oe} 、奇模阻抗 Z_{oo} 、在中心頻時耦合長度為四分之一波長，而埠 1 與埠 4 參考阻抗為 Z_{in} 、埠 2 與埠 3 參考阻抗為 Z_{out} 。此耦合線電路以奇偶模激發，可得到奇偶模等效電路

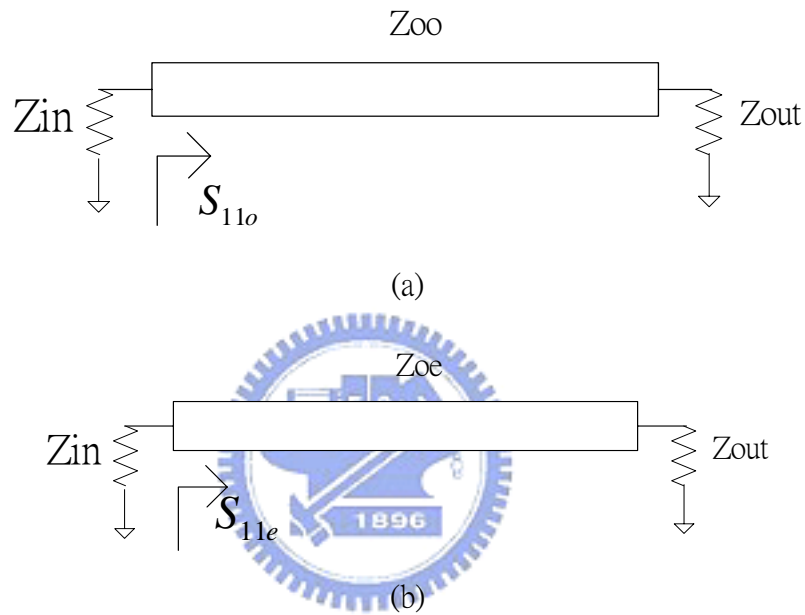


圖(3.1)



圖(3.2) 對稱型四分之一波長耦合線四埠網路

，如圖(3.3)(a)為奇模等效電路(b)偶模等效電路，針對奇偶模電路定義由參考阻抗 Z_{in} 往傳輸耦合線電路看過去為 S_{11o} 與 S_{11e} ，經過奇偶模電路的推導與分析可以得到整體四分之一波長耦合線四埠網路的散射矩陣為(3.1)。由於是對稱型網路，所以只要得到其中幾項的散射參數，其餘皆為對稱而相等。在此稍微提到可以利用(3.1)來設計兩種不同的指向性耦合器(directional couplers)。當 $S_{11e} = S_{11o} = S_{22e} = S_{22o} = 0$ ，可得到 $S_{11} = S_{22} = S_{41} = S_{14} = S_{23} = S_{32} = 0$ ，稱之為前進波(forward-ave)方向耦合器；當 $S_{11e} = -S_{11o}$ 、 $S_{22e} = -S_{22o}$



圖(3.3) 計算圖(3.2)結構(a)奇模(b)偶模等效電路的散射參數矩陣

$$\begin{aligned}
 S_{11} &= \frac{S_{11e} + S_{11o}}{2} & S_{23} &= \frac{S_{22e} - S_{22o}}{2} & S_{42} &= S_{31}, S_{44} = S_{11} \\
 S_{21} &= \frac{S_{21e} + S_{21o}}{2} & S_{22} &= \frac{S_{22e} + S_{22o}}{2} & S_{43} &= S_{21}, S_{32} = S_{23} \\
 S_{31} &= \frac{S_{21e} - S_{21o}}{2} & S_{12} &= S_{21}, S_{14} = S_{41} & S_{34} &= S_{21}, S_{33} = S_{22} \\
 S_{41} &= \frac{S_{11e} - S_{11o}}{2} & S_{13} &= S_{31}, S_{24} = S_{31} & & \\
 \end{aligned}
 \tag{3.1}$$

時， $S_{41} \neq 0$ 、 $S_{32} \neq 0$ ，而當要操作為指向性耦合器時必須確保 $S_{31} = 0$ ，所以必須滿足 $S_{21e} = S_{21o}$ ，此耦合器稱為反向波(backward-wave)指向性耦合器。

由方程式(3.1)已經得知對稱型四分之一耦合波長的四埠網路散射參數，而把四埠網路任意一埠開路或短路可以得到三埠網路，此三埠網路只要設計恰當，可以得到巴倫的操作。圖(3.4)定義了由埠 4 看過去的反射係數為 Γ_{L4} ，由埠 4 往耦合線看過去的阻抗為 Z_{o4} ，則反射係數 Γ_{L4} 與 Z_{in} 、 Z_{o4} 之間的關係式為(3.2)，其中若埠 4 開路， $Z_{in} = \infty$ ，往埠 4 的訊號完全反射，同理若埠 4 短路， $Z_{in} = 0$ ，往埠 4 的訊號完全反射且相位反轉，如(3.3)。



圖(3.4) 由四埠網路縮減為三埠網路示意圖

$$\Gamma_{L4} = \frac{Z_{in} - Z_{o4}}{Z_{in} + Z_{o4}} \quad (3.2)$$

$$\Gamma_{L4} = \frac{Z_{in} - Z_{o4}}{Z_{in} + Z_{o4}} = \pm 1, \quad Z_{in} = \infty \text{ or } 0 \quad (3.3)$$

在微波網路理論中，一任意埠網路的散射參數是定義在所有的埠終端都接上匹配的負載，當連接在一系統中，網路的埠通常終端匹配，所以散射矩陣中的元素在介於不同埠之間是直接對應到在每一埠和耦合量的反射係數；然而，當其中有一埠並未終端匹配，則這埠會產生額外的反射並影響到其他埠，所以原來的散射矩陣必須改變，詳細的數學推導可參考[1]。圖(3.4)因為埠 4 開路或短路，致使原來四埠網路變為三埠網路，只

剩下埠 1、2、3。定義縮減為三埠網路的散射矩陣為 $[S']_{3 \times 3}$ ，其與原來四埠網路散射參數以及 Γ_{L4} 之間的關係為

$$[S']_{3 \times 3} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} S_{14} \\ S_{24} \\ S_{34} \end{bmatrix} (1 - S_{44} \Gamma_{L4})^{-1} \Gamma_{L4} [S_{14} \quad S_{24} \quad S_{34}] \quad (3.4)$$

則縮減後的三埠散射參數可以表示為

$$\begin{aligned} S'_{11} &= S_{11} + \frac{\Gamma_{L4} S_{14}^2}{1 - S_{44} \Gamma_{L4}}, & S'_{21} &= S_{12} + \frac{\Gamma_{L4} S_{24} S_{14}}{1 - S_{44} \Gamma_{L4}}, & S'_{31} &= S_{13} + \frac{\Gamma_{L4} S_{34} S_{14}}{1 - S_{44} \Gamma_{L4}} \\ S'_{12} &= S_{12} + \frac{\Gamma_{L4} S_{24} S_{14}}{1 - S_{44} \Gamma_{L4}}, & S'_{22} &= S_{22} + \frac{\Gamma_{L4} S_{24}^2}{1 - S_{44} \Gamma_{L4}}, & S'_{32} &= S_{23} + \frac{\Gamma_{L4} S_{34} S_{24}}{1 - S_{44} \Gamma_{L4}} \\ S'_{13} &= S_{13} + \frac{\Gamma_{L4} S_{14} S_{34}}{1 - S_{44} \Gamma_{L4}}, & S'_{23} &= S_{23} + \frac{\Gamma_{L4} S_{34} S_{24}}{1 - S_{44} \Gamma_{L4}}, & S'_{33} &= S_{33} + \frac{\Gamma_{L4} S_{34}^2}{1 - S_{44} \Gamma_{L4}} \end{aligned} \quad (3.5)$$

根據(3.1)、(3.3)、(3.5)得到縮減為三埠網路的散射參數其實還是與原來對稱型四分之一耦合波長四埠網路的奇偶模反射係數相關，因為 Γ_{L4} 有開路與短路兩種情況，所以下會探討兩種情況下，若要達到巴倫的設計，則(3.5)必須滿足(3.6)，可導出奇偶模反射係數的值。以下探討開路與短路兩種情況之下，奇偶模反射係數要多少才能達到巴倫的功能。

$$\begin{aligned} S'_{11} &= 0 \\ S'_{21} &= -S'_{31} \end{aligned} \quad (3.6)$$

情況一：埠 4 開路，將(3.1)、 $\Gamma_{L4} = 1$ 、(3.5)代入(3.6)，解出方程式可得(3.7)、(3.8)，再解出兩聯立方程式，得到奇偶模反射係數(3.9)。

$$2S_{11e}S_{11o} = S_{11e} + S_{11o} \quad (3.7)$$

$$S_{21e}(1 - S_{21o}) = 0 \quad (3.8)$$

$$\Rightarrow S_{11e} = -1, S_{11o} = \frac{1}{3} \quad (3.9)$$

情況二：埠 4 短路， $\Gamma_{L4} = -1$ ，同理可得(3.10)。

$$S_{11e} = 1, S_{11o} = -\frac{1}{3} \quad (3.10)$$

現在已得到開路與短路兩種情況所導出的奇偶模輸入反射係數(3.9)、(3.10)，由圖(3.4)可知此三埠網路由耦合線組成，因此要把得到的反射係數對應到所要設計耦合線奇偶模阻抗值，這可以很容易的導出開路時為(3.11)、短路為(3.12)。這兩個方程式說明了實現耦合線巴倫的困難，爲了要去得到開路或短路的偶模阻抗，必須要有很低或很高的偶模阻抗，沒有足夠低或足夠高的偶模阻抗會造成巴倫輸出平衡度的下降，這在(3.13)即可看出[1]。方程式(3.13)說明了若要在中心頻相位平衡，則短路時偶模阻抗必須大於奇模阻抗、開路時偶模阻抗則要小於奇模阻抗。回到(3.11)、(3.12)，我們將利用串接多節式耦合四分之一波長耦合線電路來等效增加或降低偶模阻抗。圖(3.5)爲單節、兩節與三節偶模阻抗傳輸線，假設偶模長度都在四分之一波長，即電氣長度爲 90 度，並且各節分別對應的 ABCD 矩陣。

開路情況：

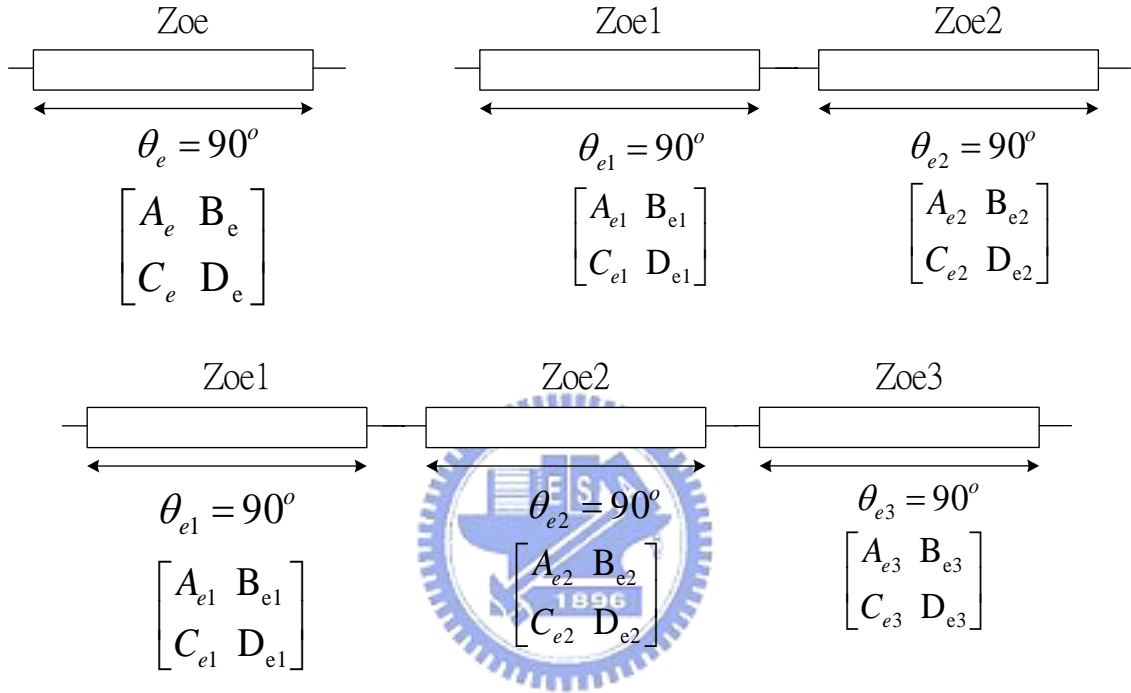
$$\begin{aligned} Z_{oe} &= 0 \\ Z_{oo} &= \sqrt{2Z_{in}Z_{out}} \end{aligned} \quad (3.11)$$

短路情況：

$$\begin{aligned} Z_{oe} &= \infty \\ Z_{oo} &= \sqrt{\frac{Z_{in}Z_{out}}{2}} \end{aligned} \quad (3.12)$$

$$\frac{S_{31}}{S_{21}} = -\frac{Z_{oe} - Z_{oo}}{Z_{oe} + Z_{oo}} \quad (\text{短路})$$

$$\frac{S_{31}}{S_{21}} = \frac{Z_{oe} - Z_{oo}}{Z_{oe} + Z_{oo}} \quad (\text{開路}) \quad (3.13)$$



