

國立臺灣大學電機資訊學院電信工程學研究所

碩士論文

Graduate Institute of Communication Engineering
College of Electrical Engineering and Computer Science
National Taiwan University
Master Thesis



79GHz 車用後向防撞雷達之

射頻前端被動元件

RF Front-end Passive Components
of 79GHz Automobile Rear Anti-collision Radar

莊旺霖

Wang-Lin Chuang

指導教授：吳瑞北 博士

Advisor: Ruey-Beei Wu, Ph.D.

中華民國 106 年 7 月

July 2017



國立臺灣大學碩士學位論文
口試委員會審定書

79GHz 車用後向防撞雷達之射頻前端被動元件
RF Front-end Passive Components of 79GHz Automobile
Rear Anti-collision Radar

本論文係莊旺霖君 (R04942027) 在國立臺灣大學電信工程學研究所完成之碩士學位論文，於民國 106 年 7 月 13 日承下列考試委員審查通過及口試及格，特此證明

口試委員：

吳瑞北

(簽名)

(指導教授)

楊明宗

張聰

吳宗霖

比也

所長

吳宗霖

(簽名)



To the country of my birth, Taiwan.

To my family, friends and mentors in my life.

摘要



先進駕駛輔助系統(Advanced Driver Assistance Systems ; ADAS)，是近年來各車廠積極發展的智慧車輛技術，而車用雷達系統是先進駕駛輔助系統中非常重要的部分。

本論文研發應用於停車防撞雷達系統中的被動元件，包含鼠線耦合器與寬半功率波束頻寬之天線。提出一個新的方法來改良傳輸線的等效電路模型，並透過使用集總式元件的方式，在積體被動元件製程(IPD)與晶圓級封裝技術(WLP)上設計鼠線耦合器，藉此達到電路微小化的效果。

同時在封裝基板上設計天線，讓整個雷達系統能在一個封裝上完成整合，透過使用接地的寄生元件方式，讓微帶天線E平面半功率波束頻寬變得更寬，以增加系統能偵測的角度。

關鍵字：車用雷達、鼠線耦合器、寬半功率波束頻寬天線

Abstract



In recent years, the Advanced Driver Assistance Systems (ADAS) are the smart vehicle technology that the vehicular manufacturers actively develop. The automotive radars are important parts in the ADAS.

In this paper, we study the passive components used in parking anti-collision radar system, including the rat race coupler and wide half-power-beam-width parasitic patch antenna. We proposed a new method to improve the equivalent circuit model of transmission line section for T-coil structure, and we used lumped circuits to design the rat race coupler on integrated passive component process and re-distribution layer of wafer level package process to achieve the compact circuit size.

At the same time, we design the patch antenna on the package substrate to make the whole radar system integrated on a substrate. We used the grounded parasitic components to enhance the half power beam-width of E-plane of the patch antenna to increase the detection angle of the system.

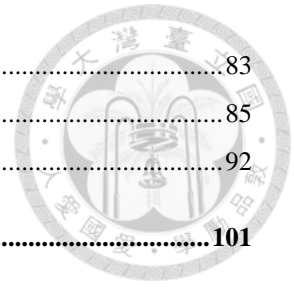
Keywords : ADAS, rat race coupler, wide HPBW patch antenna

目錄



口試委員會審定書.....	I
致謝.....	II
摘要.....	III
ABSTRACT.....	IV
第一章 緒論.....	1
1.1. 研究動機.....	1
1.2. 文獻回顧.....	4
1.3. 論文貢獻.....	6
1.4. 章節內容概述.....	7
第二章 停車後向防撞雷達系統基本原理.....	8
2.1. 雷達系統基本原理與分類.....	9
2.2. 頻率調變連續波雷達原理.....	11
2.3. 鼠線耦合器基本原理.....	13
2.4. 微帶天線基本原理.....	16
第三章 以集總元件取代傳輸線之微型化鼠線耦合器.....	20
3.1. 集總元件電路建立傳輸線等效模型.....	20
3.2. 以 IPD 製程設計鼠線耦合器.....	38
3.3. 以 RDL 平行板電容設計鼠線耦合器.....	43
3.4. 以 RDL 指叉式電容設計鼠線耦合器.....	47
3.5. 模擬結果比較.....	50
第四章 寬半功率波束頻寬寄生天線.....	52
4.1. 設計規格與參數.....	52
4.2. 設計於封裝基板之微帶天線.....	55
4.3. 寬半功率波束頻寬之微帶寄生天線.....	59
4.4. 模擬與量測結果.....	77
第五章 79GHZ 車用後向雷達系統.....	83

5.1.	系統架構.....	83
5.2.	系統模擬分析.....	85
5.3.	79GHz 車用後向雷達系統封裝模擬.....	92
第六章	結論.....	101
	參考文獻.....	103



圖目錄



圖 1.1 先進駕駛輔助系統與相關子系統示意圖	2
圖 1.2 雷達系統封裝示意圖	3
圖 2.1 常見雷達類型	9
圖 2.2 脈波雷達訊號	10
圖 2.3 FMCW 雷達發射訊號與靜止物體的反射訊號	11
圖 2.4 FMCW 雷達發射訊號與移動物體的反射訊號	12
圖 2.5 鼠線耦合器基本架構	13
圖 2.6 鼠線耦合器常見結構	14
圖 2.7 鼠線耦合器頻率響應	15
圖 2.8 長方形微帶天線示意圖	17
圖 2.9 使用四分之一波長阻抗轉換器進行阻抗匹配	18
圖 2.10 利用共平面微帶線進行阻抗匹配	19
圖 3.1 Π 模型	20
圖 3.2 T模型	20
圖 3.3 橋接T模型	21
圖 3.4 對稱雙埠網路示意圖	21
圖 3.5 理想傳輸線示意圖	23
圖 3.6 修正T模型偶模半電路	24
圖 3.7 修正T模型奇模半電路	24
圖 3.8 修正T模型	27
圖 3.9 傳輸線模型	27
圖 3.10 偶模下修正T模型與傳輸線模型	28
圖 3.11 奇模下修正T模型與傳輸線模型	29
圖 3.12 S11 模擬結果	31
圖 3.13 S12 模擬結果	32
圖 3.14 25 歐姆 S 參數模擬結果	33
圖 3.15 51 歐姆 S 參數模擬結果	34
圖 3.16 100 歐姆 S 參數模擬結果	35
圖 3.17 200 歐姆 S 參數模擬結果	36
圖 3.18 積體被動元件製程結構參數	38
圖 3.19 設計於積體被動元件製程之鼠線耦合器(A)三視圖 (B)上視圖	40
圖 3.20 設計於積體被動元件製程鼠線耦合器之模擬結果	41
圖 3.21 設計於積體被動元件製程鼠線耦合器之 S 參數相位模擬結果	42
圖 3.22 晶圓級封裝結構參數	43
圖 3.23 設計於晶圓級封裝製程之鼠線耦合器(A)三視圖 (B)上視圖	44

圖 3.24 設計於晶圓級封裝製程鼠線耦合器之模擬結果	45
圖 3.25 設計於晶圓級封裝製程鼠線耦合器之 S 參數相位模擬結果	46
圖 3.26 設計於晶圓級封裝製程以指叉式電容取代平板式電容之鼠線耦合器	47
圖 3.27 設計於晶圓級封裝製程以指叉式電容取代平板式電容鼠線耦合器之模擬結果	48
圖 3.28 設計於晶圓級封裝製程以指叉式電容取代平板式電容鼠線耦合器之 S 參數相位模擬結果	49
圖 3.29 修正 T 型等效電路參數關係隨傳輸線長度變化	51
圖 4.1 倒車雷達單一感測器之感測角度示意圖	52
圖 4.2 雷達系統構裝示意圖	53
圖 4.3 封裝基板疊構示意圖	54
圖 4.4 單一微帶天線尺寸	55
圖 4.5 單一微帶天線三視圖	56
圖 4.6 單一微帶天線側視圖	56
圖 4.7 單一微帶天線 S 參數響應與增益	57
圖 4.8 單一微帶天線 H 平面場型	57
圖 4.9 微帶天線 E 平面場型	58
圖 4.10 微帶天線三維場型模擬圖	58
圖 4.11 寄生微帶天線結構圖	62
圖 4.12 寄生微帶天線 S 參數響應與增益	63
圖 4.13 寄生微帶天線場型	64
圖 4.14 使用不同數量接地金屬連通柱之寄生天線	65
圖 4.15 寄生元件與天線相鄰處之電流分布	66
圖 4.16 使用不同數量接地金屬連通柱寄生天線之 S 參數響應	67
圖 4.17 使用不同數量接地金屬連通柱寄生天線輻射場型	68
圖 4.18 不同寄生元件尺寸與不同寄生元件距離之 E 平面半功率波束頻寬	69
圖 4.19 實際板材之寄生天線之 S 參數響應	71
圖 4.20 實際板材之寄生天線輻射場型	72
圖 4.21 考量介質常數變動之寄生天線之 S 參數響應	73
圖 4.22 考量介質常數變動之寄生天線輻射場型	74
圖 4.23 考量損耗正切變大後寄生天線之 S 參數響應	75
圖 4.24 考量損耗正切變大後寄生天線輻射場型	76
圖 4.25 7.9GHz 寄生微帶天線結構圖	79
圖 4.26 天線實照圖	80
圖 4.27 7.9GHz 寄生微帶天線 S 參數響應圖	81
圖 4.28 7.9GHz 寄生微帶天線場型圖	82
圖 5.1 79GHz 車用雷達系統架構圖	84
圖 5.2 鼠線耦合器腳位連接示意圖	84

圖 5.3 混頻器本地震盪訊號路徑	85
圖 5.4 在 60GHz 系統中，三階基板合成波導濾波轉接之結構分層圖	86
圖 5.5 天線發射與訊號接收示意圖	87
圖 5.6 系統路徑損耗評估示意圖	88
圖 5.7 頻率調變連續波雷達工作原理	89
圖 5.8 頻率調變連續波雷達運作示意圖	90
圖 5.9 系統模擬架構.....	91
圖 5.10 中頻訊號模擬圖	91
圖 5.11 79GHz 雷達系統封裝疊構示意圖.....	92
圖 5.12 79GHz 車用後向雷達系統封裝晶片布局示意圖(使用積體被動元件製程之鼠線耦合器)	93
圖 5.13 79GHz 車用後向雷達系統封裝晶片布局示意圖(將鼠線耦合器整合於晶圓級封裝).....	94
圖 5.14 79GHz 車用後向雷達系統封裝晶片布局	98
圖 5.15 鼠線耦合器與封裝基板走線模擬 S 參數.....	99
圖 5.16 7.9GHz 寄生微帶天線 S 參數響應與輻射場型圖	100

表目錄

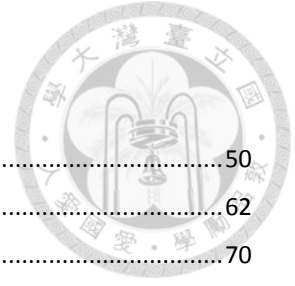


表 3-1 鼠線耦合器表現比較表.....	50
表 4-1 79GHz 寄生微帶寄生天線結構參數.....	62
表 4-2 79GHz 寄生微帶天線比較表.....	70
表 4-3 7.9GHz 寄生微帶寄生天線結構參數.....	79



第一章 緒論

1.1. 研究動機

隨著城市密度的提高，因而帶動交通密度的提高，同時增加了交通事故發生的機會，人們對於車輛安全性能的需求也不斷增加。因此在車輛導入電子設備便是保證安全駕駛的必要手段，先進駕駛輔助系統(Advanced Driver Assistance Systems；ADAS)，是近年來各車廠積極發展的智慧車輛技術，先進駕駛輔助系統其主要功能並不是如無人車般完全控制汽車，而是利用安裝於車上的偵測器，收集車內外的環境資訊並進行分析，為駕駛人提供車輛的運作情形與車外環境變化等相關資訊，且預先警告可能發生的危險狀況，讓駕駛人提早採取因應措施，或在駕駛產生反應前預先動作，避免交通意外發生。

在車輛行駛中，如果車速過快，或是距離過近，皆容易造成追撞事故。因此為了安全駕駛，需要有兩車之間相對距離與相對速度的資訊，來做為提高安全駕駛的一個依據。為了提高用路人安全，近年來越多車廠將相關系統實裝在車子上。

先進駕駛輔助系統及相關的子系統如圖 1 所示，先進駕駛輔助系統大致上包含自適應巡航系統(Adaptive Cruise Control；ACC)、自動緊急剎車系統(Autonomous Emergency Braking System；AEB)、停車輔助系統(Parking Aid System；PAS)、盲點偵測系統(Blind Spot Detection System；BSD)、車道變換輔助

(Lane Change Assistance ; LCA)、車道偏移示警(Lane Departure Warning System ; LDWS)、汽車防撞警示系統(Collision Warning System ; CWS)，其中氣出防撞警示系統包含：前方防撞警示(Forward Collision Warning ; FCW)、側邊防撞警示(Sideward Crash Collision Warning ; SCCW)、後方防撞警示(Rear Collision Warning ; RCW)。以上相關系統除了車道偏移示警以影像訊號作為主要的運作技術，其他的系統皆會使用到雷達系統來做為其主要的偵測技術，所以可知雷達系統是先進駕駛輔助系統中非常重要的部分。

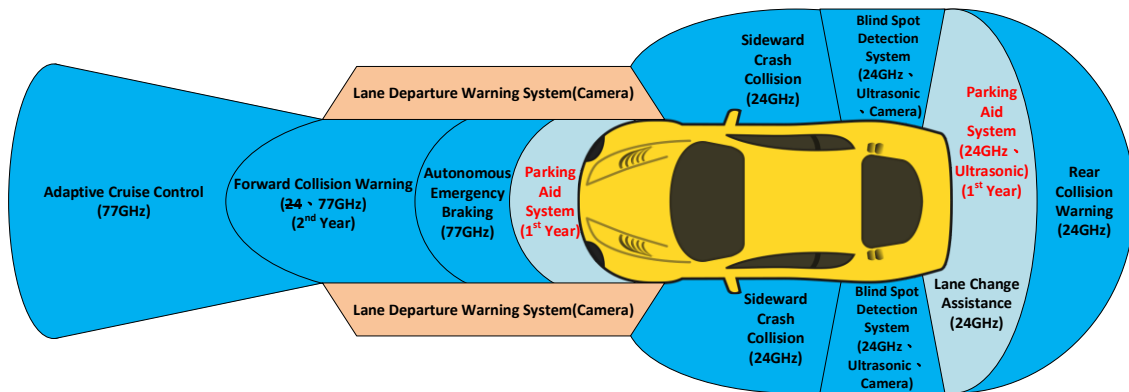


圖 1.1 先進駕駛輔助系統與相關子系統示意圖

在常見的車用雷達頻段有分為 24GHz 頻段與 77GHz 頻段，24GHz 的雷達主要為中短距雷達，77GHz 為長距雷達。相較於微波頻段(24GHz)，毫米波雷達可以有更小的體積，在 2015 年 ITU 通過了 77~81 的 79GHz 的頻段來做為車用雷達的使用[1]，在 79GHz 的頻段的雷達系統屬於中短距雷達，跟 24GHz 的微波雷達相比，79GHz 頻段的雷達有更大的頻寬來實現較高的空間分辨率，目前各國都跟著將 79GHz 的頻段劃分給車用雷達使用。在各個車用雷達系統中，自動緊急剎車系統(AEB)是近年來被規定要實際安裝於車輛上面，如美國 2022 年後所有的新車要加裝 AEB、歐洲規定 2016 起 AEB 須具備行人防撞能力等，都顯示了汽車防撞雷達的重要性。

將系統設計在 79GHz 的話，未來可以讓倒車雷達系統與其他防撞雷達系統整合在一起，使整個車用雷達系統變成一個完整系統。

本論文針對應用於雷達系統中的被動元件做研究，提出一個新的方法來建立傳輸線的電路模型，並透過使用集總式元件的方式在積體被動元件製程(IPD)與晶圓級封裝技術(WLP)來設計耦合器，藉此達到電路小化的效果。同時在封裝基板上設計天線，讓整個雷達系統能在一個封裝上完成整合，示意如圖 1.2。

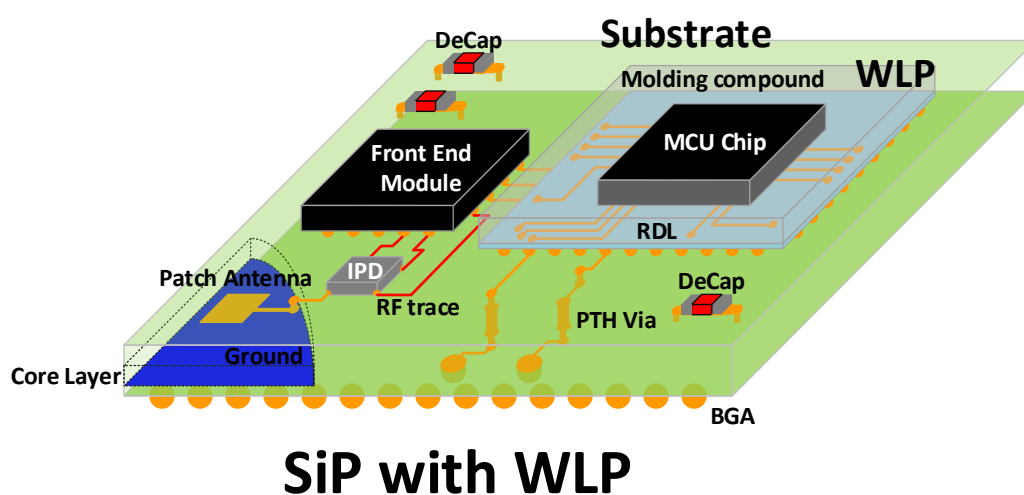


圖 1.2 雷達系統封裝示意圖



1.2. 文獻回顧


毫米波雷達的系統架構主要包含主動射頻電路、訊號處理電路、耦合器與收發天線[2]。毫米波波源可以利用壓控震盪器(VCO)來產生，讓頻率隨時間呈現性變化，以便利用 FMCW 的方式來偵測目標物的相對距離與相對速度。

隨著科技的發展與製程技術的演進，具有高可靠度、高效能、低成本與微型化電路為現今的趨勢。整合被動元件技術(IPD)是一個以矽晶圓為基底的製程，可以直接整合所有被動元件在一個積體電路裡的技術[18]，滿足現今發展需求，如：低成本、微型化的電路尺寸、與封裝技術的高整合度……等。

而如今封裝技術亦是系統整合中不可或缺的一部分，隨著系統中所需的元件數量越多，封裝技術也更隨之進步，追求體積小、製作成本低的製程，於是扇出整合型封裝被提出[3]-[5]，扇外型(Fan-out)封裝能提供更多的走線佈局面積、整合更多元件以及更多 I/O 點的設置。扇出整合型封裝的特點有 Q 值大、在高頻時損耗會小很多。且由於是封裝的概念，可以減小電路體積也可以減少路徑損耗。

系統架構中所用到的被動元件有鼠線耦合器與天線，一般的鼠線耦合器是由三段四分之一波長傳輸線與一段四分之三波長傳輸線組成。因為傳統的傳輸線電路尺寸大，所以有許多的方式來降低電路尺寸。透過改變傳輸線結構的設計，如使用步階阻抗傳輸線[6][7]，用 C 型傳輸線段[8][9]，用髮夾型諧振器[10]。或是利用集總式元件來取代傳輸線，將傳輸線電路模型中的電容電感實現出來，以此取代傳統的傳輸線結構[11]-[14]，來達到縮小傳輸線的電路尺寸。

一般的倒車雷達為超聲波雷達，從[22]中可以看到，應用於倒車雷達系統中的單一超聲波感測器，以半功率波束頻寬做為偵測角度的參考，其水平方向為 110 度，垂直方向為 50 度，因此天線的設計目標也以半功率波束頻寬為參考。而為了確保偵測的範圍，通常會安裝 2~8 個超聲波感測器於汽車後方來降低死角。



而應用於毫米波雷達系統的天線有許多種類，而為了容易與收發電路整合，因此選擇平面結構的微帶天線。而單一微帶天線的頻寬較窄，透過在微帶天線結構旁加上金屬貼片做為寄生元件[15]-[16]，使寄生天線能夠有較大的頻寬來滿足雷達系統的應用。

本論文在 IPD 與 WLP 的製程上使用集總式元件的方式來設計鼠線耦合器，降低整個電路的面積，並在封裝基板上設計一個具有足夠頻寬與半功率波束寬度的寄生天線，且成功將頻率設計在 79GHz。



1.3. 論文貢獻

針對 T-線圈(T-coil)結構，本論文提出了一個新的傳輸線電路模型的計算方法，讓新的電路模型的相位差的斜率等於傳輸線，和目前文獻的方法相比[17]，使電路模型的相位差更接近傳輸線。並利用此電路模型的架構，取代傳統的傳輸線來設計鼠線耦合器。

傳統的鼠線耦合器常用的實現方法為環形，雖然有一些方法可以降低電路面積，但是由於本身是分散式元件的關係，所以在縮小電路尺寸上會有所限制，因此本論文以集總式元件的方式來設計鼠線耦合器，並設計於 IPD 與 WLP 製程，充分利用原本的環形傳輸線結構中間的空間，藉此來縮小的電路尺寸。

本論文將鼠線耦合器設計在 IPD 與晶圓級封裝製程上，解決一般印刷電路板微波電路元件在毫米波頻段時因損耗過高而無法實現的問題，成功設計鼠線耦合器在兩個製程上，擁有良好的表現。79GHz 是未來車用雷達的頻率，在 IPD 製程中鼠線耦合器的面積為 220um*162um，在操作頻率的 $S_{11}=-19.64\text{dB}$ 、 $S_{12}=-3.78\text{dB}$ 、 $S_{13}=-4.07\text{dB}$ 、 $S_{14}=-26.47\text{dB}$ 。在 WLP 中設計了使用 2 種了不同結構的電容來實現耦合器，原本使用的是平板式電容，面積為 323um*230um，在操作頻率的 $S_{11}=-19.57\text{dB}$ 、 $S_{12}=-3.26\text{dB}$ 、 $S_{13}=-4.24\text{dB}$ 、 $S_{14}=-21.03\text{dB}$ 。為了將面積再更加縮小，使用了指叉式電容來取代平板式電容，面積為 280um*200um，在操作頻率的 $S_{11}=-19.5\text{dB}$ 、 $S_{12}=-3.64\text{dB}$ 、 $S_{13}=-3.96\text{dB}$ 、 $S_{14}=-24.26\text{dB}$ 。

天線使用直接饋入的方式，並在主要饋入的微帶天線上加入寄生元件形成寄生天線，天線面積為 900um*1470um，半功率波束頻寬為 154°，阻抗頻寬 6.3%。



1.4. 章節內容概述

本篇論文總共分為六章。第一章主要為本篇論文的研究動機、相關研究與現況。在進入本篇論文的研究主題之前，在第二章將會講述雷達種類、基礎理論與設計概念構想，包含雷達系統基本原理、雷達的分類、頻率調變連續波雷達的系統架構與系統運作原理。

第三章的內容是以集總元件取代傳輸線之微型化鼠線耦合器，設計於 79GHz 並在 IPD 與晶圓級封裝製程上利用高頻結構模擬器(HFSS)進行模擬，再 WLP 的製程中設計使用平板式電容與指叉式電容的鼠線耦合器。

第四章的內容則是寄生天線。為操作於 79GHz，設計在封裝基板上，在主要的微帶天線上再加上金屬寄生元件形成寄生天線，藉此產生寬波束的天線，利用高頻結構模擬器(HFSS)進行模擬。

第五章為系統模擬，透過 SystemVue 內部的相關元件來模擬整個系統的損耗，包含波源，耦合器，並考量空氣中的損耗，最後將解調的訊號進行分析。

第六章則為本篇論文的結論，提出一些建議與可行方法，提供後進一些改進之研究動機。



第二章 停車後向防撞雷達系統基本原理

汽車防撞雷達的類型有很多，可分為紅外線雷達、超聲波雷達、雷射雷達與微波毫米波雷達。其中透過聲光原理來設計的汽車防撞雷達雖結構較簡單，但容易受到外在環境的影響，如下雨、下雪與起霧，或是因天候造成在雷達表面有水氣、薄冰凝結或沙塵汙泥覆蓋。

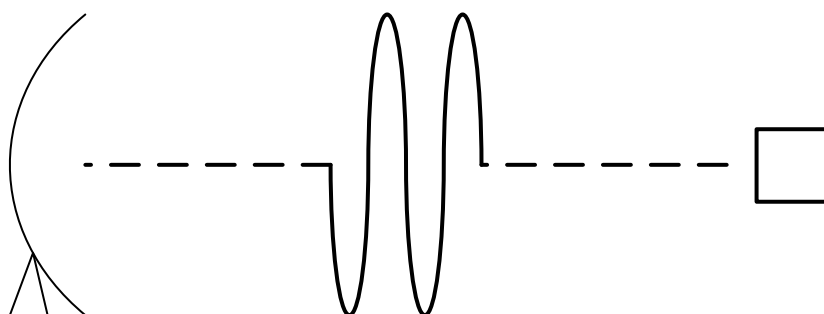
防撞雷達的功能必須在這些狀況下維持一定的水準，紅外線與雷射雷達雖然可以一定程度穿過雨霧，但是雷達表面的清潔程度會大幅影響雷達功能。而超聲波雷達的的精準度不高且易受大氣影響，而微波毫米波雷達則具有較穩定的偵測性能，對環境的適應性較佳，受天候影響小，所以也較適合應用於車用防撞雷達。



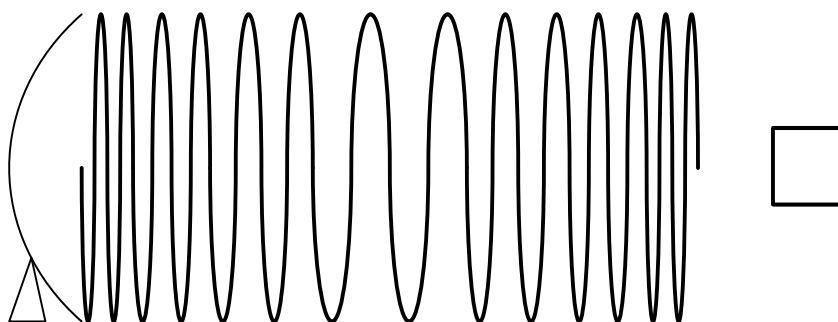
2.1. 雷達系統基本原理與分類

雷達(RADAR)之原文為「Radio Detection and Ranging」(無線電偵測和定距)的縮寫及音譯。藉著將電磁波以天線方式發射雷達波至空間中，當電磁波在空中碰到偵測物後，其部分反射回來的電磁波便會經由雷達的接收天線回到雷達系統的接收端。藉由接收物體所反射之電磁波，經訊號處理後，與發射訊波比較，來偵測目標物，並可以計算出該物體之方向、距離及速度等相關資訊。

常見的雷達以發射波的形式來分可以分為脈波雷達與連續波雷達，而連續波雷達的架構中可再分成都普勒雷達與頻率調變連續波雷達如圖 2.1，本論文採用的架構為頻率調變連續波雷達。



(a)脈波雷達



(b)頻率調變連續波雷達

圖 2.1 常見雷達類型



脈波雷達的工作原理為發射固定載頻脈衝信號來偵測目標物的距離，如圖 2.2 所示，

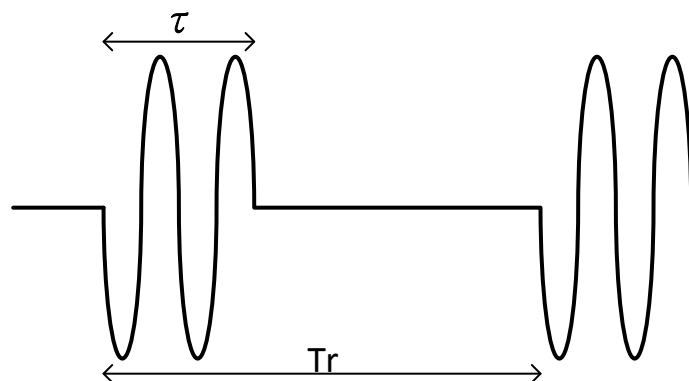


圖 2.2 脈波雷達訊號

發射訊號持續的時間 τ 稱為脈波寬度，而脈波重複的頻率為 $PRF = \frac{1}{T_r}$ ，脈波寬度越短測距效果越好，但較長的脈波寬度經訊號處理後其訊雜比會較好。較高的 PRF 可以在單位時間內收到較多的反射訊號來增加雷達品質，透過接收訊號與發射訊號的比較，計算時間差來獲得目標物之距離資訊。

連續波雷達又稱等幅波雷達，常見的連續波雷達為督普勒雷達，其主要應用督普勒原理來偵測目標物與雷達的相對速度。由於督普勒效應，反射訊號會偏移發射信號的頻率，其主要原理為當波源發射一個固定頻率的電磁波，若目標物與雷達具相對運動，則接收頻率將與發射頻率不同，其產生的頻率偏移與其相對速度成正比。當目標物遠離雷達接收的頻率會降低，反之則接收頻率提高。

以上兩種雷達型態分別能測得目標物與雷達的相對速度與距離，而透過頻率調變連續波雷達則能透過頻率調變的方式，發射頻率隨時間變化的電磁波，將反射訊號與發射訊號做運算後，藉此得出目標物與雷達之間的距離與相對速度。



2.2. 頻率調變連續波雷達原理

FMCW 雷達的原理為發射頻率隨時間做規律變化的電磁波，接收反射信號後，與發射信號比較。假設發射的頻率調變的連續波訊號為 $f_0 + B_{sweep}$ 的三角波，掃頻周期為 T_s 。

當雷達與目標物無相對運動時，發射訊號與接受訊號如圖 2.3 所示，接收訊號與發射訊號會有一個時間差，在 $t=0$ 時，天線發射頻率為 f_0 的電磁波，經 $\frac{\Delta t}{2}$ 碰到目標物反射，並於 Δt 時由天線接收，此時接收訊號與發射訊號會有一個頻率差 f_b ，從發射到接收的時間為

$$\Delta t = 2R/c \quad (2-1)$$

依相似三角形的特性

$$\frac{f_b}{B_{sweep}} = \frac{\Delta t}{T_s} \quad (2-2)$$

可以反推出目標物之距離為

$$R = \frac{f_b \cdot c \cdot T_s}{2B_{sweep}} \quad (2-3)$$

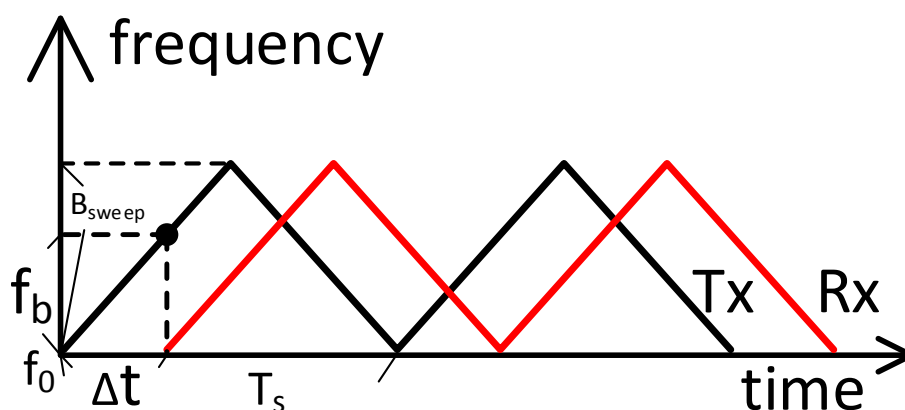


圖 2.3 FMCW 雷達發射訊號與靜止物體的反射訊號



若目標物與雷達在逕向有相對速度移動時，接收訊號會因都普勒效應而產生都普勒頻偏。根據都普勒效應其發射與接收訊號可如圖 2.4 所示，可以發現觀測到的頻率會隨著目標物與雷達的相對速度產生頻率偏移，

