

國立交通大學

電信工程研究所

碩士論文



研究生：周義傑

指導教授：張志揚 教授

中華民國一百零一年六月

三位元平衡式數位移相器

3-Bits Balanced Digital Phase Shifter

研究生：周義傑

Student：Yi -Chieh Chou

指導教授：張志揚

Advisor：Dr. Chi-Yang Chang



Submitted to 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 2012

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國 一百零一年 六月

三位元平衡式數位移相器

研究生：周義傑

指導教授：張志揚 博士

國立交通大學電信工程研究所

摘要

本論文提出於平衡式系統下的數位移相器，結合了平衡式數位移相器與寬頻 180° 數位移相器，運用平衡式訊號的特性，透過改變訊號的共模和差模狀態，作為不同移相角度的切換方法。

本研究設計之負載線移相器，利用八分之一波長的傳輸線殘段之開路或斷路可等效為電容或電感的特性，以平衡式系統的共模和差模作為切換；為了改變訊號的共模和差模狀態，進一步以等比傳輸線濾波器(commensurate line filter)和手繞電感兩種型式設計切換式 180° 數位移相器。整體電路以微帶線實現，使用的基板為 Rogers RO4003，厚度為 20 毫英寸(20 mil)，介電係數為 3.58。

3-Bits Balanced Digital Phase Shifter

Student : Yi -Chieh Chou

Advisor : Dr. Chi-Yang Chang

Institute of Communication Engineering
National Chiao Tung University

Abstract

In this study, the 3-bits balanced digital phase shifter is designed. The proposed phase shifter, combine from the balanced digital phase shifters and the broadband 180° digital phase shifter, changes phases while even- or odd-mode signal is excited.

First, in the balanced system, the loaded line phase shifters switch loaded when excited by even- or odd-mode signal and thus change the open- or short- $1/8$ wave length transmission line stubs into capacitors or inductors. In order to change the mode of signals, two type of 180° switch type digital phase shifter is designed using commensurate line filter and hand-wound inductors respectively. The circuits in this study are fabricated with microstrip line on a RO4003 substrate having a 20 mil thickness and a dielectric constant of 3.58.

誌 謝

在我大學畢業剛進入研究所之前，我聽說 916 實驗室是「最快樂的實驗室」，帶著忐忑的心，我進入了我的研究所生涯。

感謝張志揚老師的教導，你教我們踏實地找出問題的癥結，循循善誘的指引我們讓理論與實作相互結合；在日常處事中，對我們總是和藹可親，教我們注重細節卻也時時為我們設想，在幾年的研究生涯裡你總是我們最好的靠山。謝謝郭博，是你教我按下人生第一次的模擬鍵，你深厚的專業知識，精美的教學投影片，和豐富的人生經驗都是我學習的榜樣。謝謝梁八，在研究的初期能跟著你學習，使我更快的進入軌道，你福至心靈的參數調整方法是我研究生涯最重要的技巧。謝謝威尅，十年的好學長你真的很照顧學弟，你總是拋下手邊工作耐心的回答我一個個鑽牛角尖的爛問題，不僅僅是研究上的幫助，在我對未來充滿迷惘失去信心時，你也給我很實在的鼓勵。謝謝維新，你總在關鍵時刻不見縱影，卻也時常神來一筆的給予我們幫助，像是帶著我一步步的計算線段的阻抗，不耐煩地跟我解釋種種專有名詞，謝謝你接受我們的沒大沒小。謝謝建裕，在十分忙碌的工作中，卻也撥出許多心力為實驗室和我們解決問題。謝謝晉國強，你的電容是我久早後的甘霖。謝謝佩潔，從你帶的實驗中我學到更多做學問的態度。謝謝jarry和老梗，你們的論文是我的先驅，謝謝你們的貢獻。謝謝喉立靠，當我找研替時你對我的照顧。謝謝小水，你教我面試技巧和探聽的每個消息，我都十分感激。謝謝小鵬，總是默默地幫了我許多忙。謝謝大蘋，能和你在同一個實驗室，超級驕傲。謝謝老爹，風趣且毫無水準的言談，無疑是實驗室最幽默的人。謝謝丘帥，你和我一起的抱怨讓我在心情上平衡不少。謝謝若宜，你說費祥好可愛這句話我會珍藏一輩子。謝謝小學妹，別再害羞，你就快是大學姐了。謝謝胡祥農，感謝你熬夜幫我捲的每一個彈簧，好險能在碩士生涯的尾段和你重新認識，你不計形象的演出是我碩士生涯最大的笑點。謝謝草草，你在歐洲的每一張照片，都是讓我加速完成進度的推手，超級討厭卻也超級佩服這麼堅強有韌性的你。

感謝交大就輔組的廣廣、中科院的牛道智博士、廖文裕先生、晶功的林素紅小姐，佳普的白惠禎小姐、FUTURE 的 Alice Lee 和 Dropbox 的 Drew Houston，你們都是這篇論文裡不可缺少的一部分。

也謝謝在我大學生涯最重要的三位朋友；謝謝極柑，你總是充滿默契的給我建議，知道我只是想要更多人的認同，謝謝有你在實驗室陪我，我們一起競爭也一起互相幫助。謝謝國滴，即便我們選了不同的人生道路，你仍舊真誠熱情地與我相處，謝謝你每次聽我的抱怨和支持我的每個決定。謝謝小平，感謝你幫我解決許多實際上的困難，你和我一樣的急性子，按部就班的規劃，又被自己的進度逼得焦頭爛額，你是我最合拍的搭檔。

最後感謝我的家人；謝謝媽媽，你教我做人做事的道理，教我懂得禮貌懂得感恩，教我對事情負責有正確的態度，謝謝你這些年來無微不至的照顧，你是我最大的驕傲。謝謝姊姊，感謝你對我的包容與疼愛。謝謝奶奶、阿咪、乾爹、阿姨、阿帥、寶姐、偉智、綱哥、維哥、繹寶、靜美阿姨、乖乖阿姨、姨丈，是你們的支持幫助才成就了今天的我。另外，謝謝美月，在排版、繪圖及投影片的製作與簡報貢獻良多；另外在日常生活對我的照顧，忍受我的脾氣，分擔我的憂愁，並適時地提出深具啟發性的建議，謝謝你對我的尊重、包容與關心，能有你的陪伴我很幸福。

在研究所畢業的前夕，有疼愛我們的老師，有一群強大的博班學長姐，融洽的研究氣氛，還有一票活潑貼心的學弟妹，我說 916 實驗室是「最快樂的實驗室」。

目 錄

中文摘要.....	I
英文摘要.....	II
誌 謝.....	III
目 錄.....	V
圖 目 錄.....	VII
表 目 錄.....	X
第一章 前言.....	1
第二章 理論.....	4
2.1 負載線移相器(Loaded-Line Phase Shifter).....	4
2.2 三元件負載線移相器(Three Element Loaded-Line Phase Shifter).....	8
2.3 傳輸線近似元件.....	10
2.4 等比傳輸線濾波器(Commensurate Transmission Line Filter).....	12
2.4.1 理查氏轉換(Richards' Transformation).....	13
2.4.2 黑田等效定理(Kuroda's Identity).....	14
2.4.3 傳輸線阻抗計算.....	16
2.5 平衡式微帶線(Balanced Microstrip Line)與緩變線(Taper Line).....	17
2.5.1 平衡式微帶線.....	17
2.5.2 緩變線.....	18
第三章 設計與模擬.....	19
3.1 平衡式數位移相器(Balanced Digital Phase Shifter).....	20
3.1.1 45°平衡式數位移相器.....	21
3.1.2 90°平衡式數位移相器.....	24
3.2 寬頻 180°數位移相器.....	28
3.2.1 等比傳輸線濾波器.....	30
3.2.2 二極體等效電路與匹配.....	31

3.2.3 直流阻斷電路與緩變線轉換	33
3.2.4 以手繞電感作為偏壓電路	35
第四章 佈局與實作量測	38
4.1 平衡式數位移相器	38
4.1.1 45°平衡式數位移相器	38
4.1.2 90°平衡式數位移相器	41
4.2 寬頻 180°數位移相器	44
4.2.1 等比傳輸線濾波器作為偏壓	44
4.2.2 手繞電感作為偏壓	48
4.3 三位元平衡式數位移相器	51
第五章 結論	58
參考資料	59

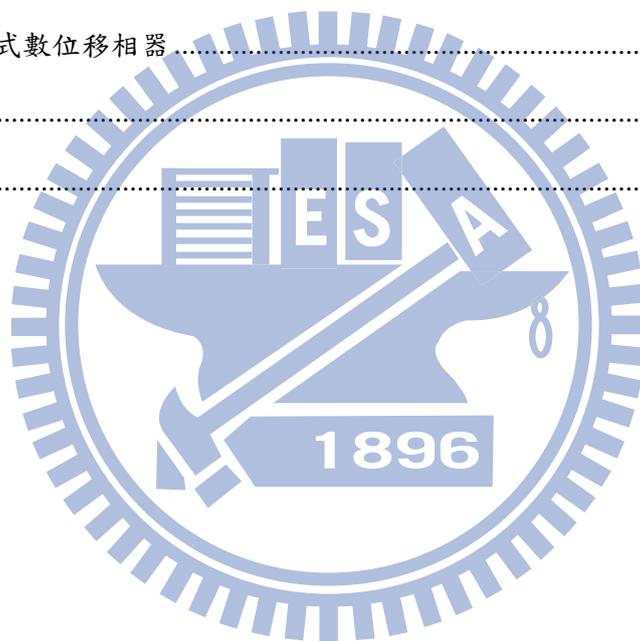


圖 目 錄

圖 1.1 數位移相器切換狀態示意圖。.....	1
圖 1.2 平衡式系統架構(a)單端移相器(b)平衡式移相器。.....	2
圖 2.1 負載線示意圖(a)加入電納性元件之負載傳輸線示意圖(b)等效無負載傳輸線之示意圖。.....	4
圖 2.2 切換式負載線移相器示意圖。.....	5
圖 2.3 負載線移相器中兩種狀態的向量圖。.....	6
圖 2.4 傳輸線移相器阻抗不匹配的情形。.....	7
圖 2.5 三元件負載線移相器示意圖。.....	8
圖 2.6 三元件負載線傳輸線設計曲線。.....	10
圖 2.7 終端負載下有限長傳輸線的輸入阻抗。.....	11
圖 2.8 傳輸線近似元件示意圖(a)終端負載為開路(b)終端負載為短路。.....	12
圖 2.9 等比傳輸線濾波器。.....	12
圖 2.10 運用(2-18)轉換後響應對照圖(a) f 平面上響應為帶通(b) S 平面上響應為高通。.....	13
圖 2.11 轉換後 S 平面上的高通電路。.....	14
圖 2.12 第一次黑田等效轉換(a)黑田等效轉換(b)轉換後的整體電路。.....	15
圖 2.13 第二次轉換(a)由[18]得到的轉換關係(b)轉換後的整體電路。.....	15
圖 2.14 無贅餘元件的等效電路。.....	16
圖 2.15 平衡微帶線(a)平衡式微帶線的虛擬接地(b)等效的微帶線。.....	18
圖 2.16 緩變線示意圖(a)上視圖(b)剖視圖。.....	18
圖 3.1 三位元平衡式數位移相器方塊圖。.....	19
圖 3.2 三位元平衡式數位移相器操作圖(a)初始狀態(b)45°度狀態。.....	20
圖 3.3 平衡式數位移相器操作示意圖(a)輸入奇模訊號(b)輸入偶模訊號。.....	21

圖 3.4	45°平行式數位移相器示意圖。	22
圖 3.5	45°平衡式數位移相器初始參數模擬結果(a)S 參數(b)相位差。	23
圖 3.6	45°平衡式數位移相器參數微調後模擬結果(a)S 參數(b)相位差。	24
圖 3.7	90°平行式數位移相器示意圖。	25
圖 3.8	90°平衡式數位移相器初始參數模擬結果(a)S 參數(b)相位差。	26
圖 3.9	90°平衡式數位移相器參數微調後模擬結果(a)S 參數(b)相位差。	27
圖 3.10	運用平衡式微帶線的絞線示意圖。	28
圖 3.11	運用平衡式微帶線實際製作絞線結構圖。	28
圖 3.12	使用二極體達成可切換的功能。	28
圖 3.13	180°數位移相器操作方法圖(a)無 180°相位差(b)有 180°相位差。	29
圖 3.14	加入絞線的等比傳輸線濾波器結構圖。	30
圖 3.15	等比傳輸線濾波器響應。	31
圖 3.16	非理想二極體寄生效應等效電路圖。	31
圖 3.17	封裝所產生的寄生效應。	32
圖 3.18	加入的電容位置(a)立體圖(b)正視圖與側視圖。	32
圖 3.19	180°數位移相器整體電路結構(a)整體電路(b)絞線與二極體配置(c)直流阻斷電路與緩變線配置。	34
圖 3.20	匯入非理想性元件後的 180°數位移相器模擬(a)S 參數(b)相位差。	35
圖 3.21	180°數位移相器電路結構(a)整體電路(b)以手繞電桿作為偏壓電路。	36
圖 3.22	匯入非理想性元件後的 180°數位移相器模擬(a)S 參數(b)相位差。	37
圖 4.1	45°平衡式數位移相器佈局圖。	38
圖 4.2	45°平衡式數位移相器模擬與量測結果比較圖(a)反射損耗(S11)(b)穿透損耗(S21)(c)相位差。	40
圖 4.3	45°平衡式數位移相器實作電路照片。	40
圖 4.4	90°平衡式數位移相器佈局圖(a)整體電路(b)轉折細節。	41
圖 4.5	90°平衡式數位移相器模擬與量測結果比較圖(a)反射損耗(S11)(b)穿透損	

耗(S21)(c)相位差。	43
圖 4.6 90°平衡式數位移相器實作電路照片。	43
圖 4.7 以等比傳輸線濾波器作為偏壓的寬頻 180°數位移相器佈局圖。	45
圖 4.8 以等比傳輸線濾波器為偏壓的寬頻 180°數位移相器模擬與量測結果比較圖 (a)S 參數(b)相位差。	46
圖 4.9 以等比傳輸線濾波器為偏壓的寬頻 180°數位移相器電路實作照片(a)正面(b) 反面(c)焊接細節。	47
圖 4.10 以手繞電感作為偏壓的寬頻 180°數位移相器佈局圖。	48
圖 4.11 以手繞電感為偏壓的寬頻 180°數位移相器模擬與量測結果比較圖(a)S 參 數(b)相位差。	50
圖 4.12 以手繞電感為偏壓的寬頻 180°數位移相器電路實作照片(a)正面(b)反面(c) 焊接細節。	51
圖 4.13 以等比傳輸線濾波器作為偏壓結構的三位元平衡式數位移相器照片.....	52
圖 4.14 以等比傳輸線濾波器製作的三位元平衡式數位移相器(a)反射損耗(S11)(b) 穿透損耗(S21)(c)各種角度相位差。	54
圖 4.15 以手繞電感作為偏壓結構的三位元平衡式數位移相器照片。	55
圖 4.16 以手繞電感製作的三位元平衡式數位移相器(a)反射損耗(S11)(b)穿透損耗 (S21)(c)各種角度相位差。	57

表 目 錄

表 2.1 理查德轉換對應的高通濾波器響應使用的各類元件.....	14
表 3.1 三位元平衡式數位移相器真值表.....	20
表 3.2 計算所得 45°平衡式數位移相器各個參數.....	22
表 3.3 微調後 45°平衡式數位移相器各個參數.....	23
表 3.4 計算所得 90°平衡式數位移相器各個參數.....	25
表 3.5 微調後 90°平衡式數位移相器各個參數.....	27
表 3.6 等比傳輸線濾波器各項參數。.....	30
表 4.1 45°平衡式數位移相器尺寸對照表(mil).....	39
表 4.2 45°平衡式數位移相器模擬與量測比較表.....	40
表 4.3 90°平衡式數位移相器尺寸對照表(mil).....	41
表 4.4 90°平衡式數位移相器模擬與量測比較表.....	43
表 4.5 寬頻 180°數位移相器尺寸對照表(mil).....	45
表 4.6 寬頻 180°數位移相器尺寸對照表(mil).....	49

第一章 前言

移相器在微波頻段有許多的用途，像是相位調變器、升頻轉換器(frequency up-converters)和相位陣列天線系統(phased array antenna system)。以相位陣列天線系統為例，以往的陣列天線僅能收發信號在同一個方向，若要改變收發方位需直接調整天線的位置，像是運用機械式的旋轉移動，但與移相器結合之後，便可以藉由操縱陣列中各個天線的相位達到改變收發信號的方向，且能夠增加波束改變的速度。

移相器可以大略的分為類比移相器(analog phase shifter)和數位移相器(digital phase shifter)；類比移相器提供連續性的移相角度，像是由改變電容二極體來控制電壓的壓控移相器；佔更多數的則是數位移相器，將相位區分為許多種離散的狀態，透過位元的邏輯切換來指定移相角度，如一位元的數位移相器則分成 0° 與 180° 兩種狀態，而二位元則以 90° 作為狀態間的差值，隨著位元數的增加，所切分的角度便越小，能達到更多所要的移相角度，但也使得各狀態彼此間的誤差接受度降低，以至於難以分辨各種狀態。

數位移相器可設想成由許多不同長度的線段，透過切換器(switch)選擇訊號所要走的路徑，達到所需的移相角度，如圖 1.1，由於擁有多種不同的狀態，所以如何準確的切換狀態成為數位移相器最大的課題。現今已有許多種製作切換器

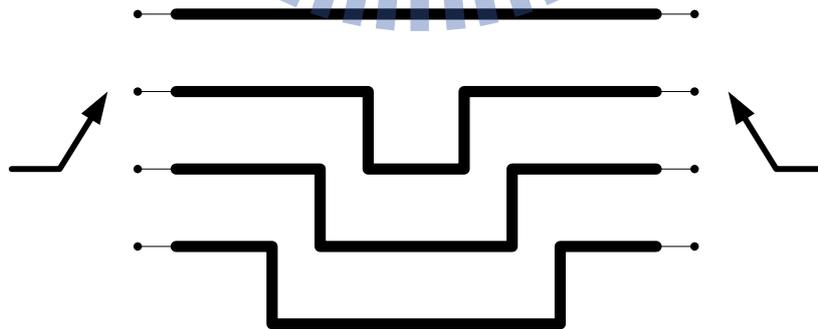


圖 1.1 數位移相器切換狀態示意圖。

的方法，像是[1]~[4]中運用微機電系統(Micro Electro Mechanical Systems, MEMS)作為切換器；又或者如[5][6]透過控制電晶體來切換且等效為電阻或電容來製作反射式的移相器；行之有年的算是用二極體作為切換的數位移相器了，依其運用二極體的方法大可分為四大類；直接作為切換的[7]~[10]，或是用二極體順偏時導通，逆偏時不導通的兩種狀態所視不同電路結構的反射式[11][12]，或是以負載線移相器(Loaded-Line Phase Shifter) [13]為基礎作為切換電納性負載的[14]，或是切換集總元件形成高通低通濾波器達到移相功能的[15][16]。本篇論文將合併負載線移相器與運用二極體做切換的數位移相器進行實現。

運用平衡式結構的電路為現今的趨勢，因其擁有較佳的抑制雜訊的效果，所以無論是天線的設計或者是射頻積體電路皆逐漸往平衡式系統的方向發展，因此對於平衡式的被動電路需求也與日俱增。如圖 1.2(a)，對於平衡式的前級天線和後級的射頻電路，位於兩者間的單端移相器必須透過兩個平衡至非平衡轉換器(balun)連接以符合電路的要求，造成許多不便，但若是使用平衡式結構的移相器便可解決這樣的情形，如圖 1.2(b)。

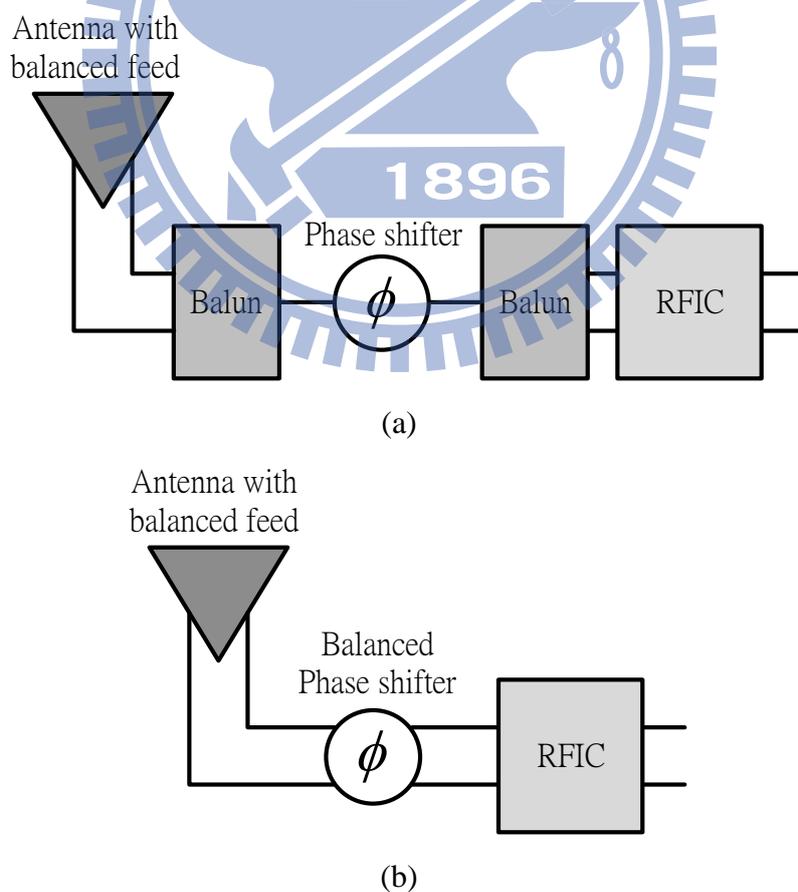


圖 1.2 平衡式系統架構(a)單端移相器(b)平衡式移相器。

本論文提出了三位元平衡式的數位移相器電路，結合了平衡式數位移相器 [17]與寬頻 180° 數位移相器，巧妙的運用平衡式訊號的特性，透過改變訊號的共模和差模狀態，作為不同移相角度的切換。首先從負載線移相器開始設想，以八分之一波長的傳輸線殘段開路或斷路可等效為電容或電感的特性當作負載，恰好能以平衡式系統的共模和差模作為切換的功能；由於需要改變訊號的共模和差模狀態，進一步的設計出 180° 數位移相器。不同於[12]運用反射式的切換與寬頻的鼠競環(rat-race ring)製作，本文提出運用切換式的架構並以等比傳輸線濾波器(commensurate line filter)和手繞電感兩種型式作為偏壓電路進行製作，除了能夠有相同的頻寬和更準確的相位差外，並有效的縮小面積為原先的 14%。

於本研究的第二章中，將詳述的介紹所運用到的各種理論，包含 45° 負載線移相器、能夠達到 90° 移相要求的三元件負載線移相器(Three Element Loaded-Line Phase Shifter)、傳輸線殘段的近似元件推導、等比傳輸線濾波器的合成設計和實作時所用的平衡式微帶線架構(Balanced Microstrip Line)及作為轉換的緩變線(Taper Line)。在第三章則根據上一章節的理論推導進行設計與模擬，並於第四章實作電路，並探討量測結果與模擬的異同。在末章則提出本論文的結論和進一步的相關運用。

第二章 理論

2.1 負載線移相器 (Loaded-Line Phase Shifter)

在所選定的頻率裡，移相器可視為一條單純的傳輸線。在該頻率的訊號經過時，依照傳輸線設計的尺寸決定該頻率走過的電長度，達到固定角度的延遲。負載線移相器即以此為出發，在已固定長度的傳輸線下，用切換負載的方式，使輸入的訊號經過的等效電長度產生差別，藉此達到移相的目的。

將一條電長度(electrical length)為 θ 的傳輸線兩端各並聯一個相等的電納性元件，如圖 2.1(a)所示，其整體的 ABCD 矩陣如(2-1)：

$$\begin{aligned}
 & \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jB & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & jZ_0 \sin \theta \\ jY_0 \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jB & 1 \end{bmatrix} \\
 = & \begin{bmatrix} (\cos \theta - BZ_0 \sin \theta) & j(Z_0 \sin \theta) \\ j(2B \cos \theta + Y_0 \sin \theta - B^2 Z_0 \sin \theta) & (\cos \theta - BZ_0 \sin \theta) \end{bmatrix} \quad (2-1)
 \end{aligned}$$

將上述結果對照圖 2.1(b)的 ABCD 矩陣如(2-2)，則可將加入電納性元件負載的傳輸線等效為一條電長度為 θ_e 的無負載傳輸線。

$$\begin{bmatrix} \cos \theta_e & jZ_e \sin \theta_e \\ jY_e \sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \quad (2-2)$$

