



國立勤益科技大學
電子工程系研究所碩士班

碩士論文

運用環形耦合器之新式相移電路設計

**A Novel Type Phase Shifter Using Rat Race
Hybrid**

研究生：丁建文

指導教授：曾振東 博士

中華民國 九十九 年 七 月

論文題目：運用環形耦合器之新式相移電路設計

校院所：國立勤益科技大學電子工程系研究所

研究生：丁建文

頁數：56

指導教授：曾振東 博士

中文摘要

本論文提出一個運用在超高頻段(UHF)無線射頻標籤(RFID)系統讀取器(Reader)之相移電路設計。以傳統的環型耦合器為基本架構，加入兩個變容二極體形成雙埠之相移結構。當電壓改變，可使電路結構具有相位變化的特性。環形耦合相移電路設計之傳輸線電氣長度在埠四及埠二之間為270度，其餘均為90度，隨著埠一及埠四的電壓改變，可以產生相移之功能。此電路利用散射矩陣求得之關係式進行電路設計及驗證。電路結構使用電磁模擬軟體Microwave Office 及IE3D 進行模擬與量測，使用FR-4雙面板材進行實作，板材厚度為1.6mm，相對介電常數為 $\epsilon_r=4.3$ ，其中心頻率設為0.925GHz以及2.45GHz，由模擬與量測結果看出電路有良好的一致性。相移電路部份由一段傳輸線與兩個變容二極體(Varactors)組成，變容二極體為Skywork公司的SMV1234。電路之中心頻率分別於0.925GHz與2.45GHz，其電壓變動範圍在0-15伏特，相位控制可從0至80度與0至53度變化。此電路具有在不改變任何元件的條件下，改變電壓可控制相位角度的特性，更有效能地提昇系統的機動性。

Title of Thesis : A Novel Type Phase Shifter Using Rat Race Hybrid

Name of Institute : Electronic Engineering

National Chin-Yi University of Technology

Pages : 56

Student : Chien-Wen Ting

Advisor : Jan-Dong Tseng, Ph. D.

Abstract

In this thesis, a novel phase shifter design based on conventional rat-race coupler is presented. The device is applicable to an UHF radio frequency identification (RFID) reader antenna arrays. By combining two varactors to ports 1 and 4 of the rat-race coupler forms a two-port network. The varactors are SMV1234 manufactured by Skyworks Solutions Incorporation. When the voltage applied on the varactors changes, the effective capacitance changes as well and thus results in phase-shifting. In order to exactly knowing the characteristics of the phase shifter we use the commercial electromagnetic software Microwave Office and IE3D for the circuit simulation. Two phase shifters are designed at 0.925GHz and 2.45 GHz respectively, the experimental results show that the corresponding maximum phase shifts are 80 degree and 53 degree at the circuits are implemented on glass epoxy FR4 substrate with thickness of 1.6 mm. Very good agreement is obtained between simulation and measurement data.

誌 謝

首先，感謝我的恩師 曾振東 博士之悉心指導。在我碩士生涯當中不斷支持與鼓勵，寬宏大量的包容。曾教授治學時認真嚴謹的態度，讓學生在研究上得到最好的典範。在老師的殷切指導，並逐字斧正，使臻於成，得以完成本論文，師恩浩蕩永銘於心。當中要感謝許多老師與同學的指導和幫忙。口試期間，承蒙交大電信系黃瑞彬教授及林光浩老師在口試時對本論文提供建議，使得本論文更加完備。感謝各位教授在口試期間的幫助與指教讓我的研究生涯畫下完美的句點。

研究所求學生涯中，感謝實驗室學弟妹：老巫、聖巖、柏軒、順興、David、其成、珮琪、千華、文嘉、懷鈺，在學習過程中給我的建議、幫助及共同渡過所有的歡樂。

最後，僅將此論文獻給我最親愛的父母、家人及內人湘婷，感謝你們無私的愛，給予我關懷與支持，讓我無後顧支憂，全力完成學業，願與你們分享這份喜悅與榮耀。

目 錄

中文摘要	-----	ii
英文摘要	-----	iii
誌謝	-----	iv
目錄	-----	v
第一章 緒論	-----	1
1.1 前言	-----	1
1.2 章節概述	-----	3
第二章 環形耦合相移電路概論	-----	4
2.1 環形耦合電路簡介	-----	4
2.2 相移器簡介	-----	12
2.3 變容二極體簡介	-----	13
第三章 環形耦合電路設計與分析	-----	14
3.1 相移電路設計原理	-----	14
3.2 相移電路設計公式	-----	15
第四章 環形耦合相移電路設計與測量	-----	25
4.1 使用 Lump 元件模擬與測量	-----	25
4.1.1 0.925GHz 相移電路製作與測量	-----	25
4.1.2 2.45GHz 相移電路製作與測量	-----	28
4.2 使用變容二極體零件模擬設計與測量	-----	32
4.2.1 0.925GHz 相移電路製作與測量	-----	32
4.2.2 2.45GHz 相移電路製作與測量	-----	36
4.3 使用電感零件模擬設計與測量	-----	40
4.3.1 0.925GHz 相移電路製作與測量	-----	40
4.3.2 2.45GHz 相移電路製作與測量	-----	43
4.4 縮小尺寸使用變容二極體零件模擬設計與測量	-----	47
4.4.1 0.925GHz 相移電路製作與測量	-----	47
第五章 結論	-----	52
參考文獻	-----	55

表 目 錄

表 2.1	雙埠網路參數之間的轉換表-----	8
表 3.1	MATLAB 軟體計算與 MWO 模擬電路之相位差比較中心頻率為 0.925GHz -----	22
表 3.2	MATLAB 軟體計算與 MWO 模擬電路之相位差比較中心頻率為 2.45GHz -----	25
表 4.1	SMV1234-079 變容二極體電容與電壓關係-----	33
表 4.2	SMV1235-079 變容二極體電容與電壓關係-----	49
表 5.1	實際測試 0.925GHz 電路數據整理-----	53
表 5.2	實際測試 2.45GHz 電路數據整理-----	54



圖 目 錄

圖 2.1	環形分合波器 (ring hybrid) 的電路符號-----	4
圖 2.2	環形微帶線分合波器的實體照片-----	5
圖 2.3(a)	微帶或夾心線式的環形分合波器-----	6
圖 2.3(b)	緩坡耦合錐線分合波器-----	6
圖 2.3(c)	波導管分合波器或幻-T-----	6
圖 2.4(a)	當端埠 1 有單位振幅的電波輸入時，環型分合波器的奇偶模分解 電路。偶模-----	7
圖 2.4(b)	當端埠 1 有單位振幅的電波輸入時，環型分合波器的奇偶模分解 電路。奇模-----	7
圖 2.5(a)	當端埠 4 有單位振幅的電波輸入時，環型分合波器的奇偶模分解 電路。偶模-----	10
圖 2.5(b)	當端埠 4 有單位振幅的電波輸入時，環型分合波器的奇偶模分解 電路。奇模-----	10
圖 2.6	變容二極體 (varactor) 的符號及特性曲線-----	13
圖 3.1	環型耦合式相移電路結構-----	15
圖 3.1(a)	環型耦合式相移電路上半部之結構-----	16
圖 3.1(b)	環型耦合式相移電路下半部之結構-----	17
圖 3.2	MATLAB 計算環型耦合相移電路之相位中心頻率為 0.925GHz ---	19
圖 3.3	MWO 模擬環型耦合式相移電路圖中心頻率為 0.925GHz -----	20
圖 3.4	MWO 模擬之頻率響應圖中心頻率為 0.925GHz-----	21
圖 3.5	MWO 模擬之相位圖中心頻率為 0.925GHz -----	21
圖 3.6	MATLAB 計算環型耦合相移電路之相位中心頻率為 2.45GHz ----	23
圖 3.7	MWO 模擬環型耦合式相移電路圖中心頻率為 2.45GHz -----	24
圖 3.8	MWO 模擬之頻率響應圖中心頻率為 2.45GHz -----	24
圖 3.9	MWO 模擬之相位圖中心頻率為 2.45GHz -----	25
圖 4.1(a)	使用固定電容且中心頻率為 0.925GHz 之佈局圖-----	27
圖 4.1(b)	使用固定電容且中心頻率為 0.925GHz 之實體圖-----	27
圖 4.1(c)	實際電路量測與模擬之頻率響應圖使用電容值 2.7pF 且中心頻率 為 0.925GHz -----	28
圖 4.1(d)	實際電路量測與模擬之相位圖使用電容值 2.7pF 且中心頻率為 0.925GHz -----	28
圖 4.1(e)	實際電路量測與電容值之相位差圖使用固定電容值且中心頻率 為 0.925GHz -----	29
圖 4.2(a)	使用固定電容且中心頻率為 2.45GHz 之佈局圖-----	30
圖 4.2(b)	使用固定電容且中心頻率為 2.45GHz 之實體圖-----	31
圖 4.2(c)	實際電路量測與模擬之頻率響應圖使用電容值 2.7pF 且中心頻率	31

	為 2.45GHz -----	
圖 4.2(d)	實際電路量測與模擬之相位圖使用電容值 2.7pF 且中心頻率為 2.45GHz -----	32
圖 4.2(e)	實際電路量測與電容值之相位差圖使用固定電容值且中心頻率為 2.45GHz -----	32
圖 4.3(a)	使用變容二極體且中心頻率為0.925GHz之佈局圖-----	35
圖 4.3(b)	使用變容二極體且中心頻率為0.925GHz之實體圖-----	35
圖 4.3(c)	實際電路量測與模擬之頻率響應圖使用變容二極體且中心頻率為0.925GHz -----	36
圖 4.3(d)	實際電路量測與模擬之相位圖使用變容二極體且中心頻率為 0.925GHz -----	36
圖 4.3(e)	實際電路量測與電壓之相位差圖使用變容二極體且中心頻率為 0.925GHz -----	37
圖 4.4(a)	使用變容二極體且中心頻率為2.45GHz之佈局圖-----	38
圖 4.4(b)	使用變容二極體且中心頻率為2.45GHz之實體圖-----	39
圖 4.4(c)	實際電路量測與模擬之頻率響應圖使用變容二極體且中心頻率為2.45GHz -----	39
圖 4.4(d)	實際電路量測與模擬之相位圖使用變容二極體且中心頻率為 2.45GHz -----	40
圖 4.4(e)	實際電路量測與電壓之相位差圖使用變容二極體且中心頻率為 2.45GHz -----	40
圖 4.5(a)	使用電感且中心頻率為0.925GHz之佈局圖-----	42
圖 4.5(b)	使用電感且中心頻率為0.925GHz之實體圖-----	42
圖 4.5(c)	實際電路量測與模擬之頻率響應圖使用電感2.2nH且中心頻率為 0.925GHz -----	43
圖 4.5(d)	實際電路量測與模擬之相位圖使用電感2.2nH且中心頻率為 0.925GHz -----	43
圖 4.5(e)	實際電路量測與電感值之相位差圖使用電感且中心頻率為 0.925GHz -----	44
圖 4.6(a)	使用電感且中心頻率為2.45GHz之佈局圖-----	45
圖 4.6(b)	使用電感且中心頻率為2.45GHz之實體圖-----	46
圖 4.6(c)	實際電路量測與模擬之頻率響應圖使用電感2.2nH且中心頻率為 2.45GHz -----	46
圖 4.6(d)	實際電路量測與模擬之相位圖使用電感2.2nH且中心頻率為 2.45GHz -----	47
圖 4.6(e)	實際電路量測與電感值之相位差圖使用電感且中心頻率為 2.45GHz -----	47
圖 4.7(a)	縮小尺寸-變容二極體且中心頻率0.925GHz之佈局圖-----	50

圖 4.7(b) 縮小尺寸-變容二極體且中心頻率0.925GHz之實體圖-----	50
圖 4.7(c) 實際電路量測與模擬之頻率響應圖縮小尺寸-變容二極體且中心 頻率為0.925GHz -----	51
圖 4.7(d) 實際電路量測與模擬之相位圖縮小尺寸-變容二極體且中心頻率 為0.925GHz -----	51
圖 4.7(e) 實際電路量測與電壓之相位差圖縮小尺寸-變容二極體且中心頻 率為0.925GHz -----	52



第一章 緒論

1.1 前言

現今高頻微波電路逐漸受到注目，在電子產業應用上的需求也愈來愈多，積體電路的應用及設計趨勢也隨之複雜化，除了要考慮到電路層面的問題，製程方面的設計也愈加困難。陣列天線最早的發展是基於軍事用途，特別是在雷達系統之運用。國際電機電子協會（Institute of Electrical and Electronics Engineers）IEEE 也訂定無線通訊的規範[1]，在高速與低速傳輸下有不同規範，在不同的傳輸距離有差別要求。其中濾波器[2]、相移器[3]、衰減器[4]、放大器[5]、混波器[6]等皆在高頻被動電路裡所必須運用到的。

相移器的用途相當廣泛，常應用於通訊、控制、儀表等領域上。在通訊方面，相移器在雷達的運用上相當重要[3]，它提供各個天線的相位偏移，在空間中的電磁波束方向透過電子控制方式來調整各個輻射元件的相位角，使天線的陣列波束在每個脈波時間內進行不同方位的掃描。

相移器具體做法有：1999 年，H. Hayashi、M. Muraguchi 利用兩條四分之一波長之傳輸線製作縮小尺寸之相移器並利用微小電容值的改變，即可使相位有大量變動[7-8]。2002 年，I. Wolff，H. R. Ahn 使用

不對稱環型混合電路，及正規化阻抗比率製作相移器[9]。2003 年，F. Ellinger, H. Jackel, W. Bachtold 運用集總元件(電感、變容二極體)設計相移器[10]，只需控制電壓即可改變相位，相位改變範圍可達 360° ，頻寬可達 5~6GHz，適用於天線的電波收發。

無線射頻系統(RFID)[11]的應用日趨普及，至今已被運用至各個領域，從門禁管制、牲畜管理到物流管理皆可看見。目前可應用的頻段如 125KHz、13.56MHz、869MHz、902-928MHz、2.45GHz 和 5.8GHz。由於無線射頻系統與天線不可分離，天線好壞，影響系統之功能。本文就無線射頻標籤(RFID)系統之讀取器(Reader)天線組，進行環形耦合相移電路設計與量測。相移器電路之中心頻率為 0.925GHz 與 2.45GHz，並使用集總 (Lumped) 元件、變容二極體及電感等零件，進行模擬與測量分析。最後再將 0.925GHz 相移器電路，進行縮小尺寸並使用變容二極體零件模擬設計與測量。

1.2 章節概述

本論文共分成五個章節。第一章為緒論，簡述相移器在雷達系統當中的重要性，以及當前通訊系統中相移器之應用。第二章為環形耦合相移電路概論。概略介紹相移電路中，所應用到環形耦合電路與此論文中所提到之變容二極體零件。第三章為環形耦合電路設計與分析，主要闡述相移電路設計原理及公式之推導。第四章為環形耦合相移電路設計與測量，相移電路以電磁模擬軟體(IE3D)模擬與實際製作之間差異。第五章則是結論，針對模擬與實際測量結果加以討論。



第二章 環形耦合相移電路概論

2.1 環形耦合電路簡介

環形分合波器 (ring hybrid) 為一個 4 埠(port)網路，兩輸出端埠之間會有 180° 的相位差，操作時也可使兩輸出端有相同的相位。若以圖 2.1 的環形分合波器 (ring hybrid) 而言，由端埠 1 輸入的功率，會相等均分到端埠 2 與 3，而端埠 4 沒有輸出，或稱為隔離端埠。若信號由端埠 4 輸入，其功率也會均分到端埠 2 與 3，但兩者之間會有 180° 的相位差，而端埠 1 會沒有輸出，或稱為隔離端埠。若用為合波器，輸入信號由端埠 2、3 送入，則端埠 1 為兩信號之和，端埠 4 為兩信號之差。所以，端埠 1 與 4 分別又稱為加總及差減端埠。如上所述，一個 3dB 的環形分合波器 (ring hybrid) 的散射係數矩陣為式(2.1)。

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

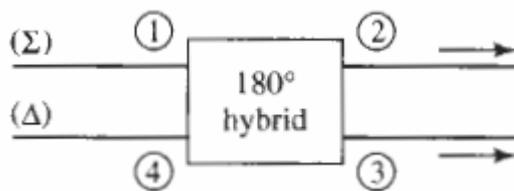


圖 2.1 環形分合波器 (ring hybrid) 的電路符號

環形分合波器 (ring hybrid) 可做成許多種樣式。其一為如圖 2.2 與圖 2.3(a)的環形分合波器，用波導管也可以做到之外，這種結構也很容易用平面（微帶或夾心帶線）電路的方式完成；其二也是平面式的結構，用緩坡匹配錐線及耦合傳輸線結合而成，如圖 2.3(b)所示。還有另一種就是如圖 2.3(c)的波導管分合波器，或稱為幻-T。先用類似於分枝線分合波器奇偶模分析法，分析環形及緩坡錐線的分合波器。最後，再以定性的方式分析波導管幻-T 的操作原理與特性。

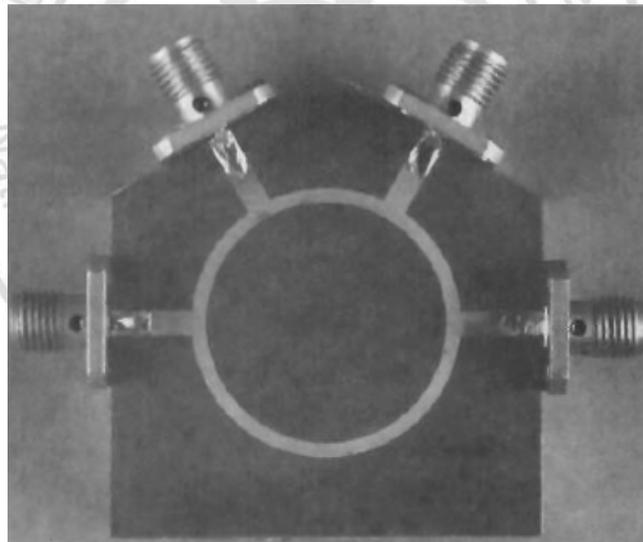


圖 2.2 環形微帶線分合波器的實體照片

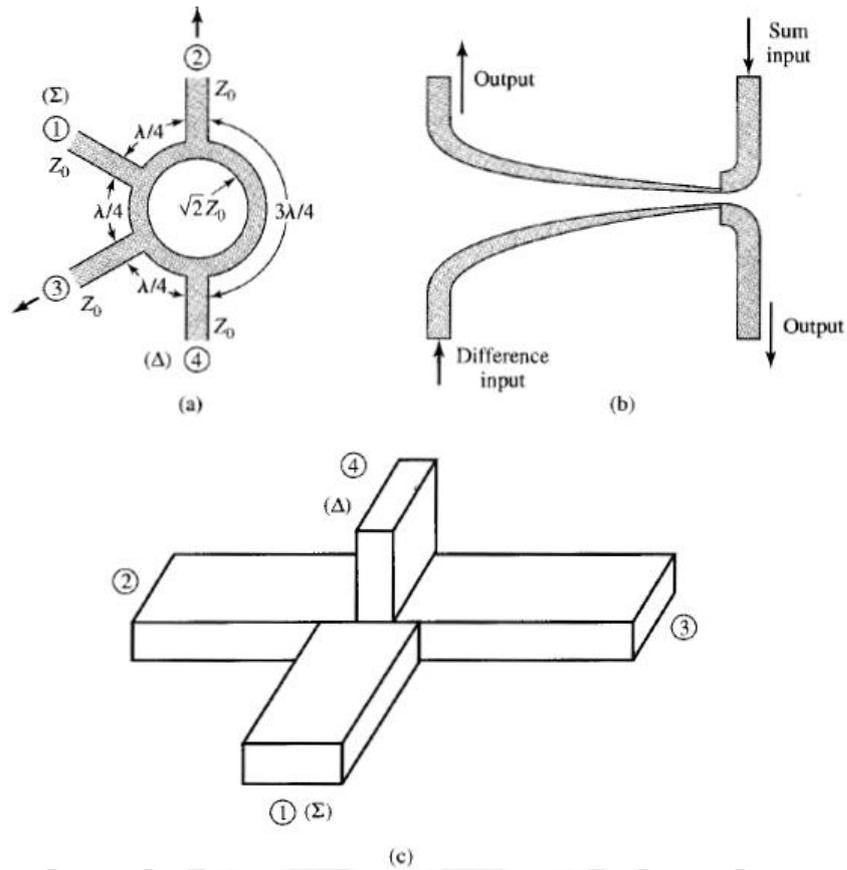


圖 2.3 各種分合波器。(a) 微帶或夾心線式的環形分合波器；
 (b) 緩坡耦合錐線分合波器；(c) 波導管分合波器或幻-T。

接下來本文將進行環型分合波器的奇偶對稱分析。在圖 2.3(a) 的環型分合波器中，振幅為 1 單位的電波由端埠 1（加總端埠）輸入。在此分合波器中，電波會分為兩個分量，分別同時到達端埠 2 及 3，再同時到達端埠 4 合併，此時兩分量的相位差為 180° 。利用[12]的奇偶分析方法，可將整個分合波器分解為兩個更為簡單的電路，如圖 2.4 所示。從這兩個簡單的電路，很容易就可以得到分合波器的散射波為式 (2.2)-(2.5)。