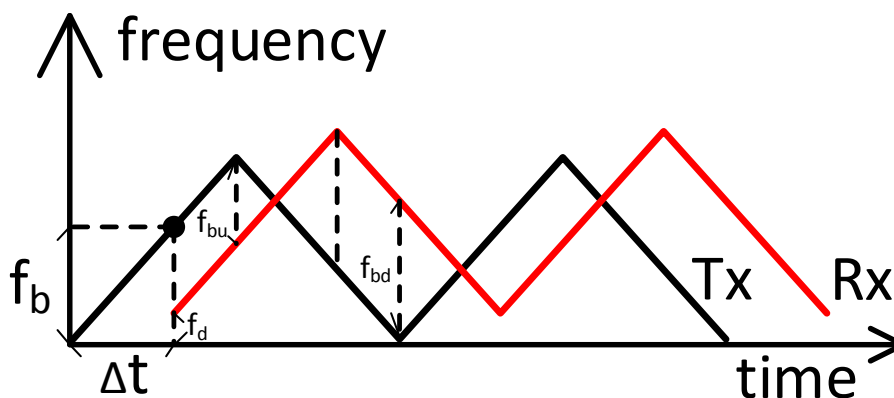


圖 2.4 FMCW 雷達發射訊號與移動物體的反射訊號

其中 f_d 為都普勒頻率偏移，

$$f_d = \frac{2v}{\lambda} \quad (2-4)$$

v 為目標物與雷達之間的相對速度，而 $f_{bu} = f_b - f_d$ ， $f_{bd} = f_b + f_d$ ，因此目標物與雷達的距離為

$$R = \frac{c \cdot T_s}{4B_{sweep}} (f_{bd} + f_{bu}) \quad (2-5)$$

與相對速度為

$$v = \frac{\lambda}{4} (f_{bd} - f_{bu}) \quad (2-6)$$



2.3. 鼠線耦合器基本原理

鼠線耦合器為一 180 度分波耦合器的四埠元件，如圖 2.5 所示，由 3 段四分之一波長與一段四分之三波長的傳輸線組成，其阻抗皆為 $\sqrt{2}Z_0$ ，常見的電路實現結構為環形圖 2.6(a)所示[19]，其他同性質的還有如圖 2.6(b)所示的緩坡耦合錐線的耦合器與圖 2.6(c)導波管的耦合器，但隨著科技發展的趨勢與需求，此電路架構的面積過於龐大，若使用集總元件來實現鼠線耦合器，便可取代原本的傳輸線且能縮小元件面積。

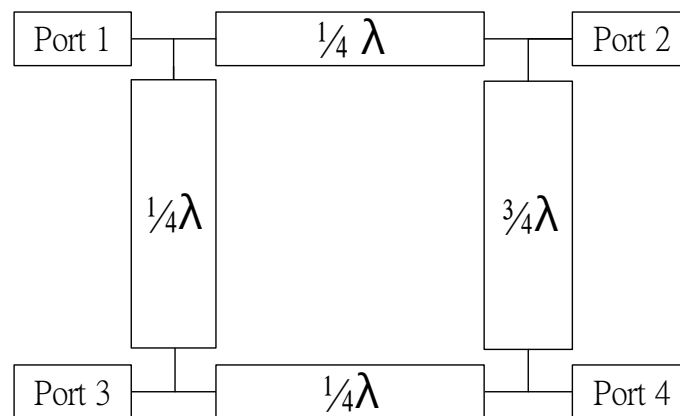


圖 2.5 鼠線耦合器基本架構



一般的鼠線耦合器作用為：由埠 1 輸入，可在埠 2 與埠 3 獲得相等的功率與相位的輸出，而埠 4 沒有輸出，可稱為隔離埠。如上所述，一個 3dB 的鼠線耦合器的散射矩陣為，

$$[S] = \frac{-j}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2-7)$$

圖 2.7 為鼠線耦合器散射參數的頻率響應圖[19]，可以看到 S12 與 S13 在中心頻率附近皆為-3dB。

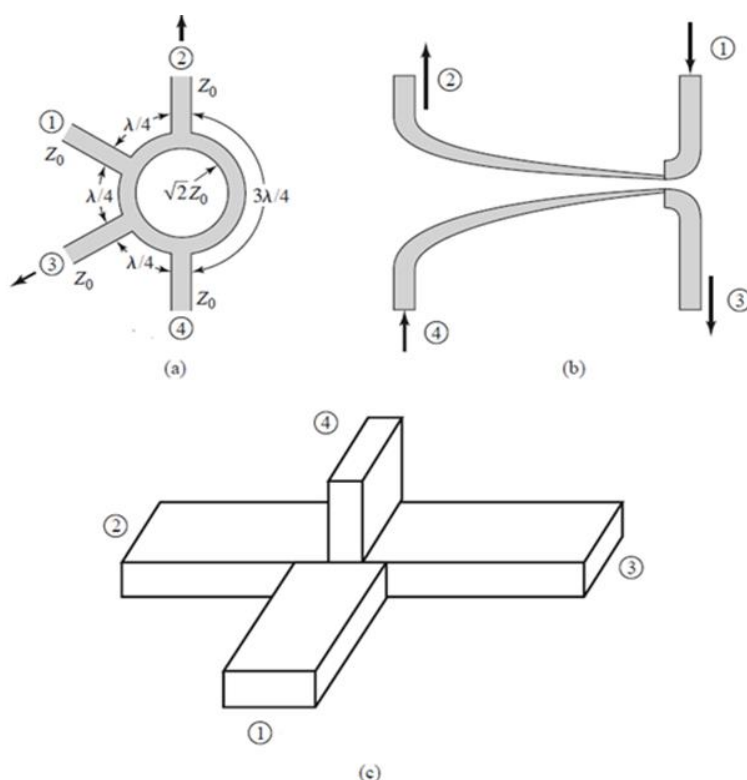


圖 2.6 鼠線耦合器常見結構

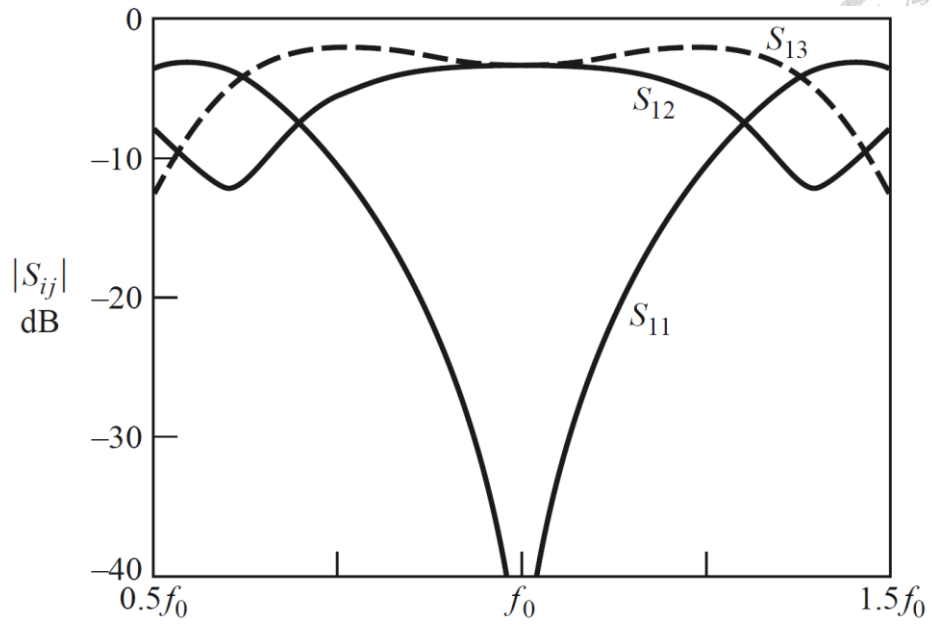


圖 2.7 鼠線耦合器頻率響應



2.4. 微帶天線基本原理

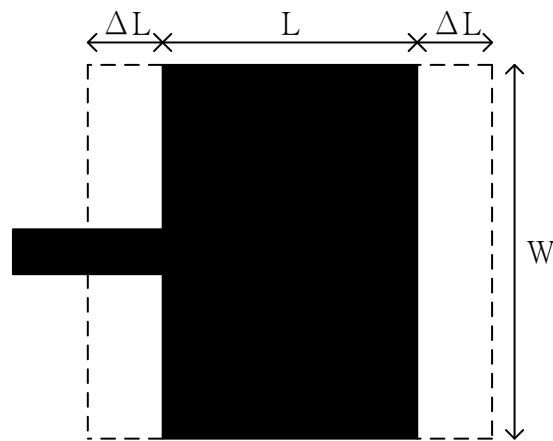
微帶天線有許多形式，微帶天線最常見的的形狀為：長方形、正方形和圓形。因為他們簡單設計也容易被激發、輻射。微帶天線的基本結構為一電容性的金屬板。微帶天線金屬層與接地面被介質分開，饋入後激發的模態，而輻射出電磁波，基本上最常見的模態為 TM_{10} 。

改變介質層的厚度可以得到更好的輻射效率與頻寬，但是因為天線需要與其他系統整合，因此介質層厚度的自由度並不高，天線尺寸與介質層厚度兩者之間需要取捨。

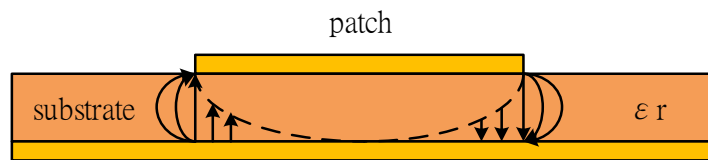
微帶天線的優點是容易設計製作，饋入的方法主要是利用微帶線連接，利用阻抗轉換器或藉由調整饋入位置來達到阻抗匹配。另外一個方法是同軸線饋入，同軸線的外導體連接到接地面，而內導體連接到微帶天線，同樣調整饋入位置，來達到天線的阻抗匹配。

微帶天線中以長方形的微帶天線最為普遍。假設微帶天線的寬為 W 長為 L ，其介質厚度為 h ，介質層下為接地面。與 W 同寬的會有邊緣效應，如圖 2.8(b)。和 L 同長的末端則無。邊緣效應是因為微帶天線的長度有限，波行進到金屬邊界而產生。邊緣效應的程度會受到天線的尺寸與介質層厚度影響。邊緣效應會使天線實際大小比電性尺寸小，所以在設計天線時其物理尺寸會比實際尺寸小，如圖 2.8(a)，圖中 ΔL 即為邊緣效應造成的效應。

常用來分析長方形微帶天線的方法為傳輸線模型。微帶天線的傳輸線模型是由微帶線和一對在兩端輻射電阻所組成。輻射出的能量以輻射電阻代表。在共振時，天線的輸入阻抗的虛部為零，此時輸入阻抗為實數。



(a)



(b)

圖 2.8 長方形微帶天線示意圖

常見的印刷電路板材的介電係數通常大於 1，因此等效介電係數 ϵ_{eff} 為 $1 < \epsilon_{eff} < \epsilon_r$ ，且因為有些電磁波已經在空氣中輻射，在 $W/h \geq 1$ 時，等效介電係數為

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (2-8)$$

由於邊緣效應的影響，微帶天線物理長度會比電性長度小，所以天線的等效長度應為 $L_{eff} = L + \Delta L$ ，所以共振頻率會變成

$$f_r = \frac{1}{2L_{eff} \sqrt{\epsilon_{eff} \mu_0 \epsilon_0}} = \frac{1}{2(L + \Delta L) \sqrt{\epsilon_{eff} \mu_0 \epsilon_0}} \quad (2-9)$$



當介質層厚度增加，邊緣效應會更明顯，且因為天線末端與接地面的距離更遠，使等效長度增加產生更低的共振頻率。

微帶天線在兩個末端有最大的電場，其輸入阻抗大於 50 歐姆，因此亦須考慮阻抗匹配。常見的微帶線阻抗匹配的方法如圖 2.9、圖 2.10 所示。圖 2.9 是利用四分之一波長微帶線的阻抗轉換器接在天線的饋入端，若微帶天線的輸入阻抗為 Z_A ，微帶線阻抗為 Z_0 ，則四分之一波長阻抗轉換器的阻抗 Z_T 則為

$$Z_T = \sqrt{Z_0 Z_A} \quad (2-10)$$

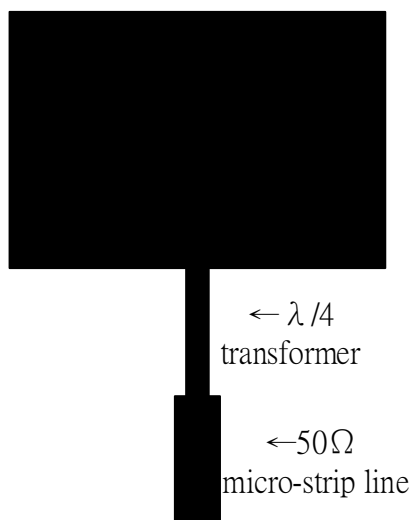


圖 2.9 使用四分之一波長阻抗轉換器進行阻抗匹配



而圖 2.10 是在微帶線的饋入點兩側開槽，產生如具有接地平面的共平面波導，讓天線的饋入點從邊緣伸入至天線內部，開槽的長寬會影響輸入阻抗，透過調整饋入位置尋找適合的匹配點。

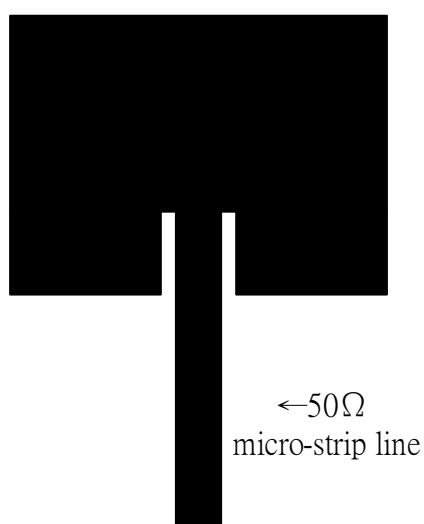


圖 2.10 利用共平面微帶線進行阻抗匹配



第三章 以集總元件取代傳輸線之微型化鼠線

耦合器

3.1. 集總元件電路建立傳輸線等效模型

在以集總元件分析傳輸線時，常見的等效電路模型為 PI 模型與 T 模型，如圖 3.1 與 3.2 所示。

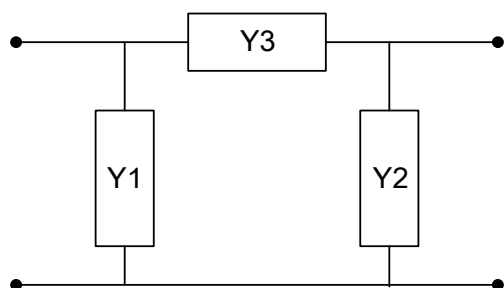


圖 3.1 π 模型

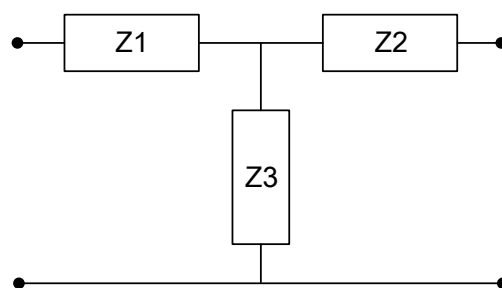


圖 3.2 T模型

而目前文獻所提出的一個橋接 T 模型[20]，如圖 3.3 所示。

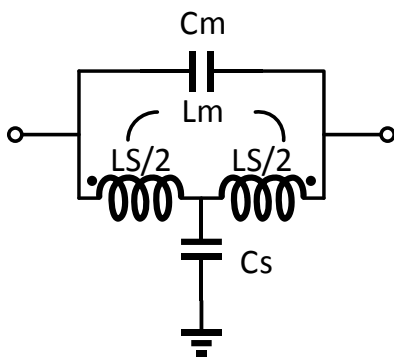


圖 3.3 橋接T模型

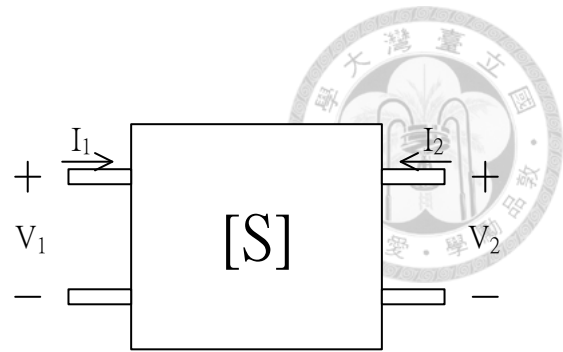


圖 3.4 對稱雙埠網路示意圖

其等效電氣長度在 $0 \sim \pi$ 的範圍下可近似成無損傳輸線。但在研究過程中發現其等效近似模型仍有改善的空間。因此本章將以該電路架構為出發點，提出一個新的電路分析方法來進行理論與公式推導，讓等效電路模型的中心頻率相位差的斜率等於無損傳輸線，藉此提高此電路於中心頻率之準確度。

一個對稱雙埠網路如圖 3.4 所示，假設埠一電壓

$$V_1 = (a_1 + b_1)$$

，埠二電壓

$$V_2 = (a_2 + b_2)$$

，阻抗為 Z_0 ，則可得其埠一電流為

$$I_1 = \frac{1}{Z_0}(a_1 - b_1)$$

埠二電流為

$$I_2 = \frac{1}{Z_0}(a_2 - b_2)$$

與其散射矩陣之關係為。



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

對此電路進行奇偶模分析，在奇模 $a_2 = -a_1$ ， $b_2 = -(S_{11} - S_{12})a_1$ ，所以

$$\begin{aligned} V_1 &= (1 + S_{11} - S_{12}) \\ I_1 &= \frac{1}{Z_0} (1 - S_{11} + S_{12})a_1 \end{aligned}$$

可得

$$Z_{odd} = \frac{V_1}{I_1} = Z_0 \frac{1 + S_{11} - S_{12}}{1 - S_{11} + S_{12}} \quad (3-1)$$

在偶模下， $a_2 = a_1$ ， $b_2 = b_1 = (S_{11} + S_{12})a_1$ ，所以

$$\begin{aligned} V_1 &= (1 + S_{11} + S_{12}) \\ I_1 &= \frac{1}{Z_0} (1 - S_{11} - S_{12})a_1 \end{aligned}$$

可得

$$Z_{even} = \frac{V_1}{I_1} = Z_0 \frac{1 + S_{11} + S_{12}}{1 - S_{11} - S_{12}} \quad (3-2)$$

將 Z_{odd} 與 Z_{even} 進行歸依化得 \bar{Z}_{odd} 與 \bar{Z}_{even} 來獲得其散射參數，

$$S_{11} - S_{12} = \frac{\bar{Z}_{odd} - 1}{\bar{Z}_{odd} + 1} \quad (3-3)$$

$$S_{11} + S_{12} = \frac{\bar{Z}_{even} - 1}{\bar{Z}_{even} + 1} \quad (3-4)$$

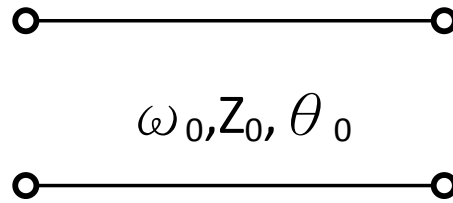


圖 3.5 理想傳輸線示意圖

假設該電路是匹配電路，則無反射 $S_{11} = 0$ ，可得

$$Z_{even} \cdot Z_{odd} = Z_0^2 \quad (3-5)$$

對一個電器長度為 θ ，阻抗 Z_0 的傳輸線如圖 3.5，可得知

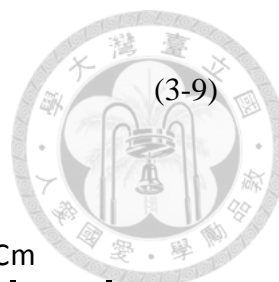
$$Z_{odd} = jZ_0 \tan \frac{\theta}{2} \quad (3-6)$$

$$Z_{even} = -jZ_0 \cot \frac{\theta}{2} \quad (3-7)$$

對圖 3.3 等效電路進行奇偶模分析，假設電路無反射，在偶模的情況下，其偶模半電路如圖 3.6，可得

$$Z_{even} = j\omega \frac{L_s}{2} (1 + k_L) + \frac{2}{j\omega C_s} \quad (3-8)$$

在奇模的情況下，其奇模半電路如圖 3.7，可得



$$Y_{odd} = 2j\omega C_m + \frac{2}{j\omega L_s(1 - k_L)} \quad (3-9)$$

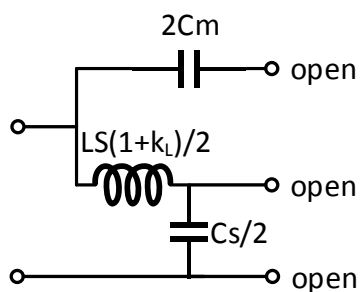


圖 3.6 修正T模型偶模半電路

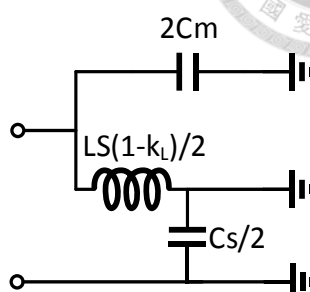


圖 3.7 修正T模型奇模半電路

在無反射的情況下

$$Z_{even} \cdot Z_{odd} = Z_0^2$$

即

$$\frac{Z_{even}}{Y_{odd}} = Z_0^2 \quad (3-10)$$

所以可得

$$j\omega \frac{L_s}{2} (1 + k_L) = 2j\omega C_m \cdot Z_0^2 \quad (3-11)$$

$$j\omega C_s = \frac{1}{Z_0} j\omega L_s (1 - k_L) \quad (3-12)$$

因此可得在無反射的條件下 C_m 與 C_s 的關係為

$$\frac{C_m}{C_s} = \frac{(1 + k_L)}{4(1 - k_L)} \quad (3-13)$$



以及

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_s(1 - k_L)}{C_s}} \quad (3-14)$$

在 L_m 為已知的情況下，可以透過上兩式得出 C_m 與 C_s ，如此一來便可獲得一個阻抗為 Z_0 的無反射電路。而在進一步透過此等效電路的相位差與傳輸線比較來求出 L_m (即 k_L)。在無反射的情況下， $|S_{11}| = 0$ ， $|S_{21}| = 1$ 。因此可以將 S_{21} 表示成 $e^{-j\phi}$ ，在此 ϕ 為修正 T 型等效電路的相位延遲，依 3-4 式，

$$S_{21} = \frac{Z_{even} - Z_0}{Z_{even} + Z_0} = \frac{j2\omega C_m Z_0^2 + \frac{2}{j\omega C_s} - Z_0}{j2\omega C_m Z_0^2 + \frac{2}{j\omega C_s} + Z_0} \triangleq e^{-j\phi} \quad (3-15)$$

可得

$$\begin{aligned} j\left(2\omega C_m Z_0 - \frac{2}{\omega C_s Z_0}\right) &= \frac{1 + e^{-j\phi}}{1 - e^{-j\phi}} = -j \cot \frac{\phi}{2} \\ \therefore \cot \frac{\phi}{2} &= \frac{2}{\omega C_s Z_0} - 2\omega C_m Z_0 = \tan\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\phi}{2}\right) \\ \therefore \phi &= \pi - 2 \tan^{-1}\left(\frac{2}{\omega C_s Z_0} - 2\omega C_m Z_0\right) \end{aligned} \quad (3-16)$$

在此定義 ω_π 使 3-16 式括號為零，使 $\phi = \pi$ ，即

$$\omega_\pi \triangleq \frac{1}{\sqrt{C_s C_m Z_0}} = \frac{2}{\sqrt{C_s L_s (1 + k_L)}} \quad (3-17)$$



在某個頻率 ω_0 底下，其電路的相位差 θ_0 ，可得 ω_0 與 θ_0 的關係

$$\cot \frac{\theta_0}{2} = \frac{2}{\omega_0 C_s Z_0} - 2\omega_0 C_m Z_0 \quad (3-18)$$

將 3-14 式帶入 3-18 式可得

$$\cot \frac{\theta_0}{2} = \frac{2}{\omega_0 \sqrt{C_s L_s (1 - k_L)}} - 2\omega_0 k_c \sqrt{C_s L_s (1 - k_L)}; k_c \triangleq \frac{C_m}{C_s} \quad (3-19)$$

反推可得

$$\sqrt{C_s L_s (1 - k_L)} = \frac{4}{\omega_0 \left(\cot \frac{\theta_0}{2} + \sqrt{\cot^2 \frac{\theta_0}{2} + 16K_c} \right)} \quad (3-20)$$

透過 3.14 式與 3.18 式，若給定 k_L 、 ω_0 、 θ_0 、 Z_0 ，可得到修正 T 等效電路模型的其他參數。即使如此在 ω_0 附近所對應的相位差不一定與傳輸線相同。

進一步分析傳輸線與修正 T 型等效電路在 ω_0 附近之 ω 的奇偶模型並比較，如圖 3.8 與圖 3.9 所示，

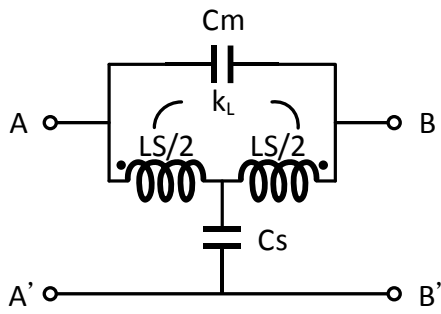


圖 3.8 修正T模型

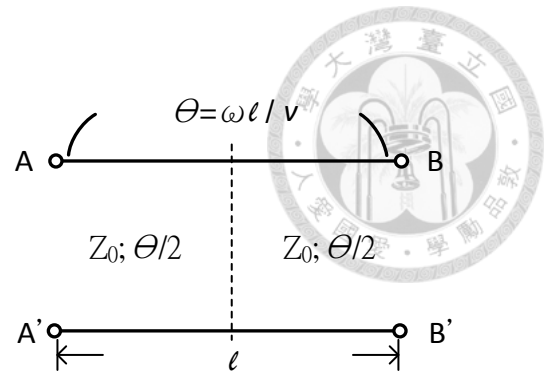


圖 3.9 傳輸線模型

在偶模下如圖 3.10，修正 T 型等效電路的偶模阻抗為

$$Z_{even} = j\omega \frac{L_S}{2} (1 + k_L) + \frac{2}{j\omega C_S}$$

$$\cong -j \left(\frac{2}{\omega_0 C_S} - \frac{\omega_0 L_S (1 + k_L)}{2} \right) + j \left(\frac{L_S}{2} (1 + k_L) + \frac{2}{\omega_0^2 C_S} \right) (\omega - \omega_0)$$

傳輸線的偶模阻抗為

$$Z_{even} = -jZ_0 \cot \frac{\theta}{2} \cong -jZ_0 \cot \frac{\theta_0}{2} + jZ_0 \csc^2 \frac{\theta_0}{2} \cdot \frac{l}{2v} \cdot (\omega - \omega_0)$$

透過比較上兩式

$$\begin{cases} \frac{2}{\omega_0 C_S} - \frac{\omega_0 L_S (1 + k_L)}{2} = Z_0 \cot \frac{\theta_0}{2} \\ \frac{\omega_0 L_S}{2} (1 + k_L) + \frac{2}{\omega_0 C_S} = Z_0 \csc^2 \frac{\theta_0}{2} \cdot \frac{\theta_0}{2} \end{cases}$$

$$\therefore \begin{cases} \omega_0 C_S = \frac{8 \sin^2 \frac{\theta_0}{2}}{\theta_0 \sin \theta_0} \cdot \frac{1}{Z_0} \\ \frac{\omega_0 L_S (1 + k_L)}{2} = Z_0 \cdot \frac{\theta_0 - \sin \theta_0}{4 \sin^2 \frac{\theta_0}{2}} \end{cases} \quad (3-21)$$

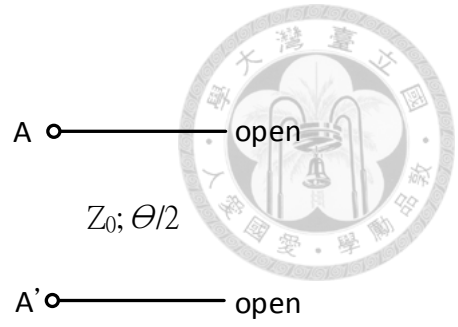
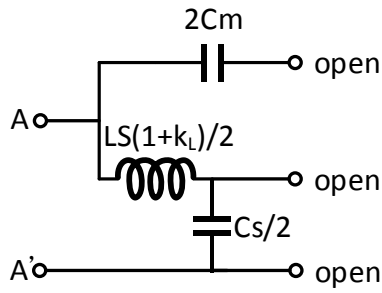


圖 3.10 偶模下修正T模型與傳輸線模型

在奇模下如圖 3.11，修正 T 型等效電路的奇模導納為

$$Y_{odd} = 2j\omega C_m + \frac{2}{j\omega L_s(1 - k_L)}$$

$$\cong -j\left(\frac{2}{\omega_0 L_s(1 - k_L)} - 2C_m\omega_0\right) + j\left(2C_m + \frac{2}{L_s(1 - k_L)\omega_0^2}\right)(\omega - \omega_0)$$

傳輸線的奇模導納為

$$Y_{odd} = -j\frac{1}{Z_0} \cot \frac{\theta}{2} \cong -j\left(\frac{1}{Z_0} \cot \frac{\theta_0}{2}\right) + j\left(\frac{1}{Z_0} \csc^2 \frac{\theta_0}{2}\right) \cdot \frac{l}{2v} \cdot (\omega - \omega_0)$$

透過比較上兩式

$$\begin{cases} -2C_m\omega_0 + \frac{2}{\omega_0 L_s(1 - k_L)} = \frac{1}{Z_0} \cot \frac{\theta_0}{2} \\ 2C_m\omega_0 + \frac{2}{L_s(1 - k_L)\omega_0} = \frac{1}{Z_0} \csc^2 \frac{\theta_0}{2} \cdot \frac{\theta_0}{2} \end{cases}$$

$$\therefore \begin{cases} \omega_0 L_s(1 - k_L) = \frac{8Z_0 \sin^2 \frac{\theta_0}{2}}{\theta_0 + \sin \theta_0} \\ C_m \omega_0 = \frac{\theta_0 - \sin \theta_0}{8Z_0 \sin^2 \frac{\theta_0}{2}} \end{cases} \quad (3-22)$$

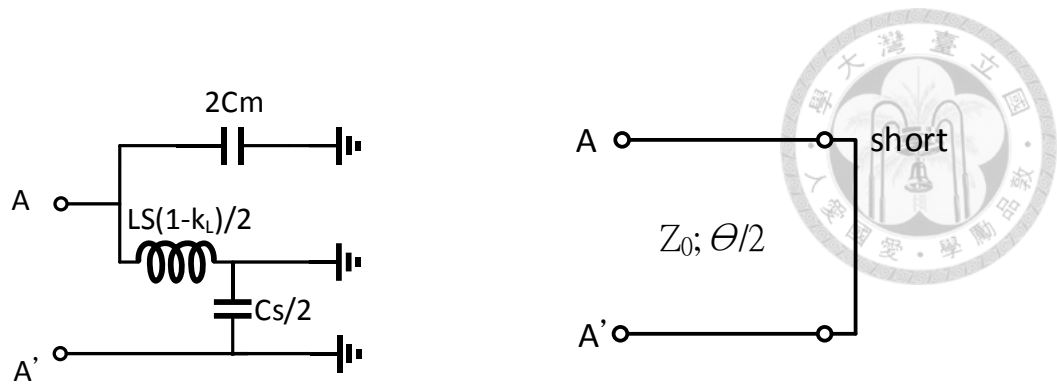


圖 3.11 奇模下修正T模型與傳輸線模型

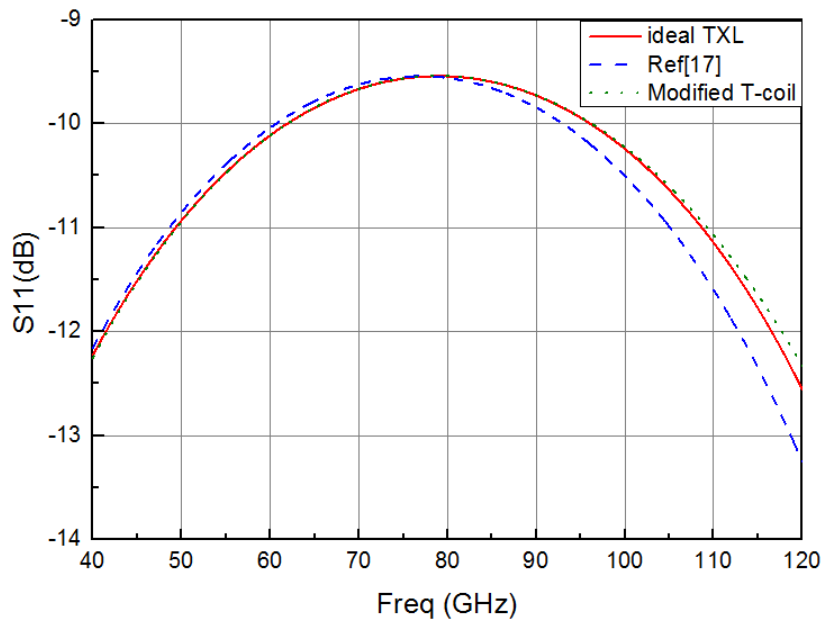
經過整理 3.21 式與 3.22 式，可以得到修正 T 等效電路模型近似一個操作在 ω_0 ，特徵阻抗為 Z_0 ，電氣長度為 θ_0 的參數

$$\begin{cases} C_s = \frac{8\sin^2 \frac{\theta_0}{2}}{Z_0 \omega_0 (\theta_0 + \sin \theta_0)} \\ k_c = \frac{\theta_0^2 - \sin^2 \theta_0}{64 * \sin^4 \frac{\theta_0}{2}} \\ C_m = C_s k_c \end{cases} \quad (3-23)$$