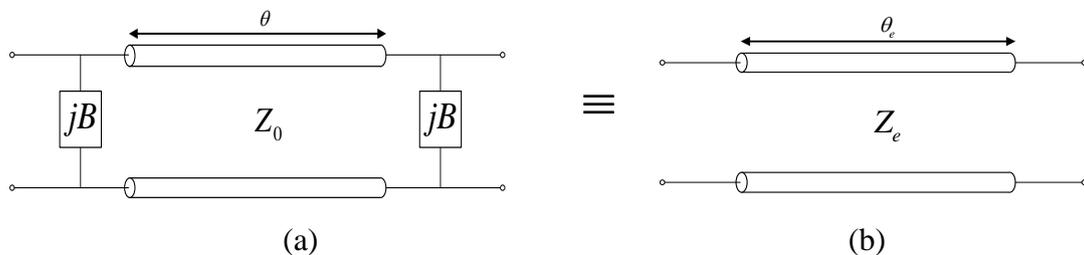


圖 2.1 負載線示意圖(a)加入電納性元件之負載傳輸線示意圖(b)等效無負載傳輸線之示意圖。

將圖 2.1 中兩個電路的 ABCD 矩陣的 A 項做對應，可以算出等效後的無負載傳輸線電長度 θ_e 與加入的電納性元件值 B 的關係如(2-3)。

$$\cos \theta_e = \cos \theta - BZ_0 \sin \theta \quad (2-3)$$

同上述步驟，將 ABCD 矩陣的 B、C 項相除後，取其比值即可求得等效後的無負載傳輸線阻抗 Z_e 與電納性元件值 B 和原來傳輸線阻抗 Z_0 的關係如(2-4)。

$$Y_e = Y_0 \left[1 - (BZ_0)^2 + 2BZ_0 \cot \theta \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2-4)$$

依照上述的推導結果，可以用圖 2.2 的電路說明負載線移相器的運作方法；為了能夠有相同的等效傳輸線導納 Y_e ，所以設計傳輸線的電長度 θ 為 90° 和電納值互為相反數的電感和電容，並使用切換器將兩端的負載同時進行切換，藉此改變兩種狀態之等效傳輸線的電長度，即可產生所需的相位差。

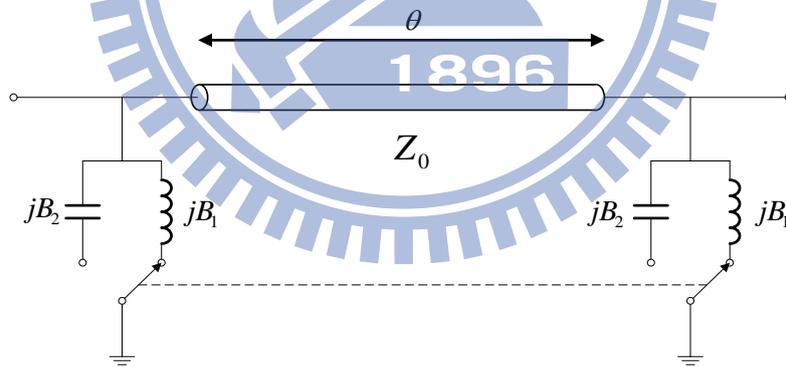


圖 2.2 切換式負載線移相器示意圖。

可以透過圖 2.3 中兩種狀態的向量圖，更進一步的說明加入負載後的電路如何產生相位差的過程；原傳輸線的電長度 θ 為 90° ，為單位圓上由右方水平軸為始邊以逆時針方向運行至垂直於水平軸的向量 ($\phi = 90^\circ$)，當切換器轉至電感為負載時，其電納值 B_1 為負數，透過(2-3)可得 $\cos \theta_{e1} = -B_1 Z_0$ 為正數，即 $\theta_{e1} < 90^\circ$ ，為單位圓上與右方水平軸夾角為 $\phi_{\theta_{e1}}$ 的向量，與原傳輸線的電長度差為 $\Delta\phi$ ；同

理可知，當切換器轉至電容為負載時，其電納值 B_2 為正數，透過(2-3)可得 $\cos \theta_{e2} = -B_2 Z_0$ 為負數，即 $\theta_{e2} > 90^\circ$ ，為單位圓上與右方水平軸夾角為 $\phi_{\theta_{e2}}$ 的向量，與原傳輸線的電長度差為 $\Delta \phi_2$ 。當負載不同時可得到不同的電長度，分別為 θ_{e1} 和 θ_{e2} ，分別小於和大於原傳輸線電長度 $\Delta \phi_1$ 和 $\Delta \phi_2$ ，綜合上述，可知在切換負載時共可以產生 $\Delta \phi$ 的延遲相位差有(2-5)的關係：

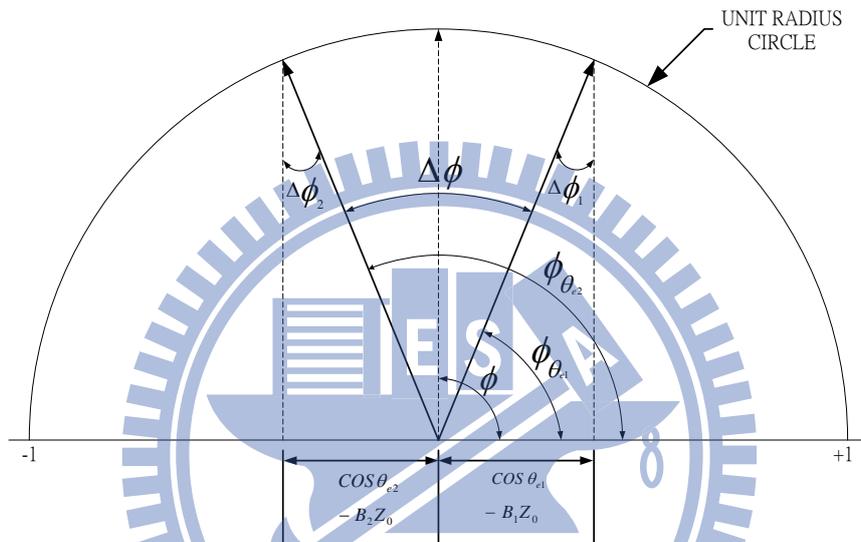


圖 2.3 負載線移相器中兩種狀態的向量圖。

$$\Delta \phi = \Delta \phi_1 + \Delta \phi_2 \quad (2-5)$$

$$\sin(\Delta \phi_1) = B_1 Z_0 \quad (2-6a)$$

$$\sin(\Delta \phi_2) = B_2 Z_0 \quad (2-7a)$$

如果 $\Delta \phi_1$ 和 $\Delta \phi_2 \ll 90^\circ$ ，則可以得到(2-6b)和(2-7b)的近似，並得到新的總電長度差為(2-8)。

$$\sin(\Delta\phi_1) \approx \Delta\phi_1 \approx B_1 Z_0 \quad (2-6b)$$

$$\sin(\Delta\phi_2) \approx \Delta\phi_2 \approx B_2 Z_0 \quad (2-7b)$$

$$\Delta\phi \approx (B_2 - B_1) Z_0 \quad (2-8)$$

除了達到所需電長度差外，在原傳輸線的兩端所加上的並聯電納性元件也會使原傳輸線的阻抗 Z_0 產生改變，觀察(2-4)可知，若設計原傳輸線電長度 $\theta = 90^\circ$ ，則式中的 $2BZ_0 \cot \theta = 0$ ，此時無論所加元件電納值為正或負，因為是平方項的緣故，使得等效的無負載傳輸線阻抗 $Y_e < Y_0$ 。在上述的條件下，若仍舊以 Z_0 為訊源的傳輸線特徵阻抗的話，則會在進入負載線移相器電路端產生不匹配的情形如圖 2.4，則可推導出 VSWR 會有(2-9a)、(2-9b)的最大限制。

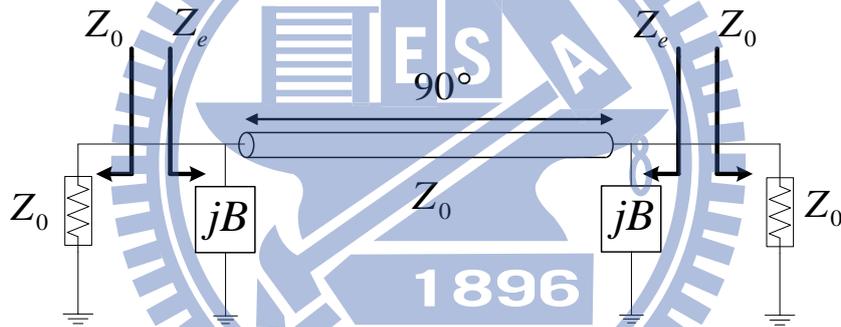


圖 2.4 傳輸線移相器阻抗不匹配的情形。

$$VSWR \leq (Y_e / Y_0) \quad \text{當 } Y_e \geq Y_0 \quad (2-9a)$$

$$VSWR \leq (Y_0 / Y_e) \quad \text{當 } Y_0 \geq Y_e \quad (2-9b)$$

若是所需的移相角度不大，此種不匹配的情形大致可以被忽略；但也可以用下列兩種方法進行匹配的改善：

- (1) 四分之一波長阻抗轉換器：在訊源端及負載線移相器的輸入端之間加入一段在中心頻為四分之一波長的傳輸線，設計其阻抗 $Z_t = (Z_0 Z_e)^{1/2}$ ，藉此達到阻抗轉換使電路匹配。

(2) 改變原傳輸線的阻抗：在設計原傳輸線阻抗時，即選擇較 Z_0 為小的值為

$Z_{original}$ ，透過數值的計算，使得加入電納性元件後的輸入阻抗 Z_e 恰等於訊源
 阻抗 Z_0 消除阻抗不匹配的情形。

負載線移相器雖然無法提供過大的移相角度，也受限於原傳輸線的尺寸造成
 無法寬頻，即便如此，負載線移相器也有著便於製作，操作簡單等優點，另外也
 可串聯多個負載線移相器，達到大角度的移相功能，能有更多的應用。

2.2 三元件負載線移相器(Three Element Loaded-Line Phase Shifter)

如上一節末所言，單級的負載線移相器僅能提供較小角度的移相，約為 45° ，
 所以若要達到較大角度的移相，可以藉由串聯多級的負載線移相器來達成；圖
 2.5 為一個二級的負載線移相器，並有著三個並聯的電納性負載，為了兼顧對稱
 性與簡化計算，將連接三個元件的兩段原傳輸線阻抗和訊源阻抗設為相同，電長
 度均為 90° ；且首末兩端的負載元件有一樣的電納值，並正規化上述的元件。

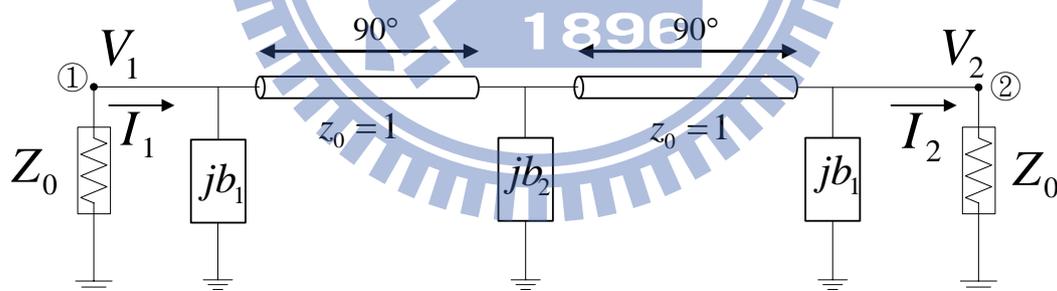


圖 2.5 三元件負載線移相器示意圖。

如同上一節的分析方法，將串聯的兩段原傳輸線與並聯的三個電納性元件透
 過 ABCD 矩陣的運算合成如(2-10)。

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{ALL} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jb_1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & j \\ j & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jb_2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & j \\ j & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jb_1 & 1 \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} b_1 b_2 - 1 & -j b_2 \\ j b_1 (b_1 b_2 - 1) - j b_1 & b_1 b_2 - 1 \end{bmatrix} \quad (2-10)$$

圖 2.5 中，節點 2 的負載阻抗已被正規化為 1，故有(2-11)的關係；由 ABCD 矩陣的定義可得(2-12)，另外設定原傳輸線的損耗可被忽略，且負載線移相器與訊源是匹配的得到(2-13)。

$$\frac{V_2}{I_2} = 1 \quad (2-11)$$

$$V_1 = A V_2 + B I_2 \quad (2-12)$$

$$V_1 = V_2 \quad (2-13)$$

綜合上述三式，可得(2-14)並用(2-10)的矩陣將 A、B 值帶入，可得(2-15)。

$$|A + B|^2 = 1 \quad (2-14)$$

$$b_2 = \frac{2b_1}{b_1^2 + 1} \quad (2-15)$$

觀察(2-15)，由於分母 $(b_1^2 + 1)$ 恆正，可知 b_1 、 b_2 將會是同號的參數，也就是在移相器切換負載時，將同時切為電感或電容。

當整個電路匹配時 $V_1 = V_2$ ，而電長度則可透過(2-16)表示：

$$\phi = \arg\left(\frac{V_2}{V_1}\right) = -\arg(A + B) \quad (2-16)$$

在匹配的條件下，則可將(2-16)改寫為(2-17a)，再將(2-15)帶入後可得(2-17b)

$$\phi = -\tan^{-1}\left(\frac{b_2}{b_1 b_2 - 1}\right) \quad (2-17a)$$

$$\phi = \tan^{-1}\left(\frac{2b_1}{1 - b_1^2}\right) \quad (2-17b)$$

圖 2.6 是透過(2-17b)和(2-15)所得到延遲相位 ϕ 與負載值 b_1 和 b_2 的關係，圖中的 ϕ_p 為加入負載後對於 180° 的電長度造成的改變；如同單節的負載線移相器，為了有相同的輸入阻抗，切換的電容和電感也有著互為相反數的電納值 ($+b_1$ 和 $-b_1$)，藉此達到 $+\phi_p$ 和 $-\phi_p$ 的相位變化。

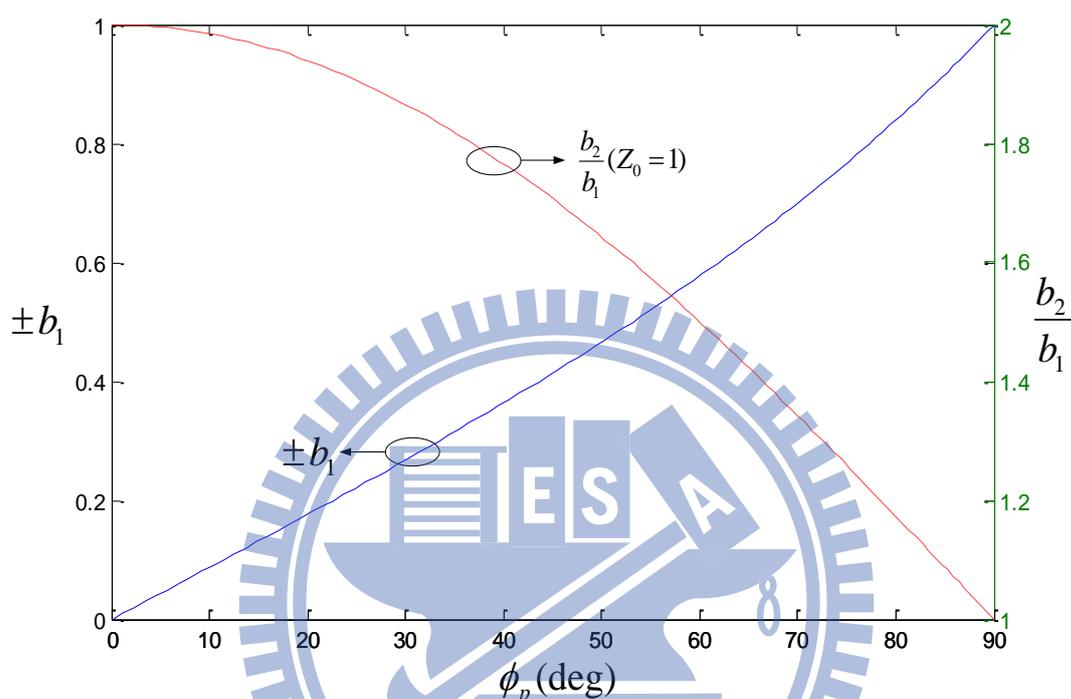


圖 2.6 三元件負載線傳輸線設計曲線。

三元件負載線移相器因為加了兩段 90° 原傳輸線，在沒有負載的情形下，所造成的相位延遲為 180° ，如同上節，加入了電納性負載的貢獻後，使得原本的電長度(180°)造成變大與變小的差異(即 $\pm\phi_p$)，此種差異即成為三元件負載線移相器的移相角度，也因為階數的增加，可以達到更大角度的相位差。

2.3 傳輸線近似元件

在微波電路中，運用傳輸線的近似來取代集總元件是十分方便的做法。圖 2.7 中從遠離負載端的傳輸線長 l 看入的阻抗 Z_{in} 能用(2-18)表示。

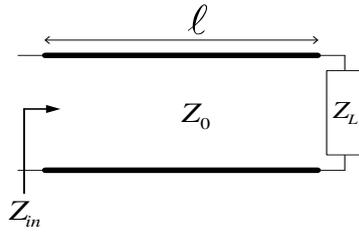


圖 2.7 終端負載下有限長傳輸線的輸入阻抗。

$$Z_i = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta \ell}{Z_0 + jZ_L \tan \beta \ell} \quad (2-18)$$

改變負載阻抗 Z_L ，有下列幾種特殊情形：

1. 終端負載為開路 ($Z_L \rightarrow \infty$)，由(2-18)

$$Z_{io} = -j \frac{Z_0}{\tan \beta \ell} \quad (2-19a)$$

考慮 l 為中心頻 f_0 八分之一波長的情況下，可將(2-19a)是改寫為(2-19b)，可以將傳輸線在中心頻 f_0 時等效為電容，其電納值 B_{c_ℓ} 為 Z_0^{-1} ，如圖 2.8(a)。

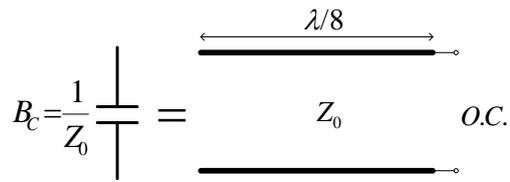
$$Z_{io} = -jZ_0 = -j \frac{1}{\omega C_\ell} = \frac{1}{jB_{c_\ell}} \quad (2-19b)$$

2. 終端負載為短路 ($Z_L \rightarrow 0$)，由(2-18)

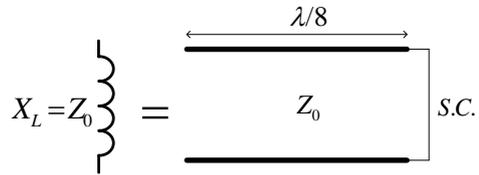
$$Z_{is} = jZ_0 \tan \beta \ell \quad (2-20a)$$

考慮 l 為中心頻 f_0 八分之一波長的情況下，可將(2-20a)是改寫為(2-20b)，可以將傳輸線在中心頻 f_0 時等效為電感，其電抗值 X_{L_ℓ} 為 Z_0 ，如圖 2.8(b)。

$$Z_{is} = jZ_0 = j\omega L_\ell = jX_{L_\ell} \quad (2-20b)$$



(a)



(b)

圖 2.8 傳輸線近似元件示意圖(a)終端負載為開路(b)終端負載為短路。

2.4 等比傳輸線濾波器 (Commensurate Transmission Line Filter)

考慮圖 2.9 的濾波器，其中每段線的長度為在中心頻(f_0)電長度為 90° 的傳輸線，此種運用相等電長度的傳輸線所設計的電路，稱作等比傳輸線濾波器。

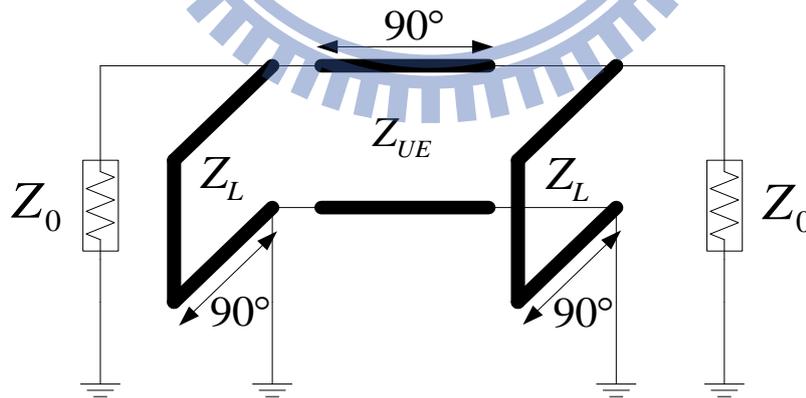


圖 2.9 等比傳輸線濾波器。

2.4.1 理查氏轉換(Richards' Transformation)

運用等電長度的傳輸線與理查氏頻率和集總元件與真實頻率間之類比所建構的電路，可以用電容、電感和電阻元件來做解析，並有著(2-18)的轉換關係。

$$S = j\Omega = j \tan \theta = j \tan\left(\frac{\pi f}{2f_0}\right) \quad (2-18)$$

其中 f_0 為濾波器通帶的中心頻， f 則為真實頻率變數，若欲在 f 平面上設計一個帶通濾波器如圖 2.10(a)，對照(2-18)即可得到理查氏頻率(S 平面)上呈現高通濾波器的響應如圖 2.10(b)；除此之外，透過(2-18)的轉換，在 f 平面上等長的開路、短路和單純的線段，可以在 S 平面上等效為電容、電感和單位元件(unit element)，表 2.1 即為運用理查德轉換對應的高通濾波器響應使用的各類元件。圖 2.11 為圖 2.9 的濾波器透過理查氏轉換後所對應的電路圖。

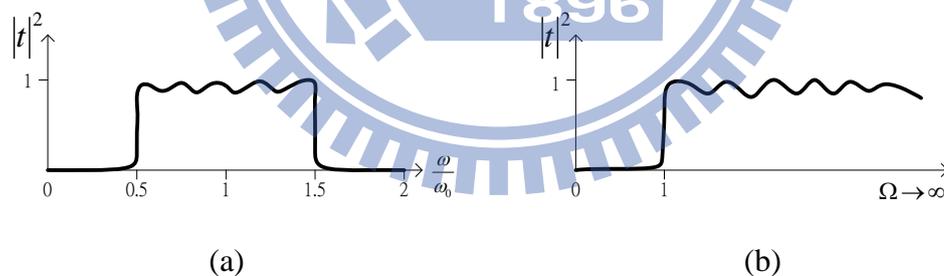


圖 2.10 運用(2-18)轉換後響應對照圖(a) f 平面上響應為帶通(b) S 平面上響應為高通。

表 2.1 理查氏轉換對應的高通濾波器響應使用的各類元件

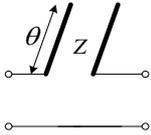
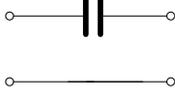
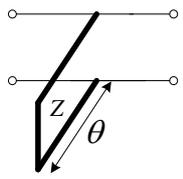
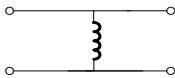
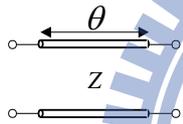
f 平面	S 平面	ABCD 矩陣
		$\begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{SC} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$
		$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{SL} & 0 \end{bmatrix}$
		$\frac{1}{\sqrt{1-S^2}} \begin{bmatrix} 1 & ZS \\ \frac{S}{Z} & 1 \end{bmatrix}$



圖 2.11 轉換後 S 平面上的高通電路。

2.4.2 黑田等效定理(Kuroda's Identity)

在理查氏轉換後，會在電路上產生贅餘的元件，像是同為並聯的電感如圖 2.11，透過黑田等效定理，可以將贅餘的元件移至同側，簡化電路的未知數。第一次轉換，運用圖 2.12(a)的等效關係，將單位元件 Z_{UE} 右方的電感轉至左方，轉換參數 n^2 可透過(2-19)得到，圖 2.12(b)為轉換後的整體電路。

$$n^2 = 1 + \frac{Z_{UE}}{Z_L} \quad (2-19)$$

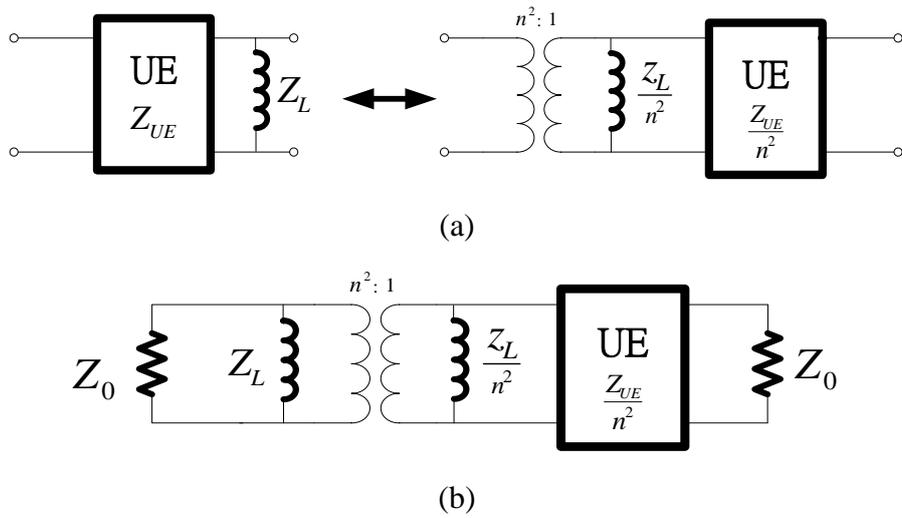


圖 2.12 第一次黑田等效轉換(a)黑田等效轉換(b)轉換後的整體電路。

從圖 2.12 雖然將單位元件兩側的電感移至同側，但彼此間仍間隔著一個 $n^2:1$ 的變壓器，為了消除這個變壓器，進行第二次轉換，由[18]中推導了圖 2.13(a)的等效轉換關係，其中 Z'_l 和 Z'_{ue} 與原本的元件有(2-20a)和(2-20b)的關係。