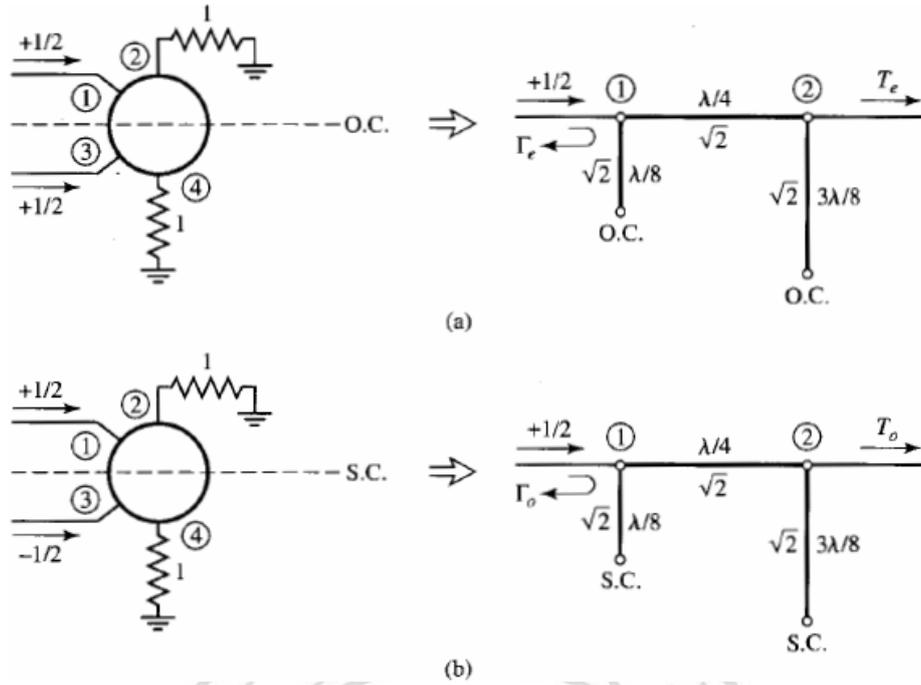


圖 2.4 當端埠 1 有單位振幅的電波輸入時，

環型分合波器的奇偶模分解電路。(a)偶模；(b)奇模。

$$S_{11} = \frac{1}{2}\Gamma_e + \frac{1}{2}\Gamma_o \quad (2.2)$$

$$S_{12} = \frac{1}{2}T_e + \frac{1}{2}T_o \quad (2.3)$$

$$S_{13} = \frac{1}{2}\Gamma_e - \frac{1}{2}\Gamma_o \quad (2.4)$$

$$S_{14} = \frac{1}{2}T_e - \frac{1}{2}T_o \quad (2.5)$$

利用圖 2.4 奇模與偶模的雙埠網路之 ABCD 矩陣，可計算出該圖中所

定義的反射與穿透係數，各 ABCD 矩陣為式(2.6)與式(2.7)。

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_e = \begin{bmatrix} 1 & j\sqrt{2} \\ j\sqrt{2} & -1 \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_o = \begin{bmatrix} -1 & j\sqrt{2} \\ j\sqrt{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

透過查表 2.1 雙埠網路參數之間的轉換表，可得式(2.8)-(2.11)。

表 2.1 雙埠網路參數之間的轉換表

S		Z	Y	$ABCD$
S_{11}	S_{11}	$\frac{(Z_{11}-Z_o)(Z_{in}+Z_o)-Z_{12}Z_{21}}{(Z_{11}+Z_o)(Z_{in}+Z_o)-Z_{12}Z_{21}}$	$\frac{(Y_o-Y_{11})(Y_{in}+Y_o)+Y_{12}Y_{21}}{(Y_o+Y_{11})(Y_{in}+Y_o)-Y_{12}Y_{21}}$	$\frac{A+\frac{B}{Z_o}-CZ_o-D}{A+\frac{B}{Z_o}+CZ_o+D}$
S_{12}	S_{12}	$\frac{2Z_{12}Z_o}{(Z_{11}+Z_o)(Z_{in}+Z_o)-Z_{12}Z_{21}}$	$\frac{-2Y_{12}Y_o}{(Y_o+Y_{11})(Y_{in}+Y_o)-Y_{12}Y_{21}}$	$\frac{2(AD-BC)}{A+\frac{B}{Z_o}+CZ_o+D}$
S_{21}	S_{21}	$\frac{2Z_{21}Z_o}{(Z_{11}+Z_o)(Z_{in}+Z_o)-Z_{12}Z_{21}}$	$\frac{-2Y_{21}Y_o}{(Y_o+Y_{11})(Y_{in}+Y_o)-Y_{12}Y_{21}}$	$\frac{2}{A+\frac{B}{Z_o}+CZ_o+D}$
S_{22}	S_{22}	$\frac{(Z_{11}+Z_o)(Z_{in}-Z_o)-Z_{12}Z_{21}}{(Z_{11}+Z_o)(Z_{in}+Z_o)-Z_{12}Z_{21}}$	$\frac{(Y_o+Y_{11})(Y_{in}-Y_o)+Y_{12}Y_{21}}{(Y_o+Y_{11})(Y_{in}+Y_o)-Y_{12}Y_{21}}$	$\frac{-A+\frac{B}{Z_o}-CZ_o+D}{A+\frac{B}{Z_o}+CZ_o+D}$
Z_{11}	$Z_o \frac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{12}S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}$	Z_{11}	$\frac{Y_{22}}{Y_{11}Y_{22}-Y_{12}Y_{21}}$	$\frac{A}{C}$
Z_{12}	$Z_o \frac{2S_{12}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}$	Z_{12}	$\frac{-Y_{12}}{Y_{11}Y_{22}-Y_{12}Y_{21}}$	$\frac{AD-BC}{C}$
Z_{21}	$Z_o \frac{2S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}$	Z_{21}	$\frac{-Y_{21}}{Y_{11}Y_{22}-Y_{12}Y_{21}}$	$\frac{1}{C}$
Z_{22}	$Z_o \frac{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}}{(1-S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}$	Z_{22}	$\frac{Y_{11}}{Y_{11}Y_{22}-Y_{12}Y_{21}}$	$\frac{D}{C}$
S		Z	Y	$ABCD$
Y_{11}	$Y_o \frac{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}}{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}$	$\frac{Z_{11}}{Z_{11}Z_{22}-Z_{12}Z_{21}}$	Y_{11}	$\frac{D}{B}$
Y_{12}	$Y_o \frac{-2S_{12}}{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}$	$\frac{-Z_{12}}{Z_{11}Z_{22}-Z_{12}Z_{21}}$	Y_{12}	$\frac{BC-AD}{B}$
Y_{21}	$Y_o \frac{-2S_{21}}{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}$	$\frac{-Z_{21}}{Z_{11}Z_{22}-Z_{12}Z_{21}}$	Y_{21}	$\frac{-1}{B}$
Y_{22}	$Y_o \frac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{12}S_{21}}{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}$	$\frac{Z_{21}}{Z_{11}Z_{22}-Z_{12}Z_{21}}$	Y_{22}	$\frac{A}{B}$
A	$\frac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{12}S_{21}}{2S_{11}}$	$\frac{Z_{11}}{Z_{21}}$	$\frac{-Y_{22}}{Y_{21}}$	A
B	$\frac{Z_o(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$\frac{Z_{11}Z_{22}-Z_{12}Z_{21}}{Z_{21}}$	$\frac{-1}{Y_{21}}$	B
C	$\frac{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}{2Z_oS_{11}}$	$\frac{1}{Z_{21}}$	$\frac{-(Y_{11}Y_{22}-Y_{12}Y_{21})}{Y_{21}}$	C
D	$\frac{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}}{2S_{11}}$	$\frac{Z_{22}}{Z_{21}}$	$\frac{-Y_{11}}{Y_{21}}$	D

$$\Gamma_e = \frac{-j}{\sqrt{2}} \quad (2.8)$$

$$T_e = \frac{-j}{\sqrt{2}} \quad (2.9)$$

$$\Gamma_o = \frac{j}{\sqrt{2}} \quad (2.10)$$

$$T_o = \frac{-j}{\sqrt{2}} \quad (2.11)$$

再將上述結果代入式(2.2)-(2.5)，可得式(2.12)-(2.15)。

$$S_{11} = 0 \quad (2.12)$$

$$S_{12} = \frac{-j}{\sqrt{2}} \quad (2.13)$$

$$S_{13} = \frac{-j}{\sqrt{2}} \quad (2.14)$$

$$S_{14} = 0 \quad (2.15)$$

上述證明端埠 1 的阻抗完全匹配，而端埠 4 為隔離端埠，且輸入的功率平均分配到端埠 2 及 3，此結果即為式(2.1)散射矩陣的第一行或第一列。

如果輸入由圖 2.3 (a) 環型分合波器的端埠 4 (差減端埠) 輸入，波的兩個分量到達端埠 2 及 3 時，會有 180° 的相位差；兩分量同時到達端埠 1 時，其相位差亦為 180° 。為描述此電路操作，可將原分波器以奇偶模對稱，分解為兩個簡單的電路，如圖 2.5 所示。從這兩個簡單的電路，很容易就可以得到分合波器的散射波為式(2.16)-(2.19)。

$$S_{41} = \frac{1}{2}T_e - \frac{1}{2}T_o \quad (2.16)$$

$$S_{42} = \frac{1}{2}\Gamma_e - \frac{1}{2}\Gamma_o \quad (2.17)$$

$$S_{43} = \frac{1}{2}T_e + \frac{1}{2}T_o \quad (2.18)$$

$$S_{44} = \frac{1}{2}\Gamma_e + \frac{1}{2}\Gamma_o \quad (2.19)$$

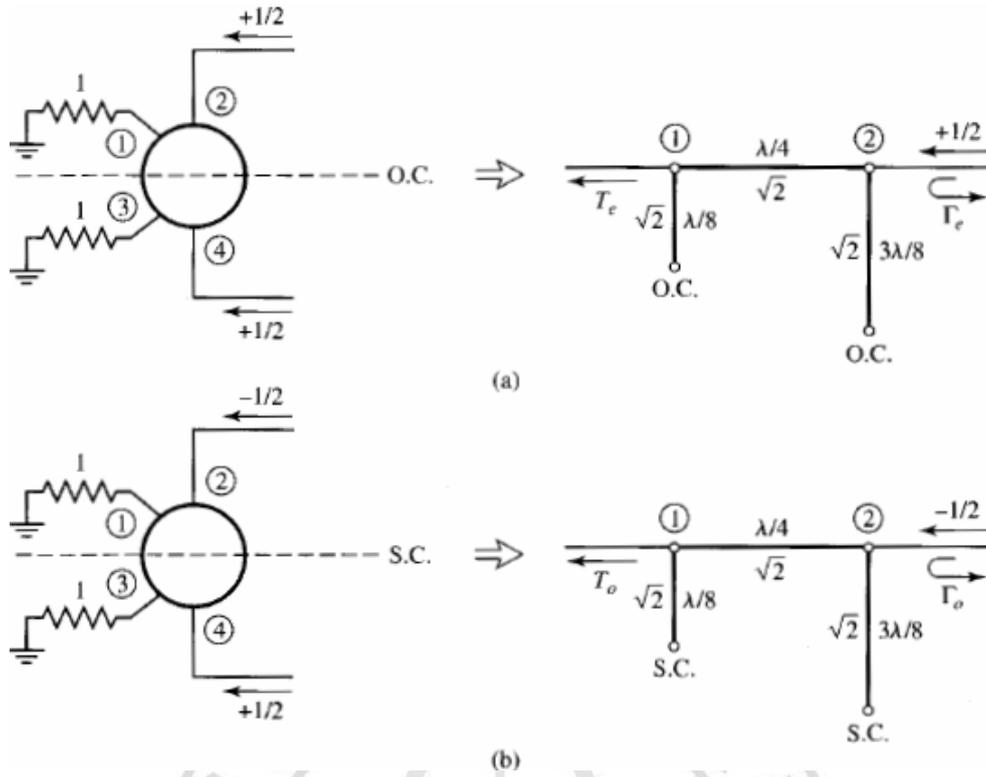


圖 2.5 當端埠 4 有單位振幅的電波輸入時，

環型分合波器的奇偶模分解電路。(a)偶模；(b)奇模。

利用圖 2.5 奇模與偶模的雙埠網路之 ABCD 矩陣為式(2.20)與式(2.21)

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_e = \begin{bmatrix} -1 & j\sqrt{2} \\ j\sqrt{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_o = \begin{bmatrix} 1 & j\sqrt{2} \\ j\sqrt{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

再查表 2.1，可得所需反射及穿透係數式(2.22)-(2.25)。

$$\Gamma_e = \frac{j}{\sqrt{2}} \quad (2.22)$$

$$T_e = \frac{-j}{\sqrt{2}} \quad (2.23)$$

$$\Gamma_o = \frac{-j}{\sqrt{2}} \quad (2.24)$$

$$T_o = \frac{-j}{\sqrt{2}} \quad (2.25)$$

將上述結果代入式(2.16)-(2.19)，可得式(2.26)-(2.29)。

$$S_{41} = 0 \quad (2.26)$$

$$S_{42} = \frac{j}{\sqrt{2}} \quad (2.27)$$

$$S_{43} = \frac{-j}{\sqrt{2}} \quad (2.28)$$

$$S_{44} = 0 \quad (2.29)$$

上述證明端埠 4 的阻抗完全匹配，而端埠 1 為隔離端埠，且輸入的功率平均分配到端埠 2 及 3，兩者會有 180° 的相位差。此結果即為式(2.1) 散射矩陣的第四行或第四列。此矩陣的其它元素，可由散射參數矩陣的對稱性得知。

環形分合波器的頻寬與該環圓周每一段弧電氣長度的頻率特性有關，一般在 20~30% 之間。增加級數或如[13]所提到的對稱環形電路，均可以增加其頻寬。

2.2 相移器簡介

相移器是製造相位陣列天線的基本元件，使用相移器即可以控制使用固定方向的一群偶極天線或是導波管天線，每一天線單元都加上相移器，藉由改變每一單元的相角就可以使天線陣列形成一個角度尖銳的波束朝著固定的一個方向，改變波束方向只要改變每一個相移器的相角即可。相位陣列雷達因為掃描的速度很快，所以可以同時監控多個目標，比起以往的機械旋轉天線雷達，速度和監控的能力大為提昇。

相移器的設計 J. F. White 在 1965 年提出一個利用二極體控制元件使其在 L 頻段及 S 頻段產生相移的作用並藉由縮小二極體使其電路達到最大的功率[14]。Y. C. Cheah, F. J. Paoloni 在 1984 年提出用一個二極體控制可變的衰減器和相移器[15]。R. E. Neidert, C. M. Krowne 在 1985 年提出一個以電壓控制方式的相移器[16]。C. Lian, S. A. Rosenau, W. -K. Zhang, C. -C. Chang, C. W. Domier and N. C. Luhmann 在 2000 年提出使用 L、C 元件的相移器設計[17]。

2.3 變容二極體簡介

在上節提到相移器的設計，可以透過使用L、C元件來設計。此時，希望電路能在不更換電容值的條件下，改變電壓也可控制其相位角度的特性。同時也減少零件替換在系統運作時調整的時間，更有效能地提昇系統的機動性。而變容二極體正是所希望使用到的零件。

變容二極體工作原理，當P-N半導體接合時，所形成空乏區，因空乏區中沒有多餘的電子或電洞，故不導電。其作用如同電容器之介質，而空乏區兩側的P型和N型半導體，則成為電容之極板。若P-N二極體兩端施以逆向偏壓時，當逆向偏壓加大會使空乏區加寬，相當於增加接合面電容兩極板間距離，根據電容基本公式 $C = \epsilon A / d$ ，電容量降低。當逆向電壓降低時，空乏區減薄，電容量增大。因此利用這種特性，可以藉外加電壓來控制接合面容量的二極體稱為變容二極體。下圖 2.6 為變容二極體 (varactor) 的符號及特性曲線。

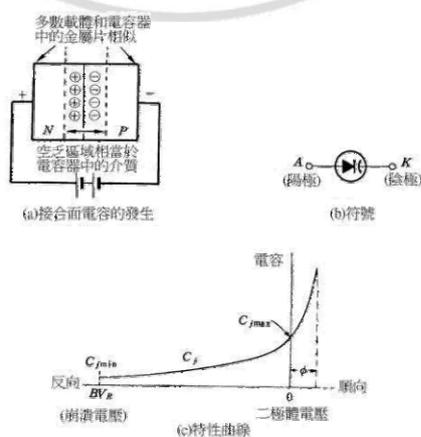


圖 2.6 變容二極體 (varactor) 的符號及特性曲線

第三章 環形耦合電路設計與分析

3.1 相移電路設計原理

本文提出以傳統的環型耦合器為基本架構，加入兩個變容二極體形成雙埠之相移結構。變容二極體工作原理，當逆向偏壓加大會使空乏區加寬，相當於增加接合面電容兩極板間距離，根據電容基本公式 $C=\epsilon A/d$ ，電容量降低。當逆向電壓降低時，空乏區減薄，電容量增大。因此利用這種特性，可以藉外加電壓來控制接合面容量的二極體稱為變容二極體。故當電壓值改變，可使電路結構具有相位變化的特性。



3.2 相移電路設計公式

圖 3.1 之環型耦合式相移電路，此電路具有上下對稱的電路特性。埠 3 作為輸入端，埠 2 作為輸出端，另外埠 4 為直接電容接地，埠 1 連接一段四分之一波長的傳輸線再串接相同電容值的電容接地，形成一個相移結構，並替換不同的電容值產生相位的改變。

