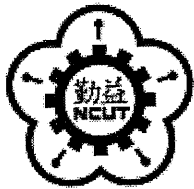


DT
448.6
4412.2
100
225092



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 T 型與橢圓低通結構之電路縮小化技術
A Novel Size Reduction
Using T Type And Elliptic Low Pass Structure



研究生：范聖巖

指導教授：曾振東 博士

國立勤益科技大學圖書館



225092

中華民國 九十九 年 十二月

運用 T 型與橢圓低通結構之電路縮小化技術

A Novel Size Reduction Using T Type And Elliptic Low Pass Structure

研究生：范聖巖

指導教授：曾振東 博士



A Thesis
Submitted to
Department of Electronic Engineering
National Chin-Yi University of Technology
in Partial Fulfillment of the Requirements
for the Degree of
Master of Design
in
Institute of Electronic Engineering

December 2010
Taiping, Taichung, Taiwan, Republic of China

中華民國九十九年十二月

國家圖書館 博碩士論文電子檔案上網授權書

本授權書所授權之論文為授權人在國立勤益科技大學電子工程系 99 學年度第二學期取得碩士學位之論文。


論文題目：運用T型與橢圓低通結構之電路縮小化技術
指導教授：曾振東

茲同意將授權人擁有著作權之上列論文全文（含摘要），非專屬、無償授權國家圖書館，不限地域、時間與次數，以微縮、光碟或其他各種數位化方式將上列論文重製，並得將數位化之上列論文及論文電子檔以上載網路方式，提供讀者基於個人非營利性質之線上檢索、閱覽、下載或列印。

上列論文為授權人向經濟部智慧財產局申請專利之附件或相關文件之一（專利申請案號：_____），請於_____年_____月_____日後再將上列論文公開或上載網路。

因上列論文尚未正式對外發表，請於102年12月29日後再將上列論文公開或上載網路。

授權人：范聖巖

親筆簽名及蓋章：范聖巖 

民國99年12月29日

電話：0982-770364 傳真：

聯絡地址：桃園縣平鎮市雙連里18鄰民族路雙連二段118巷48弄16街2-1號

E-Mail：fanglowworm@gmail.com

國立勤益科技大學

博碩士論文全文上網授權書

(提供授權人裝訂於紙本論文書名頁之次頁用)

本授權書所授權之論文為授權人在國立勤益科技大學
電子工程系 電子 組 99 學年度第 一 學期取得碩士學位之
論文。

論文題目：運用T型與橢圓低通結構之電路縮小化技術
指導教授：曾振東

■ 同意

本人具有著作權之論文全文資料，非專屬、無償授予本人畢業學校圖書館，不限地域、時間與次數，以微縮、光碟或數位化等各種方式重製與利用，提供讀者基於著作權法合理使用範圍內之線上檢索、閱覽、下載及列印。

論文全文上載網路公開之範圍及時間：

校內區域網路	■ 中華民國 101 年 12 月 29 日公開
校外網際網路	■ 中華民國 102 年 12 月 29 日公開

授權人：范聖巖

簽名：范聖巖

中華民國 99 年 12 月 29 日

國立勤益科技大學
研究所碩士班
論文口試委員會審定書

本校 電子工程系 電子所 碩士班 范聖巖 君

所提論文 運用 T 型與橢圓低通結構之電路縮小化技術

合於碩士資格水準，業經本委員會評審認可。

論文口試委員會：

召集人：黃瑞村

委員：黃瑞村

曾振東

林光浩

指導教授：曾振東

所

長：



中華民國九十九年十二月

論文題目：運用 T 型與橢圓低通結構之電路縮小化技術

校院所：國立勤益科技大學電子工程系研究所

研究生：范聖巖

頁數：63

指導教授：曾振東 博士

中文摘要

本文提出一種使用 T 型及橢圓低通結構之電路縮小化技術，將傳統微波電路中部分傳輸線段等效成橢圓低通結構，並利用 Type-10 的耦合線結構及高阻抗傳輸線結構製作，達到電路縮小化之目的。電路分析使用傳輸矩陣(ABCD)公式轉散射參數，求得濾波器的相移量，並由公式得出設計曲線，做為電路設計的依據。電路模擬以電磁模擬軟體(IE3D)進行，操作頻率設定在 925MHz，模擬與實際量測結果顯示具有良好的一致性。



Title of Thesis : A Novel Size Reduction Using T Type And Elliptic Low Pass Structure

Name of Institute : Institute of Electronic Engineering

National Chin-Yi University of Technology

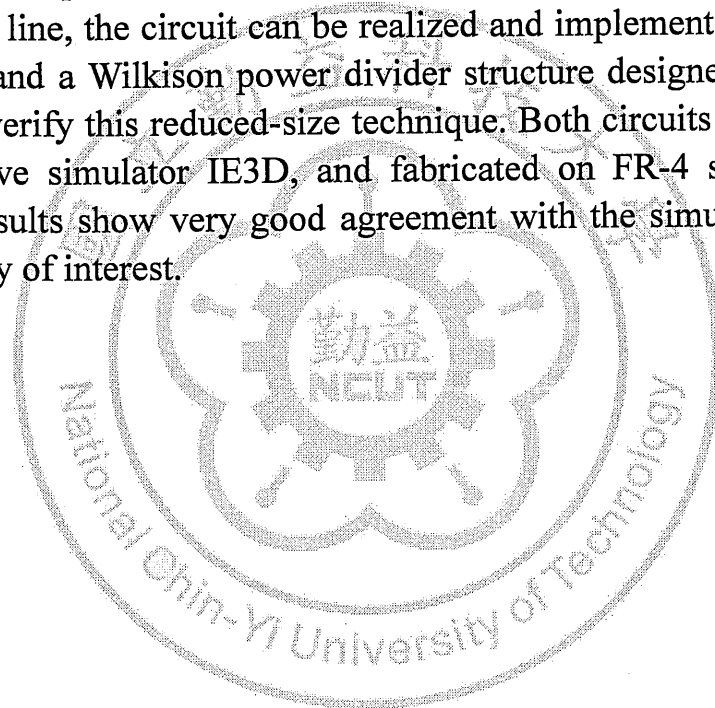
Pages : 63

Student : Sheng-Yen Fan

Advisor : Dr. Jan-Dong Tseng

Abstract

A novel reduced-size design using T type and elliptic low pass structure to obtain the required phase shift and thus reduce the layout size is proposed. A rigorous circuit analysis based on transmission matrix (ABCD matrix) is applied to obtain the circuit characteristics. By using the Type 10 coupler structure proposed by Jones and a high impedance transmission line, the circuit can be realized and implemented on PCB. A branch line and a Wilkinson power divider structure designed at 925MHz are used to verify this reduced-size technique. Both circuits are simulated by microwave simulator IE3D, and fabricated on FR-4 substrate. The measured results show very good agreement with the simulation data in the frequency of interest.



誌 謝

兩年的研究生涯終於順利結束，當中要感謝許多老師與同學的指導和幫忙。首先要感謝的是我的指導教授曾振東博士，老師作學問時認真嚴謹的態度是我最好的典範，在老師的指導下，得以完成本論文。口試期間，承蒙交大電信系黃瑞彬教授及勤益科大林光浩教授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此次的研究工作畫下完美的句點。

在實驗室的日子裡，感謝文德學長、老巫、姵文、千琦、David、柏軒、姵琪、千華、其成、順興、文嘉、懷鈺、楷涵、鈞任、夢得、冠宇、柏彥、福期、孟毅，給我的建議、幫助及共有的美好回憶、歡樂。當然也要感謝一起渡過研究生涯的同學們。

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

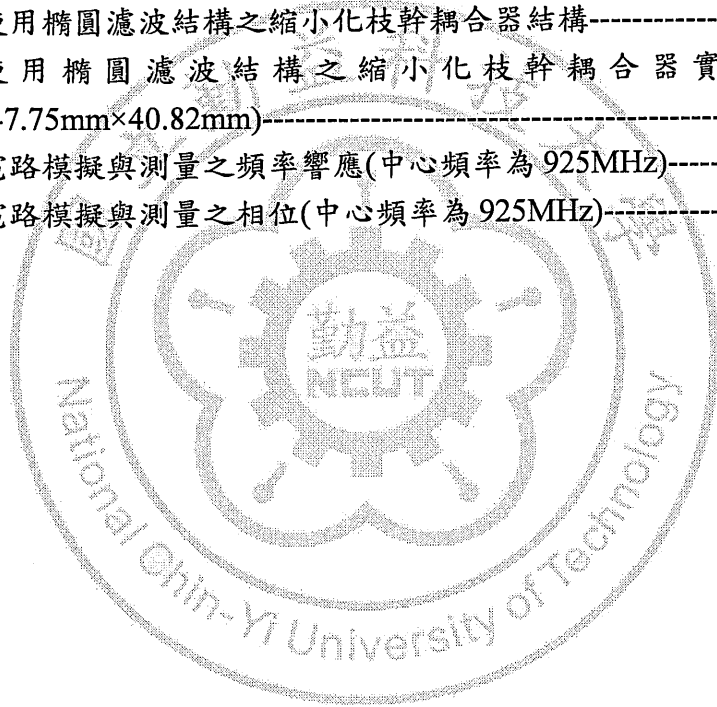
目 錄

中文摘要	-----	i
英文摘要	-----	ii
誌謝	-----	iii
目錄	-----	iv
圖目錄	-----	v
第一章 緒論	-----	1
1.1 前言	-----	1
1.2 章節概述	-----	3
第二章 傳輸線簡介	-----	4
2.1 傳輸線原理	-----	4
2.2 二埠網路性質	-----	9
2.3 耦合線	-----	13
2.3.1 Type 10 耦合線結構	-----	17
2.4 威爾京生功率分配器	-----	20
2.3 傳統枝幹耦合器	-----	26
第三章 運用縮小化技術結構之被動元件	-----	31
3.1 縮小化T型枝幹耦合器設計	-----	31
3.2 運用橢圓低通結構之縮小化技術	-----	46
3.2.1 運用橢圓低通結構之縮小化技術威爾京生功率分配器	-----	52
3.2.2 運用橢圓低通結構之縮小化技術枝幹耦合器	-----	56
第四章 結論	-----	61
參考文獻	-----	62

圖 目 錄

圖 2.1	一段微量長度傳輸線的等效電路，與其電壓、電流的定義 (a) 電壓與電流的定義 (b)集總等效電路-----	5
圖 2.2	π 型基本電路-----	9
圖 2.3	T 型基本電路-----	11
圖 2.4	耦合線段的相關電流與電壓定義-平行耦合線段端埠電壓與電流的定義-----	13
圖 2.5	耦合線段的相關電流與電壓定義-平行耦合線段的奇、偶模電流	13
圖 2.6	對稱耦合傳輸線結構(Port 3 與 Port 4 為開路)-----	17
圖 2.7	威爾京生功率分配器。(a)以微帶線製作的等分功率威爾京生分配器;(b)等效傳輸線模型-----	20
圖 2.8	阻抗正規化的對稱威爾京分功率分配器-----	21
圖 2.9	以對稱面將圖 2.8 的電路分為二個獨立電路。(a)偶模輸入;(b)奇模輸入。-----	22
圖 2.10	分析威爾京生功率分配器以求出 S11。(a) 端埠 2 及端埠 3 接負載的威爾京生功率分配器;(b) 依對稱性將 (a) 中的電路分為二個獨立電路。-----	24
圖 2.11	枝幹耦合器示意圖，(a)微帶線結構，(b)奇模等效電路，(c)偶模等效電路-----	26
圖 3.1	傳輸線，(a) 微帶線結構，(b) 等效 T 型電路-----	31
圖 3.2	傳統枝幹耦合器-----	33
圖 3.3	T 型枝幹耦合器($C_{3A} = 2.7\text{pF}$)-----	34
圖 3.4	T 型枝幹耦合器結構($C_{3A} = 2.7\text{pF}$)-----	35
圖 3.5	電路實體圖 $42.82\text{mm} \times 37.46\text{mm}$ ($C_{3A} = 2.7\text{pF}$)-----	35
圖 3.6	電路模擬與測量之頻率響應($C_{3A} = 2.7\text{pF}$)-----	36
圖 3.7	電路模擬與測量之相位($C_{3A} = 2.7\text{pF}$)-----	37
圖 3.8	T 型枝幹耦合器($C_{4B} = 4.3\text{pF}$)-----	38
圖 3.9	T 型枝幹耦合器結構($C_{4B} = 4.3\text{pF}$)-----	39
圖 3.10	電路實體圖 $24.28\text{mm} \times 39.43\text{mm}$ ($C_{4B} = 4.3\text{pF}$)-----	39
圖 3.11	電路模擬與測量之頻率響應($C_{4B} = 4.3\text{pF}$)-----	40
圖 3.12	電路模擬與測量之相位($C_{4B} = 4.3\text{pF}$)-----	40
圖 3.13	T 型枝幹耦合器($C_{3A} = 2.7\text{pF}$ 、 $C_{4B} = 4.3\text{pF}$)-----	42
圖 3.14	T 型枝幹耦合器結構 ($C_{3A} = 2.7\text{pF}$ 、 $C_{4B} = 4.3\text{pF}$)-----	43
圖 3.15	電路實體圖 $19.9\text{mm} \times 32.6\text{mm}$ ($C_{3A} = 2.7\text{pF}$ 、 $C_{4B} = 4.3\text{pF}$)-----	43
圖 3.16	電路模擬與測量之頻率響應($C_{3A} = 2.7\text{pF}$ 、 $C_{4B} = 4.3\text{pF}$)-----	44
圖 3.17	電路模擬與測量之相位($C_{3A} = 2.7\text{pF}$ 、 $C_{4B} = 4.3\text{pF}$)-----	45
圖 3.18	π 型等效電路-----	46
圖 3.19(a)	橢圓低通結構相位設計曲線($\rho = 5\%$ ， Ω S5.24、3.6、2.9、2.28)-----	47

圖 3.19(b)	橢圓低通結構並聯電容(C_1)設計曲線-----	48
圖 3.19(c)	橢圓低通結構串聯電容(C_2)設計曲線-----	48
圖 3.19(d)	橢圓低通結構電感(L)設計曲線-----	49
圖 3.20	Type10 耦合線結構-----	51
圖 3.21	耦合線之等效 π 型電路-----	51
圖 3.22	等效耦合傳輸線結構-----	52
圖 3.23	使用橢圓低通結構之縮小化威爾京生功率分配器-----	53
圖 3.24	使用橢圓低通結構之縮小化威爾京生功率分配器結構-----	53
圖 3.25	使用橢圓低通結構之縮小化威爾京生功率分配器實體電路 (29.94mm×32mm)-----	54
圖 3.26	電路模擬與測量之頻率響應(中心頻率為 925MHz)-----	55
圖 3.27	電路模擬與測量之相位(中心頻率為 925MHz)-----	56
圖 3.28	使用橢圓濾波結構之縮小化枝幹耦合器-----	57
圖 3.29	使用橢圓濾波結構之縮小化枝幹耦合器結構-----	57
圖 3.30	使用橢圓濾波結構之縮小化枝幹耦合器實體電路 (47.75mm×40.82mm)-----	58
圖 3.31	電路模擬與測量之頻率響應(中心頻率為 925MHz)-----	59
圖 3.32	電路模擬與測量之相位(中心頻率為 925MHz)-----	60



第一章 緒論

1.1 前言

通訊科技日新月異，通訊設備已成為生活不可或缺的一部份。近年來無線通訊產品不斷融入日常生活並達到運用的便利性，隨著時間的演變，無線通訊產品的微型化已是未來發展趨勢，縮小化技術已成為現代工藝所追求的方向，所以近年來眾多學者都在探討如何將被動元件達到縮小化目的，例如：手機由外接天線演變成今日內建天線、液晶電視內部加裝數位電視盒、筆記型電腦透過WiFi無線上網、捷運硬幣悠遊卡等，最終目的在於能達到攜帶方便、精美且縮小化。

在現代，縮小化已經是必要的技術，運用在工業界及學術界更是比比皆是，例如：早期錄音機至隨身聽，演變成現在的MP3、IC (Integrated Circuit)則是將電晶體、電阻、電容、二極體等電子元件整合裝置一塊晶片上面、舊型的大型真空管電腦已遭淘汰演化成現今的桌上型與筆記型電腦。通訊方面所使用的縮小化技術有傳輸線等效 π 型電路[1-6]、T型電路[7-11]、耦合線[12]等，都已有相當成熟技術。

傳統枝幹耦合器[13]與威爾京生功率分配器[14]，都是運用在微波功率分流及合併的被動元件，且兩個輸出埠之信號相位相差 0° 或 90° 。前者在於能將輸入訊號分配為兩個功率信號，後者則是將訊號分為兩個或更多較低功率信號。電路元件可由導波管、同軸電纜、微帶線，

或集總元件製作。

本文運用T型電路與橢圓低通(Elliptic Low Pass)結構設計，將傳統微波電路中部分傳輸線段等效成T型電路或加入橢圓低通結構，分別為等效左右兩邊對稱傳輸線且中間並聯電容元件之T型電路與E.M.T. Jones於1956年提出十種耦合線結構之第十型(Type 10)耦合線結構[15]及高阻抗傳輸線結構等效為橢圓低通結構進行製作，達到電路縮小化目的。



1.2 章節概述

本論文共分四章；第一章為緒論，介紹現有縮小化技術製作方法，第二章對傳輸線理論做說明並等效其它電路，第三章介紹運用 T 型、與耦合線替代傳輸線製作的縮小化技術，包括：縮小化 T 型枝幹耦合器、使用橢圓低通結構之縮小化枝幹耦合器、橢圓低通結構之縮小化威爾京生功率分配器，第四章為結論。



第二章 傳輸線簡介

2.1 傳輸線原理

• 簡介

場論分析與基本電路學之間的間隙，可藉由傳輸線原理[17]銜接起來。因此，在微波網路的分析中，傳輸線理論扮演著非常重要的角色。這一章將說明波在傳輸線上傳播的現象，並經由擴充電路學的概念，及簡化馬克斯威爾(Maxwell)方程式來加以理解。

• 傳輸線

在電子系統中，信號和能量必須從信號產生源(Signal generator) 端傳送至負載端(Load terminal)，或在系統中從某一元件傳遞到另一元件。當被傳遞的電子信號為低頻時，信號能量大部分是以電場的形式來傳遞，磁場所攜帶的能量遠小於電場中的能量，故可使用兩線式(Two wires)傳輸線連接電源端和負載兩端以傳遞能量和信號。當欲傳送之信號的頻率提高到射頻或微波頻段時，能量則是交替地儲存於電磁波中的電場和磁場，在經由某些實體結構(Physical structures)將電磁波從一端傳送到另一端，以達到能量及信號傳遞的目的。任何能夠從一處將電磁波導引到另一處的導波實體結構均稱為傳輸線(Transmission lines)。

• 傳輸線的集總元件電路模型

基本電路學與傳輸線理論最大的不同點，在於元件的電氣大小。在電路學中，均假設整個網路比波長小很多；而傳輸線的大小長短則不受任何限制，可以短於一個波長，也可以長到數個波長。因此，傳輸線是一個散佈式的網路，也就是說，在傳輸線上不同的位置，電流與電壓的大小與相位均不相同。

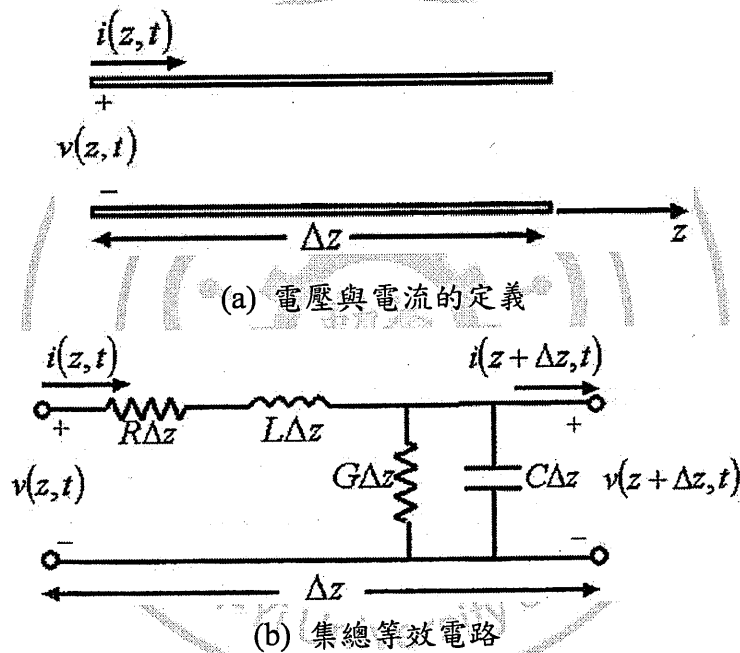


圖 2.1 一段微量長度傳輸線的等效電路，與其電壓、電流的定義

傳輸線通常以兩條等長的導線表示，如圖 2.1(a)所示，原因是 TEM 波的傳輸線一定至少有兩個導體。圖 2.1(a)中一小段長為 Δz 的傳輸線，可用圖 2.1(b)的集總元件電路模型描述。圖中的 R 、 L 、 G 、 C 為傳輸線每單位長度的物理量，其定義為：

$R =$ 兩個導體中單位長度的串聯電阻，單位是 Ω/m 。

$L =$ 兩個導體中個單位長度的串聯電感，單位是 H/m 。

$G =$ 單位長度的並聯電導，單位是 S/m 。

$C =$ 單位長度的並聯電容，單位是 F/m 。

串聯的電感 L 為兩導體的總自感，並聯電容 C 是因兩導體的距離接近而產生的，串聯電阻 R 為傳輸線導體具有有限導電率時，所必須考慮的電阻，而並聯電導 G 則與兩導體之間的介質損耗有直接的關係。因此， R 與 G 代表傳輸線的損耗。一段有限長度的傳輸線，可視為許多如圖 2.1(b) 的小段傳輸線串接而成。

在圖 2.1(b) 的電路中，由柯希荷夫電壓定律可得：

$$v(z,t) - R\Delta z i(z,t) - L\Delta z \frac{\partial i(z,t)}{\partial t} - v(z+\Delta z,t) = 0 \quad (2-1a)$$

由柯希荷夫電流定律可得

$$i(z,t) - G\Delta z v(z+\Delta z,t) - C\Delta z \frac{\partial v(z+\Delta z,t)}{\partial t} - i(z+\Delta z,t) = 0 \quad (2-1b)$$