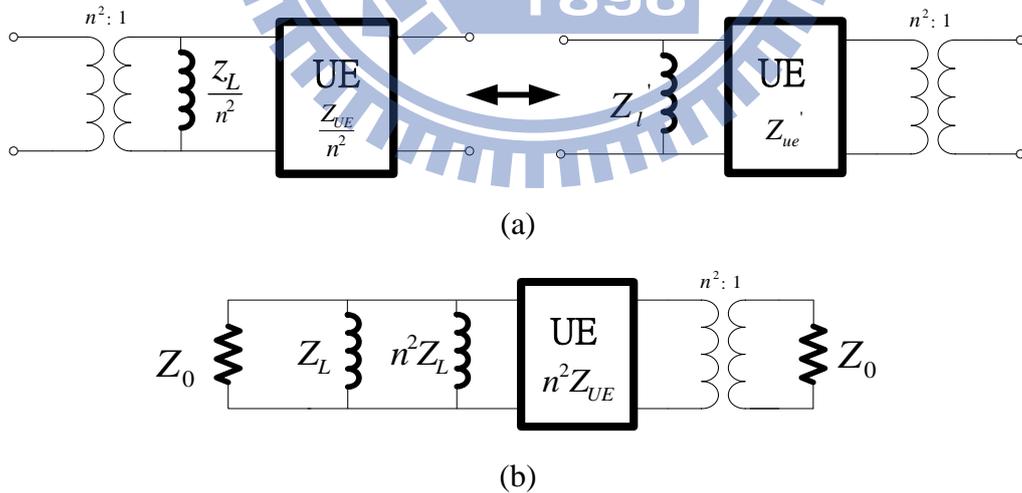


圖 2.13 第二次轉換(a)由[18]得到的轉換關係(b)轉換後的整體電路

$$Z'_l = n^2 Z_L \quad (2-20a)$$

$$Z'_{ue} = n^2 Z_{UE} \quad (2-2b)$$

最後將圖 2.13 兩個並聯的電感融合，再將最右端的阻抗透過轉換器進行倍數轉換後，得到圖 2.14，此時的電路已經沒有任何贅餘的元件，而 Z_L' 、 Z_{UE}' 和 R 為(2-21a)、(2-21b)和(2-21c)。

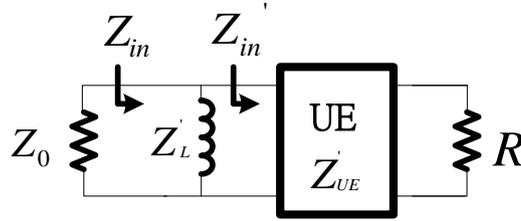


圖 2.14 無贅餘元件的等效電路。

$$Z_L' = \frac{n^2 Z_L^2}{n^2 Z_L^2 + Z_L} \quad (2-21a)$$

$$Z_{UE}' = n^2 Z_{UE} \quad (2-21b)$$

$$R = n^4 Z_0 \quad (2-21c)$$

2.4.3 傳輸線阻抗計算

解析圖 2.14 位於 S 平面上的電路結構，以計算出實際電路所需的各段傳輸線阻抗值，可由[22]中得到(2-22)。

$$|K(S)|^2 = \varepsilon^2 \left[T_m \left(\frac{S_C}{S} \right) T_n \left(\frac{\sqrt{1-S_C^2}}{\sqrt{1-S^2}} \right) - U_m \left(\frac{S_C}{S} \right) U_n \left(\frac{\sqrt{1-S_C^2}}{\sqrt{1-S^2}} \right) \right]^2 \quad (2-22)$$

其中 $S_C = j \tan(\pi f_c / 2f_0)$ ， f_c 為濾波器的截止頻率， ε 為等漣漪值(equal-ripple value)， $T_k(x)$ 和 $U_k(x)$ 為 k 階的第一種和第二種柴比雪夫級數， m 和 n 為所用的高通元件和單位元件，如圖 2.14 的電路其 m 值為 1， n 值為 1。

得到 $|K(S)|^2$ 後，用(2-23)的關係算得 $|S_{11}(S)|^2$ ，在正規化的 Z_0 ，得到 $Z_{in}(S)$ 如(2-24)。

$$|S_{11}(S)|^2 = \frac{|K(S)|^2}{1+|K(S)|^2} \quad (2-23)$$

$$Z_{in}(S) = \frac{1+S_{11}(S)}{1-S_{11}(S)} \quad (2-24)$$

如圖 2.14，此時的 $Z_{in}(S)$ 為 Z_L' 並聯 $Z_{in}'(S)$ ，可得 Z_L' 的值，接下來運用(2-25)和(2-26)可得 Z_{UE}' 和 R 。

$$Z_{UE}'(S) = Z_{in}'(1) \quad (2-25)$$

$$R = Z_{in}'(1) \frac{SZ_{in}'(1) - Z_{in}'(S)}{SZ_{in}'(S) - Z_{in}'(1)} \quad (2-26)$$

得到上述未知數的值後，聯立(2-21a)、(2-21b)和(2-21c)即可求出所需線段的特徵阻抗，完成設計。

2.5 平衡式微帶線(Balanced Microstrip Line)與緩變線(Taper Line)

2.5.1 平衡式微帶線

製作 180° 的數位移相器，必須運用到平衡式微帶線結構如圖 2.15(a)，由上下等寬的傳輸線實現，分別通過相位差為 180° 的訊號，由於通過的是差模訊號，可以將基板等分的平面當作虛擬接地，可將上下半部等效為圖 2.15(b)，當計算特徵阻抗時，也可以簡單地看做是基板為一半高度的兩段微帶線串聯而成，詳細平衡式微帶線特徵阻抗公式可由[19]中得到。

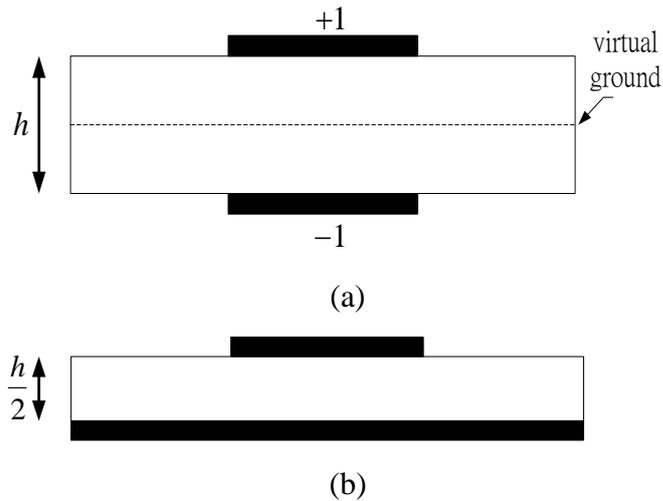


圖 2.15 平衡微帶線(a)平衡式微帶線的虛擬接地(b)等效的微帶線。

2.5.2 緩變線

緩變線是用緩慢改變傳輸線的剖面寬度的方式，如圖 2.16，達成阻抗或結構轉換的功用；運用緩變線可以輕易地將傳統型微帶線轉變成所設計的平衡式微帶線，同時達到阻抗匹配的功效。但由於要緩慢的改變阻抗或結構，緩變線必須要有足夠的長度，才能達到較好的回波損耗，在[20]和[21]中有更為詳盡的公式推導過程。

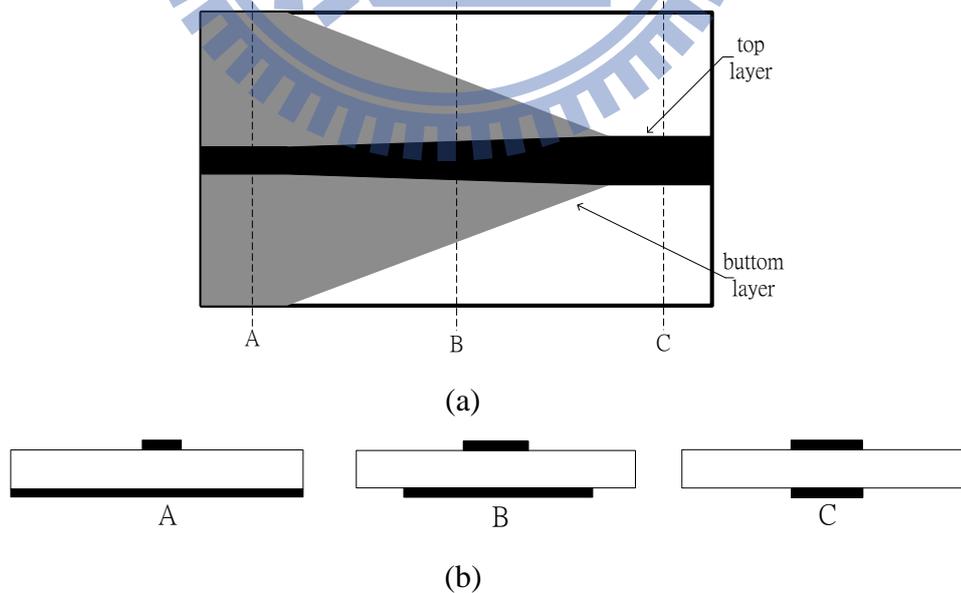


圖 2.16 緩變線示意圖(a)上視圖(b)剖視圖。

第三章 設計與模擬

在平衡式系統上，製作三位元平衡式數位移相器，需要兩種平衡式數位移相器，分別提供 45° 和 90° 的相位差，兩者間用六個寬頻 180° 數位移相器兩兩一組連接，運用其兩種狀態控制輸入平衡式移相器的訊號為差模或共模，達到指定相角的轉移，如圖 3.1。

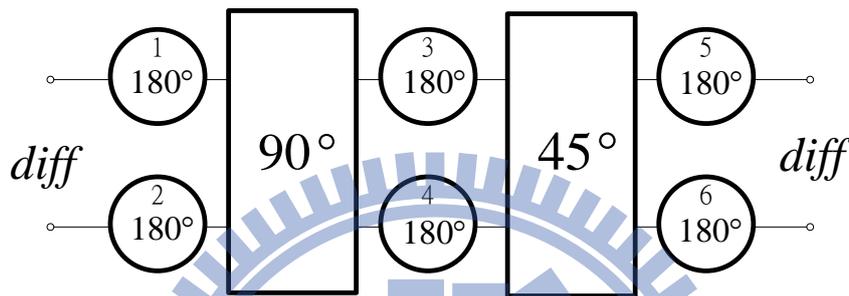
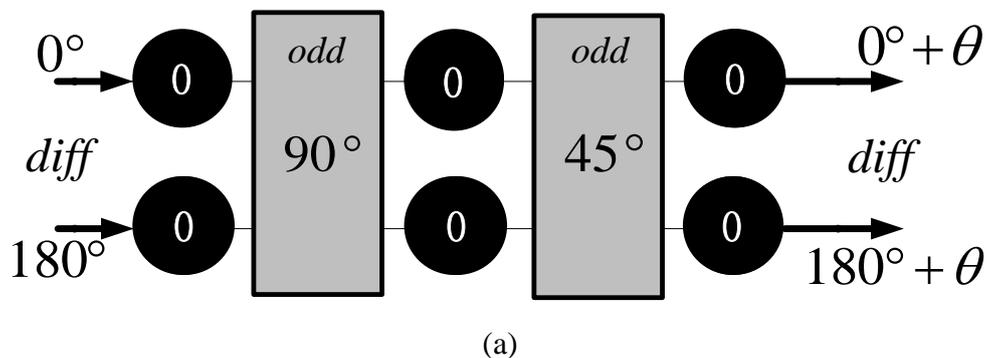


圖 3.1 三位元平衡式數位移相器方塊圖。

首先在輸入訊號為差模下，若初始化所有的 180° 數位移相器的狀態為 0，此時輸入 90° 平衡式移相器為差模，輸入 45° 平衡式移相器亦為差模，輸出的角度 θ 做為起始參考角，如圖 3.2(a)；改變 3 號 180° 數位移相器的狀態為 1，圖 3.2(b)，此時輸入 90° 平衡式移相器為差模，但輸入 45° 平衡式移相器改為共模，即可產生與初始狀態相差 45° 的輸出訊號，再切換 5 號 180° 數位移相器狀態為 1，使訊號保持差模的輸出，即可達到指定相位轉移的功能。由此操作方式，可完成表 3.1 的真值表。根據上述的電路架構，將中心頻設為 2.5GHz 進行設計。



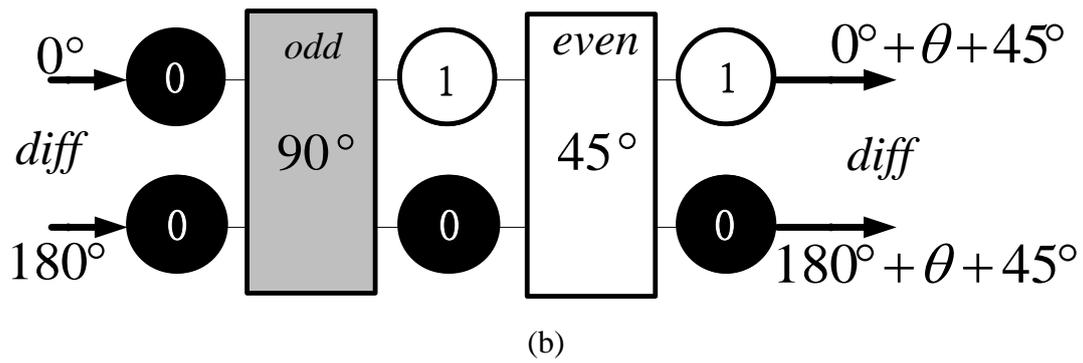


圖 3.2 三位元平衡式數位移相器操作圖(a)初始狀態(b)45°度狀態。

表 3.1 三位元平衡式數位移相器真值表

	ϕ_1	ϕ_2	ϕ_3	ϕ_4	ϕ_5	ϕ_6	90°	45°
0°	0	0	0	0	0	0	Odd	Odd
45°	0	0	1	0	1	0	Odd	Even
90°	1	0	1	0	0	0	Even	Odd
135°	1	0	0	0	1	0	Even	Even
180°	0	0	0	0	1	1	Odd	Odd
225°	0	0	1	0	0	1	Odd	Even
270°	1	0	1	0	1	1	Even	Odd
315°	1	0	0	0	0	1	Even	Even

3.1 平衡式數位移相器 (Balanced Digital Phase Shifter)

運用負載線移相器的原理，可以透過切換負載使得傳輸線達到所欲設計的相位差，如圖 3.3，在平衡式的系統上，可以控制輸入訊號為差模和共模，讓中心頻八分之一波長傳輸線達到短路和開路的狀態等效為電感或電容。

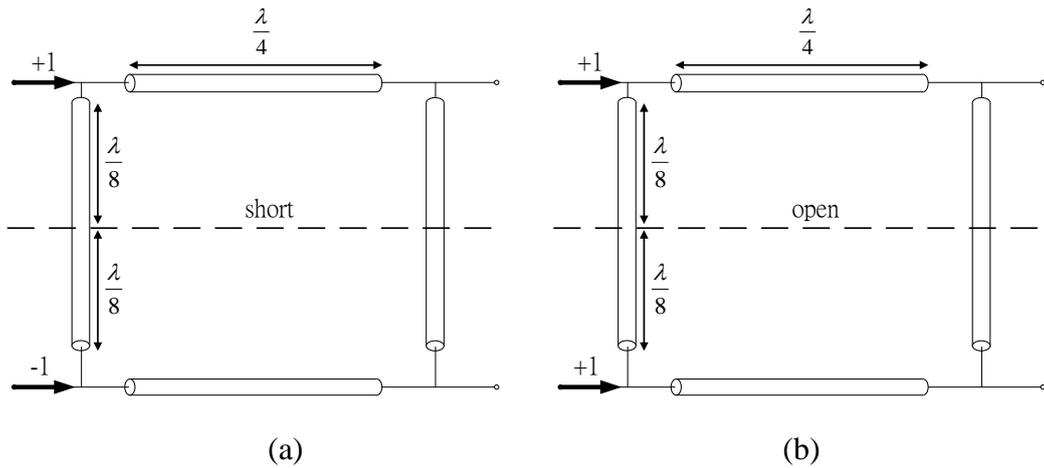


圖 3.3 平衡式數位移相器操作示意圖(a)輸入奇模訊號(b)輸入偶模訊號。

3.1.1 45°平衡式數位移相器

運用 2.1 節的負載線移相器結構，恰可達到 45° 的相位差。將原傳輸線電長度 $\theta_{original}$ 設為 90°；再設(2-5)中 $\Delta\phi = 45^\circ$ ，且 $B_1 = -B_2$ ，得到(3-1)；訊源阻抗為 50Ω，為了阻抗匹配，選擇 2.1 節末段法(2)的方法，預先設定 $Y_E = (1/50)S = 0.02S$ 帶入(2-4)得到(3-2)，聯立(3-1)和(3-2)可算出原傳輸線阻抗 $Z_{original}$ 和 B ，再用 2.3 節傳輸線近似元件求得電納性元件的等效傳輸線阻抗 Z_{LC} 如(3-3)，電長度 θ_{LC} 為 45°。表 3.2 為計算所得的所有參數結果。

$$45^\circ = \frac{\pi}{4} = 2BZ_{original} \quad (3-1)$$

$$0.02 = \frac{1}{Z_{original}} [1 - (BZ_{original})^2]^{\frac{1}{2}} \quad (3-2)$$

$$Z_{LC} = \frac{1}{B} \quad (3-3)$$

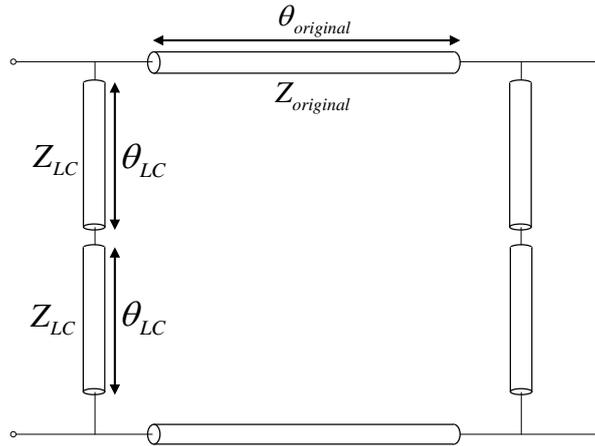
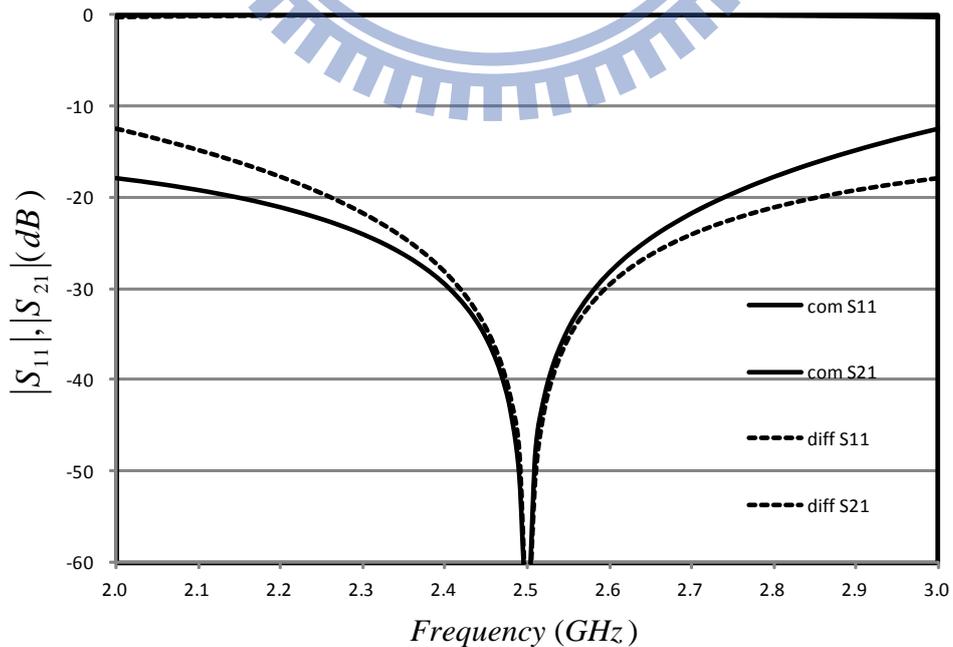


圖 3.4 45° 平行式數位移相器示意圖。

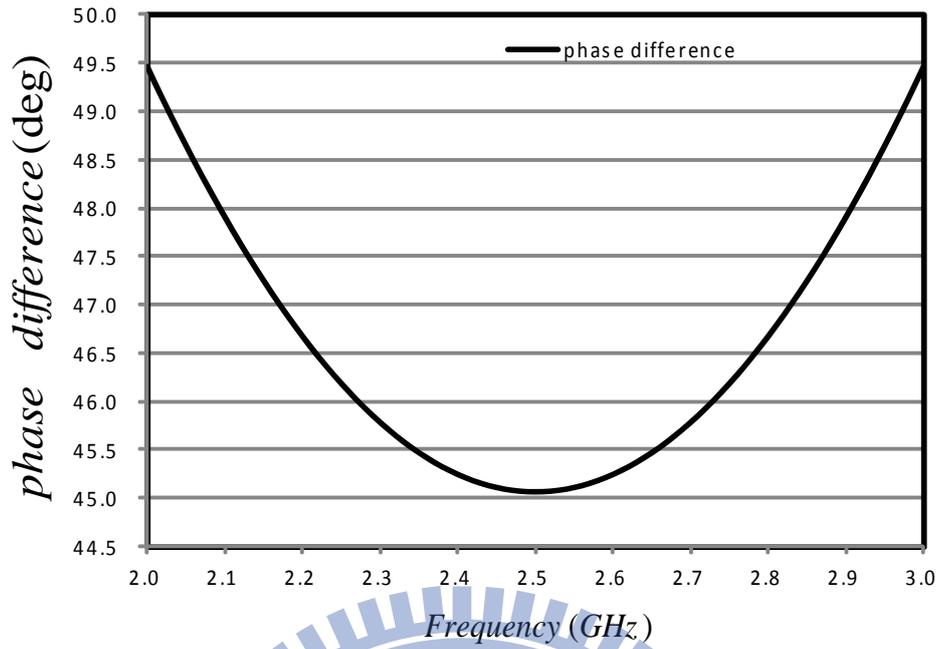
表 3.2 計算所得 45° 平衡式數位移相器各個參數

參數	$\theta_{original}$	$Z_{original}$	B	θ_{LC}	Z_{LC}
參數值	90°	45.9Ω	8.5×10^{-3}	45°	117.6Ω

將表 3.2 中各項參數帶入進行模擬，可得圖 3.5 的響應圖，頻寬約為 2.25GHz ~ 2.75GHz，最大相位誤差約為 1.5°。由於是針對中心頻 2.5GHz 所計算的結果，所以奇模和偶模的反射損耗，皆會在中心頻時達到最低，而兩種模態相差的相位也僅在中心頻為 45°。



(a)