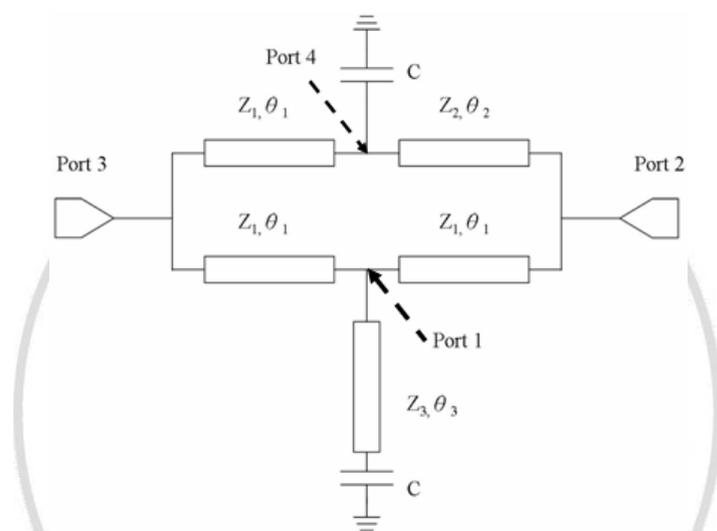


圖 3.1 環型耦合式相移電路結構

由圖 3.1 之環型耦合式相移電路，可得知此電路具有上下對稱之電路特性。故可將電路分析為圖 3.1(a)、(b) 上下半部電路， Z_1 、 Z_2 、 Z_3 為傳輸線之特性阻抗， θ_1 、 θ_2 、 θ_3 為電氣長度。其中 Z_1 、 Z_2 、 Z_3 之特性阻抗為 70.7Ω ， θ_1 與 θ_3 電氣長度為 90° ， θ_2 電氣長度為 270° 。

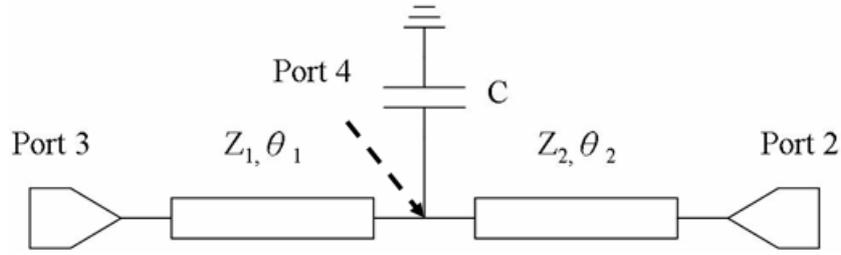


圖 3.1 (a) 環型耦合式相移電路上半部之結構

分析相移電路上半部電路，其相移電路上半部電路以 ABCD 矩陣表示如式(3.1)，展開各別之 ABCD 表示如式(3.2)-(3.5)。

$$\begin{bmatrix} \cos \theta_1 & jZ_1 \sin \theta_1 \\ j\frac{1}{Z_1} \sin \theta_1 & \cos \theta_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_c} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta_2 & jZ_2 \sin \theta_2 \\ j\frac{1}{Z_2} \sin \theta_2 & \cos \theta_2 \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

其中， $Z_c = \frac{1}{j\omega C}$

$$A_1 = \cos \theta_2 \left(\cos \theta_1 + \frac{jZ_o \sin \theta_1}{Z_c} \right) - \sin \theta_1 \cdot \sin \theta_2 \quad (3.2)$$

$$B_1 = jZ_o \sin \theta_2 \left(\cos \theta_1 + \frac{jZ_o \sin \theta_1}{Z_c} \right) + jZ_o \sin \theta_1 \cos \theta_2 \quad (3.3)$$

$$C_1 = \cos \theta_2 \left(\frac{j \sin \theta_1}{Z_o} + \frac{\cos \theta_1}{Z_c} \right) + \frac{j \cos \theta_1 \sin \theta_2}{Z_o} \quad (3.4)$$

$$D_1 = jZ_o \sin \theta_2 \left(\frac{j \sin \theta_1}{Z_o} + \frac{\cos \theta_1}{Z_c} \right) + \cos \theta_1 \cdot \cos \theta_2 \quad (3.5)$$

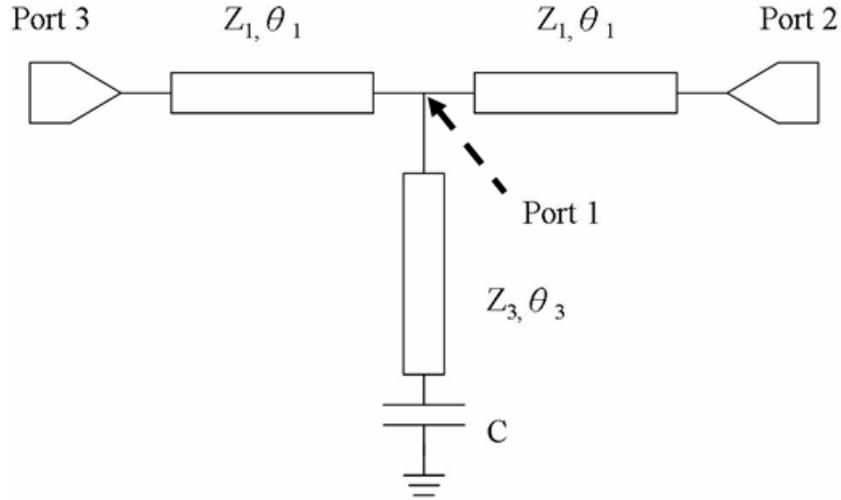


圖 3.1 (b) 環型耦合式相移電路下半部之結構

分析相移電路下半部電路，其相移電路下半部電路以 ABCD 矩陣表示如式(3.6)，展開各別之 ABCD 表示如式(3.7)-(3.10)。

$$\begin{bmatrix} \cos \theta_1 & jZ_1 \sin \theta_1 \\ j\frac{1}{Z_1} \sin \theta_1 & \cos \theta_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_m} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & jZ_1 \sin \theta_1 \\ j\frac{1}{Z_1} \sin \theta_1 & \cos \theta_1 \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

其中， $Z_m = Z_3 \cdot \frac{Z_c + j \cdot Z_3 \cdot \tan \theta_3}{Z_3 + j \cdot Z_c \cdot \tan \theta_3}$

$$A_2 = -\sin^2 \theta_1 + \cos \theta_1 \left[\cos \theta_1 + \frac{jZ_o \sin \theta_1 (Z_{TL} + \frac{\tan \theta_3}{\omega C})}{Z_{TL} (Z_c + jZ_{TL} \tan \theta_3)} \right] \quad (3.7)$$

$$B_2 = jZ_o \cos \theta_1 \sin \theta_1 + jZ_o \sin \theta_1 \left[\cos \theta_1 + \frac{jZ_o \sin \theta_1 (Z_{TL} + \frac{\tan \theta_3}{\omega C})}{Z_{TL} (Z_c + jZ_{TL} \tan \theta_3)} \right] \quad (3.8)$$

$$C_2 = \frac{j \cos \theta_1 \sin \theta_1}{Z_o} + \cos \theta_1 \left[\frac{j \sin \theta_1}{Z_o} + \frac{\cos \theta_1 (Z_{TL} + \frac{\tan \theta_3}{\omega C})}{Z_{TL} (Z_c + j Z_{TL} \tan \theta_3)} \right] \quad (3.9)$$

$$D_2 = \cos^2 \theta_1 + j Z_o \sin \theta_1 \left[\frac{j \sin \theta_1}{Z_o} + \frac{\cos \theta_1 (Z_{TL} + \frac{\tan \theta_3}{\omega C})}{Z_{TL} (Z_c + j Z_{TL} \tan \theta_3)} \right] \quad (3.10)$$

最後，將相移電路上下半部電路式(3.2)-(3.5)與式(3.7)-(3.10)，使用並聯公式，產生 ABCD 表示如式(3.11)-(3.14)。

$$A = \frac{A_1 B_2 + A_2 B_1}{B_1 + B_2} \quad (3.11)$$

$$B = \frac{B_1 B_2}{B_1 + B_2} \quad (3.12)$$

$$C = \frac{(A_2 - A_1)(D_1 - D_2) + (B_1 + B_2)(C_1 + C_2)}{B_1 + B_2} \quad (3.13)$$

$$D = \frac{D_1 B_2 + B_1 D_2}{B_1 + B_2} \quad (3.14)$$

接下來，可利用表 2.1 中各參數間的轉換公式，將式(3.11) - (3.14)，轉換成散射係數(scattering parameter)。其中式(3.15)為反射係數(reflection coefficient)，式(3.16)為穿透係數(transmission coefficient)。式(3.17)為可計算相移電路之相位。

$$S_{11} = \frac{A + \frac{B}{Z_o} - C \times Z_o - D}{A + \frac{B}{Z_o} + C \times Z_o + D} \quad (3.15)$$

$$S_{21} = \frac{2}{A + \frac{B}{Z_o} + C \times Z_o + D} \quad (3.16)$$

$$\angle S_{21} = \tan^{-1} \frac{jb}{a} \quad (3.17)$$

透過以上推導之式子，可利用 MATLAB 軟體進行公式之驗證，再配合電磁模擬軟體 Microwave Office 進行模擬比對。圖 3.2 為 MATLAB 計算環型耦合相移電路之相位，中心頻率工作為 0.925GHz。其中令 $Z_1=Z_2=Z_3=70.7\Omega$ ， $\theta_1=90^\circ$ 、 $\theta_2=270^\circ$ 、 $\theta_3=90^\circ$ ，電容值為 10pF 時，所計算得此時相位為 -151.17° 。

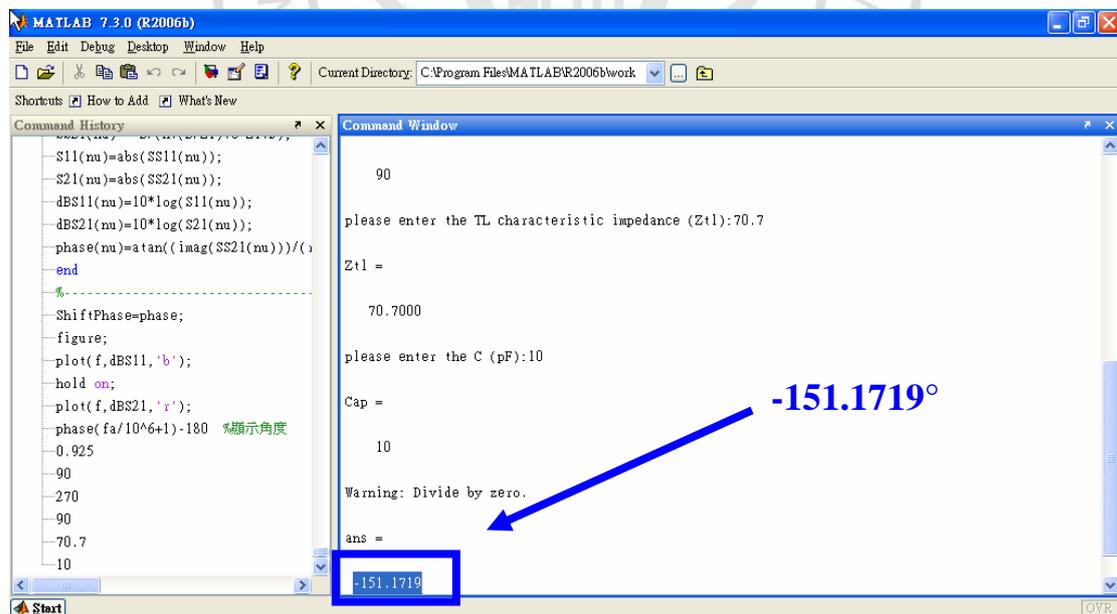


圖 3.2 MATLAB 計算環型耦合相移電路之相位

中心頻率為 0.925GHz

再以電磁模擬軟體 Microwave Office 進行模擬，輸入輸出埠之特性阻抗為 50Ω ，中心頻率 0.925GHz 之環型耦合器式相移電路。圖 3.3 為 MWO 模擬環型耦合式相移電路圖且中心頻率為 0.925GHz ，其中令 $Z_1=Z_2=Z_3=70.7\Omega$ ， $\theta_1=90^\circ$ 、 $\theta_2=270^\circ$ 、 $\theta_3=90^\circ$ ，電容值為 10pF 時。使用 MWO 模擬且中心頻率 0.925GHz ，頻率響應圖結果如圖 3.4 所示。 $\angle S_{21}$ 相位如圖 3.5。 $|S_{11}|$ 在中心頻率 0.925GHz 為 -15.89dB ， $|S_{21}|$ 在中心頻率 0.925GHz 為 -0.11dB ，此時相位為 -151.24° 。再由表 3.1 所示，可以觀察電容 ($1\text{--}10\text{pF}$) 變化與相位之間的差異，並藉由 MATLAB 軟體計算與使用 MWO 模擬之結果看出相位在 0.925GHz 時有良好的一致性。此模擬測試結果可得此電路最大的相移量約 104° 。

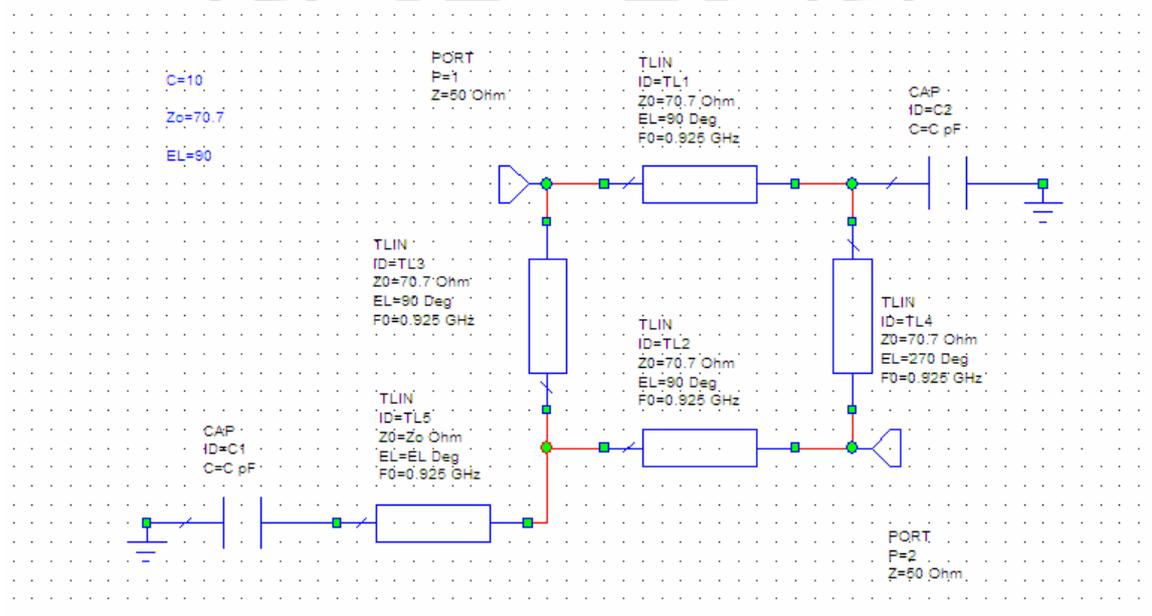


圖 3.3 MWO 模擬環型耦合式相移電路圖

中心頻率為 0.925GHz

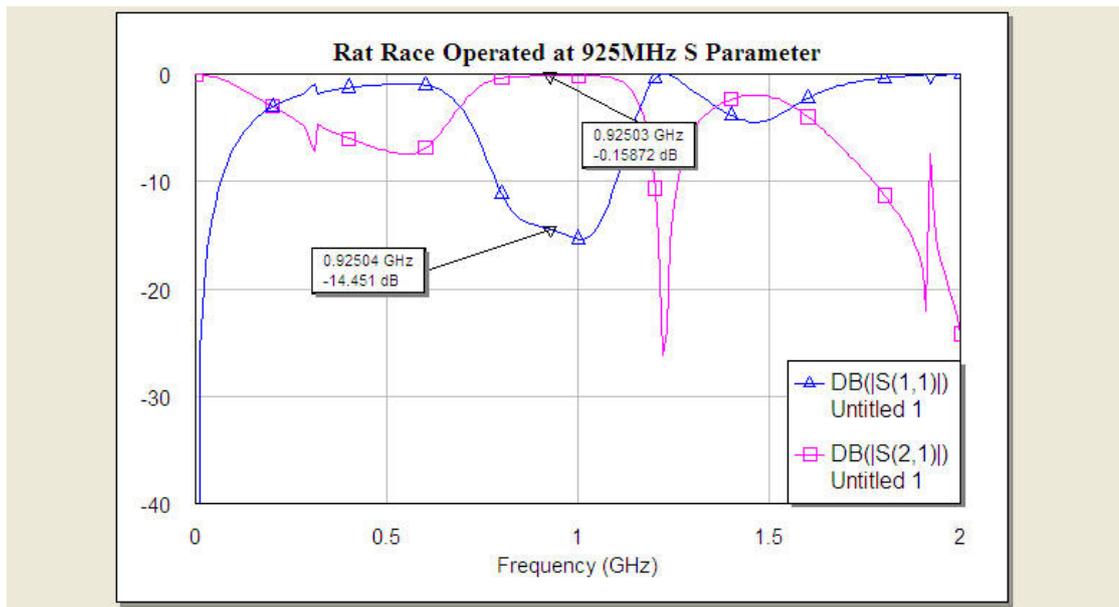


圖 3.4 MWO 模擬之頻率響應圖

中心頻率為 0.925GHz

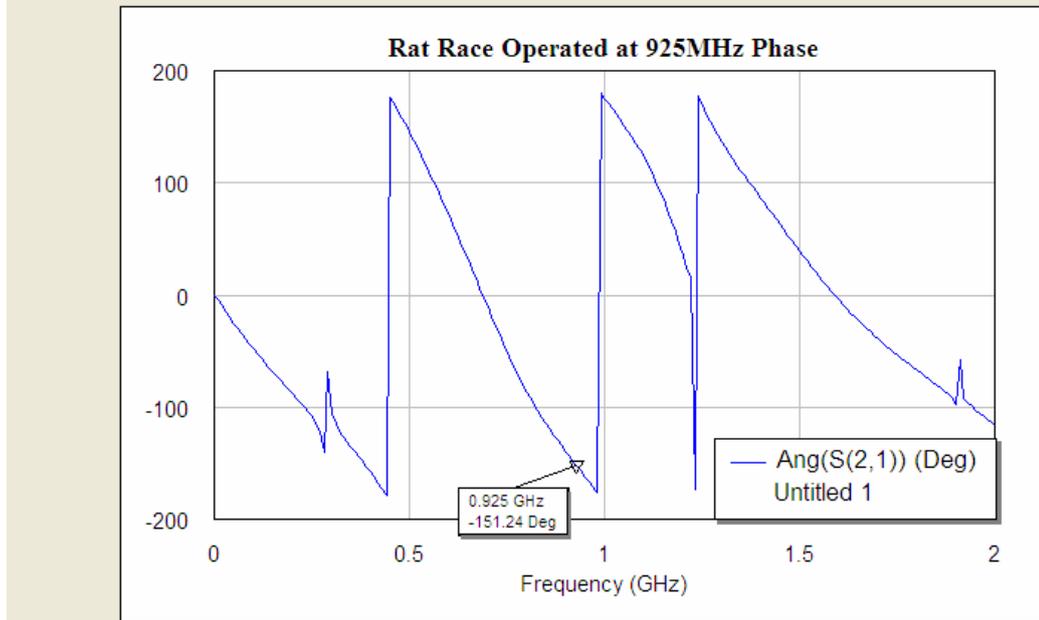


圖 3.5 MWO 模擬之相位圖

中心頻率為 0.925GHz

表 3.1 MATLAB 軟體計算與 MWO 模擬電路之相位差比較

中心頻率為 0.925GHz

0.925GHz	MATLAB		MWO	
	Phase	Difference	Phase	Difference
Capacitor (pF)				
1	-46.24°	0	-46.35°	0
1.8	-73.79°	27.55°	-73.882°	27.532°
2.7	-95.51°	49.27°	-95.58°	49.23°
3.9	-114.68°	68.44°	-114.75°	68.4°
4.7	-123.59°	77.35°	-123.66°	77.31°
5.6	-131.26°	85.02°	-131.33°	84.98°
6.8	-138.87°	92.63°	-138.94°	92.59°
8.2	-145.3°	99.06°	-145.37°	99.02°
10	-151.17°	104.93°	-151.24°	104.89°