圖(3.5) 單節、兩節、三節偶模阻抗傳輸線 ABCD 矩陣

由 ABCD 矩陣的特性可以導出單節、兩節與三節最後的 ABCD 矩陣，如(3.14)；同理也可以導出奇模多節串接後的 ABCD 矩陣。由此可知多節式的耦合線電路分解成奇偶模等效電路來分析，假設其奇偶模電氣長度為 90 度，多節式耦合線可等效成單節耦合線電路，其等效奇偶模阻抗為方程式(3.15)、(3.16)。因此可以藉由串接多節的耦合線電路並適當調整各節耦合線的偶模阻抗來達到等效增加整體的偶模阻抗，為了達到很高的偶模阻抗， Z_{oe1}, Z_{oe3}, \dots ，要設計很高，而 Z_{oe2}, Z_{oe4}, \dots 要設計在低阻抗，如此才會達到等效增加偶模阻抗。同理要達到等效降低偶模阻抗， Z_{oe1}, Z_{oe3}, \dots ，要低，而 Z_{oe2}, Z_{oe4}, \dots 要高。所以可以根據開路或短路的耦合線巴倫來等效降低或增加偶模阻抗。

$$\begin{bmatrix} A_e & B_e \\ C_e & D_e \end{bmatrix}_1 = \begin{bmatrix} 0 & jZ_{oe} \\ \frac{j}{Z_{oe}} & 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} A_e & B_e \\ C_e & D_e \end{bmatrix}_2 = \begin{bmatrix} A_{e1} & B_{e1} \\ C_{e1} & D_{e1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{e2} & B_{e2} \\ C_{e2} & D_{e2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & jZ_{oe1} \\ \frac{j}{Z_{oe1}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & jZ_{oe2} \\ \frac{j}{Z_{oe2}} & 0 \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} 0 & \frac{-Z_{oe1}}{Z_{oe2}} \\ \frac{-Z_{oe2}}{Z_{oe1}} & 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} A_e & B_e \\ C_e & D_e \end{bmatrix}_3 = \begin{bmatrix} A_{e1} & B_{e1} \\ C_{e1} & D_{e1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{e2} & B_{e2} \\ C_{e2} & D_{e2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{e3} & B_{e3} \\ C_{e3} & D_{e3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & jZ_{oe1} \\ \frac{j}{Z_{oe1}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & jZ_{oe2} \\ \frac{j}{Z_{oe2}} & 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} 0 & jZ_{oe3} \\ \frac{j}{Z_{oe3}} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & j\frac{Z_{oe1}Z_{oe3}}{Z_{oe2}} \\ j\frac{Z_{oe2}}{Z_{oe1}Z_{oe3}} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & jZ_{oe} \\ \frac{j}{Z_{oe}} & 0 \end{bmatrix}$$

(3.14)

當節數 $n =$ 奇數時 :

$$Z_{oe} = \frac{Z_{oe1}Z_{oe3}, \dots, Z_{oen}}{Z_{oe2}Z_{oe4}, \dots, Z_{oe(n-1)}}$$

$$Z_{oo} = \frac{Z_{oo1}Z_{oo3}, \dots, Z_{oon}}{Z_{oo2}Z_{oo4}, \dots, Z_{oo(n-1)}}$$

(3.15)

當節數 $n =$ 偶數時 :

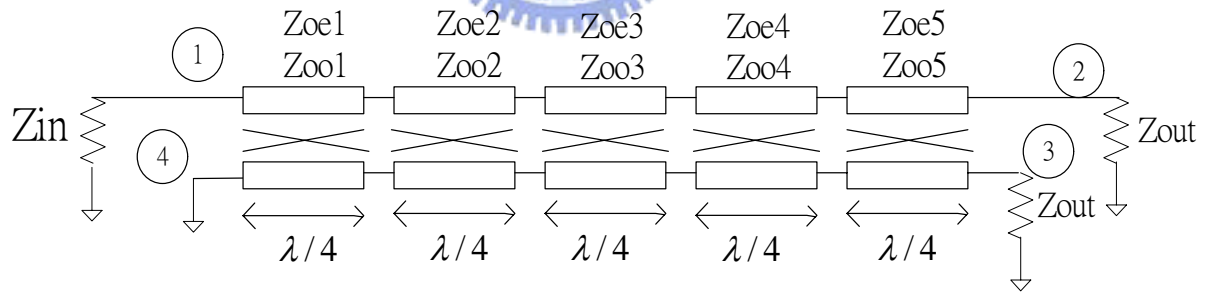
$$Z_{oe} = \frac{Z_{oe1}Z_{oe3}, \dots, Z_{oe(n-1)}Z_{out}}{Z_{oe2}Z_{oe4}, \dots, Z_{oen}}$$

$$Z_{oo} = \frac{Z_{oo1}Z_{oo3}, \dots, Z_{oo(n-1)}Z_{out}}{Z_{oo2}Z_{oo4}, \dots, Z_{oon}}$$

(3.16)

3.2 模擬與實作電路設計

爲了去驗證上述的理論爲正確，在此我們選擇了串接 5 節式耦合線巴倫來作設計，並且設計在短路的情況，操作中心頻爲 3 GHz。由推導的式子得到要滿足短路的情況，奇偶模阻抗必須滿足(3.12)。圖(3.6)爲五節式耦合線巴倫的電路圖，其中埠 4 爲短路，埠 1 爲輸入埠，埠 2 與埠 3 爲輸出平衡埠，每個耦合線都有對應到自己的奇偶模阻抗，且每段耦合長度爲四分之一波長。由(3.15)可以得知五節式耦合線巴倫的等效奇偶模阻抗爲(3.17)，要滿足(3.12)短路情況時，偶模阻抗要無限大，所以必須設計第一節、第三節、第五節偶模阻抗很大，而第二節、第四節偶模阻抗小。而奇模阻抗則與輸入的源阻抗、輸出負載有關，假設一般最常見的情況 $Z_{in} = Z_{out} = 50\Omega$ ，可以得到等效的奇模阻抗 $Z_{oo} = 35.35\Omega$ ，要達到此值，可以有很多的选择，但由(3.10)之 $S_{11o} = -1/3$ 得知奇模分析時，得到往由埠 1 往耦合線看過去的阻抗要等於 $Z_{ino} = 25\Omega$ ，這說明了奇模阻抗可以設計成具有柴比雪夫響應的阻抗轉換，把負載 $Z_{out} = 50\Omega$ 阻抗轉換到 $Z_{ino} = 25\Omega$ 。表(3.1)爲想要設計的耦合線巴倫各段奇偶模阻抗值。



圖(3.6) 五節式耦合線巴倫

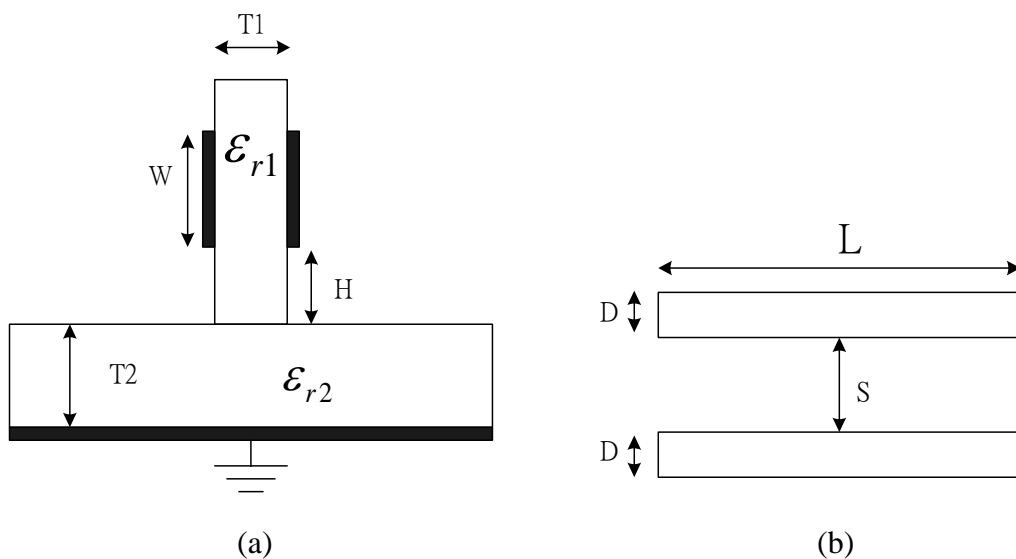
$$Z_{oe} = \frac{Z_{oe1} Z_{oe3} Z_{oe5}}{Z_{oe2} Z_{oe4}}$$

$$Z_{oo} = \frac{Z_{oo1} Z_{oo3} Z_{oo5}}{Z_{oo2} Z_{oo4}} \quad (3.17)$$

表(3.1) 五節式耦合線巴倫各節對應的奇偶模阻抗值

	Section 1	Section 2	Section 3	Section 4	Section 5
Z _{oei} Ω	200	34	200	47	200
Z _{ooi} Ω	27	33	38	45	50

根據表(3.1)所對應各節耦合線奇偶模阻抗值來設計，其中第一、三、五節所要設計的偶模阻抗高達 200Ω，這如果使用平面微帶線電路式，因為製程因素無法達到，所以在此使用第二章所敘述的垂直安裝平面基板架構來實現高偶模阻抗。把所要設計第一、三、五節奇偶模阻抗值，對應到第二章所建立垂直安裝平面基板的奇偶模阻抗與物理結構參數對應曲線圖(2.17)，可得到真正的物理尺寸；第二節與第四節之奇偶模阻抗相差很小，幾乎沒有耦合，而且是可以平面微帶耦合線製作，因此可用 ADS tools 內建 LineCalc 去計算，之後再用 Sonnet 模擬得到是否所想要奇偶模阻抗值。圖(3.7)所示為對應的物理參數，並且將各節耦合線整理成表(3.2)；第二、四節使用的微帶線基板跟第一、三、五節母板一樣都是 $T_2 = 20 \text{ mils}$ 、 $\epsilon_{r2} = 3.38$ ，垂直安裝的子板為 $T_1 = 20 \text{ mils}$ 、 $\epsilon_{r1} = 3.38$ 。表(3.2)為各節設計的物理結構參數，其中 L 為各節的耦合長度。

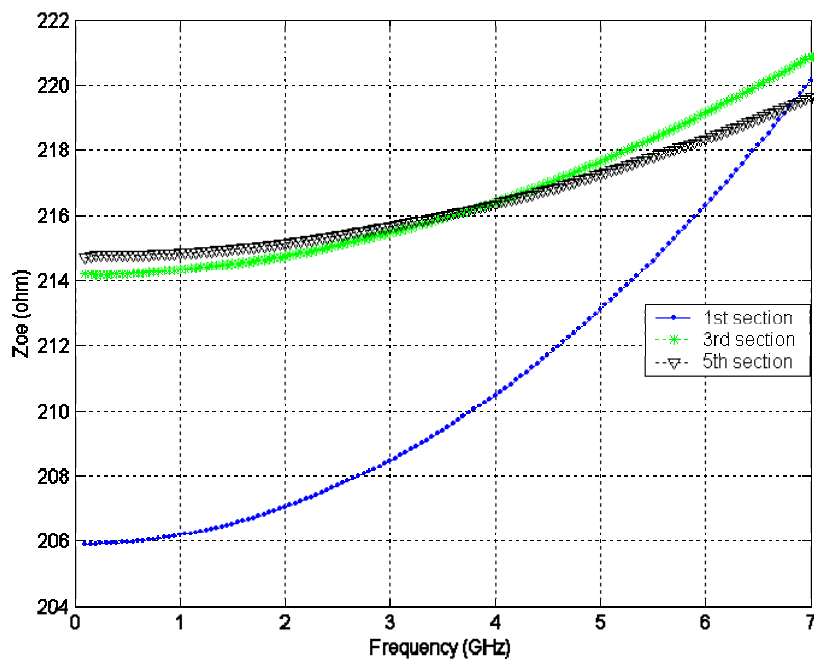


圖(3.7) (a)垂直安裝平面基板 (b)平面微帶耦合線

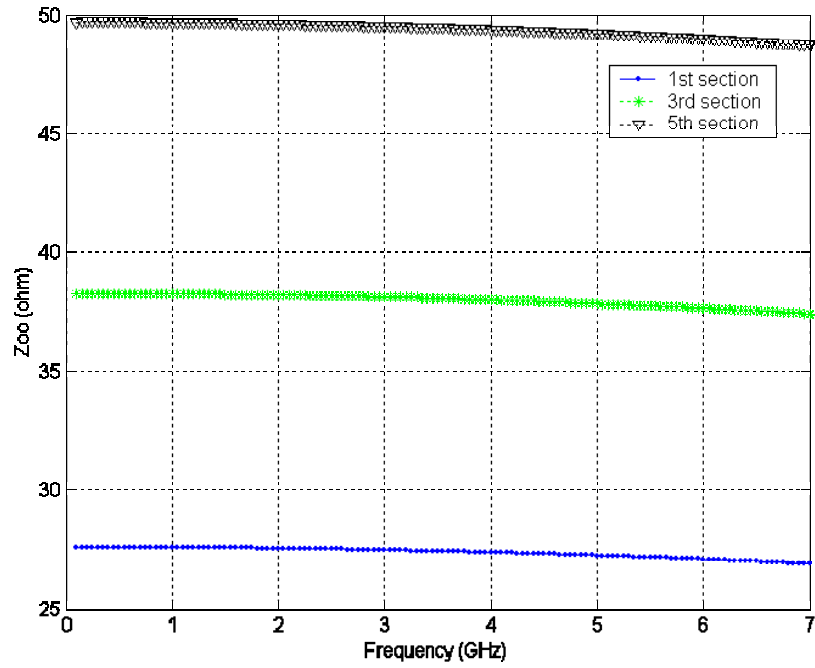
表(3.2) 各節對應物理結構參數

Section 1	Section 2	Section 3	Section 4	Section 5
H = 100 mils	D = 83 mils	H = 60 mils	D = 52 mils	H = 50 mils
W = 50 mils	S = 146 mils	W = 31 mils	S = 102 mils	W = 20 mils
L = 624 mils	L = 593 mils	L = 624 mils	L = 603 mils	L = 635 mils