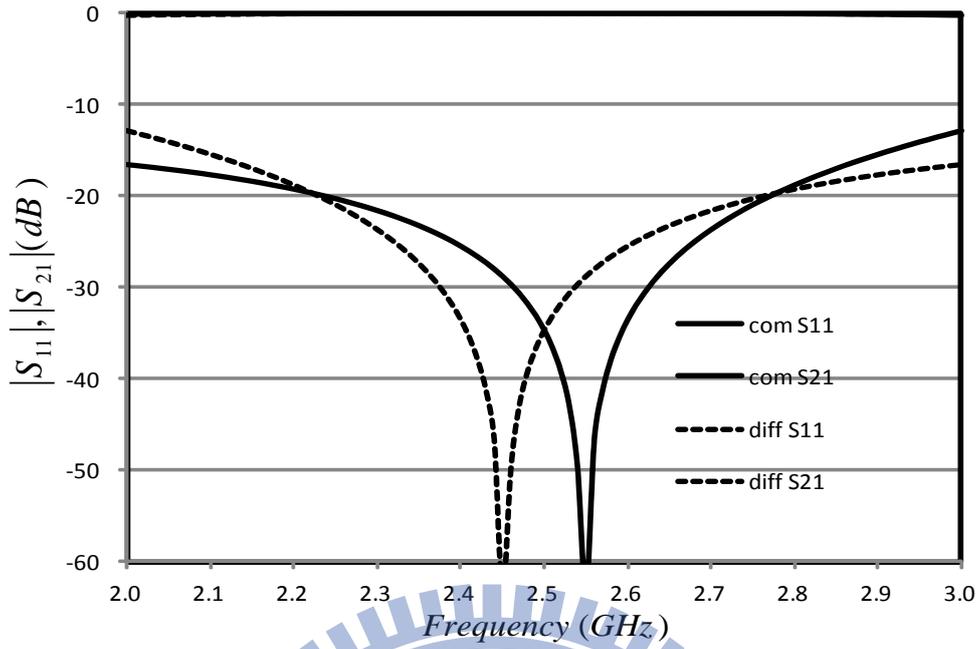
(b)

圖 3.5 45° 平衡式數位移相器初始參數模擬結果(a)S 參數(b)相位差。

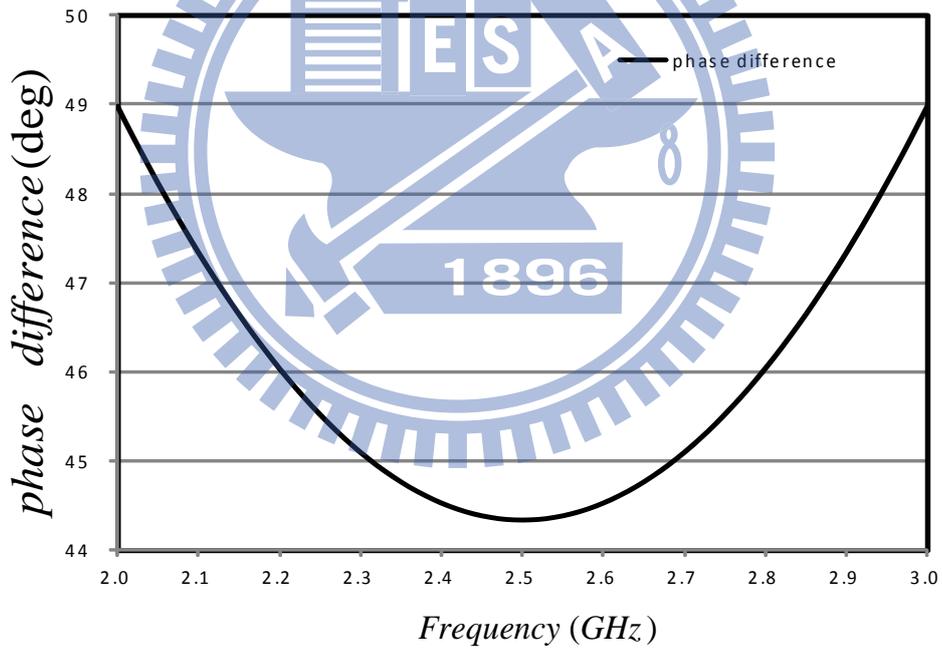
為了能爭取較大的頻寬，對電路進行微調，改變其中各線段的阻抗值為表 3.3，可使奇模和偶模的反射損耗零點彼此錯開，在可接受的相位誤差下，達到增加頻寬的效果，如圖 3.6，調整後的頻寬約為 2.2GHz ~ 2.8GHz，最大相位誤差為 1°。

表 3.3 微調後 45° 平衡式數位移相器各個參數

參數	$\theta_{original}$	$Z_{original}$	B	θ_{LC}	Z_{LC}
參數值	90°	45.223Ω	8.524×10^{-3}	45°	117.32Ω



(a)



(b)

圖 3.6 45° 平衡式數位移相器參數微調後模擬結果(a)S 參數(b)相位差。

3.1.2 90° 平衡式數位移相器

單級的負載線移相器無法得到 90° 的相角差，所以運用 2.2 節中三元件負載線移相器來完成。由 2.2 節所推導的三元件負載線移相器已預設原傳輸線阻抗與

訊源阻抗相同，皆為 50Ω ；且原傳輸線電長度 $\theta_{original}$ 為 90° 。為了達成阻抗匹配，擔任負載的三個元件彼此的關係也遵守(2-15)。由此可由圖 2.6 的設計曲線，選擇延遲相位改變角 ϕ_p 為 $\pm 45^\circ$ ，得到 $b_1 = \pm 0.414$ 和 $b_2/b_1 = 1.70$ ，將正規化元件值還原後可得表 3.4。

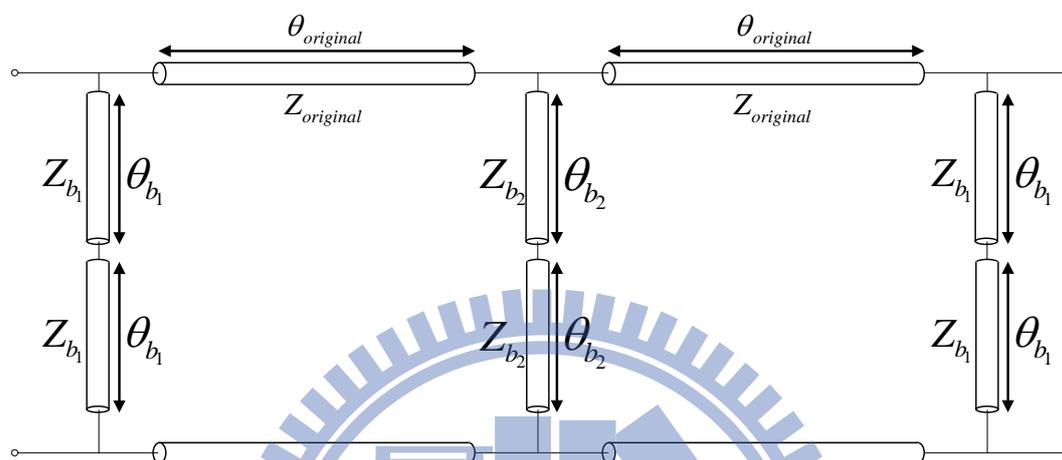


圖 3.7 90° 平行式數位移相器示意圖。

表 3.4 計算所得 90° 平衡式數位移相器各個參數

參數	$\theta_{original}$	$Z_{original}$	θ_{b_1}	Z_{b_1}	θ_{b_2}	Z_{b_2}
參數值	90°	50Ω	45°	120.77Ω	45°	71.0Ω

將表 3.4 中各項參數帶入進行模擬，可得圖 3.8 中的響應圖，頻寬約為 $2.3GHz \sim 2.7GHz$ ，最大相位誤差約為 2° 。與上一小節相同，由於是針對中心頻 $2.5GHz$ 所計算的結果，所以奇模和偶模的反射損耗，皆會在中心頻時達到最低，而兩種模態相差的相位也僅在中心頻為 90° 。

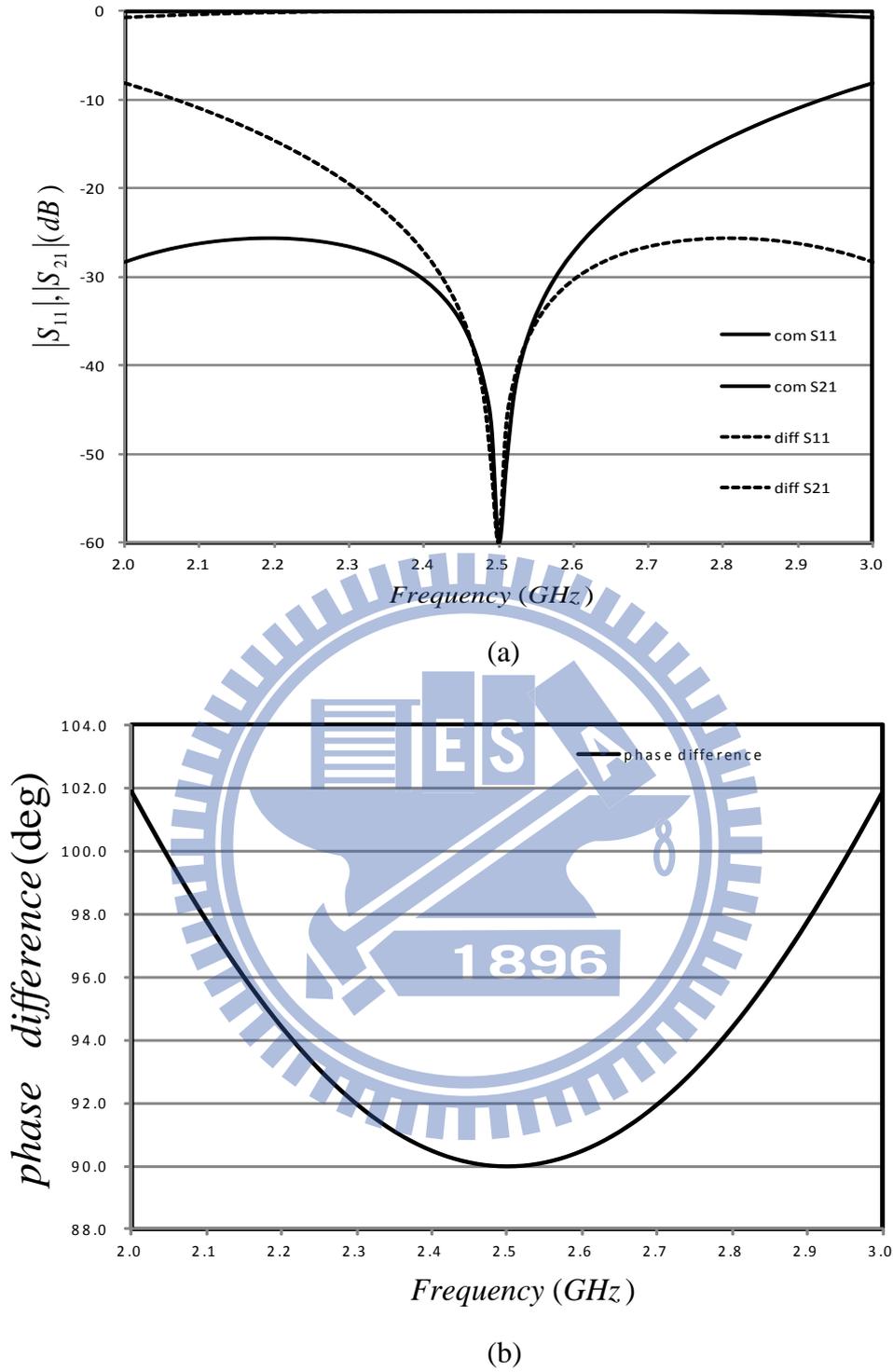
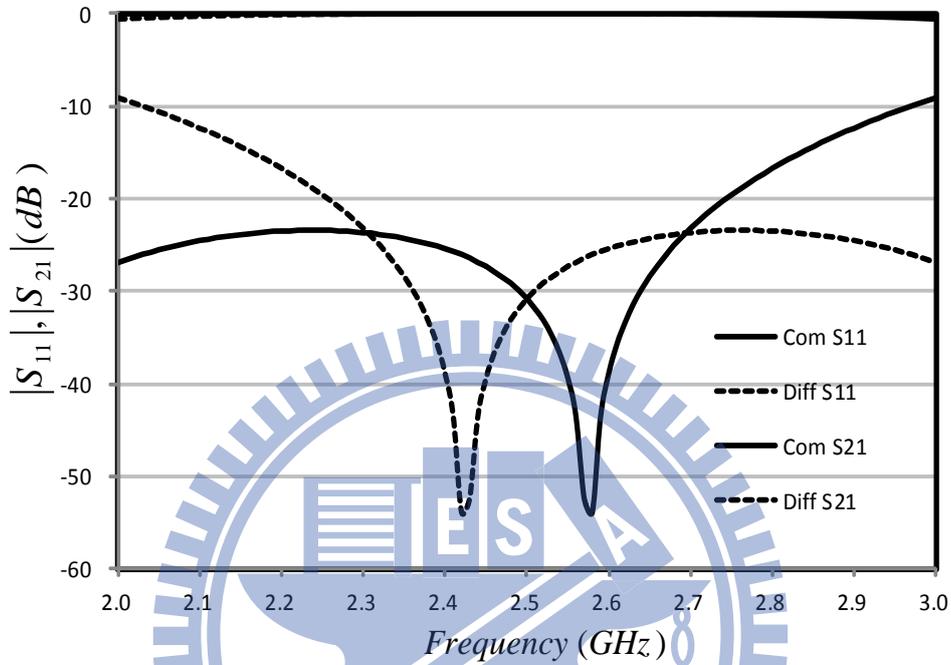


圖 3.8 90°平衡式數位移相器初始參數模擬結果(a)S 參數(b)相位差。

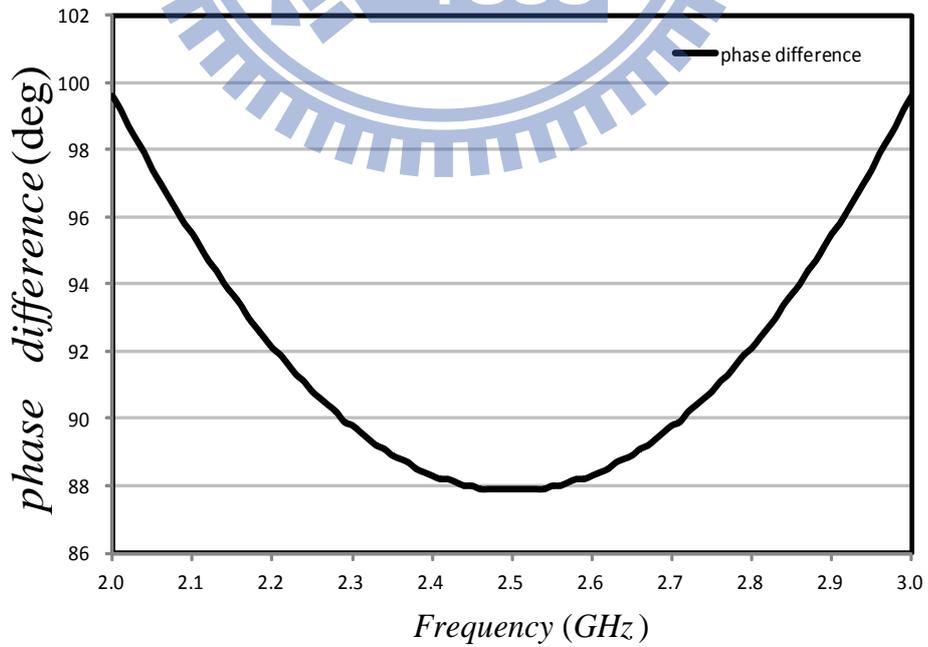
同樣的，為了爭取較大頻寬，對電路進行微調，改變其中各線段的阻抗值為表 3.5，如圖 3.9，調整後的頻寬約為 2.25GHz ~ 2.75GHz，最大相位誤差為 2°。

表 3.5 微調後 90° 平衡式數位移相器各個參數

參數	$\theta_{original}$	$Z_{original}$	θ_{b_1}	Z_{b_1}	θ_{b_2}	Z_{b_2}
參數值	90°	49.16Ω	45°	119Ω	45°	72.64Ω



(a)



(b)

圖 3.9 90° 平衡式數位移相器參數微調後模擬結果(a)S 參數(b)相位差。

3.2 寬頻 180° 數位移相器

將平衡式微帶線的火線和地線交錯形成絞線(twist line)，如圖 3.10，可以輕易的形成寬頻 180° 的相位變化。圖 3.11 為實際製作絞線時所運用的結構。

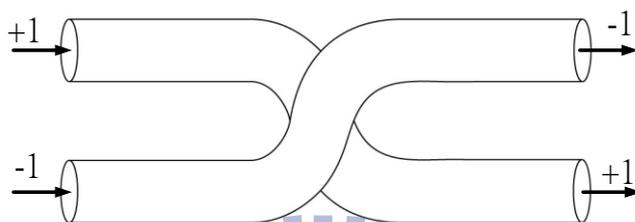


圖 3.10 運用平衡式微帶線的絞線示意圖。



圖 3.11 運用平衡式微帶線實際製作絞線結構圖。

為了達到可切換的用途，將絞線彼此交錯的部分改用兩對串聯的二極體取代，並在串聯的中段連接至另一端的平衡式微帶線上，如圖 3.12

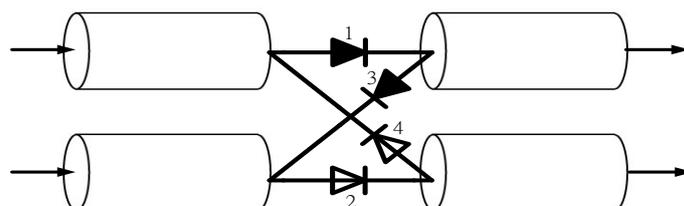


圖 3.12 使用二極體達成可切換的功能。

如圖 3.13(a)若左端平衡式微帶線為高電位則導通 1 號和 2 號二極體，而 3 號和 4 號為開路，此時電路並沒有形成 180° 的相位變化；反之，如圖 3.13(b)若右端平衡式微帶線為高電位則導通 3 號和 4 號二極體，而 1 號和 2 號為開路，此時電路形成 180° 的相位變化。運用改變偏壓位置的方式，使電路達成可切換的寬頻 180° 數位移相器。

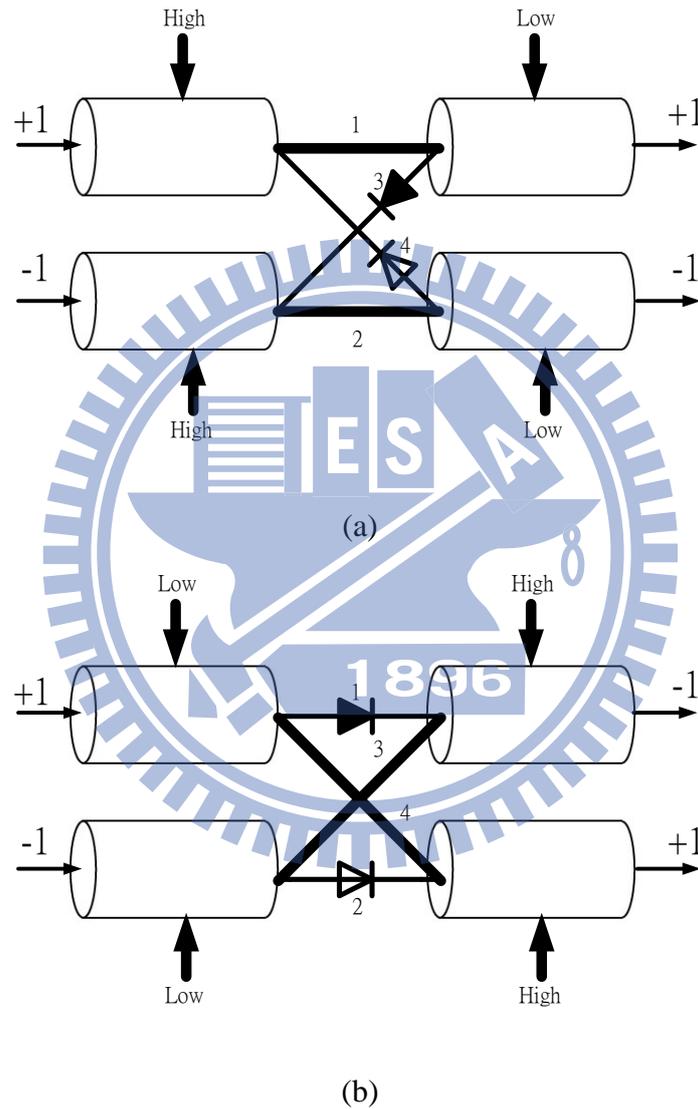


圖 3.13 180° 數位移相器操作方法圖(a)無 180° 相位差(b)有 180° 相位差。

3.2.1 等比傳輸線濾波器

運用 2.4 節的等比傳輸線濾波器，可設計出每線段為中心頻四分之一波長的濾波器，如圖 3.14 除了可以使中段的單位元件加入上述所說的絞線外，還可以運用在兩側等效為電感的短路線段作為偏壓電路的直流饋入點，使得高頻端不受影響。

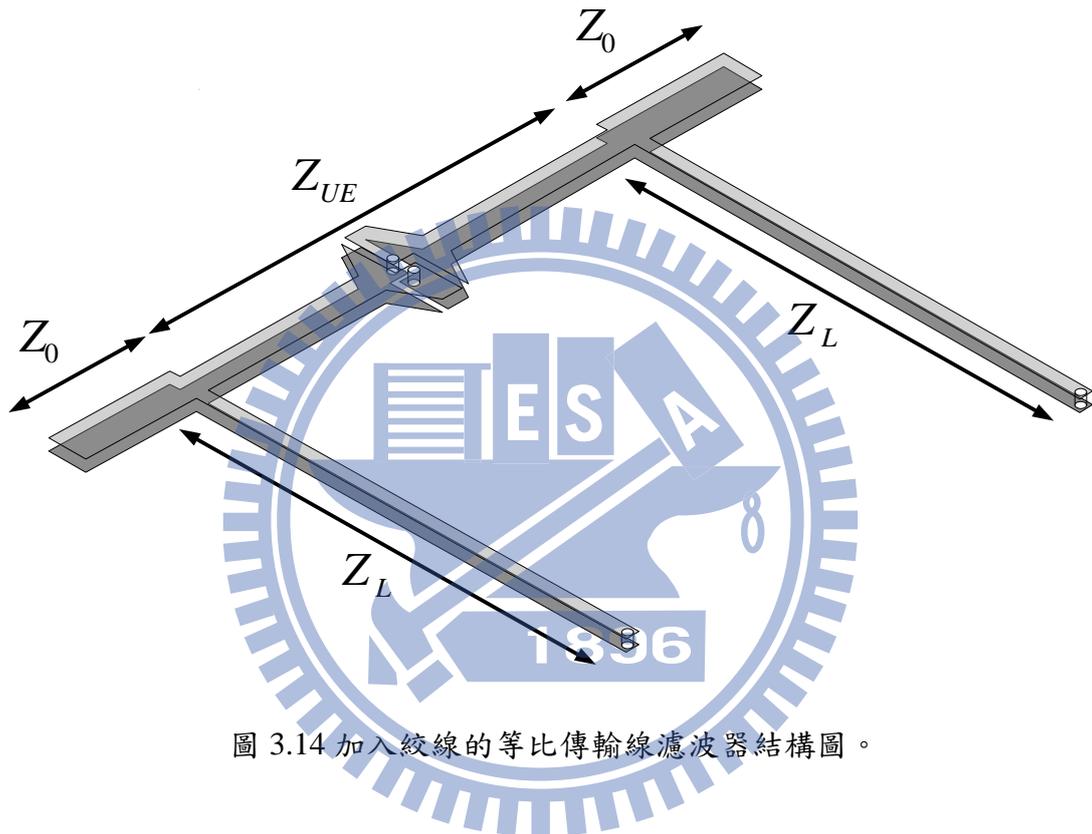


圖 3.14 加入絞線的等比傳輸線濾波器結構圖。

使用 2.4 節的推導，設計頻寬為 $2\text{GHz} \sim 3\text{GHz}$ ，反射損耗為 30dB ，可得到表 3.6 的各項濾波器參數值，並有圖 3.15 的響應。

表 3.6 等比傳輸線濾波器各項參數

參數	Z_0	Z_{UE}	Z_L
參數值	50Ω	48.445Ω	105.175Ω

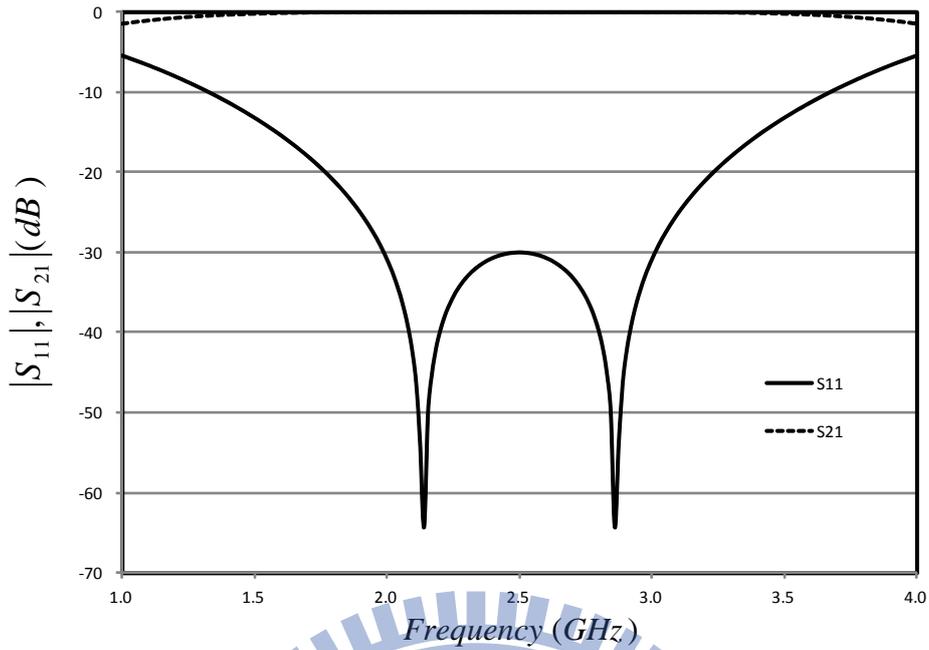


圖 3.15 等比傳輸線濾波器響應。

3.2.2 二極體等效電路與匹配

確定了包含濾波器與絞線的電路結構，能夠得到上述的響應後，如先前所言，將絞線除去加上二極體，以製作能夠用改變偏壓切換的移相器。

非理想的二極體元件包含著許多寄生效應，如圖 3.16，其中 R_s 為串聯電阻 (series resistance)， R_j 為接面電阻 (junction resistance) 與電流大小成反比， C_j 為接面電容；另外由於實作的考量，選擇了有封裝的二極體 (SOT-323)，雖然封裝可以降低製作的難度，但在高頻也會產生額外的寄生效應，如圖 3.17，各電極間存在著寄生電容，接腳的寄生電感，另外電極連接到內部的二極體晶片也有寄生的電感。