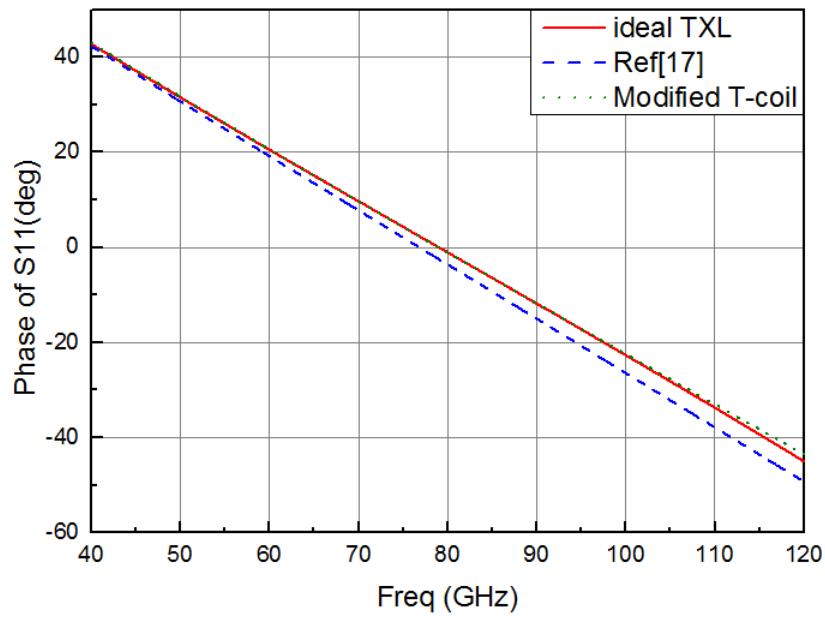
$$\begin{cases} L_s = \frac{Z_0 * 8\sin^2 \frac{\theta_0}{2}}{\omega_0 (1 - k_L) * (\theta_0 + \sin \theta_0)} \\ k_L = \frac{4k_c - 1}{4k_c + 1} \\ L_m = L_s k_L \end{cases} \quad (3-24)$$



以操作於 79GHz， $Z_0 = 70.71\Omega$ ，電器長度 90 度的傳輸線為例，圖 3.12 與 3.13 為在 ADS 中的模擬 S11、S12 的結果，從模擬結果可知，本論文所提出的傳輸線等效電路模型可以達到更準確的近似

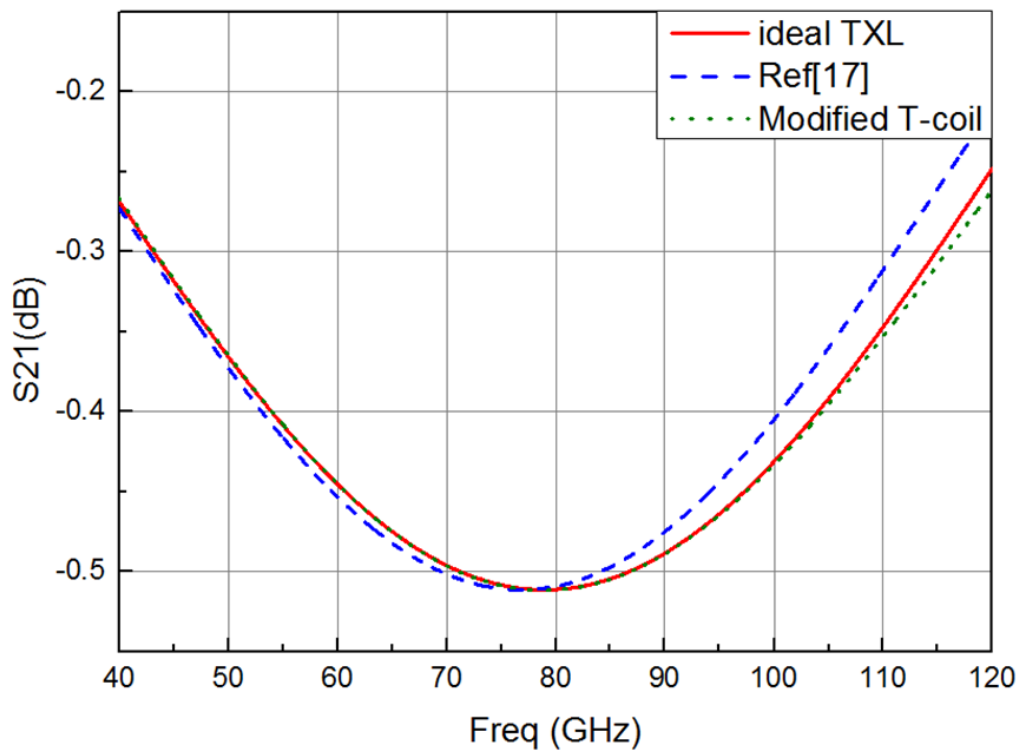


S11 模擬結果

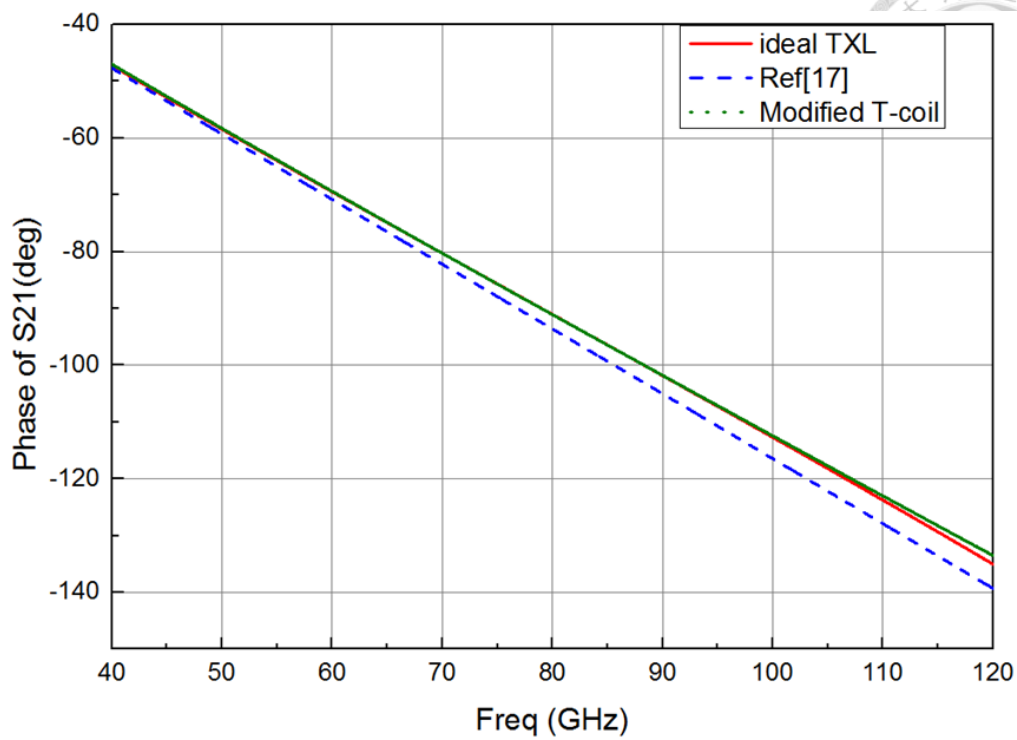


S11 的相位

圖 3.12 S11 模擬結果



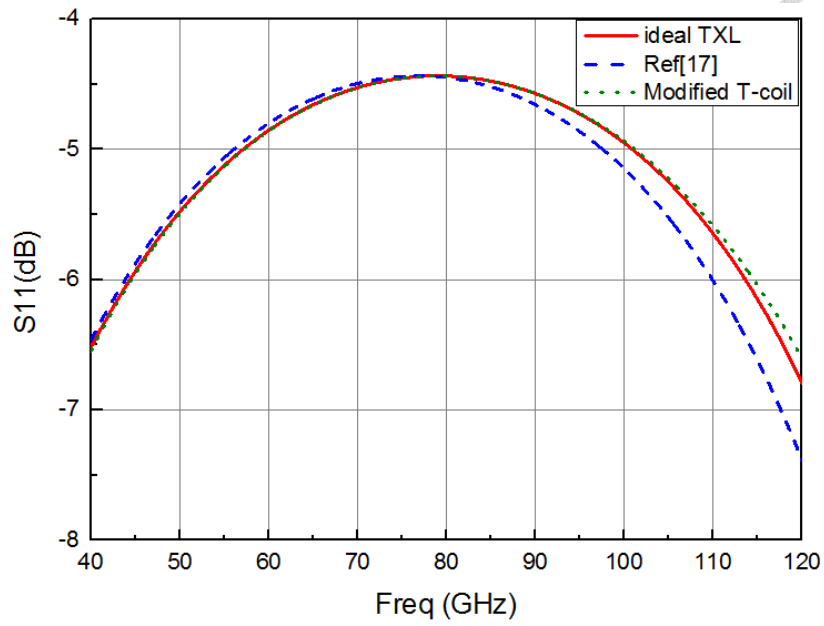
S12 模擬結果



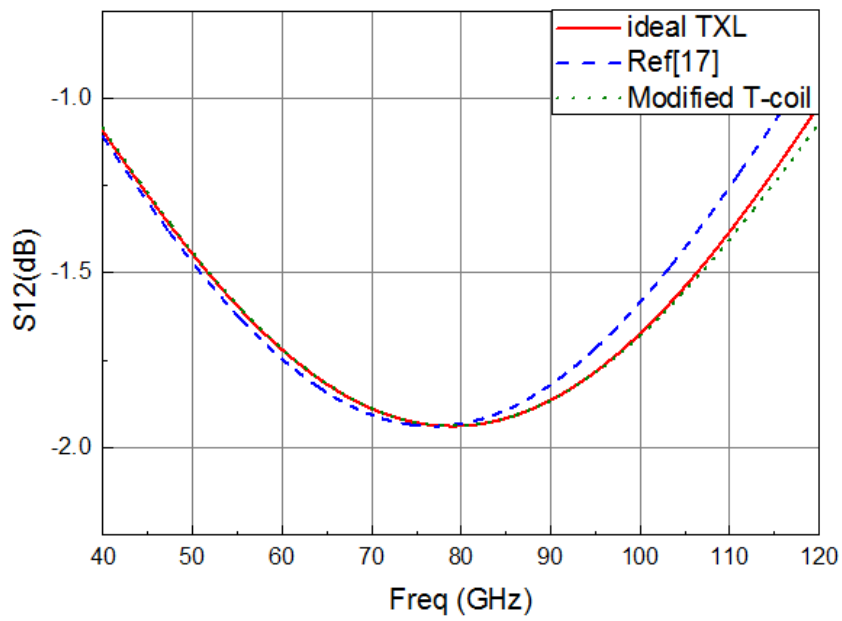
S12 的相位

圖 3.13 S12 模擬結果

以下再以 25 歐姆、51 歐姆、100 歐姆與 200 歐姆的輸入阻抗進行 S 參數的模擬比較，因與圖 3.12、圖 3.13 使用相同電器長度，故只呈現 S11 與 S12 的值。分別從圖 3.14 至圖 3.17 表示：

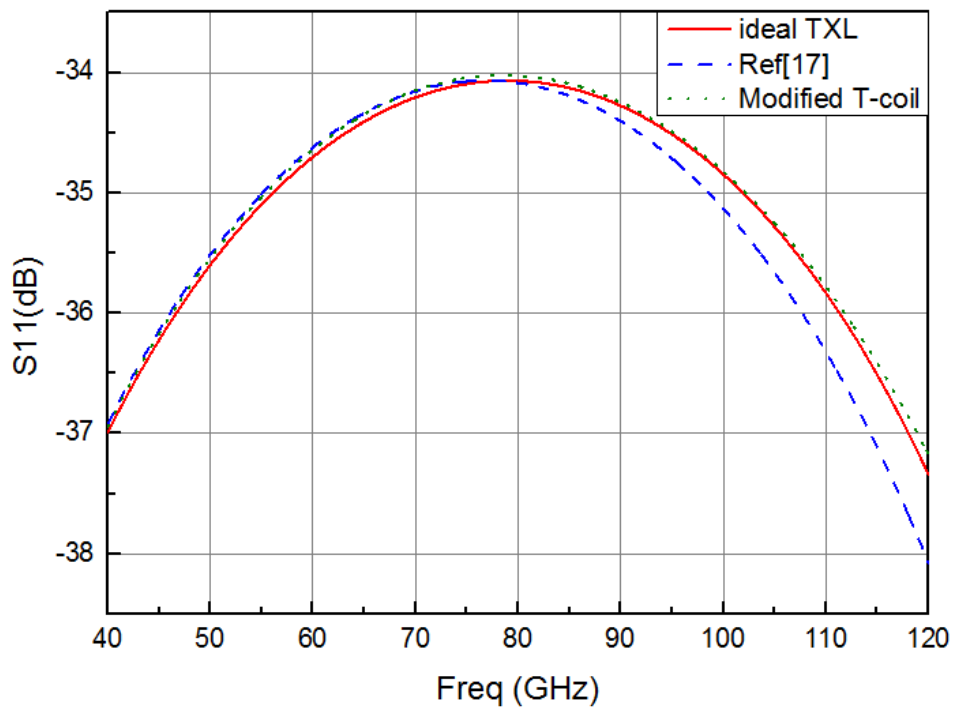
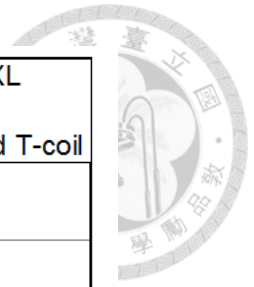


S11 模擬結果

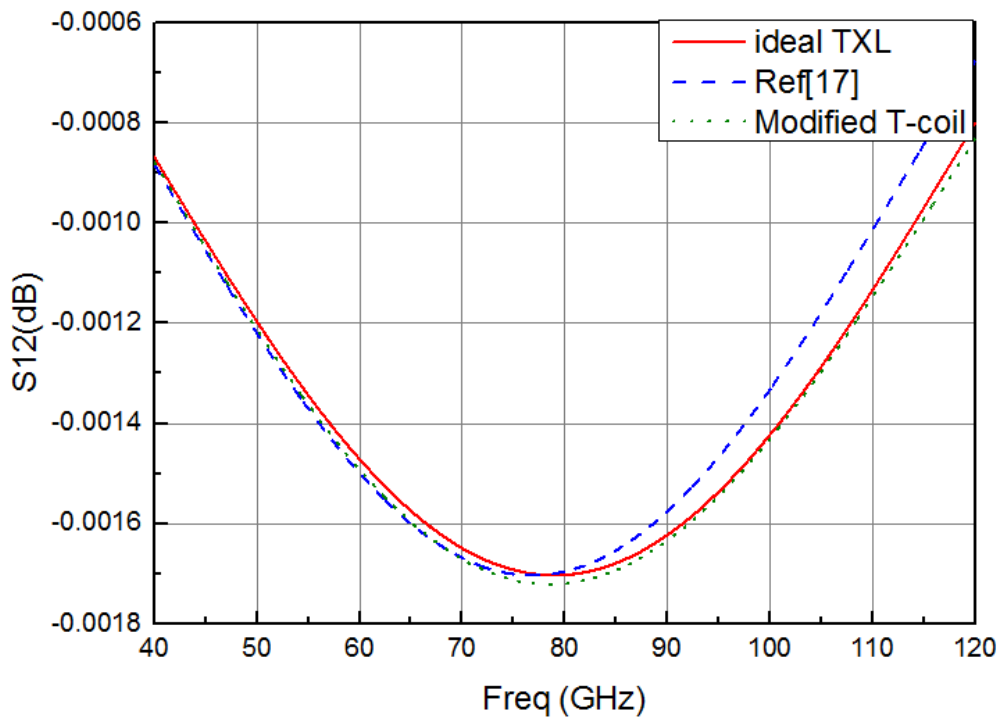


S12 模擬結果

圖 3.14 25 歐姆 S 參數模擬結果

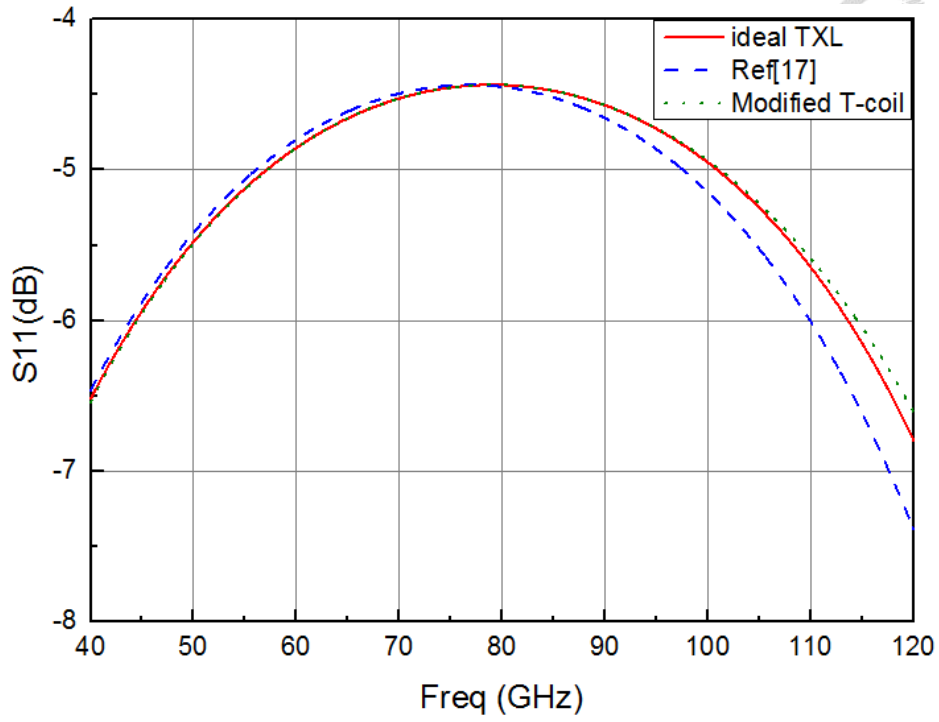
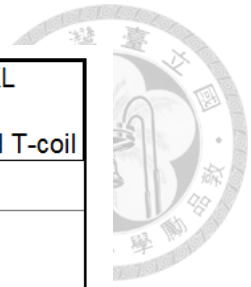


S11 模擬結果

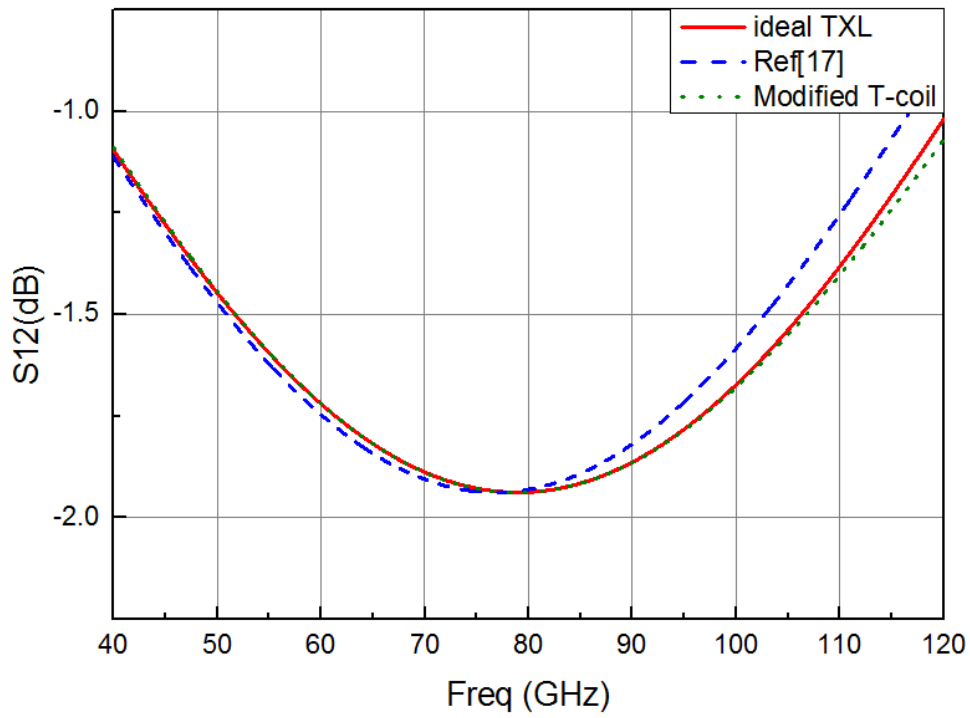


S12 模擬結果

圖 3.15 51 歐姆 S 參數模擬結果

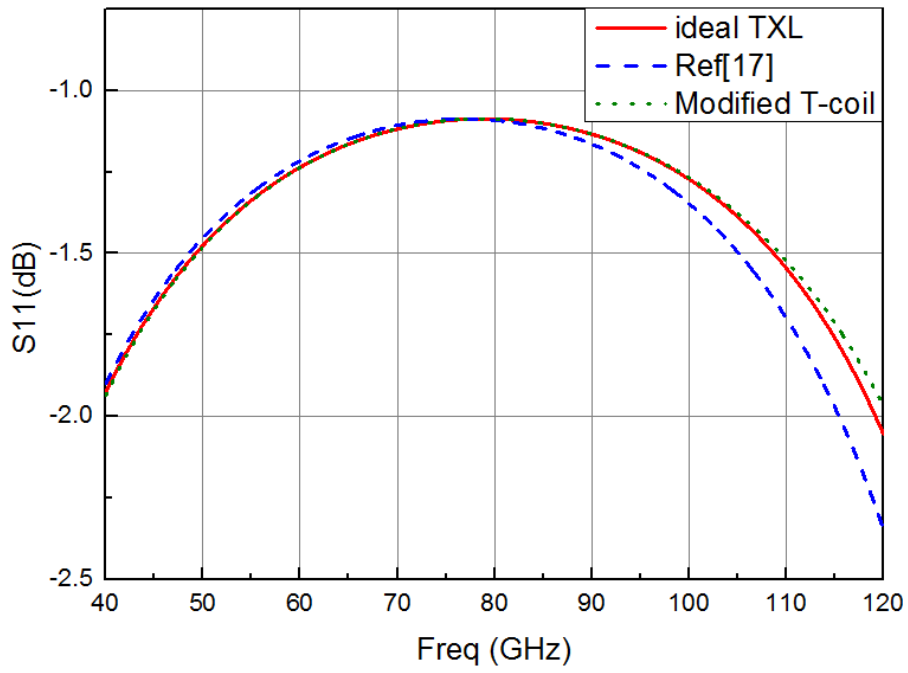
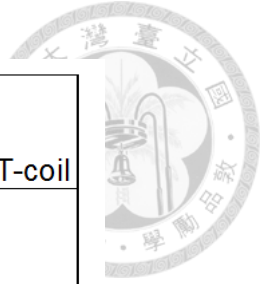


S11 模擬結果

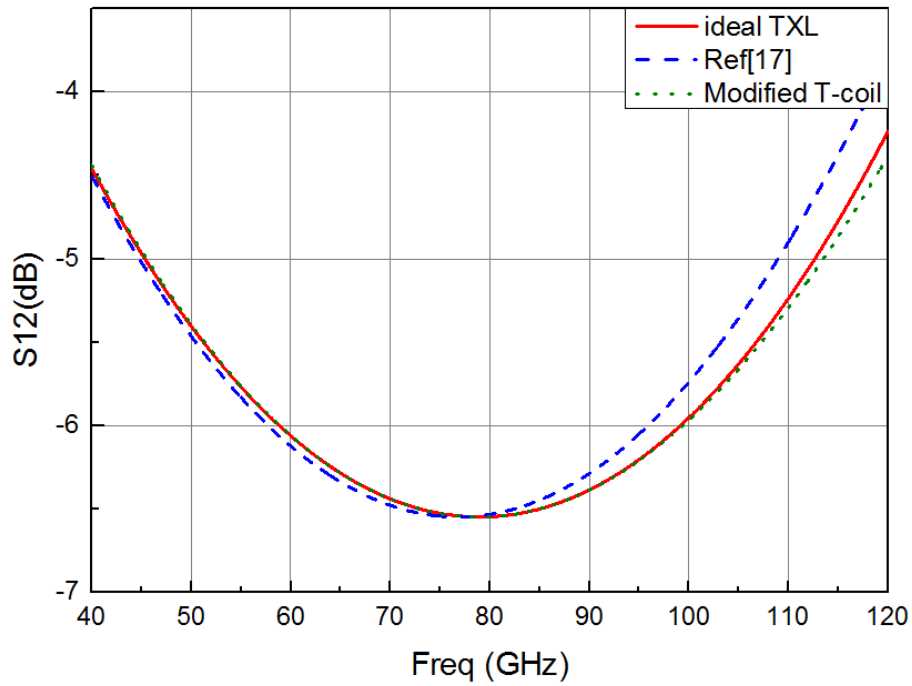


S12 模擬結果

圖 3.16 100 歐姆 S 參數模擬結果




S11 模擬結果



S12 模擬結果

圖 3.17 200 歐姆 S 參數模擬結果



從圖 3.12 至圖 3.13 的模擬結果可以看出，本論文所提的改善後的 T 型線圈傳輸線等效電路模型，在傳輸線相位差上比現有的等效電路模型還要準確一些。從圖 3.14 至圖 3.17 的模擬結果可以看出，在不同阻抗下，本論文所提出的改善後的 T 型線圈傳輸線等效電路模型，比現有的傳輸線等效電路模型更接近理想傳輸線，也因此比現有的等效電路模型更加接近理想傳輸線的頻寬。



3.2. 以 IPD 製程設計鼠線耦合器

本節設計概念為利用積體被動元件製程，設計以集總式元件來等效傳統傳輸線結構之鼠線耦合器。未來系統越趨複雜，利用積體被動元件製程可以將很多被動元件整合在一起，也能減少整體被動電路面積。在此更透過以集總式元件的方式，來縮小元件的電路使用面積。本節使用的積體被動元件製程，製程結構如圖 3.18。

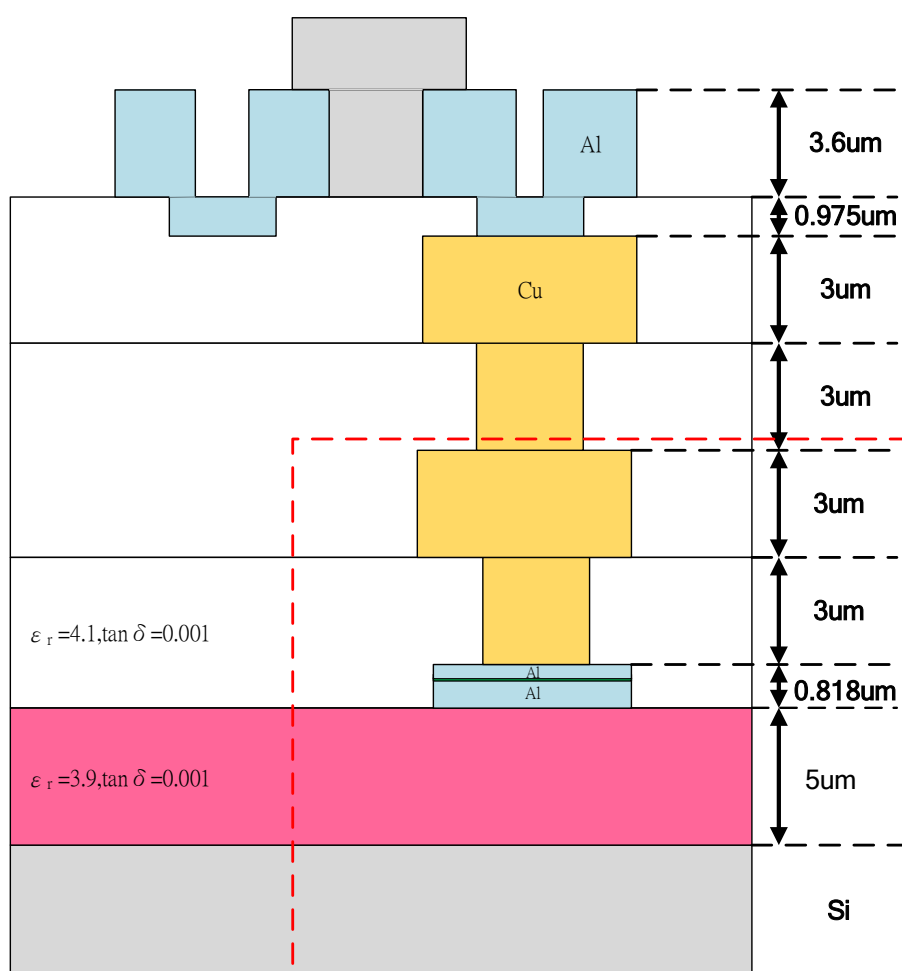
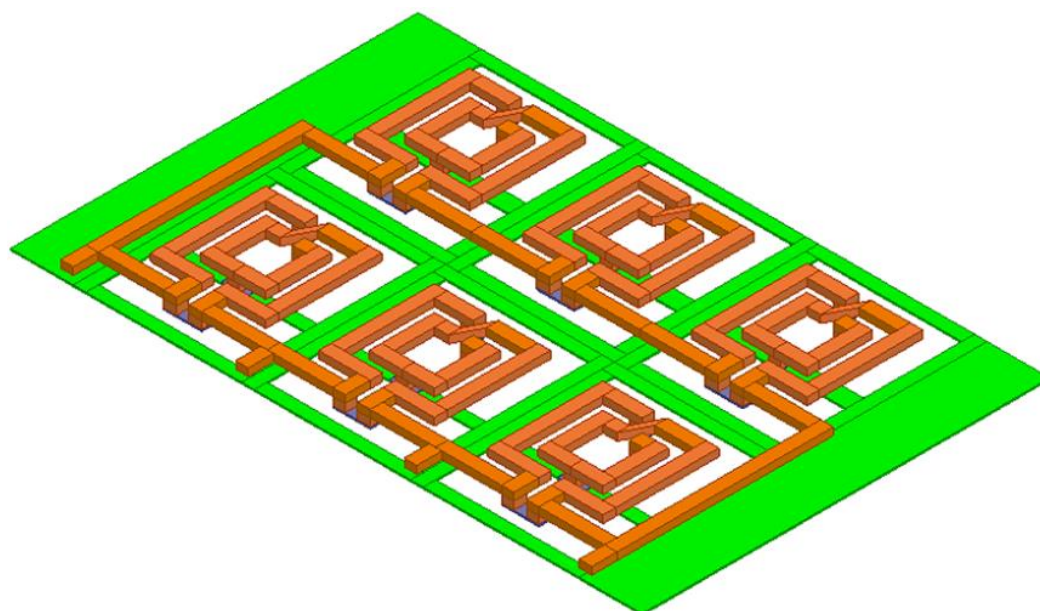


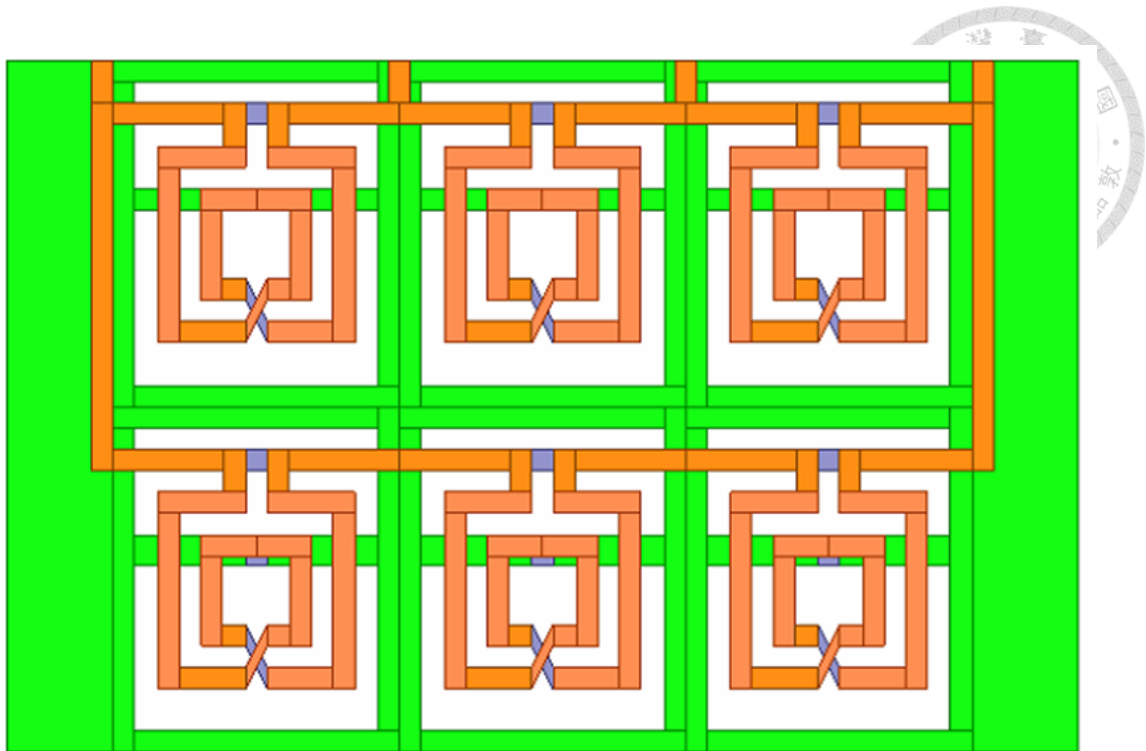
圖 3.18 積體被動元件製程結構參數

在設計鼠線耦合器時，若是依照[19]中所給的鼠線耦合器的阻抗值，並以修正 T 型線圈傳輸線等效電路的集總式電路實現，會發現在設計電路中的電感與互感時，因為要滿足電感與互感之間的比例以及互感的值，而使得電路面積過大。由於鼠線耦合器主要透過路徑的相位差來達到其效果，所以在設計電路時便先以滿足整體電路的相位為主要設計目標，並同時縮小電路的面積。透過調整電容電感的比例，來達到所需要的相位，最後再調整輸入訊號的傳輸線阻抗，使其與鼠線耦合器匹配，來降低原本阻抗不匹配造成的反射。