將(2-1a)與(2-1b)除以 Δz ，並取 $\Delta z \rightarrow 0$ 的極限，可得到下面的微分方程式：

$$\frac{\partial v(z,t)}{\partial z} = -Ri(z,t) - L \frac{\partial i(z,t)}{\partial t} \quad (2-2a)$$

$$\frac{\partial i(z,t)}{\partial z} = -Gv(z,t) - C \frac{\partial v(z,t)}{\partial t} \quad (2-2b)$$

以此兩式為時域的傳輸線方程式稱為電報方程式。

在弦式穩態時，以餘弦 \cos 為表示電磁物理量相量的基準，(2-2)可化簡為

$$\frac{dV(z)}{dz} = -(R + j\omega L)I(z) \quad (2-3a)$$

$$\frac{dI(z)}{dz} = -(G + j\omega C)V(z) \quad (2-3b)$$

在此也可發現(2-3)式的數學形式和馬克斯威爾旋度方程式相當類似。

• 傳輸線上的電波傳播

將(2-3a)與(2-3b)兩式聯立解出，可得傳輸線上電壓 $V(z)$ 與電流 $I(z)$ 的

波動方程式如下：

$$\frac{d^2V(z)}{dz^2} - \gamma^2 V(z) = 0 \quad (2-4a)$$

$$\frac{d^2I(z)}{dz^2} - \gamma^2 I(z) = 0 \quad (2-4b)$$

其中 $\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$ (2-5)

是與頻率有關的複傳播常數。(2-4)的行進波解為

$$V(z) = V_o^+ e^{-\gamma z} + V_o^- e^{\gamma z} \quad (2-6a)$$

$$I(z) = I_o^+ e^{-\gamma z} + I_o^- e^{\gamma z} \quad (2-6b)$$

其中 $e^{-\gamma z}$ 項表示波往+z方向傳播， $e^{\gamma z}$ 項表示波往-z方向傳播。將(2-3a)

代入(2-6a)的電壓波，可得傳輸線上的電流波：

$$I(z) = \frac{\gamma}{R + j\omega L} [V_o^+ e^{-\gamma z} - V_o^- e^{\gamma z}]$$

將此式與(2-6b)兩式相比較，可得傳輸線的特性阻抗 Z_0 ，定義如下：

$$Z_0 = \frac{R + j\omega L}{\gamma} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (2-7)$$

特性阻抗 Z_0 建立了傳輸線上電壓與電流的關係如下：

$$\frac{V_0^+}{I_0^+} = Z_0 = \frac{-V_0^-}{I_0^-}$$

所以，(2-6b)可寫成

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-\gamma z} - \frac{V_0^-}{Z_0} e^{\gamma z} \quad (2-8)$$

回到時域中，電壓波的數學式為

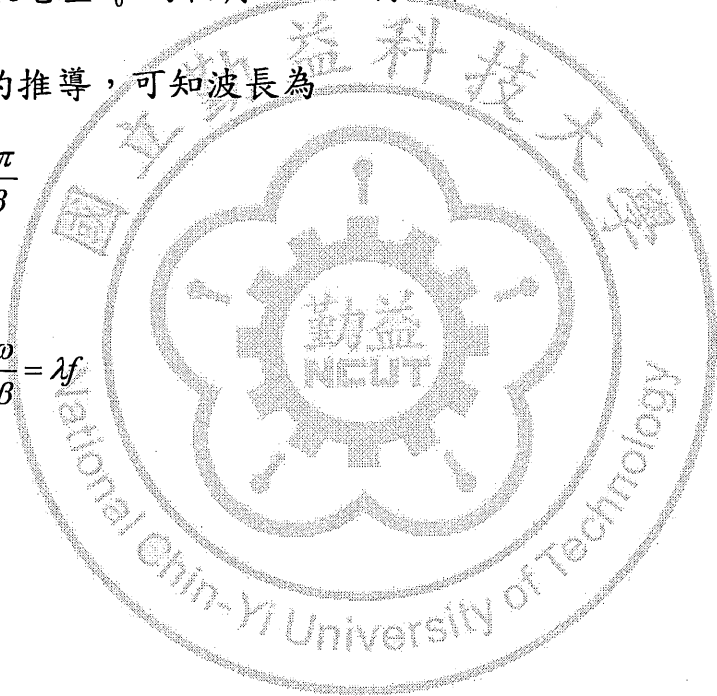
$$v(z,t) = |V_0^+| \cos(\omega t - \beta z + \phi^+) e^{-\alpha z} + |V_0^-| \cos(\omega t + \beta z + \phi^-) e^{\alpha z} \quad (2-9)$$

其中 ϕ^\pm 為複數電壓 V_0^\pm 的相角。依照荷姆霍茲波動方程式中的無損介質中的平面波的推導，可知波長為

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} \quad (2-10)$$

相位速度為

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \lambda f \quad (2-11)$$



2.2 二埠網路性質

當網路為二埠結構，可以使用[Z]、[Y]和[S]矩陣來描述網路之性質外，為了多級串接時計算的方便，定義傳輸參數來表示輸出埠與輸入埠的關係，若以電壓和電流為分析變數，得到 ABCD 矩陣：

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix}$$

若以功率波為分析變數時，稱為[T]矩陣：

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_2 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

傳輸參數具有幾個特性：

- (1) 若二埠網路具有互易性，則 $AD - BC = 1$ ， $T_{11}T_{22} - T_{12}T_{21} = 1$ 。
- (2) 若二埠網路為無損耗，則 A 和 D 為實數， B 和 C 為虛數。
- (3) 若二埠網路具有對稱性結構，則 $A = D$ 且 $AD - BC = 1$ 。

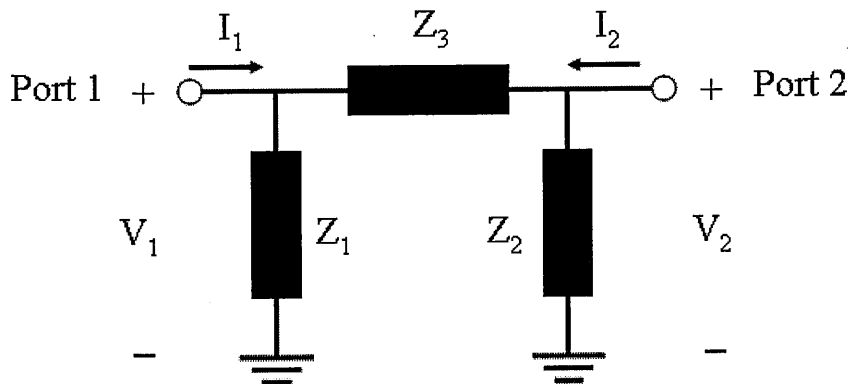


圖 2.2 π 型基本電路

如圖 2-2 所示為 π 型電路，使用 ABCD 矩陣。當第二埠為開路時，

$I_2=0$ ，由分壓原理：

$$V_2 = \frac{Z_2}{Z_2 + Z_3} V_1,$$

$$I_1 = \frac{V_1}{(Z_2 + Z_3) // Z_1} = \frac{Z_1 + Z_2 + Z_3}{Z_1(Z_2 + Z_3)} V_1,$$

$$\Rightarrow A \equiv \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2=0} = \frac{Z_2 + Z_3}{Z_3} = 1 + \frac{Z_3}{Z_2}$$

$$C \equiv \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{I_2=0} = \frac{Z_1 + Z_2 + Z_3}{Z_1(Z_2 + Z_3)} \frac{Z_2 + Z_3}{Z_3} = \frac{(Z_1 + Z_2 + Z_3)}{Z_1 Z_2}$$

當第二埠為短路時，

$$V_2 = 0,$$

$$V_1 = I_2 Z_3,$$

$$I_1 = I_2 + \frac{V_1}{Z_1} = \left(1 + \frac{Z_3}{Z_1}\right) I_2,$$

$$\Rightarrow B \equiv \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{V_2=0} = Z_3$$

$$D \equiv \left. \frac{I_1}{I_2} \right|_{V_2=0} = 1 + \frac{Z_3}{Z_1}$$

所以

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_\pi = \begin{bmatrix} 1 + \frac{Z_2}{Z_3} & Z_3 \\ \frac{Z_1 + Z_2 + Z_3}{Z_1 Z_2} & 1 + \frac{Z_2}{Z_3} \end{bmatrix} \quad (2-12)$$

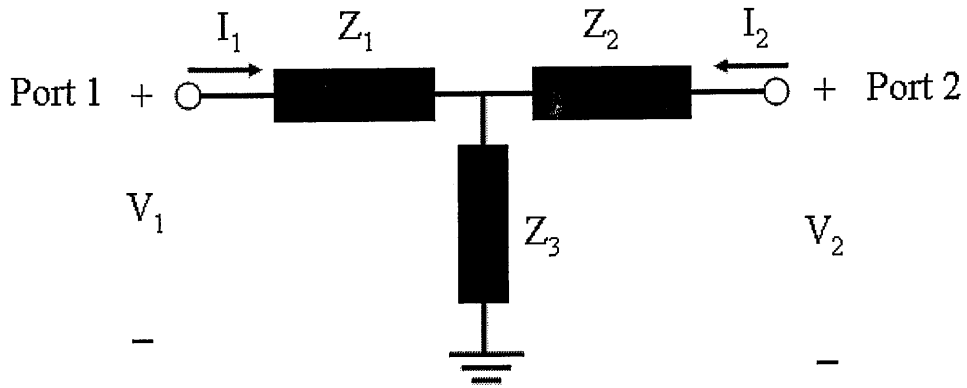


圖 2.3 T 型基本電路

T 型電路表示如圖 2.3，使用 ABCD 表示。當第二埠為開路時， $I_2=0$ ，

由分壓原理，

$$V_2 = \frac{Z_3}{Z_1 + Z_3} V_1,$$

$$I_1 = \frac{V_2}{Z_3},$$

$$\Rightarrow A \equiv \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2=0} = \frac{Z_1 + Z_3}{Z_3} = 1 + \frac{Z_1}{Z_3}$$

$$C \equiv \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{I_2=0} = \frac{1}{Z_3}$$

當第二埠為短路時，

$$V_2 = 0,$$

$$V_1 = I_1(Z_1 + Z_2 \parallel Z_3),$$

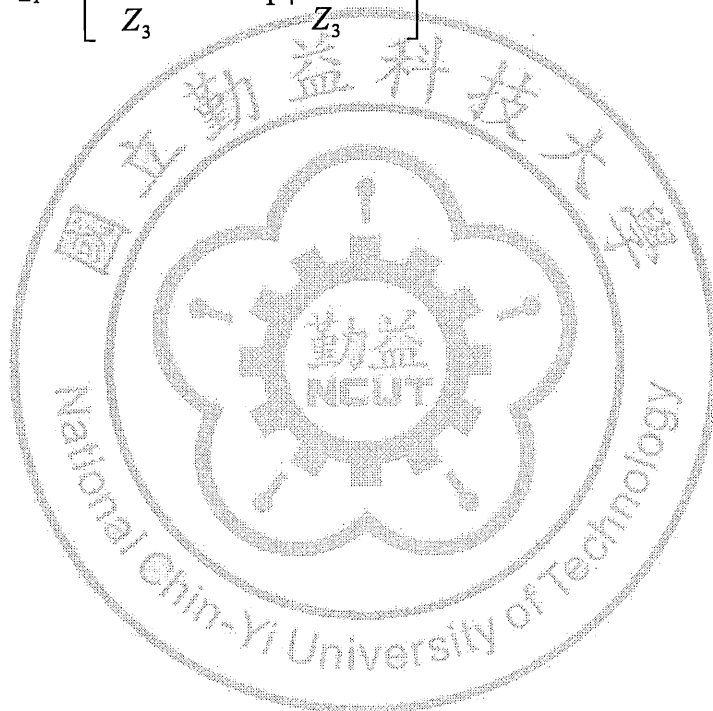
$$I_2 = \frac{Z_3}{Z_2 + Z_3} I_1,$$

$$\Rightarrow B \equiv \frac{V_1}{I_2} \Big|_{V_2=0} = \left(Z_1 + \frac{Z_2 Z_3}{Z_2 + Z_3} \right) \left(\frac{Z_2 + Z_3}{Z_3} \right) = Z_1 + Z_2 + \frac{Z_1 Z_2}{Z_3}$$

$$D \equiv \frac{I_1}{I_2} \Big|_{V_2=0} = \frac{Z_2 + Z_3}{Z_3} = 1 + \frac{Z_2}{Z_3}$$

所以

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_T = \begin{bmatrix} 1 + \frac{Z_1}{Z_3} & Z_1 + Z_2 + \frac{Z_1 Z_2}{Z_3} \\ \frac{1}{Z_3} & 1 + \frac{Z_2}{Z_3} \end{bmatrix} \quad (2-13)$$



2.3 耦合線

如圖 2.4 所示的平行耦合線段，其端埠電壓與電流如圖定義。可利用圖 2.5 奇偶模分析結果的疊加[18,19]，推導出此四端埠網路的開路阻抗矩陣。

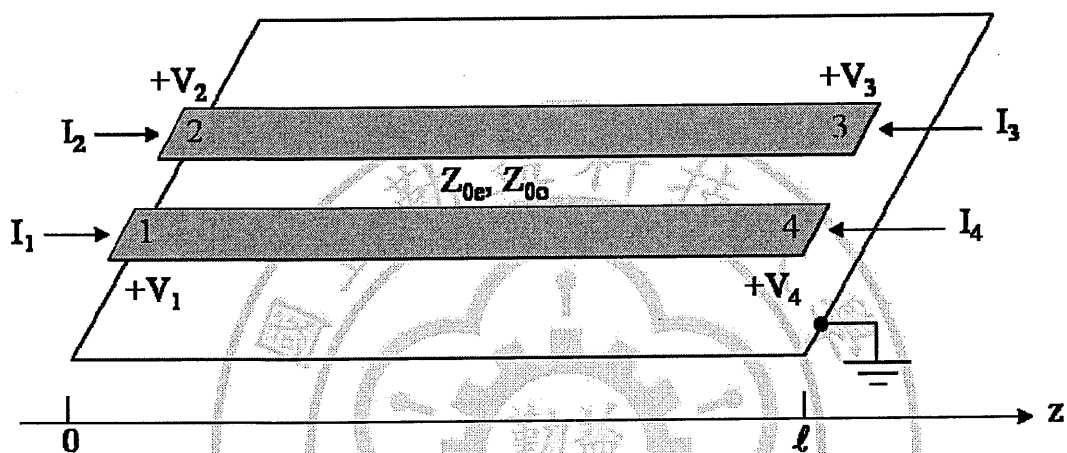


圖 2.4 耦合線段的相關電流與電壓定義-平行耦合線段端埠電壓與電流的定義

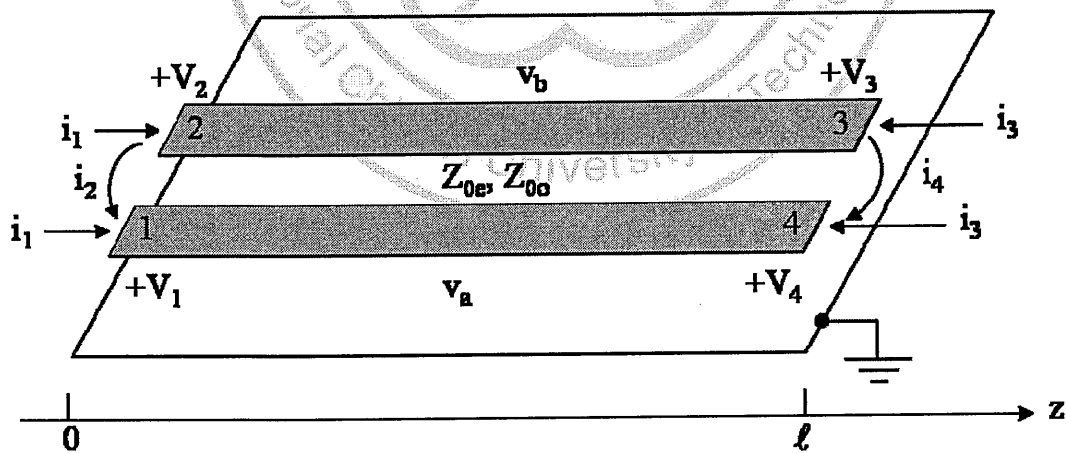


圖 2.5 耦合線段的相關電流與電壓定義-平行耦合線段的奇、偶模電流

在圖 2.5 中， i_1 與 i_3 兩電流源使該線操作於偶模中，而 i_2 與 i_4 兩電流源使該線操作於奇模。由重疊原理，端埠的總電流 I_i 可用偶模與奇模電

路表示如下：

$$I_1 = i_1 + i_2 \quad (2-14a)$$

$$I_2 = i_1 - i_2 \quad (2-14b)$$

$$I_3 = i_3 - i_4 \quad (2-14c)$$

$$I_4 = i_3 + i_4 \quad (2-14d)$$

先考慮輸入為 i_1 的偶模，如果其他端埠均為開路，端埠 1 或 2 所看

到的阻抗為

$$Z_{in}^e = -jZ_{0e} \cot \beta l \quad (2-15)$$

導體上的電壓數學式為

$$\begin{aligned} v_a^1(z) = v_b^1(z) &= V_e^+ \left[e^{-j\beta(z-l)} + e^{j\beta(z-l)} \right] \\ &= 2V_e^+ \cos \beta(\ell - z) \end{aligned} \quad (2-16)$$

因此，端埠 1 或 2 上的電壓為

$$v_a^1(0) = v_b^1(0) = 2V_e^+ \cos \beta l = i_1 Z_{in}^e$$

上式與式(2-15)合併後，可將式(2-16)以 i_1 表示為

$$v_a^1(z) = v_b^1(z) = -jZ_{0e} \frac{\cos \beta(\ell - z)}{\sin \beta l} i_1 \quad (2-17)$$

同理，以 i_3 電流源所推的傳輸線偶模，其電壓為

$$v_a^3(z) = v_b^3(z) = -jZ_{0e} \frac{\cos \beta z}{\sin \beta l} i_3 \quad (2-18)$$

在考慮輸入為 i_2 的奇模，如果其他端埠均為開路，端埠 1 或 2 所看到

的阻抗為

$$Z_{in}^o = -jZ_{0o} \cot \beta\ell \quad (2-19)$$

導體上的電壓為

$$\begin{aligned} v_a^2(z) = -v_b^2(z) &= V_o^+ [e^{-j\beta(z-\ell)} + e^{j\beta(z-\ell)}] \\ &= 2V_o^+ \cos \beta(\ell - z) \end{aligned} \quad (2-20)$$

端埠 1 或 2 的電壓為

$$v_a^2(0) = -v_b^2(0) = 2V_o^+ \cos \beta\ell = i_2 Z_{in}^o$$

上式與式(2-19)合併後，可將式(2-20)以 i_2 表示為

$$v_a^2(z) = -v_b^2(z) = -jZ_{0o} \frac{\cos \beta(\ell - z)}{\sin \beta\ell} i_2 \quad (2-21)$$

同理，以 i_4 所推的傳輸線奇模電壓為

$$v_a^4(z) = -v_b^4(z) = -jZ_{0o} \frac{\cos \beta z}{\sin \beta\ell} i_4 \quad (2-22)$$

所以，端埠 1 的總電壓為

$$\begin{aligned} V_1 &= v_a^1(0) + v_a^2(0) + v_a^3(0) + v_a^4(0) \\ &= -j(Z_{0e}i_1 + Z_{0o}i_2) \cot \theta - j(Z_{0e}i_3 + Z_{0o}i_4) \csc \theta \end{aligned} \quad (2-23)$$

使用式(2-19)、(2-20)、(2-21)與(2-22)，且 $\theta = \beta\ell$ 。接著，將式(2-14)中

的 i_j 解出，並以 I 表示：

$$i_1 = \frac{1}{2}(I_1 + I_2) \quad (2-24a)$$

$$i_2 = \frac{1}{2}(I_1 - I_2) \quad (2-24b)$$

$$i_3 = \frac{1}{2}(I_3 + I_4) \quad (2-24c)$$

$$i_4 = \frac{1}{2}(I_4 - I_3) \quad (2-24d)$$

將式(2-24)代入(2-23)後，可得

$$V_1 = \frac{-j}{2}(Z_{0e}I_1 + Z_{0e}I_2 + Z_{0o}I_1 - Z_{0o}I_2) \cot \theta$$

$$\frac{-j}{2}(Z_{0e}I_3 + Z_{0e}I_4 + Z_{0o}I_4 - Z_{0o}I_3) \csc \theta \quad (2-25)$$

上式(2-25)已明顯列出耦合線段開路阻抗矩陣[Z]第一行中的所有元素。根據結構的對稱性，只要知道該矩陣的第一行，就可以知道其他的所有元素，各元素的數學式如下：

$$Z_{11} = Z_{22} = Z_{33} = Z_{44} = -\frac{j}{2}(Z_{0e} + Z_{0o}) \cot \theta \quad (2-26a)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = Z_{34} = Z_{43} = -\frac{j}{2}(Z_{0e} - Z_{0o}) \cot \theta \quad (2-26b)$$

$$Z_{13} = Z_{31} = Z_{24} = Z_{42} = -\frac{j}{2}(Z_{0e} - Z_{0o}) \csc \theta \quad (2-26c)$$

$$Z_{14} = Z_{41} = Z_{23} = Z_{32} = -\frac{j}{2}(Z_{0e} + Z_{0o}) \csc \theta \quad (2-26d)$$

2.3.1 Type 10 耦合線結構

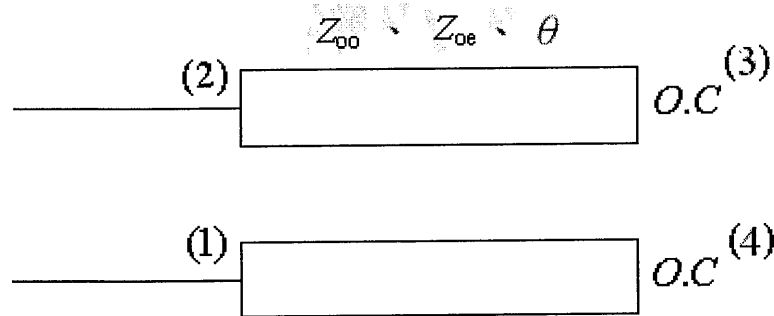


圖 2.6 對稱耦合傳輸線結構(Port 3 與 Port 4 為開路)

如圖 2.6 所示，在 1956 年 E.M.T. Jones 提出十種耦合線結構之第十型 (Type 10) 耦合線結構，其奇、偶模特性阻抗為 Z_{oo} 、 Z_{oe} ，電氣長度為 θ ，由左下至左上依序設定端埠為 1、2、3 及 4。首先將四埠矩陣列出，如式(2-27)所示