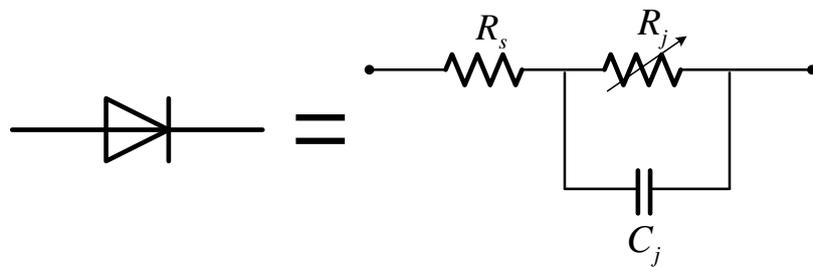


圖 3.16 非理想二極體寄生效應等效電路圖。

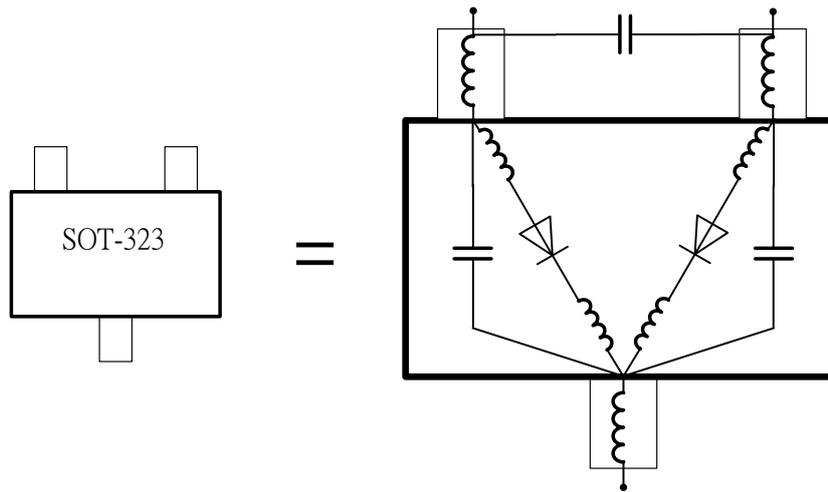
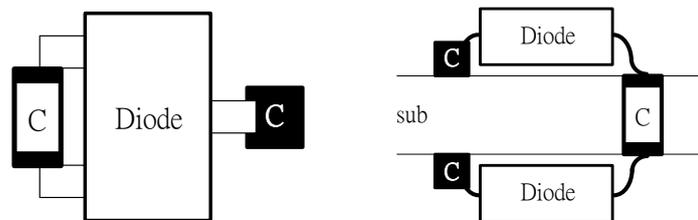


圖 3.17 封裝所產生的寄生效應。

為了解決上述種種的寄生效應必須加入額外的電容以抵銷不理想的電感效應。總計整個電路需要兩組封裝後的二極體，分別焊接在平衡式微帶線的正反面取代絞線的位置，經過模擬後，如圖 3.18，在封裝的兩個電極間加入電容，另外兩組封裝間也加入電容調整響應。



(a)



(b)

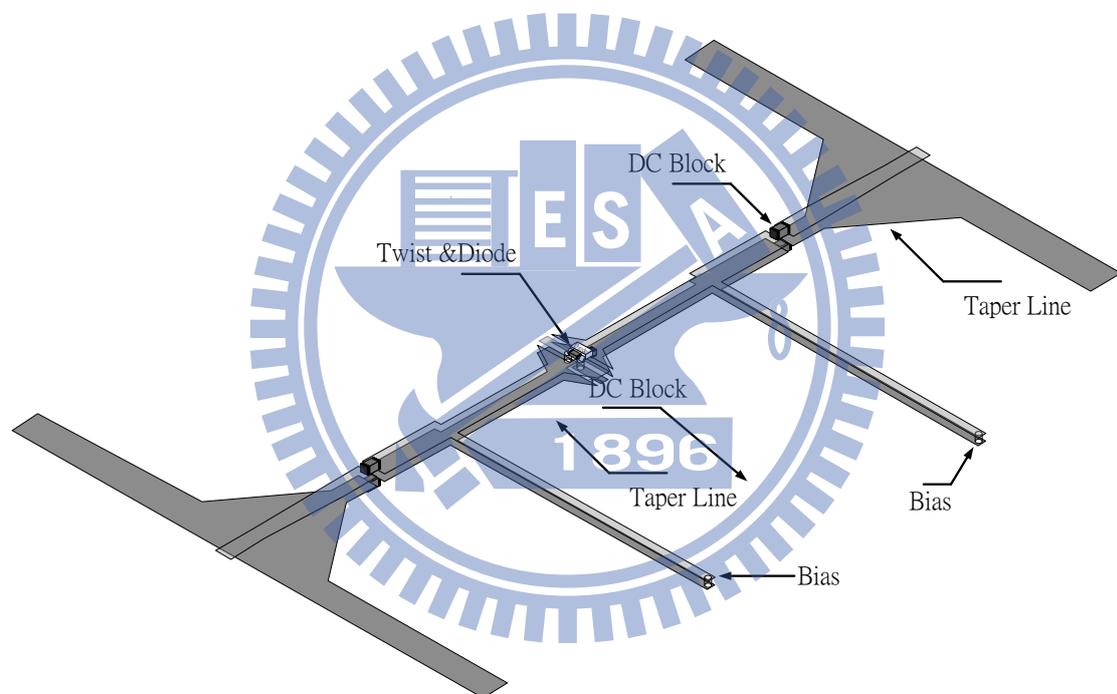
圖 3.18 加入的電容位置(a)立體圖(b)正視圖與側視圖。

3.2.3 直流阻斷電路與緩變線轉換

為了加入控制的直流電壓，需將整個 180° 數位移相器的輸入輸出端加上直流阻斷電容，除了阻斷直流外，也須確保高頻電路能夠順利通過。

另外，為了銜接後端以尋常微帶線製作的平衡式移相器，運用緩變線提供微帶線至平衡式微帶線的結構轉換，另外也進行阻抗的匹配。

整體的電路架構如圖 3.19 所示。圖 3.20 為將各種已有寄生效應存在的元件進行模擬調整後的結果， $-10dB$ 頻寬為 $0.5GHz \sim 3.2GHz$ 已涵蓋平衡式移相器所用的頻寬，在相位方面由於對稱性的結構，在操作頻帶內皆為 180° 。



(a)

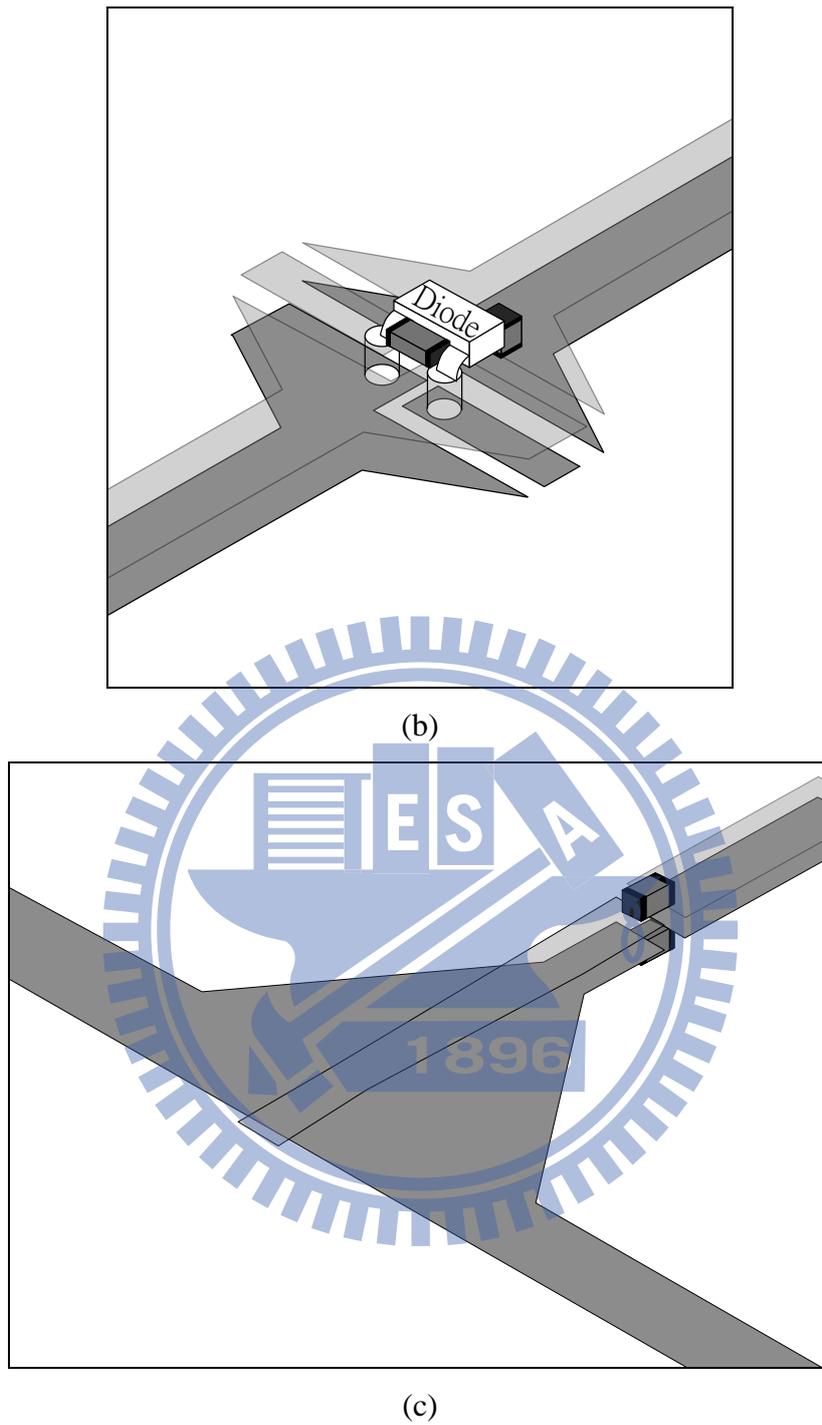
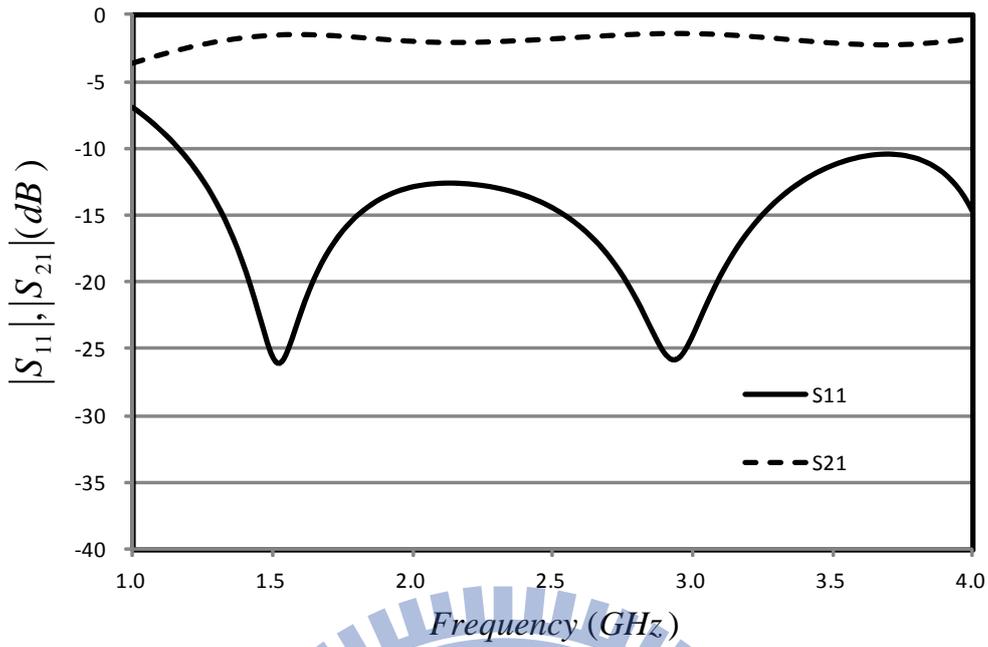
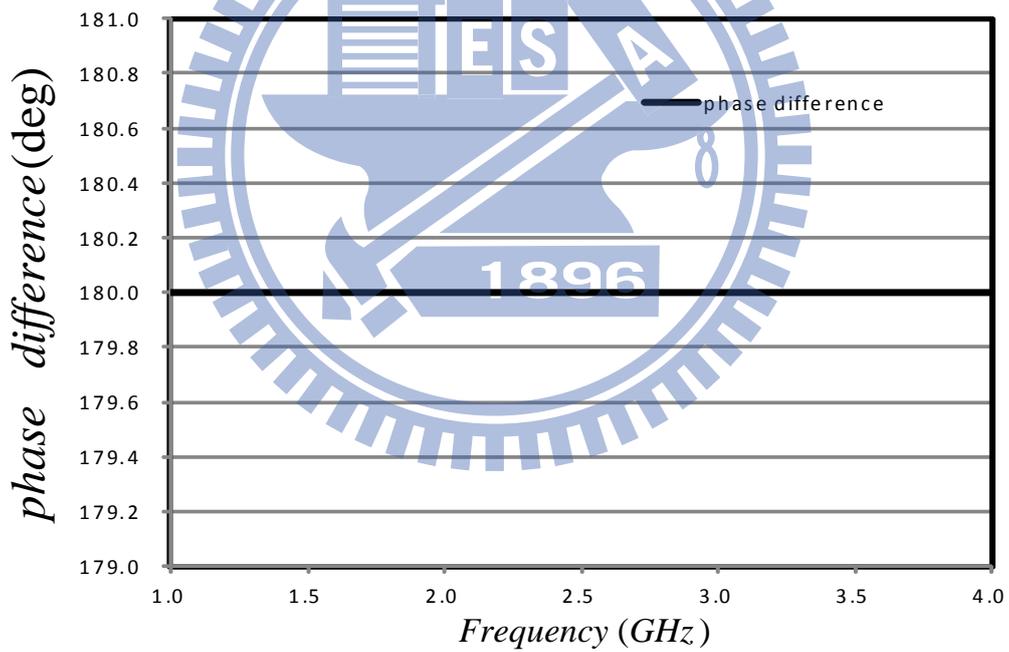


圖 3.19 180° 數位移相器整體電路結構(a)整體電路(b)絞線與二極體配置(c)直
流阻斷電路與緩變線配置。



(a)



(b)

圖 3.20 匯入非理想性元件後的 180° 數位移相器模擬(a)S 參數(b)相位差。

3.2.4 以手繞電感作為偏壓電路

上述等比傳輸線濾波器的架構，恰好能夠為偏壓電路所用。但也可以在單純的考量各個元件的大小下，設計一條含有絞線的平衡式傳輸線直接製作。

在偏壓電路的安排上，使用手繞電感得到較大的感值，藉由串聯電感形成的低通濾波器作為加入直流偏壓的電路設計，想法更為直接，如圖 3.21；匯入非理想性元件後的模擬結果如圖 3.22，較之等比傳輸線濾波器有更大的頻寬，在相位差上也十分穩定為 180° 。

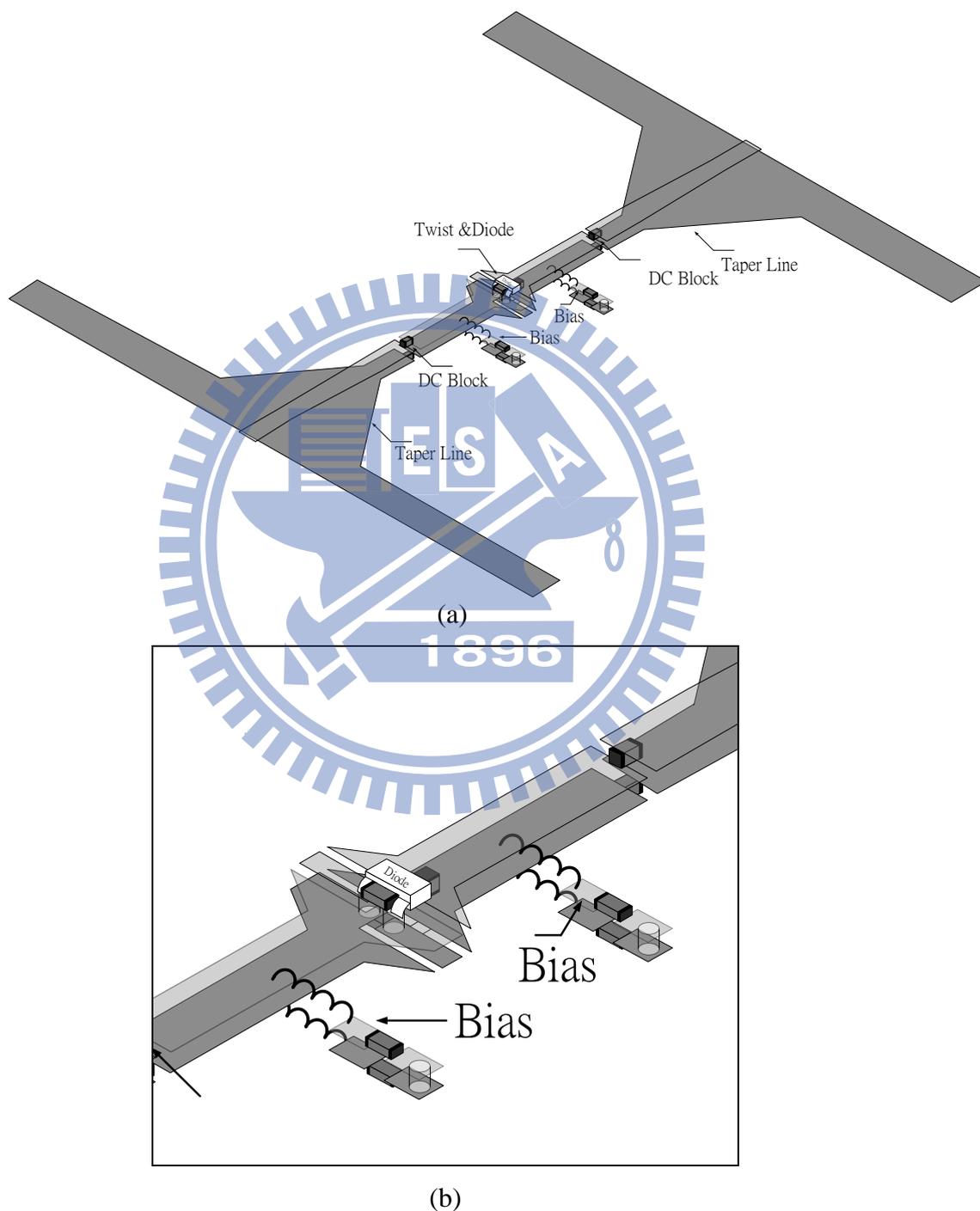
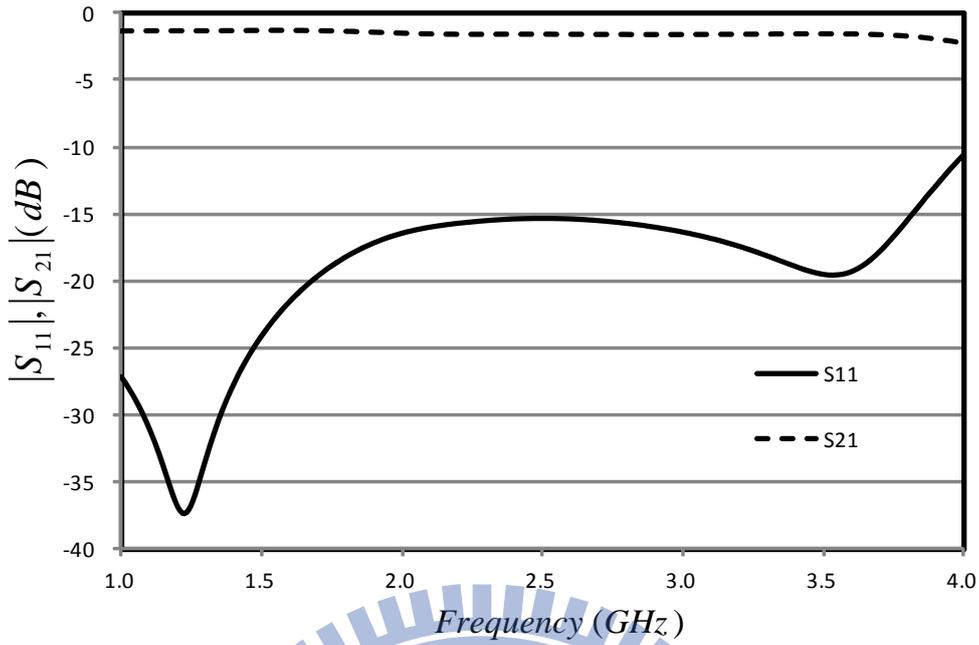
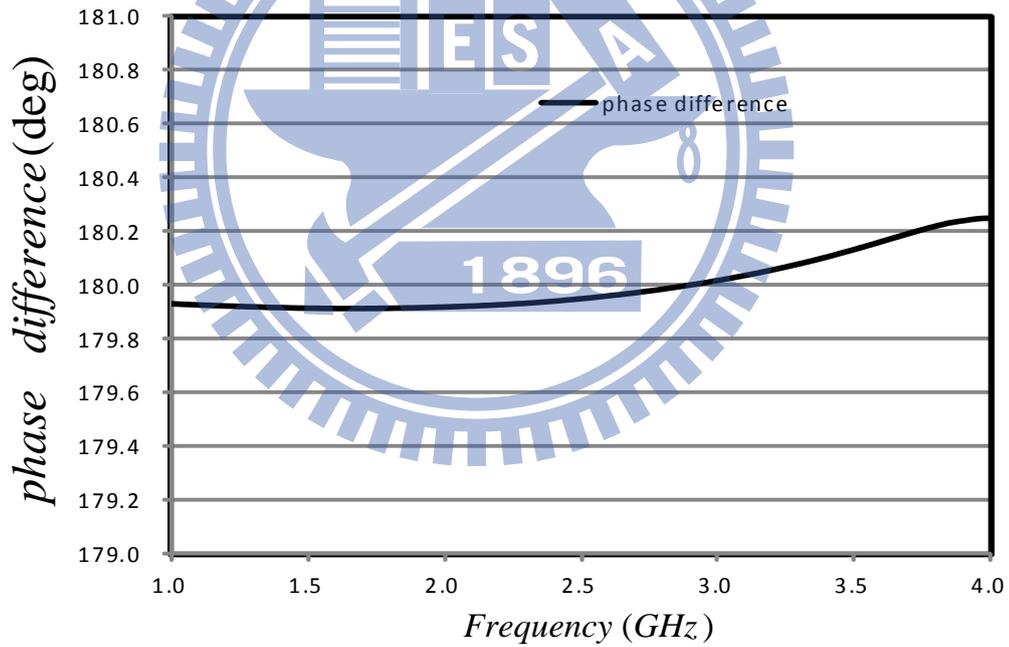


圖 3.21 180° 數位移相器電路結構(a)整體電路(b)以手繞電桿作為偏壓電路。



(a)



(b)

圖 3.22 匯入非理想性元件後的 180° 數位移相器模擬(a)S 參數(b)相位差。

此法雖較等比傳輸線濾波器省卻了推導和微調的過程，也使得電路大小略微縮減，但由於手繞電感等元件增加，也造成製作的困難度上升。

第四章 佈局與實作量測

本章將電路的完整佈局進一步用電磁軟體進行模擬，並且進行實作與量測，板材選用 Rogers RO4003，厚度為 20 毫英寸(20 mil)，介電係數為 3.58，並交替使用微帶線與平衡式微帶線實現電路；二極體採用 AVAGO HSMP-389C；電容使用 muRata GRM0335C-series。