將鼠線耦合器設計在積體被動元件製程上可以使鼠線耦合器在毫米波頻段上實現。本鼠線耦合器透過使用集總式元件，充分利用傳統環型傳輸線鼠線耦合器中間的空間，達到微小化的效果。先實現一個如修正 T 型線圈的集總元件電路，來等效鼠線耦合器中的四分之一波長傳輸線，其結構與製程之對應關係如圖 3.18 虛線部分。將 6 個四分之一波長傳輸線的集總式元件等效電路組合成鼠線耦合器，如圖 3.19。



(a)



(b)

圖 3.19 設計於積體被動元件製程之鼠線耦合器(a)三視圖 (b)上視圖



這裡使用電磁模擬軟體 ANSYS 公司的 High Frequency Structure Simulator (HFSS) ver.15 來進行模擬的驗證。對於圖 3.19 的 79GHz 鼠線耦合器的模擬結果如圖 3.20 所示。在中心頻率時埠一的反射係數為 $|S_{11}| = 19.64dB$ ，穿透係數為 $|S_{21}| = 3.78dB$ ，穿透係數為 $|S_{31}| = 4.07dB$ ，埠一與埠四的隔離度為 $|S_{41}| = 26.47dB$ ，電路面積大小為 $0.009\lambda_g^2$ ($162\mu m * 210\mu m$)，和傳統的環形傳輸線鼠線耦合器的電路使用面積相比，電路為其 5%。

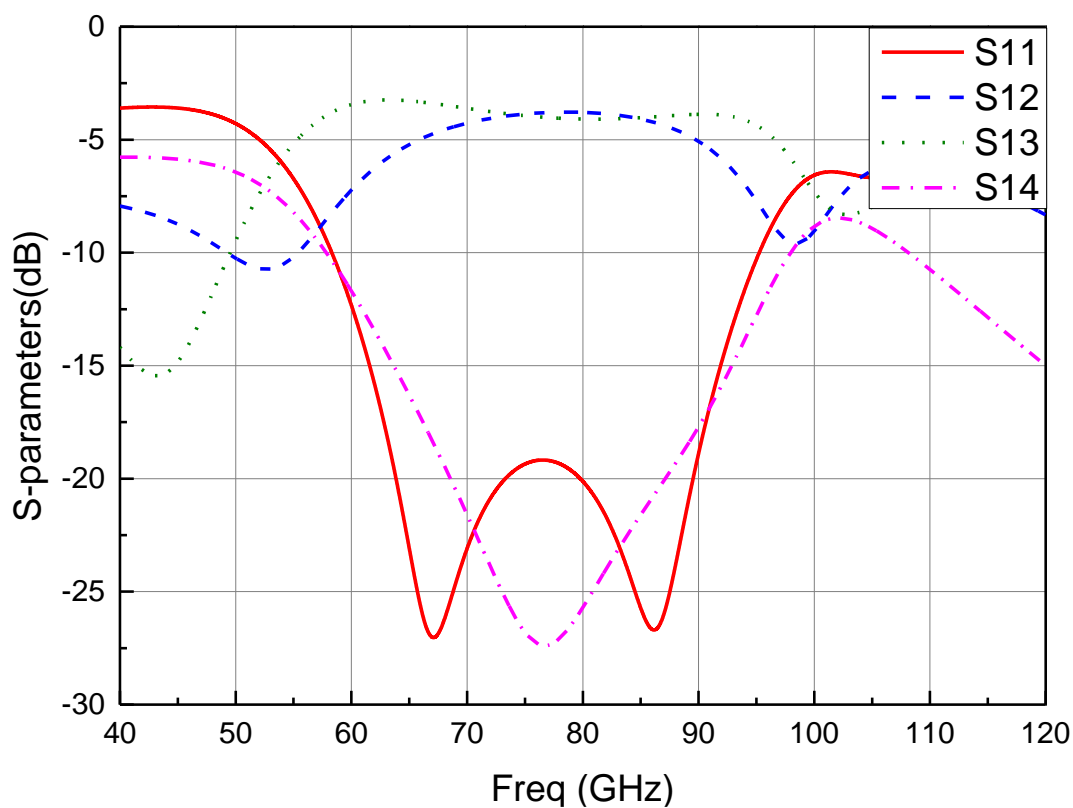


圖 3.20 設計於積體被動元件製程鼠線耦合器之模擬結果



而以積體被動元件製程設計的鼠線耦合器的相位響應如圖 3.21 所示，從圖 3.21 中可以看出，即使所使用的集總式 T 型線圈的電路並未如[19]的阻抗進行設計，只要能使埠與埠之間相位響應的值正確，再配合輸入訊號的傳輸線進行匹配，便能在目標的操作頻段達到鼠線耦合器的效果。

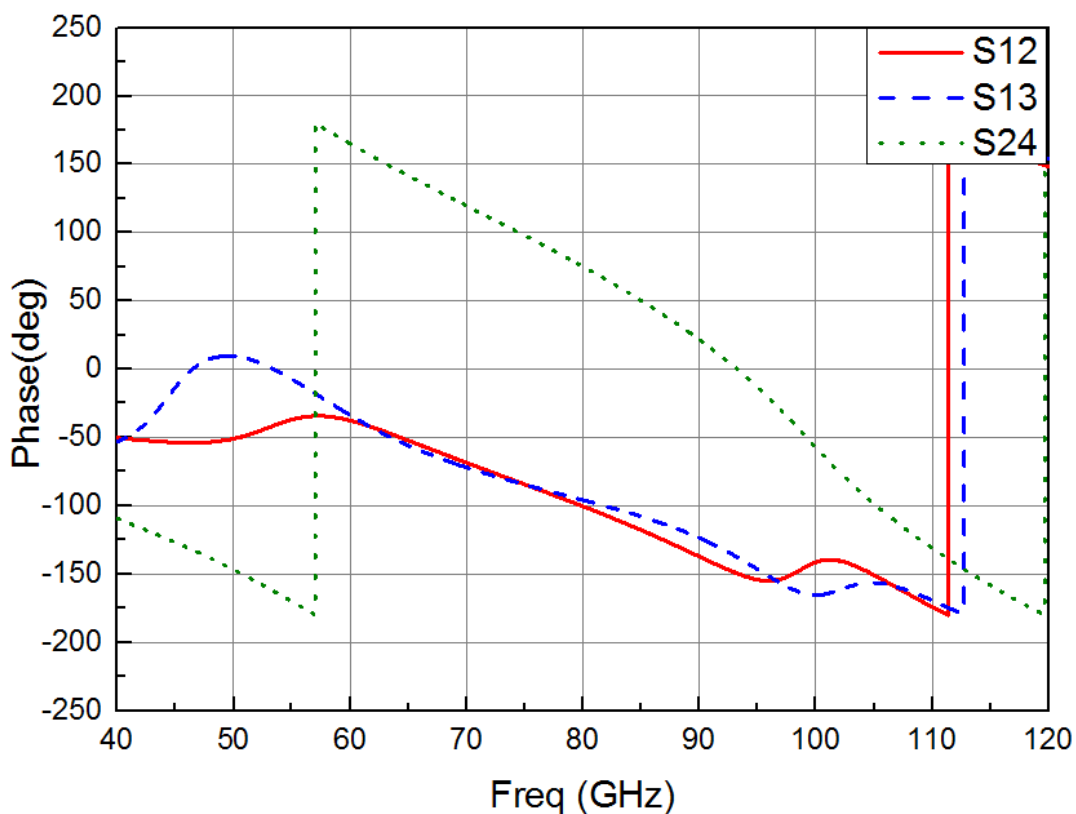


圖 3.21 設計於積體被動元件製程鼠線耦合器之 S 參數相位模擬結果



3.3. 以 RDL 平行板電容設計鼠線耦合器

本章設計概念為利用沒有電容介質層的晶圓及封裝製程來設計，藉由直接設計鼠線耦合器在封裝之中來提高系統整合度。晶圓級封裝的製程圖與結構尺寸如圖 3.22 所示。

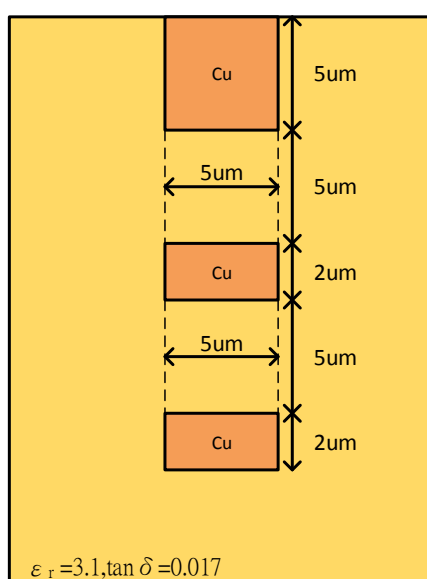
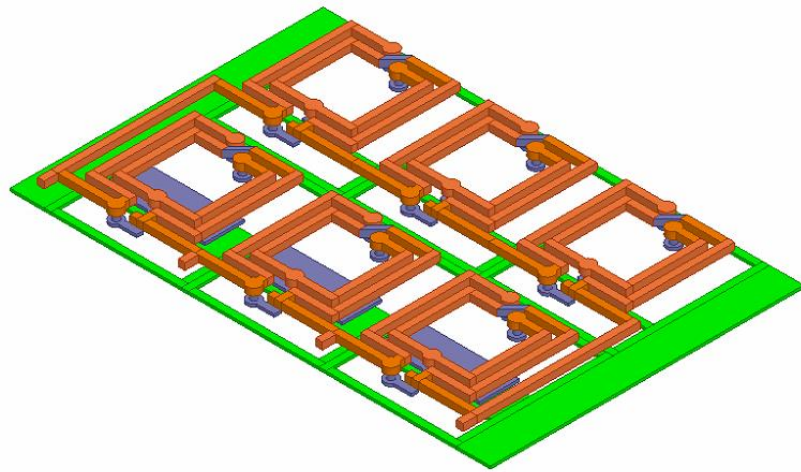
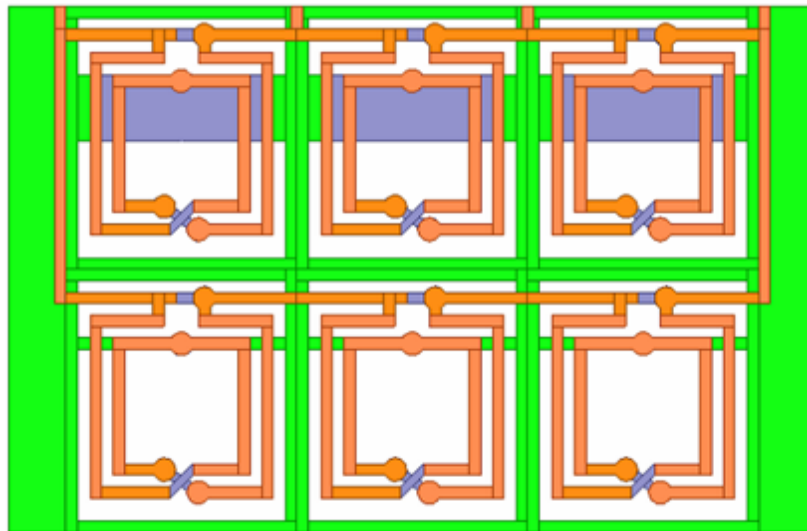


圖 3.22 晶圓級封裝結構參數

將鼠線耦合器設計在晶圓級封裝製程上可以讓鼠線耦合器在毫米波頻段上實現。本耦合器亦透過使用集總式元件，充分利用傳統環型傳輸線鼠線耦合器中間的空間，達到微小化的效果。同樣先實現一個如修正 T 型的集總元件電路，來等效鼠線耦合器中的四分之一波長傳輸線。將 6 個四分之一波長傳輸線的集總式元件等效電路組合成鼠線耦合器，如圖 3.23。



(a)



(b)

圖 3.23 設計於晶圓級封裝製程之鼠線耦合器(a)三視圖 (b)上視圖

這裡使用電磁模擬軟體 ANSYS 公司的 High Frequency Structure Simulator (HFSS) ver.15 來進行模擬的驗證。對於圖 3.23 的 79GHz 鼠線耦合器的模擬結果如圖 3.24 所示，在中心頻率時埠一的反射係數為 $|S_{11}| = 19.58dB$ ，穿透係數為 $|S_{21}| = 3.26dB$ ，穿透係數為 $|S_{31}| = 4.23dB$ ，埠一與埠四的隔離度為 $|S_{41}| = 21.03dB$ ，電路面積大小為 $0.022\lambda_g^2$ ($323\mu m * 230\mu m$)，和傳統的環形傳輸線鼠線耦合器的電路使用面積相比，電路為其 12%。

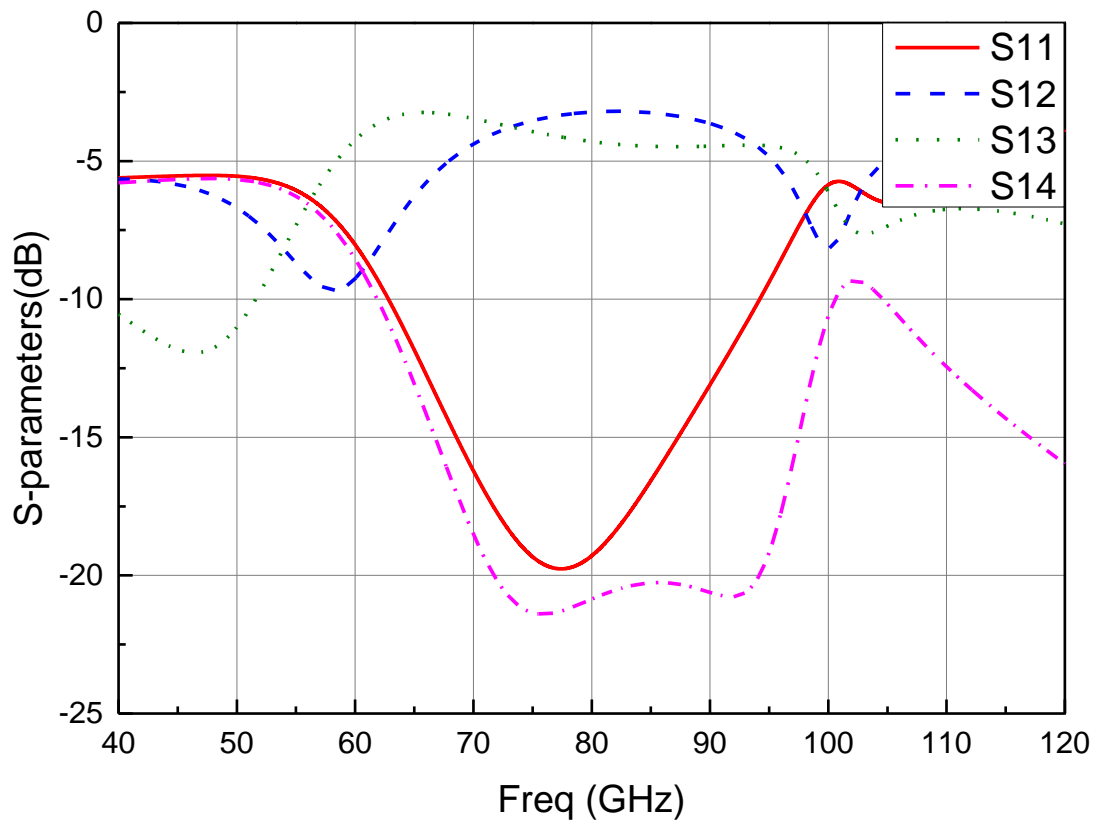


圖 3.24 設計於晶圓級封裝製程鼠線耦合器之模擬結果

而以晶圓級封裝製程的重新分佈層設計的鼠線耦合器的相位響應如圖 3.25 所示，從圖 3.25 中可以看出，即使所使用的集總式 T 型線圈的電路並未如[19]的阻抗進行設計，只要能使中心頻率相位響應的值正確，再配合輸入訊號的傳輸線進行匹配，便能在目標的操作頻段達到鼠線耦合器的效果。

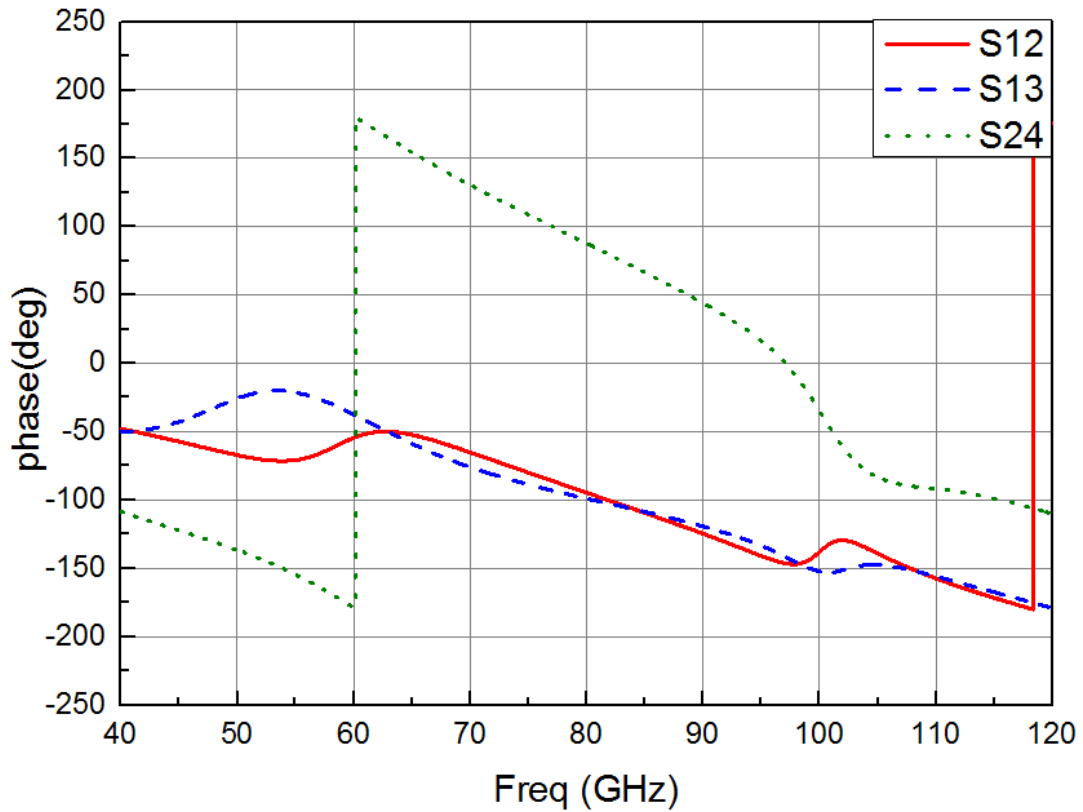
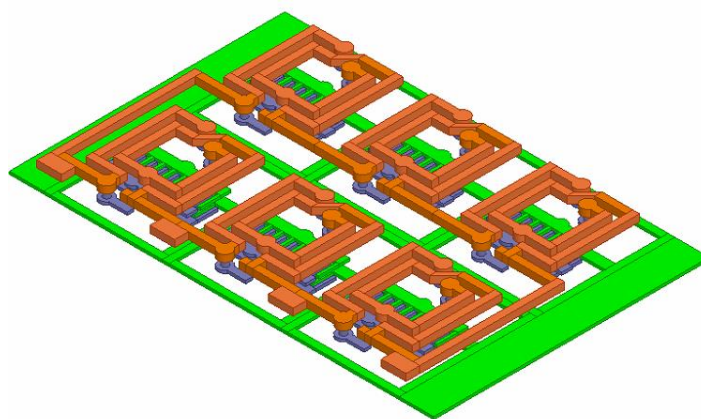


圖 3.25 設計於晶圓級封裝製程鼠線耦合器之 S 參數相位模擬結果

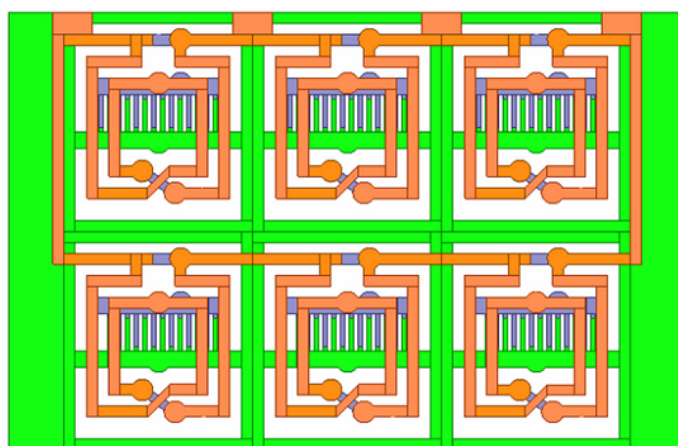


3.4. 以 RDL 指叉式電容設計鼠線耦合器

由於晶圓級封裝製程並沒有如積體被動元件製程中的電容介質特別提供用於設計電容，所以由於晶圓級封裝製程較小的介電係數，使得電容的尺寸會影響電路面積，因此嘗試利用指叉式電容來取代平板式電容，透過更多電容兩極金屬的接觸面積，來降低整體電路的使用面積。同樣先實現一個如修正 T 型的集總元件電路，來等效鼠線耦合器中的四分之一波長傳輸線。將 6 個四分之一波長傳輸線的集總式元件等效電路組合成鼠線耦合器，如圖 3.26。



(a)



(b)

圖 3.26 設計於晶圓級封裝製程以指叉式電容取代平板式電容之鼠線耦合器

(a)三視圖 (b)上視圖

這裡使用電磁模擬軟體 ANSYS 公司的 High Frequency Structure Simulator (HFSS) ver.15 來進行模擬的驗證。對於圖 3.26 的 79GHz 鼠線耦合器的模擬結果如圖 3.27 所示，在中心頻率時埠一的反射係數為 $|S_{11}| = 19.5dB$ ，穿透係數為 $|S_{21}| = 3.64dB$ ，穿透係數為 $|S_{31}| = 3.96dB$ ，埠一與埠四的隔離度為 $|S_{41}| = 24.26dB$ ，電路面積大小為 $0.015\lambda_g^2$ (280um*200um)，和傳統的環形傳輸線鼠線耦合器的電路使用面積相比，電路為其 8.3%。

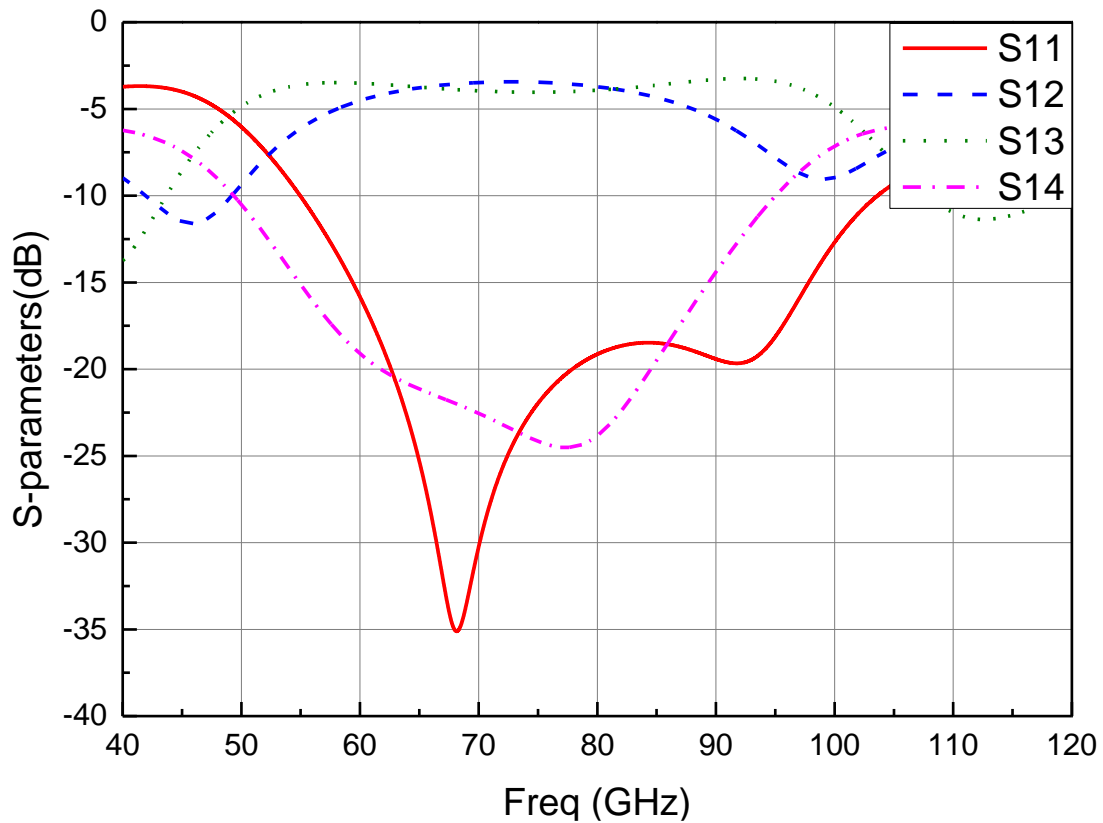


圖 3.27 設計於晶圓級封裝製程以指叉式電容取代平板式電容鼠線耦合器之模擬結果

以晶圓級封裝製程設計指叉式電容取代平板式電容之鼠線耦合器的相位響應如圖 3.28 所示，從圖 3.28 中可以看出，即使所使用的集總式 T 型線圈的電路並未如[19]的阻抗進行設計，只要能使相位的響應正確，再配合輸入訊號的傳輸線進行匹配，便能達到鼠線耦合器的效果。

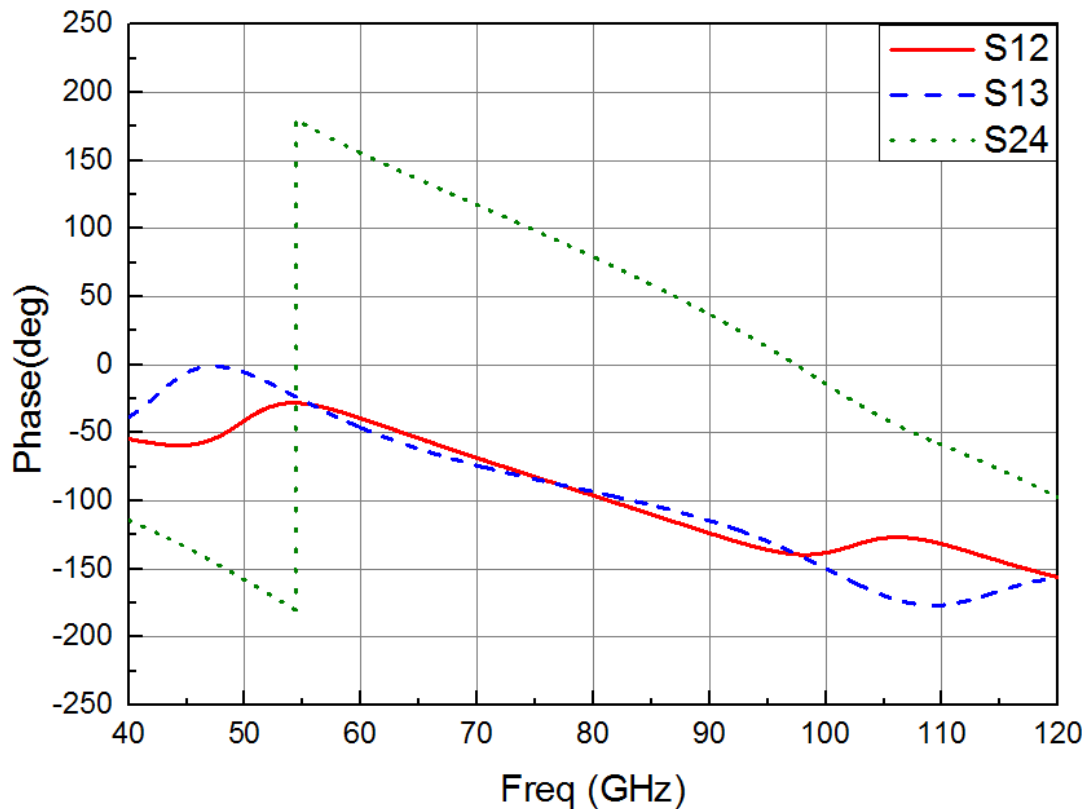


圖 3.28 設計於晶圓級封裝製程以指叉式電容取代平板式電容鼠線耦合器之 S 參數相位模擬結果



3.5. 模擬結果比較

將設計的耦合器與一些現有文獻進行比較，和傳統的環形傳輸線結構相比 [2]，本論文設計的電路尺寸皆遠小於傳統傳輸線結構，且頻率響應更好。而針對傳統傳輸線結構進行微型化相比 [7]、[23]、[24]，本論文設計以 IPD 的製程實現的鼠線耦合器的電路面積比較小，可以達到只有傳統環型鼠線耦合器電路面積的 5%，即使是沒有高介電常數介質層的晶圓級封裝製程的重新分布層，也能達到傳統環型鼠線耦合器電路面積的 8% 的電路面積，且我們的損耗控制在 1dB 左右，並在 79GHz 的頻段有不錯的響應。

表 3-1 鼠線耦合器表現比較表

Reference	f_c	S11@ f_c	S12@ f_c	S13@ f_c	S14@ f_c	Circuit size
[2]	77GHz	-10.8dB	-4.7dB	-4.9dB	-23.9dB	$0.18\lambda_g^2$
[7]	2.45GHz	-30dB	$\cong -3\sim-4$ dB	$\cong -3\sim-4$ dB	-35dB	$0.033\lambda_g^2$ (18%)
[23]	1GHz	$\cong -40$ dB	$\cong -3\sim-4$ dB	$\cong -3\sim-4$ dB	$\cong -40$ dB	$0.019\lambda_g^2$ (11%)
[24]	2.45GHz	-38dB	$\cong -3\sim-4$ dB	$\cong -3\sim-4$ dB	-33dB	$0.031\lambda_g^2$ (17%)
IPD using T-coil	79GHz	-19.64dB	-3.78dB	-4.07dB	-26.47dB	$0.009\lambda_g^2$ (5%)
RDL using T-coil with parallel plates capacitor	79GHz	-19.58dB	-3.26dB	-4.23dB	-21.03dB	$0.022\lambda_g^2$ (12%)
RDL using T-coil with interdigital capacitors	79GHz	-19.5dB	-3.64dB	-3.96dB	-24.26dB	$0.015\lambda_g^2$ (8%)

透過表 3-1 的比較可以發現，用集總式 T 型線圈來取代傳統傳輸線結構的好處是能大幅降低電路的使用面積，然而缺點是 T 型線圈的電路在等效傳輸線時，當傳輸線的長度越長，T 型線圈電路中的值彼此之間的關係不是維持定值，所以不適合等效太長的傳輸線。從圖 3.29 中可以看出，當想要等效的傳輸線越長，T 型線圈的電路參數中的比例關係會漸漸改變，想等效的傳輸線長度越長，改變的越多，因此不適合等效太長的傳輸線。