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} & Z_{14} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} & Z_{24} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} & Z_{34} \\ Z_{41} & Z_{42} & Z_{43} & Z_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix} \quad (2-27)$$

接著將式(2-27)矩陣展開可得到下列 4 式

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 + Z_{13}I_3 + Z_{14}I_4$$

$$V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 + Z_{23}I_3 + Z_{24}I_4$$

$$V_3 = Z_{31}I_1 + Z_{32}I_2 + Z_{33}I_3 + Z_{34}I_4$$

$$V_4 = Z_{41}I_1 + Z_{42}I_2 + Z_{43}I_3 + Z_{44}I_4$$

由圖 2.6 可知，由於埠 3 及 4 皆為開路，所以可以由此得到兩個初始條件：

$$I_3 = I_4 = 0$$

由此初始條件，代入 Z 阻抗參數矩陣中(2-27)，可以得到下式：

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

在此 Z 阻抗參數為：

$$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{j}{2}(Z_{oe} \cot \theta_e + Z_{oo} \cot \theta_o) & -\frac{j}{2}(Z_{oe} \cot \theta_e - Z_{oo} \cot \theta_o) \\ -\frac{j}{2}(Z_{oe} \cot \theta_e - Z_{oo} \cot \theta_o) & -\frac{j}{2}(Z_{oe} \cot \theta_e + Z_{oo} \cot \theta_o) \end{bmatrix} \quad (2-28)$$

利用轉換關係，將 (2-28) 式之參數代入其中，即可找到此電路的

ABCD 參數：

$$A = \frac{Z_{11}}{Z_{21}} = \frac{Z_{oe} \cot \theta_e + Z_{oo} \cot \theta_o}{Z_{oe} \cot \theta_e - Z_{oo} \cot \theta_o} \quad (2-29a)$$

$$D = \frac{Z_{22}}{Z_{21}} = \frac{Z_{oe} \cot \theta_e + Z_{oo} \cot \theta_o}{Z_{oe} \cot \theta_e - Z_{oo} \cot \theta_o} \quad (2-29b)$$

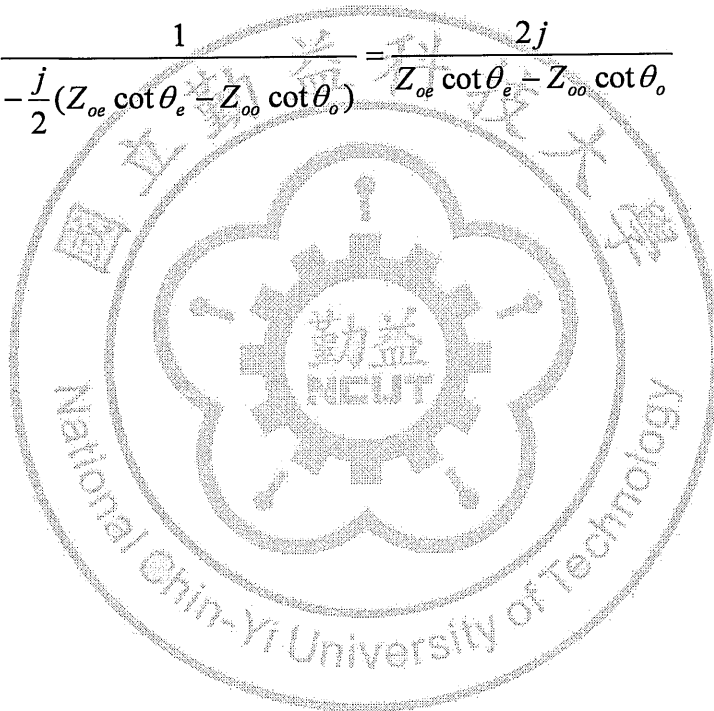
$$B = \frac{Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}}{Z_{21}}$$

$$\Rightarrow B = \left\{ \frac{\left[-\frac{j}{2}(Z_{oe} \cot \theta_e + Z_{oo} \cot \theta_o) \right]^2 - \left[-\frac{j}{2}(Z_{oe} \cot \theta_e - Z_{oo} \cot \theta_o) \right]^2}{-\frac{j}{2}(Z_{oe} \cot \theta_e - Z_{oo} \cot \theta_o)} \right\}$$

$$\Rightarrow B = \left[\begin{array}{c} -\frac{1}{4}(Z_{oe}^2 \cot^2 \theta_e + Z_{oo}^2 \cot^2 \theta_o + 2Z_{oe}Z_{oo} \cot \theta_e \cot \theta_o) \\ +\frac{1}{4}(Z_{oe}^2 \cot^2 \theta_e + Z_{oo}^2 \cot^2 \theta_o - 2Z_{oe}Z_{oo} \cot \theta_e \cot \theta_o) \\ -\frac{j}{2}(Z_{oe} \cot \theta_e - Z_{oo} \cot \theta_o) \end{array} \right]$$

$$\Rightarrow B = \frac{-2jZ_{oe}Z_{oo} \cot \theta_e \cot \theta_o}{Z_{oe} \cot \theta_e - Z_{oo} \cot \theta_o} \quad (2-29c)$$

$$C = \frac{1}{Z_{21}} = \frac{1}{-\frac{j}{2}(Z_{oe} \cot \theta_e - Z_{oo} \cot \theta_o)} = \frac{2j}{Z_{oe} \cot \theta_e - Z_{oo} \cot \theta_o} \quad (2-29d)$$



2.4 威爾京生功率分配器

無損耗性的T形接面分配器的缺點，就是所有的端埠的阻抗無法完全匹配，輸出端埠也不能完全隔離。電阻性的分配器可以使所有端埠的阻抗匹配，不過，即使這種分配器已經具有損耗性，仍然無法達到端埠間的隔離。可以知道損耗性的三端埠網路是可以同時做到所有端埠的匹配，以及輸出端埠的完全隔離。威爾京生功率分配器就是具有這種特性的三端埠網路。其特色是當所有的端埠均匹配時，整個網路是無損耗性的，也就是說這種功率分配器只消耗反射波的功率。

威爾京生功率分配器可設計為任意的功率分配，先討論等分(3 dB)的電路。通常此電路都用微帶線或夾心帶線製作，如圖 2.7(a)所示，對應的傳輸線模型則如圖 2.7(b)。分析時，先將電路以兩個簡化的電路，主輸出端各以對稱及反對稱的電源輸入，稱為「奇偶」模的分析。

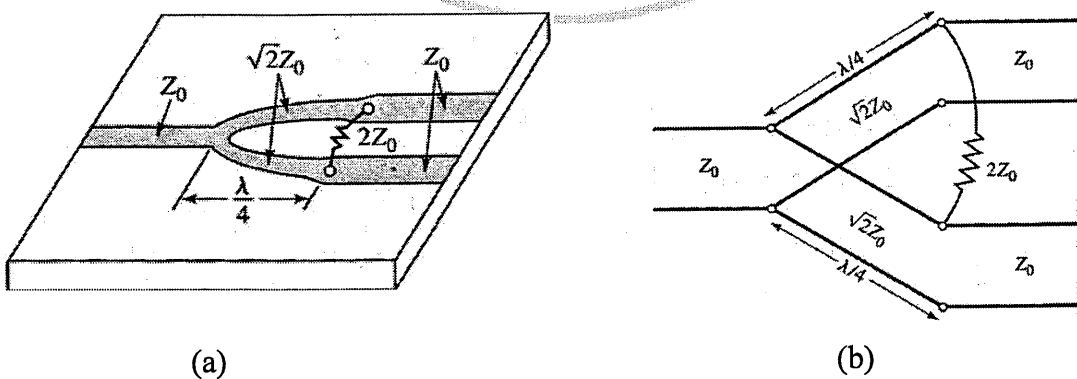


圖 2.7 威爾京生功率分配器。(a)以微帶線製作的等分功率威爾京生分配器；
(b)等效傳輸線模型

• 奇偶模對稱性分析

為分析的方便起見，將電路中所有的阻抗以特性阻抗 Z_0 正規化並將加上電源的圖 2.7(b) 的電路，重新畫於圖 2.8 中。此網路會對稱於中間的平面；其中兩個正規化阻抗值為 2 的電源電阻並聯後，其值恰為 1 表示電源的阻抗是完全匹配的。圖中四分之波長的傳輸線之正規化阻抗為 Z ，並聯的電阻之正規化阻值為 r ，下面會證明：如果是等分功率的分波器， $Z = \sqrt{2}$ 且 $r = 2$ ，如圖 2.7 所示。

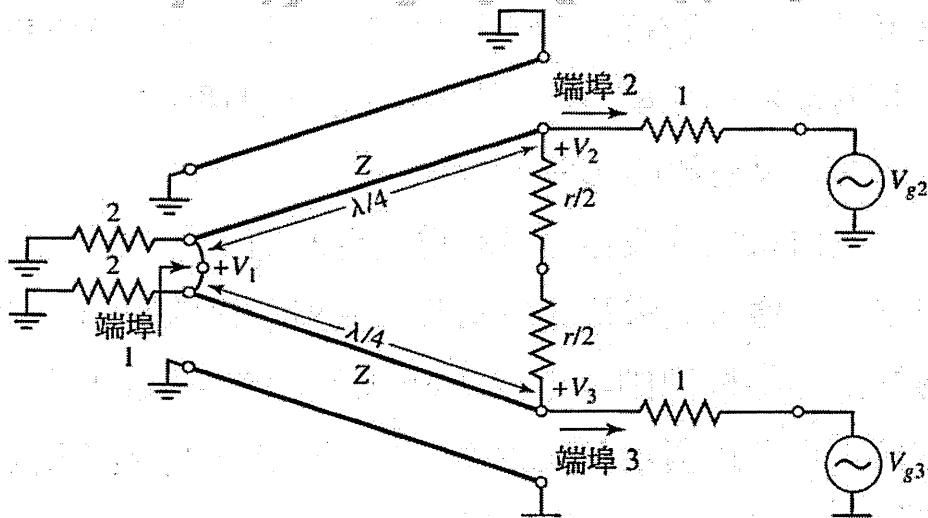
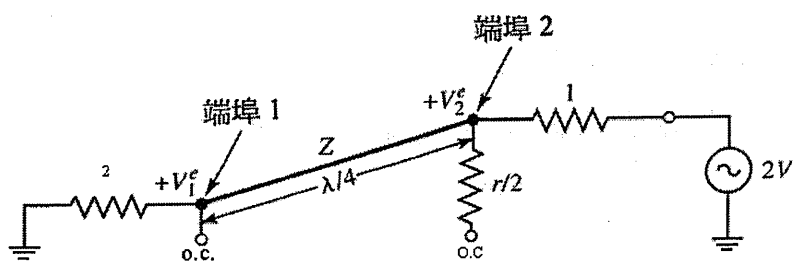
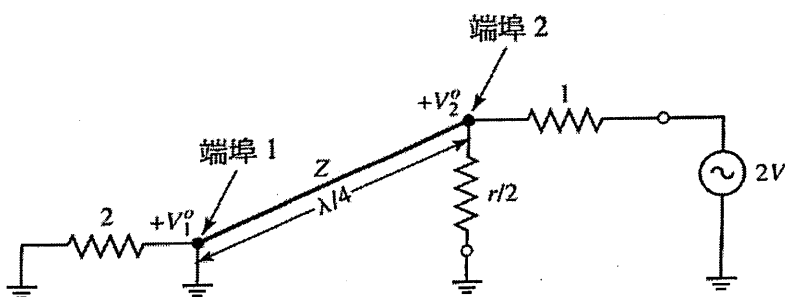


圖 2.8 阻抗正規化的對稱威爾京分功率分配器

對圖 2.8 的電路定義兩組獨立的輸入：(1) 偶對稱模， $V_{g2} = V_{g3} = 2V$ ；(2) 奇對稱模， $V_{g2} = -V_{g3} = 2V$ 。由重疊原理可知，等效的輸入是 $V_{g2} = 4V$ ， $V_{g3} = 0$ 。由此兩組輸入，即可求得該網路的 S 參數。接著以兩個輸入對稱模分析此電路。



(a)



(b)

圖 2.9 以對稱面將圖 7.9 的電路分為二個獨立電路。(a) 偶模輸入；
(b) 奇模輸入。

偶對稱模 偶對稱模輸入時， $V_{g2} = V_{g3} = 2V$ ，所以作 $V_2^e = V_3^e$ 且 $r/2$ 電阻及兩傳輸線在端埠 1 的交點均沒有電流流過。所以可將這些點「開路」（不會影響電路的操作），並將圖 2.8 的網路分割為兩個對稱的網路如圖 2.9(a) 所示（圖中省略 $\lambda/4$ 傳輸線的地線）。由於該傳輸線就像一個四分之一波長的阻抗轉換器，因此若從端埠 2 看進去，其阻抗為

$$Z_{in}^e = \frac{Z^2}{2} \quad (2.-30)$$

如果 $Z = \sqrt{2}$ ，端埠 2 的阻抗是匹配的， $Z_{in}^e = 1$ ，所以 $V_2^e = V$ 。該 $r/2$

電阻變成是多餘而無用處，因為有一端是開路。緊接著，我們可藉由傳輸方程式求出 V_1^e 。令端埠 1 為 $x=0$ ，端埠 2 為 $x=-\lambda/4$ ，則傳輸線上的電壓數學式為

$$V(x) = V^+(e^{-j\beta x} + \Gamma e^{j\beta x})$$

則

$$V_2^e = V(-\lambda/4) = jV^+(1 - \Gamma) = V \quad (2-31)$$

$$V_1^e = V(0) = V^+(1 + \Gamma) = jV \frac{\Gamma + 1}{\Gamma - 1}$$

式中的 Γ 是由端埠 1 往阻值為 2 的電阻看過去的反射係數，所以

$$\Gamma = \frac{2 - \sqrt{2}}{2 + \sqrt{2}}$$

$$V_1^e = -jV\sqrt{2} \quad (2-32)$$

奇對稱模 奇對稱模輸入時， $V_{g2} = -V_{g3} = 2V$ ，所以， $V_2^o = -V_3^o$ 沿著

圖 2.8 電路中心線的電壓為零。所以將此對稱線「短路」直接接到零

電位，並將圖 2.8 的網路分割為兩個如圖 2.9(b) 所示的對稱網路。從

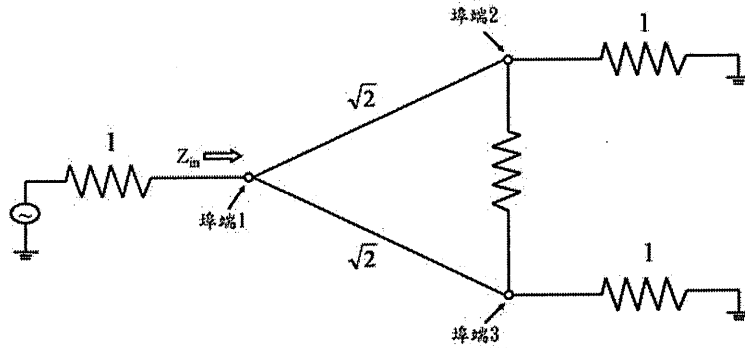
端埠 2 看進去，為 $r/2$ 的電阻與一段 $\lambda/4$ 傳輸線並聯。該傳輸線

在端埠 1 短路，因此端埠 2 看到它的阻抗為開路。所以，端埠 2 看

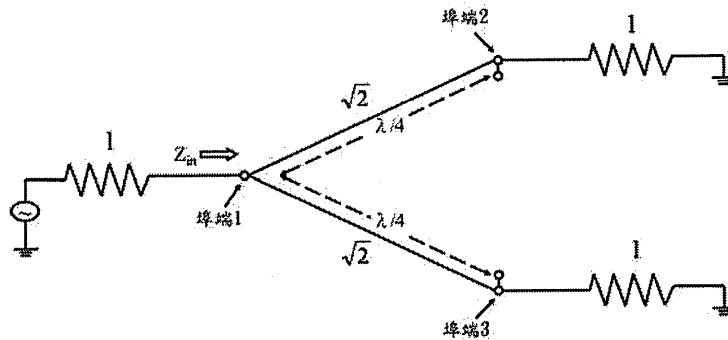
進去的總阻抗為 $r/2$ 。所以，若選擇 $r=2$ ，在奇模輸入時，端埠 2

的阻抗會完全匹配，於是 $V_2^o = V$ 且 $V_1^o = 0$ 。結論是：對奇對稱輸入模而

言，所有的功率均送入 $r/2$ 電阻，沒有任何能量到達端埠 1。



(a)



(b)

圖 2.10 分析威爾京生功率分配器以求出 S_{11} 。(a) 埠端 2 及埠端 3 接負載的威爾京生功率分配器；(b) 依對稱性將 (a) 中的電路分為二個獨立電路。

最後計算：當埠端 2 及埠端 3 均接到匹配負載時，埠端 1 的輸入阻抗為何。欲分析的網路應如圖 2.10(a) 所示，由於 $V_2 = V_3$ ，可看出此電路與偶模輸入的情況類似。所以，沒有電流流經阻值為 2 的電阻，所以該電阻可以略去不計，剩下的電路如圖 2.10(b) 所示。該電路為兩條四分之一波長傳輸線（阻抗轉換電路）的並聯，其負載的正規化阻值為 1。所以其輸入阻抗為

$$Z_m = \frac{1}{2}(\sqrt{2})^2 = 1 \quad (2-33)$$

歸納上述的結果，可知威爾京生功率分配器的S參數為

$$S_{11} = 0 \quad (\text{端埠1的 } Z_{in} = 1)$$

$$S_{22} = S_{33} = 0 \quad (\text{端埠 2 及端埠 3 對奇偶模輸入均匹配})$$

$$S_{12} = S_{21} = \frac{V_1^e + V_1^o}{V_2^e + V_2^o} = -j/\sqrt{2} \quad (\text{因互易性而對稱})$$

$$S_{13} = S_{31} = -j/\sqrt{2} \quad (\text{端埠 2 及端埠 3 對稱})$$

$$S_{23} = S_{32} = 0 \quad (\text{二分電路時短路或開路})$$

得到上述 S_{12} 的公式的原因是：當各端埠均接到匹配負載時，所有端埠的輸入阻抗均能匹配。另外：當此分配器由端埠 1 輸入電波，且兩個輸出端埠均匹配時，不會有任何的功率被電阻消耗掉；只有從端埠 2 及端埠 3 反射回來的功率才會被該電阻吸收。又因為 $S_{23} = S_{32} = 0$ ，所以端埠 2 及端埠 3 之間有完全的隔離性。

2.5 傳統枝幹耦合器

傳統枝幹耦合器為方向耦合器的一種，電路可由導波管、同軸電纜線、微帶線或集總元件製成。

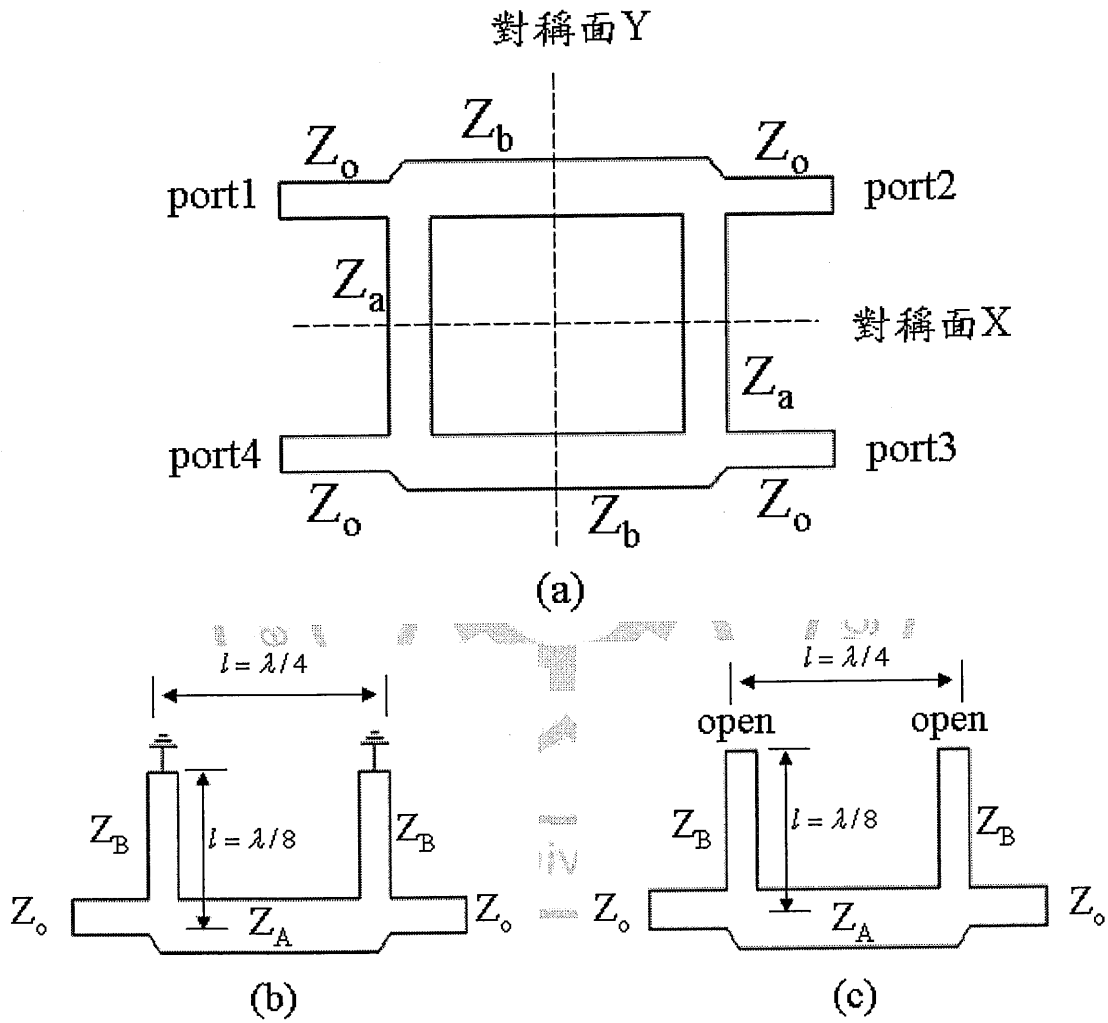


圖2.11 枝幹耦合器示意圖，(a)微帶線結構，
(b)奇模等效電路，(c)偶模等效電路

如圖 2.11(a) 所示，枝幹耦合器結構其主枝線 (Z_A) 和旁枝線 (Z_B) 均為四分之一波長的長度。假設輸入埠為第一埠，輸入信號沿著主枝微帶線傳輸至第二埠(傳輸埠)；此外，此一信號也沿著旁枝微帶