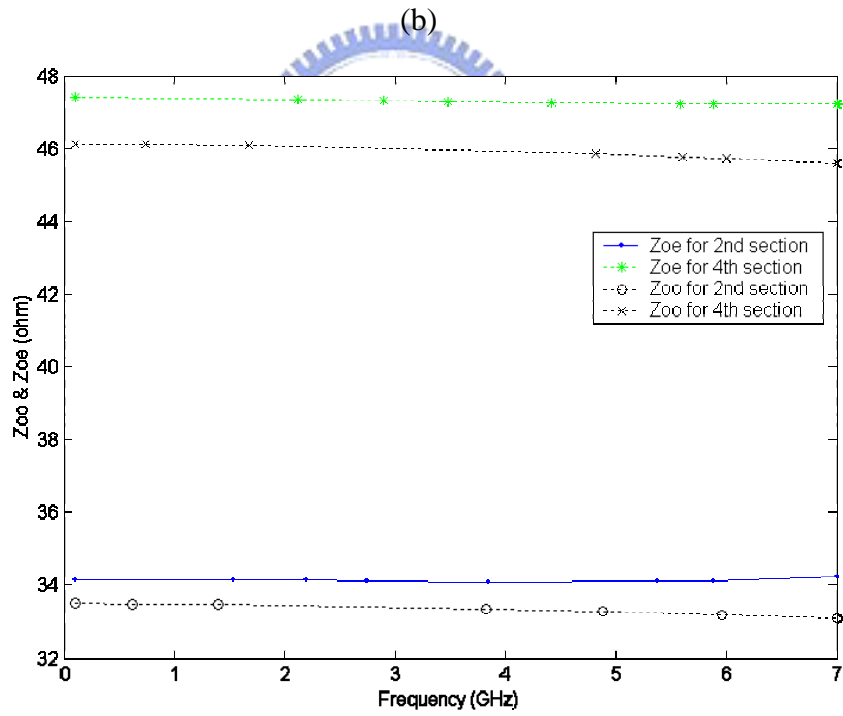
把表(3.2)，用電磁模擬軟體模擬並得出奇偶模阻抗與頻率的曲線圖，如圖(3.8)，結果都還蠻符合要設計的情況，只是第一、三、五節偶模阻抗比原先設計的還要高，但這並不影響此巴倫的設計，反而此偶模阻抗越高越好。由(3.17)可以得到等效的奇偶模阻抗為 $Z_{oe} = 5006\Omega$ 、 $Z_{oo} = 34.55\Omega$ ，這已經非常近似理想耦合線巴倫偶模阻抗要無限大、奇模阻抗 $Z_{oo} = 35.35\Omega$ 。圖(3.9) 由電磁模擬軟體萃取出散射參數轉成巴倫等效電路，其中貫穿孔效應由 ADS 內建模型萃取出來，這樣子的模擬方式可以先確定是否有良好的巴倫功能，並且可以簡化模擬的時間。比較理想巴倫與圖(3.9)電路可以得知輸入反射損耗雖然沒像理想巴倫那麼好，但還是有在-15 dB 以下，而輸出的大小平衡比理想的巴倫還要寬頻，相位平衡也幾乎與理想巴倫相位平衡一致。



(a)

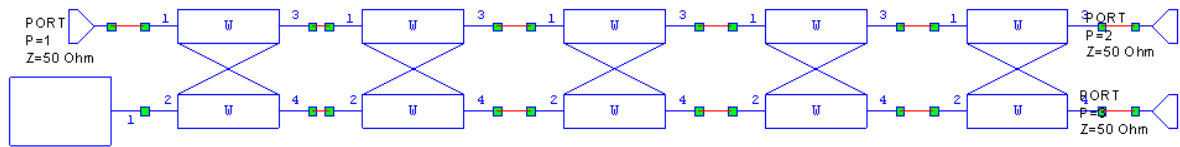


(b)

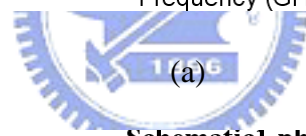
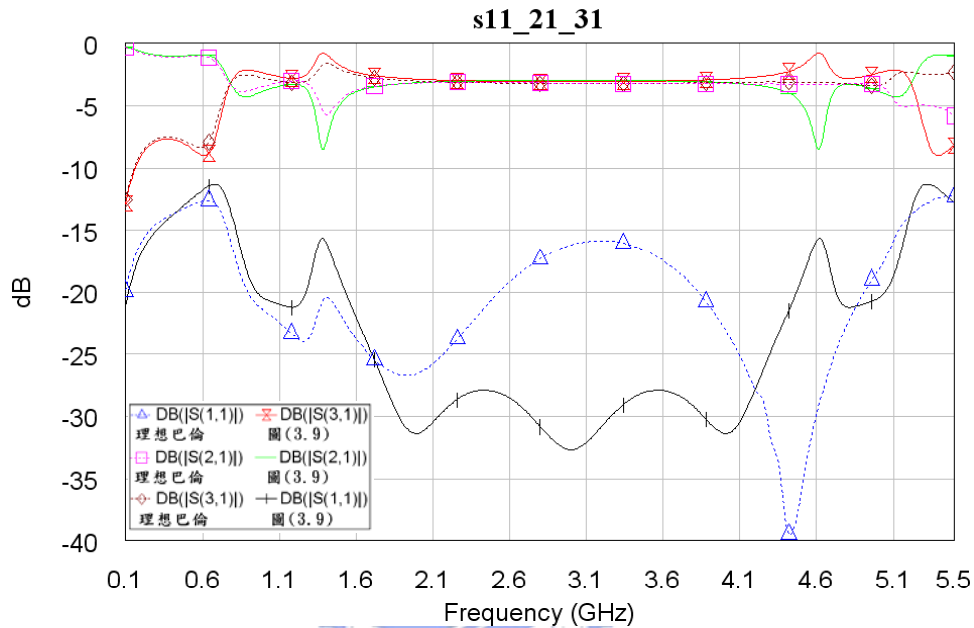


(c)

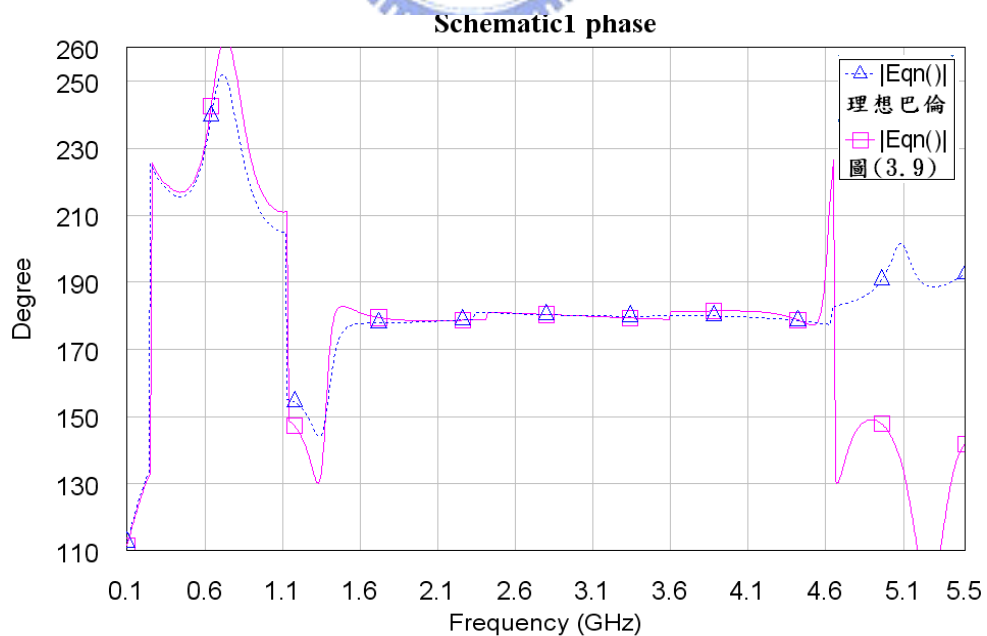
圖(3.8) (a)(b)HFSS 模擬第一、三、五節的奇偶模阻抗對頻率變化(c)Sonnet 模擬第二、四節的奇偶模阻抗對頻率變化



圖(3.9) 由電磁模擬軟體萃取出散射參數轉成巴倫等效電路，其中貫穿孔效應由 ADS 內建模型萃取出來



(a)

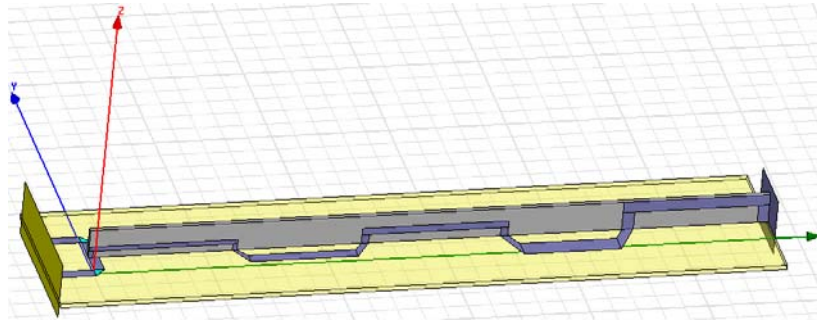


(b)

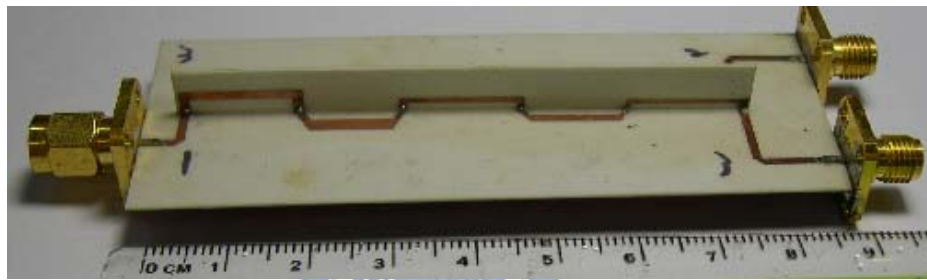
圖(3.10) 理想巴倫與圖(3.9)響應圖 (a)輸入反射損耗響應與輸入穿透損耗響應 (b)相位平衡響應

圖(3.11)為整體串接之後的四埠五節式耦合線，模擬其散射參數後，再代入 MWO 軟體，並代入 ADS 所萃取的貫穿孔模型參數，配置成五節式耦合線巴倫得到模擬響應圖，其中為了減少電磁模擬的時間，所以沒有在 HFss 軟體中整體模擬巴倫電路。