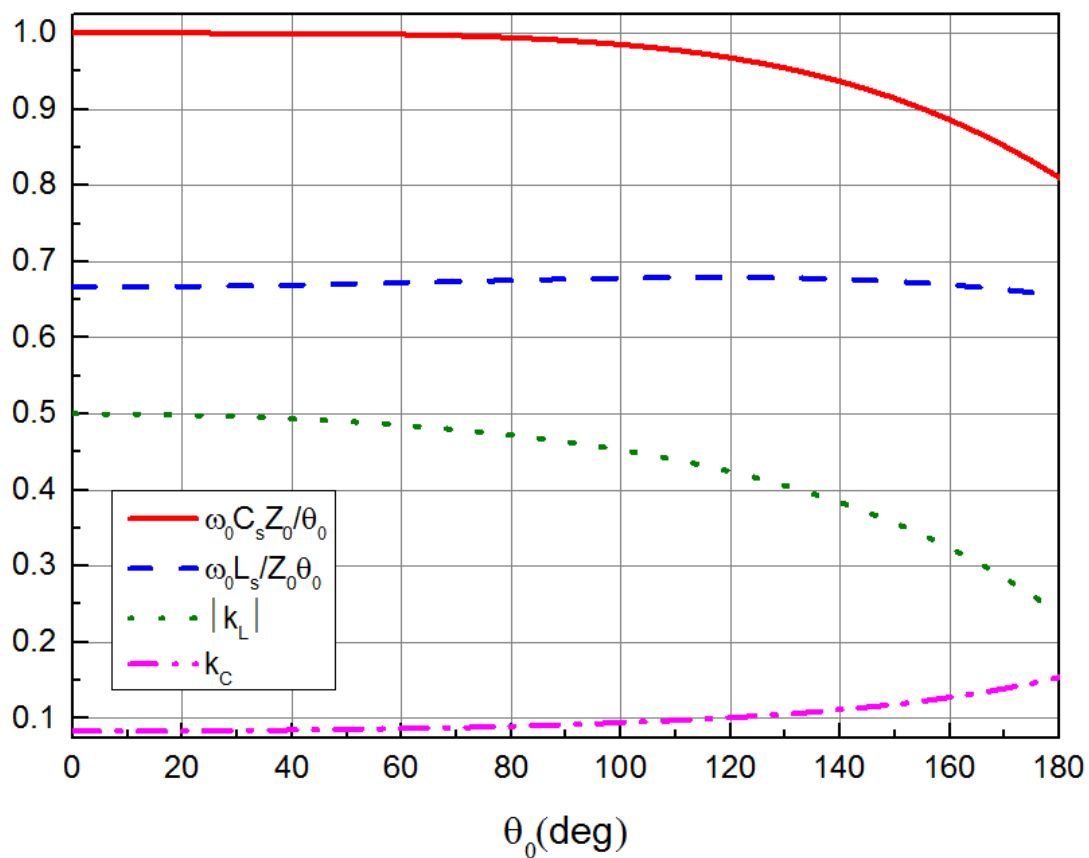


圖 3.29 修正 T 型等效電路參數關係隨傳輸線長度變化



第四章 寬半功率波束頻寬寄生天線

4.1. 設計規格與參數

傳統的倒車雷達主要是由超聲波感測器與蜂鳴器組成。倒車雷達能夠判斷障礙物與車尾的遠近，並提示駕駛車後周圍障礙物的情況，以提高倒車時的安全性。傳統倒車雷達採用超聲波測距原理，從而判斷出車體與障礙物之間的距離。常用倒車雷達的探測角度為水平方向 90 度~120 度，垂直方向 60 度~90 度，如圖 4.1 所示。在將毫米波雷達應用於倒車雷達系統時，其所使用的毫米波天線的半功率波束頻寬，也以此角度為目標進行設計。

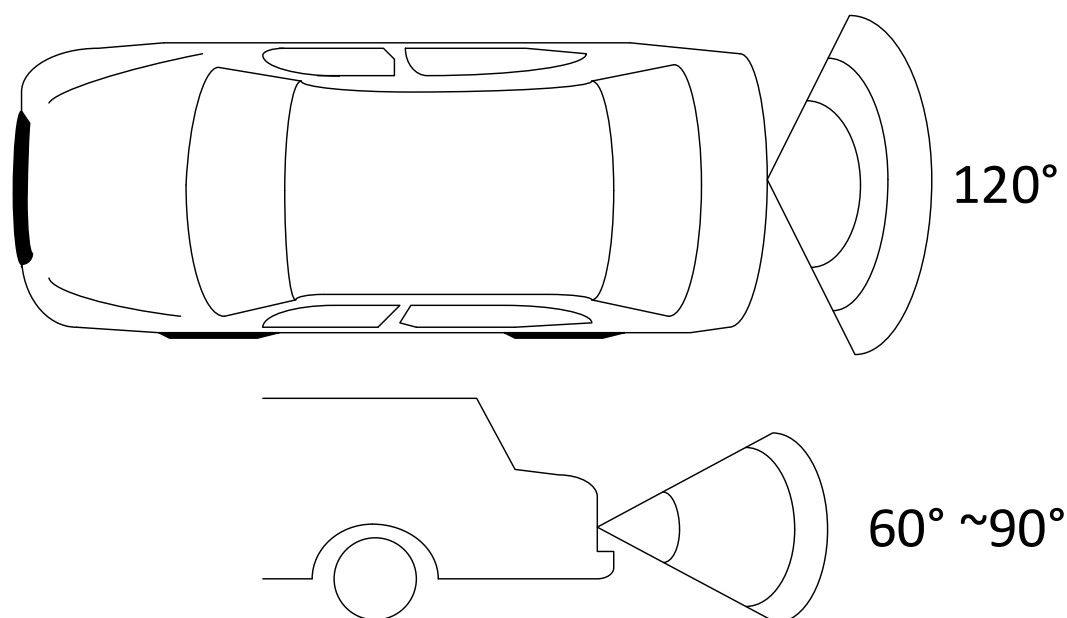


圖 4.1 倒車雷達單一感測器之感測角度示意圖

本論文所使用的整體架構如圖 4.2 所示，天線使用到的製程為虛線區域，其詳細尺寸如圖 4.3 所示，天線的配置是圖 4.3 中的虛線區域，由下往上的第七層金屬銅層為微帶線饋入，第六層金屬銅層為共用接地面，第三層金屬銅層為微帶天線，第一層為寄生天線的寄生金屬元件，中間連結的金屬柱為封裝互通柱。

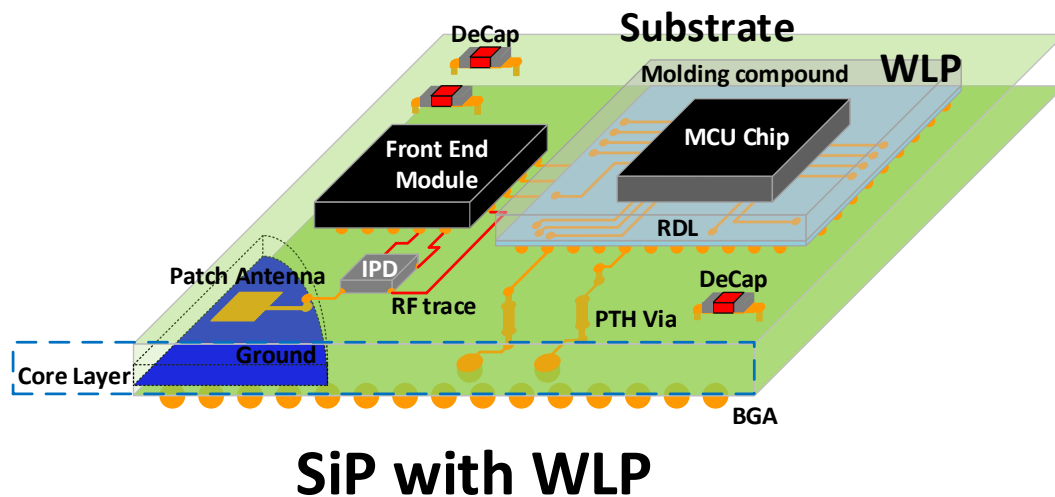


圖 4.2 雷達系統構裝示意圖

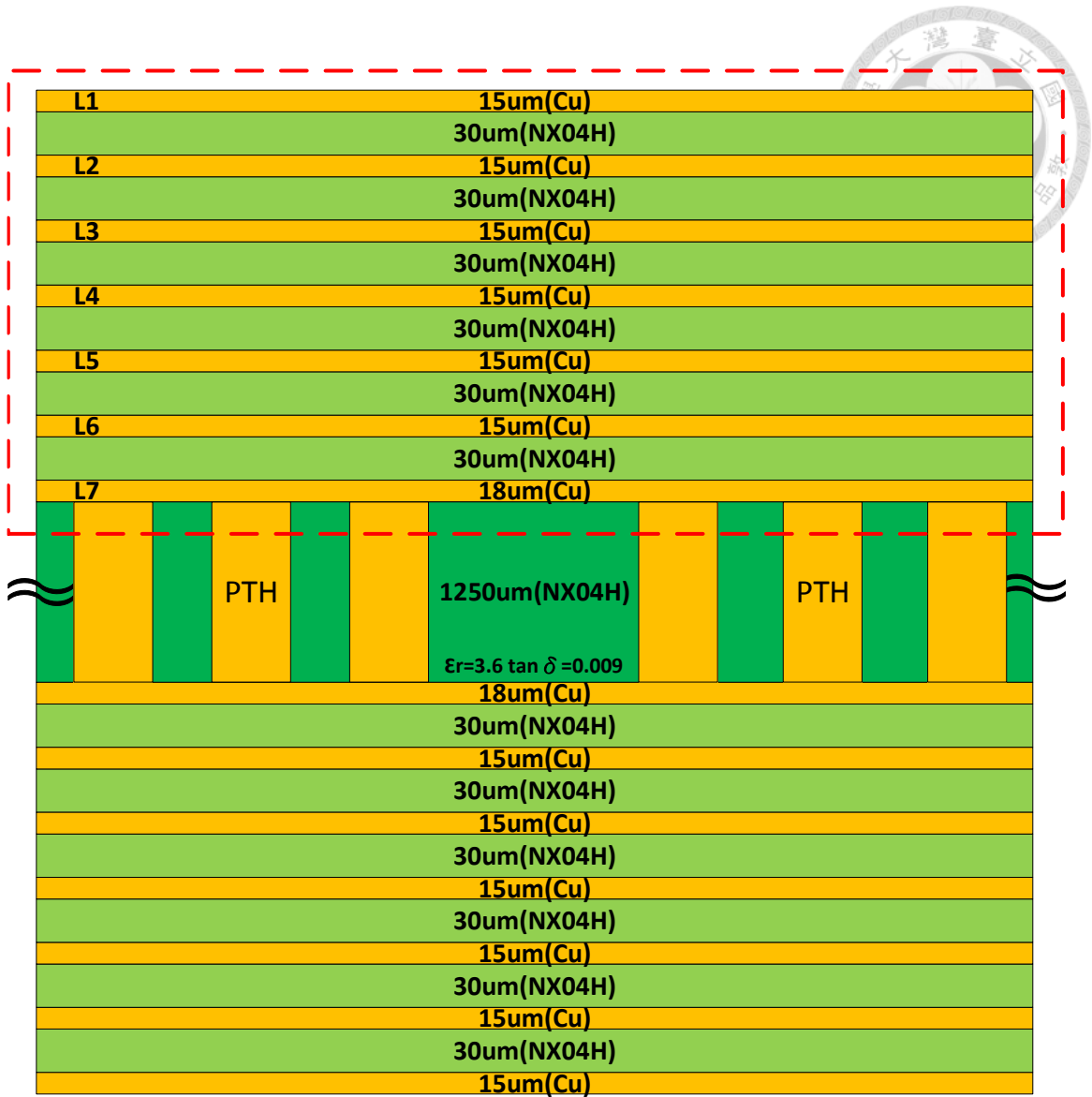


圖 4.3 封裝基板疊構示意圖



4.2. 設計於封裝基板之微帶天線

本節論述 79GHz 單一微帶天線之設計，為了達到良好的阻抗匹配，設計中使用連通柱來饋入微帶天線，用以減少反射阻抗來達到較好的阻抗匹配，讓天線有更好的表現。本章節將微帶天線設計於封裝的上層結構中，由下往上的第七層金屬銅層為微帶線饋入，第六層金屬銅層為共用接地面，第三層金屬銅層為微帶天線，微帶天線的結構如圖 4.4~圖 4.6 所示，天線整體面積為 $1355\mu\text{m}\times 830\mu\text{m}$ 。

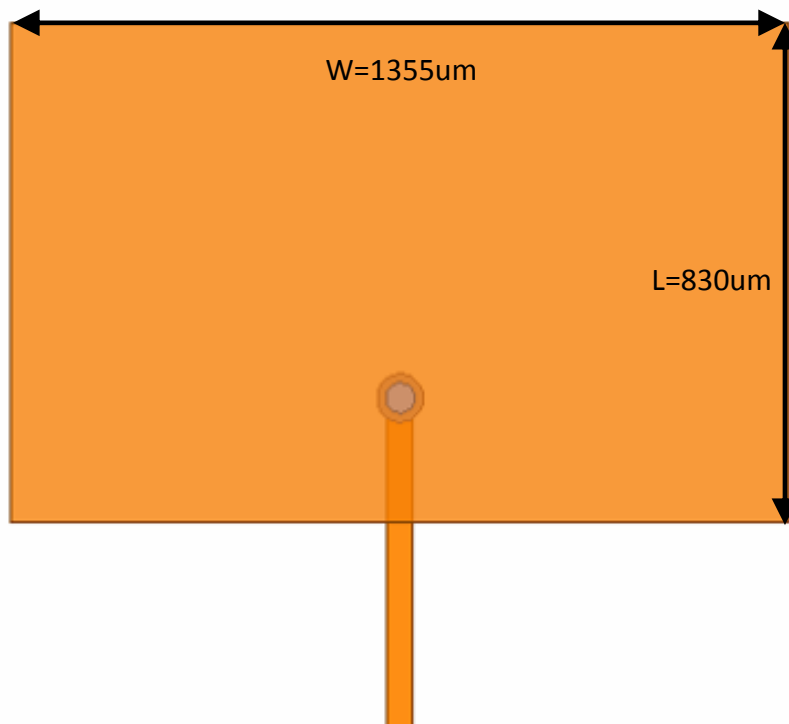


圖 4.4 單一微帶天線尺寸

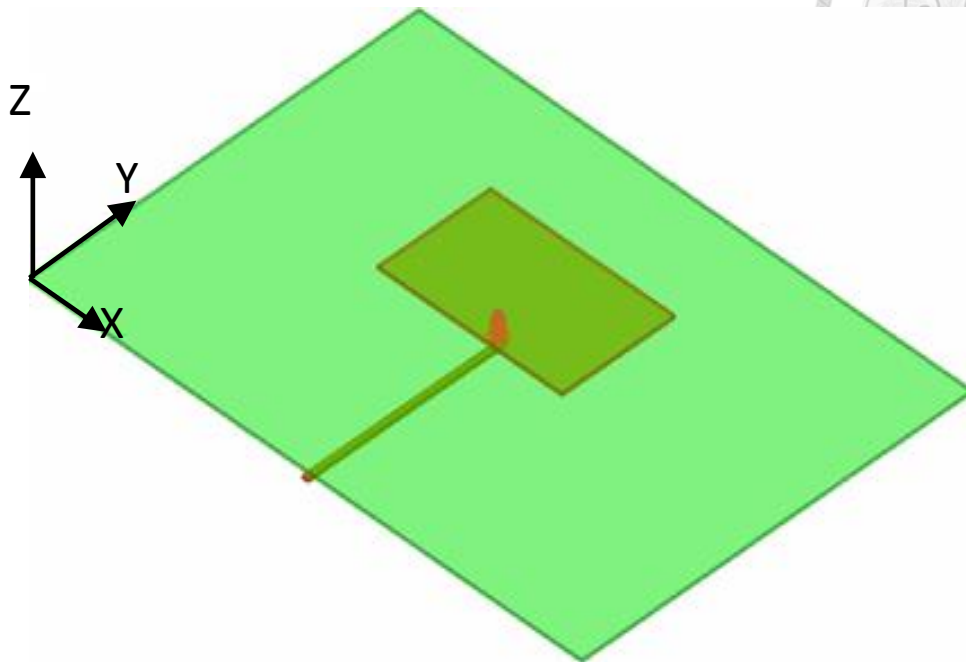


圖 4.5 單一微帶天線三視圖

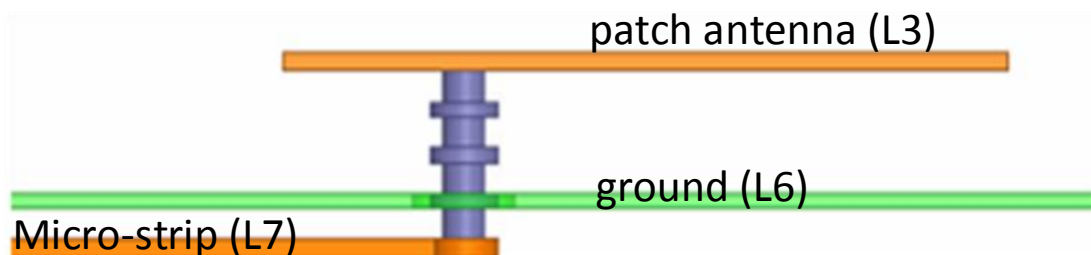


圖 4.6 單一微帶天線側視圖

在此使用 ANSYS 公司的高頻模擬軟體 Ansoft High Frequency Structure Simulator(HFSS) ver15 來進行模擬的驗證。圖 4.7 為天線的 S 參數頻率響應與模擬增益頻寬，在中心頻率的增益最大為 7.42dB，3dB 增益頻寬為 12.7%。單埠天線多定義-10dB 的阻抗頻寬，所以此微帶天線的頻寬為 6.3%，而天線的 H 平面如圖 4.8 所示，E 平面如圖 4.9 所示，H 平面的半功率波束頻寬為 60 度，E 平面的半功率波束頻寬為 60 度。圖 4.10 為模擬的場形圖，其 Z 方向最大增益為



7.42dB。可以看到若要應用於倒車雷達，單純的單一微帶天線的 HPBW 並不够寬，因此將再加入寄生元件，來嘗試增加微帶天線的半功率波束頻寬。

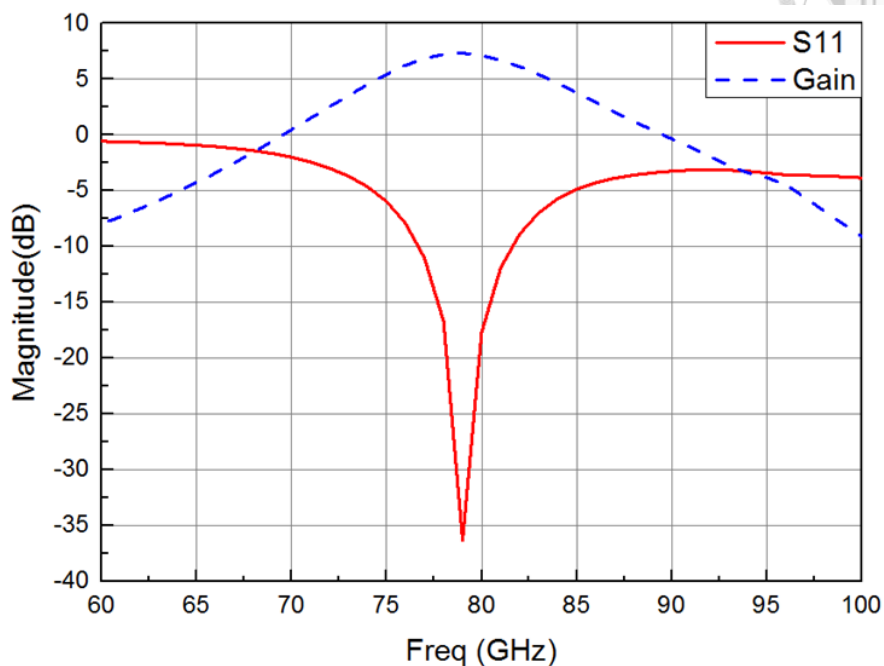


圖 4.7 單一微帶天線 S 參數響應與增益

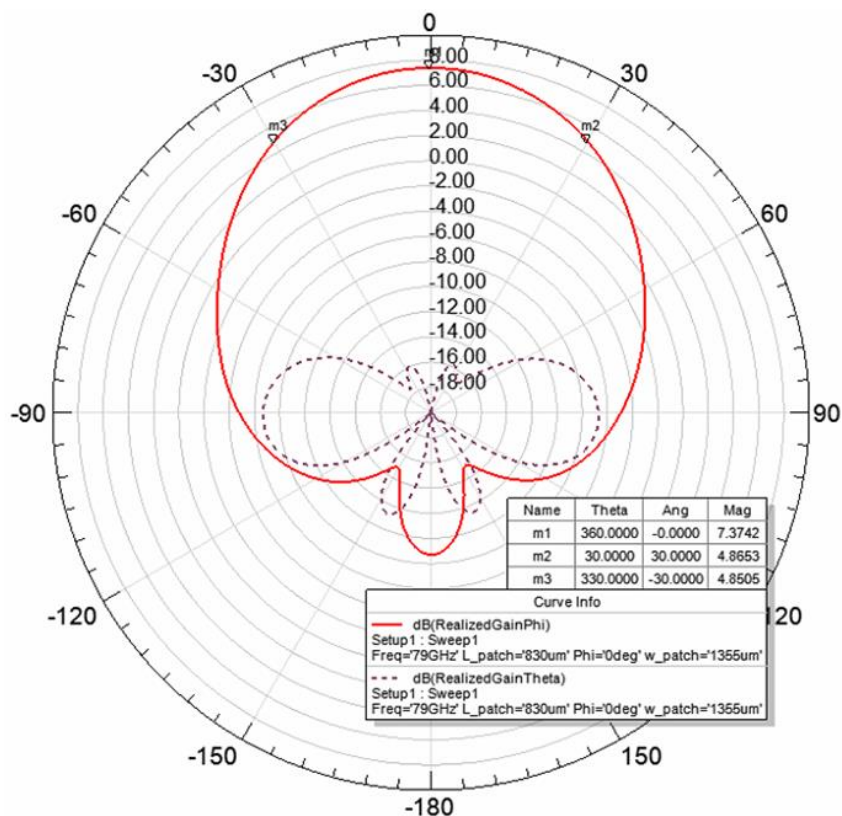


圖 4.8 單一微帶天線 H 平面場型

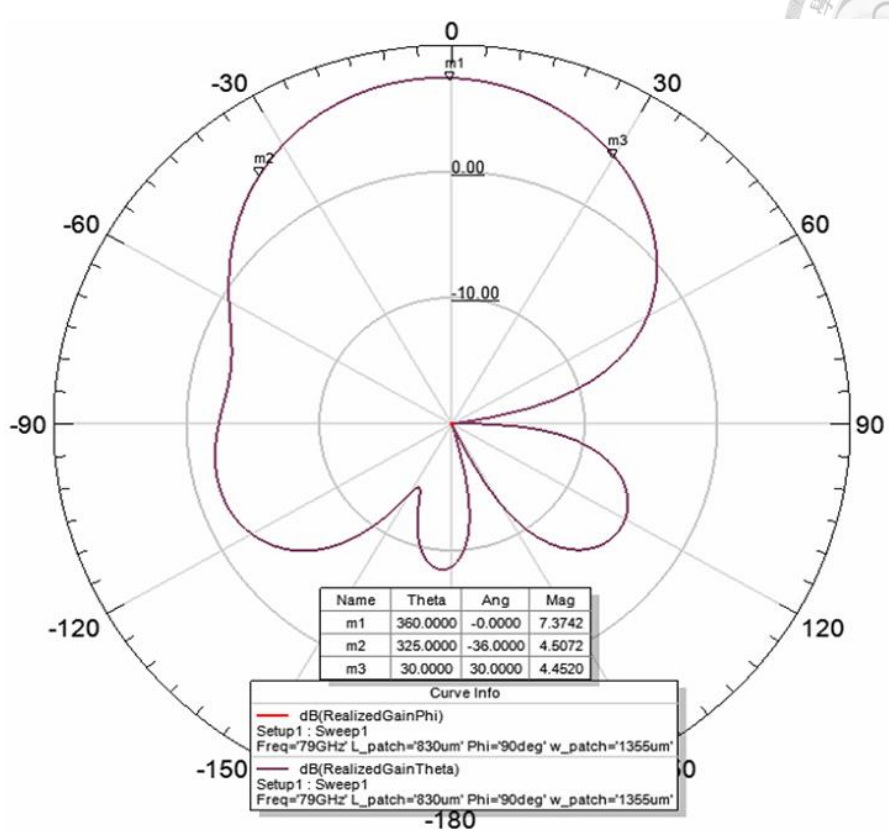


圖 4.9 微帶天線 E 平面場型

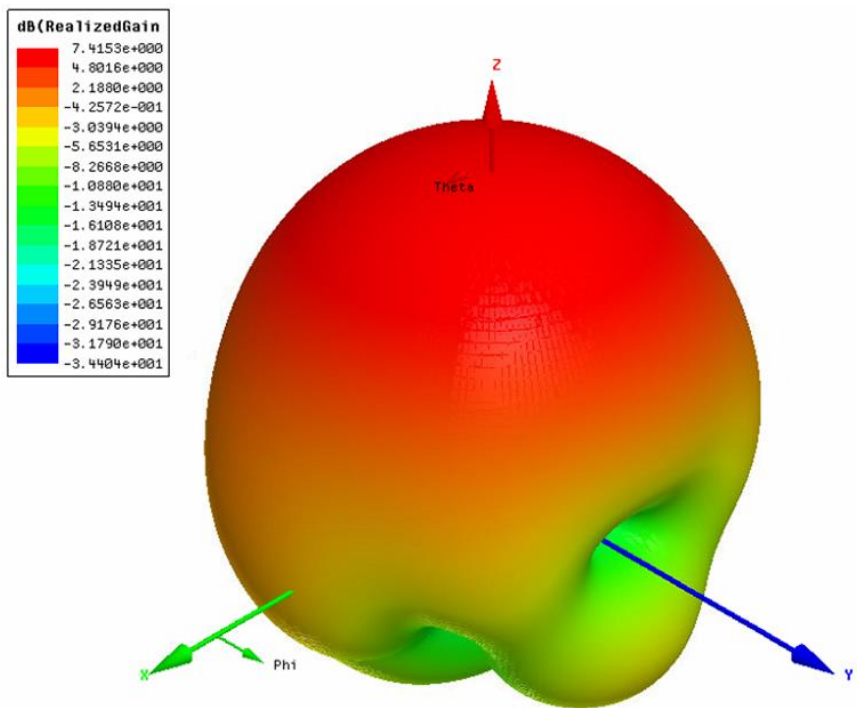
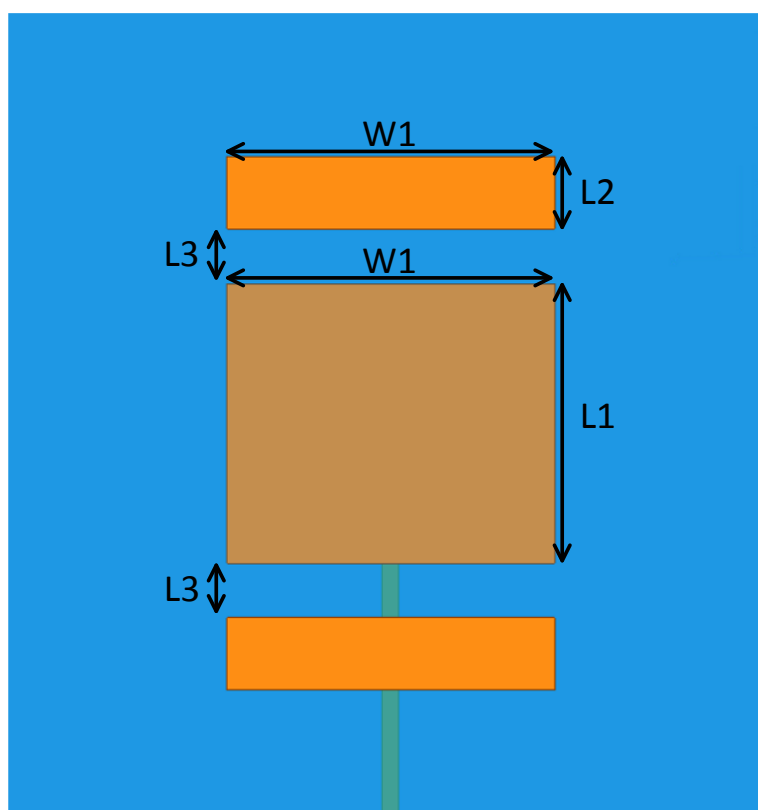


圖 4.10 微帶天線三維場型模擬圖

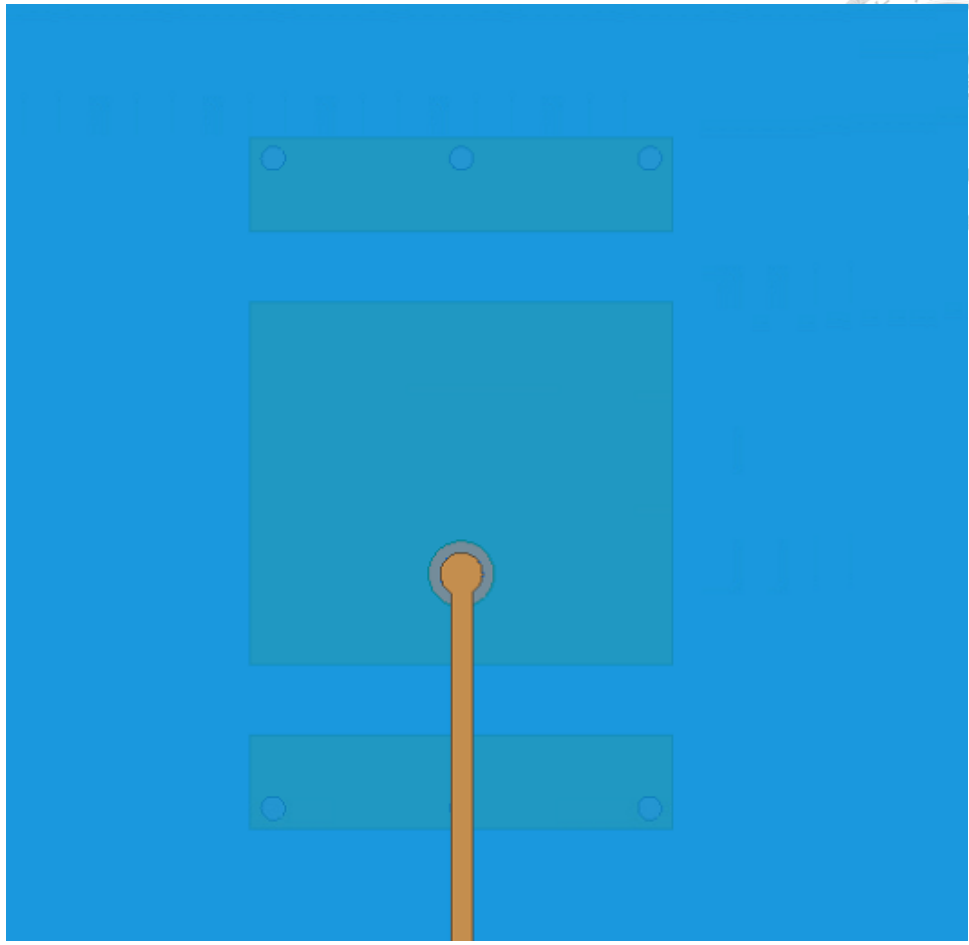


4.3. 寬半功率波束頻寬之微帶寄生天線

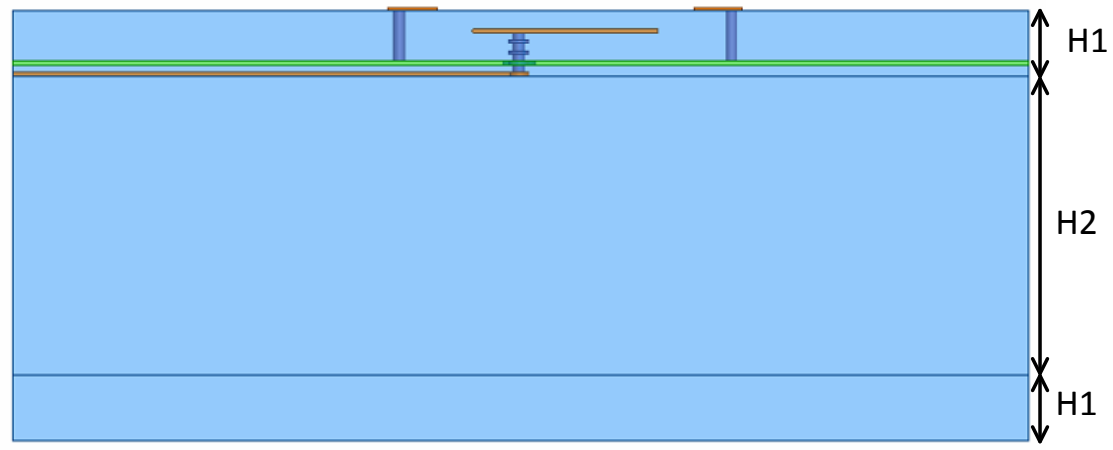
本節將上一章節所設計之單一微帶天線與寄生元件做結合，根據參考文獻 [15]-[16]，設計寄生金屬貼片使能量能夠耦合。根據參考文獻[21]，將寄生金屬貼片接地，提供流通路徑給耦合進寄生金屬貼片上的能量，完整電路如圖 4.11 所示。詳細尺寸表如表 4.1 所述。值得注意的是，若天線的波束越寬則天線的增益越低。因此在達成寬波束的目標時，天線便不會有太高的增益。加入寄生金屬元件後，其微帶天線的尺寸比單一微帶天線稍小，這是因為加入寄生金屬元件耦合能量會影響微帶天線整體的等效長度，使得等效電器長度變長，相同尺寸下，會使得頻率往低頻移動，因此必須將邊長變小，才能使得操作的中心頻率會到原本設計的 79GHz。