透過以上推導之式子，可利用 MATLAB 軟體進行公式之驗證，再配合電磁模擬軟體 Microwave Office 進行模擬比對。此模擬實驗為 2.45GHz 電路之驗證。圖 3.6 為 MATLAB 計算環型耦合相移電路之相位，中心頻率工作為 2.45GHz。其中令 $Z_1=Z_2=Z_3=70.7\Omega$ ， $\theta_1=90^\circ$ 、 $\theta_2=270^\circ$ 、 $\theta_3=90^\circ$ ，電容值為 10pF 時，所計算得此時相位為 -168.85° 。

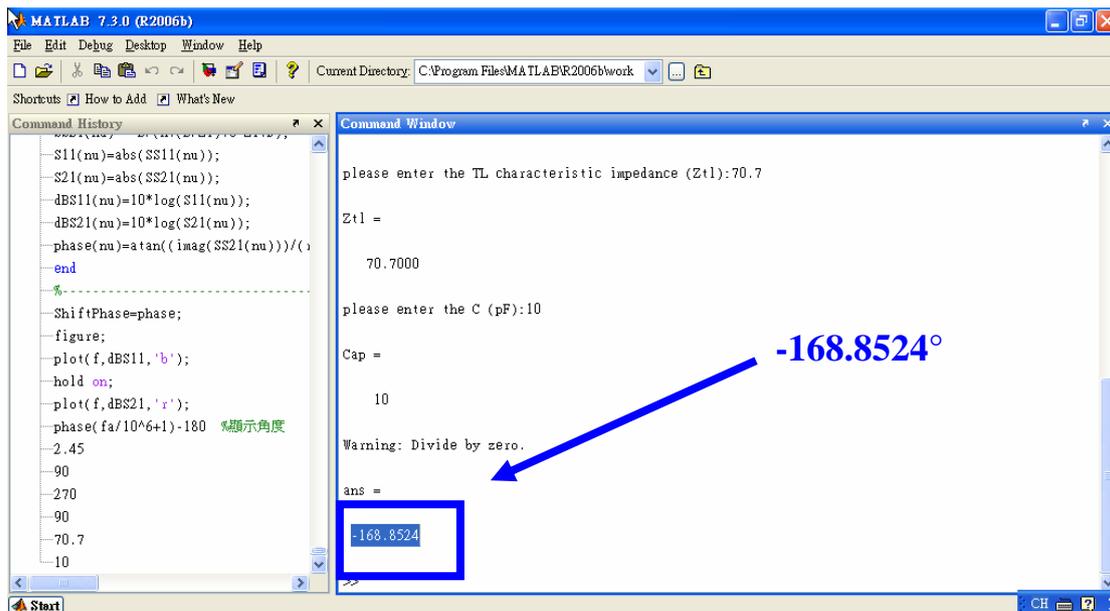


圖 3.6 MATLAB 計算環型耦合相移電路之相位

中心頻率為 2.45GHz

再以電磁模擬軟體 Microwave Office 進行模擬，輸入輸出埠之特性阻抗為 50Ω ，中心頻率 2.45GHz 之環型耦合器式相移電路。圖 3.7 為 MWO 模擬環型耦合式相移電路圖且中心頻率為 2.45GHz，其中令 $Z_1=Z_2=Z_3=70.7\Omega$ ， $\theta_1=90^\circ$ 、 $\theta_2=270^\circ$ 、 $\theta_3=90^\circ$ ，電容值為 10pF 時。使用 MWO 模擬且中心頻率 2.45Hz，頻率響應圖結果如圖 3.8 所示。

$\angle S_{21}$ 相位如圖 3.9。 $|S_{11}|$ 在中心頻率 2.45GHz 為 -23.83dB， $|S_{21}|$ 在中心頻率 2.45GHz 為 -0.017dB，此時相位為 -168.93° 。再由表 3.2 所示，可以觀察電容(1-10pF)變化與相位之間的差異，並藉由 MATLAB 軟體計算與使用 MWO 模擬之結果看出相位在 2.45GHz 時有良好的一致性。此模擬測試結果可得此電路最大的相移量約 74° 。

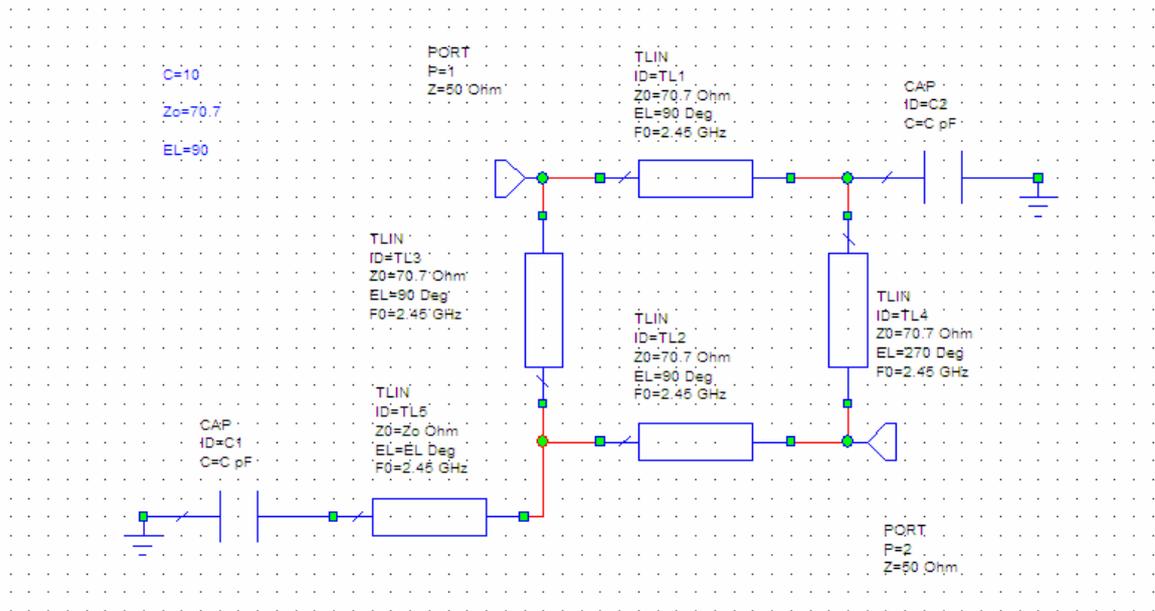


圖 3.7 MWO 模擬環型耦合式相移電路圖

中心頻率為 2.45GHz

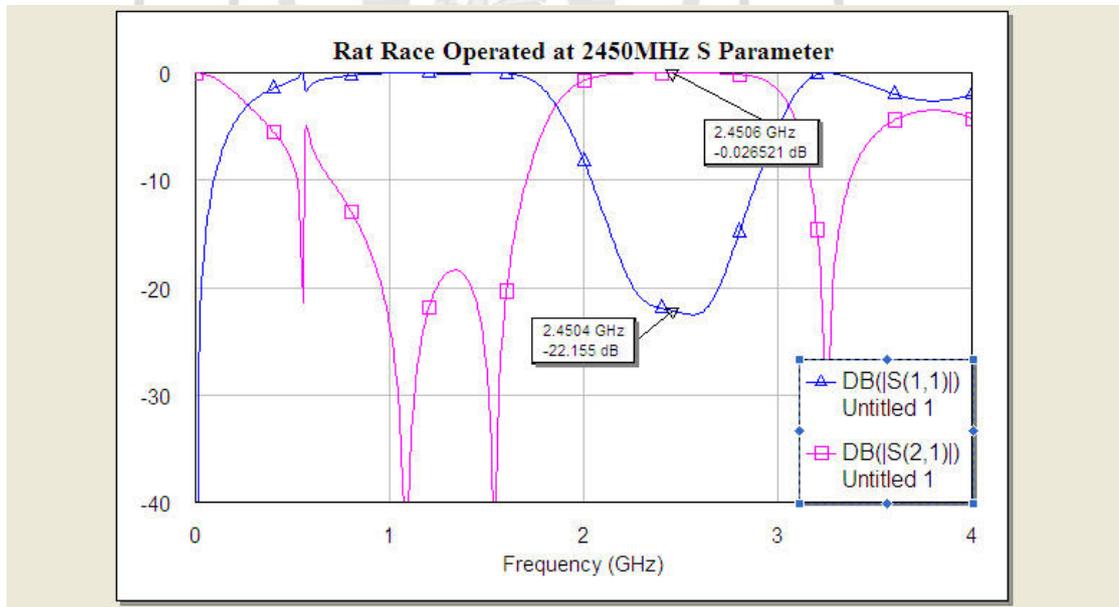


圖 3.8 MWO 模擬之頻率響應圖

中心頻率為 2.45GHz

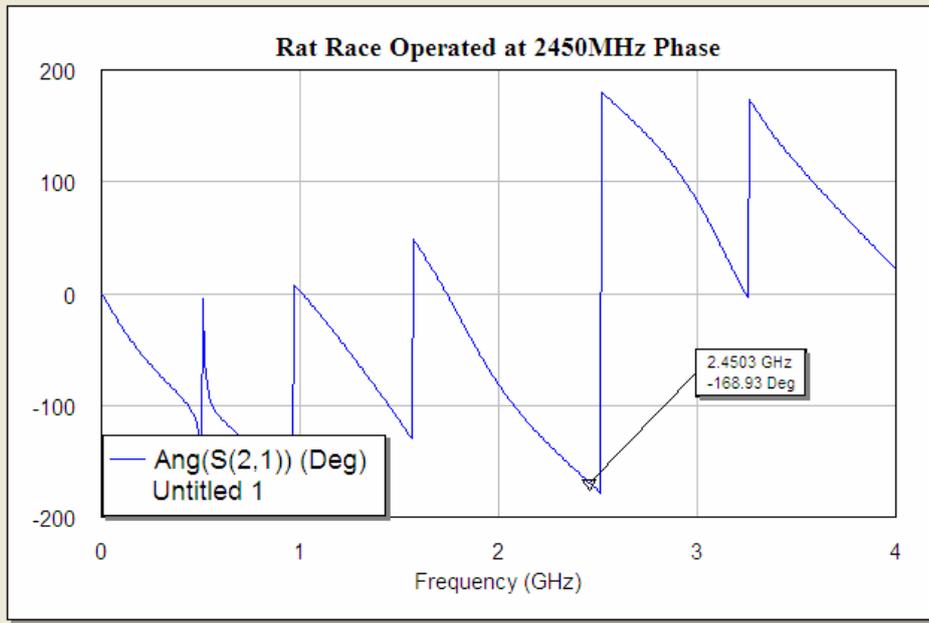


圖 3.9 MWO 模擬之相位圖

中心頻率為 2.45GHz

表 3.2 MATLAB 軟體計算與 MWO 模擬電路之相位差比較

中心頻率為 2.45GHz

2.45GHz	MATLAB		MWO	
	Capacitor (pF)	Phase	Difference	Phase
1	-94.53°	0	-94.62	0
1.8	-124.29°	29.76°	-124.38	29.76°
2.7	-140.74°	46.21°	-140.82	46.2°
3.9	-152.08°	57.55°	-152.16	57.54°
4.7	-156.64°	62.11°	-156.72	62.1°
5.6	-160.29°	65.76°	-160.37	65.75°
6.8	-163.69°	69.16°	-163.77	69.15°
8.2	-166.43°	71.9°	-166.51	71.89°
10	-168.85°	74.32°	-168.93	74.31°

第四章 環形耦合相移電路製作與測量

本章就上述所介紹之環形耦合相移電路進行實際製作與測量，相移電路可由替換不同的電容值而產生相位改變。在這個章節，將進行除選擇固定電容值之外，再加入變容二極體以及電感等相關元素，讓電路更具有豐富性。

4.1 使用 Lumped 元件模擬與測量

4.1.1 0.925GHz 相移電路製作與量測

以電磁模擬軟體IE3D進行模擬。使用FR-4雙面板材進行實作，板材厚度為1.6mm，相對介電常數為 $\epsilon_r=4.3$ ，中心頻率設為0.925GHz，輸入輸出埠之特性阻抗為 50Ω ，電容值為2.7pF。圖4.1(a)使用固定電容且中心頻率為0.925GHz之佈局圖，以電磁模擬軟體IE3D內含之Line Gauge計算其傳輸線之長度，可得 $L_1=46.02\text{mm}$ 、 $L_2=4.5\text{mm}$ 、 $W_1=1.64\text{mm}$ 、 $W_2=3.1\text{mm}$ 。實際電路如圖4.1(b)所示，其尺寸為 $95.32\text{mm}\times 52.12\text{mm}$ ，電容使用JOHANSON出廠之電容，其中電容2.7pF之型號為500R07S2R7BV4S，溫度變化在 $-55^\circ\text{C}\sim 125^\circ\text{C}$ ，額定電壓DC50V，電容變動量為 $\pm 0.1\text{pF}$ 。模擬量測之頻率響應結果如圖4.1(c)所示，虛線表示IE3D模擬的結果，實線表示實際量測的結果。 $\angle S_{21}$ 相位如圖4.1(d)所示，虛線表示IE3D模擬的結果，實線表示實

際量測的結果。使用Anritsu Model Number: MS2034A，進行實際量測。 $|S_{11}|$ 在中心頻率0.925GHz為-10.8dB， $|S_{21}|$ 在中心頻率0.925GHz為-1.39dB，此時相位為 159.4° 。由模擬與實際量測之結果看出頻率響應在 0.925GHz時有良好的一致性。由圖4.1(e)所示，可以觀察電容與相位之間的差異，藉由電容值(1-10pF)之變化，實際測試結果可得此電路最大的相移量約 78° 。

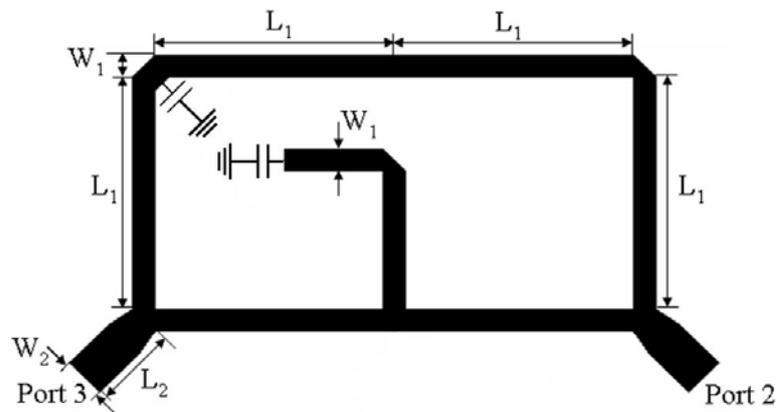


圖4.1 (a) 使用固定電容且中心頻率為0.925GHz之佈局圖



圖 4.1 (b) 使用固定電容且中心頻率為 0.925GHz 之實體圖

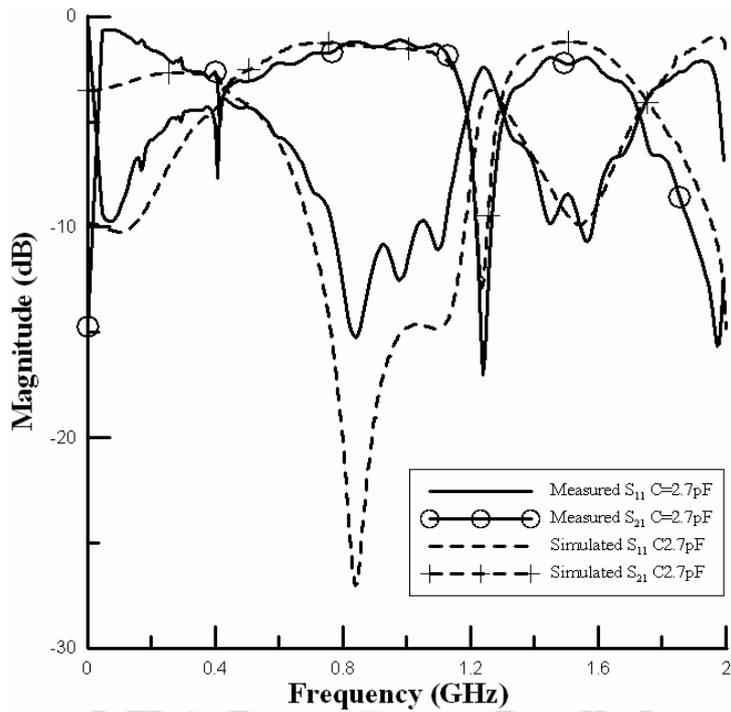


圖 4.1 (c) 實際電路量測與模擬之頻率響應圖

使用電容值 2.7pF 且中心頻率為 0.925GHz

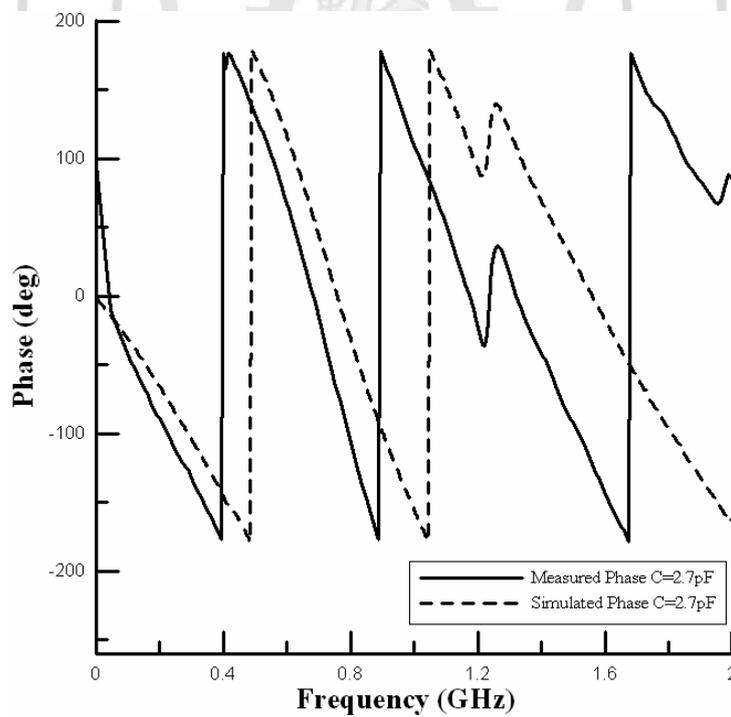


圖 4.1 (d) 實際電路量測與模擬之相位圖

使用電容值 2.7pF 且中心頻率為 0.925GHz

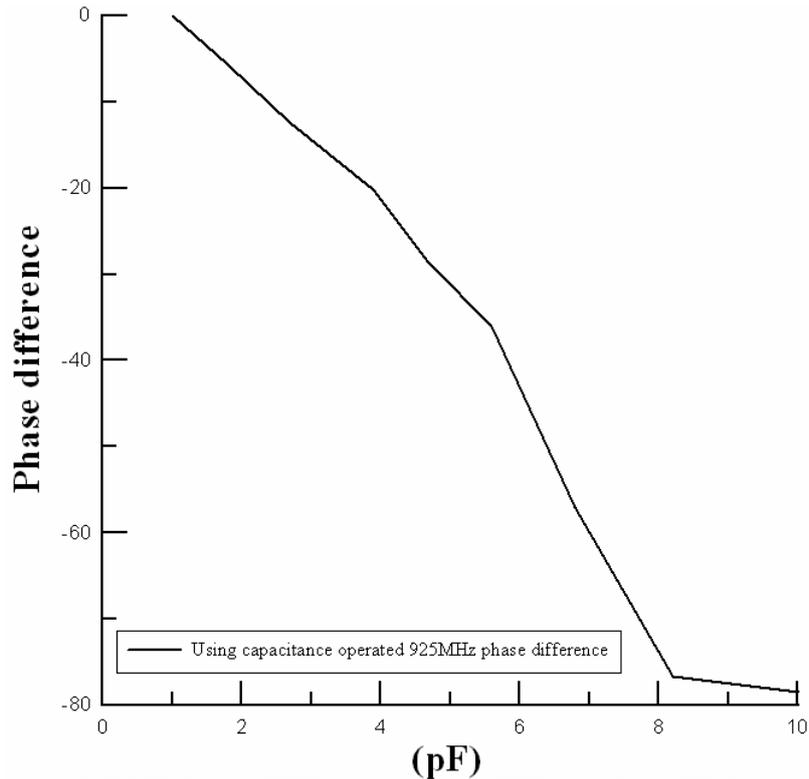


圖 4.1 (e)實際電路量測與電容值之相位差圖

使用固定電容值且中心頻率為 0.925GHz

4.1.2 2.45GHz 相移電路製作與量測

以電磁模擬軟體IE3D進行模擬。使用FR-4雙面板材進行實作，板材厚度為1.6mm，相對介電常數為 $\epsilon_r=4.3$ ，中心頻率設為2.45GHz，輸入輸出埠之特性阻抗為 50Ω ，電容值為2.7pF。圖4.2(a) 使用固定電容且中心頻率為2.45GHz之佈局圖，以電磁模擬軟體IE3D內含之Line Gauge計算其傳輸線之長度，可得 $L_1=17.37\text{mm}$ 、 $L_2=4.52\text{mm}$ 、 $W_1=1.64\text{mm}$ 、 $W_2=3.1\text{mm}$ 。實際電路如圖4.2(b)所示，其尺寸為 $38.02\text{mm}\times 23.13\text{mm}$ ，電容使用JOHANSON出廠之電容，其中電容