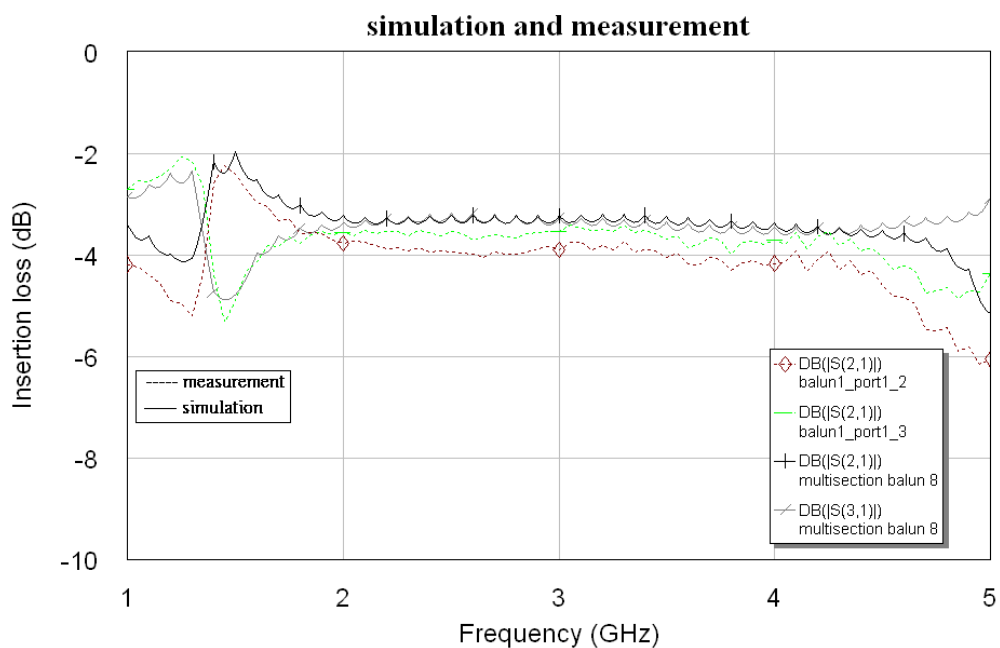
圖(3.12)為五節式耦合線巴倫電路實做圖。



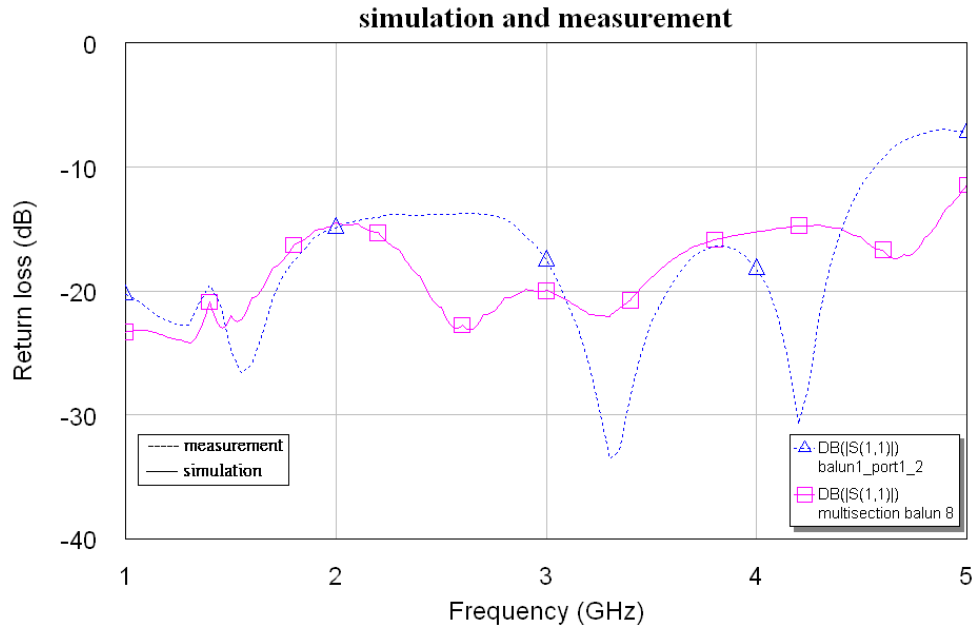
圖(3.11) HFss 模擬四埠五節式耦合線



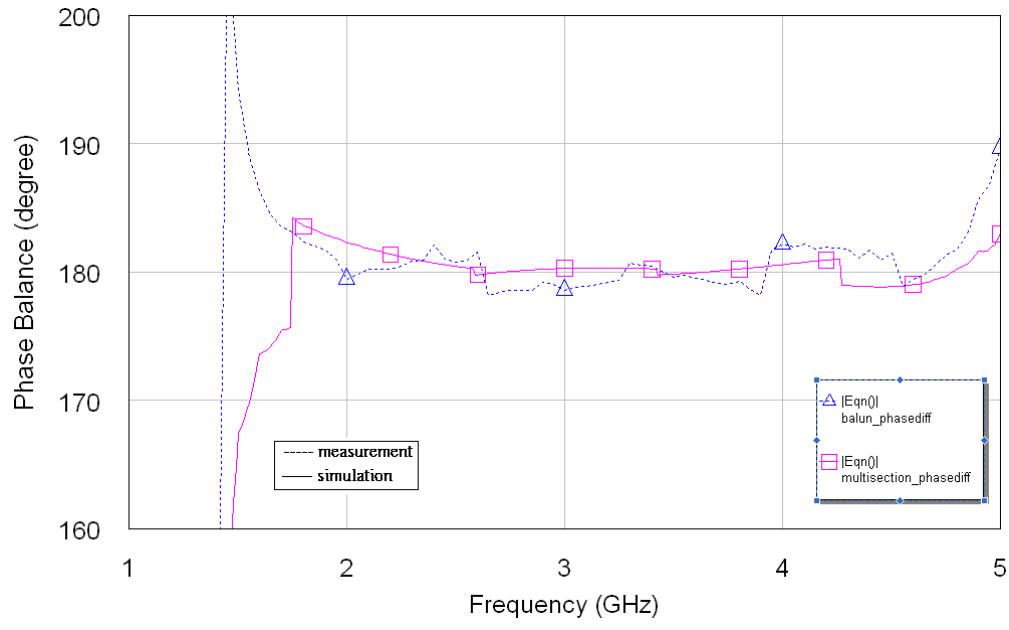
圖(3.12) 五節式耦合線巴倫電路實作圖



(a)



(b)



(c)

圖(3.13) 本論文所提出多節式耦合線巴倫的散射參數:

(a)輸入穿透損耗響應(b)輸入返回損耗響應(c)相位響應

圖(3.13)(a)(b)顯示了操作中心頻為 3GHz 的五節式耦合線巴倫量測與模擬輸出大小平衡、輸入反射損耗響應圖。其中量測的輸入反射損耗在 4GHz 以後提早上升，而跟模擬的不同，這是因為各節之間的串接有不連續的效應、垂直安裝基板與平面耦合微帶線

間的耦合效應以及垂直的子板耦合線對位問題，不過大致上還算擁有不錯的響應。如果定義輸入反射損耗(S11)為-10 dB，則實做巴倫涵蓋的頻率範圍為 1.55GHz 到 4.6 GHz 大約為 100%的頻寬，其兩輸出功率相差在 1dB 以內，而在此操作頻寬內，其相位平衡響應維持在 $\pm 2^\circ$ 以內，擁有相當不錯的效能。此巴倫全程都是以印刷電路板製程來製作，具有低成本的優點，又可達到良好的寬頻巴倫功能。

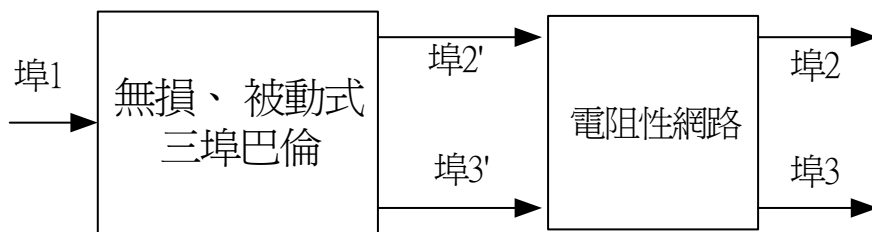


第四章 結合威金森功率分配器與 $\pm 90^\circ$ 移相器的巴倫

本章中將會提出另一種寬頻巴倫的結構並達成設計，此基本的概念為先把輸入訊號等功率等相位分出，再利用寬頻的相位移轉器來把兩等相位訊號轉換成 180 度相位差的平衡式輸出訊號，再者此寬頻巴倫還具有全部三埠都有好的阻抗匹配、兩輸出平衡埠間有良好的隔離度。整體的電路都是用簡單、低成本的印刷電路板製程來製作，而能到達到不錯的寬頻效果。首先會介紹整體設計的概念，之後逐一完整敘述如何等分功率等相位輸出以及設計寬頻的移相器。

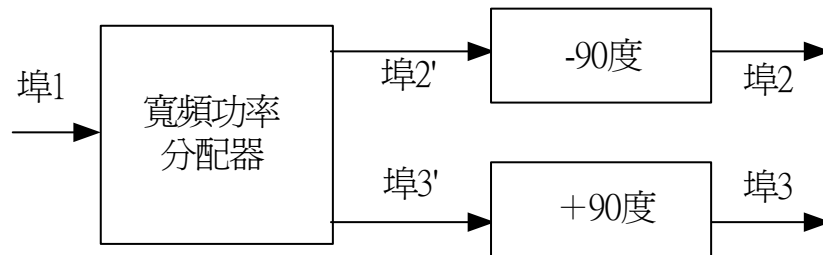
4.1 寬頻巴倫的概念與分析模擬

巴倫的很多應用在本論文的前幾章都以介紹非常清楚，在此不多加敘述。很多巴倫的設計也可以被用來當作功率等分器，但是其輸入埠、兩輸出埠卻不能同時阻抗匹配，理論上，一無損耗、被動的三埠網路是不可能同時匹配的，這可以由理論式子推導得知。如同第二章與第三章所介紹的巴倫，輸出埠是不匹配的，而且也不具有隔離度。然而針對不同的應用需求，如推動推挽式放大器，具有輸出匹配與隔離度的巴倫也是很重要的。近幾年來，有文獻[15]針對巴倫輸出隔離度與匹配做出了設計，如圖(4.1)為簡單的示意圖，前級為無損耗、被動式巴倫，其輸出埠不具隔離度、也不匹配，然而第二級電阻性網路提供了巴倫具有三埠同時匹配，以及隔離度。簡單來講就是電阻性網路提供了 -6dB 的衰減以及 180 度的相位移轉，因此造就了兩輸出埠間訊號傳遞的抵消。



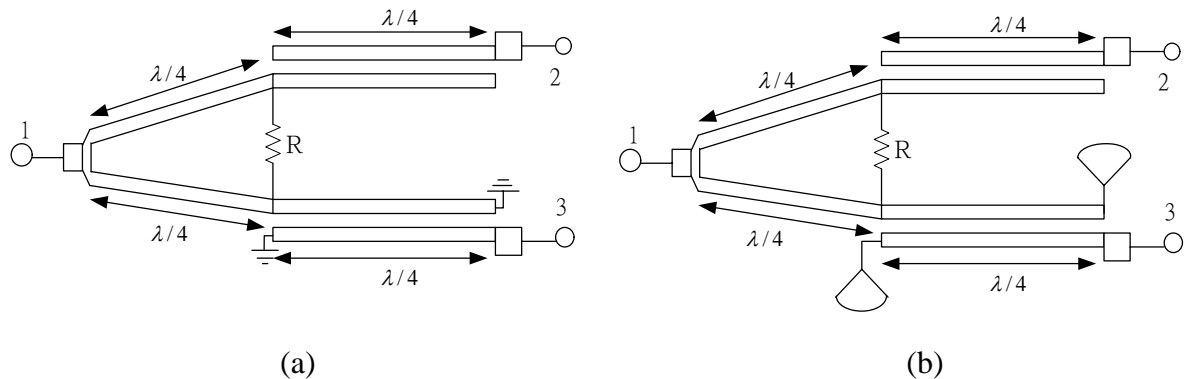
圖(4.1) 具有三埠匹配與輸出隔離度的巴倫示意圖

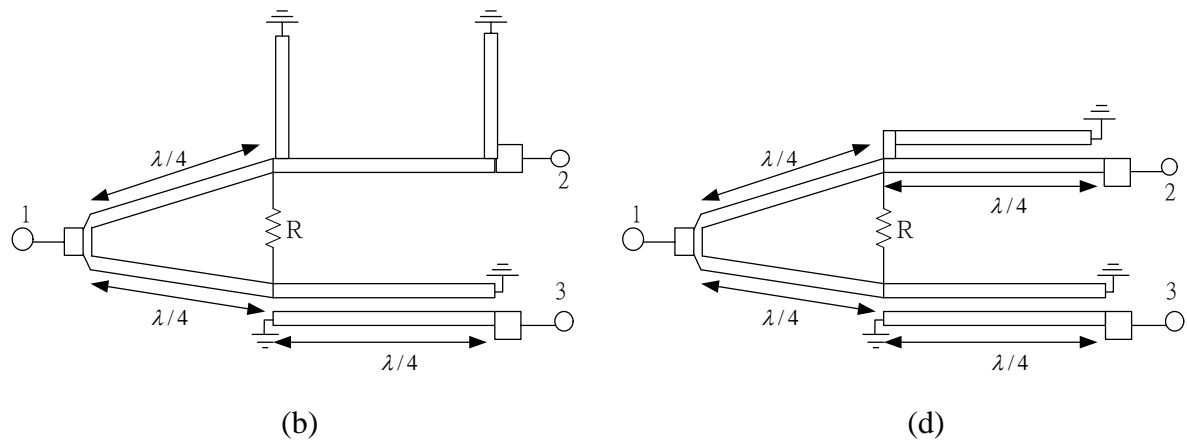
不同於圖(4.1)的巴倫，本章我們使用完全以微帶傳輸線製作寬頻巴倫，此微帶傳輸線巴倫由兩級所構成：前級把輸入訊號等分為具有寬頻等功率等相位輸出，而後級則把前級輸出的兩訊號提供了-90度與+90度寬頻相位移轉，因此寬頻 180 度平衡式輸出訊號即可得到，如圖(4.2)。當然前級寬頻功率分配器可以由很多不同的設計來達到，像是可以用耦合線功率分配器[21]、或是以衛更生功率分配器來達成；而後級串接的相位移轉器也有很多種選擇，但在此所需要的為寬頻的相位轉換。



圖(4.2) 另一種具有匹配與隔離度的寬頻巴倫示意圖

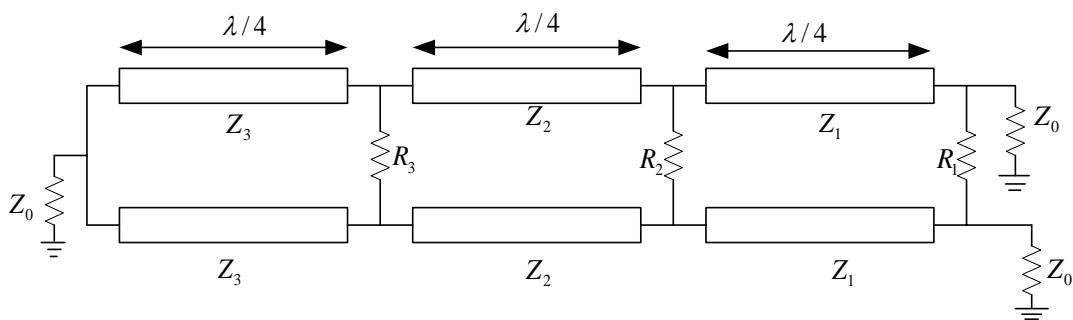
由圖(4.2)為基礎架構出發，有 4 種平面化的巴倫架構可以達到，如圖(4.3)所示。利用衛更生等相位功率分配器以及耦合線電路來達到相位的轉變。一般來講，兩端開路和兩端短路的耦合線電路常被用來當作相位轉移器。為了達到寬頻巴倫的操作，通常前級部份會使用多節的方法來達到寬頻。當前級很寬頻時，後級相位轉移器也要設計在適當的寬頻操作，以便整體電路達到所想要頻寬。耦合線電路為了達到寬頻，則必須達到緊耦合量以及多節式的耦合，因此，接下來會去探討前級寬頻的功率分配器與後級寬頻的耦合器變成相位轉移器的架構。