線匯流到另一主枝微帶線而到達第三埠(耦合埠);由於各耦合到第四埠之信號相位相差了 180° ，因而造成信號的抵消，稱為隔離埠。耦合埠信號的大小由旁枝的特性阻抗值決定，旁枝線阻抗愈大，耦合量愈小。

假設各埠特性阻抗為 Z_0 ，主枝幹傳輸線的特性阻抗為 Z_A ，且長度為 l_A ，而旁枝幹傳輸線的特性阻抗為 Z_B ，其長度為 l_B 。因其結構上有兩個對稱面 X 與 Y，因此， $[S]$ 矩陣只含有四個待定的散射參數 S_{11} 、 S_{21} 、 S_{31} 及 S_{41} ：

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{21} & S_{31} & S_{41} \\ S_{21} & S_{11} & S_{41} & S_{31} \\ S_{31} & S_{41} & S_{11} & S_{21} \\ S_{41} & S_{31} & S_{21} & S_{11} \end{bmatrix} \quad (2-34)$$

而且這四個特定的散射參數可由奇偶波模的散射參數決定：

$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{1}{2}(S_{11}^e + S_{11}^o), & S_{21} &= \frac{1}{2}(S_{21}^e + S_{22}^o) \\ S_{31} &= \frac{1}{2}(S_{21}^e - S_{22}^o), & S_{41} &= \frac{1}{2}(S_{11}^e - S_{11}^o) \end{aligned} \quad (2-35)$$

奇模的等效電路，如圖 2.11(b) 所示，其為長度 l_A 的傳輸線 Z_A ，而兩端各並接一段長度為 $\frac{1}{2}l_B$ 的短路傳輸線 Z_B ，為了簡化計算，考慮 l_A 和 l_B 等於四分之一波長，因此 ABCD 矩陣為：

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{odd} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -jY_B & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & jZ_A \\ jY_A & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -jY_B & 1 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} Z_A Y_B & jZ_A \\ jZ_A (Y_A^2 - Y_B^2) & Z_A Y_B \end{bmatrix} \end{aligned}$$

接著，使用二埠的網路分析式， $Z_{02} = Z_{01} = Z_0$ ，轉換ABCD矩陣為 $[S]_{odd}$ ：

$$\begin{aligned} [S]_{odd} &= \frac{1}{2A + BY_0 + CZ_0} \begin{bmatrix} BY_0 - CZ_0 & 2 \\ 2 & BY_0 - CZ_0 \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{2Z_A Y_B + jZ_A (1 + y_A^2 - y_B^2)} \begin{bmatrix} jZ_A (1 - y_A^2 + y_B^2) & 1 \\ 1 & jZ_A (1 - y_A^2 + y_B^2) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2-36)$$

同理，偶波模的等效電路，如圖 2.11(c) 所示，設其為長度 $l_A = \frac{1}{4}\lambda$ 的 Z_A 傳輸線，而在其兩端各接 $\frac{1}{8}\lambda$ 之 Z_B 開路傳輸線，因此ABCD 矩陣和散射矩陣各為

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{even} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jY_B & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & jZ_A \\ jY_A & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jY_B & 1 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} -Z_A Y_B & jZ_A \\ jZ_A (Y_A^2 - Y_B^2) & -Z_A Y_B \end{bmatrix} \\ [S]_{even} &= \frac{1}{-2Z_A Y_B + jZ_A (1 + y_A^2 - y_B^2)} \begin{bmatrix} jZ_A (1 - y_A^2 + y_B^2) & 1 \\ 1 & jZ_A (1 - y_A^2 + y_B^2) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2-37)$$

所以，由(2-35)得到：

$$S_{11} = \frac{1}{2}(S_{11}^e + S_{11}^o) = -\frac{2Z_A^2(1 - y_A^2 + y_B^2)}{(2Z_A Y_B)^2 + Z_A^2(1 + y_A^2 - y_B^2)} \quad (2-38)$$

欲使各埠輸入阻抗皆匹配，則 $S_{11} = S_{21} = S_{31} = S_{41} = 0$ ，由公式(2-38)可得

到 $y_A^2 = 1 + y_B^2$ ，此稱為匹配條件。在滿足匹配條件下，則公式(2-36)和(2-37)

可簡化為：

$$[S]_{odd} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{2z_A(y_B + j)} \\ \frac{1}{2z_A(y_B + j)} & 0 \end{bmatrix} \quad (2-39)$$

$$[S]_{even} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{2z_A(y_B - j)} \\ -\frac{1}{2z_A(y_B - j)} & 0 \end{bmatrix} \quad (2-40)$$

因此，在中心頻率時，(2-34)式可化為

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & jz_B & 1 & 0 \\ jz_B & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & jz_B \\ 0 & 1 & jz_B & 0 \end{bmatrix} \quad (2-41)$$

其中 $z_A = Z_A/Z_0$ ， $z_B = Z_B/Z_0$ 。 $S_{11} = S_{21} = S_{31} = S_{41} = 0$ 表示其在中心頻率時，

各埠均為阻抗匹配； $S_{41} = S_{14} = 0$ 表示第一埠與第四埠相互隔絕， $S_{23} = S_{32}$

$= 0$ 表示第二埠與第三埠相互隔絕； $|S_{31}| = (1 + z_B^2)^{-1/2}$ 為耦合量，與旁枝

幹阻抗 Z_B 有關，代表旁枝幹阻抗 Z_B 控制耦合量的大小； $\frac{S_{21}}{S_{31}} = jz_B$ 表示

傳輸埠領先耦合埠 90° 相位，且功率分配比為 $z_B^2 : 1$ 。

要設計一個功率耦合量 $C(\text{dB})$ 的枝幹耦合器，主枝幹特性阻抗 Z_A

與旁枝幹特性阻抗 Z_B 分別為：

$$Z_A = Z_0 \sqrt{1-c^2} \quad (2-42)$$

$$Z_B = Z_0 \frac{\sqrt{1-c^2}}{c}, \quad c = 10^{-|C|/20} \quad (2-43)$$

主枝幹長度與旁枝幹長度分別為 $l_A = \frac{1}{4}\lambda_A$ 、 $l_B = \frac{1}{4}\lambda_B$ ， λ_A 與 λ_B 分別為在中心頻率時，相對應於阻抗 Z_A 與 Z_B 之波長。但是，奇模和偶模的相位速度不同，因此，在中心頻率其波長亦有所不同，其分別為

$$\lambda_{\text{even}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff},e}}}, \quad \lambda_{\text{odd}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff},d}}}。$$

因此，當長度 λ_A 與 λ_B 取奇模和偶模波長的平均值，即

$$l_A = \frac{1}{8}(\lambda_{\text{even},A} + \lambda_{\text{odd},A}), \quad l_B = \frac{1}{8}(\lambda_{\text{even},B} + \lambda_{\text{odd},B})$$

公式(2-42)和(2-43)並不考慮主枝幹與旁枝幹連接處不連續電路的寄生效應。因此，板材的介質損耗和金屬損耗也不包含在內。若是操作頻率較低($< 1 \text{ GHz}$)時，這些效應可省略不計；但若頻率較高時，高頻效應的影響將會越來越明顯，則必須考慮此效應來做更精確的修正。

第三章 運用縮小化技術結構之被動元件

3.1 縮小化 T 型枝幹耦合器設計

如圖 3.1(a) 所示，為單一傳輸線，以傳輸矩陣(ABCD)表示如式 (3-1)，其中傳輸線特性阻抗為 Z_{TL} ，特性導納為 Y_{TL} ，電氣長度為 θ_{TL} 。

圖 3.1(b) 為縮小化 T 型傳輸線，特性阻抗為 Z_o ，特性導納為 Y_o ， θ_o 為電氣長度，C 為電容，以傳輸矩陣(ABCD)表示如式(3-2)，經化簡後得式(3-3)。

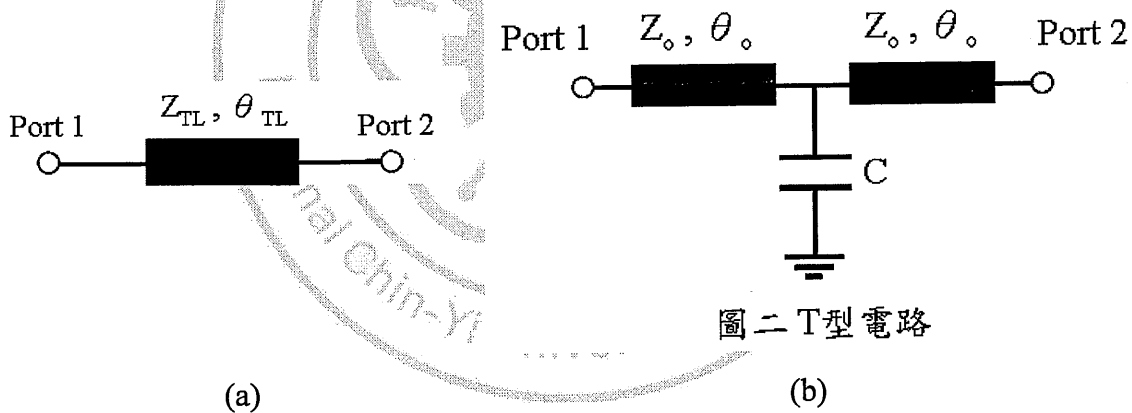


圖3.1 傳輸線，(a) 微帶線結構，(b) 等效T型電路

$$\begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{TL} & jZ_{TL} \sin \theta_{TL} \\ jY_{TL} \sin \theta_{TL} & \cos \theta_{TL} \end{bmatrix} \quad (3-1)$$

$$\begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_o & jZ_o \sin \theta_o \\ jY_o \sin \theta_o & \cos \theta_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\omega C & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta_o & jZ_o \sin \theta_o \\ jY_o \sin \theta_o & \cos \theta_o \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

$$\begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \begin{pmatrix} \cos^2 \theta_o & -\sin^2 \theta_o \\ -\omega C Z_o \cos \theta_o \sin \theta_o \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} 2j Z_o \cos \theta_o \sin \theta_o \\ -j \omega C Z_o^2 \sin^2 \theta_o \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} 2j Y_o \sin \theta_o \cos \theta_o \\ +j \omega C \cos^2 \theta_o \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} \cos^2 \theta_o & -\sin^2 \theta_o \\ -\omega C Z_o \cos \theta_o \sin \theta_o \end{pmatrix} \end{bmatrix} \quad (3-3)$$

將式(3-1)與式(3-3)兩式進行等效，移項後可得特性阻抗 Z_o 與電容 C 之關係式，如式(3-4)和式(3-5)所示，觀察此二式可知，若給定單一傳輸線特性阻抗 Z_{TL} 、電氣長度 θ_{TL} 與縮小化 T 型傳輸線之電氣長度 θ_o 和角頻率 ω ，即可求出縮小化 T 型傳輸線特性阻抗 Z_o 與電容 C 。

$$Z_o = \frac{Z_{TL} \sin \theta_{TL} \cot \theta_o}{1 + \cot \theta_{TL}} \quad (3-4)$$

$$C = \frac{2 \cos^2 \theta_o (1 + \cos \theta_{TL}) - 1 - \cos \theta_{TL} (2 + \cos \theta_{TL})}{\omega \sin \theta_{TL} \cos^2 \theta_o Z_{TL}} \quad (3-5)$$

以上述等效電路運用於傳統的枝幹耦合器，如圖 3.2 所示。由圖 3.2 中，左右兩邊傳輸線假設為 A，上下傳輸線假設為 B，電路可設計成三種。

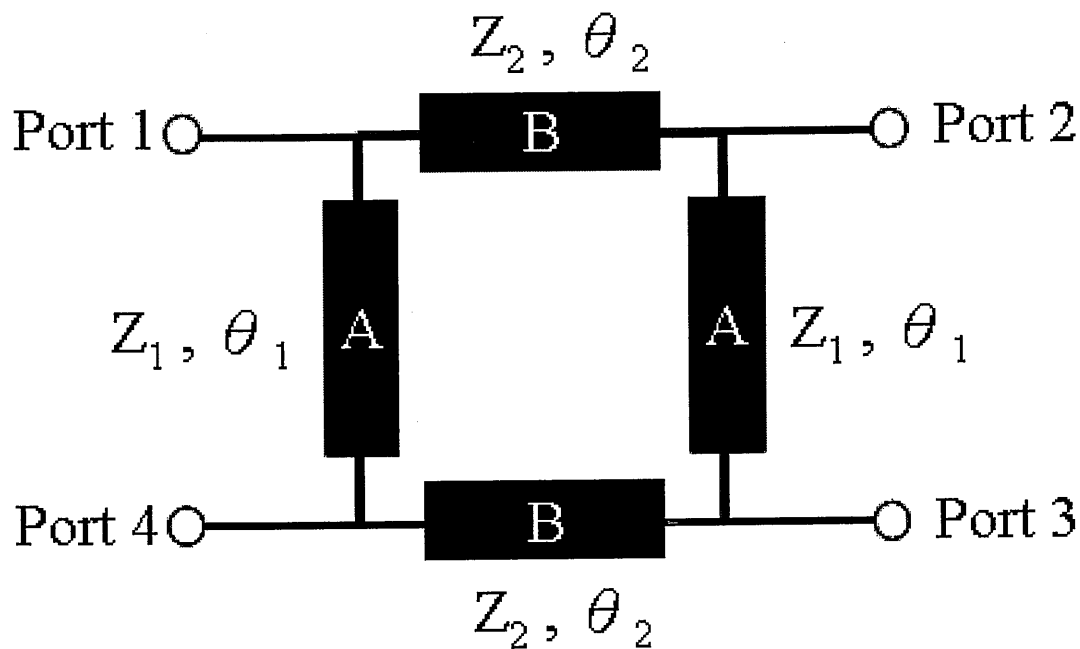


圖 3.2 傳統枝幹耦合器

電路一：將傳輸線 A 進行縮小化，電路二：將傳輸線 B 進行縮小化，電路三：將傳輸線 A 與傳輸線 B 進行縮小化。其中傳輸線 A 特性阻抗為 Z_1 ， θ_1 為電氣長度，傳輸線 B 特性阻抗為 Z_2 ， θ_2 為電氣長度。其傳輸線 $Z_1 = 50 \Omega$ 與 $Z_2 = 37.37 \Omega$ ，電氣長度 $\theta_1 = \theta_2 = 90^\circ$ ，設計電路中心頻率為 925 MHz，實際電路製作以 FR-4 雙面板材進行，板材厚度為 1.6 mm，相對介電常數 ϵ_r 為 4.3，輸入與輸出埠特性阻抗為 50 Ω ，並以電磁模擬軟體 (IE3D) 進行模擬。

- 電路一：傳輸線 A 等效 T 型，中心頻率為 925MHz

如圖 3.3，將枝幹耦合器傳輸線 A 等效 T 型電路，首先給定傳輸線 $Z_1 = 50 \Omega$ 及電氣長度 $\theta_1 = 90^\circ$ ，中心頻率 925 MHz 等條件代入式(3-4)及式(3-5)。為使電容方便取得，經多次計算後，當電容 $C_A = 2.7 \text{ pF}$ 時，其對應電氣長度 $\theta_{1A} = 25^\circ$ ，可計算出縮小化 T 型傳輸線特性阻抗 $Z_{1A} = 107.23 \Omega$ 。

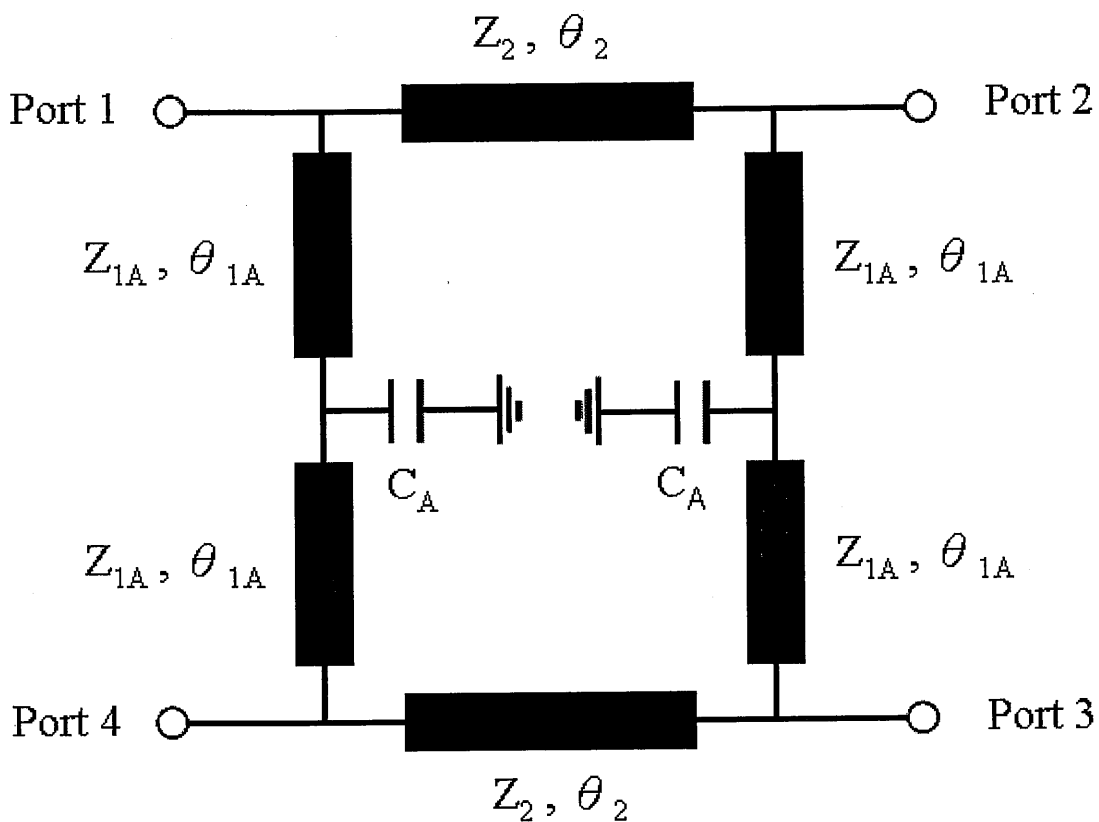


圖 3.3 T 型枝幹耦合器 ($C_A = 2.7 \text{ pF}$)

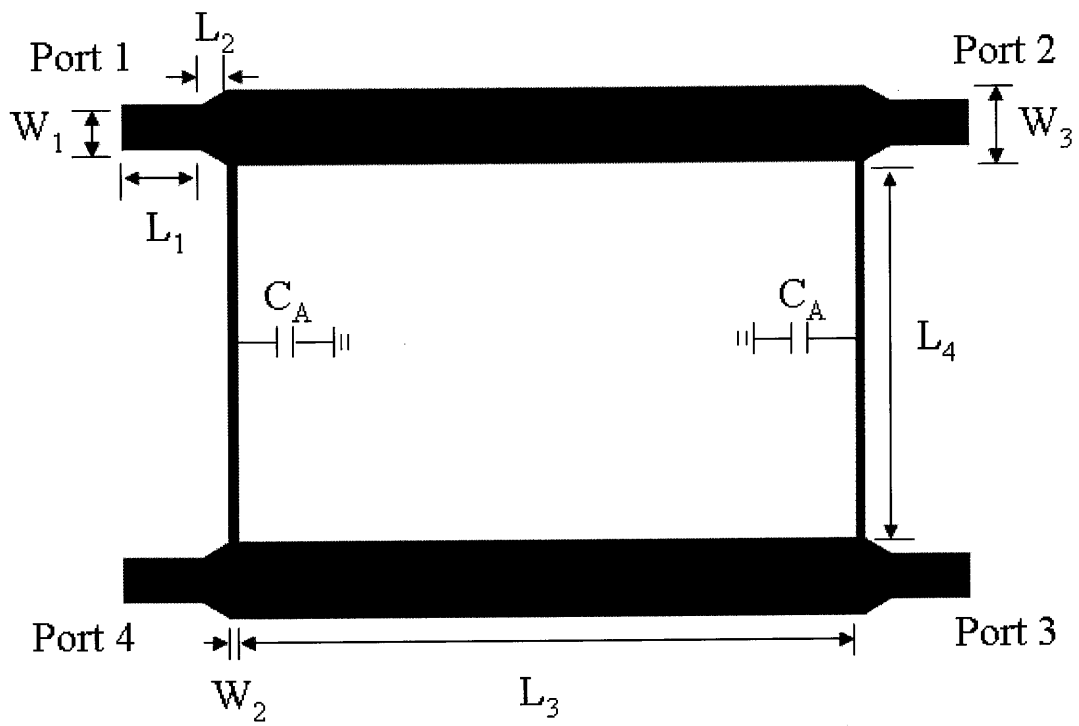


圖 3.4 T 型枝幹耦合器結構 ($C_A = 2.7\text{pF}$)

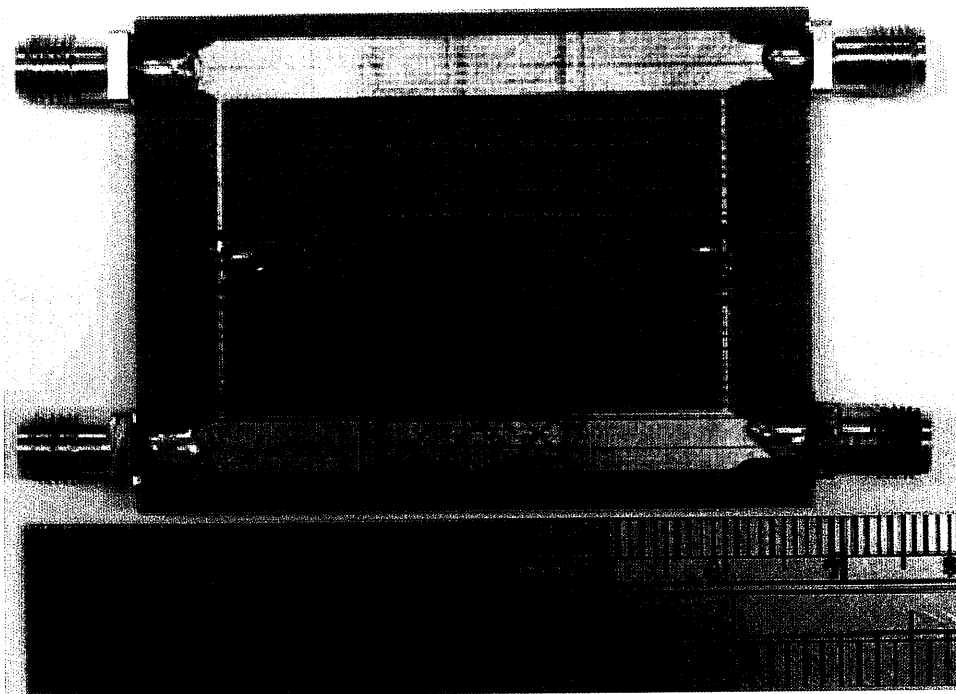


圖 3.5 電路實體圖 $42.82\text{ mm} \times 37.46\text{ mm}$ ($C_A = 2.7\text{pF}$)