4.1 平衡式數位移相器

4.1.1 45° 平衡式數位移相器

圖 4.1 為 45° 平衡式數位移相器的佈局圖，由表 3.3 所得的各項參數值，可轉換成實作的微帶線尺寸由表 4.1 所示。

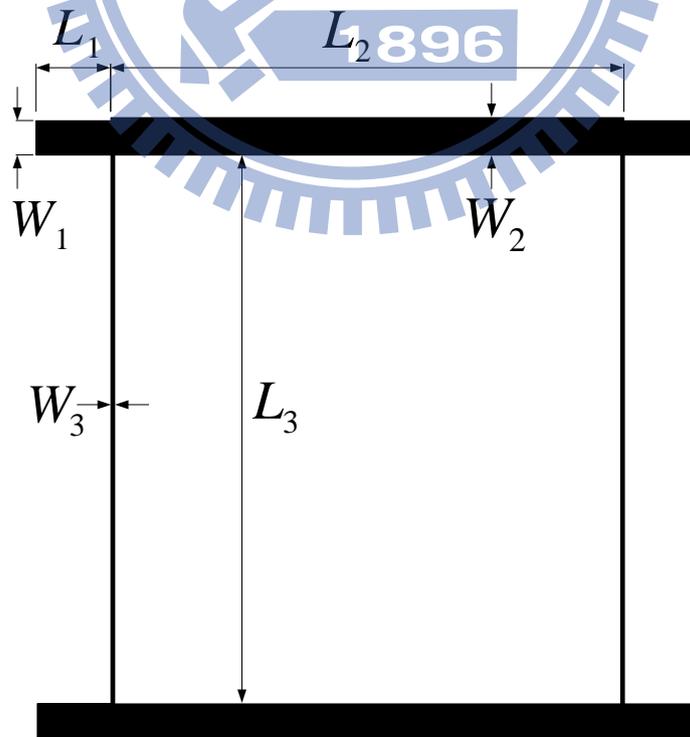
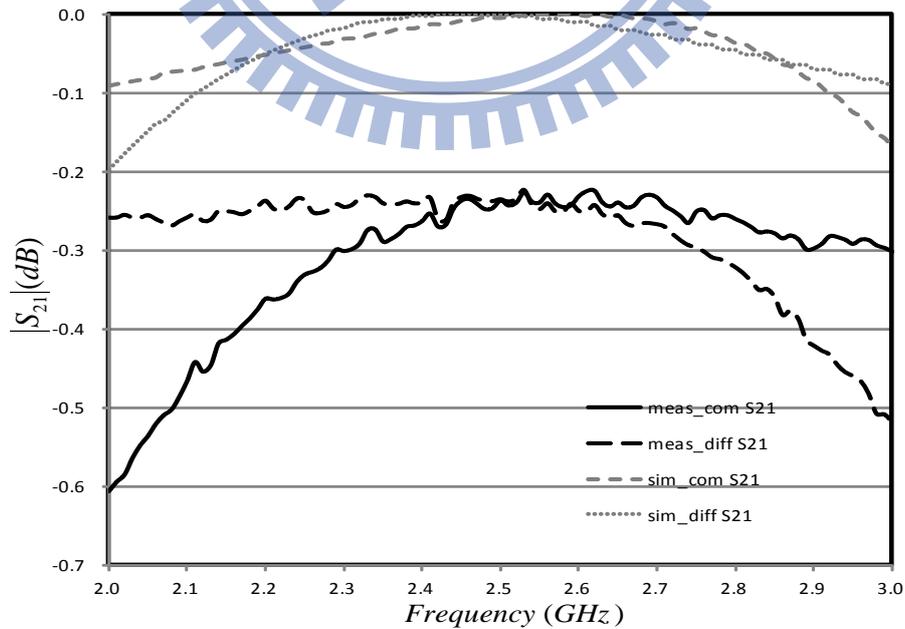
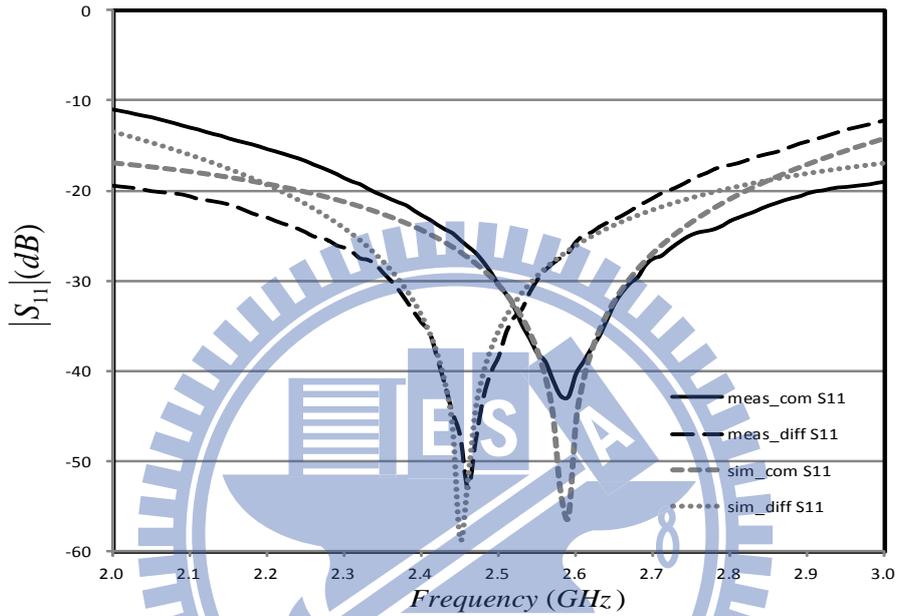


圖 4.1 45° 平衡式數位移相器佈局圖。

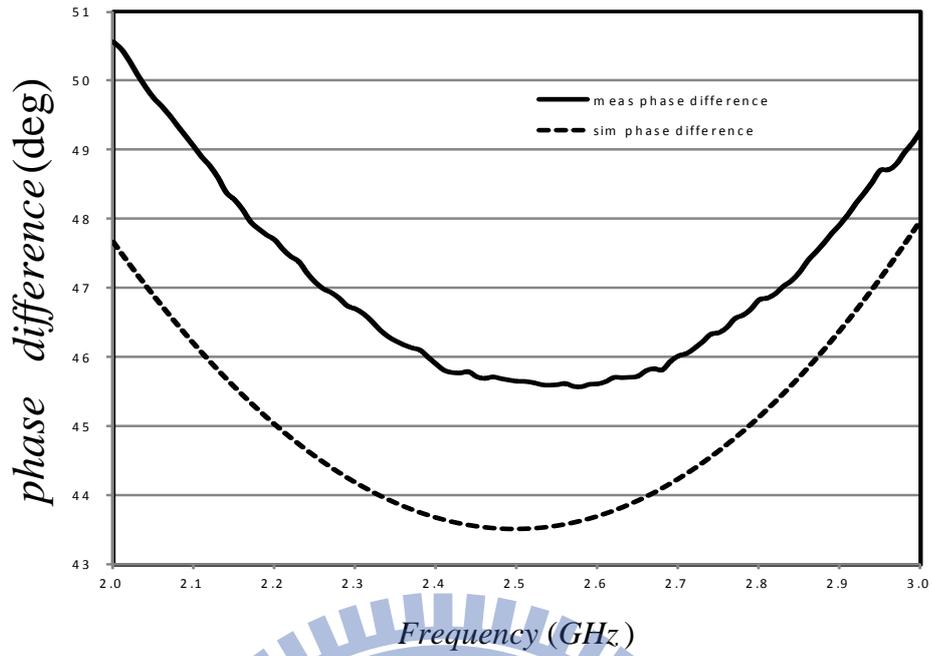
表 4.1 45° 平衡式數位移相器尺寸對照表(mil)

參數	W_1	L_1	W_2	L_2	W_3	L_3
參數值	44	100	47	702	6	752

圖 4.2 為電磁模擬及實作量測對照的結果，可知實作電路的頻寬較模擬為小，且相位差之值也較模擬為大，但仍在可接受的相位誤差內。詳細的數據比較由表 4.2 所示，圖 4.3 為實作電路照片。



(b)



(c)

圖 4.2 45° 平衡式數位移相器模擬與量測結果比較圖(a)反射損耗(S11)(b)穿透損耗(S21)(c)相位差。

表 4.2 45° 平衡式數位移相器模擬與量測比較表

	頻寬	穿透損耗	最大相位誤差
電磁模擬	2.2GHz ~ 2.8GHz	0dB	1.5°
實作量測	2.3GHz ~ 2.7GHz	0.25dB	1.5°

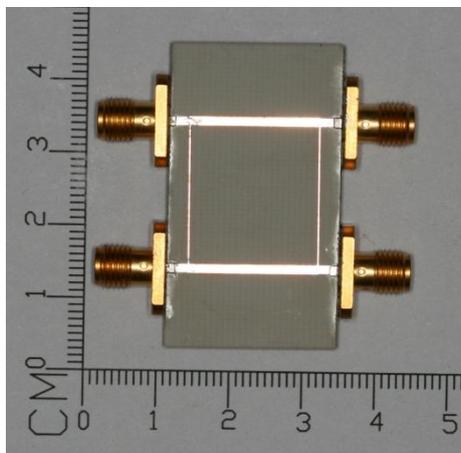


圖 4.3 45° 平衡式數位移相器實作電路照片。

4.1.2 90°平衡式數位移相器

圖 4.4 為 90°平衡式數位移相器的佈局圖，由表 3.5 所得的各項參數值，可轉換成實作的微帶線尺寸由表 4.3 所示。

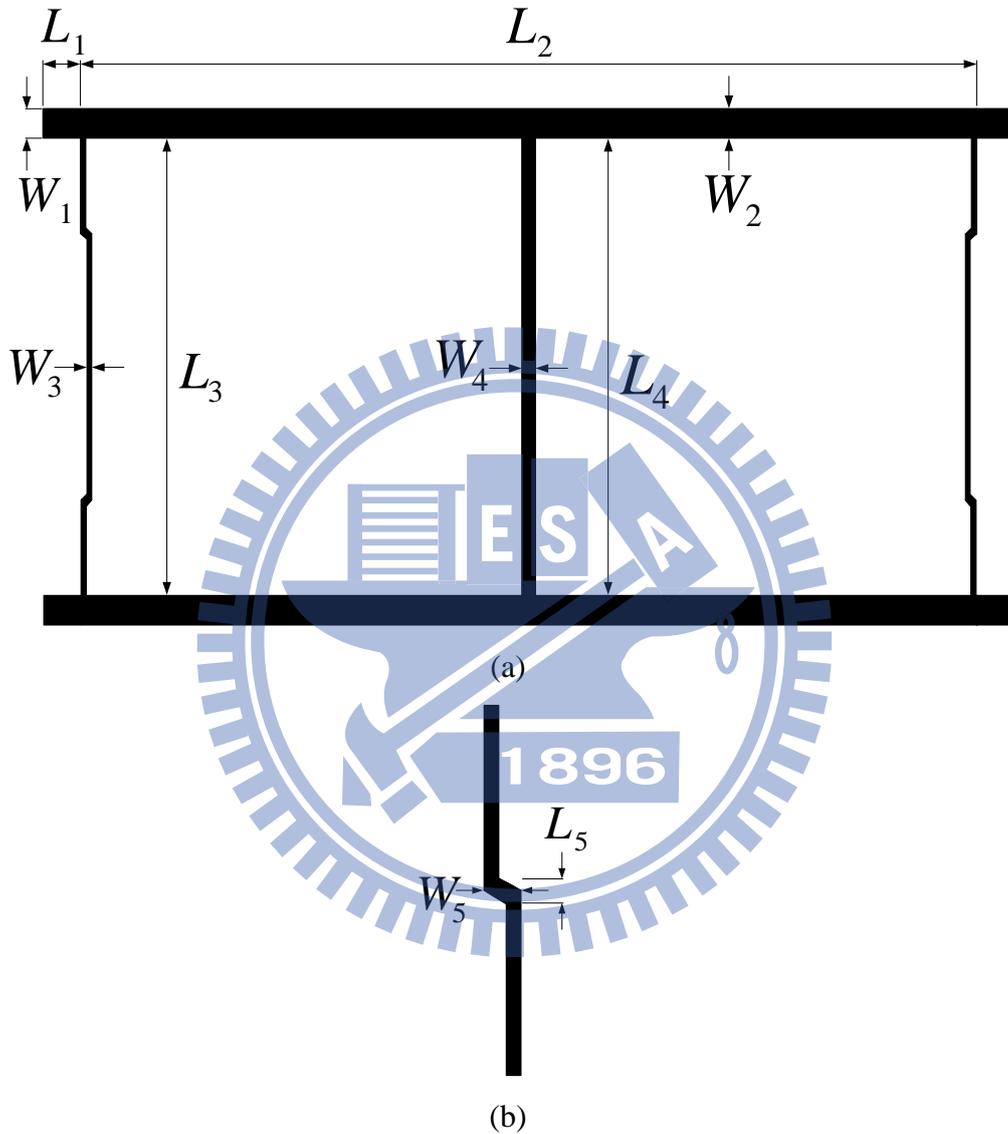
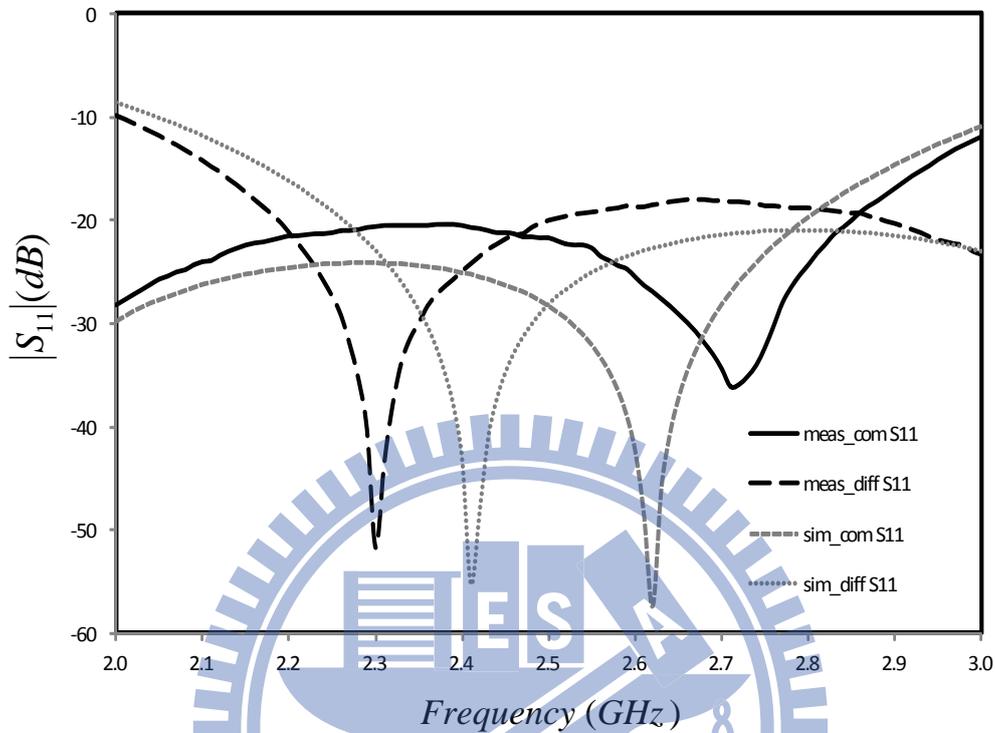


圖 4.4 90°平衡式數位移相器佈局圖(a)整體電路(b)轉折細節。

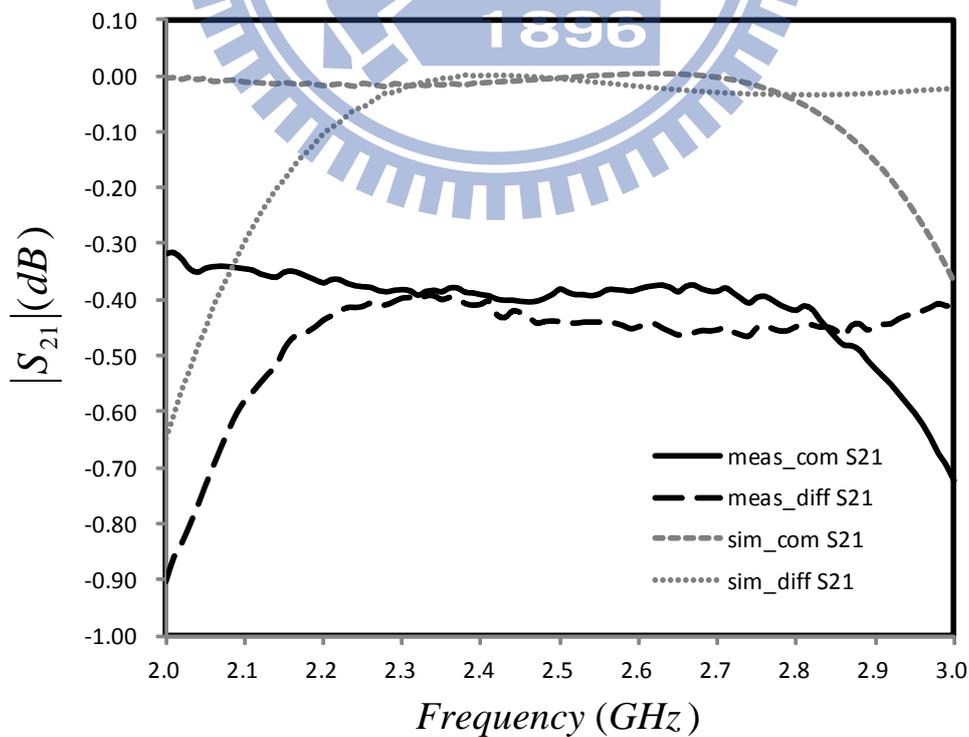
表 4.3 90°平衡式數位移相器尺寸對照表(mil)

參數	W_1	L_1	W_2	L_2	W_3	L_3	W_4	L_4	W_5	L_5
參數值	44	100	46	1406	7	722	23	722	16	12

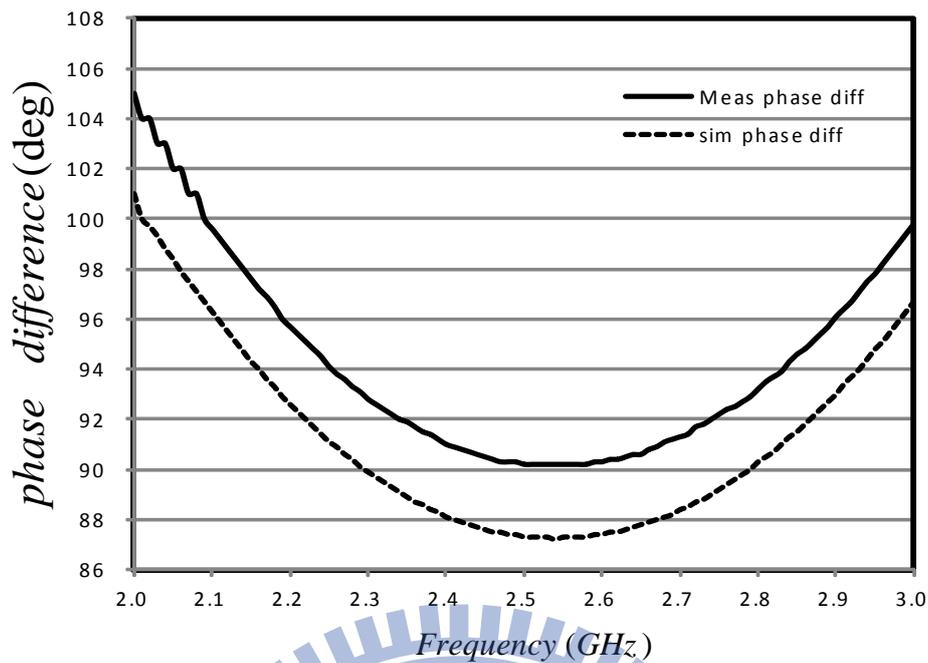
圖 4.5 為電磁模擬及實作量測對照的結果，可知實作電路的頻寬與模擬結果相符，但反射損耗略大一些，另外相位差之值仍較模擬為大，但亦在可接受的誤差內。詳細的數據比較由表 4.4 所示，圖 4.6 為實作電路照片。



(a)



(b)



(c)

圖 4.5 90°平衡式數位移相器模擬與量測結果比較圖(a)反射損耗(S11)(b)穿透損耗(S21)(c)相位差。

表 4.4 90°平衡式數位移相器模擬與量測比較表

	頻寬	穿透損耗	最大相位誤差
電磁模擬	2.3GHz ~ 2.7GHz	0dB	3°
實作量測	2.3GHz ~ 2.7GHz	0.4dB	3°

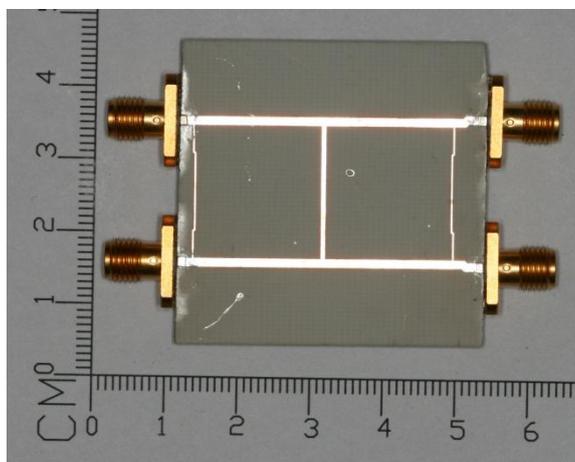


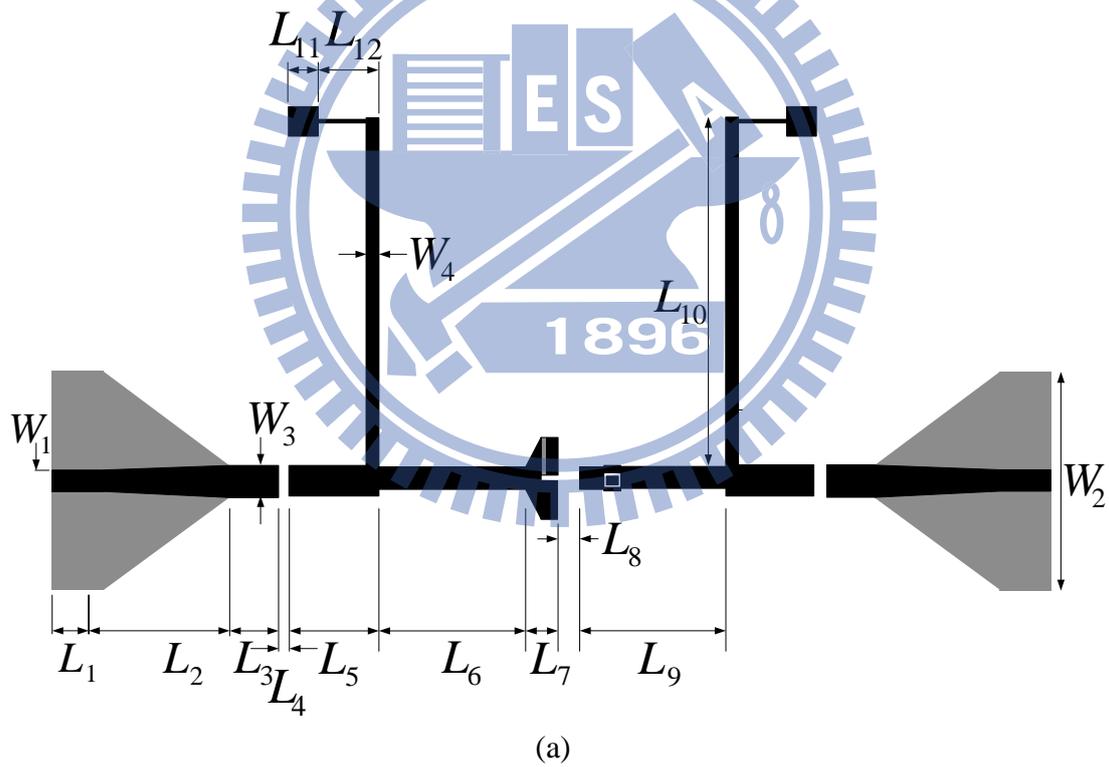
圖 4.6 90°平衡式數位移相器實作電路照片。

4.2 寬頻 180° 數位移相器

4.2.1 等比傳輸線濾波器作為偏壓

圖 4.7 為以等比傳輸線濾波器作為偏壓的寬頻 180° 數位移相器佈局圖，由表 3.6 所得的各項參數值，可轉換成實作的微帶線尺寸，由表 4.5 所示。

由 3.2.2 節可知，為抵銷寄生電感的效應需使用貫通板材的電容，但在焊接上並無法確認貫通的電容是否確實焊接，造成電路實作上的成功率下降，於是將平衡式微帶線的下層線段透過灌孔連接至上層傳輸線槽孔，使焊接上更為容易。