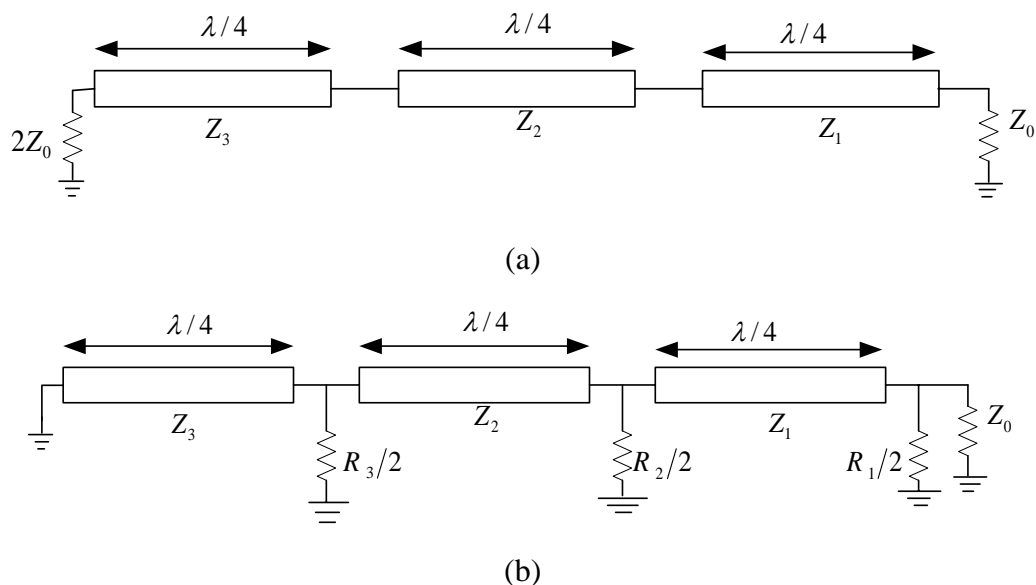


圖(4.3) 四種不同的平面化巴輪架構，其中埠 1 為非平衡埠，埠 2、3 構成了輸出平衡埠

前級寬頻功率分配器將採用文獻[22]的三埠混成器(Hybrid)。當功率進入輸入埠時，會被等功率等相位分配到兩輸出埠。而此功率分配器具有所有的埠都匹配以及兩輸出埠間很好的隔離度。本章寬頻巴倫的設計規格定在具有頻寬操作範圍為 3.1~10.6 GHz，即 $f_2 = 10.6 \text{ GHz}$ 、 $f_1 = 3.1 \text{ GHz}$ ，比例頻寬 $BW=110\%$ ，中心頻為 $f_o = 6.85 \text{ GHz}$ ，然而，我們把設計頻寬調高到 $BW=130\%$ ，以防止因雜散效應或是製作上的誤差等等而造成的頻寬不夠問題。對應到文獻上表一設計準則，選擇三節式的阻抗轉換以及中間連接的電阻來達到寬頻匹配、等功率輸出、寬頻的隔離度，如圖(4.4)所示。由於電路具備對稱，所以可用奇偶模方法來分析。圖(4.5)為奇偶模分析之等效電路，偶模激發時，可以用柴比雪夫阻抗轉換把負載 $2Z_0$ 轉換到 Z_0 ，其中 Z_1 、 Z_2 、 Z_3 三條傳輸線在中心頻時為四分之一波長，則可求出三條傳輸線的阻抗值；而利用奇模激發等效電路，可以求出中間互連電阻 R_1 、 R_2 、 R_3 。



圖(4.4) 三節寬頻等功率分配器



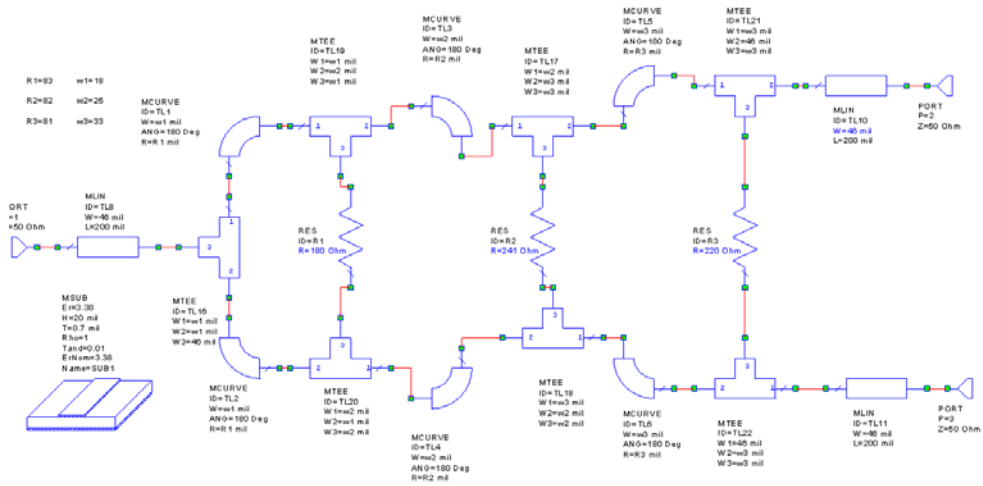
圖(4.5) 分析圖(4.4) (a)偶模電路 (b)奇模電路

上述所求得的阻抗與電阻值都是在假設 $Z_0 = 50\Omega$ 之下求得。之後利用 ADS Tools 裡面的 LineCalc 模擬以介電係數 $\epsilon_r = 3.38$ 、板厚 20mils、中心頻 6.85GHz 求出微帶線對應的寬度 D、長度 L，三節寬頻等功率分配器所有參數都整理在表(4.1)。

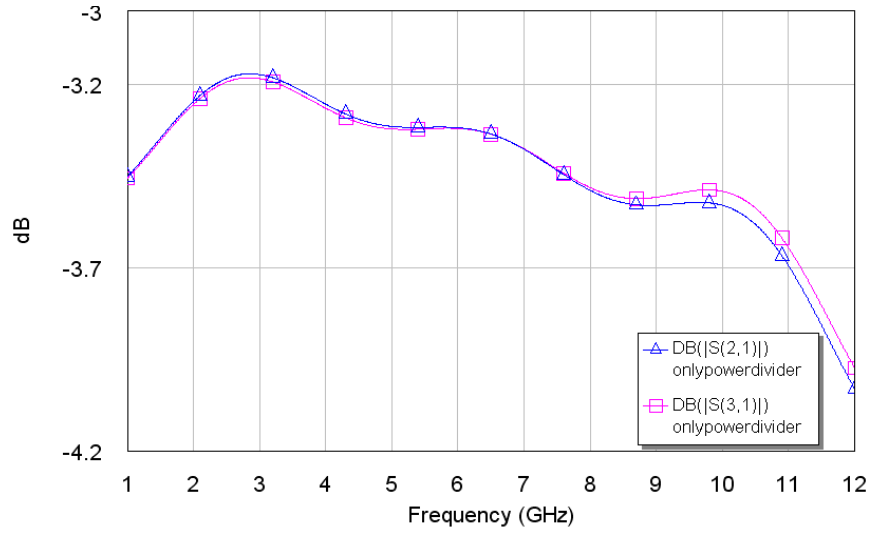
表(4.1) 三節寬頻等功率分配器參數

	$Z_1 = 60\Omega$	$Z_2 = 70\Omega$	$Z_3 = 81\Omega$	$R_1 = 220\Omega$
寬度 D	33 mils	25 mils	18 mils	$R_2 = 240\Omega$
長度 L	267 mils	270 mils	273 mils	$R_3 = 180\Omega$

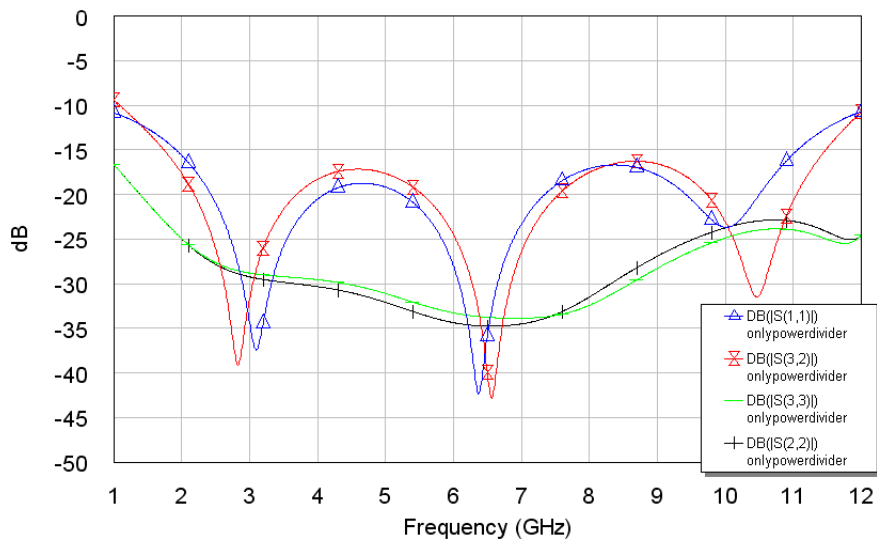
將得到的各個物理參數代入模擬軟體 MWO 進行模擬，如圖(4.6)，並且考慮各節微帶線之間的不連續效應進行模擬。因為前面所設計的參數是在微帶線無耦合的情況下所導出，所以各節的傳輸線以半圓形來取代直線型的傳輸線，這是為了往後實做以避免微帶線之間的耦合效應，造成阻抗的改變。圖(4.7)(a)、(b)為散射參數響應圖，在所想要設計的頻寬 3.1GHz~10.6GHz 內，輸出功率都有在 -4dB 以上以及等功率，良好的匹配在 -18dB 以下，而隔離度 -17dB 以下。兩輸出埠幾乎等相位輸出，如圖(4.7)(c)。



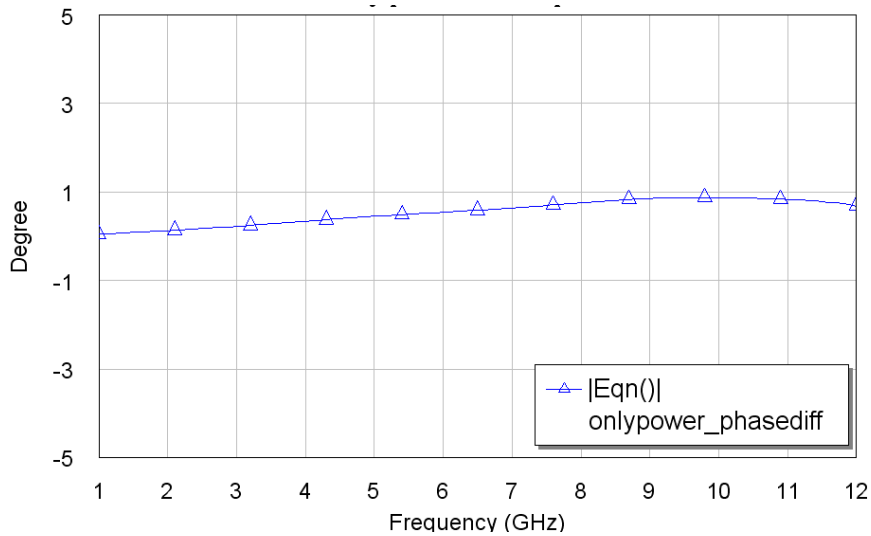
圖(4.6) 以 MWO 模擬寬頻等功率分配器



(a)



(b)



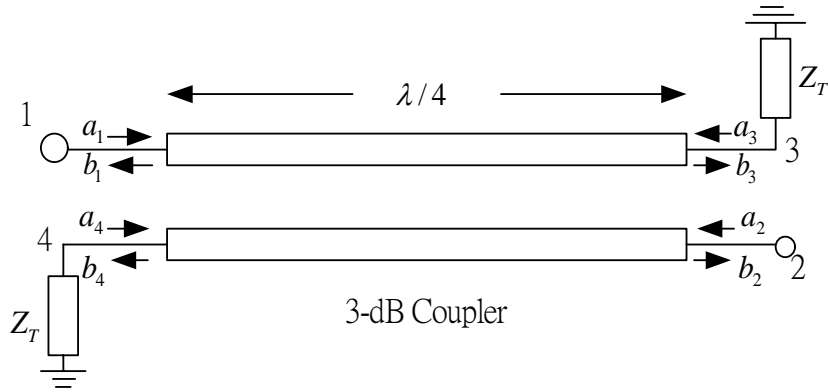
(c)

圖(4.7) 圖(4.6)電路的模擬響應圖(a)等功率輸出響應

(b)匹配與隔離度響應(c)輸出相位差響應

完成了巴倫前級等功率分配器後，就要考慮後級寬頻的相位轉移器。圖(4.3)說明了四種可達成相位差 180 度的電路，而本章採用了圖(4.3)(a)的電路來設計寬頻巴倫。在功率分配器輸出後接兩個相位轉移器，最好能夠在操作頻寬內達到能量完全傳輸、相位平衡。因相位轉移器由耦合線電路構成，所以必須先討論寬頻緊耦合器。以往使用微帶線來實現緊耦合器有蘭基耦合器(Lange coupler)[23]，是利用很高的介電係數基板達到-3dB 的緊耦合量，但印刷電路板製程適合於低介電係數，所以不適合用 $\epsilon_r = 3.38$ 板子來製作，也不易達到緊耦合量。使用兩端開路與兩端短路的藍基耦合器也可以拿來作為相位轉移器，如[24]利用微波積體電路(MIC)製程來設計平面微帶線巴倫。在[25]使用砷化鎵單晶微波混成積體(GaAs MMIC)電路，採用圖(4.3)(d)電路製作寬頻巴倫。現今還沒有使用簡單、低成本印刷電路板製程來達到寬頻巴倫，於是我們採用了第二章所介紹的垂直安裝平面基板來設計寬頻的耦合器。爲了要使相位轉移器能夠操作頻寬 3.1GHz~10.6 GHz，提出了利用多節耦合的方法來達到。不過在此要先分析圖(4.3)(a)耦合線的操作原理。在耦合器中，當耦合埠與穿透埠從開路轉變爲短路時，訊號由輸入埠傳送到隔離埠的相位差會由-90 度轉變爲+90 度，開路與短路之間會有 180 度的相差。接下來會有數

學分析來解釋。如圖(4.8)為兩埠的耦合器架構。



圖(4.8) 兩埠的耦合器架構

假設耦合線電路為對稱型，且耦合長度為四分之一波長，先單獨考慮四埠的耦合線，其四埠網路的散射參數可以表示為

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

而理想四埠的 3dB 緊耦合器會有輸入匹配並且無窮大的指向性，亦即隔離埠無訊號，在加上以假設耦合線對稱，所以散射參數為

$$\begin{aligned} S_{13} &= S_{24} = S_{31} = S_{42} = -j/\sqrt{2} \\ S_{14} &= S_{23} = S_{32} = S_{41} = j/\sqrt{2} \\ S_{11} &= S_{21} = S_{34} = S_{44} = 0 \\ S_{12} &= S_{21} = S_{34} = S_{43} = 0 \end{aligned} \quad (4.2)$$