經上述公式證明，進行枝幹耦合器之設計與測量。圖 3.4 為枝幹耦合器之電路佈線圖，中心頻率為 925 MHz，以電磁模擬軟體 IE3D 內含之 Line Gauge 計算其傳輸線之長度與寬度，可得 $L_1 = 5.52 \text{ mm}$ 、 $L_2 = 1.72 \text{ mm}$ 、 $L_3 = 42.82 \text{ mm}$ 、 $L_4 = 26.86 \text{ mm}$ 、 $W_1 = 3.11 \text{ mm}$ 、 $W_2 = 0.59 \text{ mm}$ 、 $W_3 = 5.3 \text{ mm}$ 。實際電路如圖 3.5 所示，尺寸為 $56.82 \text{ mm} \times 37.46 \text{ mm}$ ，縮小比率為 63.2 %。

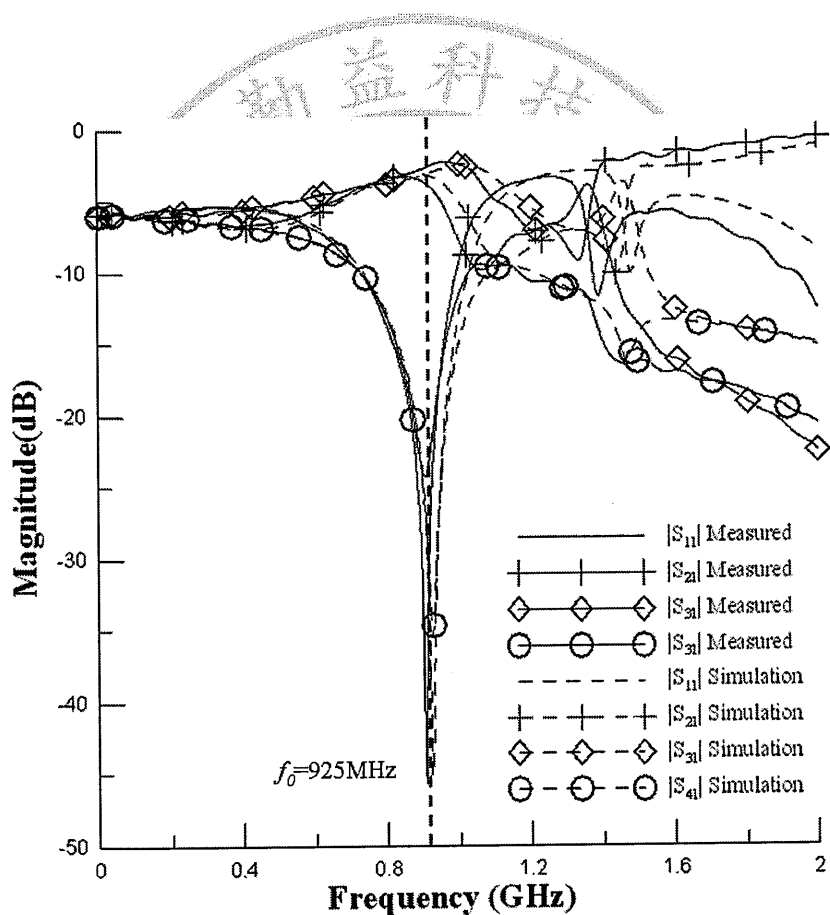


圖 3.6 電路模擬與測量之頻率響應 ($C_A = 2.7 \text{ pF}$)

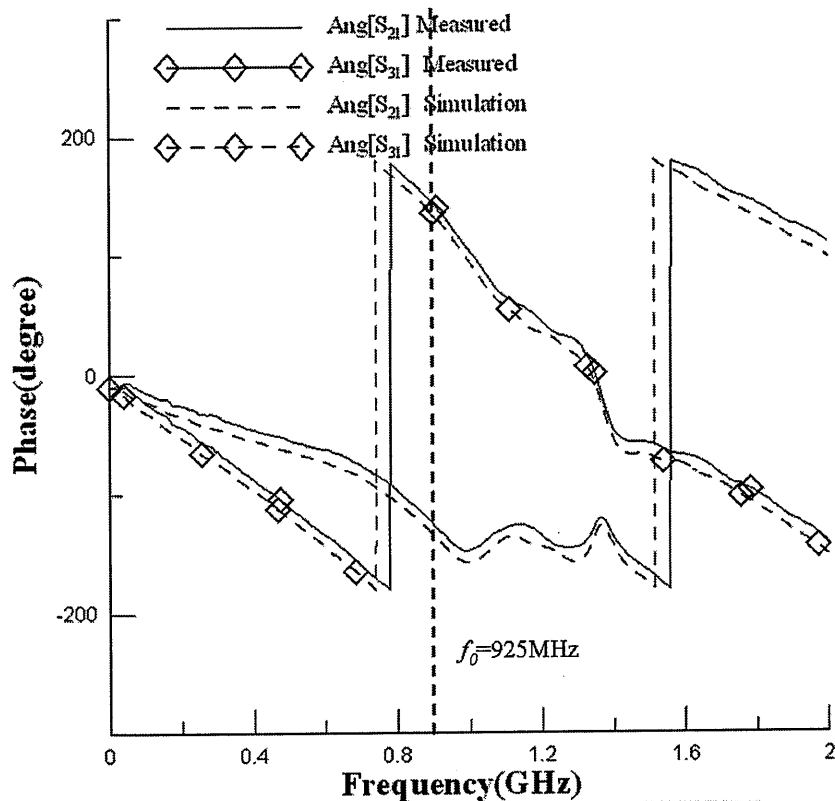


圖 3.7 電路模擬與測量之相位 ($C_A = 2.7\text{pF}$)

電路模擬與測量之頻率響應如圖 3.6 所示，實線表示實際測量結果，虛線表示 IE3D 模擬之結果，若 $|S_{11}|$ 以 -10 dB 為參考，其量測值之頻率範圍為 0.73 ~ 0.99 GHz， $|S_{41}|$ 以 -10 dB 為參考，其量測值之頻率範圍為 0.73 ~ 1.02 GHz，在中心頻率 925 MHz 時， $|S_{11}| = -23.62\text{ dB}$ ， $|S_{21}| = -4.13\text{ dB}$ ， $|S_{31}| = -2.49\text{ dB}$ ， $|S_{41}| = -21.33\text{ dB}$ 。

圖 3.7 為電路模擬與測量之 $\angle S_{21}$ 和 $\angle S_{31}$ 相位圖，實線表示實際測量結果，虛線表示 IE3D 模擬之結果在中心頻率 925 MHz 其 $\angle S_{21} = -142.47^\circ$ ， $\angle S_{31} = 125.69^\circ$ ，相位差為 91.84° 。

- 電路二：傳輸線 B 等效 T 型，中心頻率為 925MHz。

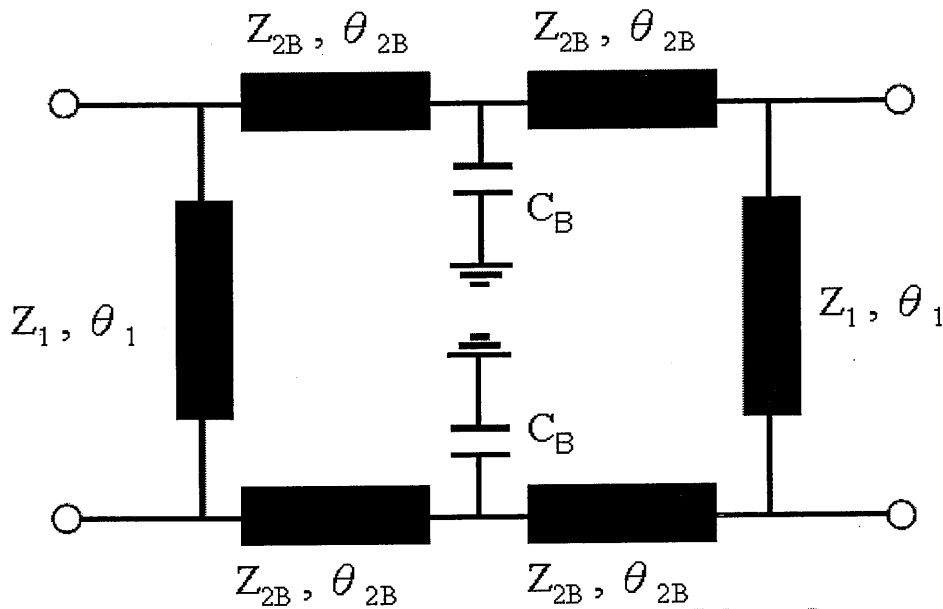


圖 3.8 T 型枝幹耦合器($C_B=4.3\text{pF}$)

如圖 3.8，枝幹耦合器傳輸線 B 等效 T 型電路，首先給定傳輸線 $Z_2=35.35\ \Omega$ 及電氣長度 $\theta_2=90^\circ$ ，中心頻率 925 MHz 等條件代入式(3-4)及式(3-5)。為使電容方便取得，經多次計算後，當電容 $C_B=4.3\ \text{pF}$ 時，所對應之電氣長度 $\theta_B=19^\circ$ ，可計算出縮小化 T 型傳輸線特性阻抗 $Z_{2B}=107.23\ \Omega$ ，其結果頻率相差 0.1 GHz，為了改善頻率響應，將四條傳輸線都縮小 0.89%，即可達到最佳化的結果。

經由上述公式證明，進行枝幹耦合器之設計與測量。以電磁模擬軟體 IE3D 進行模擬。圖 3.9 為枝幹耦合衰減器之電路佈線圖，中心頻率為 925 MHz，以電磁模擬軟體 IE3D 內含之 Line Gauge 計算其傳輸線之長度與寬度，可得 $L_1=4\ \text{mm}$ 、 $L_2=1.75\ \text{mm}$ 、 $L_3=24.28\ \text{mm}$ 、 $L_4=38.09$

mm、 $W_1 = 3.11$ mm、 $W_2 = 3.1$ mm、 $W_3 = 0.67$ mm。實際電路如圖 3.10

所示，其尺寸為 35.78 mm \times 41.87 mm，縮小比率為 37.7%。

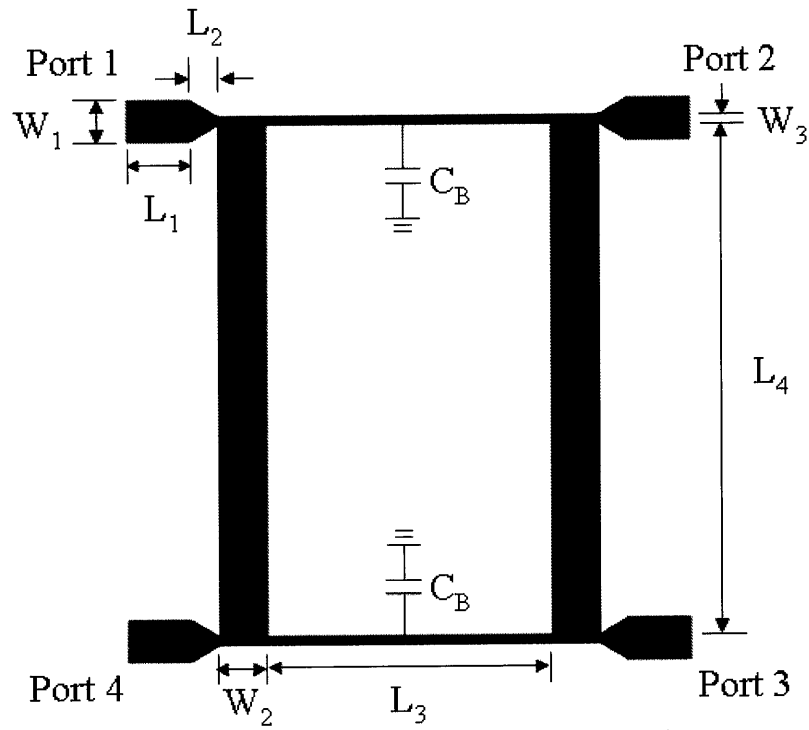


圖 3.9 T 型枝幹耦合器結構 ($C_B = 4.3$ pF)

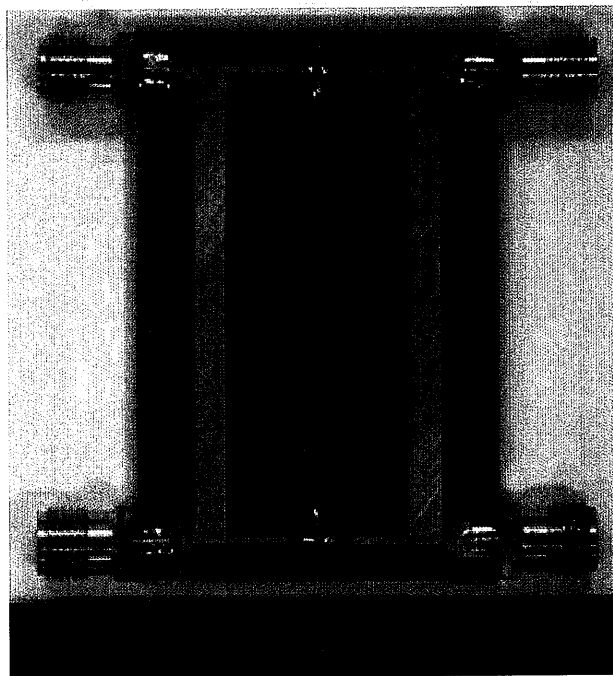


圖 3.10 電路實體圖 24.28 mm \times 39.43 mm ($C_B = 4.3$ pF)

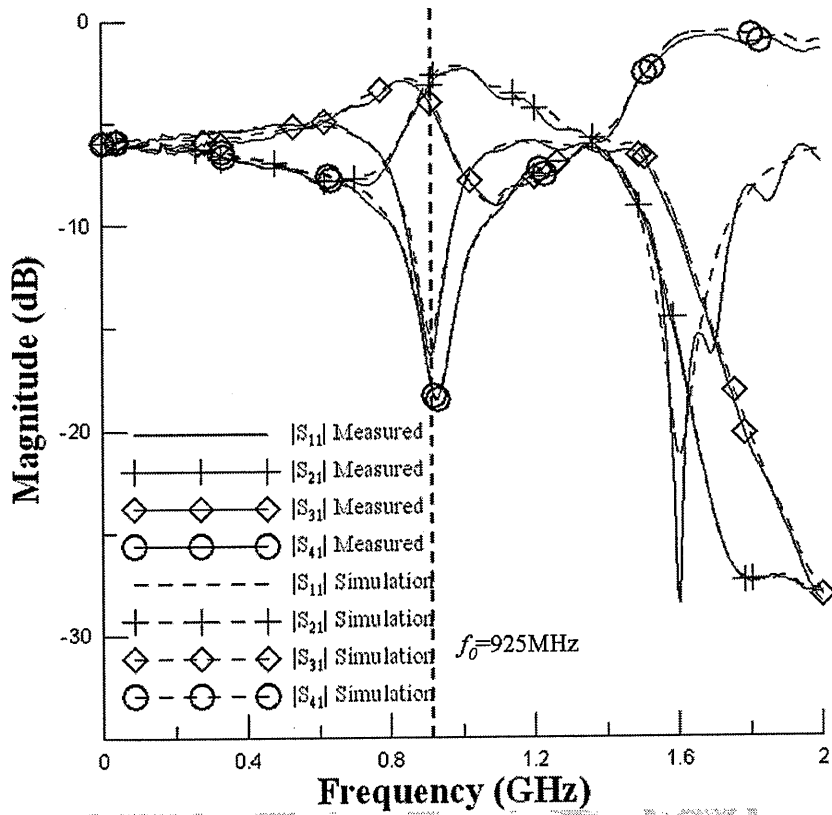


圖 3.11 電路模擬與測量之頻率響應($C_B = 4.3\text{pF}$)

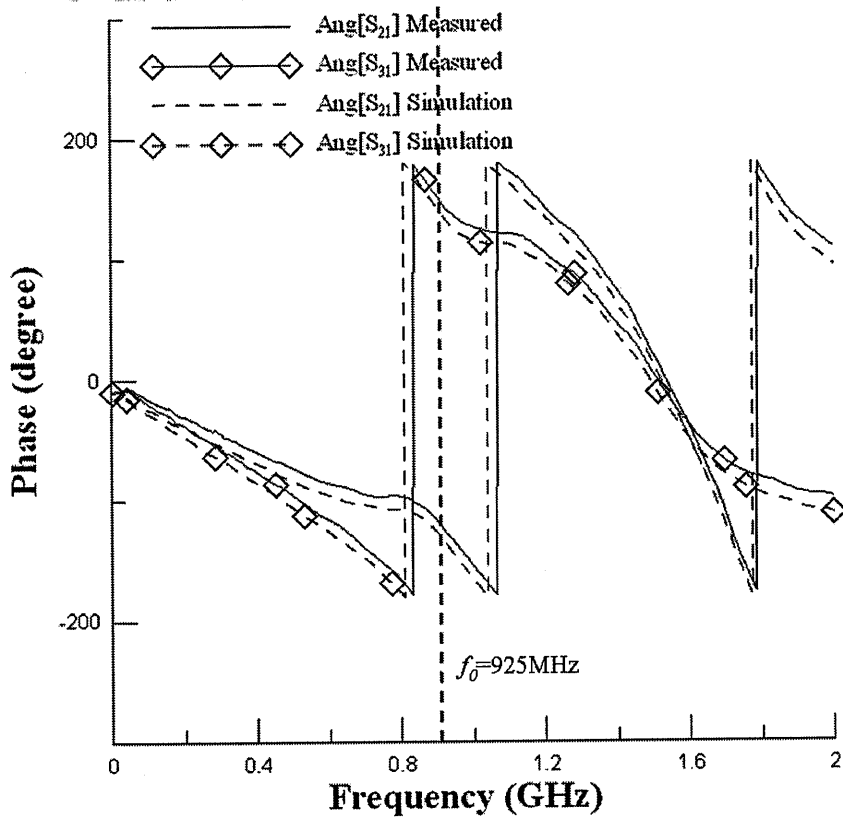


圖 3.12 電路模擬與測量之相位($C_B = 4.3\text{pF}$)

電路模擬與測量之頻率響應如圖 3.11 所示，實線表示實際測量結果，虛線表示 IE3D 模擬之結果，若 $|S_{11}|$ 以-10 dB 為參考，量測值之頻率範圍為 0.85 ~ 0.97 GHz， $|S_{41}|$ 以-10 dB 為參考，量測值之頻率範圍為 0.81 ~ 1.06 GHz，在中心頻率 925 MHz 時， $|S_{11}| = -14.69$ dB， $|S_{21}| = -2.61$ dB， $|S_{31}| = -4.25$ dB， $|S_{41}| = -18.45$ dB。

圖 3.12 所示為電路模擬與測量之 $\angle S_{21}$ 和 $\angle S_{31}$ 相位圖，實線表示實際測量結果，虛線表示 IE3D 模擬之結果，在中心頻率 925 MHz 其 $\angle S_{21} = -136.85^\circ$ ， $\angle S_{31} = 132.37^\circ$ ，相位差為 90.78° 。

- 電路三：傳輸線 A 與傳輸線 B 等效 T 型，中心頻率為 925MHz。

如圖 3.13，枝幹耦合器傳輸線 A 與傳輸線 B 等效 T 型電路，首先給定傳輸線 $Z_1 = 50 \Omega$ 、 $Z_2 = 35.35 \Omega$ 及電氣長度 $\theta_1 = \theta_2 = 90^\circ$ ，中心頻率 925 MHz 等條件代入(3-4)和(3-5)式。為使電容方便取得，經多次計算當電容為 $C_A = 2.7$ pF 與 $C_B = 4.3$ pF 時，所對應之電氣長度 $\theta_{1A} = 25^\circ$ 、 $\theta_{2B} = 19^\circ$ ，方可計算出 $Z_{1A} = 107.23 \Omega$ 、 $Z_{2B} = 102.66 \Omega$ 。

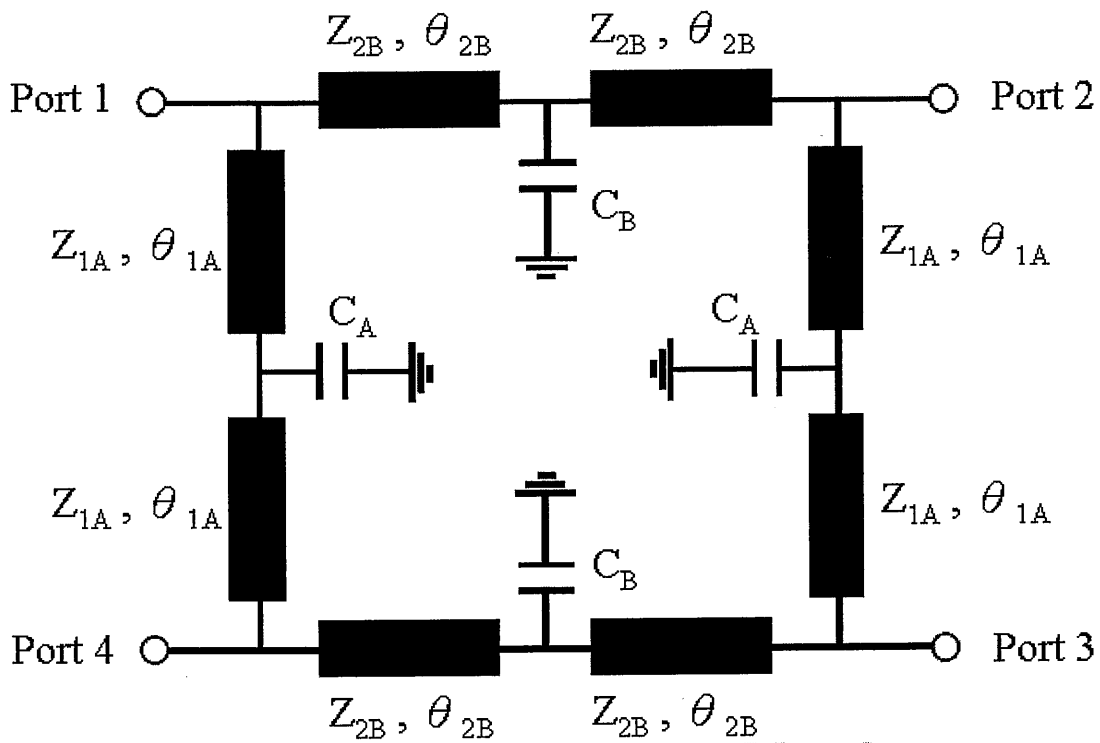


圖 3.13 T 型枝幹耦合器 ($C_A=2.7\text{pF}$ 、 $C_B=4.3\text{pF}$)