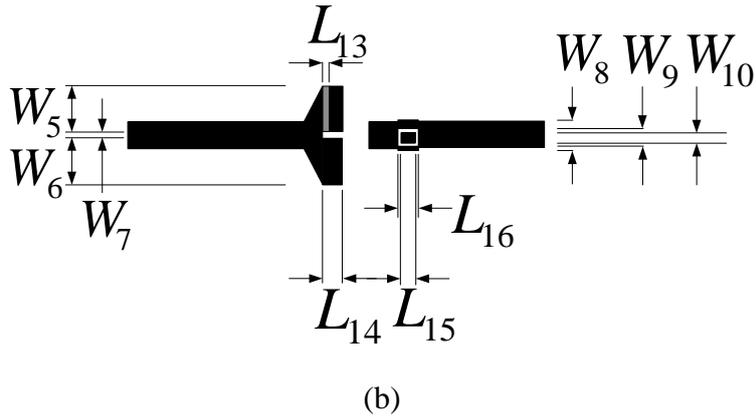


圖 4.7 以等比傳輸線濾波器作為偏壓的寬頻 180° 數位移相器佈局圖。

表 4.5 寬頻 180° 數位移相器尺寸對照表(mil)

參數	W_1	W_2	W_3	W_4	W_5	W_6	W_7	W_8	W_9	W_{10}
參數值	44	444	62	22	78	78	9	50	29	17
參數	L_1	L_2	L_3	L_4	L_5	L_6	L_7	L_8	L_9	L_{10}
參數值	100	250	100	20	180	294	66	42	294	708
參數	L_{11}	L_{12}	L_{13}	L_{14}	L_{15}	L_{16}				
參數值	60	122	10	34	20	32				

圖 4.8 為電磁模擬及實作量測對照的結果，可知實作電路與模擬結果十分相符，能完全涵蓋所需的頻寬，穿透損耗約為 1.5dB；最大的相位誤差約為 3 度，應與電路正反面的不對稱，及用二極體取代部分絞線造成兩種狀態所走的實際長度並不完全相等有關；另外，由於製作包含繁複的焊接和每種元件都有自身的誤差存在，所以兩種狀態的反射損耗有些差距，在製作時須審慎考慮兩個狀態的平衡度，圖 4.9 為實作電路照片。

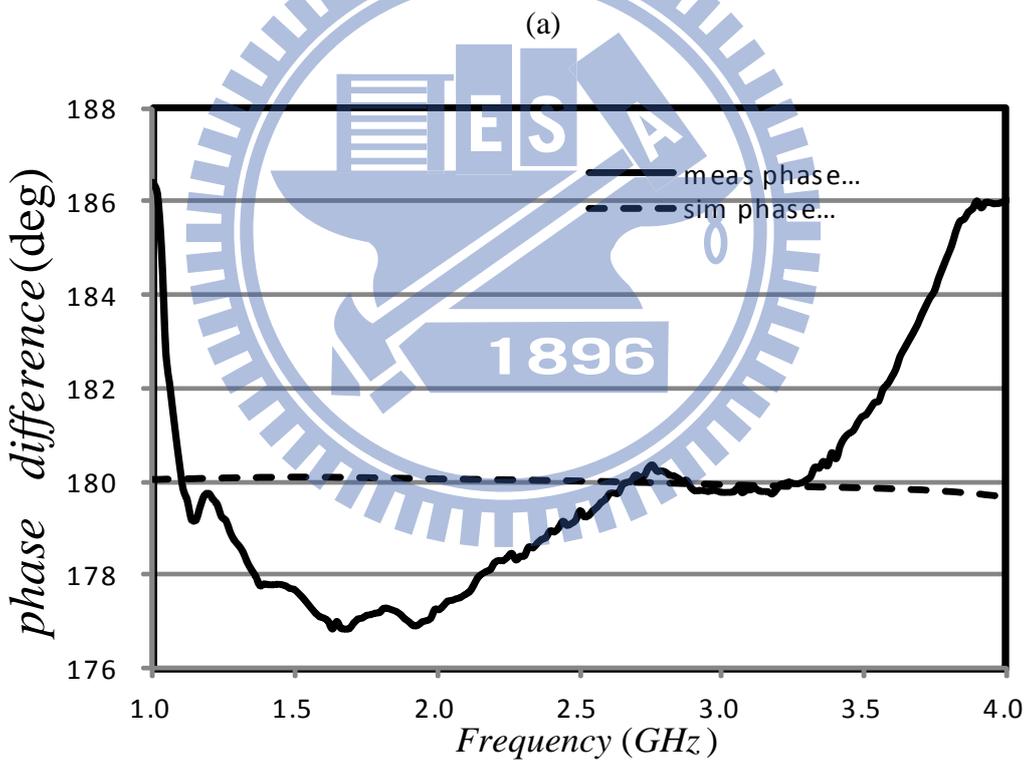
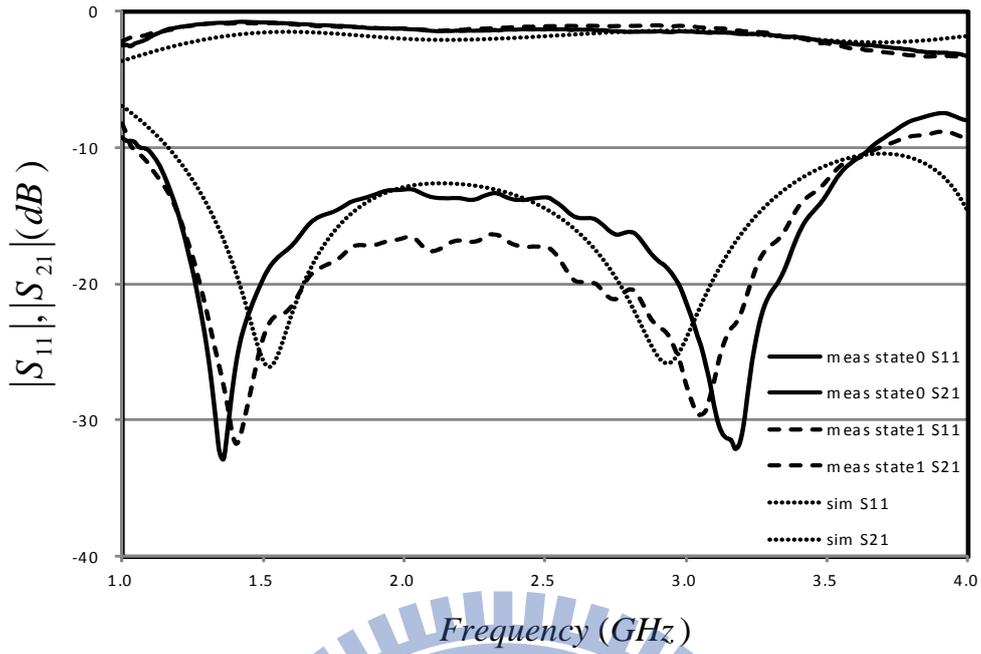
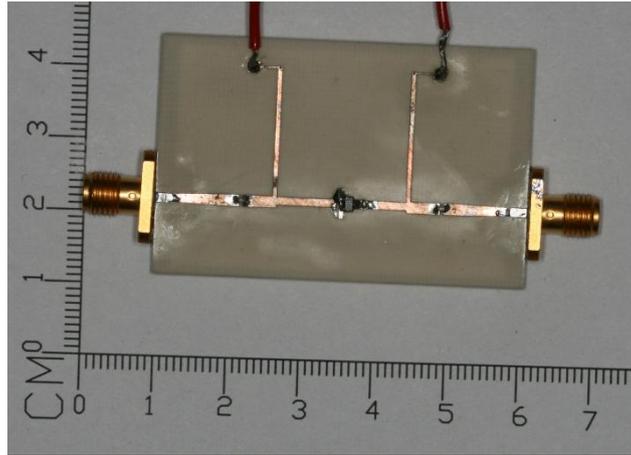
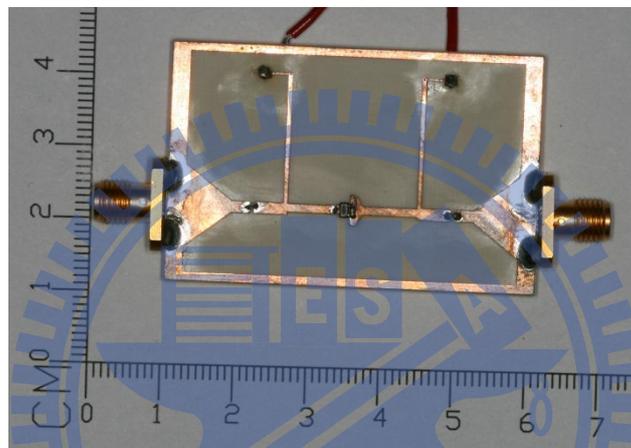


圖 4.8 以等比傳輸線濾波器為偏壓的寬頻 180° 數位移相器模擬與量測結果比較

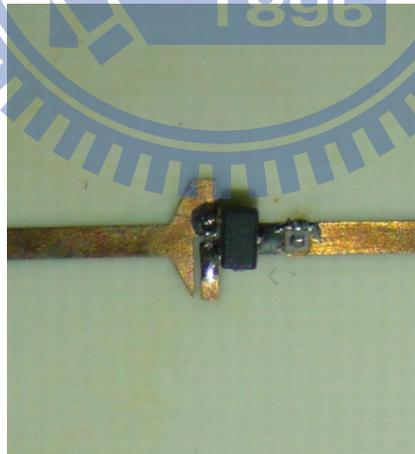
圖(a)S 參數(b)相位差。



(a)



(b)



(c)

圖 4.9 以等比傳輸線濾波器為偏壓的寬頻 180° 數位移相器電路實作照片(a)正面(b)反面(c)焊接細節。

4.2.2 手繞電感作為偏壓

圖 4.10 為以手繞電感作為偏壓的寬頻 180° 數位移相器佈局圖。同上節的原因，此種版本也為了製作上的需求，略為修改了電路佈局。由於製作上僅考慮了二極體的大小和製作的困難度使得參數的挑選更為自由，如表 4.6 所示。

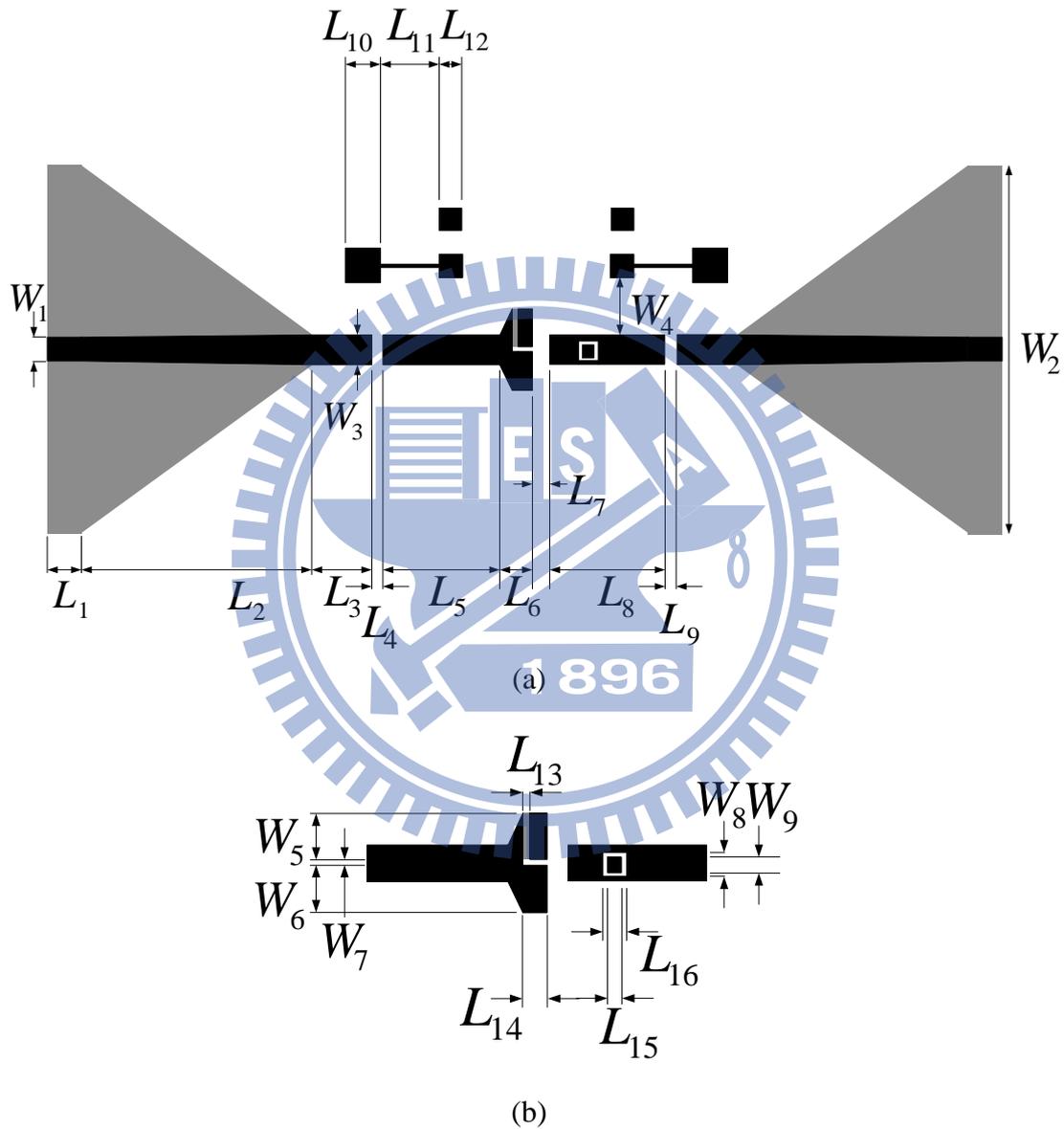
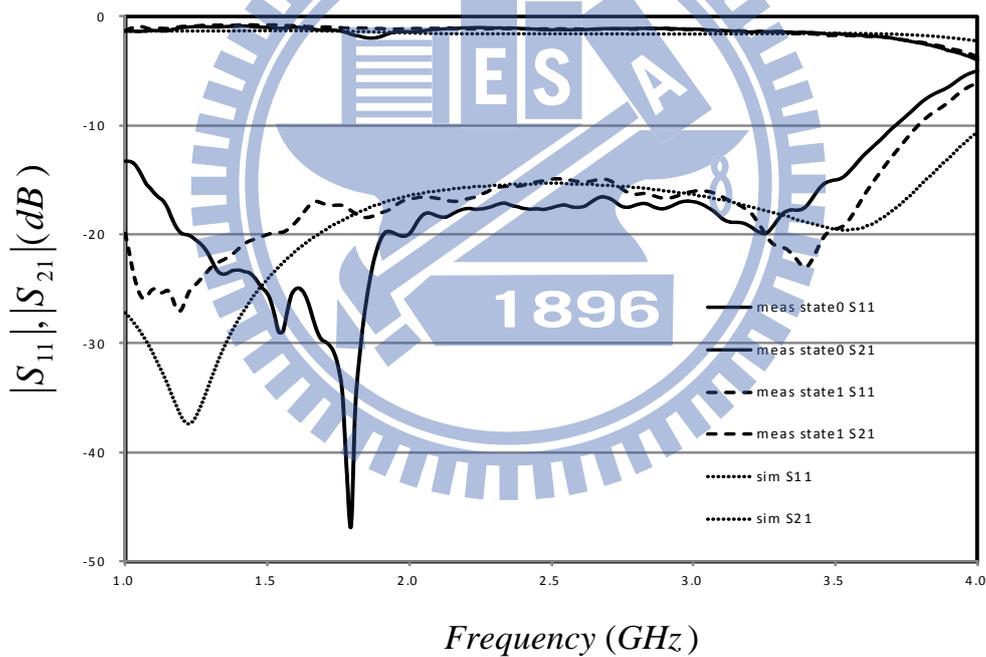


圖 4.10 以手繞電感作為偏壓的寬頻 180° 數位移相器佈局圖。

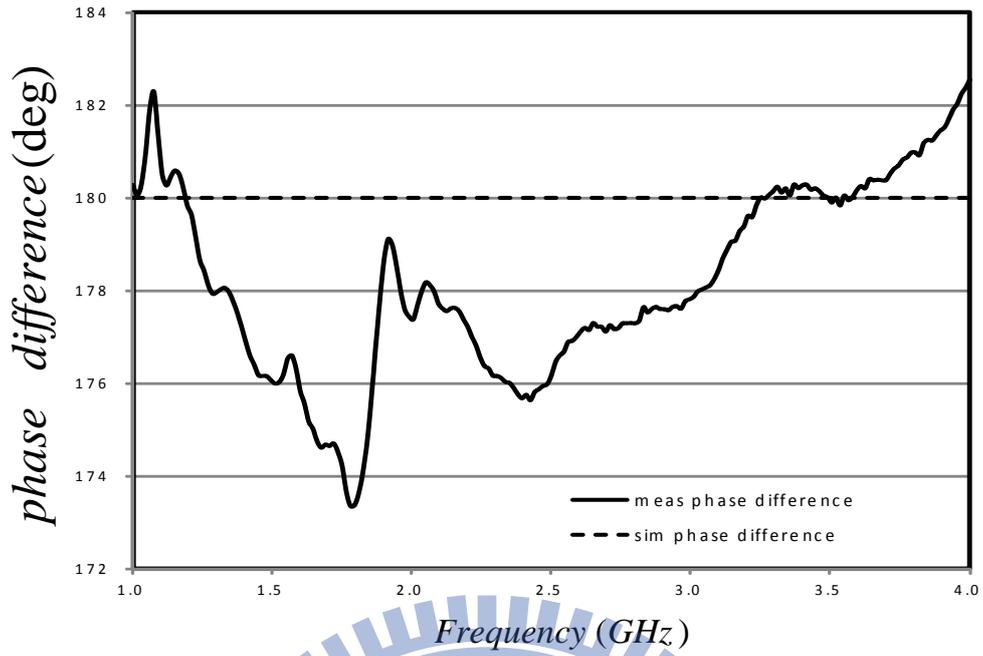
表 4.6 寬頻 180° 數位移相器尺寸對照表(mil)

參數	W_1	W_2	W_3	W_4	W_5	W_6	W_7	W_8	W_9	
參數值	44	644	52	100	67	67	8	35	22	
參數	L_1	L_2	L_3	L_4	L_5	L_6	L_7	L_8	L_9	L_{10}
參數值	100	400	100	20	200	52	32	200	20	60
參數	L_{11}	L_{12}	L_{13}	L_{14}	L_{15}	L_{16}				
參數值	100	40	10	34	20	32				

圖 4.11 為電磁模擬及實作量測對照的結果，可知實作電路亦與模擬結果十分相符，且較之等比傳輸線濾波器有更大的頻寬，穿透損耗約為 1.2dB；在相位差上，最大的誤差約為 4 度，原因如同上小節所言。圖 4.12 為實作電路照片。



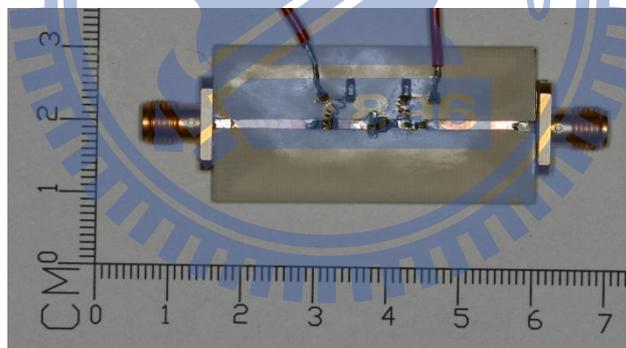
(a)



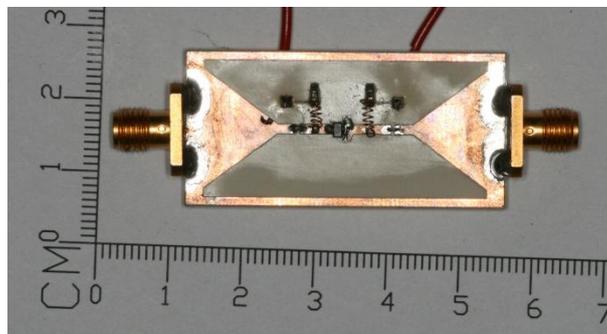
(b)

圖 4.11 以手繞電感為偏壓的寬頻 180° 數位移相器模擬與量測結果比較圖(a)S

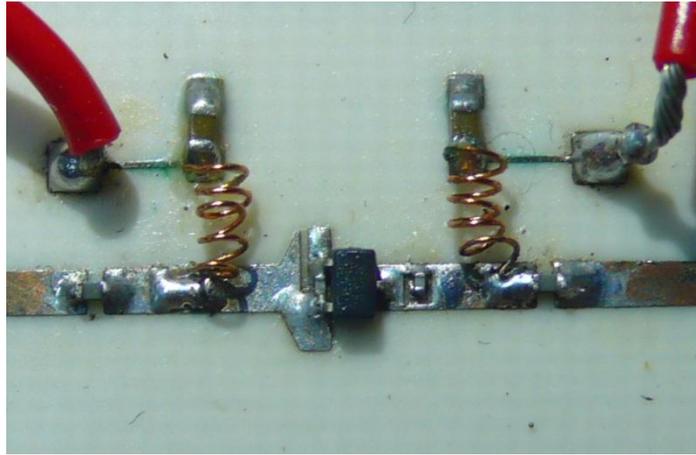
參數(b)相位差。



(a)



(b)



(c)

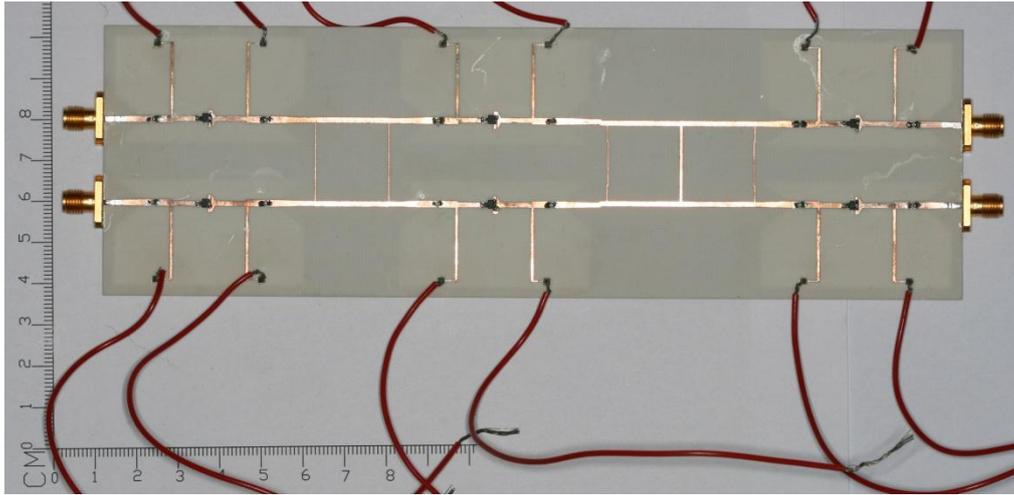
圖 4.12 以手繞電感為偏壓的寬頻 180° 數位移相器電路實作照片(a)正面(b)反面

(c)焊接細節。

總結上述兩小節，運用等比傳輸線濾波器製作與手繞電感製作皆能達到相似的響應與相位差。等比傳輸線濾波器版本較手繞電感版本更容易製作，且減少非理想性元件的數量。但手繞電感卻有較小的面積和更有彈性的參數選擇。

4.3 三位元平衡式數位移相器

根據本章起始所言，將上兩節所製作的元件組合，再透過偏壓的切換，即可完成指定角度的移相。圖 4.13 與圖 4.14 為使用等比傳輸線濾波器作偏壓結構的全電路照片與響應；而圖 4.15 與圖 4.16 為使用手繞電感作偏壓結構的全電路照片與響應。。