2.7pF之型號為500R07S2R7BV4S，溫度變化在 $-55^{\circ}\text{C}\sim 125^{\circ}\text{C}$ ，額定電壓DC50V，電容變動量為 $\pm 0.1\text{pF}$ 。模擬量測之頻率響應結果如圖4.2(c)所示，虛線表示IE3D模擬的結果，實線表示實際量測的結果。使用Anritsu Model Number: MS2034A，進行實際量測。 $|S_{11}|$ 在中心頻率2.45GHz為-12.79dB， $|S_{21}|$ 在中心頻率2.45GHz為-1.44dB，此時相位為 -45.36° 。 $\angle S_{21}$ 相位如圖4.2 (d)所示，虛線表示IE3D模擬的結果，實線表示實際量測的結果。由模擬與實際量測之結果看出頻率響應在 2.45GHz時有良好的一致性。由圖4.2(e)所示，可以觀察電容與相位之間的差異，藉由電容值(1-10pF)之變化，實際測試結果可得此電路最大的相移量約 63° 。

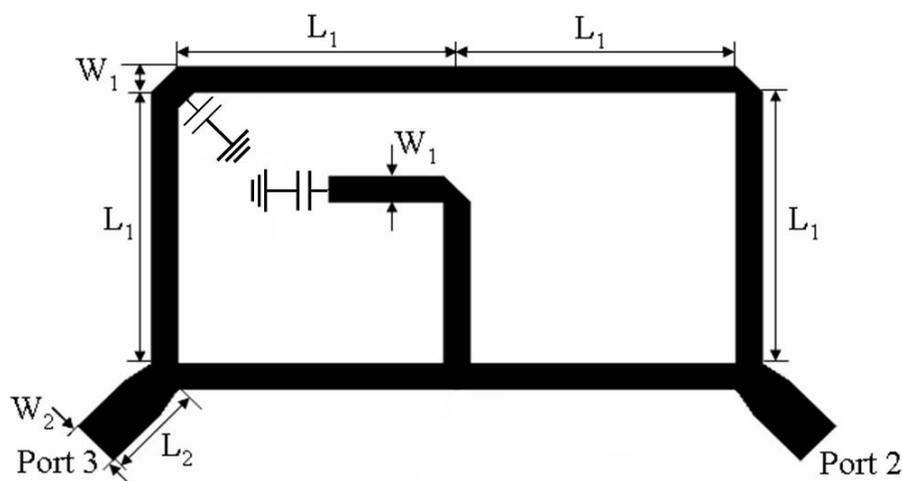


圖4.2(a) 使用固定電容且中心頻率為2.45GHz之佈局圖

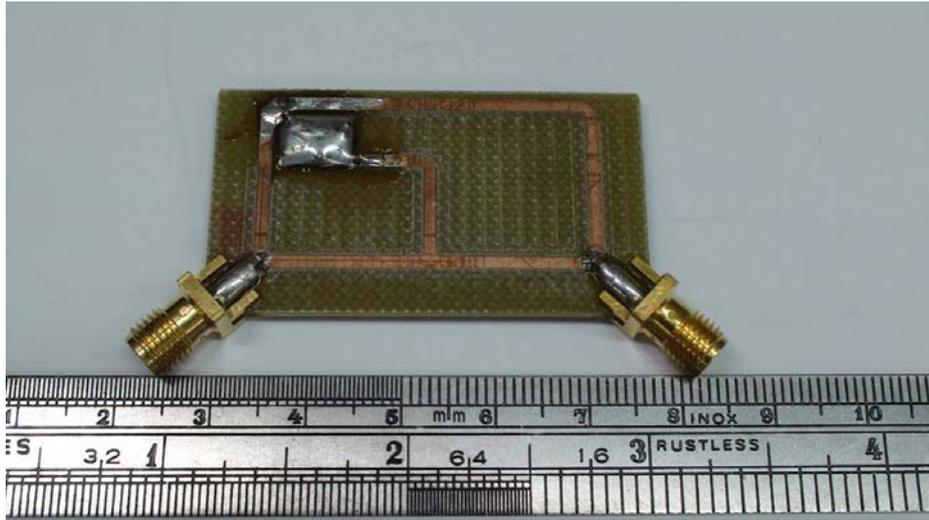


圖4.2(b) 使用固定電容且中心頻率為2.45GHz之實體圖

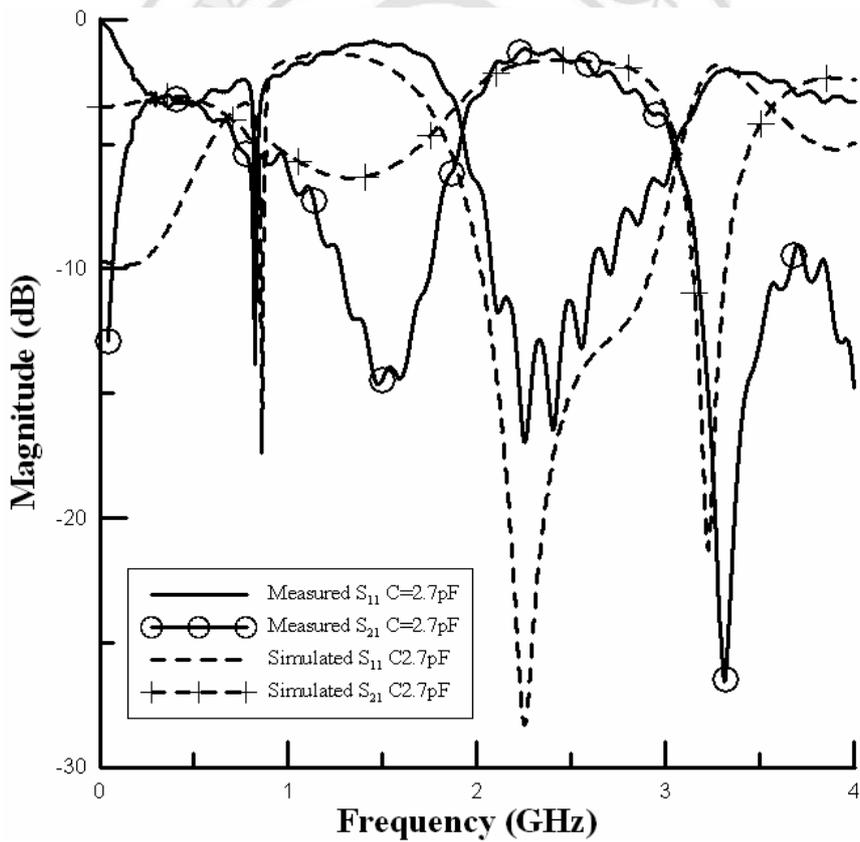


圖 4.2 (c)實際電路量測與模擬之頻率響應圖

使用電容值 2.7pF 且中心頻率為 2.45GHz

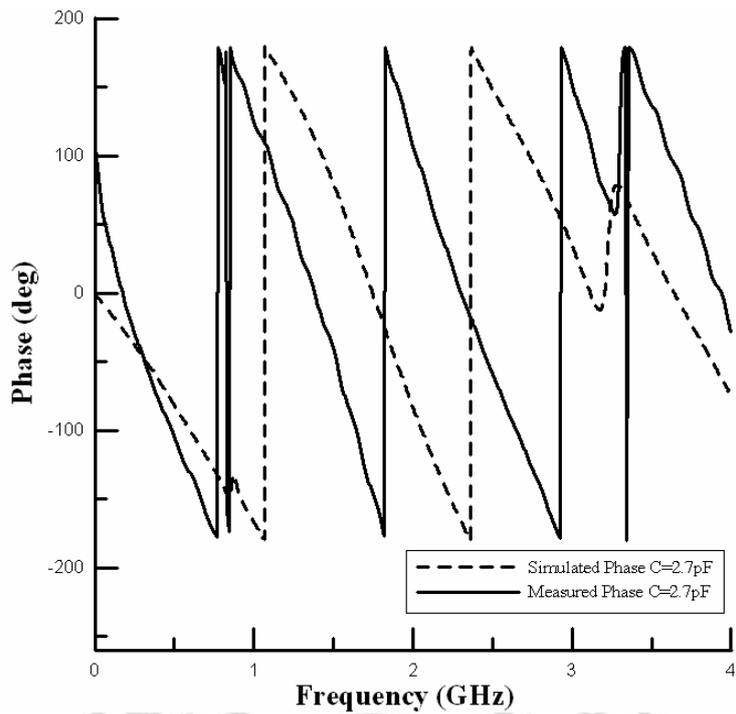


圖 4.2 (d) 實際電路量測與模擬之相位圖
使用電容值 2.7pF 且中心頻率為 2.45GHz

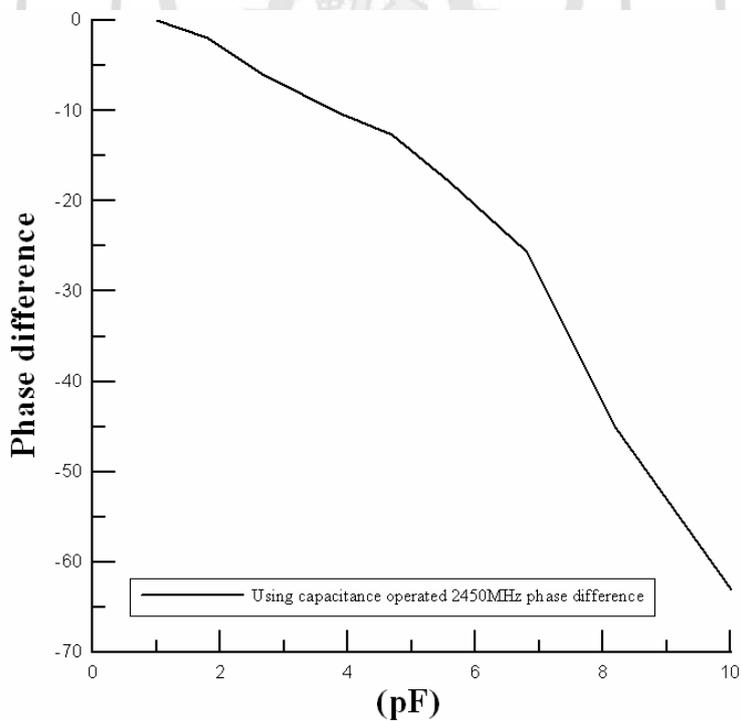


圖 4.2 (e) 實際電路量測與電壓之相位差圖
使用固定電容值且中心頻率為 2.45GHz

4.2 使用變容二極體零件模擬與測量

本文第二章有提到關於變容二極體工作原理。故本章節就以製造商SKYWORK；編號為SMV1234-079，電容範圍為1.32pF~9.63pF。來進行模擬、實際製作與測量。表4.1的內容中，即為SMV1234-079變容二極體電容值與電壓關係式。

表 4.1 SMV1234-079 變容二極體電容與電壓關係

Voltage Rate	Capacitor (pF)	Voltage Rate	Capacitor (pF)
0	9.63	6	2.02
0.5	7.53	6.5	1.9
1	6.28	7	1.8
1.5	5.39	7.5	1.72
2	4.68	8	1.65
2.5	4.09	9	1.55
3	3.58	10	1.47
3.5	3.15	11	1.42
4	2.81	12	1.38
4.5	2.54	13	1.35
5	2.32	14	1.33
5.5	2.15	15	1.32

4.2.1 0.925GHz 相移電路製作與量測

以電磁模擬軟體IE3D進行模擬。使用FR-4雙面板材進行實作，板材厚度為1.6mm，相對介電常數為 $\epsilon_r = 4.3$ ，中心頻率設為0.925GHz，輸入輸出埠之特性阻抗為 50Ω ， D_1 、 D_2 為變容二極體製造商SKYWORK；編號為SMV1234-079，電容範圍為1.32pF~9.63pF。圖4.3 (a) 使用變容二極體且中心頻率為0.925GHz之佈局圖，以電磁模擬軟體IE3D內含之Line Gauge計算其傳輸線之長度，可得 $L_1=46.02\text{mm}$ 、 $L_2=4.5\text{mm}$ 、 $L_3=47.55\text{mm}$ 、 $W_1=1.64\text{mm}$ 、 $W_2=3.1\text{mm}$ 、 $W_3=0.41\text{mm}$ 。實際電路如圖4.3 (b)所示，尺寸為 $95.32\text{mm}\times 52.12\text{mm}$ 。將電壓調至4伏特此時依據元件使用手冊，電容數值為2.81pF。模擬量測之頻率響應結果如圖4.3(c)所示，虛線表示IE3D模擬的結果，實線表示實際量測的結果。使用Anritsu Model Number: MS2034A，進行實際量測。 $|S_{11}|$ 在中心頻率0.925GHz 為-15.3dB， $|S_{21}|$ 在中心頻率0.925GHz為-0.97dB，此時相位為 161.1° 。 $\angle S_{21}$ 相位如圖4.3(d)所示，虛線表示IE3D模擬的結果，實線表示實際量測的結果。由模擬與實際量測之結果看出頻率響應在 0.925GHz時有良好的一致性。由圖4.3(e)所示，可以觀察電壓與相位之間的差異，藉由電壓(0-15V)之變化，實際測試結果可得此電路最大的相移量約 80° 。