經由上述公式證明，進行枝幹耦合器之設計與測量。以電磁模擬軟體 IE3D 進行模擬。圖 3.14 為枝幹耦合衰減器之電路佈線圖，中心頻率為 925 MHz，以電磁模擬軟體 IE3D 內含之 Line Gauge 計算其傳輸線之長度與寬度，可得 $L_1=5.52\text{ mm}$ 、 $L_2=1.75\text{ mm}$ 、 $L_3=19.9\text{ mm}$ 、 $L_4=31.26\text{ mm}$ 、 $W_1=3.11\text{ mm}$ 、 $W_2=0.67\text{ mm}$ 、 $W_3=0.67\text{ mm}$ 。實際電路如圖 3.15 所示，其尺寸為 $33.9\text{ mm} \times 35.04\text{ mm}$ ，縮小比率為 25.6%。

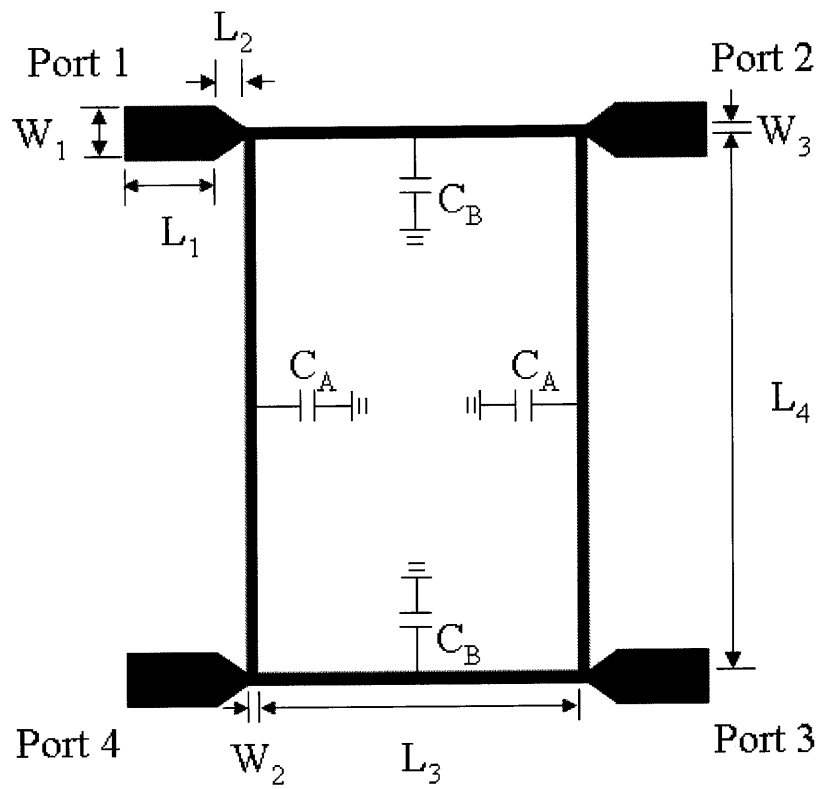


圖 3.14 T 型枝幹耦合器結構 ($C_A=2.7\text{pF}$ 、 $C_B=4.3\text{pF}$)

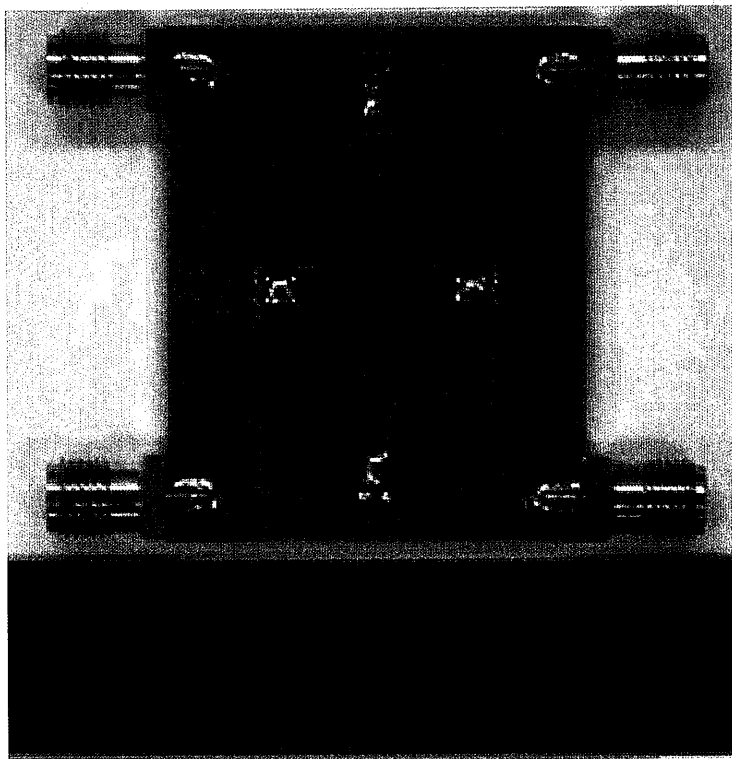


圖 3.15. 電路實體圖 $19.9\text{mm} \times 32.6\text{mm}$ ($C_A=2.7\text{pF}$ 、 $C_B=4.3\text{pF}$)

電路模擬與測量之頻率響應如圖 3.16 所示，實線表示實際測量結果，虛線表示 IE3D 模擬之結果，若 $|S_{11}|$ 以-10 dB 為參考點，其量測值之頻率範圍為 0.71 ~ 0.95 GHz， $|S_{41}|$ 以-10 dB 為參考點，其量測值頻率範圍為 0.72 ~ 0.96 GHz，在中心頻率 925 MHz 時， $|S_{11}| = -12.23$ dB， $|S_{21}| = -3.16$ dB， $|S_{31}| = -4.17$ dB， $|S_{41}| = -13.44$ dB。

圖 3.17 所示為電路模擬與測量之 $\angle S_{21}$ 和 $\angle S_{31}$ 相位頻率響應圖，實線表示實際測量結果，虛線表示 IE3D 模擬之結果，在中心頻率 925 MHz 其 $\angle S_{21} = -167.42^\circ$ ， $\angle S_{31} = 106.25^\circ$ ，相位差為 86.33° ，顯示模擬與測量結果相當一致性。實作以電磁模擬軟體 IE3D 進行，其結果與使用推導式所得之理論是一致。

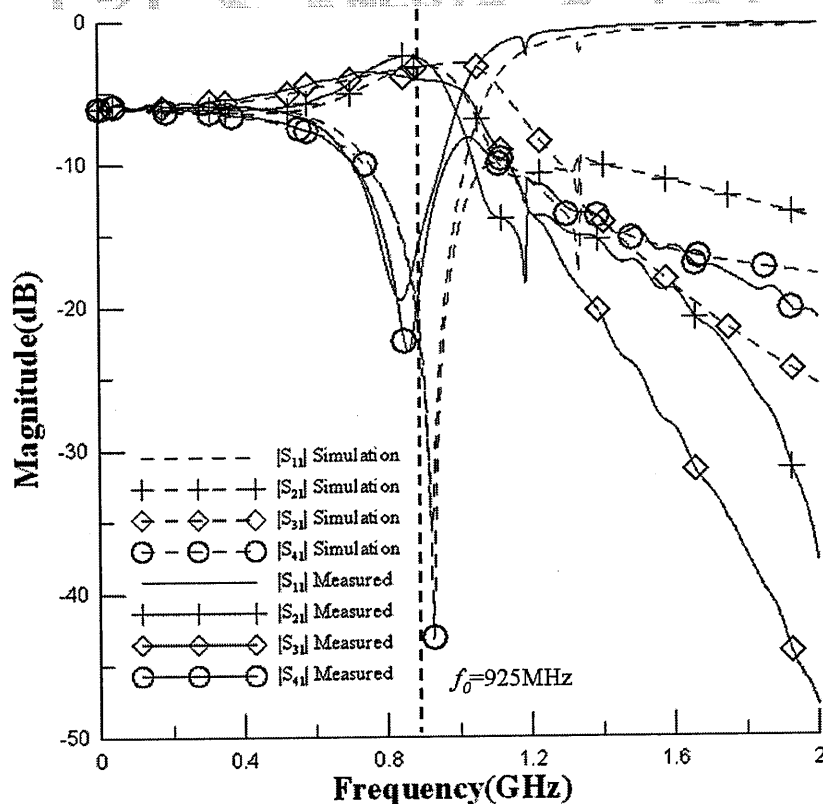


圖 3.16 電路模擬與測量之頻率響應($C_A=2.7$ pF、 $C_B=4.3$ pF)

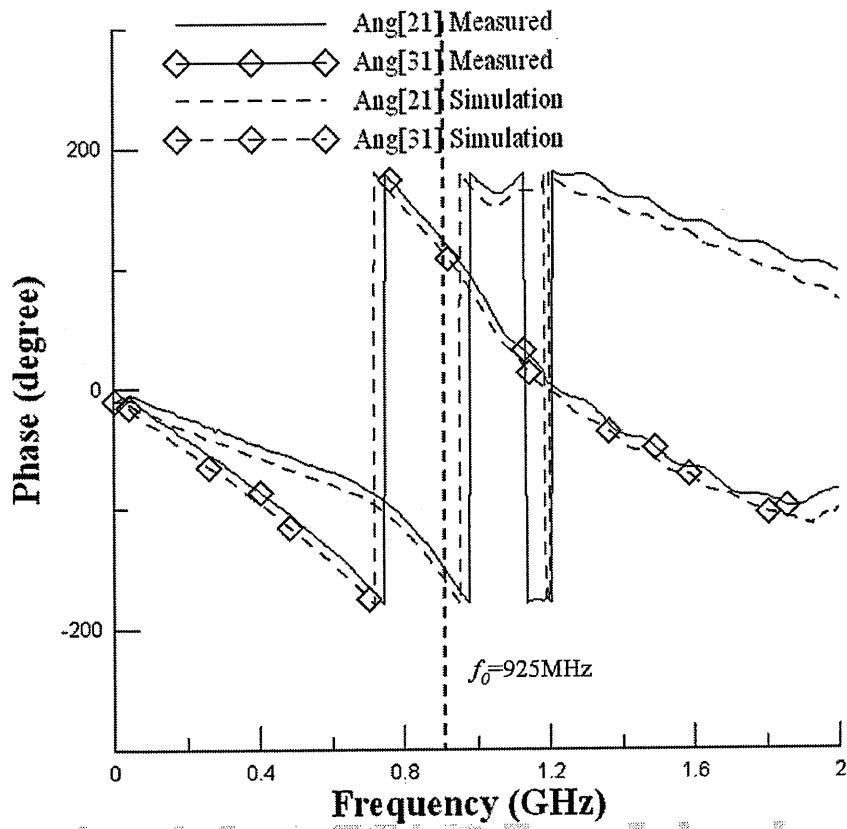


圖 3.17 電路模擬與測量之相位($C_A=2.7\text{pF}$ 、 $C_B=4.3\text{pF}$)



3.2 運用橢圓低通結構之縮小化技術

利用單一傳輸線，以橢圓低通結構取代若干傳輸線段如圖 3.18 所示，其中 Z_1 為傳輸線之特性阻抗， θ_1 為電氣長度， L 、 C_1 與 C_2 為橢圓低通結構之元件。

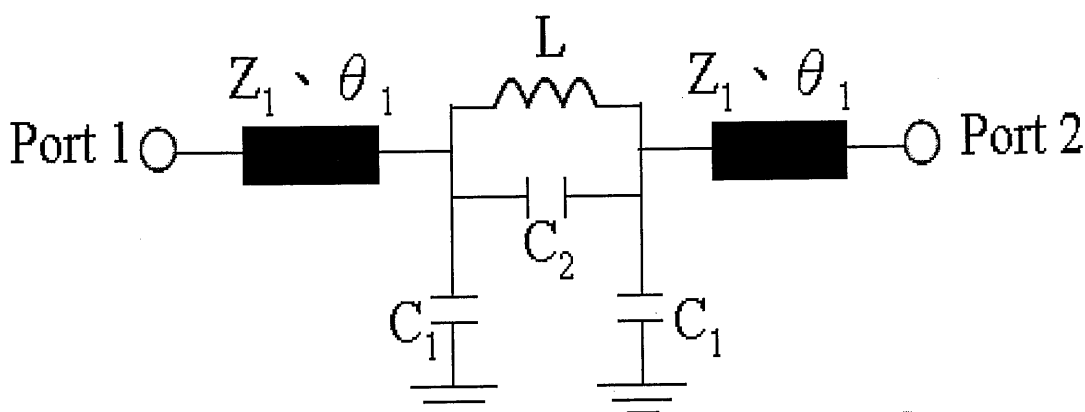


圖 3.18 π 型等效電路

首先對橢圓低通結構以傳輸矩陣(ABCD)表示如式(3-6)，即可算出 S_{21} 、 θ_{21} 如式(3-7)與式(3-8)，再經由式(3-9)即可得 θ_1 ，其中 $Z_{TL} = Z_1$ 。而式(3-10)與式(3-11) 為橢圓低通結構中電感(L_n)與電容(C_n)與原型的電感 l_n 與電容 c_n 值之轉換式。

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{\omega^2 LC_1 C_2}{C_2 - \omega^2 LC_2^2} & \frac{j\omega LC_2}{C_2 - \omega^2 LC_2^2} \\ 2j\omega C_1 - \frac{j\omega^3 LC_1^2 C_2}{C_2 - \omega^2 LC_2^2} & 1 - \frac{\omega^2 LC_1 C_2}{C_2 - \omega^2 LC_2^2} \end{bmatrix} \quad (3-6)$$

$$S_{21} = \frac{\left(4(-1 + \omega^2 LC_2)(-1 + \omega^2 LC_1 + \omega^2 LC_2)Z_0^2 - 2j\omega Z_0[L + 2C_1 Z_0^2] \right)}{\left(-\omega^2 L(C_1^2 Z_0^2 - 2\omega^2 LC_1 C_2^2 Z_0^2 + C_2(L + 4C_1 Z_0^2 + \omega^2 LC_1^2 Z_0^2)) \right)} \quad (3-7)$$

$$(1 + \omega^2 C_1^2 Z_0^2)[\omega^2 L^2 + Z_0^2(\omega^2 LC_1 + 2\omega^2 LC_2 - 2)^2]$$

$$\theta_{21} = \tan^{-1} \frac{\left(4(-1 + \omega^2 LC_2)(-1 + \omega^2 LC_1 + \omega^2 LC_2)Z_0^2 \right)}{\left(-2\omega Z_{TL}[L + 2C_1 Z_{TL}^2 - \omega^2 L(C_1^2 Z_{TL}^2 - 2\omega^2 LC_1 C_2^2 Z_{TL}^2 + C_2(L + 4C_1 Z_{TL}^2 + \omega^2 LC_1^2 Z_{TL}^2))] \right)} \quad (3-8)$$

$$\theta_1 = \theta_{TL} - \theta_{21} \quad (3-9)$$

$$L_n = \frac{Z_{TL} l_n}{2\pi f_c} \quad (3-10)$$

$$C_n = \frac{c_n}{2\pi f_c Z_{TL}} \quad (3-11)$$

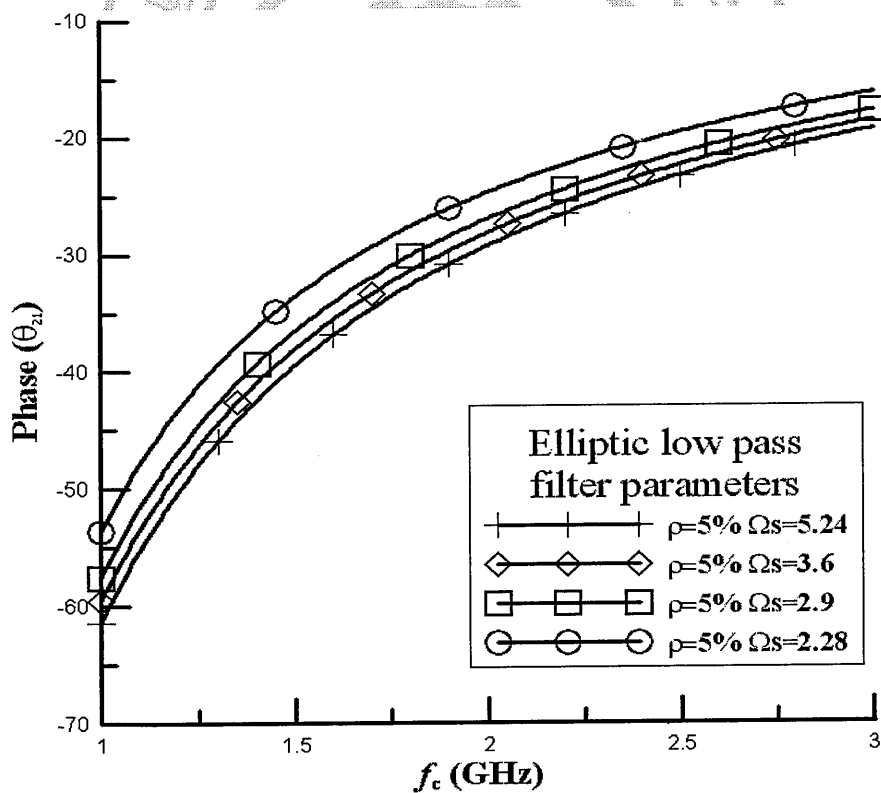


圖 3.19(a) 橢圓低通結構相位設計曲線
($\rho=5\%$, $\Omega_s 5.24、3.6、2.9、2.28$)

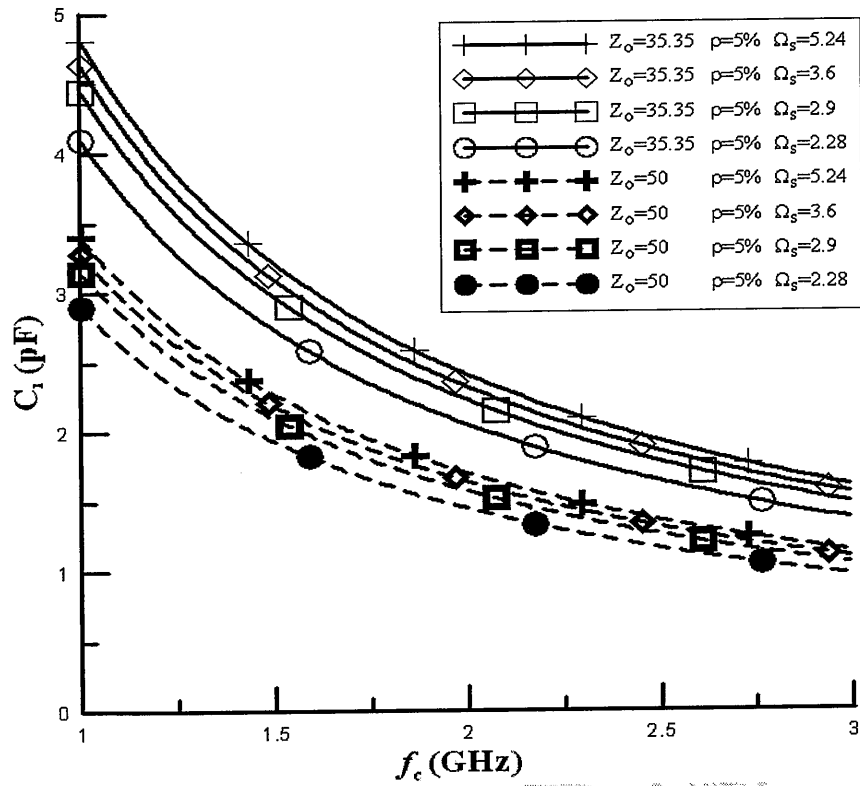


圖 3.19(b) 橢圓低通結構並聯電容(C_1)設計曲線

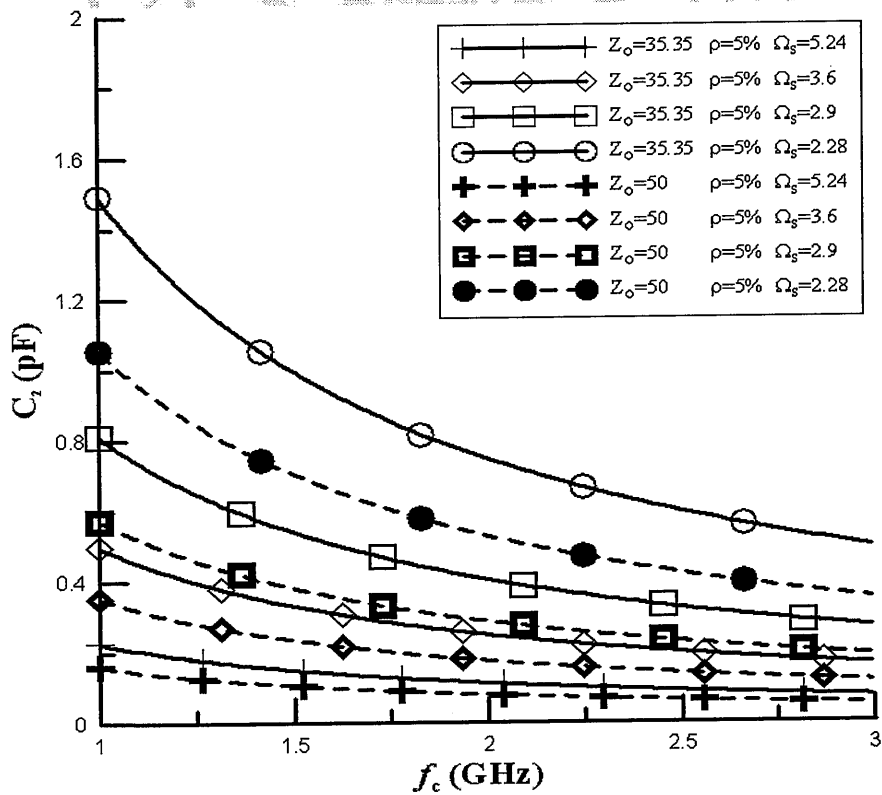


圖 3.19(c) 橢圓低通結構串聯電容(C_2)設計曲線

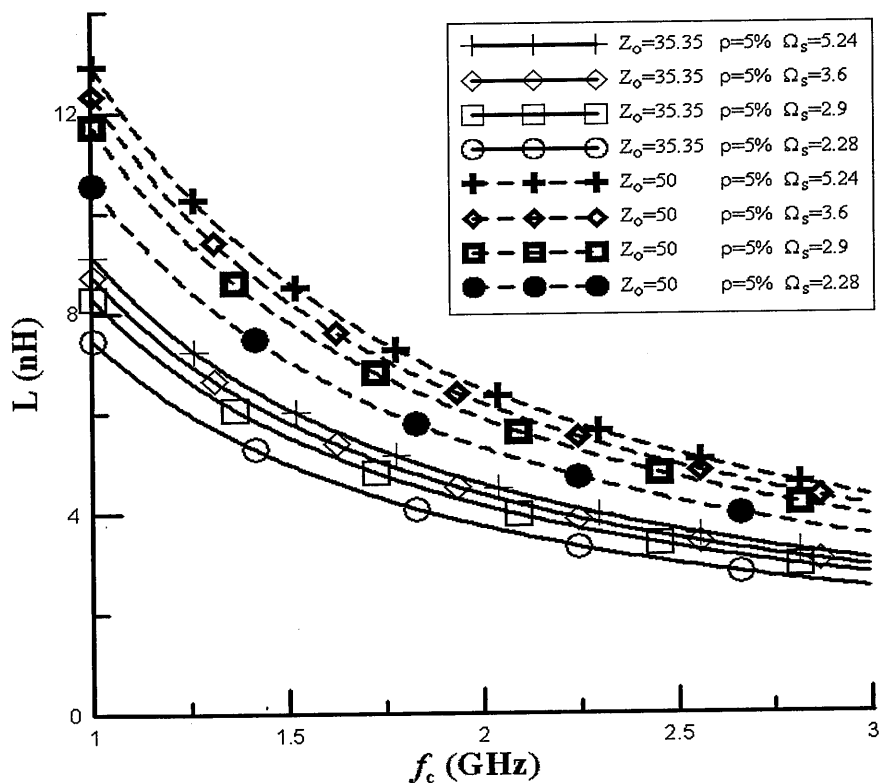


圖 3.19(d) 橢圓低通結構電感(L)設計圖曲線

表一 橢圓低通濾波器原型的電感與電容值

Ω_s	$c_1=c_3$	c_2	l_1
5.24	0.6194	0.0291	0.9411
3.6	0.5968	0.0640	0.8991
2.9	0.5728	0.1043	0.8545
2.28	0.5275	0.1921	0.7700