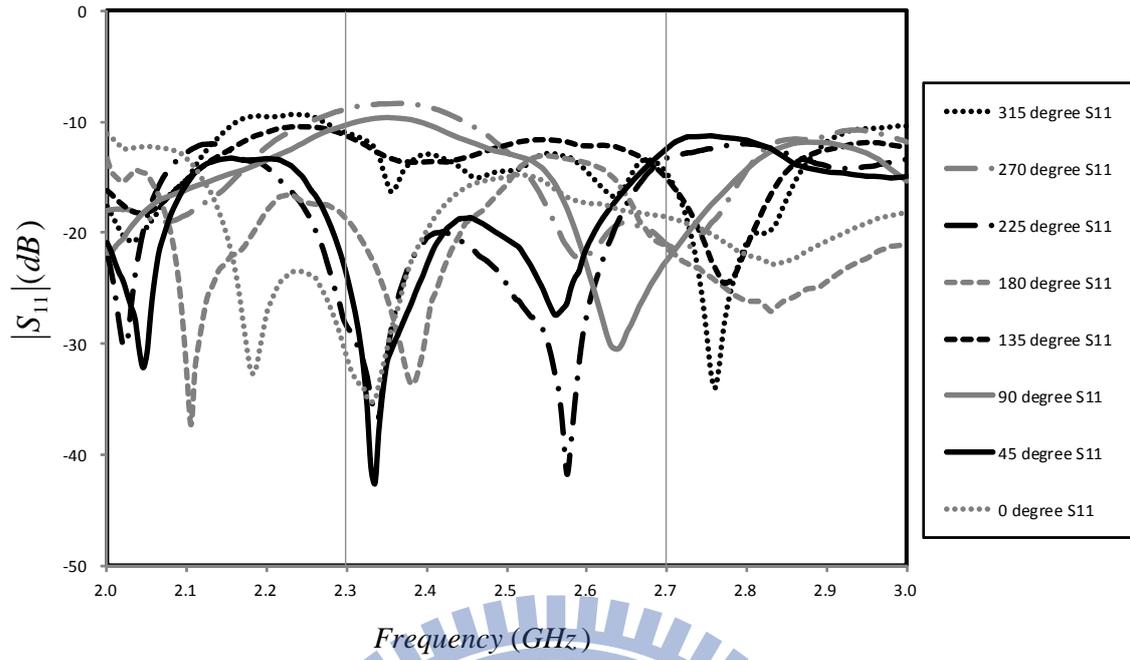
(a)



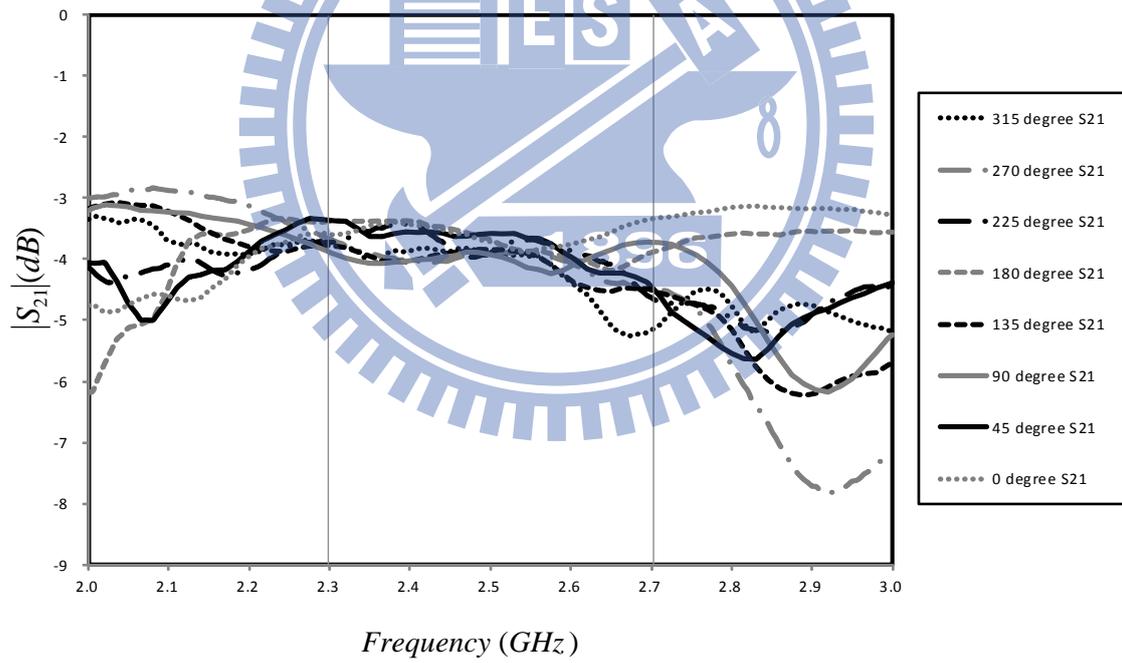
(b)

圖 4.13 以等比傳輸線濾波器作為偏壓結構的三位元平衡式數位移相器照片

(a)正面(b)背面。



(a)



(b)

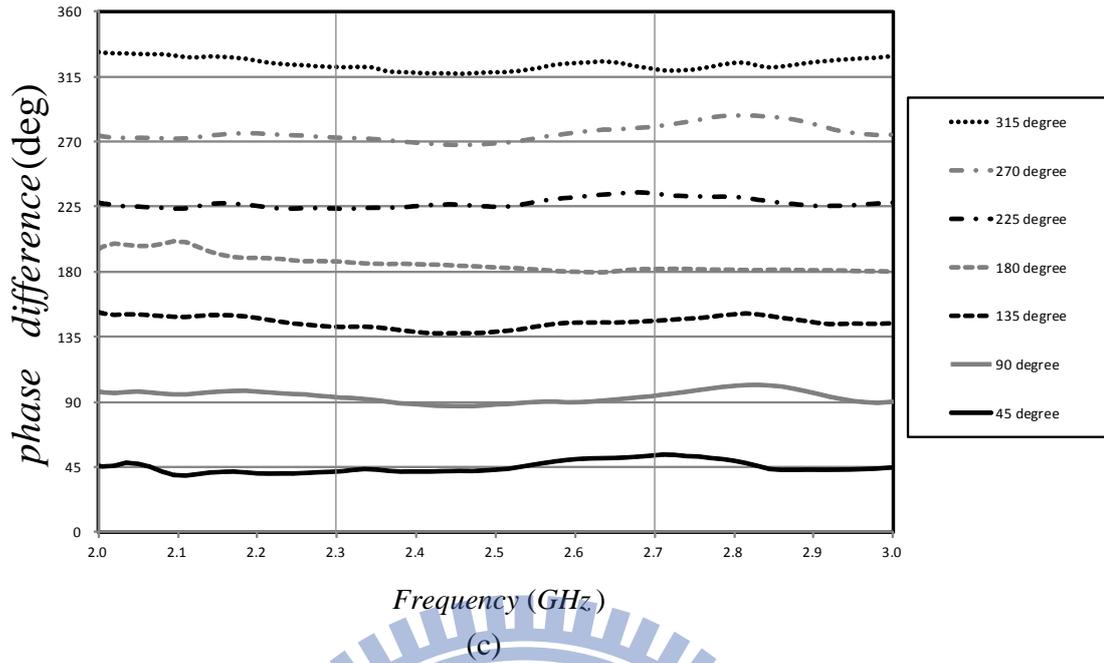
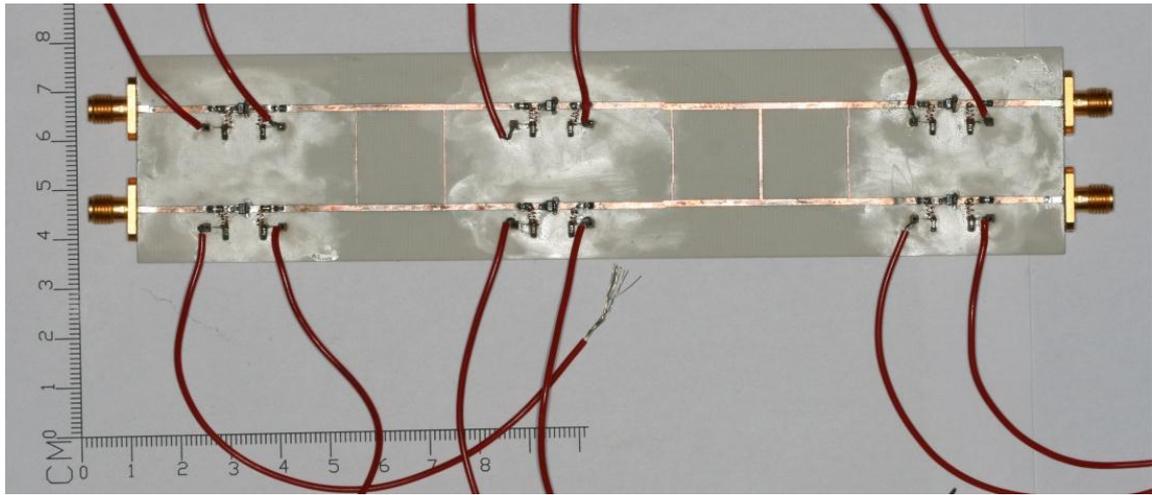


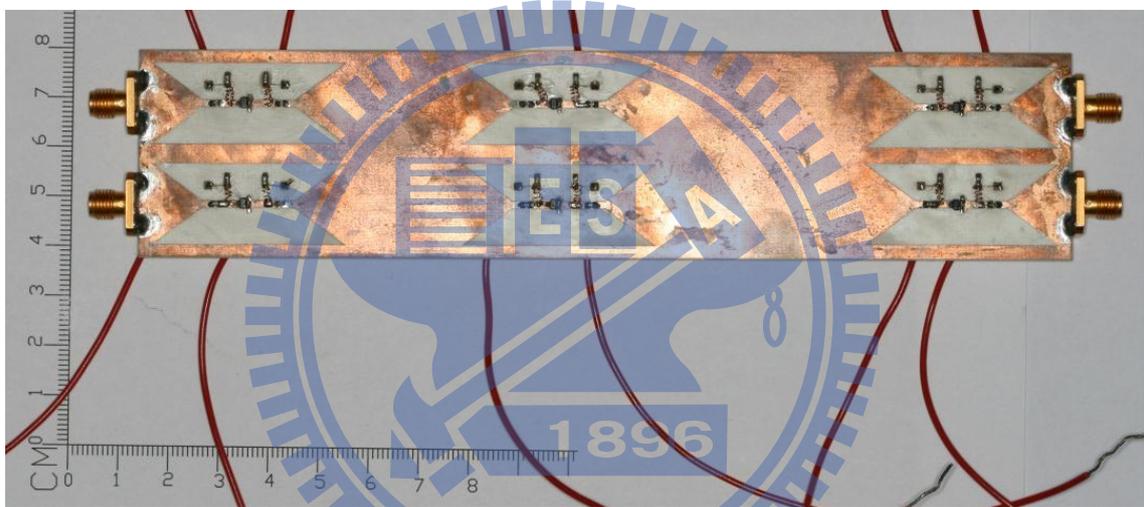
圖 4.14 以等比傳輸線濾波器製作的三位元平衡式數位移相器(a)反射損耗
(S11)(b)穿透損耗(S21)(c)各種角度相位差。

可以透過下面的理由解釋圖 4.14 的量測結果；由 4.1.2 的實作電路量測結果裡可知， 90° 平衡式數位移相器可用的頻寬約為 $2.3\text{GHz} \sim 2.7\text{GHz}$ ，是所有的部分電路中最小的，因此限制住了全電路的整體頻寬，故在圖 4.14(c)的相位差圖中，於 $2.3\text{GHz} \sim 2.7\text{GHz}$ 的有效頻帶裡皆能達成所要求的相位差，而整體誤差也在可接受的範圍內。

另外，在響應的表現上，由於串聯了多級的電路造成反射損耗與穿透損耗受到影響；反射損耗多數狀態皆在 10dB 以下，而穿透損耗約為 4dB ，是由於整體電路通過三組寬頻 180° 數位移相器，每組皆產生了 1.5dB 的損耗，因此呈現的穿透損耗如圖所示，儘管如此，各狀態間所造成的損耗依舊十分相近，有非常好的平衡。



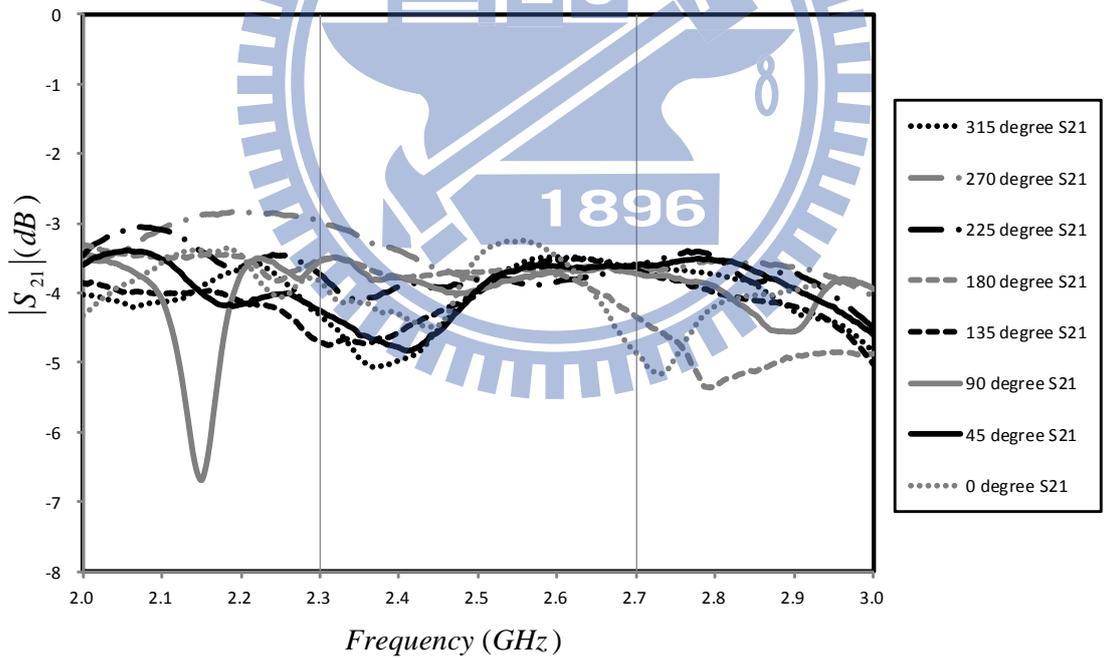
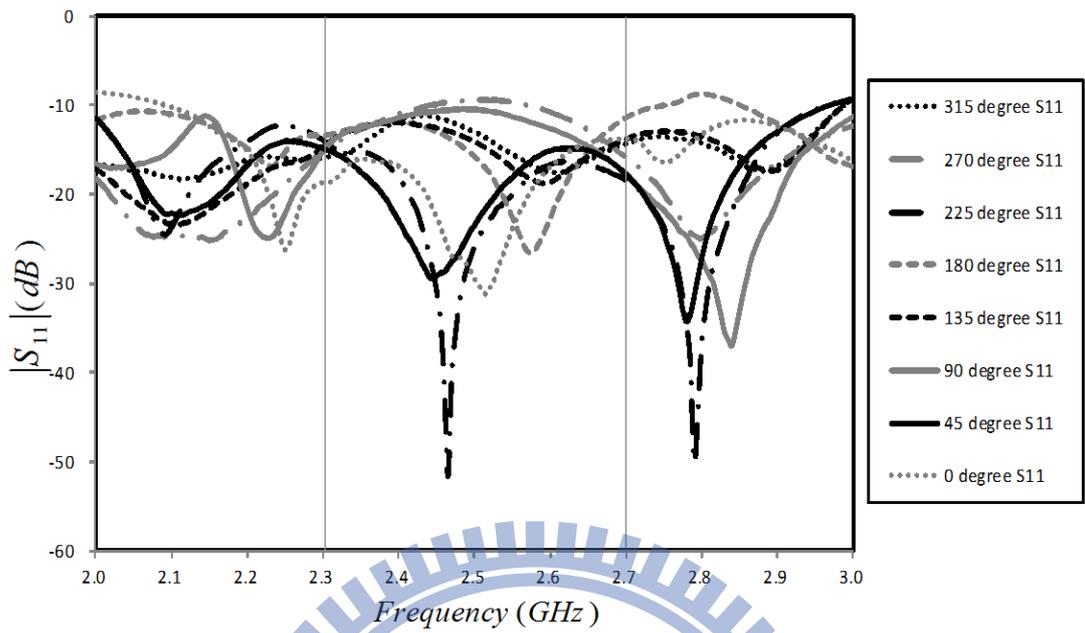
(a)



(b)

圖 4.15 以手繞電感作為偏壓結構的三位元平衡式數位移相器照片

(a)正面(b)背面。



(b)

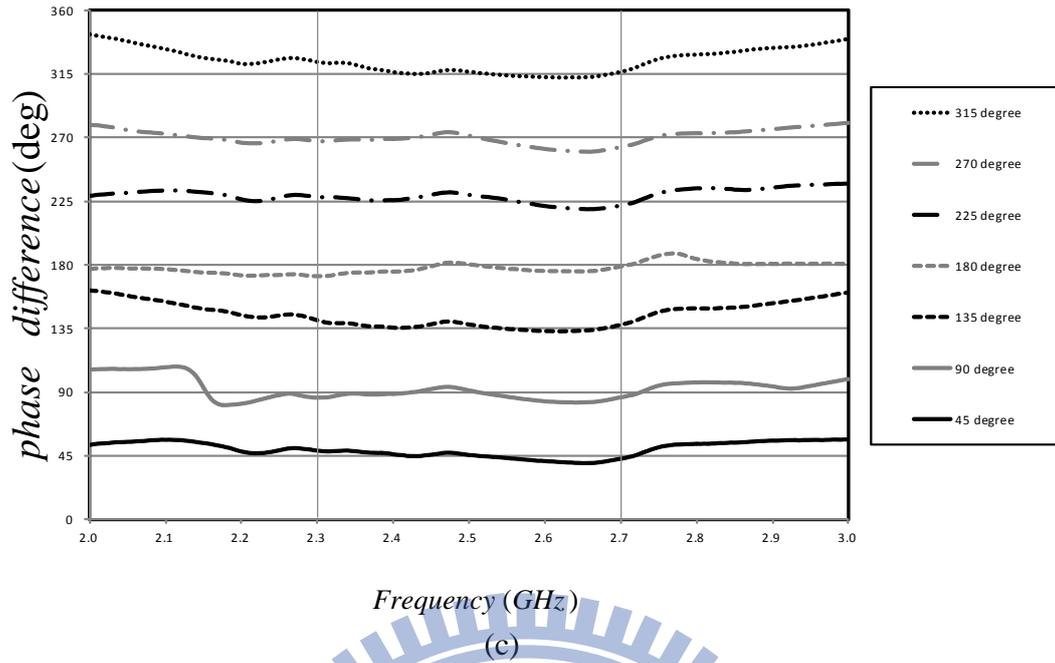


圖 4.16 以手繞電感製作的三位元平衡式數位移相器(a)反射損耗(S11)(b)穿透損耗(S21)(c)各種角度相位差。

以手繞電感製作，有近似等比傳輸線濾波器的結果。依舊可以用上述的理由對電路進行剖析，在圖 4.16(c)的相位差圖中，於 2.3GHz ~ 2.7GHz 的有效頻帶裡亦皆能達成所要求的相位差，而整體誤差也在許可範圍內。

另外，在響應上，也由於串聯了多級的電路造成反射損耗與穿透損耗的影響；同樣的，反射損耗多數狀態皆在 10dB 以下，而穿透損耗約為 3.5dB 較等比傳輸線濾波器架構為小，是由於運用手繞電感製作的寬頻 180° 數位移相器的穿透損耗約為 1.2dB，本就較等比傳輸線濾波器架構的損耗為小，因此能有較小的整體穿透損耗。另外，各狀態間所造成的損耗仍舊十分相近，亦達到良好的平衡。

第五章 結論

本論文提出的平衡式數位移相器電路架構，結合了平衡式數位移相器與寬頻 180° 數位移相器，運用平衡式訊號的特性，改變訊號的共模和差模狀態，達成各種不同移相角度的切換。

在設計平衡式數位移相器時，以負載線移相器為基礎，以八分之一波長的傳輸線殘段開路或斷路可等效為電容或電感的特性，用平衡式系統的共模和差模作為切換，達到負載線移相器切換負載而移相的功能；另外也設計出 180° 數位移相器用於改變平衡式訊號的共模與差模狀態，做為控制平衡式移相器的開關，提出等比濾波器結構與手繞電感結構作為偏壓電路進行設計，當中運用平衡式微帶線製作絞線為開端，在去除部分的絞線後以串聯的兩對二極體取代，並以附加額外的電容方法抵銷非理想性元件與封裝的寄生效應，也為了加入控制二極體的直流偏壓，使用了直流阻斷電容，另外運用緩變線來轉換傳統的微帶線與平衡式微帶線的結構同時達到阻抗轉換的功能。綜合上述兩種數位移相器，完成三位元平衡式數位移相器的實作，並量測出與理論相符的結果。

180° 數位移相器能夠透過簡單的操作改變平衡式訊號為共模或差模，可運用此功能與其餘平衡式系統的電路作更多的應用，像是結合奇偶模雙頻帶通濾波器可達到實際切換頻帶的功能，又或著是結合鼠競環製作雙刀雙擲開關等。另外，已完成的三位元平衡式數位移相器也可以運用多層板製程技術實作，使得電路面積再縮小更能符合實際的用途。除此之外，用來切換不同相位的偏壓系統也可以加入額外的切換電路達到更為快速的切換功能作為改進。

整體而言，有多種狀態的平衡式數位移相器十分符合現今平衡式系統的需求，而且無論是整體電路或是部分結構都仍有許多創新的運用與改造可以實現。

參考資料

- [1] N. Somjit, G. Stemme, J. Oberhammer, "Phase error and nonlinearity investigation of millimeter-wave MEMS 7-stage dielectric-block phase shifters," in *Microw. Conf. EuMC 2009. European.*, pp. 1872-1875, 2009,
- [2] Joseph G. Teti, Jr., Francis P. Darreff, "MEMS 2-bit phase-shifter failure mode and reliability considerations for large X-band arrays," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 2, pp. 693-701, Feb. 2004.
- [3] Nickolas Kingsley, John Papapolymerou, "Organic "wafer-scale" packaged miniature 4-bit RF MEMS phase shifter," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 3, pp. 1229-1236, March 2006.
- [4] Juo-Jung Hung, Laurent Dussopt, Gabriel M. Rebeiz, "Distributed 2- and 3-bit W-band MEMS phase shifters on glass substrates," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 2, pp. 600-606, Feb. 2004.
- [5] Kenichi Miyaguchi, Morishige Hieda, Kazuhiko Nakahara, "An Ultra-broad-band reflection-type phase-shifter MMIC with series and parallel LC circuits," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 49, no. 12, pp. 2446-2452, Dec. 2001.
- [6] Dong-Woo Kang, Songcheol Hong, "A 4-bit CMOS phase shifter using distributed active switches," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, no. 7, pp. 1476-1483, July 2007.
- [7] Xinyi Tang, Koen Mouthaan, "Phase-shifter design using phase-slope alignment with grounded shunt $\lambda/4$ stubs," *Microw. Theory Tech.*, vol. 58, no. 6, pp. 1573-1583, June 2010.
- [8] Guy D. Lynes, Gerald E. Johnson, B. E. Huckleberry, Neil H. Forrest, "Design of a broad-band 4-bit loaded switched-line phase shifter," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 22, no. 6, pp. 693-697, Jun. 1974.
- [9] E. M. Rutz, J. E. Dye, "Frequency translation by phase modulation," in *IRE WESCON Conv. Rec.*, pt. 1, pp. 201-207, 1957.
- [10] W. A. Little, J. Yuan, C. C. Senllings, "Hybrid integrated circuit digital phase shifters," in *IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. Dig.*, pp. 58-59, 1967.

- [11] B. W. Battershall, S. P. Emmons, "Optimization of diode structures for monolithic integrated microwave circuits," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. MTT-16, pp. 445-450, July 1968.
- [12] 蘇聖智, "Broadband 180° reflection-type digital phase shifter," 交通大學電信研究所, 碩士論文, 2010.
- [13] Joseph F. White, *Semiconductor control*, Artech House, Norwood, MA, 1977.
- [14] J. F. White, "High power, p-i-n diode controlled, microwave transmission phase shifters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. MTT-13, pp. 233-242, Mar. 1965.
- [15] Robert V. Garver, "Broad-band diode phase shifters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 20, no. 5, pp. 314-323, May 1972.
- [16] Peter Onno, Andrew Plitkins, "Miniature multi-kilowatt PIN diode MIC digital phase shifters," in *IEEE G-MTT Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 22-23, 1971.
- [17] 劉耿宏, "Balanced digital phase shifter," 交通大學電信研究所, 碩士論文, 2010.
- [18] Jhe-Ching Lu, Chung-Chieh Lin, Chi-Yang Chang, "Exact synthesis and implementation of new high-order wideband Marchand baluns," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 59, no. 1, pp. 80-86, January 2011.
- [19] Wadell B. C., *Transmission line design handbook*, Artech House, Norwood, MA, 1991.
- [20] Climer, B.J., "Analysis of Suspended Microstrip Taper Baluns," *IEE Proc.*, Vol. 135, Pt. H, No. 2, pp. 65-69, Apr. 1988.
- [21] Chramiec, J., & B.J.Janiczak, "Design of Impedance Transforming Microstrip Balanced Stripline Tapered Transitions," *Electronics Letters*, vol. 29, No. 1, pp. 3-4, Jan. 1993.
- [22] M. Horton, R. Wenzel, "General theory and design of optimum quarter-wave TEM filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. MTT-13, no. 5, pp. 316-327, May 1965.