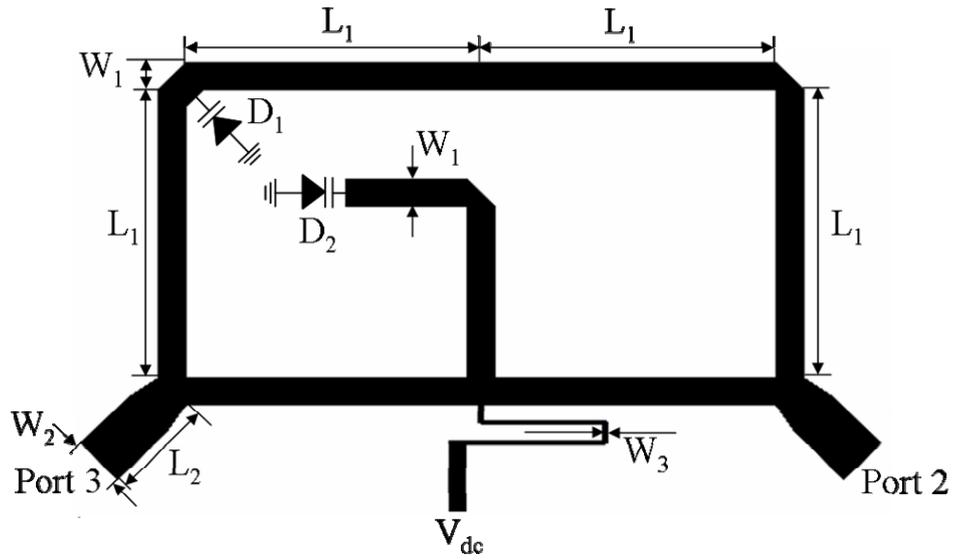


圖4.3 (a) 使用變容二極體且中心頻率為0.925GHz之佈局圖

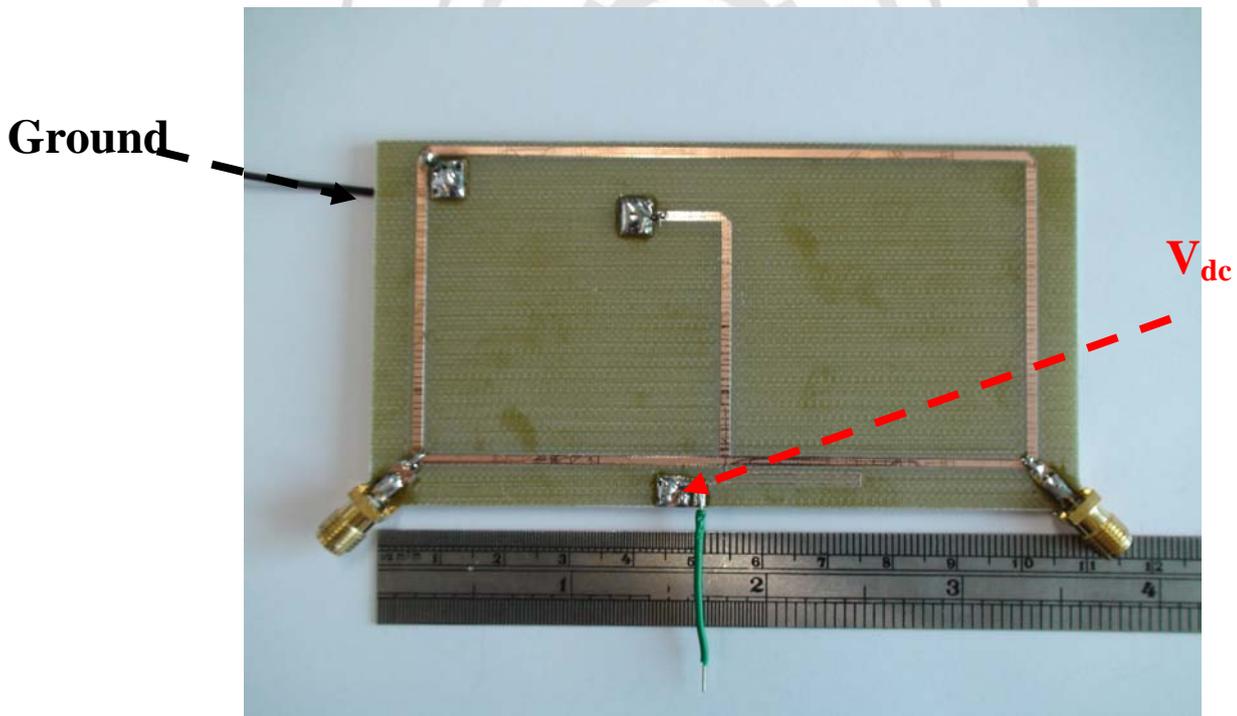


圖 4.3 (b) 使用變容二極體且中心頻率為 0.925GHz 之實體圖

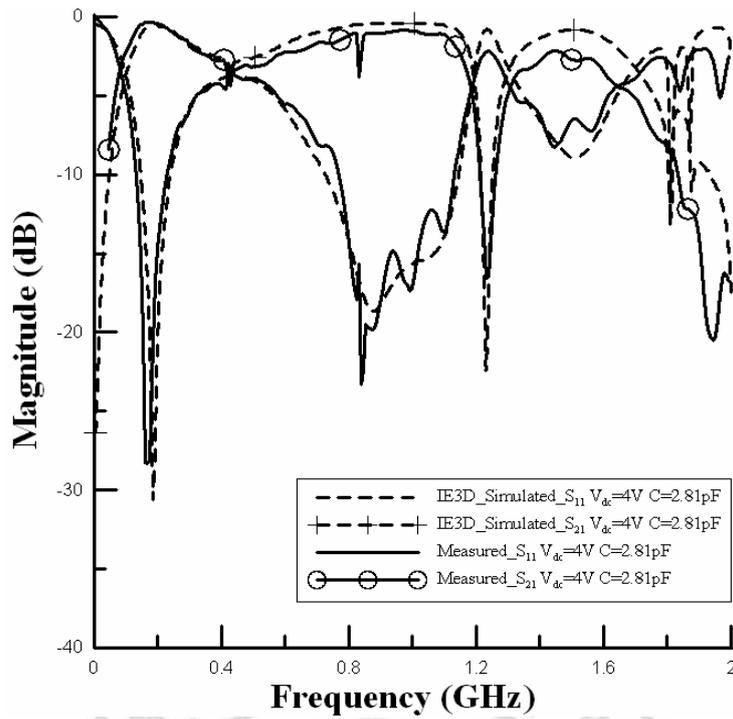


圖 4.3 (c) 實際電路量測與模擬之頻率響應圖

使用變容二極體且中心頻率為 0.925GHz

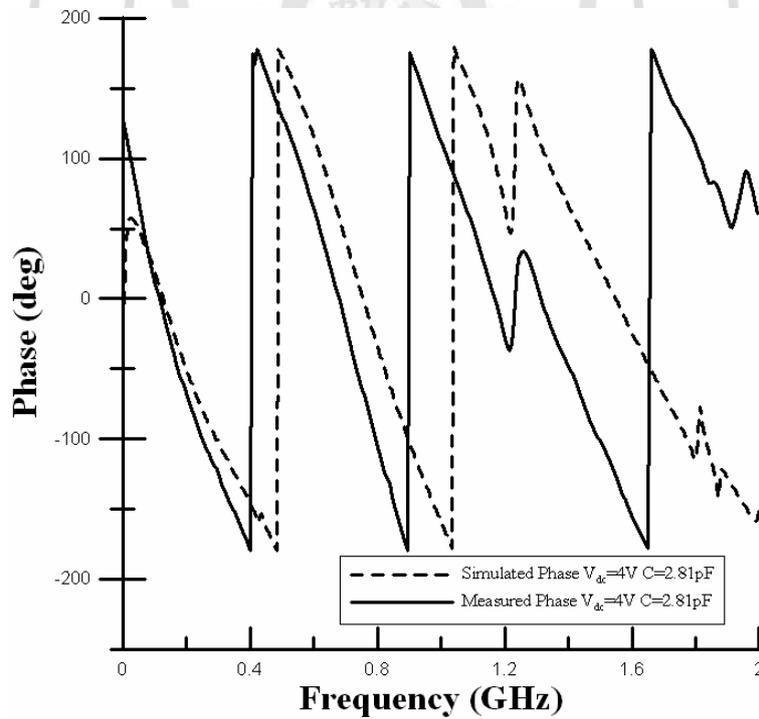


圖 4.3 (d) 實際電路量測與模擬之相位圖

使用變容二極體且中心頻率為 0.925GHz

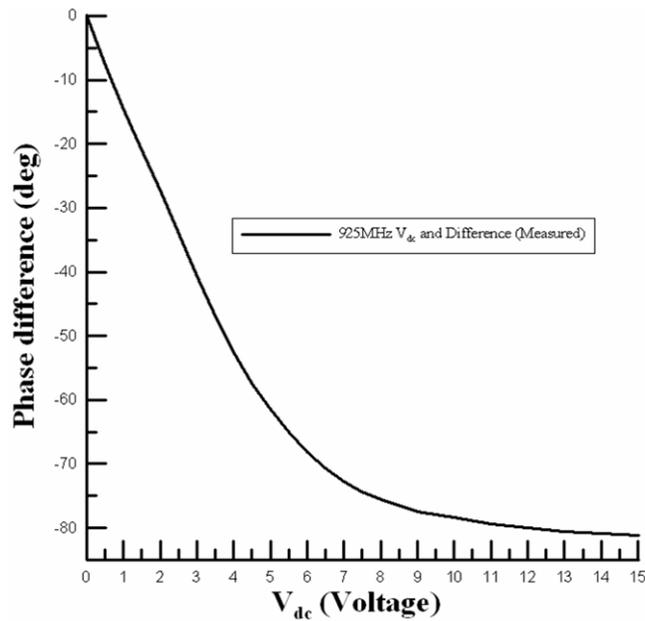


圖 4.3 (e)實際電路量測與電壓之相位差圖

使用變容二極體且中心頻率為 0.925GHz

4.2.2 2.45GHz 相移電路製作與量測

以電磁模擬軟體IE3D進行模擬。使用FR-4雙面板材進行實作，板材厚度為1.6mm，相對介電常數為 $\epsilon_r=4.3$ ，中心頻率設為2.45GHz，輸入輸出埠之特性阻抗為 50Ω ， D_1 、 D_2 為變容二極體製造商SKYWORK；編號為SMV1234-079，電容範圍為1.32pF~9.63pF。圖

4.4(a) 使用變容二極體且中心頻率為2.45GHz之佈局圖，以電磁模擬軟體 IE3D 內含之 Line Gauge 計算其傳輸線之長度，可得 $L_1=17.37\text{mm}$ 、 $L_2=4.52\text{mm}$ 、 $L_3=17.95\text{mm}$ 、 $W_1=1.64\text{mm}$ 、 $W_2=3.1\text{mm}$ 、 $W_3=0.41\text{mm}$ 。實際電路如圖4.4 (b)所示，尺寸為 $38.02\text{mm}\times 23.13\text{mm}$ 。將電壓調至4伏特此時依據元件使用手冊，電容數值為2.81pF。模擬

量測之頻率響應結果如圖4.4 (c)所示，虛線表示IE3D模擬的結果，實線表示實際量測的結果。使用Anritsu Model Number: MS2034A，進行實際量測。 $|S_{11}|$ 在中心頻率2.45GHz 為-22.4dB， $|S_{21}|$ 在中心頻率2.45GHz為-1.6dB，此時相位為 -40.78° 。 $\angle S_{21}$ 相位如圖4.4(d)所示，虛線表示IE3D模擬的結果，實線表示實際量測的結果。由模擬與實際量測之結果看出頻率響應在 2.45GHz時有良好的一致性。由圖4.4(e)所示，可以觀察電壓與相位之間的差異，藉由電壓(0-15V)之變化，實際測試結果可得此電路最大的相移量約 54° 。

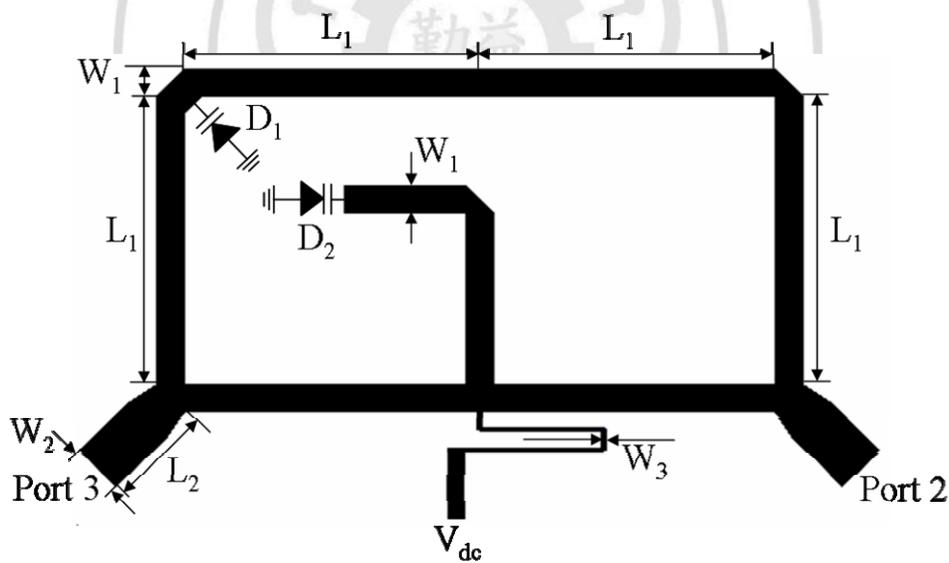


圖4.4 (a) 使用變容二極體且中心頻率為2.45GHz之佈局圖

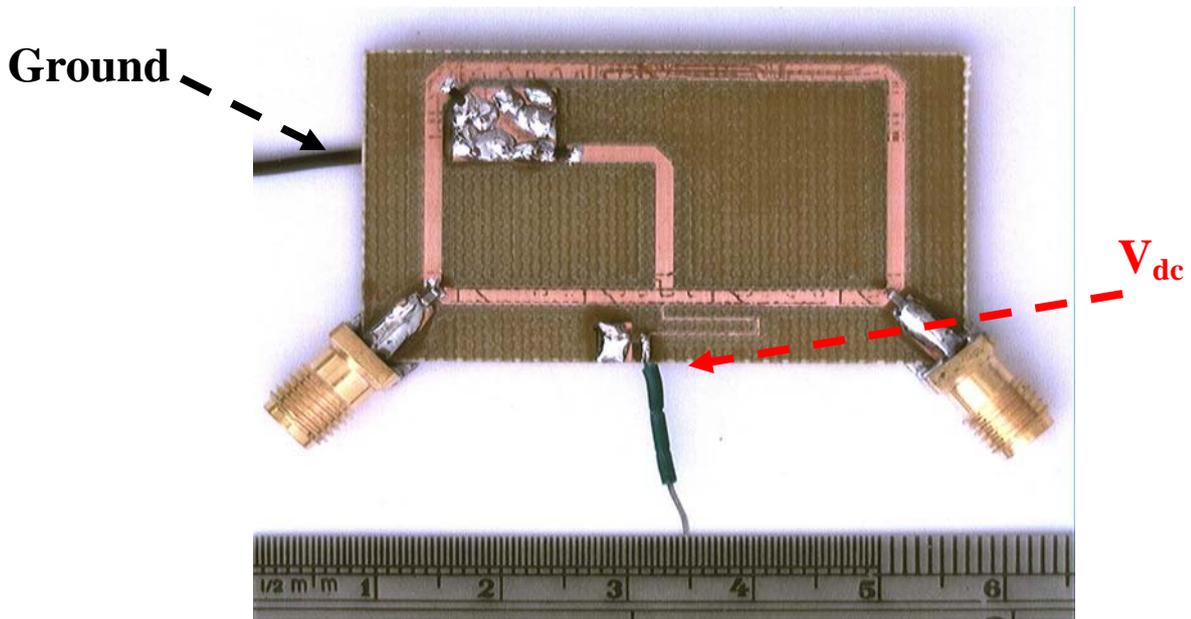


圖 4.4 (b) 使用變容二極體且中心頻率為 2.45GHz 之實體圖

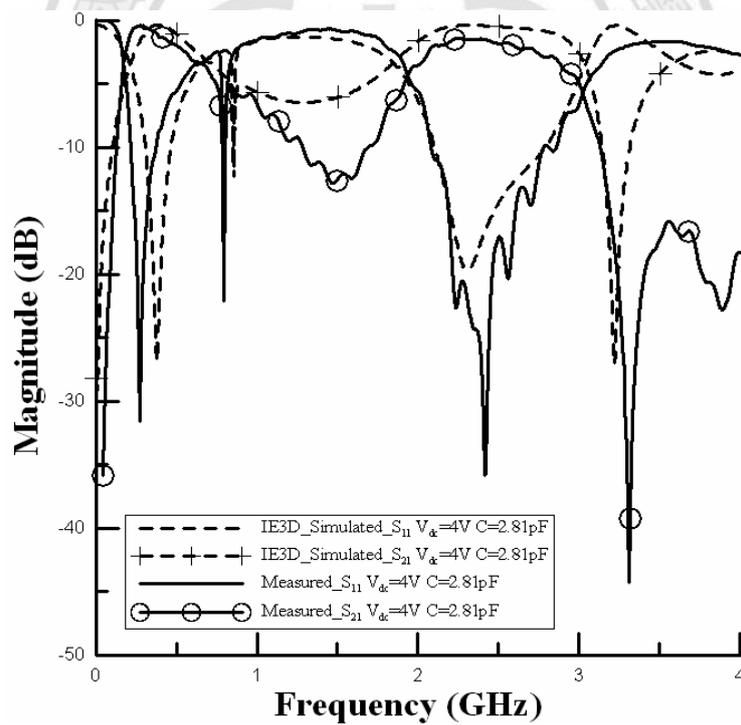


圖 4.4 (c) 實際電路量測與模擬之頻率響應圖

使用變容二極體且中心頻率為 2.45GHz

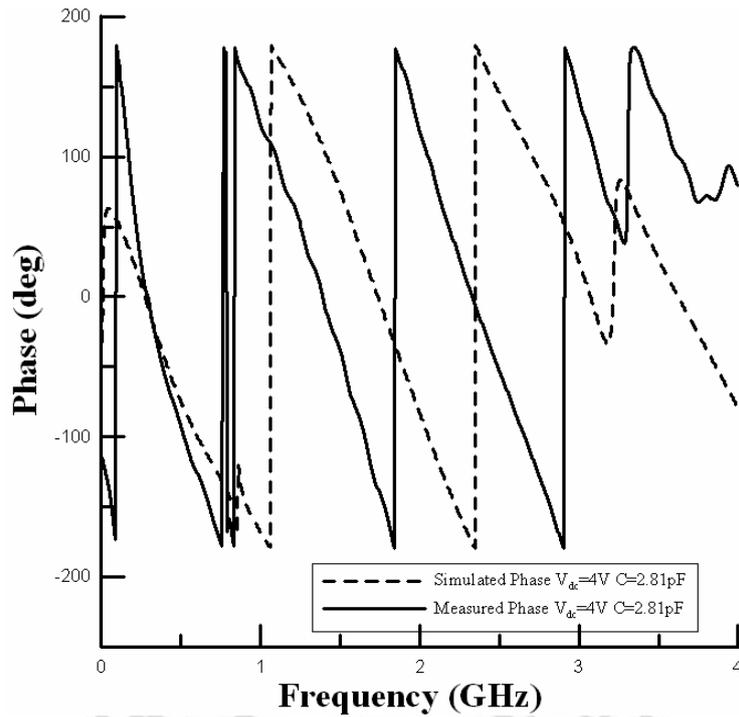


圖 4.4 (d) 實際電路量測與模擬之相位圖
使用變容二極體且中心頻率為 2.45GHz

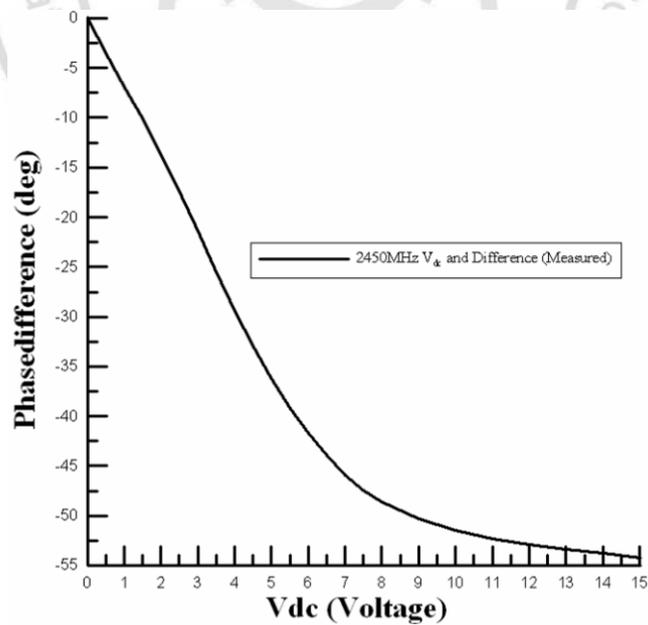


圖 4.4 (e) 實際電路量測與電壓之相位差圖
使用變容二極體且中心頻率為 2.45GHz

4.3 使用電感零件模擬與測量

另一種也可以將相位進行調整之元件，即是電感。在這小節，將進行模擬、實際製作與測量，並觀察其相位之差異。

4.3.1 0.925GHz 相移電路製作與量測

以電磁模擬軟體IE3D進行模擬。使用FR-4雙面板材進行實作，板材厚度為1.6mm，相對介電常數為 $\epsilon_r = 4.3$ ，中心頻率設為0.925GHz，輸入輸出埠之特性阻抗為 50Ω 。圖4.5(a) 使用電感且中心頻率為0.925GHz之佈局圖，以電磁模擬軟體IE3D內含之Line Gauge計算其傳輸線之長度，可得 $L_1=46.02\text{mm}$ 、 $L_2=4.5\text{mm}$ 、 $W_1=1.64\text{mm}$ 、 $W_2=3.1\text{mm}$ 。實際電路如圖4.5 (b)所示，尺寸為 $95.32\text{mm}\times 52.12\text{mm}$ 。使用環德電子(ACX)電感，電感值為 $2.2\text{nH}\pm 0.3\text{nH}$ 。模擬量測之頻率響應結果如圖4.5(c)所示，虛線表示IE3D模擬的結果，實線表示實際量測的結果。使用Anritsu Model Number: MS2034A，進行實際量測。 $|S_{11}|$ 在中心頻率0.925GHz 為 -19.86dB ， $|S_{21}|$ 在中心頻率0.925GHz 為 -1.05dB ，此時相位為 -60.1° 。 $\angle S_{21}$ 相位如圖4.5 (d)所示，虛線表示IE3D模擬的結果，實線表示實際量測的結果。由模擬與實際量測之結果看出頻率響應在 0.925GHz時有良好的一致性。由圖4.5(e)所示，可以觀察電感與相位之間的差異，藉由電感值(1-10nH)之變化，