利用表 I 的值代入式(3-8)至式(3-11)，經由 Matlab 計算，得到設計曲線。如圖 3.19(a) 為橢圓低通結構參數， ρ 為反射係數， Ω_s 為截止頻帶。本文隨機選取四種參數做比較，以 $\rho = 5\%$ 為基準，而 Ω_s 有 5.24、3.6、2.9 與 2.28，標誌線分別為十字、菱形、方形和圓形。圖 3.19(b) 至 (d) 為橢圓低通結構並聯電容(C_1)設計曲線、串聯電容(C_2)設計曲

線與電感(L)設計曲線，而 Z_0 為特性阻抗，利用常用傳輸線組抗值 35.35Ω 與 50Ω 作為設計依據，並加入橢圓低通結構參數，其中特性阻抗 35.35Ω 與 50Ω 用無粗體與粗體表示，四種參數標誌線分別為十字、菱形、方形和圓形。X 軸為截止頻率 f_c ，Y 軸為設計參考值（分別有 θ_{21} 、L、 C_1 與 C_2 ）如圖二所示。首先由圖 3.19(a) 中選取所需相移量 θ_{21} ，其目的在於縮小傳輸線長度，對照之後即可得知截止頻率點，再透過截止頻率點由圖 3.19(b) 至(d)，得知橢圓低通結構 Lumped 元件 L、 C_1 與 C_2 之值。

由於橢圓低通結構的 Lumped 元件過多，為減少成本，本文利用第十型耦合線結構如圖 3.20 所示，而 Z_{oe} 與 Z_{oo} 為耦合線偶模與奇模特性阻抗值， θ_0 為耦合線電氣長度，等效橢圓低通結構中之 π 型電路如圖 3.21，並給定 θ_0 代入式(3-12)、(3-13)，即可得到 Z_{oe} 與 Z_{oo} 。再將 L 等效成高阻抗傳輸線，其中 Z_3 為高阻抗傳輸線之特性阻抗， θ_3 為高阻抗傳輸線電氣長度，若給定 Z_3 代入式 (3-14) 後可計算出 θ_3 。橢圓低通結構之等效傳輸線經由上述方式，得到本文提出之電路結構如圖 3.22。

$$Z_{oe} = \frac{1}{\omega C_1 \cot \theta_0} \quad (3-12)$$

$$Z_{oo} = \frac{Z_{oe}}{2\omega C_2 Z_{oe} \cot \theta_o + 1} \quad (3-13)$$

$$\theta_3 = \sin^{-1}\left(\frac{2\pi f_0 L}{Z_3}\right) \quad (3-14)$$

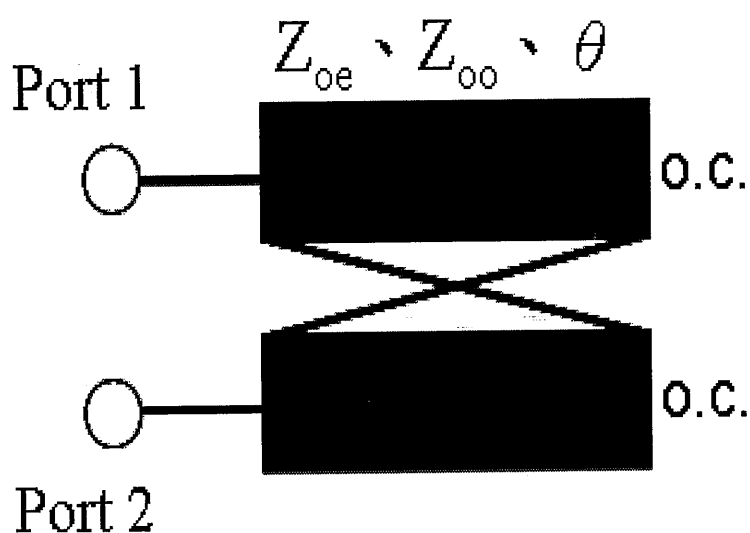


圖 3.20 Type10 耦合線結構

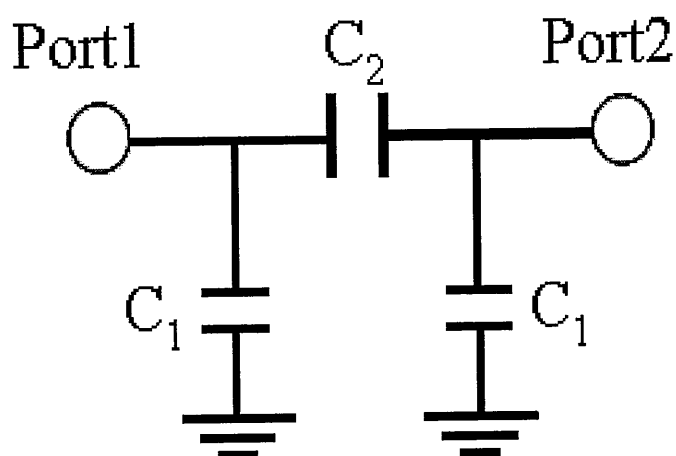


圖 3.21 耦合線之等效 π 型電路

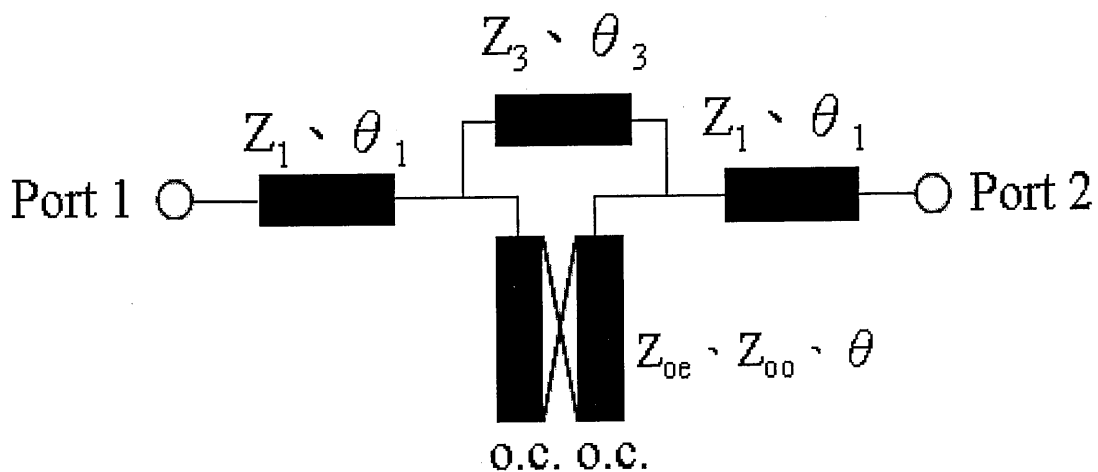


圖 3.22 等效耦合傳輸線結構

3.2.1 運用橢圓低通結構之縮小化威爾京生功率分配器

使用橢圓低通結構之縮小化威爾京生功率分配器，如圖 3.23 所示，將威爾京生功率分配器的傳輸線等效成新型結構，中心頻率為 925 MHz，其設計參數如下： $Z_1 = 70.7 \Omega$ ， $Z_2 = 110 \Omega$ ， $Z_{oe} = 87.83 \Omega$ ， $Z_{oo} = 50.81 \Omega$ ， $\theta_1 = 20.4^\circ$ ， $\theta_2 = 25.48^\circ$ ， $\theta_o = 30^\circ$ ，輸入及輸出埠特性阻抗為 50Ω ，Port 1 為輸入端，Port 2 和 Port 3 為輸出端。

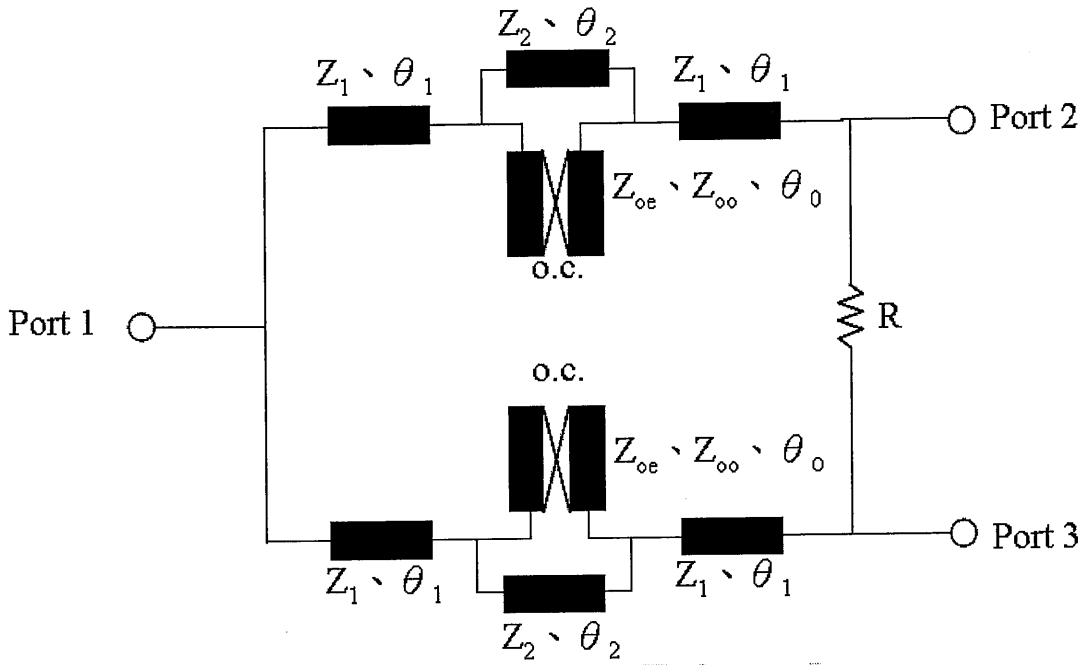


圖 3.23 使用橢圓低通結構之縮小化威爾京生功率分配器

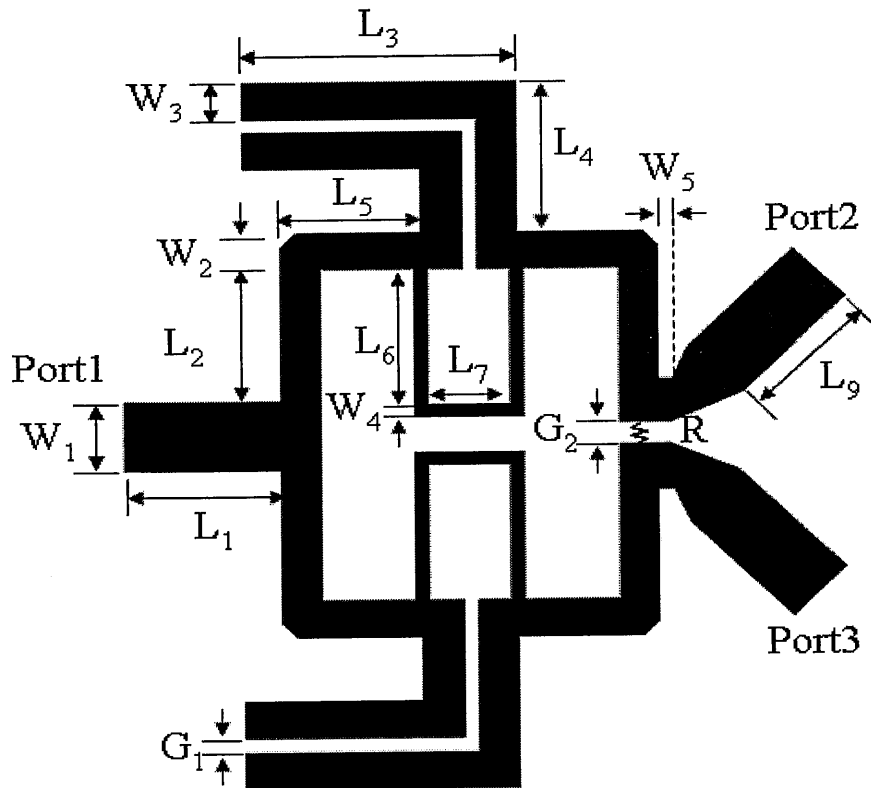


圖 3.24 使用橢圓低通結構之縮小化威爾京生功率分配器結構

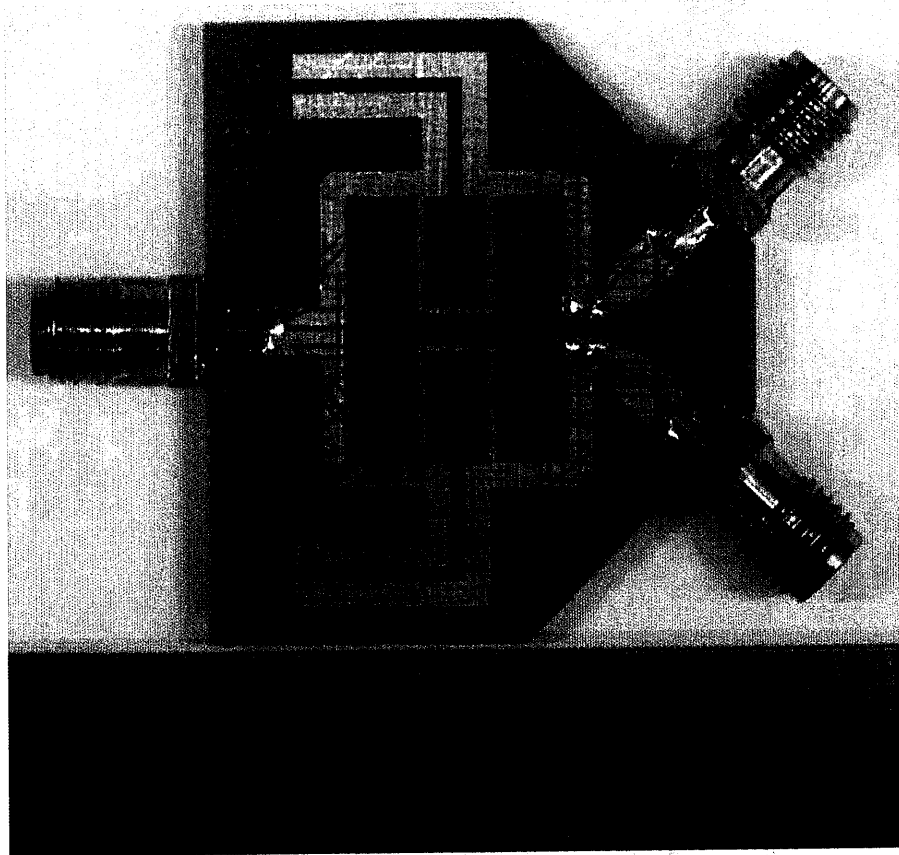


圖 3.25 使用橢圓低通結構之縮小化威爾京生功率分配器
實體電路(29.94mm×32mm)

圖 3.24 為實體電路結構，以 FR-4 雙面板材進行電路實作，板材厚度為 1.6 mm，相對介電常數 $\epsilon_r = 4.3$ ，使用電磁模擬軟體(IE3D)內建的 Line Gauge 計算出結構參數， $L_1 = 6.51$ mm、 $L_2 = 5.98$ mm、 $L_3 = 11.33$ mm、 $L_4 = 6.83$ mm、 $L_5 = 5.84$ mm、 $L_6 = 6.19$ mm、 $L_7 = 3.39$ mm、 $L_8 = 6$ mm、 $L_9 = 6$ mm、 $W_1 = 3.11$ mm、 $W_2 = 1.64$ mm、 $W_3 = 1.64$ mm、 $W_4 = 0.54$ mm、 $W_5 = 0.6$ mm、 $G_1 = 0.65$ mm、 $G_2 = 1$ mm、 $R = 100 \Omega$ 。實際電路如圖 3.25 所示，其尺寸為 29.94 mm × 32 mm，並以綜合分析儀 Anritsu-37269D 進行量測。

圖 3.26 為模擬和實測的散射參數 $|S_{11}|$ 、 $|S_{21}|$ 、 $|S_{31}|$ 和 $|S_{32}|$ 頻率響應圖，虛線為 IE3D 模擬值，實線為實測值。其中 $|S_{11}|$ 、 $|S_{21}|$ 、 $|S_{31}|$ 和 $|S_{32}|$ 分別為十字、菱形、方形和圓形之標誌線。 $|S_{11}|$ 以 -15 dB 為參考其量測之截止頻帶，範圍為 0.64 ~ 1.14GHz， $|S_{32}|$ 以 -15 dB 為參考其量測之截止頻帶，範圍為 0.61 ~ 1.56GHz，在中心頻率 925 MHz 實測之 $|S_{11}|$ 、 $|S_{21}|$ 、 $|S_{31}|$ 與 $|S_{32}|$ 分別為 -31.56 dB、-3.18 dB、-3.19 dB 與 -29.2 dB。圖 3.27 為模擬和實測的 $\angle S_{21}$ 和 $\angle S_{31}$ 相位頻率響應圖，虛線為 IE3D 模擬值，實線為實測值，在中心頻率 925 MHz 實測之 $\angle S_{21}$ 與 $\angle S_{31}$ 為 -142.53° 與 -142.82° ，其相位差為 0.29° ，由模擬與實測結果顯示相當一致。

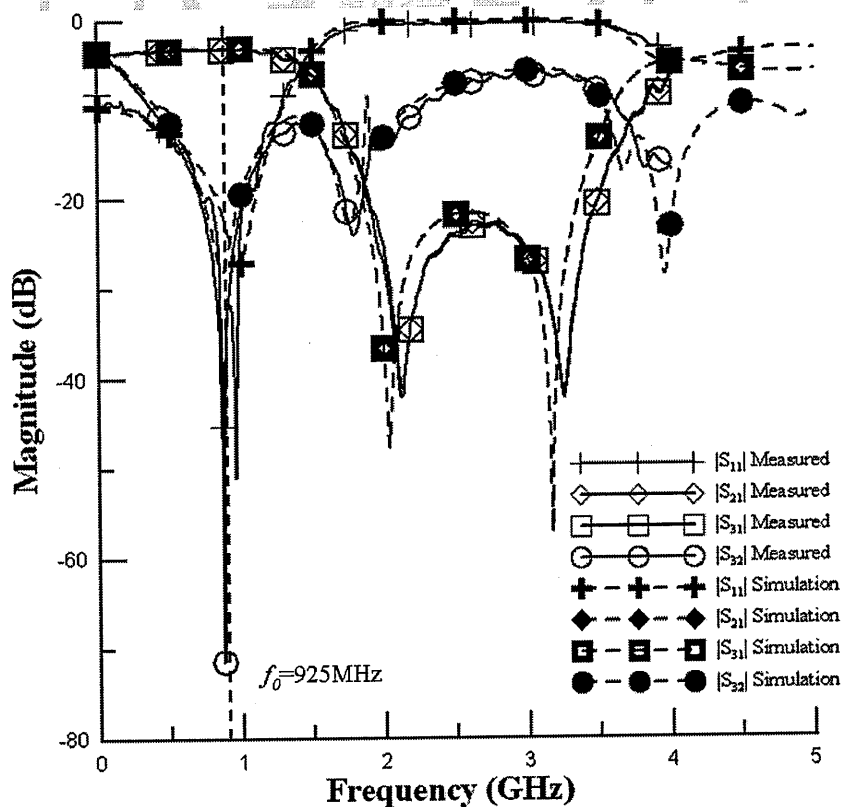


圖 3.26 電路模擬與測量之頻率響應(中心頻率為 925MHz)