當埠 3 與埠 4 終端開路時， $Z_T = \infty$ ，並且假設埠 1 與埠 2 輸入匹配， $a_3 = b_3$ 、 $a_4 = b_4$ 、 $a_1 = b_1$ ，在此情形下，可根據(4.1)導出

$$b_1 = \frac{-j}{\sqrt{2}} b_3 + \frac{1}{\sqrt{2}} b_4, \quad b_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} b_3 - \frac{j}{\sqrt{2}} b_4$$

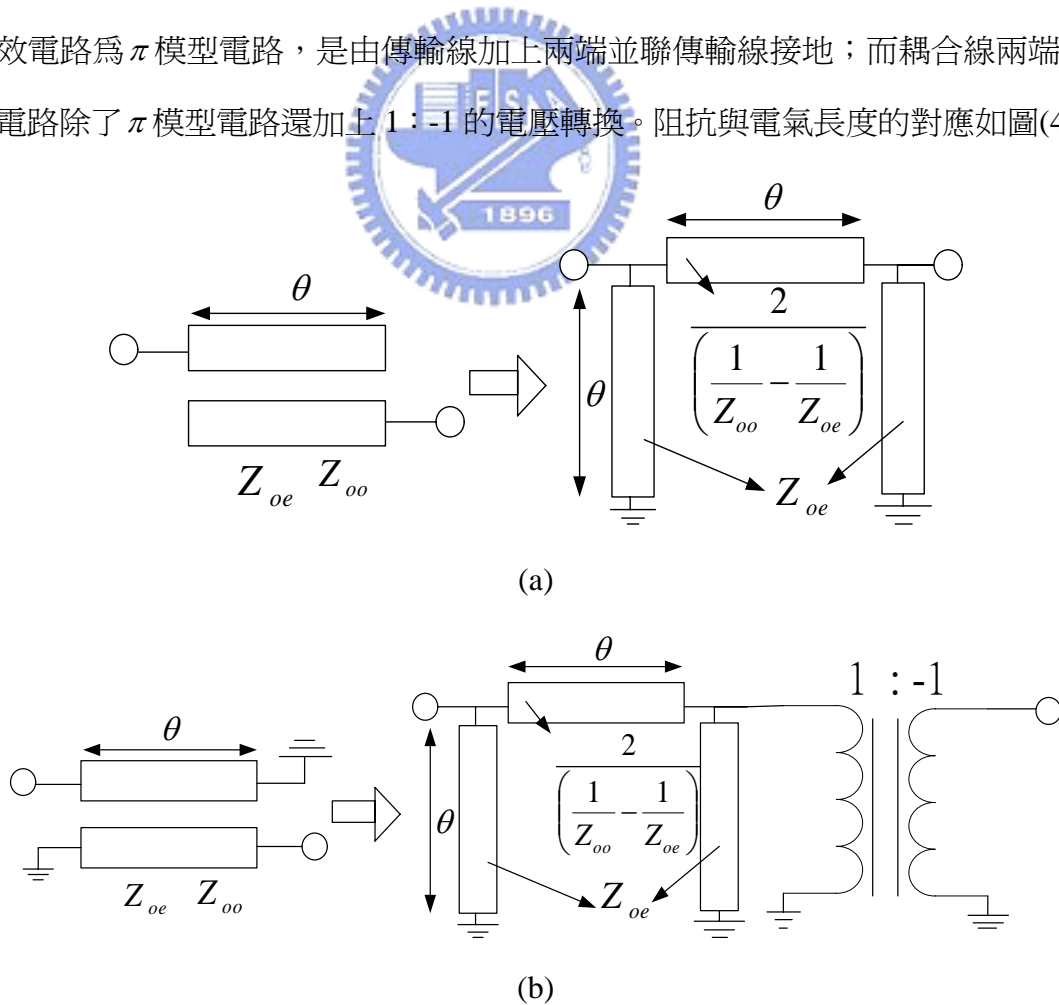
$$b_3 = \frac{-j}{\sqrt{2}} a_1 + \frac{j}{\sqrt{2}} a_2 \quad , \quad b_4 = \frac{1}{\sqrt{2}} a_1 - \frac{j}{\sqrt{2}} a_2 \quad (4.3)$$

重新配置方程式(4.3)，可以得到耦合器兩端開路的兩埠散射參數，如(4.4)。同理，當埠 3 與埠 4 兩端短路時 $a_3 = -b_3$ 、 $a_4 = -b_4$ 、 $a_1 = b_2$ ，兩埠散射參數為(4.5)。這說明了耦合器兩端開路與短路會有 180 度的相位改變。

$$[S]_{open} = \begin{bmatrix} 0 & -j \\ -j & 0 \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

$$[S]_{short} = \begin{bmatrix} 0 & j \\ j & 0 \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

如果以等效電路來判斷開路與短路之間相差的相位，很明顯可以得知，耦合線開路等效電路為 π 模型電路，是由傳輸線加上兩端並聯傳輸線接地；而耦合線兩端短路等效電路除了 π 模型電路還加上 1 : -1 的電壓轉換。阻抗與電氣長度的對應如圖(4.9)。



圖(4.9) (a)耦合線開路等效電路(b)短路等效電路

證明圖(4.9)是否正確可以 ABCD 矩陣來導出，對 π 模型電路而言

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\pi,open} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{Y_{oe}}{j \tan \theta} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & \frac{j2 \sin \theta}{(Y_{oo} - Y_{oe})} \\ \frac{j(Y_{oo} - Y_{oe})}{2 \csc \theta} & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{Y_{oe}}{j \tan \theta} & 1 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \frac{(Y_{oo} + Y_{oe})}{(Y_{oo} - Y_{oe})} \cos \theta & \frac{j2 \sin \theta}{(Y_{oo} - Y_{oe})} \\ \frac{(Y_{oo} + Y_{oe})^2 \cos^2 \theta - (Y_{oo} - Y_{oe})^2}{j2(Y_{oo} - Y_{oe}) \sin \theta} & \frac{(Y_{oo} + Y_{oe})}{(Y_{oo} - Y_{oe})} \cos \theta \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.6)$$

其中 $Y_{oo} = 1/Z_{oo}$ 、 $Y_{oe} = 1/Z_{oe}$ 。

而耦合線兩端短路的 ABCD 矩陣可以表示為

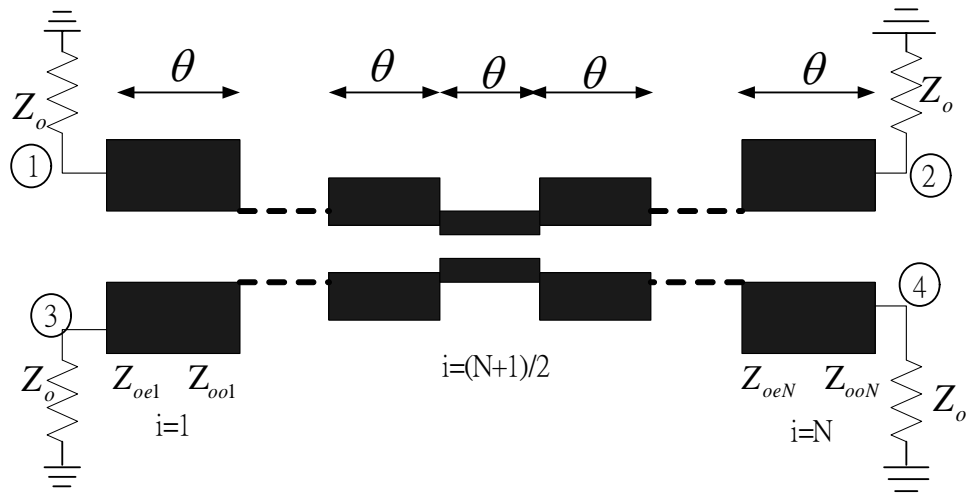
$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{short} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{Y_{oe}}{j \tan \theta} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & \frac{j2 \sin \theta}{(Y_{oo} - Y_{oe})} \\ \frac{j(Y_{oo} - Y_{oe})}{2 \csc \theta} & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{Y_{oe}}{j \tan \theta} & 1 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} -\frac{(Y_{oo} + Y_{oe})}{(Y_{oo} - Y_{oe})} \cos \theta & -\frac{j2 \sin \theta}{(Y_{oo} - Y_{oe})} \\ -\frac{(Y_{oo} + Y_{oe})^2 \cos^2 \theta - (Y_{oo} - Y_{oe})^2}{j2(Y_{oo} - Y_{oe}) \sin \theta} & -\frac{(Y_{oo} + Y_{oe})}{(Y_{oo} - Y_{oe})} \cos \theta \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.7)$$

由(4.6)和(4.7)可以得到兩者之間的關係

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\pi,open} = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{short} \quad (4.8)$$

式子(4.8)證明了圖(4.9)的等效電路，而且可以看出與耦合電氣長度無關，也就是就與頻率無關。但是為了達到最大的耦合量，必須滿足電氣長度 $\theta = 90^\circ$ 。

要在很寬頻的頻下有幾乎接近常數的耦合量，必須串接多節耦合線[26]。圖(4.10)為 N 節對稱耦合器，第 i 節耦合線與第 N+1-i 節一樣，埠 1 為輸入埠、埠 2 穿透埠、埠 3 耦合埠、埠 4 隔離埠。每節的耦合線有其對應的奇偶模阻抗，假設耦合長度都一樣為 θ 。利用奇偶模分析以及功率損耗比的觀點，配合 ABCD 矩陣，則可導出設計參數。



圖(4.10) N 節對稱的平行耦合指向性耦合器

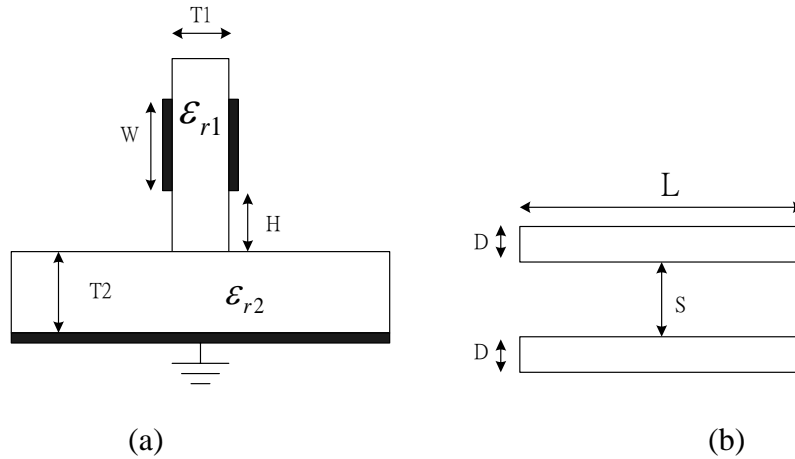
在[26]已經有導出完整的數學公式，並建立了需要多少耦合量、多少頻寬、等漣波響應或是最大平坦響應的表格，直接利用其表格來達成所需要的耦合器。根據想要設計的巴倫頻寬為 3.1GHz~10.6GHz，而前面所設計的等功率分配器頻寬設計 130%，因此所選擇等漣波-3dB 耦合量並採用三節串接來達到頻寬的要求，表(4.2)說明了此耦合器的設計初始參數。

表(4.2) 三節耦合器參數

	Z1	Z2	Z3
Z _{oe} (Ω)	62.8	180	62.8
Z _{oo} (Ω)	39.8	13.9	39.8
Coupling (dB)	-12.9	-1.34	-12.9
Ripple(dB)	0.35		
W (%)	1.31		
B	4.85		

現在只需設計各節的物數，第一節與第三節屬於較弱的耦合量，可由 ADSTools 之 Linecalc 求出；第二節為強耦合量，因為製程因素無法以平面式平行耦合微帶線製作，所以採用第二章所介紹垂直安裝平面基板來實現，由於奇偶模阻抗值，選取母板厚度 20mils、子

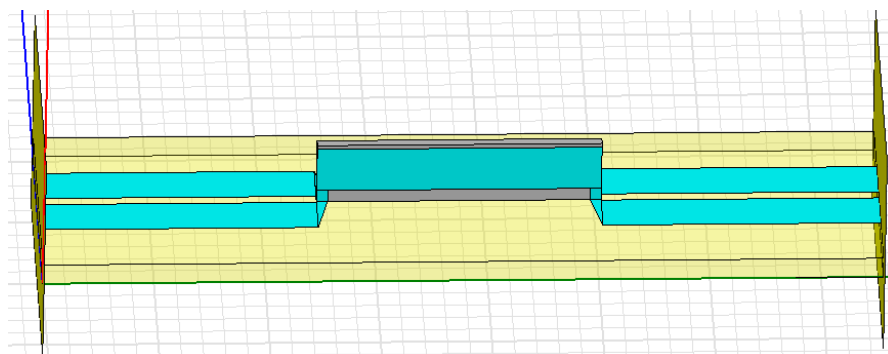
板厚度為 8mils、介電係數都是 3.38 來達成，參考第二章所針對垂直安裝基板建立的物理參數對奇偶模阻抗曲線圖，選取初始設計值。圖(4.11)方便對照各個物理參數。表(4.3)說明了各節所要設計的結構物理參數，而這是根據中心頻、頻寬、匹配值、相位響應而微調後的值。以 3D 電磁模擬軟體 HFSS 模擬耦合器，如圖(4.12)，得到的響應圖為(4.13)。