實際測試結果可得此電路最大的相移量約 71° 。

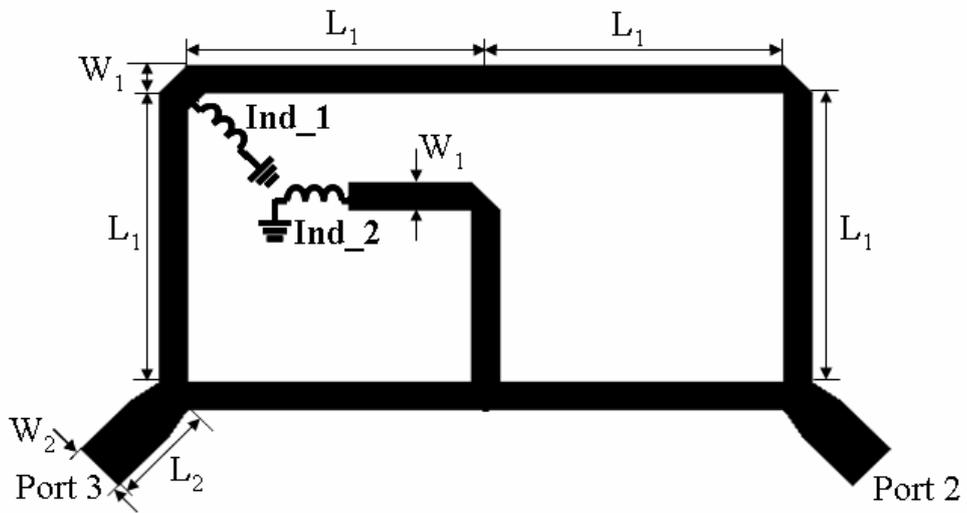


圖4.5 (a) 使用電感且中心頻率為0.925GHz之佈局圖

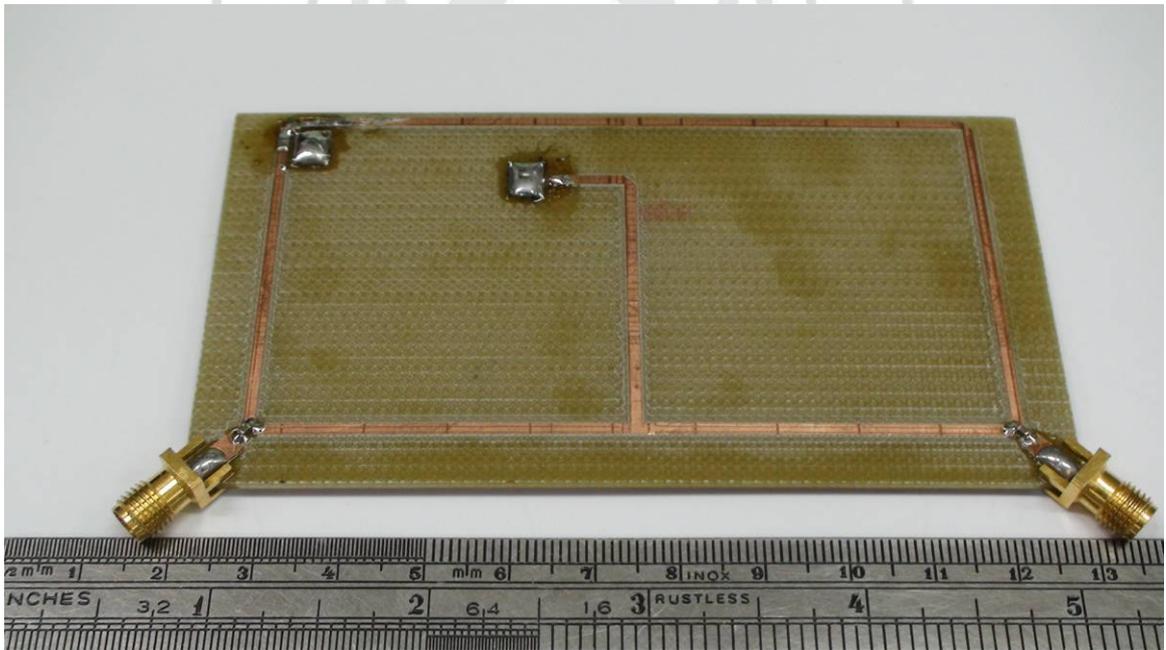


圖4.5 (b) 使用電感且中心頻率為0.925GHz之實體圖

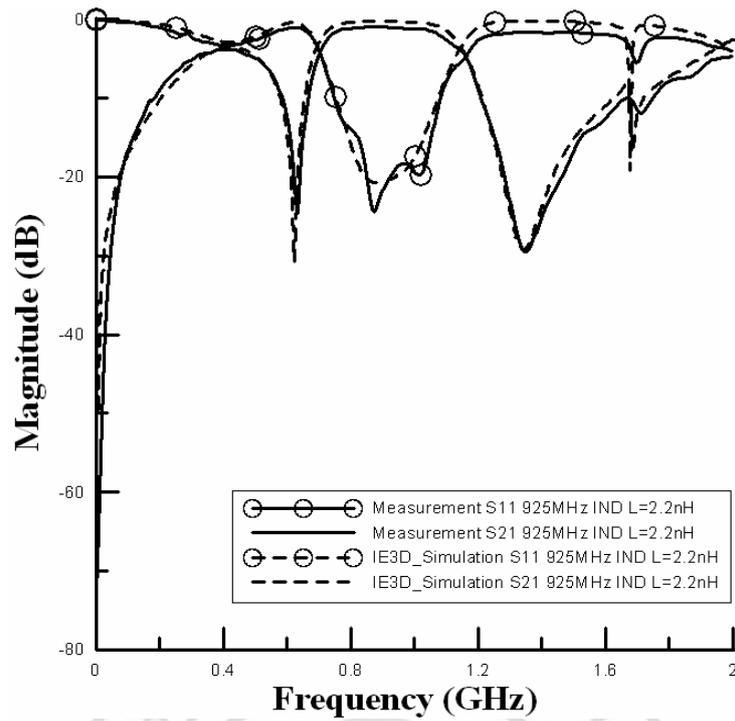


圖 4.5 (c)實際電路量測與模擬之頻率響應圖

使用電感 2.2nH 且中心頻率為 0.925GHz

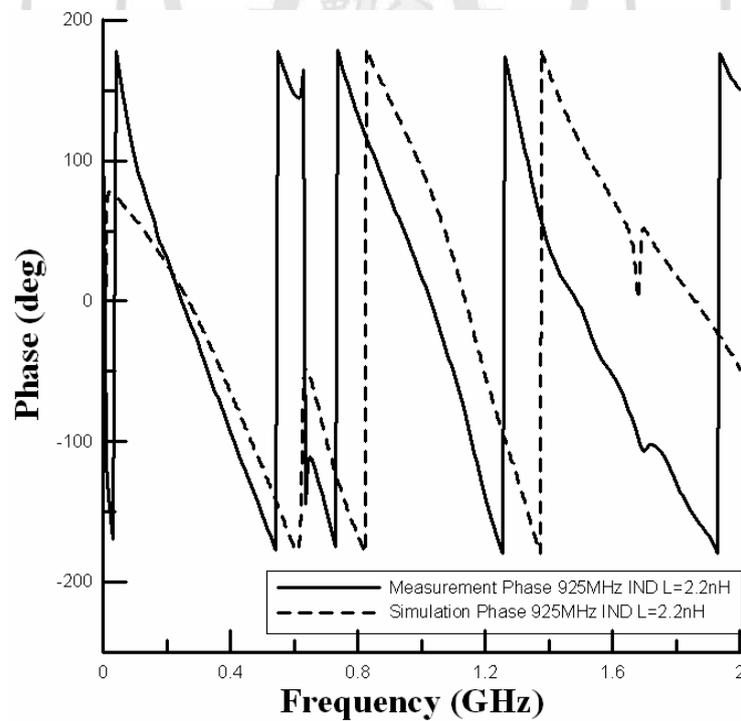


圖 4.5 (d)實際電路量測與模擬之相位圖

使用電感 2.2nH 且中心頻率為 0.925GHz

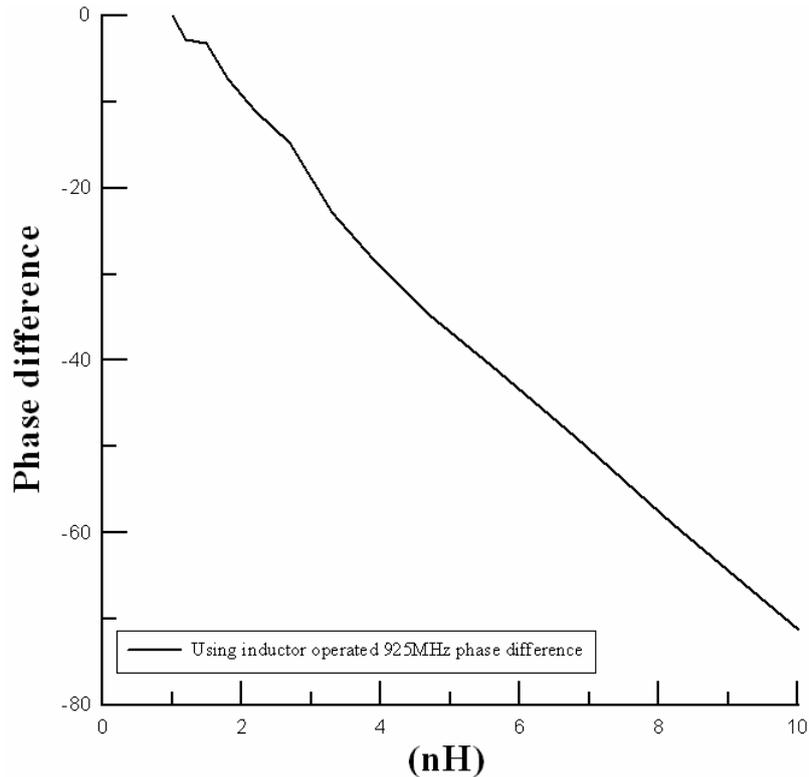


圖 4.5 (e)實際電路量測與電感值之相位差圖

使用電感且中心頻率為 0.925GHz

4.3.2 2.45GHz 相移電路製作與量測

以電磁模擬軟體IE3D進行模擬。使用FR-4雙面板材進行實作，板材厚度為1.6mm，相對介電常數為 $\epsilon_r=4.3$ ，中心頻率設為2.45GHz，輸入輸出埠之特性阻抗為 50Ω 。圖4.6(a)使用電感且中心頻率為2.45GHz之佈局圖，以電磁模擬軟體IE3D內含之Line Gauge計算其傳輸線之長度，可得 $L_1=17.37\text{mm}$ 、 $L_2=4.52\text{mm}$ 、 $W_1=1.64\text{mm}$ 、 $W_2=3.1\text{mm}$ 。實際電路如圖4.6 (b)所示，尺寸為 $38.02\text{mm}\times 23.13\text{mm}$ 。使用環德電子(ACX)電感，電感值為 $2.2\text{nH}\pm 0.3\text{nH}$ 。模擬量測之頻率

響應結果如圖4.6(c)所示，虛線表示IE3D模擬的結果，實線表示實際量測的結果。 $\angle S_{21}$ 相位如圖4.6 (d)所示，虛線表示IE3D模擬的結果，實線表示實際量測的結果。使用Anritsu Model Number: MS2034A，進行實際量測。 $|S_{11}|$ 在中心頻率2.45GHz 為-20.93dB， $|S_{21}|$ 在中心頻率2.45GHz為-1.57dB，此時相位為-135.65°。由模擬與實際量測之結果看出頻率響應在 2.45GHz時有良好的一致性。由圖4.6(e)所示，可以觀察電感與相位之間的差異，藉由電感值(1-10nH)之變化，實際測試結果可得此電路最大的相移量約121°。

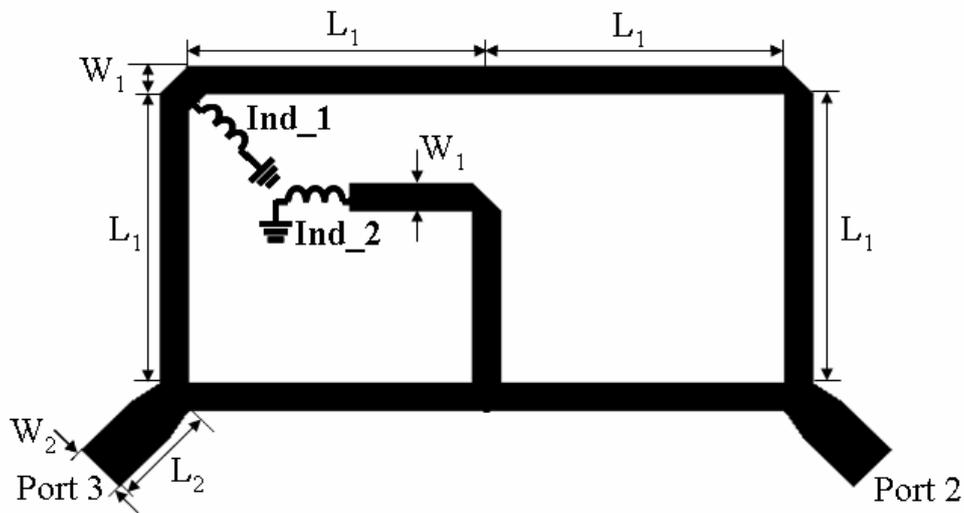


圖4.6 (a) 使用電感且中心頻率為2.45GHz之佈局圖

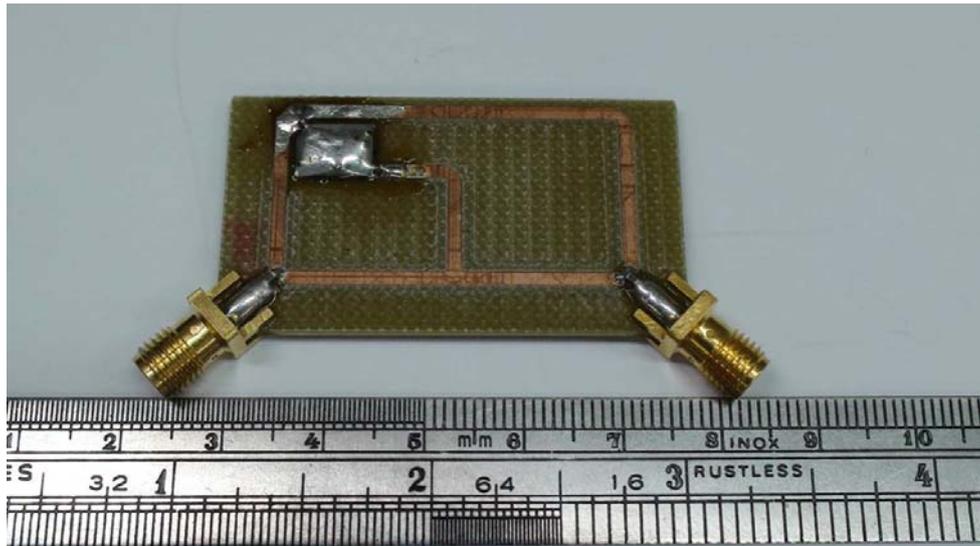


圖4.6 (b) 使用電感且中心頻率為2.45GHz之實體圖

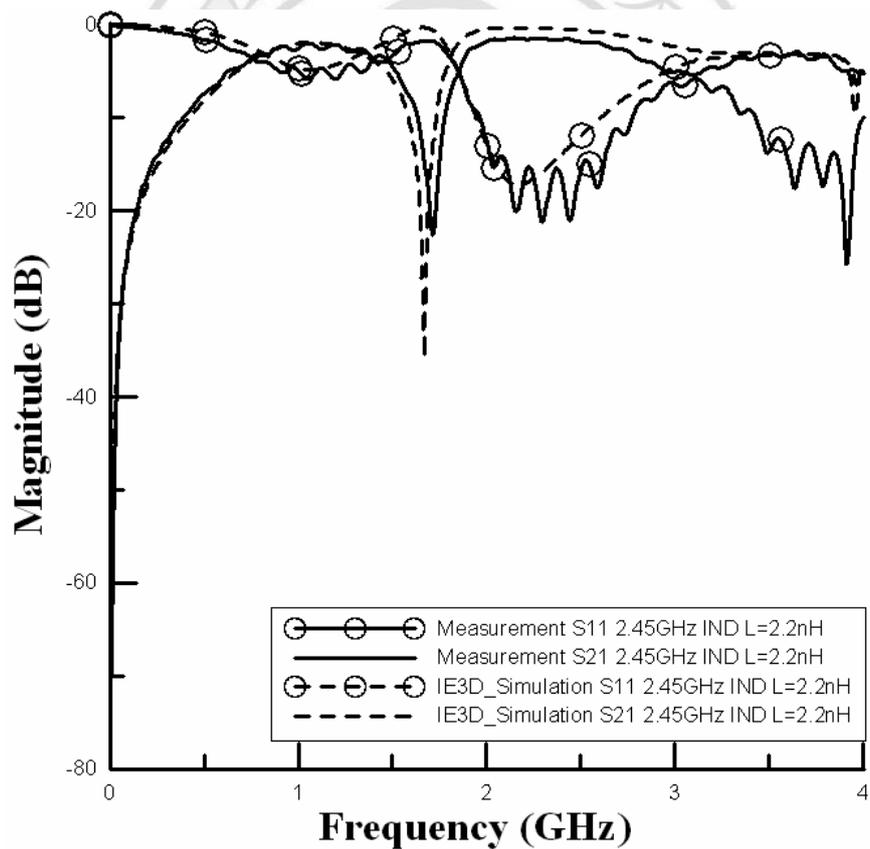


圖 4.6 (c)實際電路量測與模擬之頻率響應圖

使用電感 2.2nH 且中心頻率為 2.45GHz

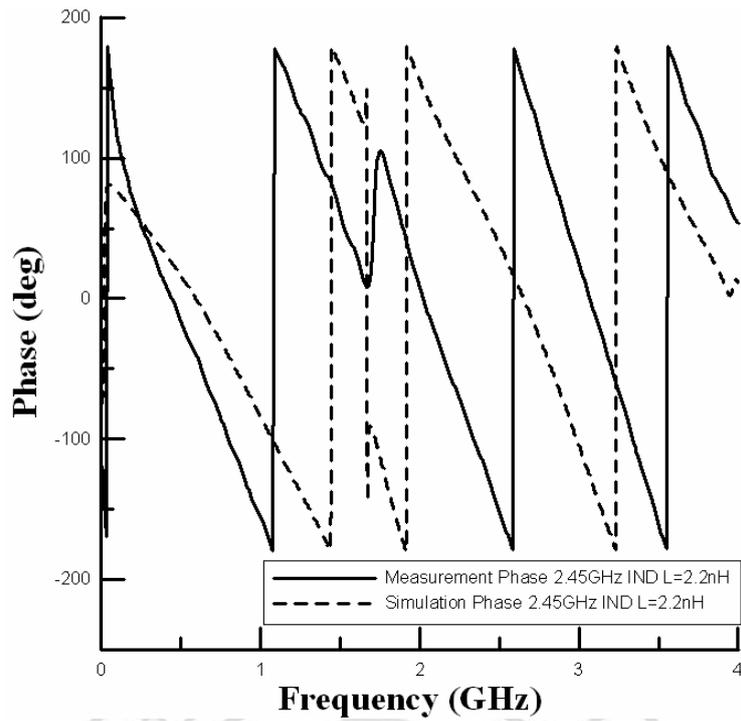


圖 4.6 (d) 實際電路量測與模擬之相位圖
使用電感 2.2nH 且中心頻率為 2.45GHz

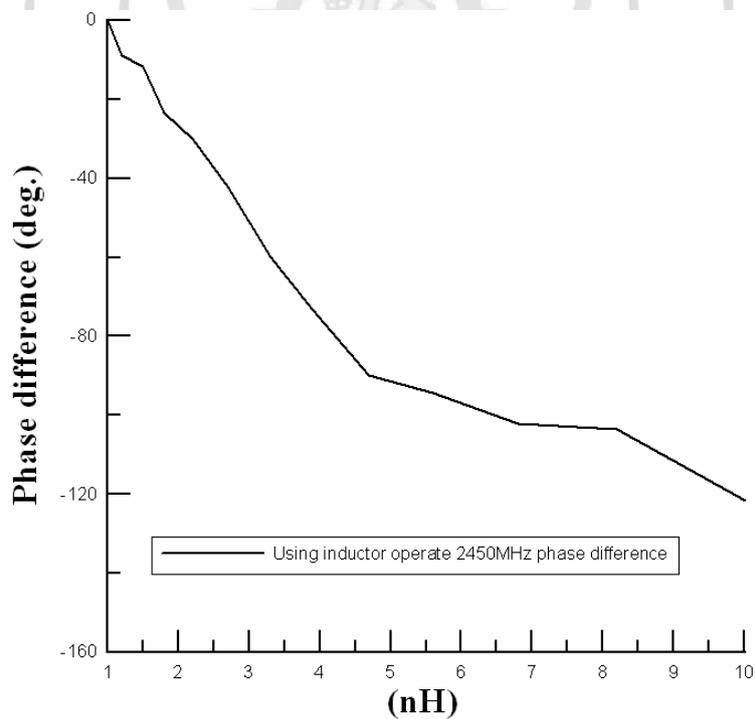


圖 4.6 (e) 實際電路量測與電壓之相位差圖
使用電感且中心頻率為 2.45GHz

4.4 縮小尺寸使用變容二極體零件模擬與測量

在4.2節中，曾經使用變容二極體製作0.925GHz相移電路，實際電路如圖4.3 (b)所示，尺寸為95.32mm×52.12mm。故使用PI型結構方法，將傳輸線串接兩並聯電容上，進行電路縮小化。新的縮小尺寸實際電路如圖4.7(b)所示，尺寸為62mm×42mm。本電路縮小尺寸後，其面積較原先面積縮小約49.7%。