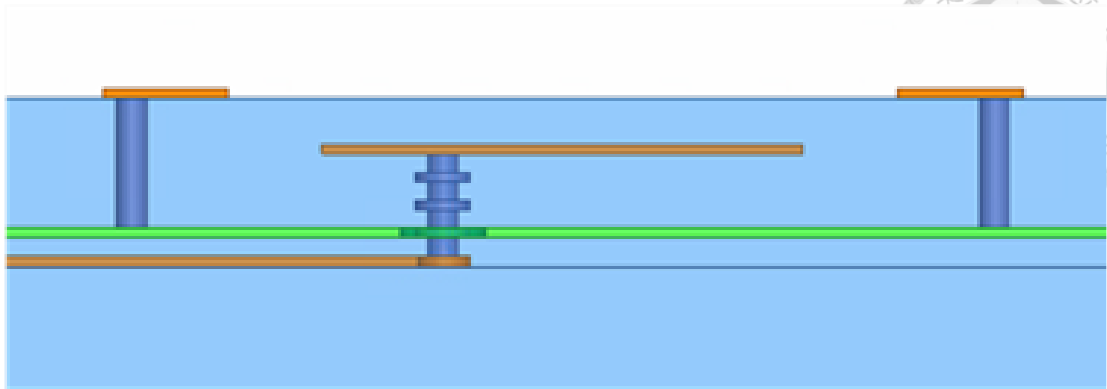
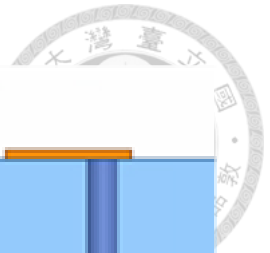
(a)俯視圖



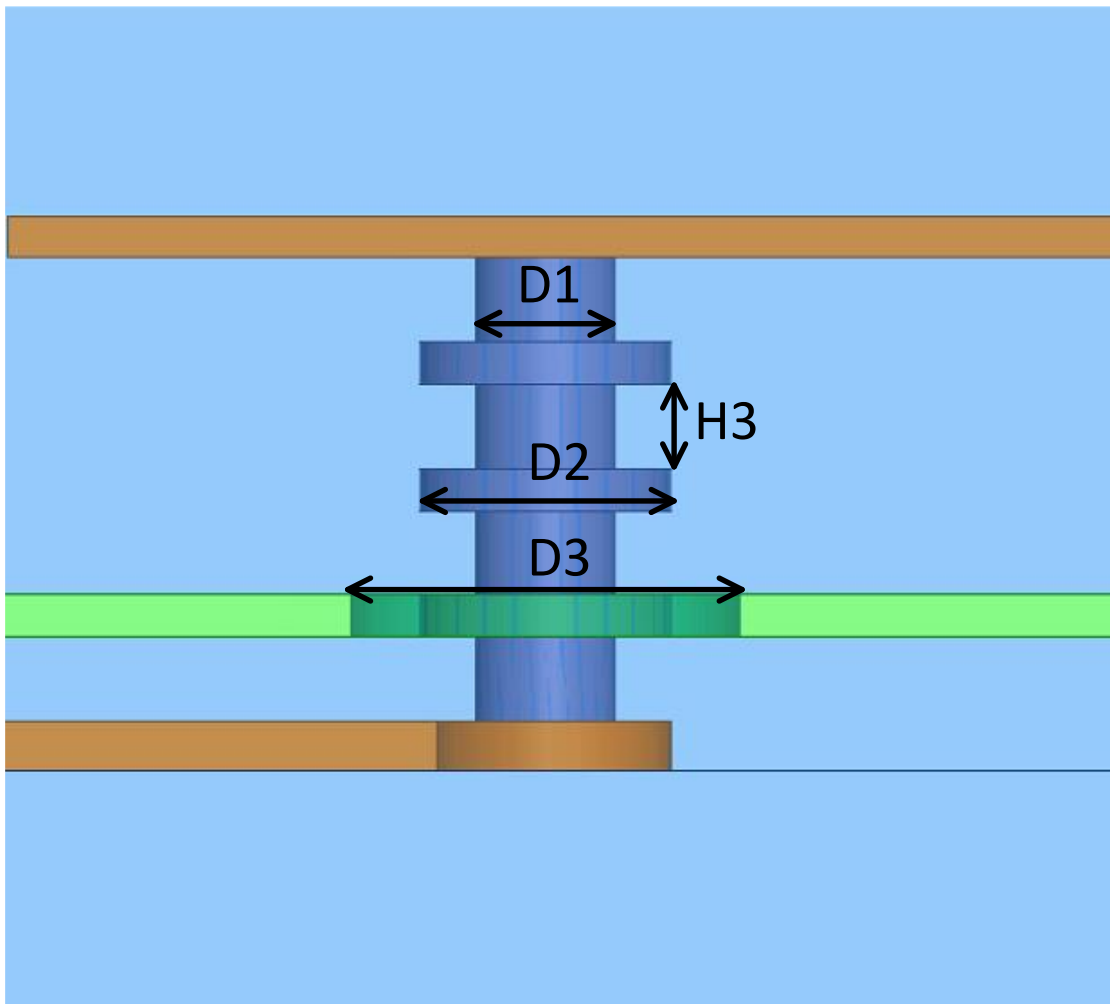
(b)仰視圖



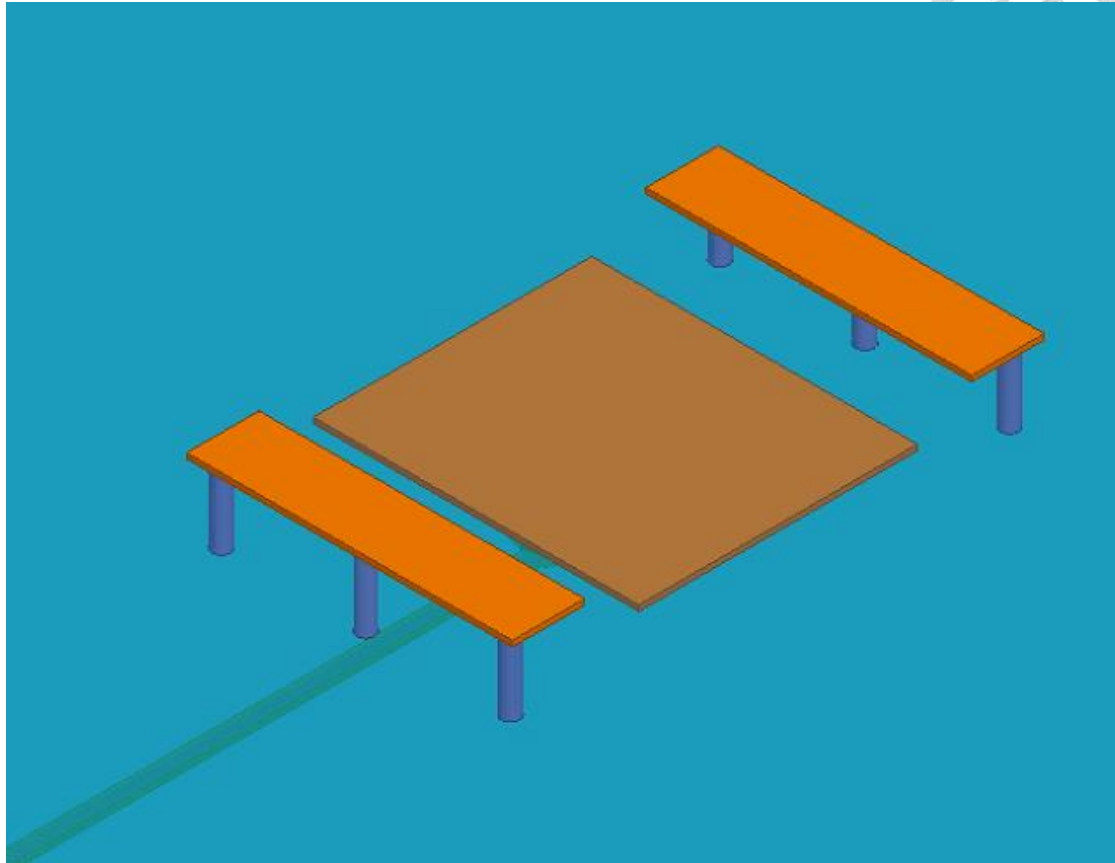
(c)側視圖



(d)側視圖放大圖



(e)饋入結構放大圖



(f)三視圖

圖 4.11 寄生微帶天線結構圖

表 4-1 79GHz 寄生微帶寄生天線結構參數

W1	900um	L1	770um	H1	273um	D1	50um
		L2	200um	H2	1250um	D2	90um
		L3	150um	H3	30um	D3	140um

在此使用 ANSYS 公司的高頻模擬軟體 Ansoft High Frequency Structure Simulator ver15(HFSS)來進行模擬的佐證。圖 4.12 為模擬的增益頻寬與 S11 的頻率響應，3dB 增益頻寬為 19%，將 79GHz 的車用頻段包含其中，在此頻帶範圍內，天線的場型輻射出去的能量為在最高能量一半之內(Half Power)。天線的 S 參數頻率響應，在中心頻率 79GHz 時，埠一的反射係數 $|S_{11}| = 22.13\text{dB}@79\text{GHz}$ ，以 S11 的-10dB 定為其阻抗頻寬，其頻率範圍為 76.6GHz~81.7GHz，阻抗頻寬為 6.5%。

圖 4.13 為天線在 x-z 平面(H 平面)和 y-z 平面(E 平面)上正極化與交叉極化的大小，正極化大小為 3.9dB，交叉極化大小為-37dB，兩者大小差異很大，代表所設計的天線極化程度非常高。若應用於倒車雷達，其單一探頭垂直探測範圍為 60 度~90 度，水平探測範圍為 100 度~120 度。在圖 4.13 中 x-z 平面(H 平面)之半功率波束頻寬為 90 度，y-z 平面(E 平面)的半功率波束頻寬為 154 度，可以發現本天線在兩個平面的半功率波束頻寬皆能滿足倒車雷達的使用，且 y-z 平面的角度還要寬上很多。

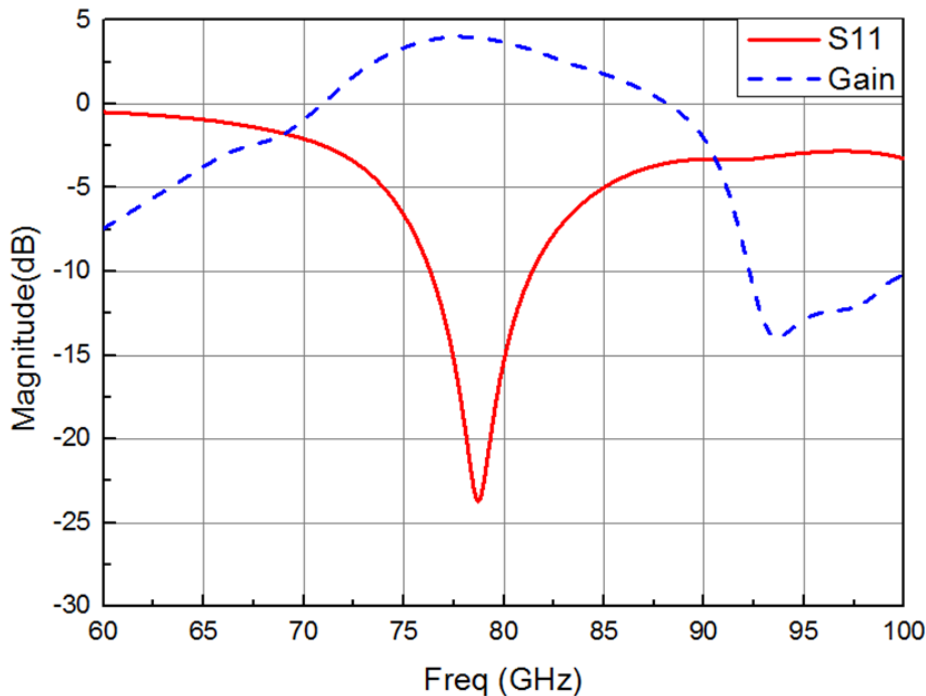
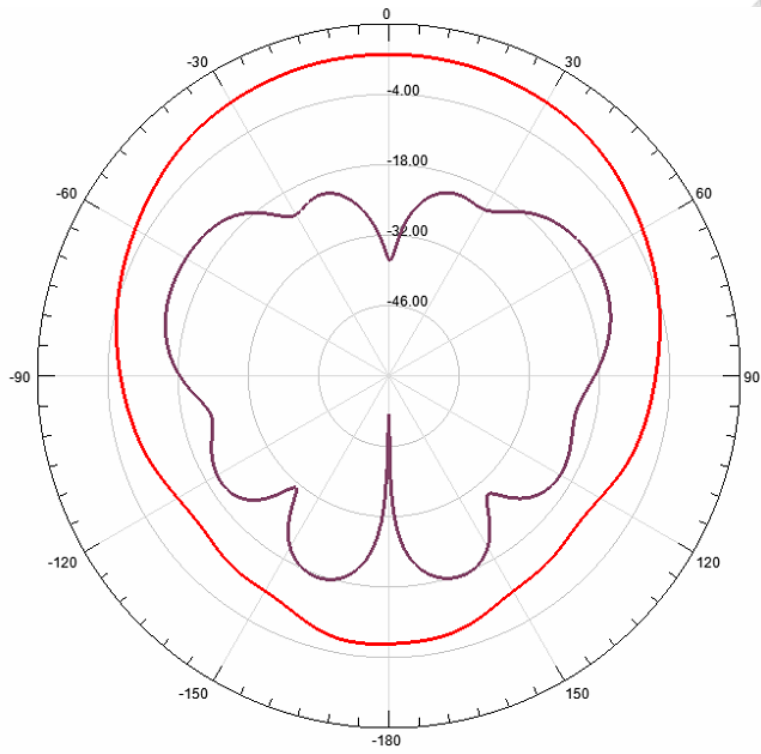
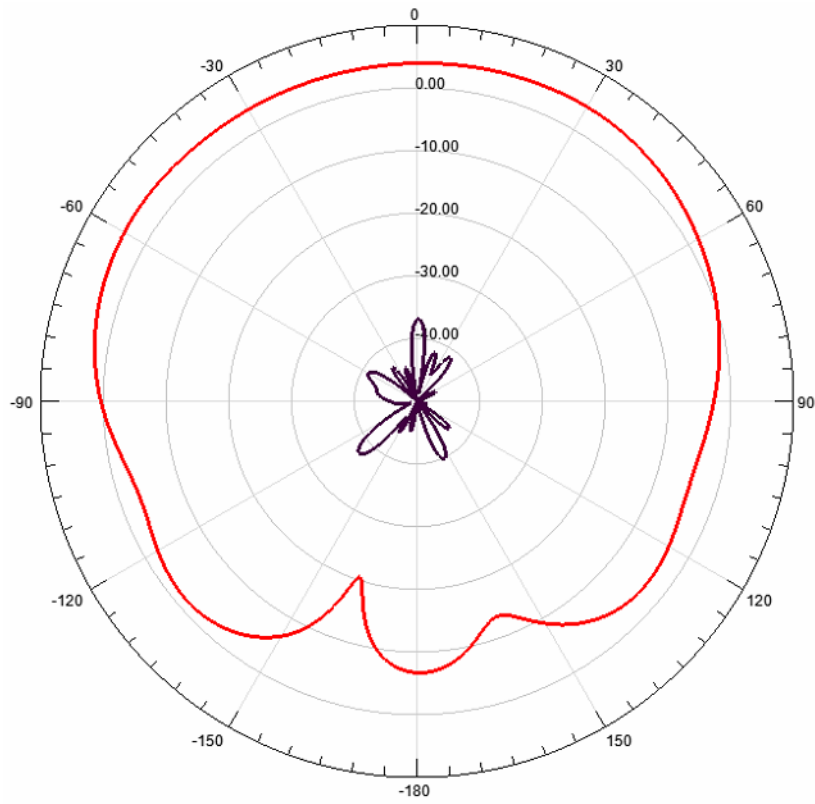


圖 4.12 寄生微帶天線 S 參數響應與增益



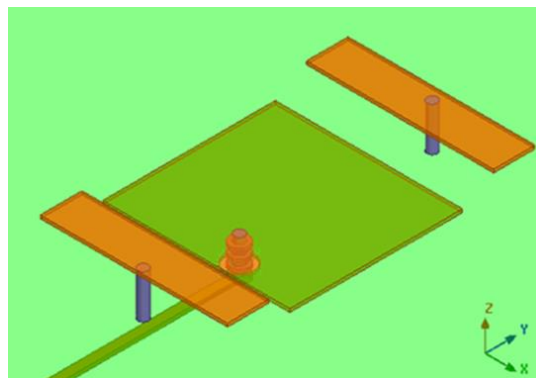
(a) 寄生微帶天線 H 平面場型



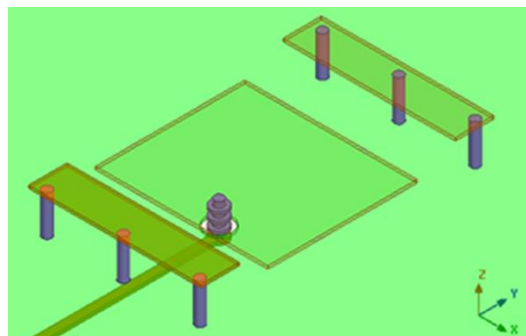
(b) 寄生微帶天線 E 平面場型

圖 4.13 寄生微帶天線場型

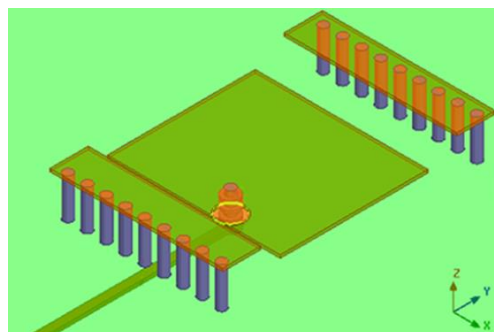
進一步針對寄生天線的接地寄生元件，其耦合機制與所需使用的金屬連通柱的數量對 $y-z$ 平面(E 平面)的半功率波束頻寬的影響進行討論，在此使用一根、三根與九根(VIA wall)金屬連通柱來進行模擬如圖 4.14 所示。在圖 4.15 中，可以發現寄生元件與天線相鄰的部份的電流方向相反，使得原本微帶天線上的電流沒有那麼大，進而使微帶天線的半功率波束頻寬變寬。



(a)使用 1 個金屬連通柱

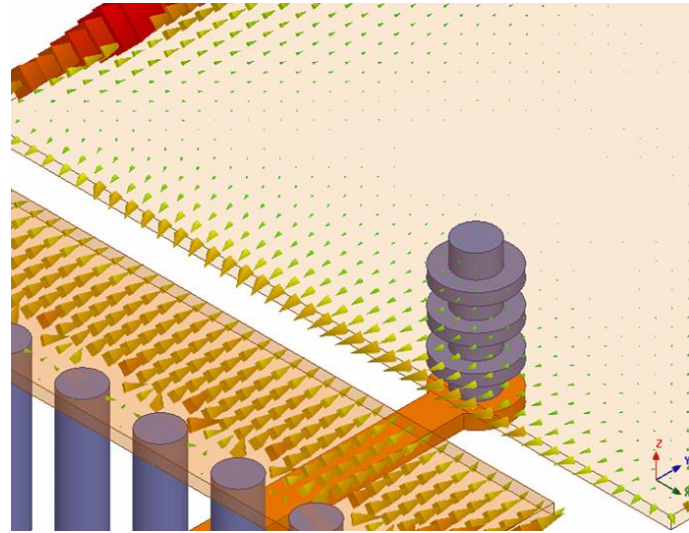


(b)使用 3 個金屬連通柱

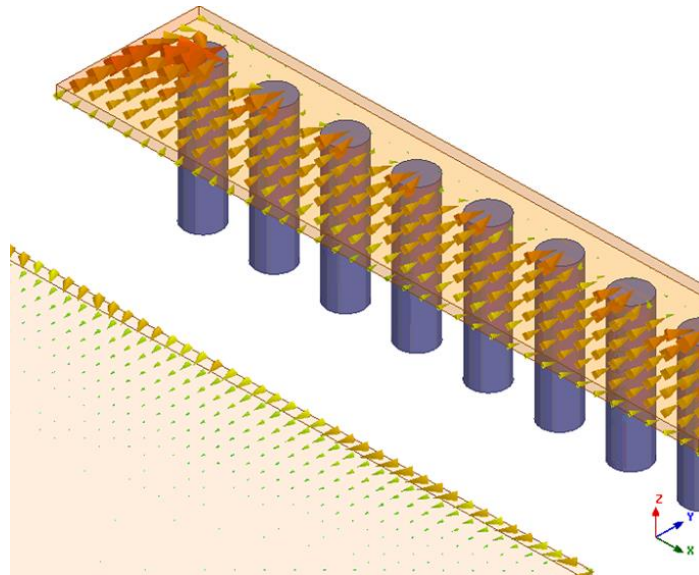


(c)使用 9 個金屬連通柱

圖 4.14 使用不同數量接地金屬連通柱之寄生天線



(a)



(b)

圖 4.15 寄生元件與天線相鄰處之電流分布

圖 4.16 為此三個寄生天線的 S11 的頻率響應，可以發現使用 1 個金屬連通柱的頻寬較窄，而三個金屬連通柱與九個金屬連通柱的頻寬接近。圖 4.17 為此三個寄生天線在 x-z 平面(H 平面)和 y-z 平面(E 平面)上正極化與交叉極化的大小，可以發現在 x-z 平面(H 平面)的半功率波束頻寬皆約為 90 度，而在 y-z 平面(E 平面)上可以發現使用 1 個金屬連通柱的寄生天線其半功率波束頻寬較窄，約為 130 度，而使用 3 個金屬連通柱與 9 個金屬連通柱的寄生天線的半功率波束頻寬相近，約 154 度。

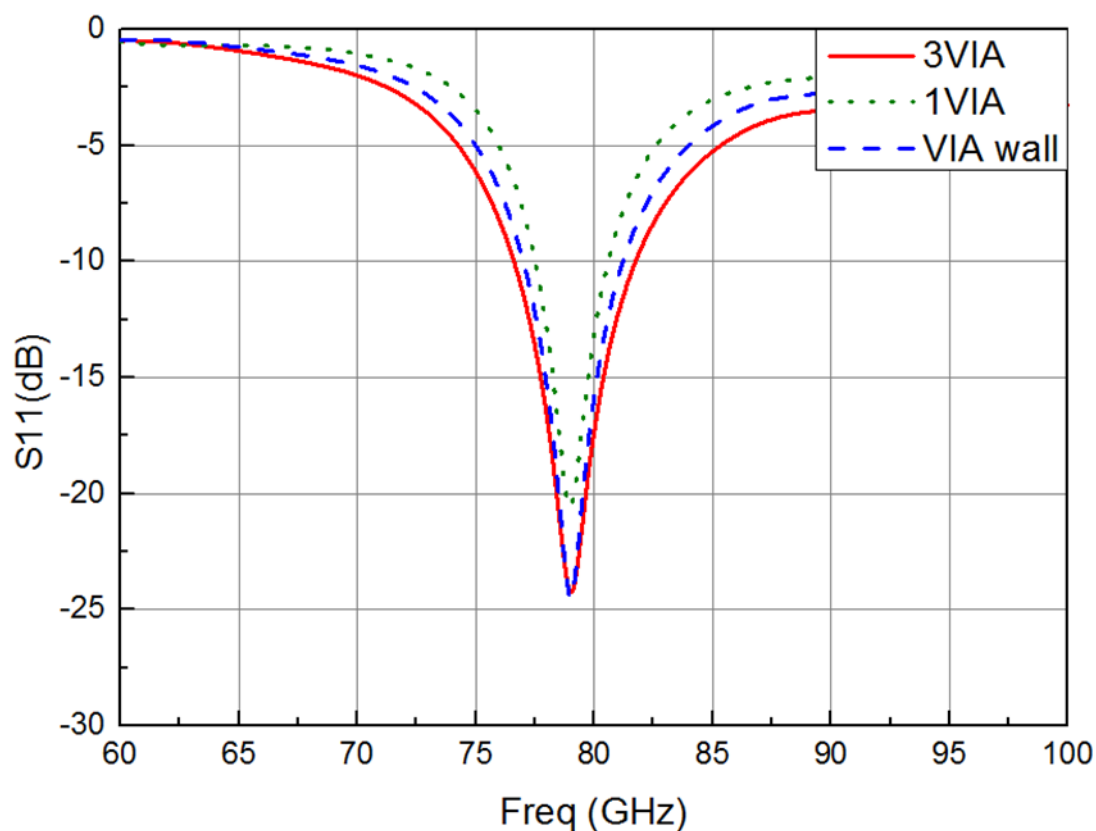
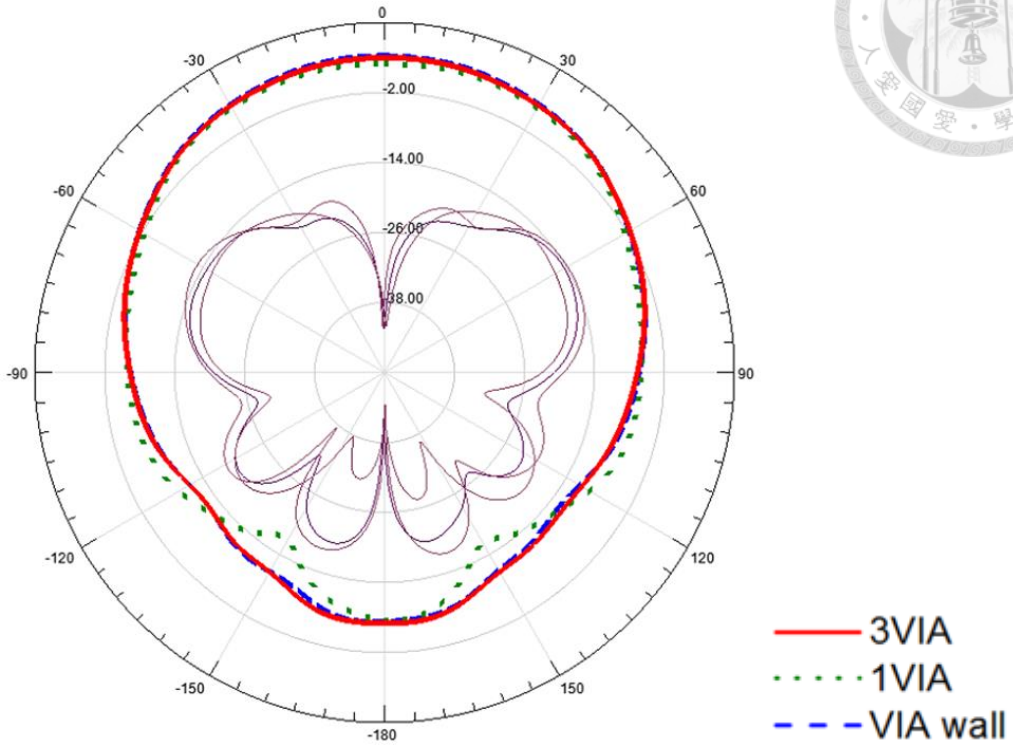
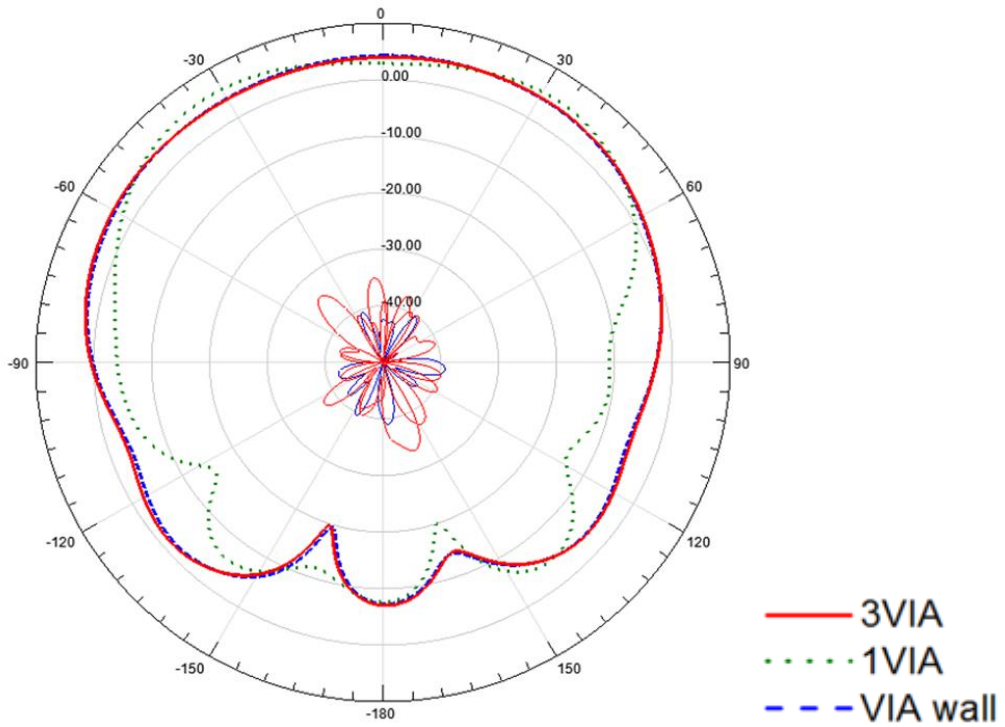


圖 4.16 使用不同數量接地金屬連通柱寄生天線之 S 參數響應



(a)H 平面



(b)E 平面

圖 4.17 使用不同數量接地金屬連通柱寄生天線輻射場型

進而對寄生元件的金屬貼片尺寸與為帶天線的距離對 y-z 平面(E 平面)的半功率波束頻寬的影響進行討論，在此以使用 3 個金屬連通柱的寄生天線為例，寄生金屬貼片的尺寸為 150um 至 300um。圖 4.18 為不同距離對半功率波束頻寬影響的模擬結果，可以看出寄生金屬貼片尺寸是從 150um 至 300um，其半功率波束頻寬最大約為 150 多度左右。

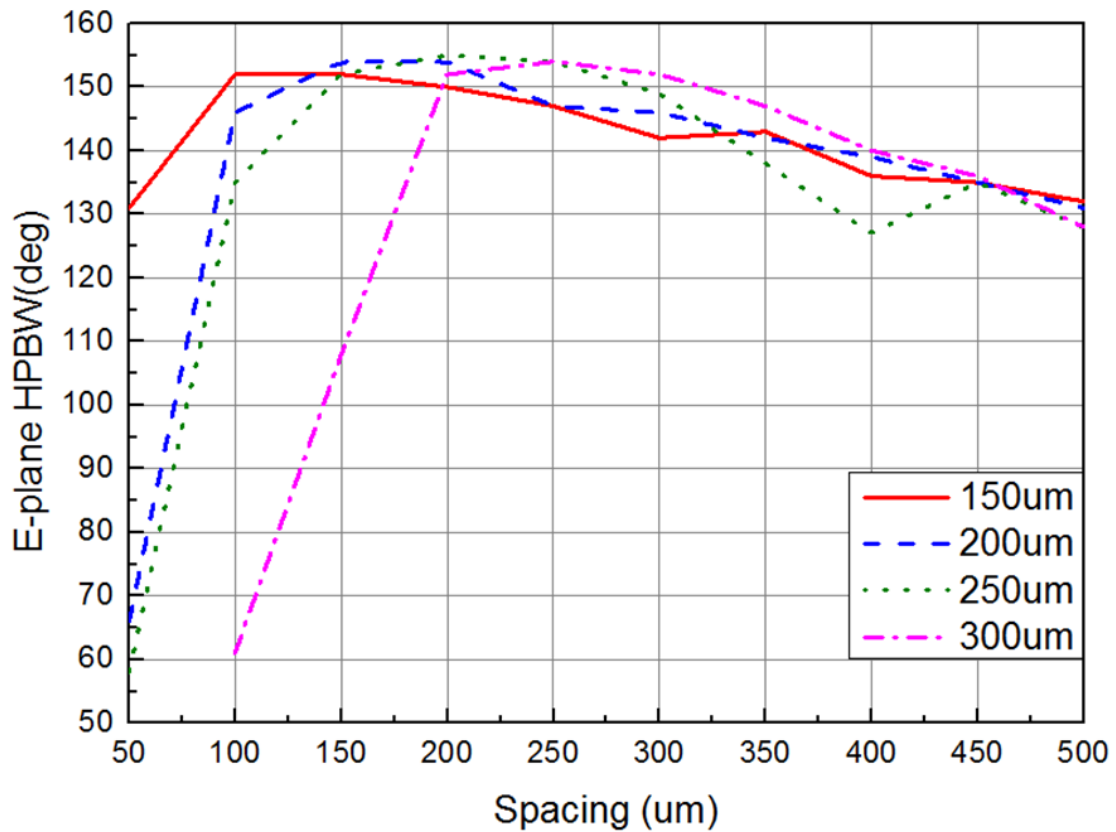


圖 4.18 不同寄生元件尺寸與不同寄生元件距離之 E 平面半功率波束頻寬

將設計的寄生天線與一些現有文獻進行比較，參考文獻[21]與[25]皆為平面結構的天線，與兩者相比本論文所設計之寄生微帶天線在 E 平面有較寬的半功率波束頻寬，而參考文獻[26]、[27]則是利用到了立體結構來增加其半功率波束頻寬，與本論文的寄生微帶天線相比，雖然[26]的 H 平面的半功率波束頻寬可以到達 187 度，但立體結構就比較不利於系統的整合。