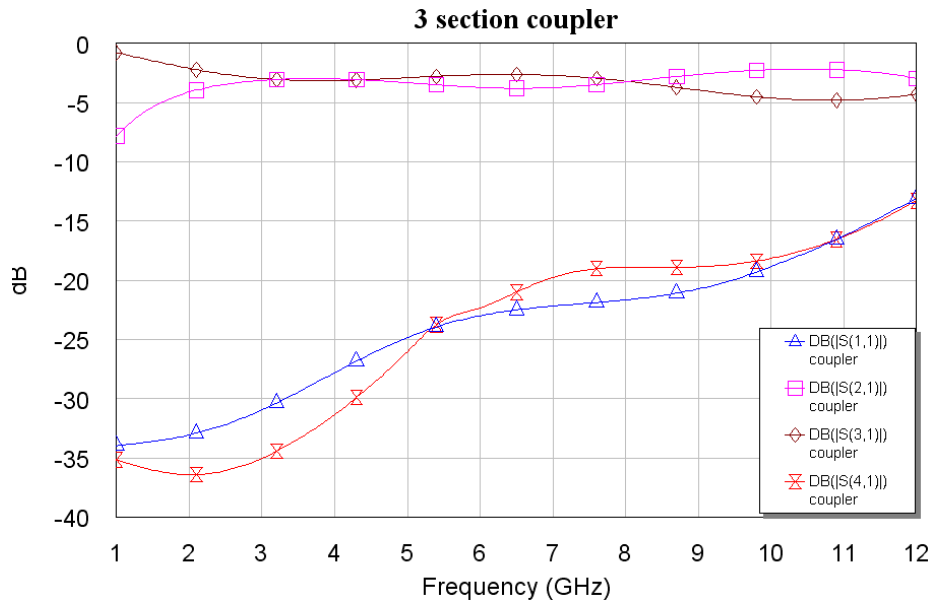
圖(4.11) (a)垂直安裝平面基板 (b)平面微帶耦合線

表(4.3) 耦合器各節物理結構參數

Z1,Z3	Z2
D = 41 mils	T1= 8 mils
S = 10 mils	T2= 20 mils
L = 232 mils	W = 44 mils
	H = 12 mils
	L = 243 mils

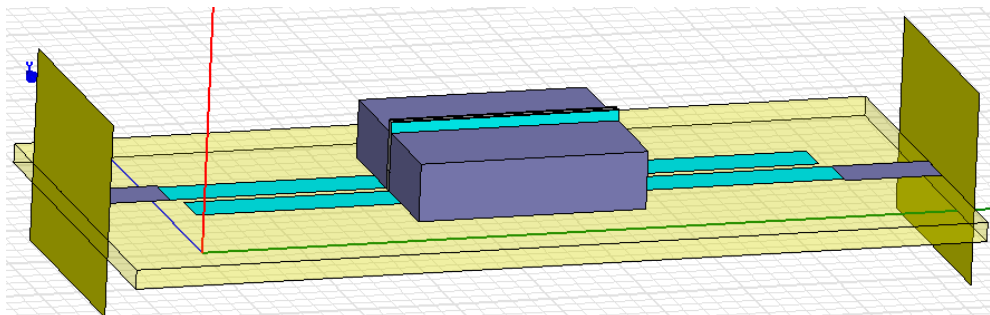


圖(4.12) 以 HFSS 模擬三節寬頻耦合器

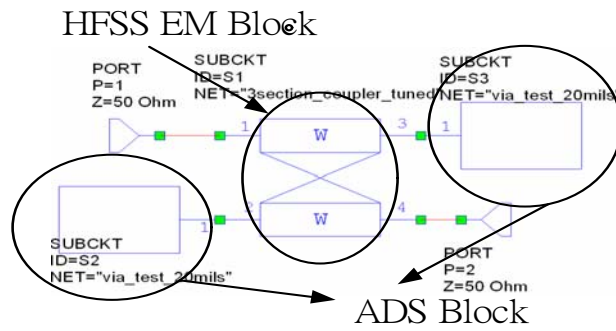


圖(4.13) 三節寬頻耦合器響應圖

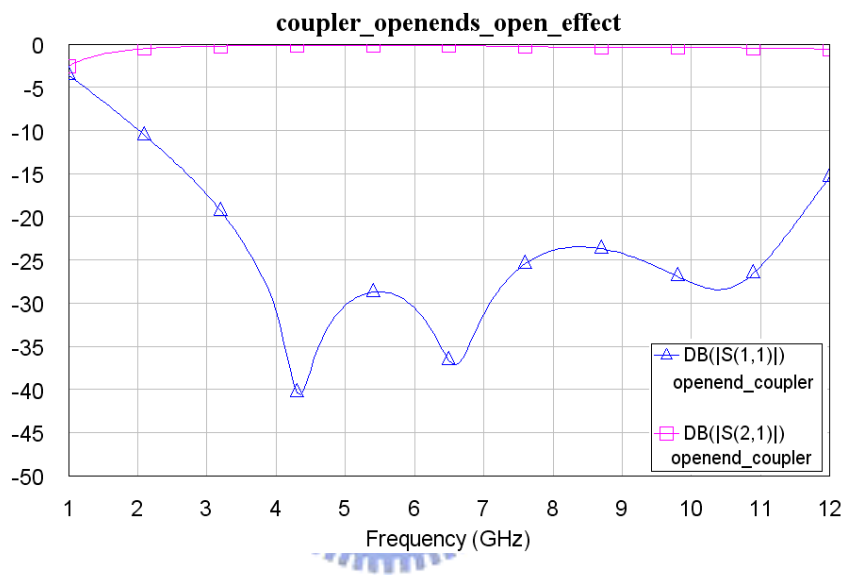
現在要使耦合器兩端開路與短路變成寬頻相位移器。先設計耦合器開路情況，以圖(4.12)為基本架構，修改成兩端開路，並且依照匹配條件以及訊號完全輸出，微調電路使其滿足設計頻寬的規格，圖(4.14)在中間垂直平面基板兩邊加了介電值為 3.38 的板塊來改善奇偶模速度有考慮了開路造成的電容效應。在開路端的耦合線，因為電容效應緣故，可把電容等效成一段傳輸線，故縮短了耦合線開路端的長度。而耦合線短路情況，爲了要節省因兩端短路打貫穿孔所增加模擬的時間，故萃取圖(4.12)耦合器散射參數並帶入 MWO 裡面，並且使用 ADS 內建貫穿孔模型來作耦合器短路的模擬，如圖(4.15)。



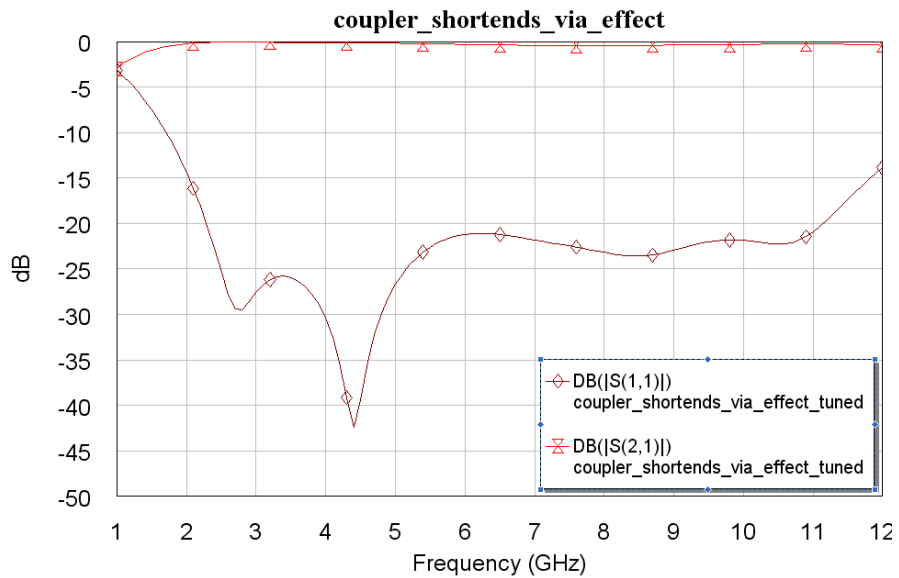
圖(4.14) 模擬耦合器開路情況



圖(4.15) 模擬耦合器開路情況



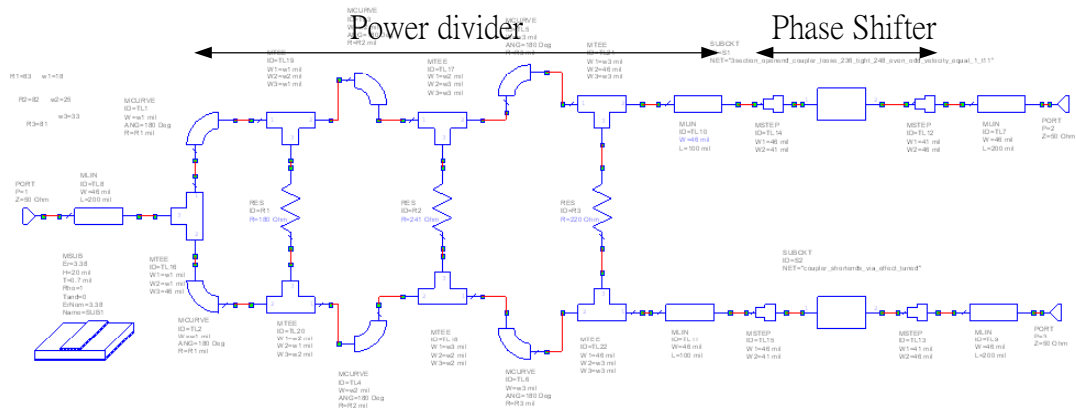
圖(4.16) 耦合器開路響應圖



圖(4.17) 耦合器短路響應圖

將前面所模擬的功率分配器與耦合線短路、開路所形成的+90度、-90度相位轉移

器連接在一起，形成最後整體的寬頻巴倫電路，如圖(4.18)，在微帶線阻抗的不連續界面用 MWO 內建的介面不連續效應考慮進去，盡量能把所有的雜散效應包括進來，進行最後的模擬。模擬的圖形我們把它放到後面實做量測的波形做比較。



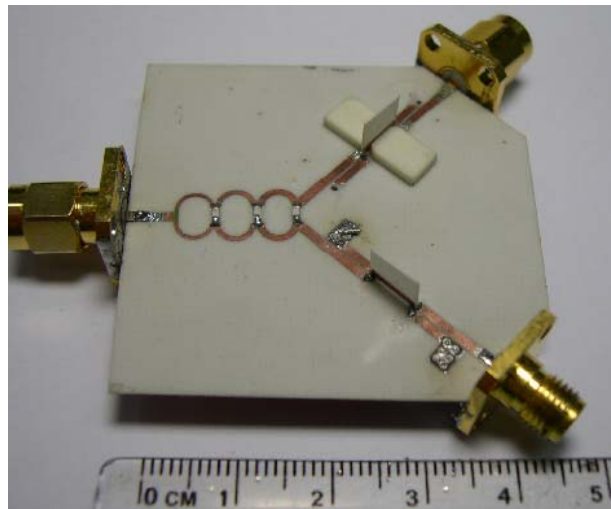
圖(4.18) 整體寬頻巴倫模擬電路

4.2 實作與量測

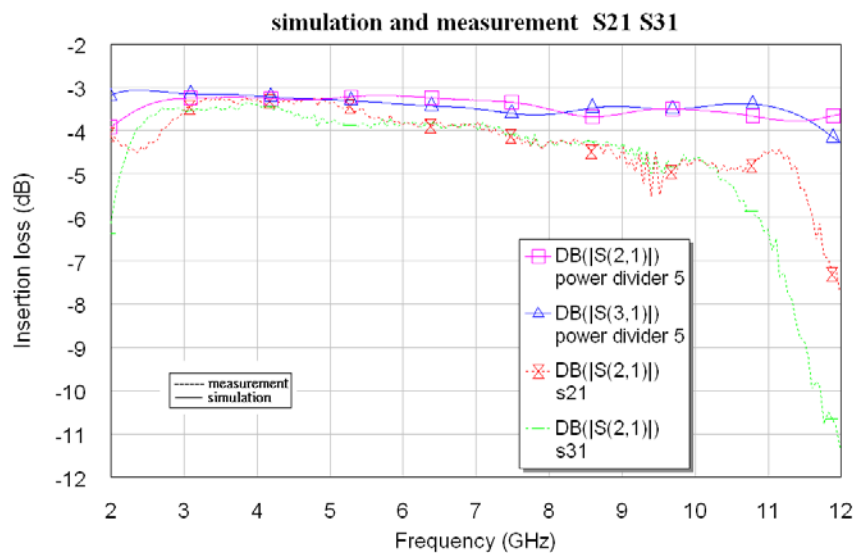


圖(4.19)為寬頻微帶線巴倫電路實作圖，其中微帶線母板(基板)、垂直安裝子板、以及兩端開路的耦合線電路子版兩旁的板塊都是具有介電係數 3.38 的 Rogers RO4003 板材，而母板、子板、板塊的厚度分別為 20 mils、8 mils、60 mils。而兩端短路的耦合線將其短路兩端延伸一大範圍可以打入多個貫穿孔，以並聯的電路方式來等效降低電感值，進而降低因電感而產生額外不理想的相位角度。貫穿孔接地以 0.6 mm × 0.4 mm 的鉚釘在耦合線兩端各打入四個；而另一方面在前級等功率分配器與後級耦合線電路之間以 50 Ω、長度 200mils 的傳輸線作連接，這是避免兩級之間以及兩耦合線距離太近產生耦合效應。最後量測與模擬散的散射參數比較如圖(4.20) (a)~(e)，其中虛線為量測、實線為模擬。在頻率 2.2GHz 到 10.6GHz 其量測的輸入穿透損耗(S21、S31)都在 1dB 差距以內、輸入返回損耗(S11)在-10dB 以下，輸出返回損耗(S22、S33)在頻率 2.6GHz 到 10.6GHz 在-10dB