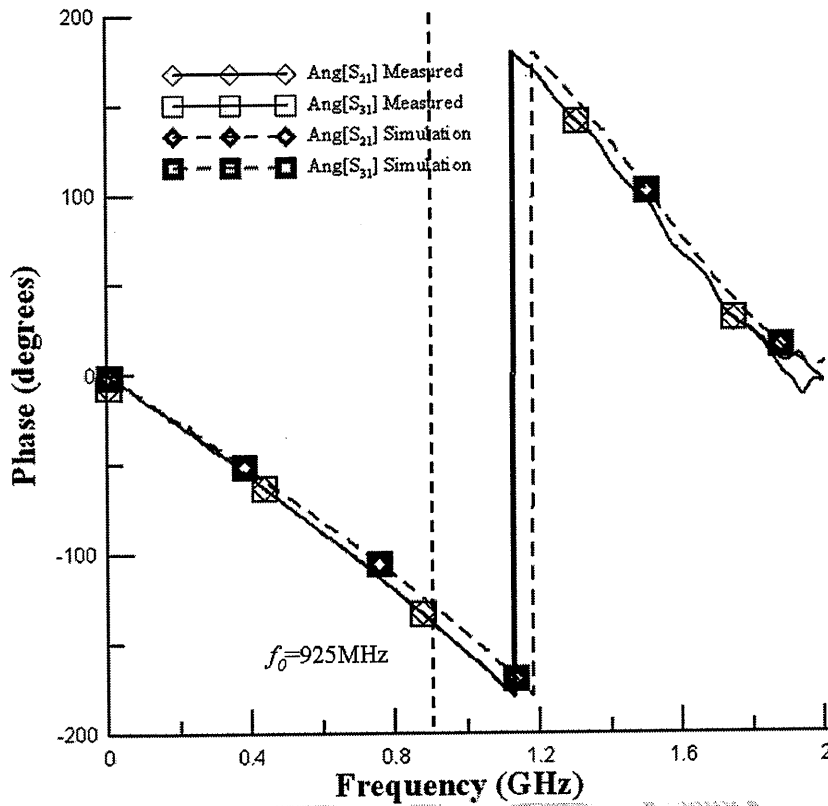


圖 3.27 電路模擬與測量之相位(中心頻率為 925MHz)

3.2.2 運用橢圓低通結構之縮小化枝幹耦合器

本文提出使用橢圓低通結構之縮小化枝幹耦合器，如圖 3.28 所示，將傳統枝幹耦合器的傳輸線等效新型結構，中心頻率為 925 MHz，其中設計參數如下： $Z_1 = 35.35 \Omega$ ， $Z_2 = 50 \Omega$ ， $Z_3 = 110 \Omega$ ， $Z_{oc} = 31.97 \Omega$ ， $Z_{oe1} = 45.22 \Omega$ ， $Z_{o0} = 23.44 \Omega$ ， $Z_{o01} = 33.15 \Omega$ ， $\theta_1 = 9.16^\circ$ ， $\theta_2 = 9.16^\circ$ ， $\theta_3 = 17.82^\circ$ ， $\theta_4 = 25.65^\circ$ ， $\theta_{o2} = 30^\circ$ ，輸入及輸出埠特性阻抗為 50 Ω ，Port 1 為輸入埠，Port 2 和 Port 3 為輸出埠，Port 4 為隔離埠。

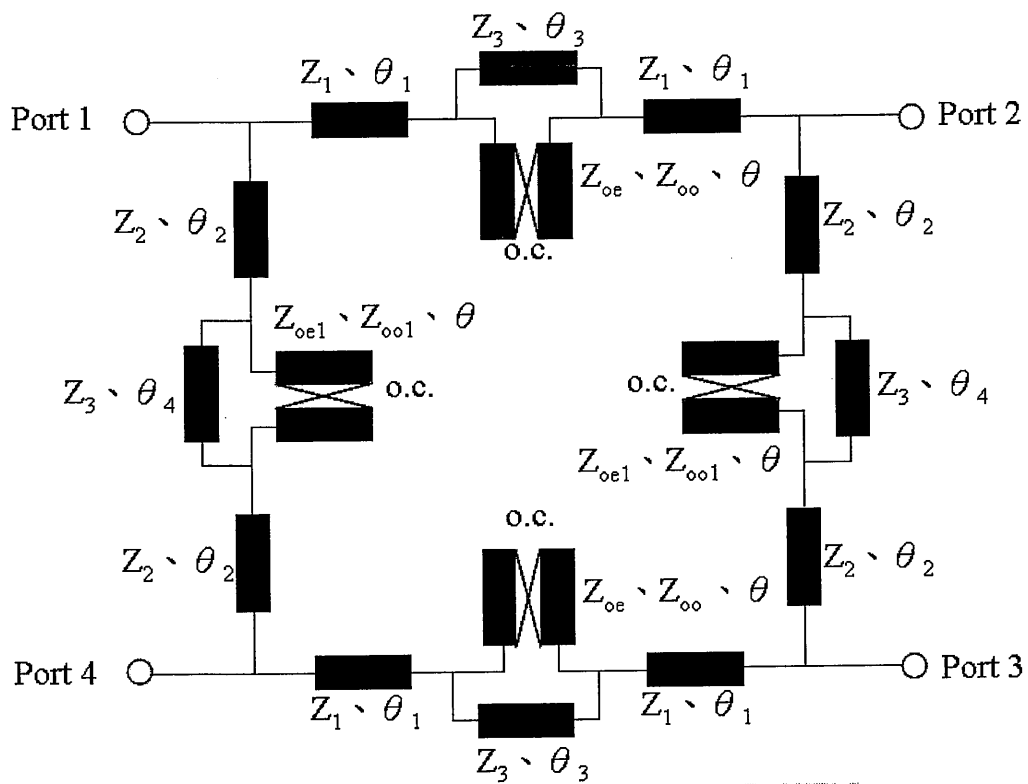


圖 3.28 使用橢圓濾波結構之縮小化枝幹耦合器

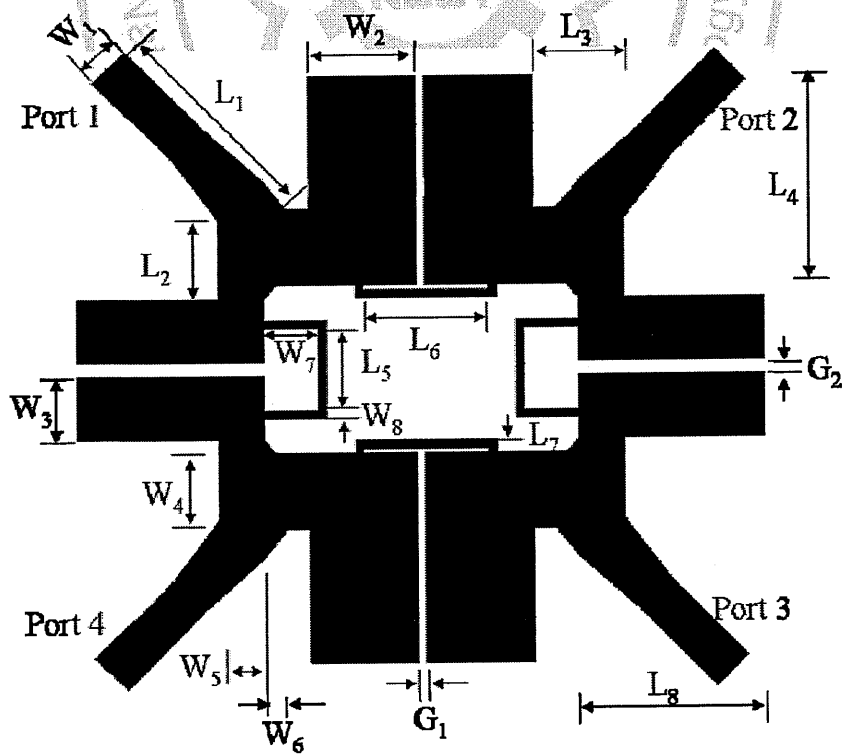


圖 3.29 使用橢圓濾波結構之縮小化枝幹耦合器結構

圖 3.29 為電路結構，以 FR-4 雙面板材進行電路實作，板材厚度為 1.6 mm，相對介電常數 $\epsilon_r = 4.3$ ，使用電磁模擬軟體(IE3D)內建的 Line Gauge 計算出結構參數， $L_1 = 15.69$ mm、 $L_2 = 5.57$ mm、 $L_3 = 6.37$ mm、 $L_4 = 14.59$ mm、 $L_5 = 5.72$ mm、 $L_6 = 0.89$ mm、 $L_7 = 8.68$ mm、 $L_8 = 12.88$ mm、 $W_1 = 3.11$ mm、 $W_2 = 7.45$ mm、 $W_3 = 4.43$ mm、 $W_4 = 5.3$ mm、 $W_5 = 3.11$ mm、 $W_6 = 0.92$ mm、 $W_7 = 3.885$ mm、 $W_8 = 0.54$ mm、 $G_1 = 0.57$ mm、 $G_2 = 0.94$ mm。實際電路如圖 3.30 所示，其尺寸為 47.75 mm × 40.82 mm。

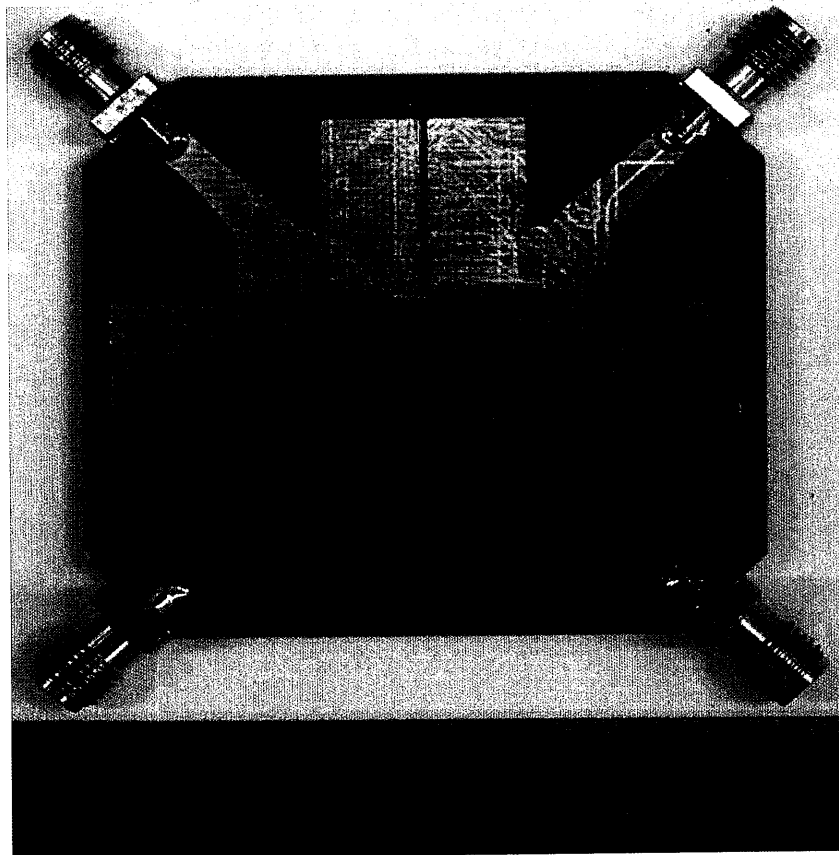


圖 3.30 使用橢圓濾波結構之縮小化枝幹耦合器實體電路(47.75mm×40.82mm)

圖 3.31 為模擬和實測的散射參數 $|S_{11}|$ 、 $|S_{21}|$ 、 $|S_{31}|$ 和 $|S_{41}|$ 頻率響應圖，虛線為 IE3D 模擬值，實線為實測值。其中 $|S_{11}|$ 、 $|S_{21}|$ 、 $|S_{31}|$ 和 $|S_{41}|$ 分別為十字、菱形、方形和圓形之標誌線。 $|S_{11}|$ 以-15 dB 為參考其量測之截止頻帶，範圍為 0.87~1.01 GHz， $|S_{41}|$ 以-15 dB 為參考其量測之截止頻帶，範圍為 0.87~1.02 GHz，在中心頻率 925 MHz 實測之 $|S_{11}|$ 、 $|S_{41}|$ 、 $|S_{21}|$ 與 $|S_{31}|$ 分別為-26.5 dB、-19.73 dB、-3.53 dB 與-3.51 dB。

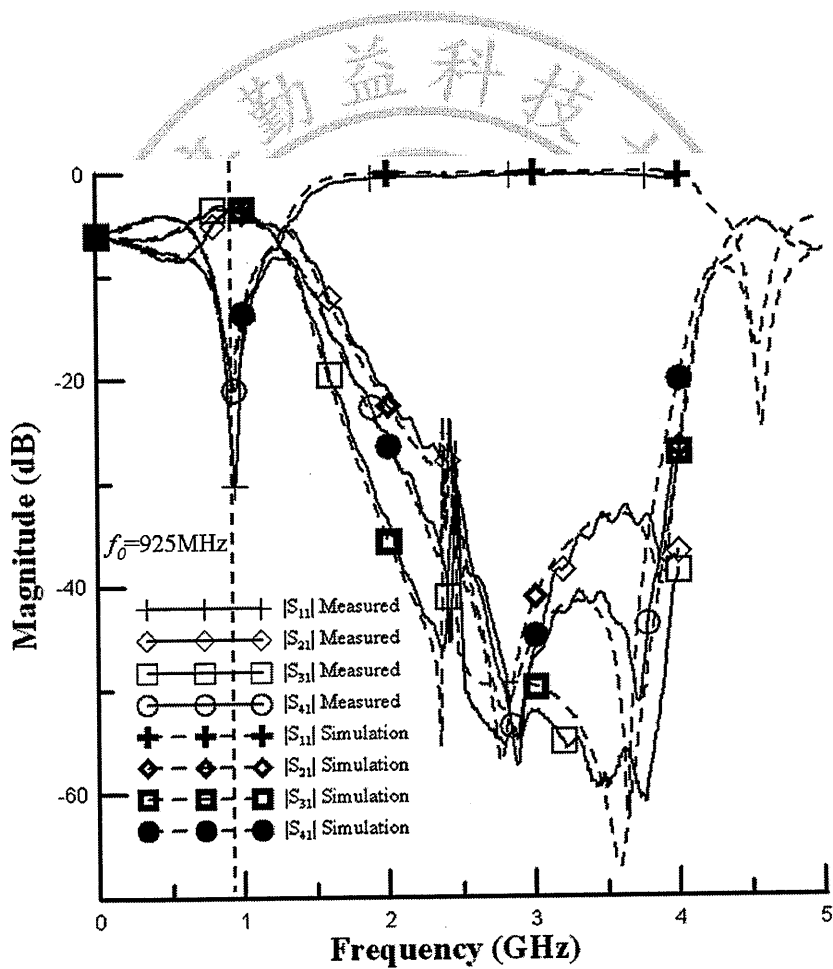


圖 3.31 電路模擬與測量之頻率響應(中心頻率為 925MHz)

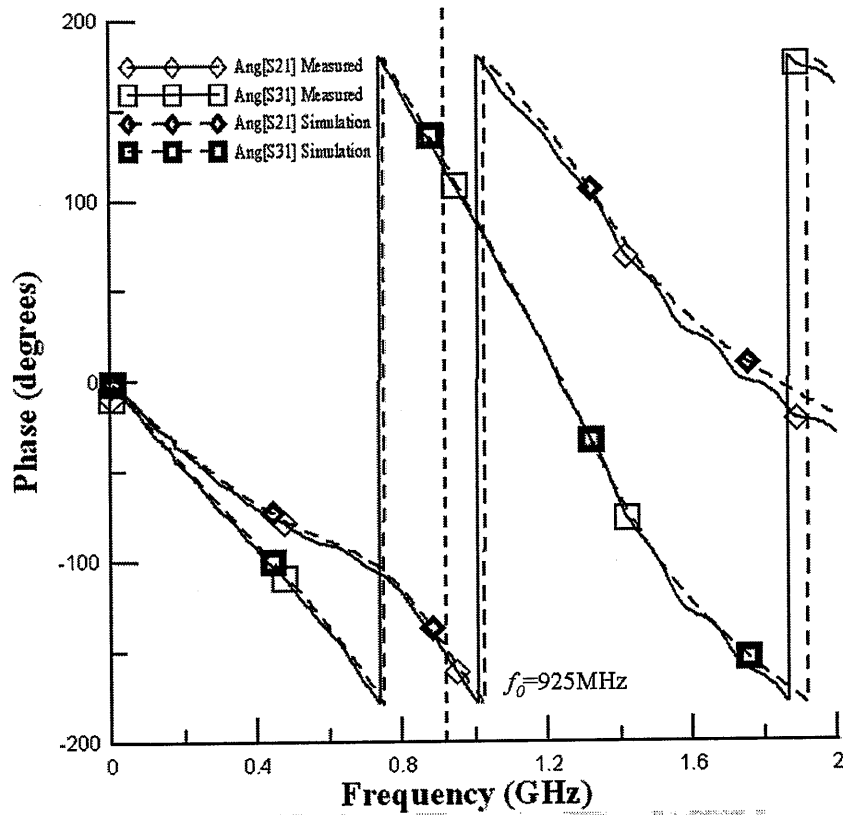


圖 3.32 電路模擬與測量之相位(中心頻率為 925MHz)

圖 3.32 為模擬和實測的 $\angle S_{21}$ 和 $\angle S_{31}$ 相位頻率響應圖，虛線為 IE3D 模擬值，實線為實測值，在中心頻率 925 MHz 實測之 $\angle S_{21}$ 與 $\angle S_{31}$ 為 -153.94° 與 -116.57° ，其相位差為 89.5° ，由模擬與實測結果顯示相當一致。

第四章 結論

本文提出使用縮小化技術並運用在傳統枝幹耦合器與威爾京生功率分配器設計，將傳輸線段等效為 T 型電路與橢圓低通結構。

由左右兩邊對稱傳輸線在中間並聯電容元件所形成 T 型電路，達成縮小化功能，並利用傳輸矩陣(ABCD)進行分析電路特性與設計；而橢圓低通結構中，將電感、電容元件等效之耦合線結構，使電路實體便於製作同時達到縮小化之功能。電路分析以傳輸線等效橢圓低通結構，求得傳輸線電氣長度和電感、電容值的設計公式，再將設計公式得出設計曲線，並依據電感、電容值的設計公式等效第十型(Type-10) 耦合線公式，做為電路設計的依據。由結果顯示，實作電路的結果有高度的準確性。由模擬與測量結果得知在中心頻率 925 MHz 皆有一致性，模擬與測量結果相當吻合。

運用 T 型電路將傳統枝幹耦合器能有效縮減 25.6 % ~ 37.7 % 之電路面積；使用橢圓低通結構之縮小化技術設計傳統枝幹耦合器與威爾京生功率分配器，電路面積能有效地縮小並為傳統枝幹耦合器與威爾京生功率分配器電路面積的 74.65 % 與 42.7%。

參考文獻

- [1] Sung-Chan Jung, R. Negra, F.M. Ghannouchi, "A miniaturized double-stage 3dB broadband branch-line hybrid coupler using distributed capacitors," *in Proc. Asia Pacific Microw. Conf*, pp. 1323 – 1326, Feb.2009.
- [2] Tae-Soon Yun, Ki-Byoung Kim, Jong-Chul Le, "Investigation on size reduction of a branch-line power divider using shunt-stub," *in Proc. Asia Pacific Microw. Conf*, Vol.1, Feb.2005.
- [3] Heon Jin Hong, Dong Chul Park, "A design method of closed loop resonator filter to reduce size and adjust pole," *The 9th International Conference on Advanced Communication Technology*, Vol.3, pp. 1636 - 1639, Feb.2007.
- [4] I. Haroun., J. Wight, C. Plett, A. Fathy, Da-Chiang Chang, "Experimental Analysis of a 60 GHz Compact EC-CPW Branch-Line Coupler for mm-Wave CMOS Radios ," *IEEE Microwave and Wireless Components Letter* , Vol.20, No. 4, pp. 211 - 213, Feb.2010.
- [5] I. Sakagami, R. Teraoka, T. Munehiro, "A reduced branch-line coupler with eight stubs," *Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings*, Vol.2, pp. 1137 - 1140, Feb.1997.
- [6] I. Sakagami, M. Haga, Munehiro, "Reduced branch-line coupler using eight two-step stubs ," *IEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation*, Vol.146, No. 6, pp. 455 - 460, Feb.1999.
- [7] Shry-Sann Liao, Jen-Ti Peng, "Compact planar microstrip branch-line couplers using the quasi-lumped elements approach with nonsymmetrical anti symmetrical T-shaped structure," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, pp. 3508 - 3514, Feb.2006.
- [8] Ching-Wen Tang, Ming-Guang Chen, "Synthesizing Microstrip Branch-Line Couplers With Predetermined Compact Size and Bandwidth ," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.55 , No. 9, pp. 1926 - 1934, Feb.2007.
- [9] Myun-Joo Park, Byungje Lee, "A Dual-Band Wilkinson Power Divider," *Microwave and Wireless Components Letters*, IEEE, Vol. 18, No. 2, pp .85-87, Feb.2008.
- [10] Xing-Ping Ou, Qing-Xin Chu, "A modified two-section UWB Wilkinson power divider," *International conference on microwave and millimeter wave technology* , Vol. 3, pp .1258-1260, Feb.2008.
- [11] Liang-Hung Lu, Yu-Te Liao, Chung-Ru Wu, "A miniaturized Wilkinson power divider with CMOS active inductors," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 15, No. 11, pp.775 - 777, Feb.2005.

- [12] 巫仲鎧、曾振東，“應用於雙頻段設計之耦合線結構”，*Journal of Technology*，Vol. 22, No. 4, pp. 349-355 (2007).
- [13] J. Reed and G.J. Wheeler, “A method of analysis of symmetrical four-port networks,” *IRE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, vol. 4, pp .246-252, Oct. 1956.
- [14] E.J. Wilkinson, “An N-Way Hybrid Power Divider,” *IRE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, Vol. 8, No. 1, pp .116-118, Feb.1960.
- [15] E.M.T.Jones, “Coupled-Strip-Transmission-Line Filters and Directional Couplers,” *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 4 , No. 2, pp. 75 - 81, Feb.1956.
- [16] 郭仁財編譯，David M. Pozar 原著，“微波工程”，高立圖書有限公司，91 年 7 月。
- [17] 張盛富、戴明鳳著，“無線通信之射頻被動電路設計”，全華科技圖書有限公司，87 年11 月。