4.2.1 0.925GHz 相移電路製作與量測

以電磁模擬軟體IE3D進行模擬。使用FR-4雙面板材進行實作，板材厚度為1.6mm，相對介電常數為 $\epsilon_r = 4.3$ ，中心頻率設為0.925GHz，輸入輸出埠之特性阻抗為50 Ω ， D_1 、 D_2 為變容二極體製造商SKYWORK；編號為SMV1235-079，電容範圍為2.38pF~18.22pF。圖4.7 (a) 縮小尺寸-變容二極體且中心頻率為0.925GHz之佈局圖，以電磁模擬軟體IE3D內含之Line Gauge計算其傳輸線之長度，可得 $L_1=22.71\text{mm}$ 、 $L_2=3\text{mm}$ 、 $L_3=39\text{mm}$ 、 $L_4=47.55\text{mm}$ 、 $W_1=0.62\text{mm}$ 、 $W_2=3.1\text{mm}$ 、 $W_3=0.41\text{mm}$ 、 $W_4=1.64\text{mm}$ 、 $C=3.6\text{pF}$ 。實際電路如圖4.7(b)所示，尺寸為62mm×42mm。將電壓調至4伏特此時依據元件使用手冊，電容數值為4.99pF。模擬量測之頻率響應結果如圖4.7(c)所示，虛線表示IE3D模擬的結果，實線表示實際量測的結果。 $\angle S_{21}$ 相位如

圖4.7(d)所示，虛線表示IE3D模擬的結果，實線表示實際量測的結果。使用Anritsu Model Number: MS2034A，進行實際量測。 $|S_{11}|$ 在中心頻率 0.925GHz 為 -15.05dB， $|S_{21}|$ 在中心頻率 0.925GHz 為 -0.91dB，此時相位為 51.88° 。由圖4.7(e)所示，可以觀察電壓與相位之間的差異，藉由電壓(0-15V)之變化，實際測試結果可得此電路最大的相移量約 49.3° 。表4.2的內容中，即為SMV1235-079變容二極體電容值與電壓關係式。

表 4.2 SMV1235-079 變容二極體電容與電壓關係

Voltage Rate	Capacitor (pF)	Voltage Rate	Capacitor (pF)
0	18.22	6	3.55
0.5	14.12	6.5	3.34
1	11.67	7	3.17
1.5	9.91	7.5	3.03
2	8.52	8	2.91
2.5	7.36	9	2.73
3	6.4	10	2.61
3.5	5.62	11	2.53
4	4.99	12	2.47
4.5	4.5	13	2.43
5	4.11	14	2.4
5.5	3.8	15	2.38

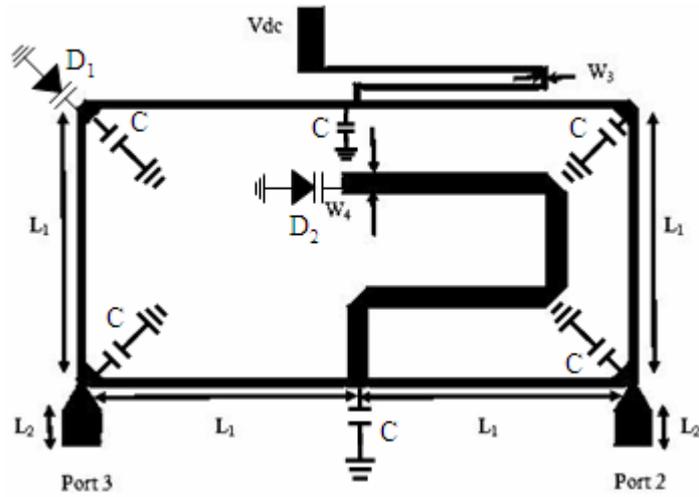


圖4.7 (a) 縮小尺寸-變容二極體且中心頻率0.925GHz之佈局圖

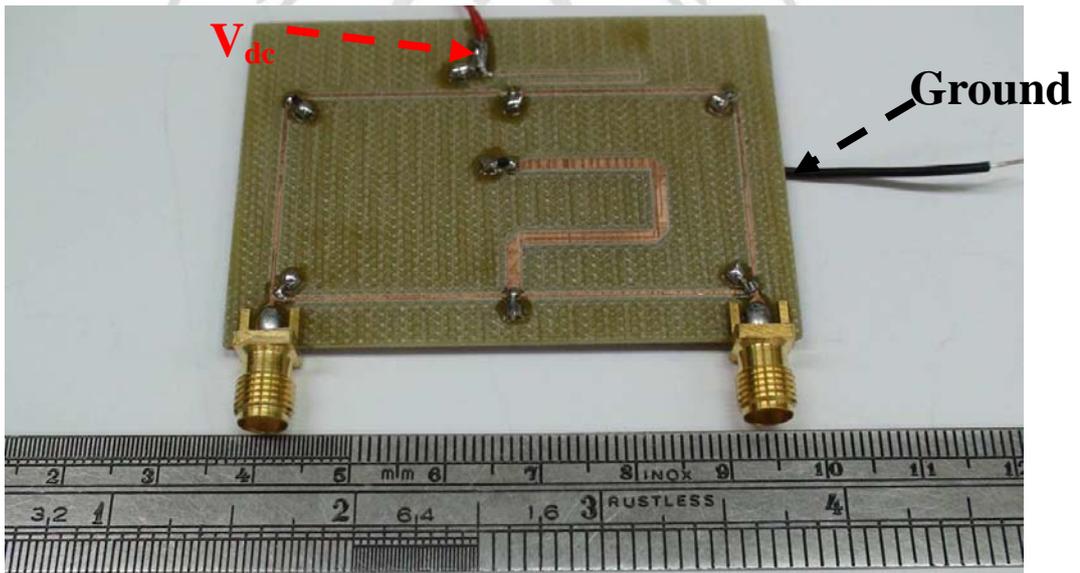


圖4.7 (b) 縮小尺寸-變容二極體且中心頻率0.925GHz之實體圖

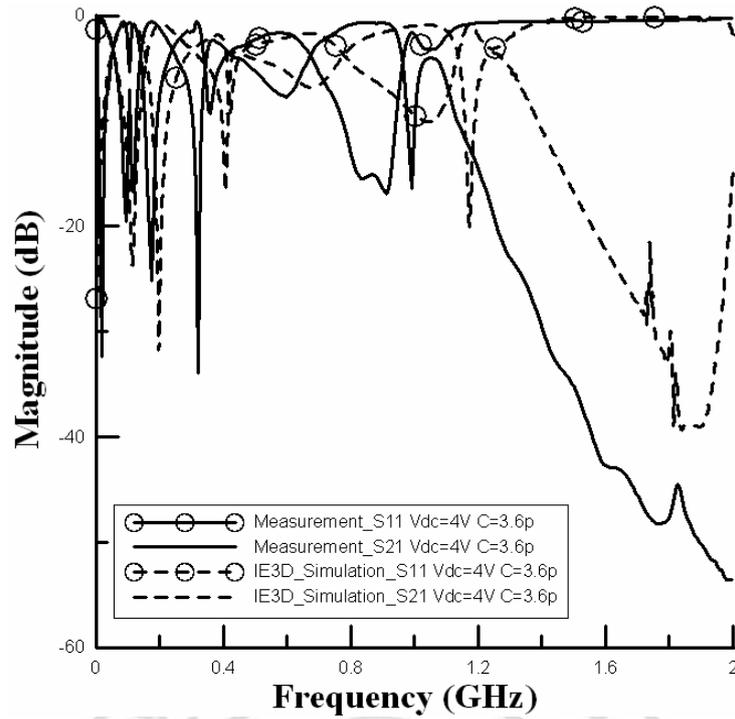


圖 4.7 (c) 實際電路量測與模擬之頻率響應圖

縮小尺寸-變容二極體且中心頻率為 0.925GHz

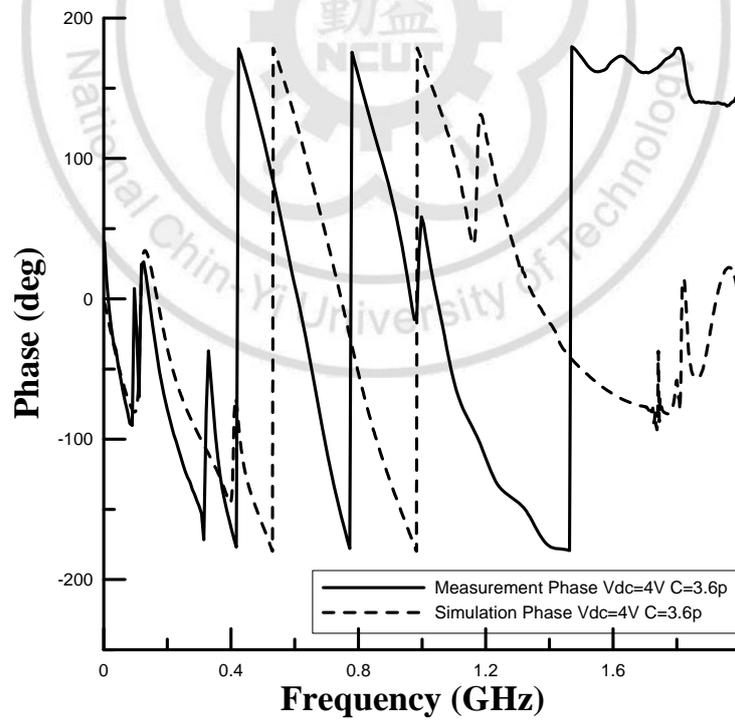


圖 4.7 (d) 實際電路量測與模擬之相位圖

縮小尺寸-變容二極體且中心頻率為 0.925GHz

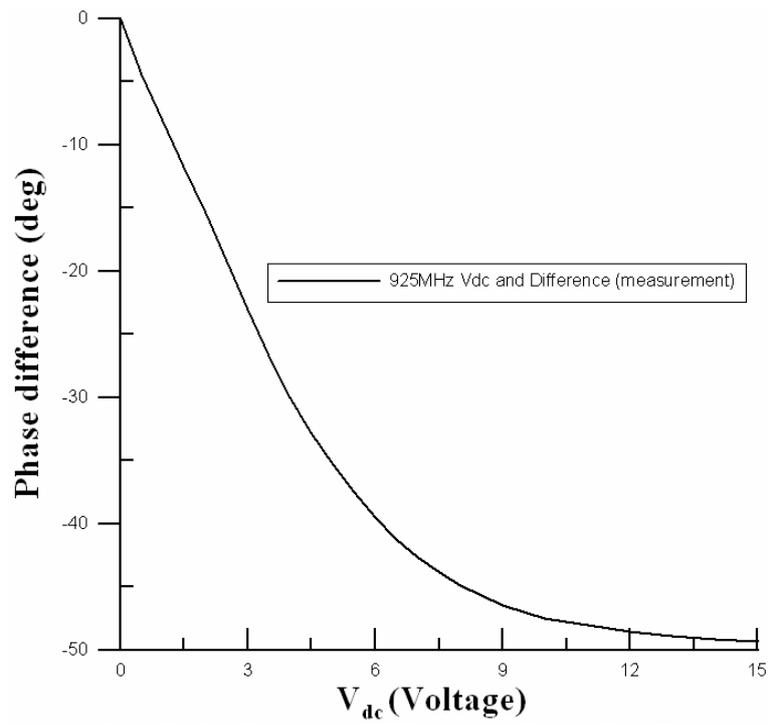


圖 4.7 (e) 實際電路量測與電壓之相位差圖

縮小尺寸-變容二極體且中心頻率為 0.925GHz



第五章 結論

本文提出新式的環型耦合器相移器，埠四直接連接變容二極體，埠一連接一段傳輸線接變容二極體，其改變電壓即可控制其相位角度的特性。此電路結構簡單，設計方便。利用電路分析求得之散射矩陣關係式進行電路設計，本設計之傳輸線電氣長度在埠四及埠二之間為270度，其餘均為90度，隨著埠一及埠四的電壓改變，可以產生相移之功能。本電路結構將中心頻率設在0.925GHz及2.45GHz，電路結構使用電磁模擬軟體IE3D進行模擬與量測，使用FR-4雙面板材進行實作，板材厚度為1.6mm，相對介電常數為 $\epsilon_r=4.3$ 。量測及模擬具有良好的一致性。透過表5.1與表5.2實際電路數據整理，可清楚得知各種零件對於相移電路所產生之相位變化。

表 5.1 實際測試 0.925GHz 電路數據整理

相移電路使用零件（中心頻率 0.925GHz）	Phase difference
固定電容，電容值(1-10 pF)	78°
變容二極體，廠商料號（SMV1234）	80°
固定電感，電感值(1-10 nH)	71°
變容二極體縮小尺寸，廠商料號（SMV1235）	49.3°

表 5.2 實際測試 2.45GHz 電路數據整理

相移電路使用零件（中心頻率 2.45GHz）	Phase difference
固定電容，電容值(1-10 pF)	63°
變容二極體，廠商料號（SMV1234）	54°
固定電感，電感值(1-10 nH)	121°

實作過程中使用集總（Lumped）元件，不論使用元件為電容或是電感，且中心頻率皆設計為0.925GHz與2.45GHz。在實際測量分析時，若要分析藉由電容或電感值之變化，觀察相位之間的差異，則必須要不斷更換電容值或電感值。反觀，使用變容二極體零件設計與實際測量，在不改變任何電容值的條件下，其改變電壓即可控制其相位角度的特性。故可同時也減少零件替換在系統運作時調整的時間，更有效地提昇系統的機動性。

參考文獻

- [1] D. G. Smith, "Spread spectrum for wireless phone systems: The subtle interplay between technology and regulation," *IEEE Communications Magazine*, Vol.29, pp. 44-46, Feb. 1991.
- [2] J. Uher, W. J. R. Hoefler, "Tunable microwave and millimeter-wave band-pass filters," *IEEE Trans. MTT.*, Vol. 39, pp. 643-653, April 1991.
- [3] M. Didomenice, R. H. Pantell, "An X-band ferroelectric phase shifter," *IRE Trans. MTT.*, Vol. 10, pp. 179-185, May 1962.
- [4] G. E. Schafer, A. Y. Rumfelt, "Mismatch errors in cascade-connected variable attenuators," *IRE Trans. MTT.*, Vol. 7, pp. 447-453, Oct. 1959.
- [5] S. Toyoda, "High efficiency amplifiers for 8 GHz band," *IEEE MTT. Microwave Symposium Digest, 1996.*, Vol.2, pp.689-692, June 1996.
- [6] J.R. Bauer, M. Cohn, Jr. J. M. Cotton, R. F. Packard, "Millimeter wave semiconductor diode detectors, mixers, and frequency multipliers," *Proceedings of the IEEE*, Vol. 54, pp. 595-605, April 1966.
- [7] H. Hayashi, M. Muraguchi, "A miniaturized MMIC analog phase shifter using two quarter-wave-length transmission lines," *Gallium Arsenide Integrated Circuit (GaAs IC) Symposium*, pp. 255-258, Oct. 1999.
- [8] H. Hayashi, T. Nakagawa, K. Araki, "A miniaturized MMIC analog phase shifter using two quarter-wave length transmission lines," *IEEE Trans. MTT.*, Vol. 50, pp. 150-154, Jan. 2002.
- [9] I. Wolff, H. R. Ahn, "Asymmetric ring-hybrid phase shifters and attenuators," *IEEE Trans. MTT.*, Vol. 50, pp. 1146-1155, April 2002.
- [10] F. Ellinger, H. Jackel, W. Bachtold, "Varactor-loaded transmission-line phase shifter at C-band using lumped elements," *IEEE Trans. MTT.*, Vol. 51, pp.1135-1140, April 2003.
- [11] J. Landt, "The history of RFID," *IEEE Potentials*, Vol.24, pp. 88-11, Oct. -Nov. 2005.
- [12] J. Reed and G. J. Wheeler. "A Method of Analysis of Symmetrical Four-Port Networks," *IRE Trans on Microwave Theory and Techniques*.
- [13] J. Hughes and K. Wilson, "High power Multiple IMPATT Amplifiers," *Proc, European Microwave Conference*, pp. 118-122, 1974.
- [14] J. F. White, "High power, p-i-n diode controlled microwave transmission phase shifters," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions*, Vol. 13, pp. 233-242, Mar. 1965.
- [15] Y. C. Cheah, F. J. Paoloni, "Design of a microwave PIN diode complex weight circuit," *Electronic Letters*, Vol. 20, pp. 822-824, Sept. 1984.

- [16] R. E. Neidert, C. M. Krowne, "Voltage variable microwave phase shifter," *Electronic Letters*, Vol. 21, pp. 636-638, Jul. 1985.
- [17] C. Lian, S. A. Rosenau, W. -K. Zhang, C. -C. Chang, C. W. Domier and N. C. Luhman, "Advances in solid-state array technology for microwave and millimeter-wave applications," *2nd International Conference on ICMMT 2000 Microwave and Millimeter Wave Technology*, No. 9, pp. 10-15, Sept. 2000.