表 4-2 79GHz 寄生微帶天線比較表

	Wide beam structure	f_c	H-plane HPBW	E-plane HPBW
This work(2D)	2 grounded parasitic patches	79GHz	90°	154°
[21] (2D)	1 grounded parasitic patch	5.8GHz	Not mention	140°
[25] (2D)	Magnetic and electric dipoles	5.8GHz	≐ 60°	140°
[26] (3D)	parasitic patch antenna array	6GHz	187°	34°
[27] (3D)	Reflector	4.3GHz	65°	153°

而在與合作廠商確認後，實際主要使用的材料為 GZ41。根據所提供的參數，GZ41 在 5.8GHz 的 $DK=3.3$ 、 $DF=0.0074$ ，在 10GHz 時的 $DK=3.3$ 、 $DF=0.0075$ 。因此先以 10GHz 的參數在 79GHz 進行模擬，其 S11 模擬的結果如圖 4.19 與圖 4.20。以 S11 的 -10dB 定為其阻抗頻寬，其頻率範圍為 76.7GHz~82.1GHz，阻抗頻寬為 6.8%。在圖 4.20 中 x-z 平面(H 平面)之半功率波束頻寬為 92 度，y-z 平面(E 平面)的半功率波束頻寬為 159 度。

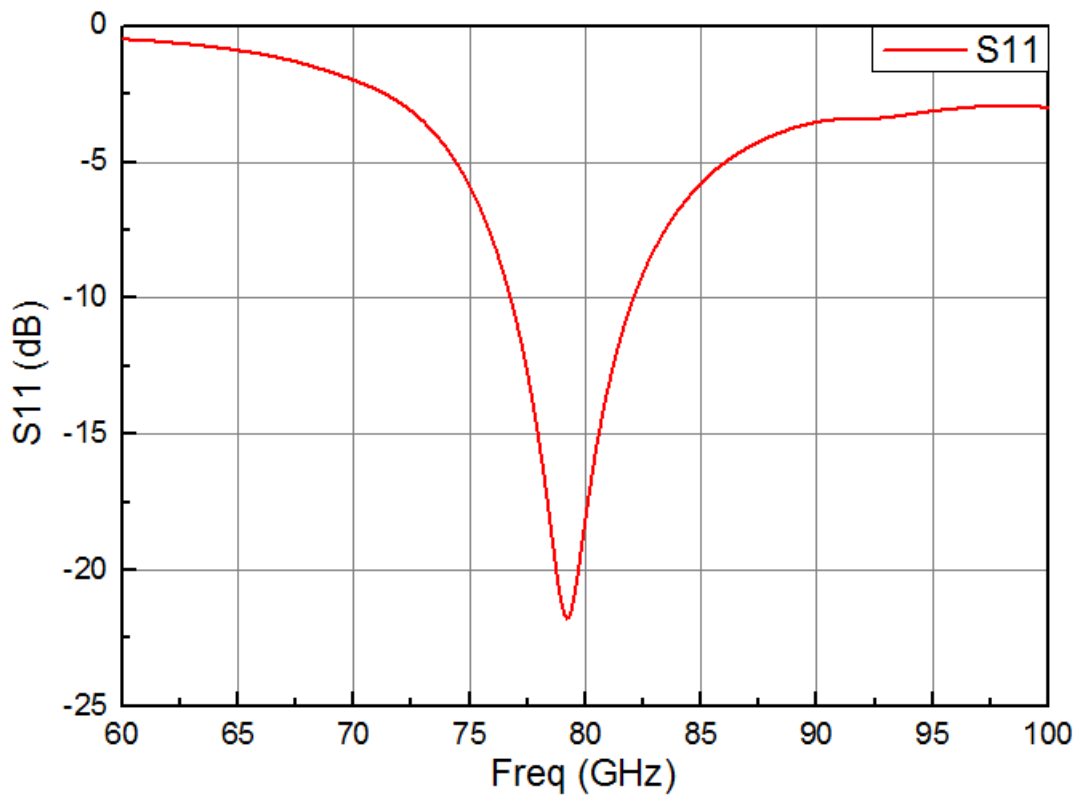
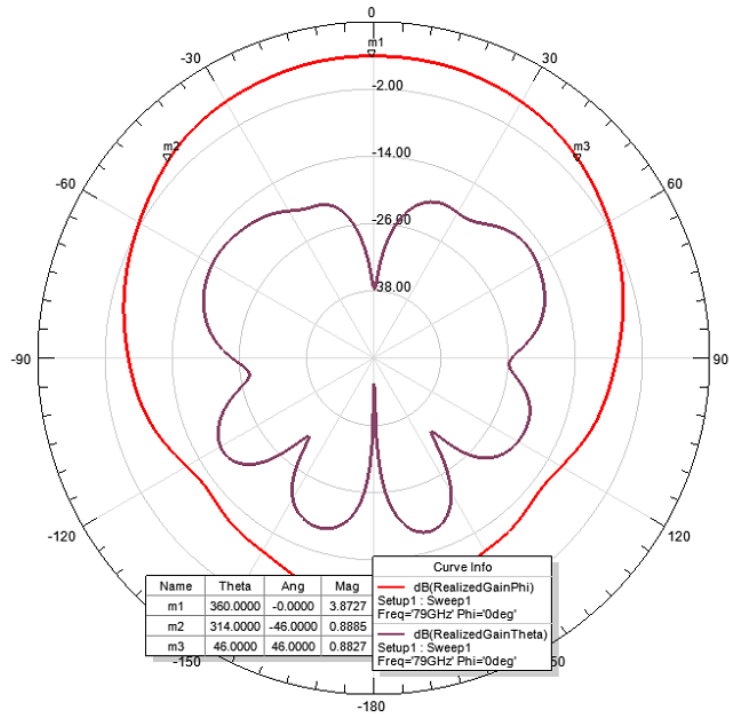
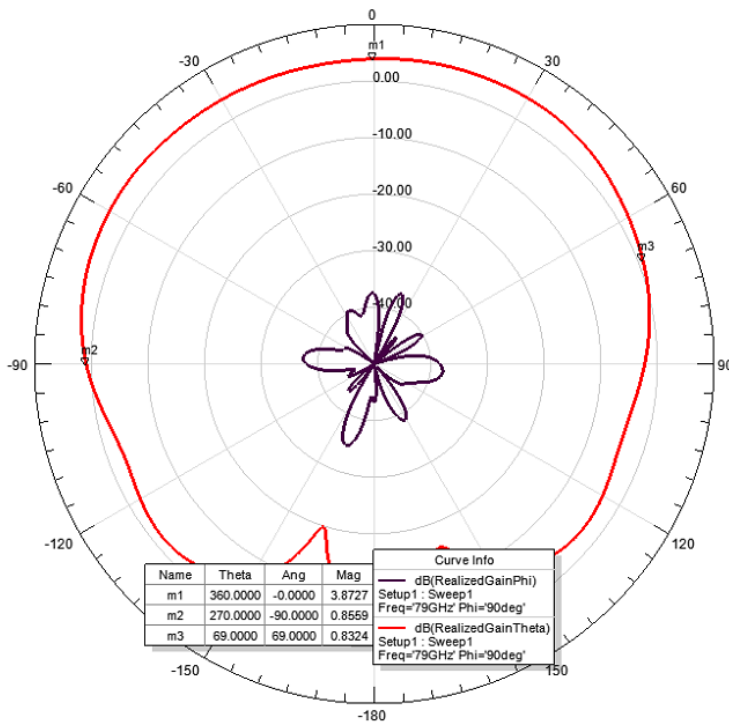


圖 4.19 實際板材之寄生天線之 S 參數響應



(a)H 平面



(b)E 平面

圖 4.20 實際板材之寄生天線輻射場型

因為實際上並無 79GHz 的材料參數，因此假設介電常數(DK)會有百分之十的誤差，模擬結果如圖 4.21 與圖 4.22，並與分別與圖 4.19 與圖 4.20 做比較(紅色實線)。從圖 4.21 中可以看出介電常數的變動會影響寄生微帶天線的中心頻率，但只要經過物理尺寸上的微調便能修正。而圖 4.22 是介電常數變動後對寄生微帶天線的 H 平面與 E 平面場型的模擬，可以看出即使介電常數產生變動對 E 平面與 H 平面的影響並不會很大。

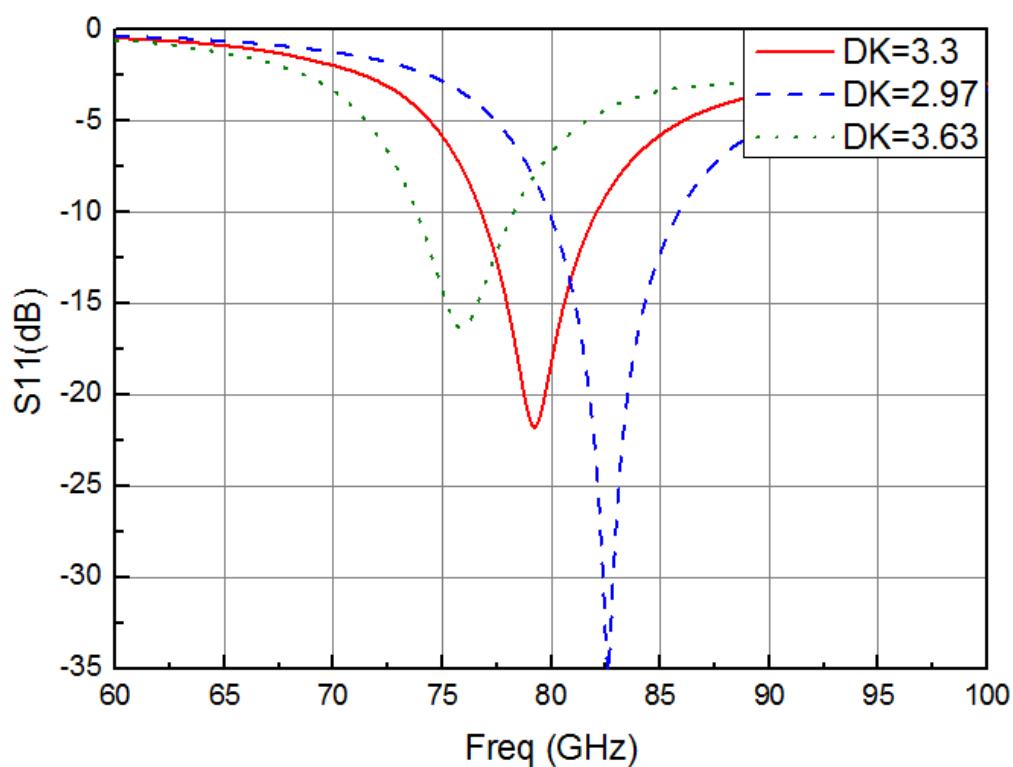
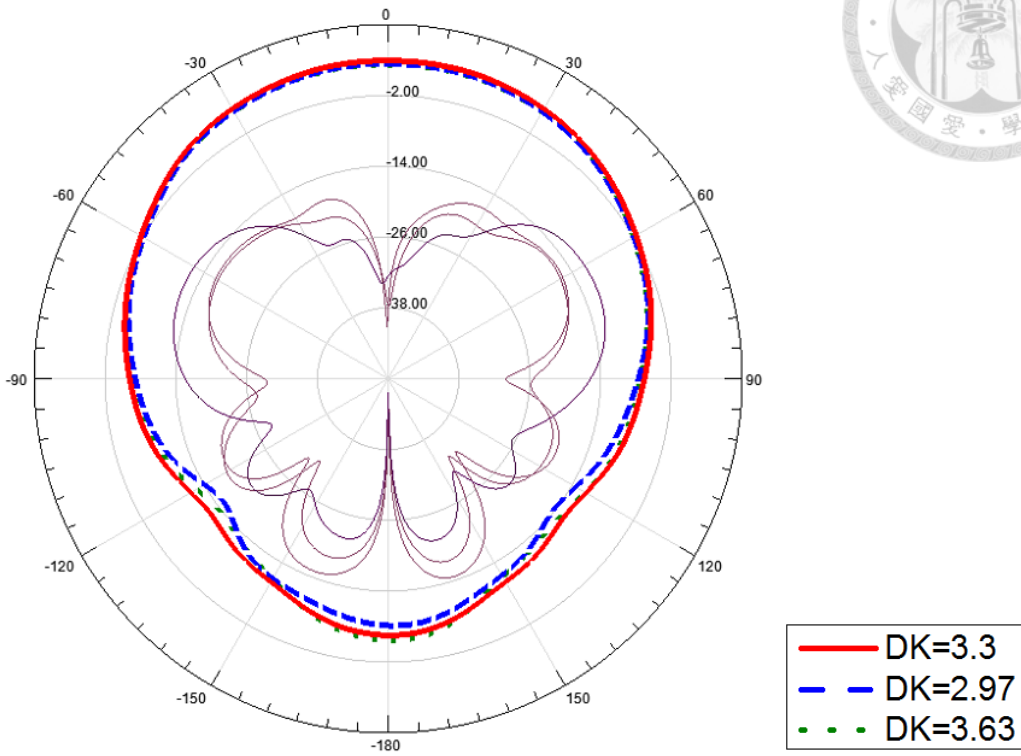
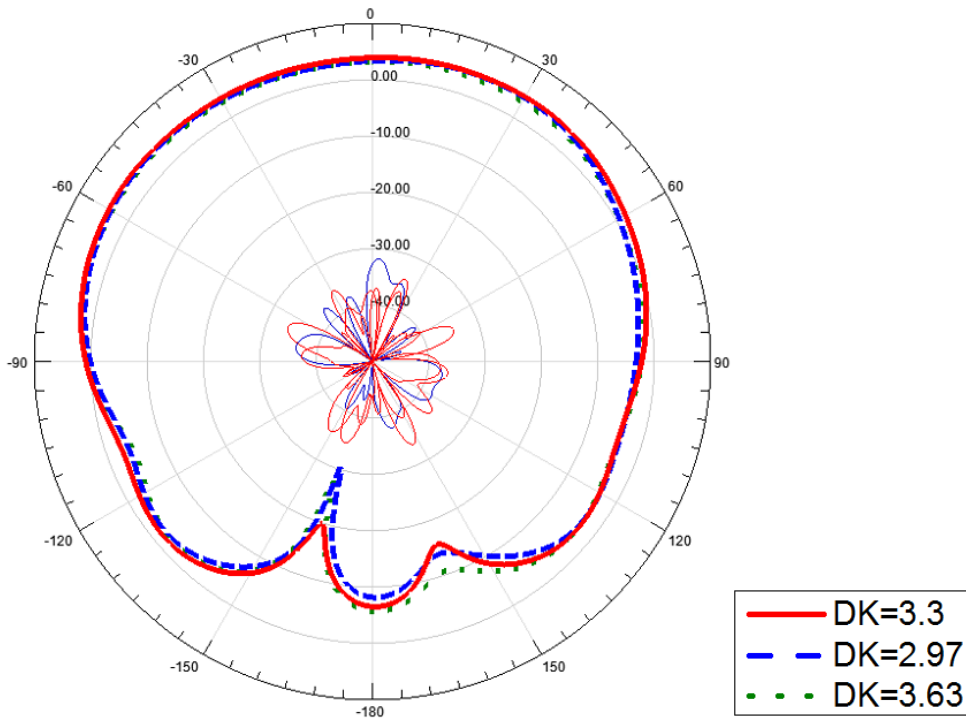


圖 4.21 考量介質常數變動之寄生天線之 S 參數響應



(a)H 平面



(b)E 平面

圖 4.22 考量介質常數變動之寄生天線輻射場型

由於越高的操作頻率，介質的損耗正切(DF)會越大，因此也假設在 79GHz 有百分之十或甚至是二十的誤差，模擬結果如圖 4.23 與圖 4.24，並與分別與圖 4.19 與圖 4.20 做比較(紅色實線)。從圖 4.23 中可以看出損耗正切的變動幾乎不會會影響寄生微帶天線的頻率響應。而圖 4.24 是損耗正切變大後對寄生微帶天線的 H 平面與 E 平面場型的模擬，可以看出即使損耗正切變大對 E 平面與 H 平面的影響並不會很大。

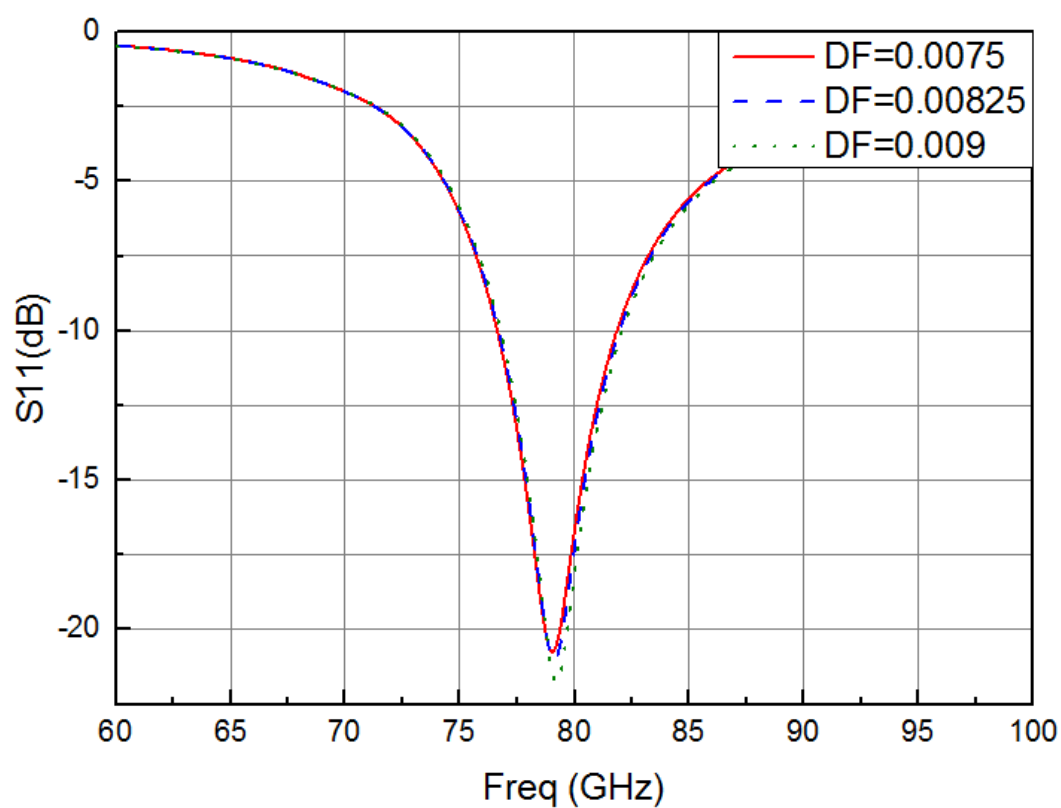
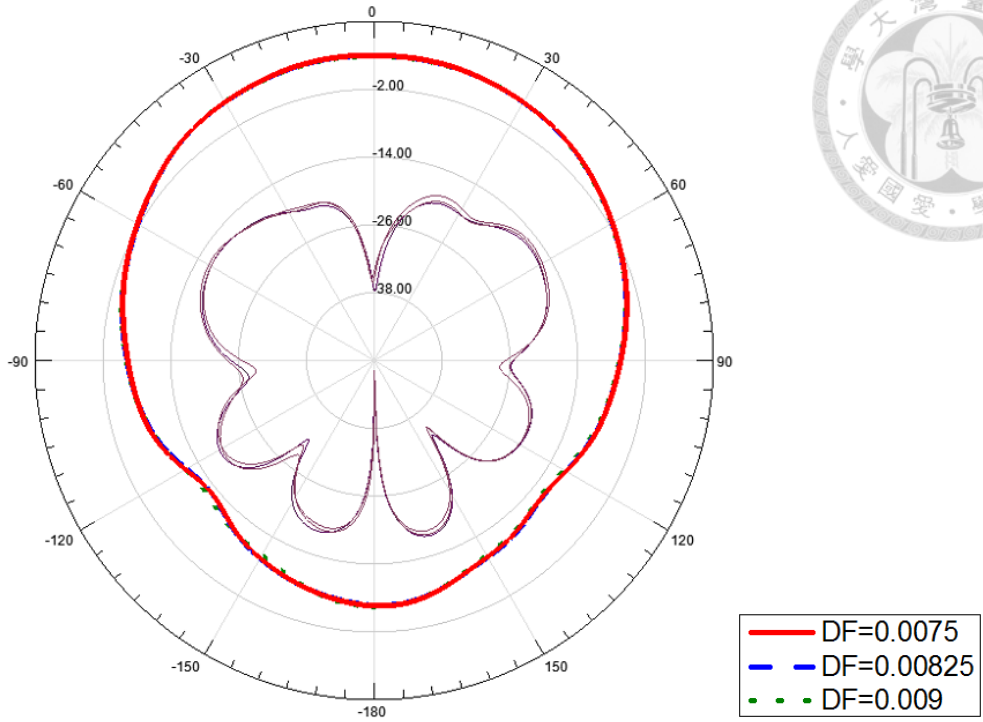
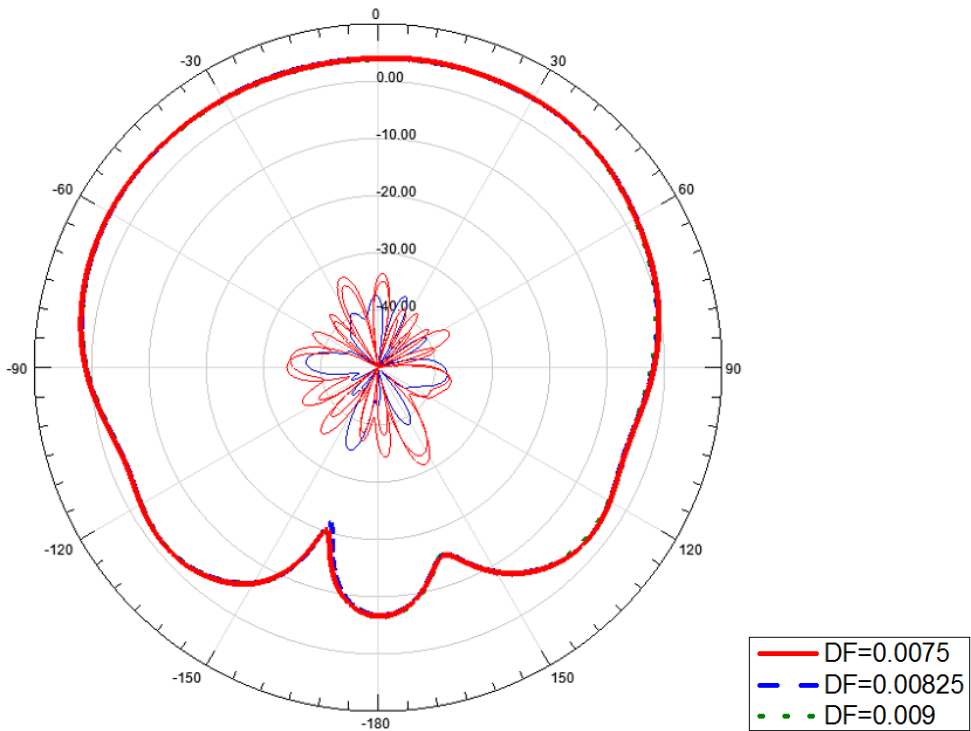


圖 4.23 考量損耗正切變大後寄生天線之 S 參數響應



(a)H 平面



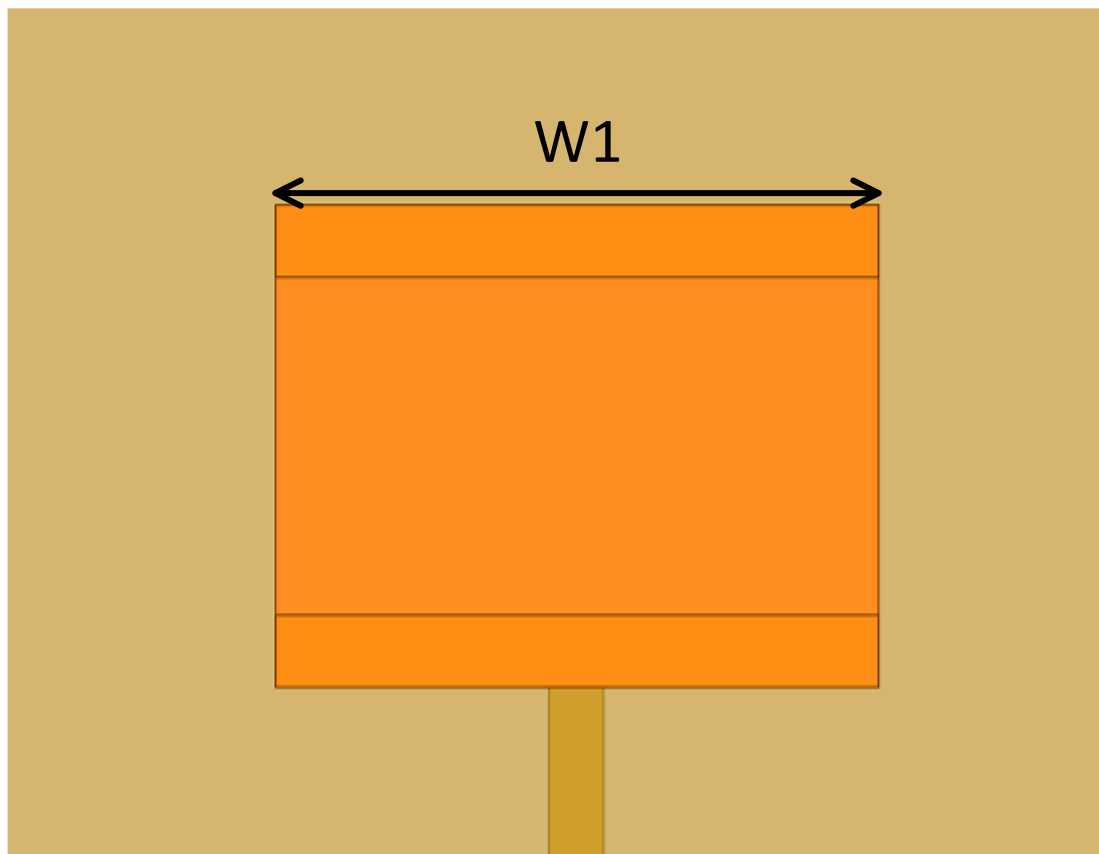
(b)E 平面

圖 4.24 考量損耗正切變大後寄生天線輻射場型

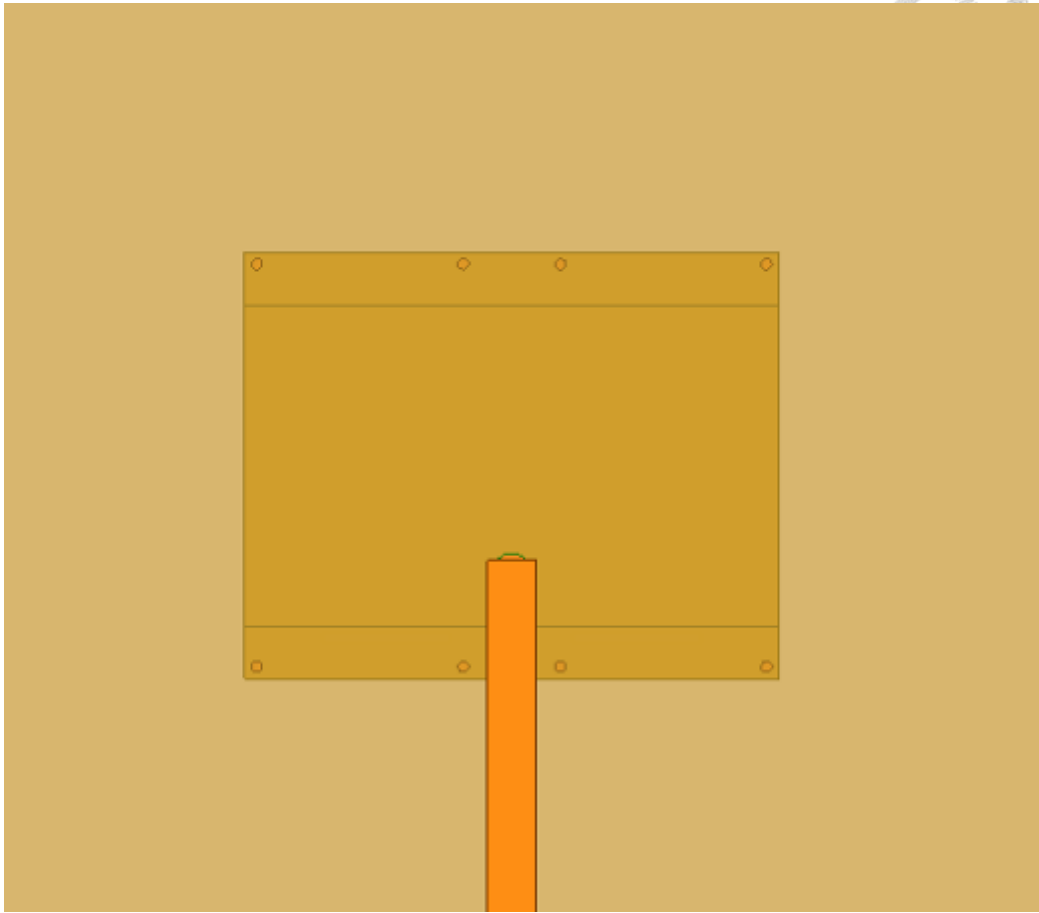


4.4. 模擬與量測結果

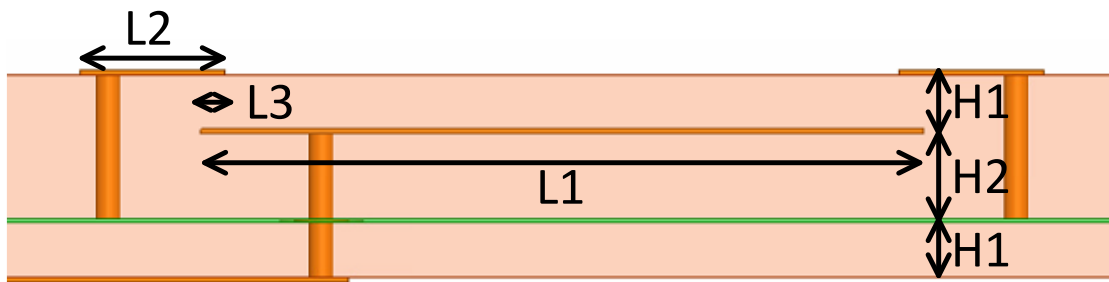
本天線之量測使用容易取得的多層之 PCB 製程，並委託請美麗基公司製作。中心頻率設計在 7.9GHz，板材為 FR4，損失角正切為 0.02。實驗將利用兩種不同厚度的 FR4 板，一為 18mil 厚、另一為 28mil 厚，延續 79GHz 天線設計的概念，利用金屬柱垂直連接寄生金屬與接地面，來驗證寄生天線的功能。製程結構與詳細尺寸如圖 4.25、板材參數如表 4.2 所述。實體製作完成後，利用鉚槍焊接上 SMA 接頭後進行量測。電路結構如 4.25 所示，電路面積約為 $10\text{mm}\times 8\text{mm}$ ，亦即 $0.54\lambda_g\times 0.43\lambda_g$ ，電路實照圖如圖 4.26 所示。