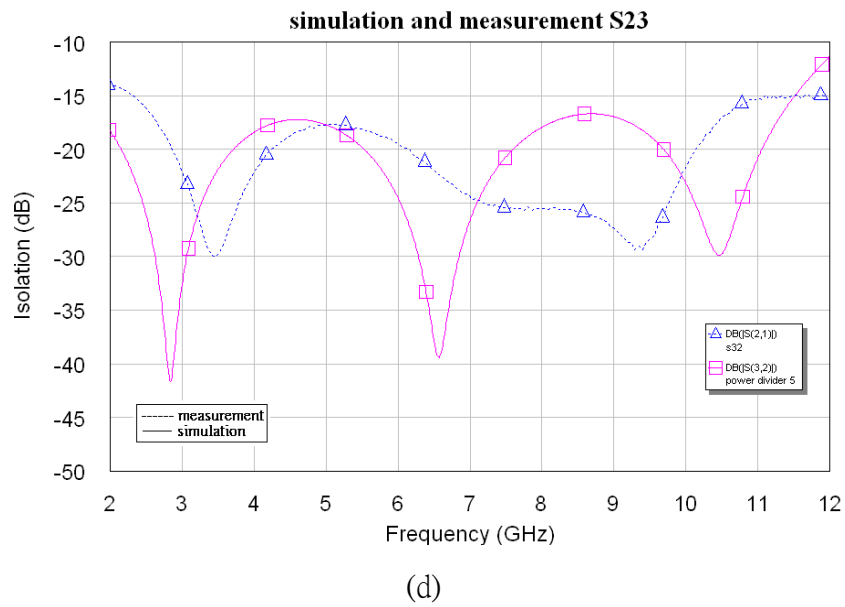
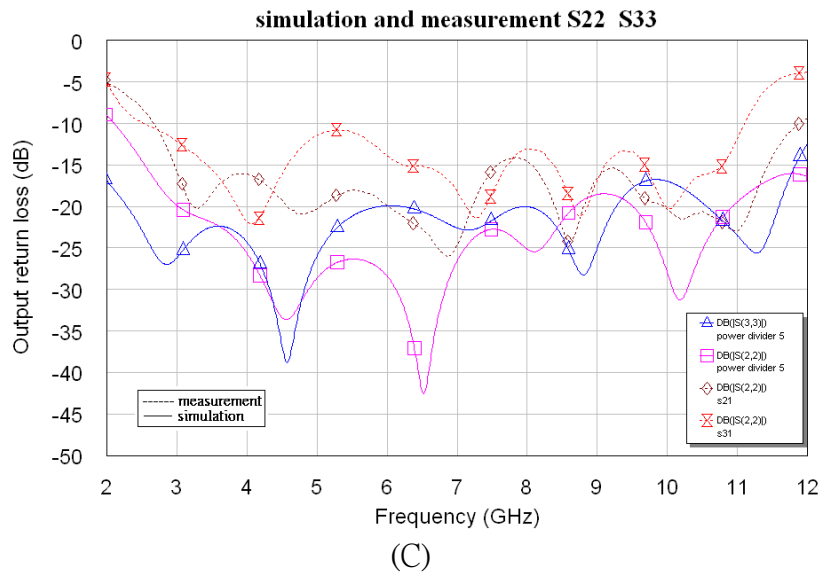
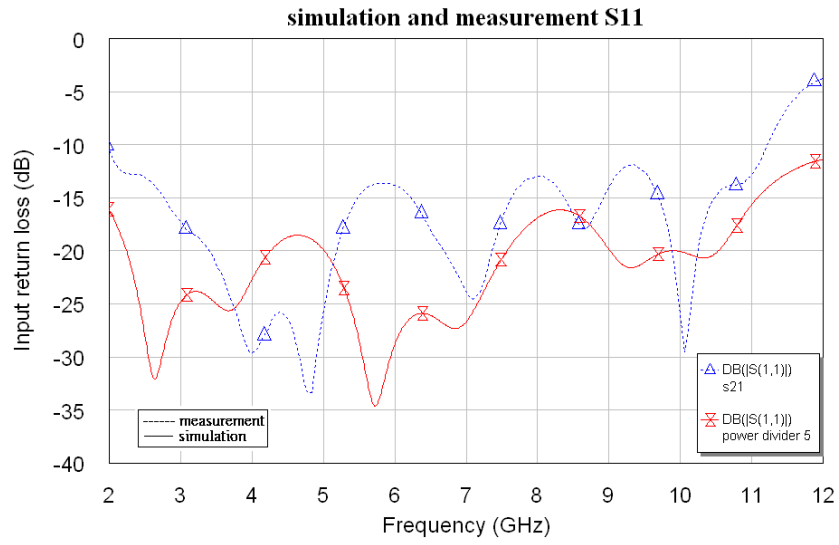
以下，隔離度(S32)具有-15dB 以下，而輸出平衡訊號的相位差在頻率 2.2 GHz 到 10.2GHz 介於 $180^\circ \pm 10^\circ$ 以內。實做出的巴倫在散射參數大小部份都有達到當初所要設計頻寬在 3.1GHz~10.6GHz，然而相位平衡卻在頻率 10.2GHz 以上無法達到平衡響應，這是因為耦合線開路與短路所造成相位與理想的開路、短路效應不同，再者，實做的開路、短路所得到或減少的相位改變隨著頻率的改變相差很多，尤其以鉚釘打貫穿孔所造成的電感效應是需要好好去掌控。

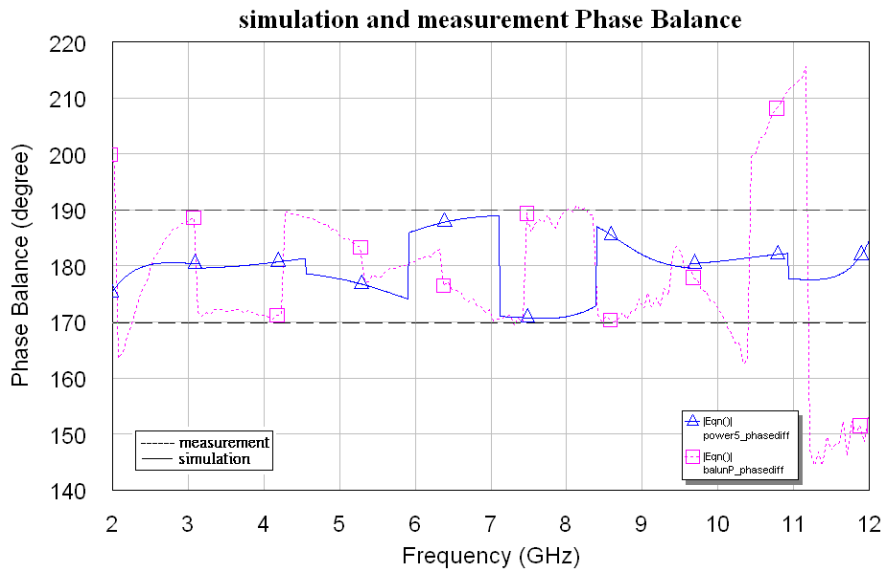


圖(4.19) 寬頻微帶線巴倫電路實作圖



(a)





(e)

圖(4.20) (a)輸入穿透損耗 (Insertion loss , dB) (b)輸入反射損耗 (Input return loss , dB) (c)輸出反射損耗 (Output return loss , dB) (d)隔離度 (Isolation , dB) (e)相位平衡 (Phase balance response , degree)



第五章 結論

本論文提出了三種不同設計原理與架構的寬頻巴倫，三種巴倫都是以傳統印刷電路板製程製作，採用 Rogers RO4003 介電係數 3.38，具有低成本的優勢並且得到不錯的寬頻巴倫特性。第一種為第二章所討論的傳統的馬相巴倫，分析了兩種可以設計的方式，一種是設計耦合線耦合量的觀點，另一種則是導出耦合線奇偶模阻抗與輸入源阻抗、輸出負載的相關方程式，並提供了兩種不同的平衡埠與非平衡埠的偶模與奇模阻抗設計曲線，以及對應的頻寬。實作則利用第二章介紹的垂直安裝平面基板結構來實現高偶模阻抗，選取偶模阻抗 $Z_{oe} = 216\Omega$ 、奇模阻抗 $Z_{oo} = 31\Omega$ 達到大小平衡 1dB 以內、相位平衡 $\pm 10^\circ$ ，具有大約 100% 的頻寬。第二種為第三章所討論的串接多節式耦合線來達到等效增加偶模阻抗，以便得到在寬頻之下，有良好巴倫的大小與相位平衡。利用垂直安裝平面基板來設計高偶模阻抗大約 $Z_{oe} = 200\Omega$ 以上的五節式耦合線巴倫可以達到頻寬約 100%，大小平衡 1dB 以內、相位平衡 $\pm 2^\circ$ ，並且可以設計成柴比雪夫響應。最後一種巴倫由威金森等功率分配器與利用垂直安裝平面基板實現寬頻高耦合量耦合器所得到的相位轉移器來得到在寬頻 2.2GHz~10.2GHz 具有大小平衡 1dB 以內、相位平衡 $\pm 10^\circ$ ，此巴倫還有良好隔離度、各埠匹配的特性，可應用在推挽式放大器所需要的隔離度與匹配。

- [1] Rajesh Mongia, Inder J. Bahl, Prakash Bhartia, “ RF and Microwave Coupled-Line Circuits,” *Boston, Artech House*, c1999.
- [2] Kevin W. Kobayashi. “A Novel HBT Active Transformer Balanced Schottky Diode Mixer” . In *IEEE MTT-S international Microwave Symposium*, page 947, 1996.
- [3] R. Sturdivant, “ Balun designs for wireless, mixers amplifiers and antennas,” *Appl. Microwaves*, vol. 5, pp. 34-44, Summer 1993.
- [4] M. N. Tutt, H. O. Tserng, and A. Ketterson, “ A low loss, 5.5 GHz-20GHz monolithic balun,” in *IEEE MTT-S Int, Microwave Symp. Dig*, 1997, pp. 933-936.
- [5] C. L. Goldsmith, A. Kikel, and N. L. Wilkens, “Synthesis of Marchand baluns using multilayer microstrip structures, : *Int. J. Microwave Millimeter-wave Computer-Aided Eng*, vol. 2, no. 3, pp. 179-188, 1992.
- [6] N. Nishikawa, I. Toyoda, and T. Tokumitsu, “Compact and broad-band three-dimensional MMIC balun,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, Vol, 47, no. 1, pp. 96-98, Jan 1999.
- [7] C. Tsai and K. C. Gupta, “ A generalized model for coupled lines and its Applications to two-layer planar circuits,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*. vol. 40. no. 12. pp. 2190-2199. Dec. 1992.
- [8] C. Zhao and I. Awai, “Application of the Finite Difference Techniques to the Compensated VIP 3 dB Directional Coupler,” *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech*, Vol. MTT-44, Issue 11, pp. 2045-2052, Nov. 1996.
- [9] N. Marchand, Transmission-line conversion transformers, *Electron* 17 (1944), 142-146
- [10] A. M. Pavio and A. Kikel, A monolithic or hybrid broadband compensated

- balun, *IEEE Int Microwave Symp Dig* 7(1990), 483–486.
- [11] M. C. Tsai, “A new compact wide-band balun,” in *IEEE Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuit Symp. Dig*, 1993, pp. 123–125
- [12] C. Cho and K.C. Gupta, A new design procedure for single-layer and two-layer three-line baluns, *IEEE Trans Microwave Theory Tech* 46 (1998), 2514–2519
- [13] C.W. Tang, J.W. Sheen, and C.Y. Chang, Chip-type LTCC-MLC baluns using stepped impedance method, *IEEE Trans Microwave Tech* 49 (2001), 2342–2349
- [14] Y. J. Yoon, Y. Lu, R.C. Frye, M.Y. Lau, P.R. Smith, L. Ahlquist, and D.P. Kossives, Design and characterization of multilayer spiral transmission-line baluns, *IEEE Trans Microwave Theory Tech* 47(1999), 1841–1847.
- [15] K.S. Ang and I.D. Robertson, Analysis and design of impedance-transforming planar Marchand baluns, *IEEE Trans Microwave Theory Tech* 49 (2001), 402–406.
- [16] Zhenyu Zhang, Yong-Xin Guo, Ling Chuen Ong, and M. Y. W. Chia, “Improved Planar Marchand Balun Using A Patterned Ground Plane,” *Int. J. RF Microw. CAE*, vol. 15, no. 3, pp. 307–316, May 2005.
- [17] D. Raicu, “Design of planar, single-layer microwave baluns,” in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig*, 1998, pp. 801–804.
- [18] S. Mass, “The RF and Microwave circuit design cookbook,” *Boston, Artech House*, c1998.
- [19] A. S. Hebert and T. Itoh, “A generalized spectral domain analysis for coupled Suspended microstrip lines with tuning septums,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-26, pp. 820–826, Oct. 1978.

- [20] K. S. Ang, Y. C. Leong, and C. H. Lee, "Multisection Impedance-Transforming Coupled-Line Baluns," *IEEE Trans Microwave Theory Tech.* vol. MTT-51, pp536-541, Feb. 2003.
- [21] Maloratsky, L. G., and S. Y. London, "Quarter-Wavelength N-Way Power Dividers/Combiners: Historical Aspects and New Modifications," *Microwave Journal*, September 2003, pp. 194-202.
- [22] S. B. Cohn, "A Class of Broadband Three-Port TEM-Mode Hybrids," *IEEE Trans Microwave Theory Tech*, vol. MTT-16, NO. 2, Feb. 1968.
- [23] J. Lange, "Interdigitated Striplin Quadrature Hybrid," *Microwave Symposium Digest, G-MTT International*, Vol. 69, Issue 1, pp. 10-13, May 1969.
- [24] J. Rogers, and R. Bhatia, "A 6 to 20 GHz planar balun using a Wilkinson divider and Lange couplers." *IEEE MTT-S Digest*, pp. 865-868, June 1991.
- [25] B. J. Minnis and M. Healy, "New broadband balun structures for monolithic microwave integrated circuits," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Jun. 1991, pp. 425-428
- [26] E. G. Cristal and L. Young, "Theory and Tables of Optimum Symmetrical TEM-Mode Coupled Transmission Line Directional Couplers," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech*, Vol. MTT-13, Issue 5, pp. 544-558, Sept. 1965.