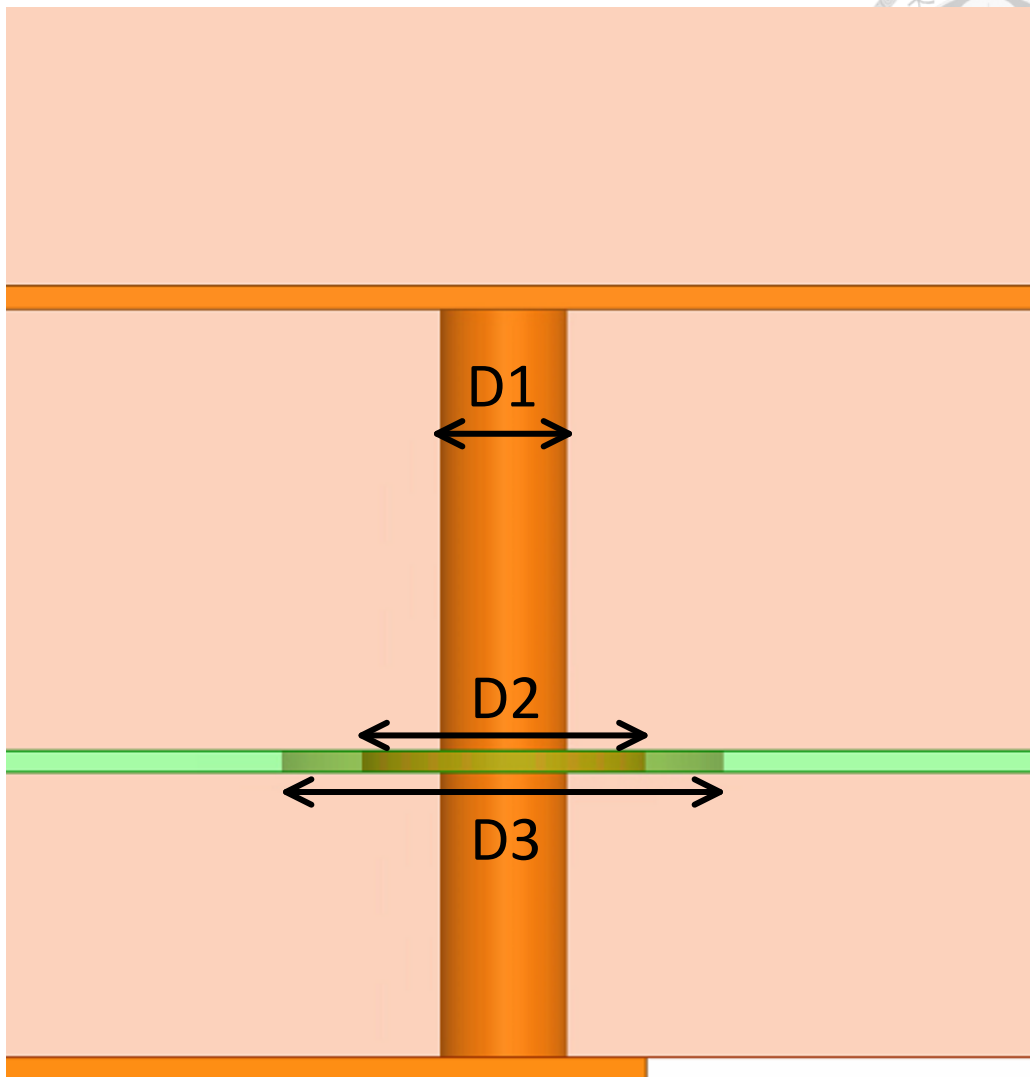
(a)俯視圖



(b)仰視圖



(c)側視圖

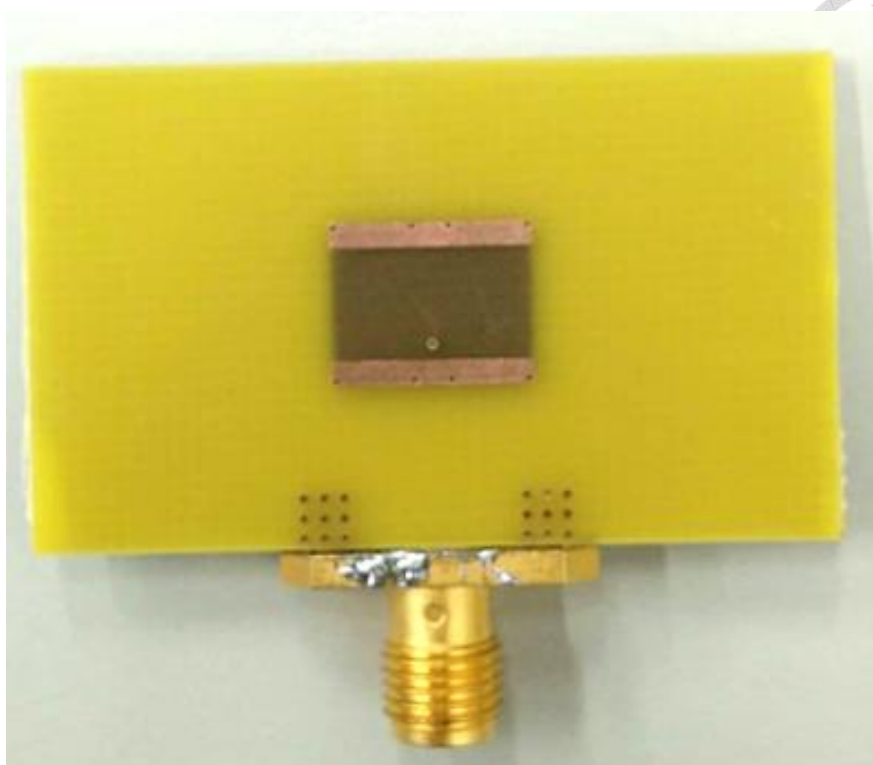
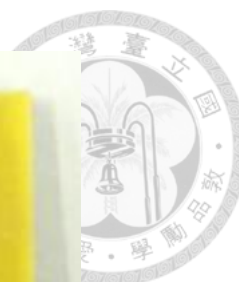


(d)饋入結構放大圖

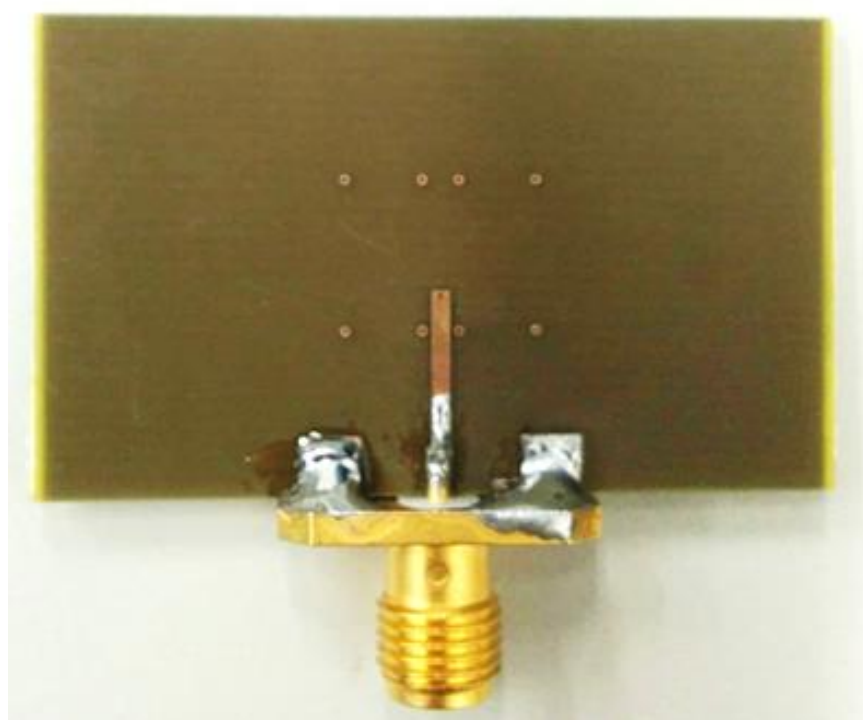
圖 4.25 7.9GHz 寄生微帶天線結構圖

表 4-3 7.9GHz 寄生微帶寄生天線結構參數

W1	10mm	L1	6mm	H1	457um	D1	200um
		L2	1.2mm	H2	711um	D2	500um
		L3	0.2mm			D3	700um



(a) 上視圖



(b) 俯視圖

圖 4.26 天線實照圖

S 參數量測使用網路分析儀量測，場型則是使用微波暗室 NSI2000 儀器進行量測。圖 4.27 為 S 參數的模擬與量測結果比較圖，S11 模擬的-10dB 阻抗頻寬為 3.8%，量測為 3.3%。圖 4.28 為輻射場型的比較圖，在 7.9GHz 模擬的實際增益為 2.7dB，量測結果為 2.3dB。

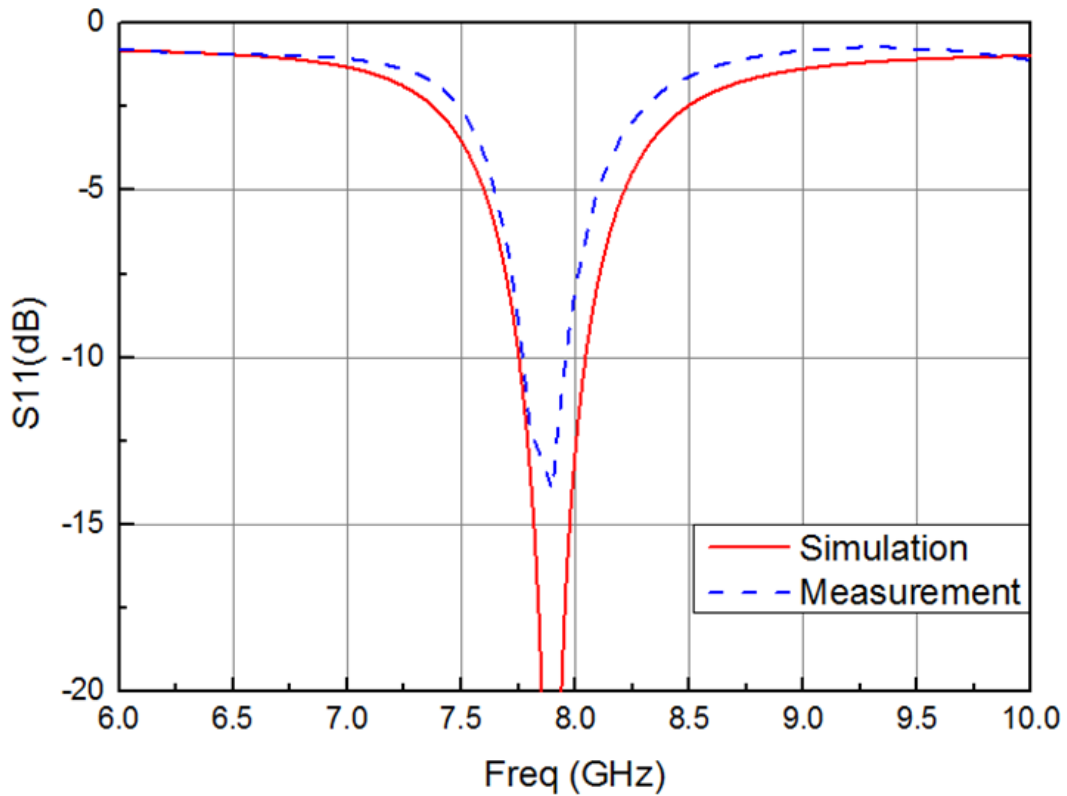
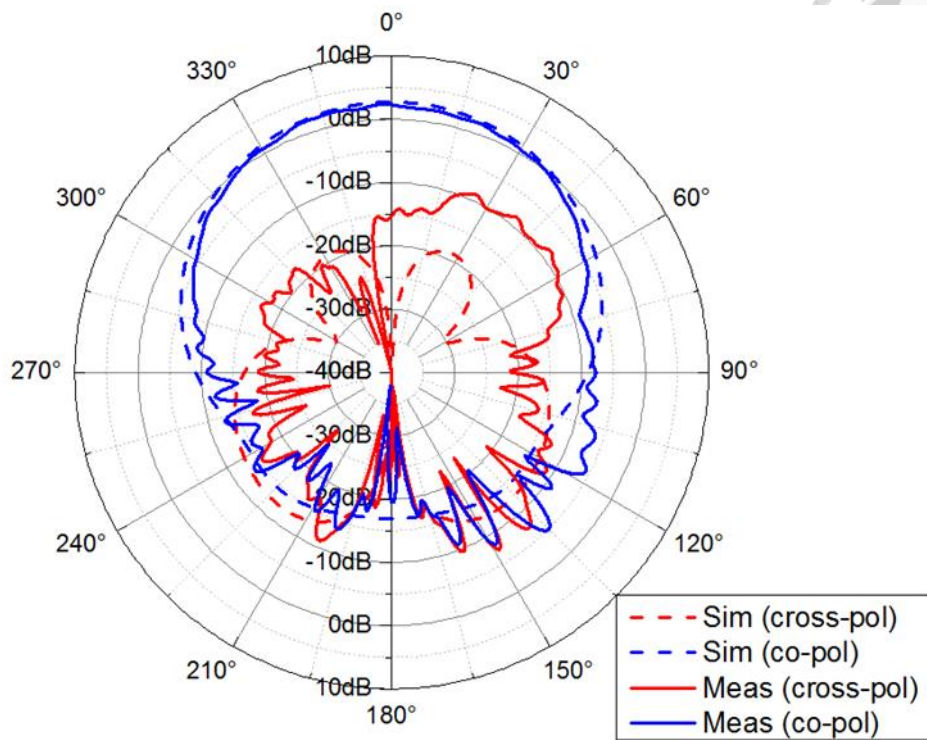
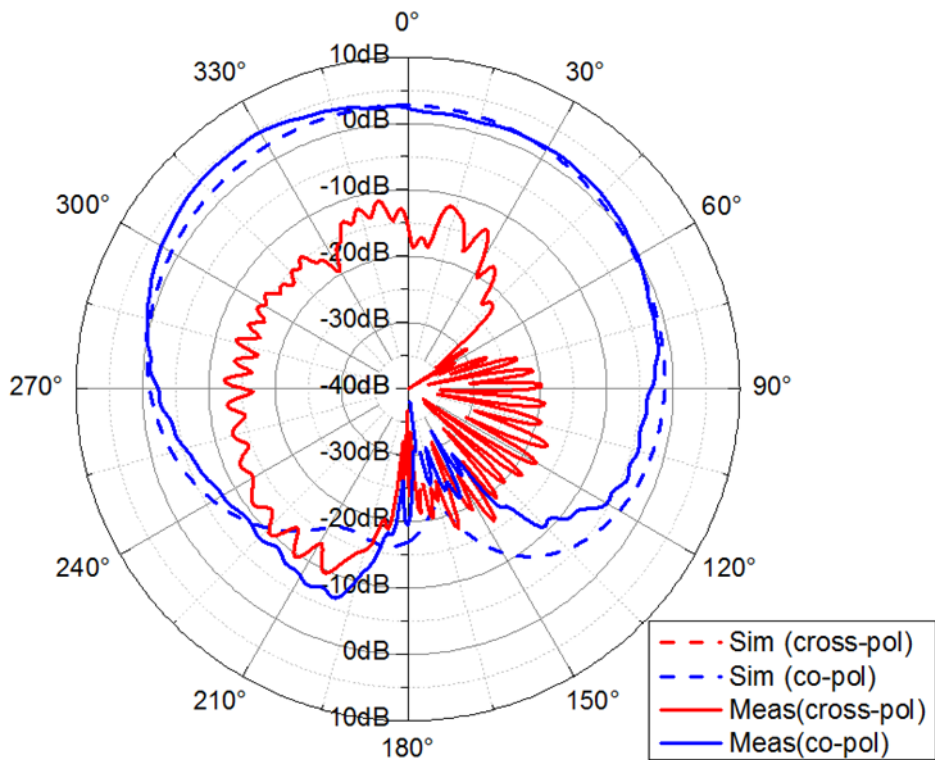


圖 4.27 7.9GHz 寄生微帶天線 S 參數響應圖



(a)H 平面



(b)E 平面

圖 4.28 7.9GHz 寄生微帶天線場型圖

第五章 79GHz 車用後向雷達系統



5.1. 系統架構

本系統架構如圖 5.1，從微控器產生電壓三角波訊號至壓控震盪器，讓壓控震盪器產生頻率在 39.5GHz 附近的訊號，在透過倍頻器讓 VCO 的訊號倍頻至 79GHz 的頻段，進而產生一個頻率調變連續波(Frequency Modulated Continuous Wave；FMCW)的訊號。如圖 5.2 所示，當此訊號進入鼠線耦合器的埠 1 後，由於鼠線耦合器為 180 度分波耦合器，所以 FMCW 訊號會一路經過埠 2 到混頻器做為混頻器的本地震盪訊號，另一路經過埠 3 到達天線發射訊號。當天線接收反射訊號後亦經由鼠線耦合器的埠 4 給混頻器當作射頻信號輸入，由於反射回來的訊號很小所以從埠 3 到埠 1 與埠 2 的信號忽略。使用單天線系統的架構可以避免天線之間的耦合，接收下來的信號經降頻後，可以分析推算偵測物的相對速度與相對距離，來提供汽車防撞雷達所需的資訊。

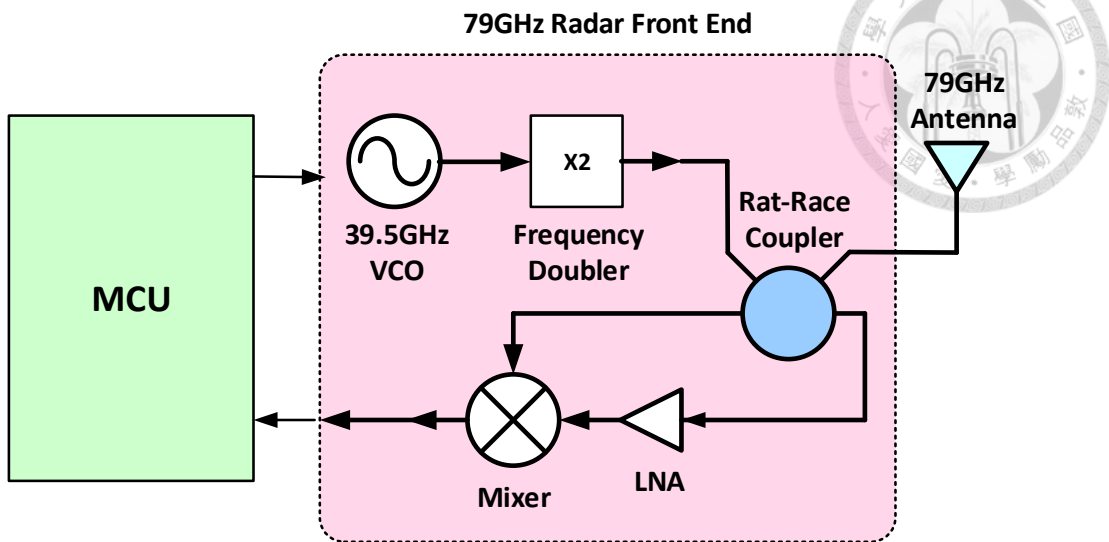


圖 5.1 79GHz 車用雷達系統架構圖

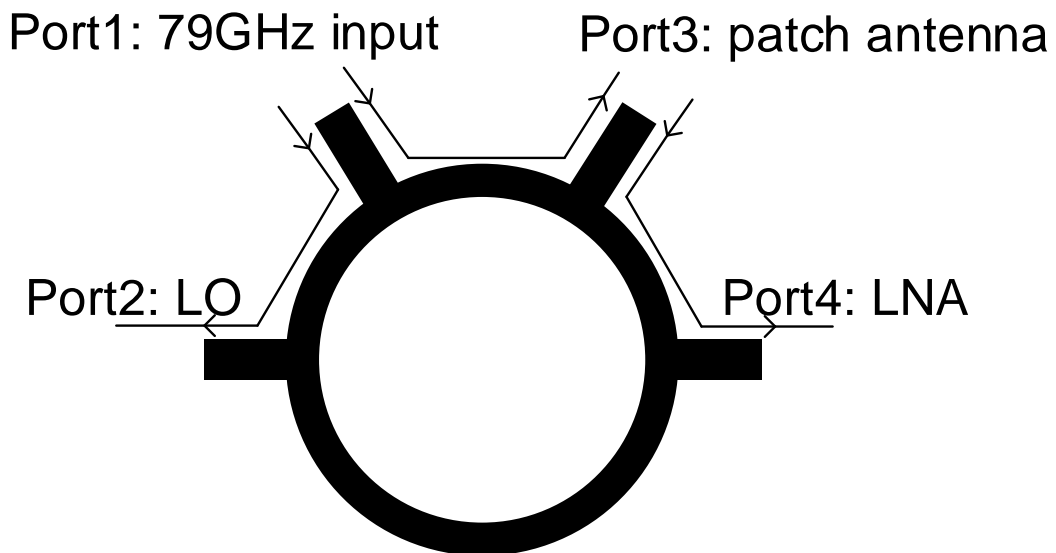


圖 5.2 鼠線耦合器腳位連接示意圖



5.2. 系統模擬分析

在前一節所使用的系統架構中，其晶片參考 UMS 公司的晶片，參考型號如下：壓控震盪器(CHV2240)、倍頻器(CHU2277)、低雜訊放大器(CHA1077A)、混頻器(CHM2179b98F)，而微控器參考 Renesas 公司的晶片，型號為 RH850/V1x。

訊號從壓控震盪器產生，經倍頻器後，其輸出功率約為 13dBm，參考第三章所設計於積體被動元件的鼠線耦合器，以及第四章所設計的寬半功率波束頻寬之天線，來進行系統的路徑損耗分析。

混頻器的本地震盪訊號路徑如圖 5.3 所示，假設使用第四章的基板，其 2mm 的接地共平面波導之路徑損耗為 0.42dB，因此訊號從倍頻器出來，從鼠線耦合器的埠一到埠二，加上經過基板上的兩段傳輸線，最後到達混頻器的本地震盪端輸入，其輸入功率約為 8dBm，此功率大小滿足混頻器的輸入規格。

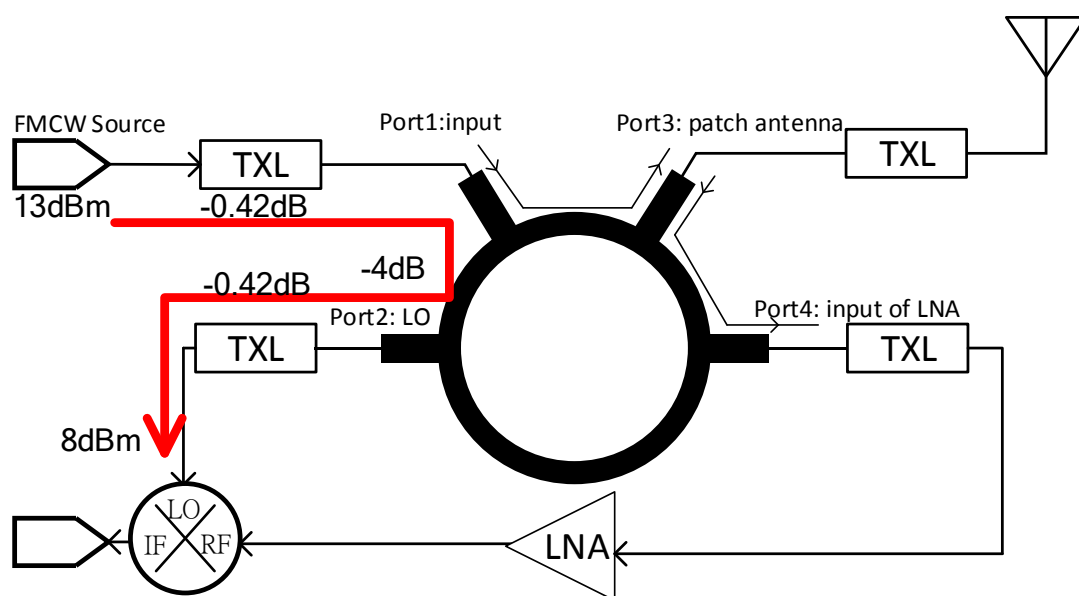


圖 5.3 混頻器本地震盪訊號路徑

因為鼠線耦合器的埠一與埠四間的隔離度有限，因此當夠大的訊號從埠一進入的時候，埠四所接收到埠一的訊號不能忽略亦須納入考量，因此混頻器的射頻輸入端所接收到埠一至埠四的輸入訊號路徑如圖 5.4 所示，同樣使用 2mm 的接地共平面波導為傳輸線，因此訊號從倍頻器出來，從鼠線耦合器的埠一到埠四，加上經過基板上的兩段傳輸線，最後到達混頻器的射頻端輸入，其輸入功率約為 0.5dBm，此功率大小不會超出混頻器的射頻功率輸入上限。

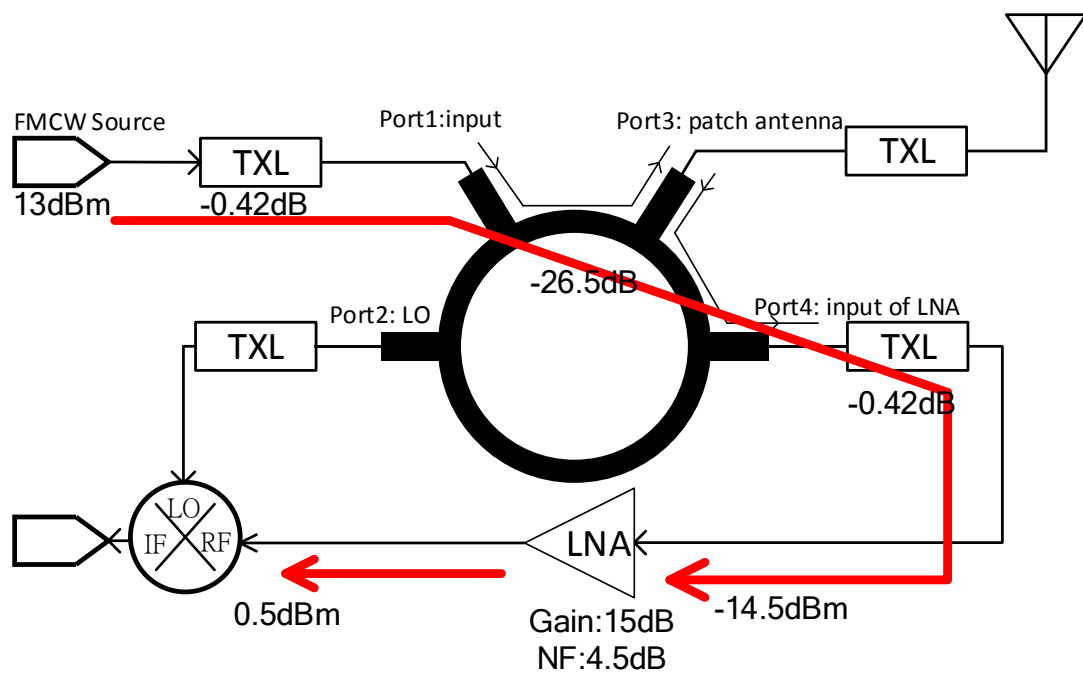
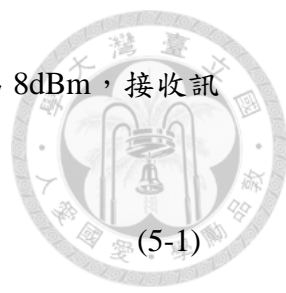


圖 5.4 在 60GHz 系統中，三階基板合成波導濾波轉接之結構分層圖



當訊號由埠一至埠三到達天線發射訊號時，其發射功率約為 8dBm，接收訊號的功率以 Friis 傳輸公式估計：

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi R)^2} \quad (5-1)$$

參考第四章天線的增益為 4dB，假設目標物距離 3 公尺，可得接收功率為-69dBm，而空氣中的白雜訊以式 5-2 評估，假定 79GHz 頻帶帶寬 3GHz：

$$N = kTB \quad (5-2)$$

可以得出雜訊功率約為-79dBm。訊號經由低雜訊放大器後，從天線接收後進入混頻器射頻端的功率分別為-59dBm 與-64.5dBm，如圖 5.5 所示。

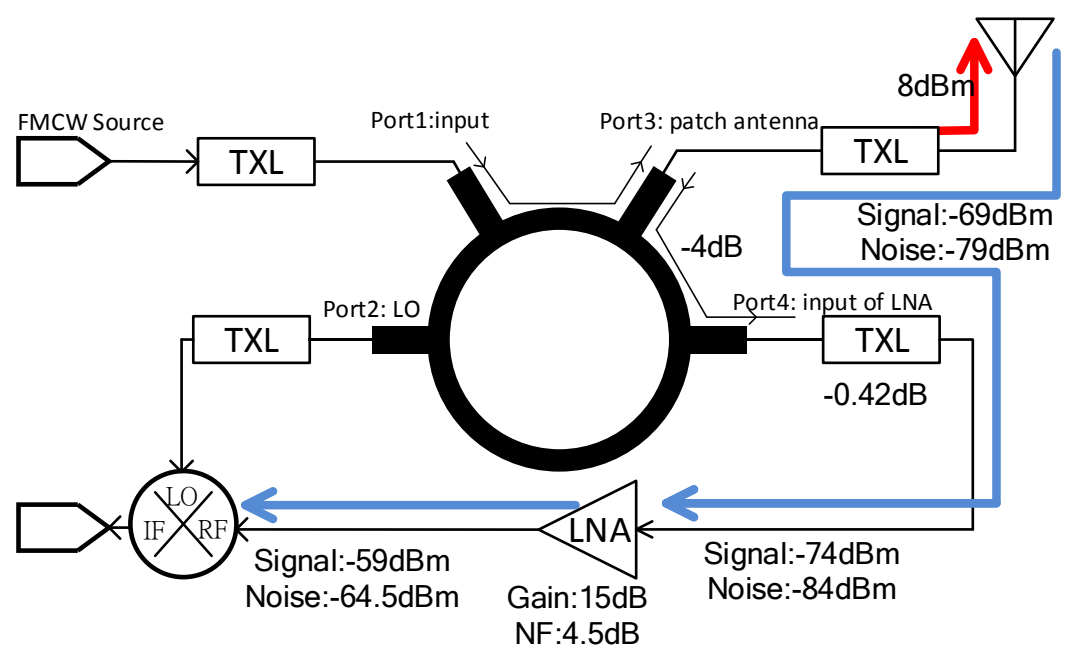


圖 5.5 天線發射與訊號接收示意圖



因此最後進入混頻器射頻端的訊號如圖 5.6

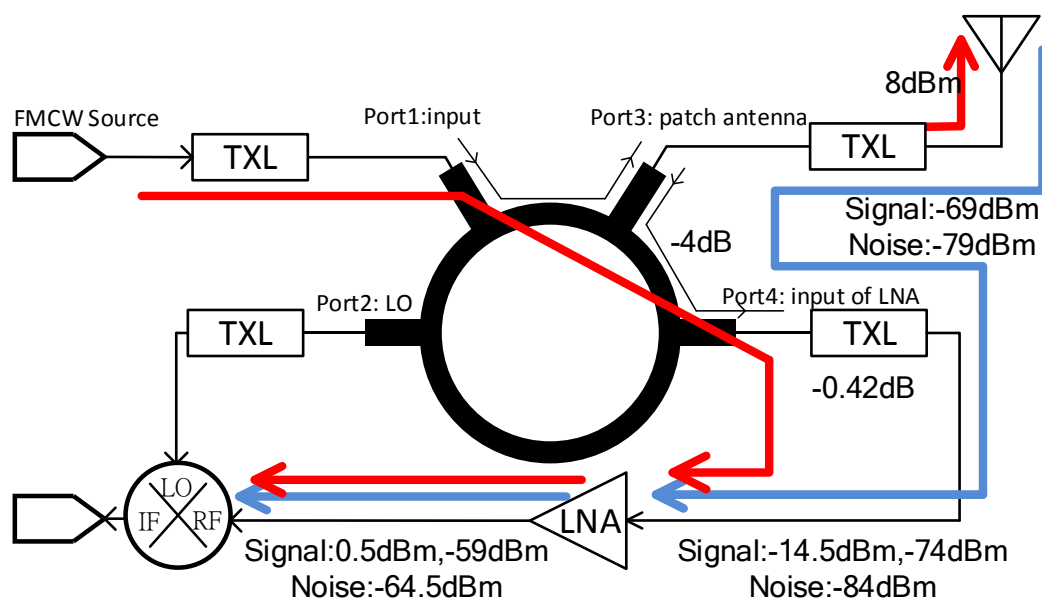


圖 5.6 系統路徑損耗評估示意圖

根據第二章所描述的頻率調變連續波雷達原理可得如圖 5.7，物體與雷達的相對距離 R ，並與雷達具有相對速度 V_r 。在圖 5.7 中 f_0 為雷達中心頻率， B_{sweep} 為頻率調變連續波的頻寬， f_b 為物體靜止時發射訊號與接收訊號的頻率差， f_D 為相對速度產生的都普勒頻偏， T_s 為頻率調變連續波的上升時間， t_d 為接收到反射訊號的延遲。發射與接收訊號的差值可以得到如圖 5.7 的頻率差對時間的變化圖。而透過定義 $f_{bu} = f_b - f_d$ 與 $f_{bd} = f_b + f_d$ ，可以反推出物體的相對速度與相對距離

$$R = \frac{c \cdot T_s}{4B_{sweep}} (f_{bd} + f_{bu}) \quad (5-3)$$



$$v_r = \frac{\lambda}{4} (f_{bd} - f_{bu}) \quad (5-4)$$

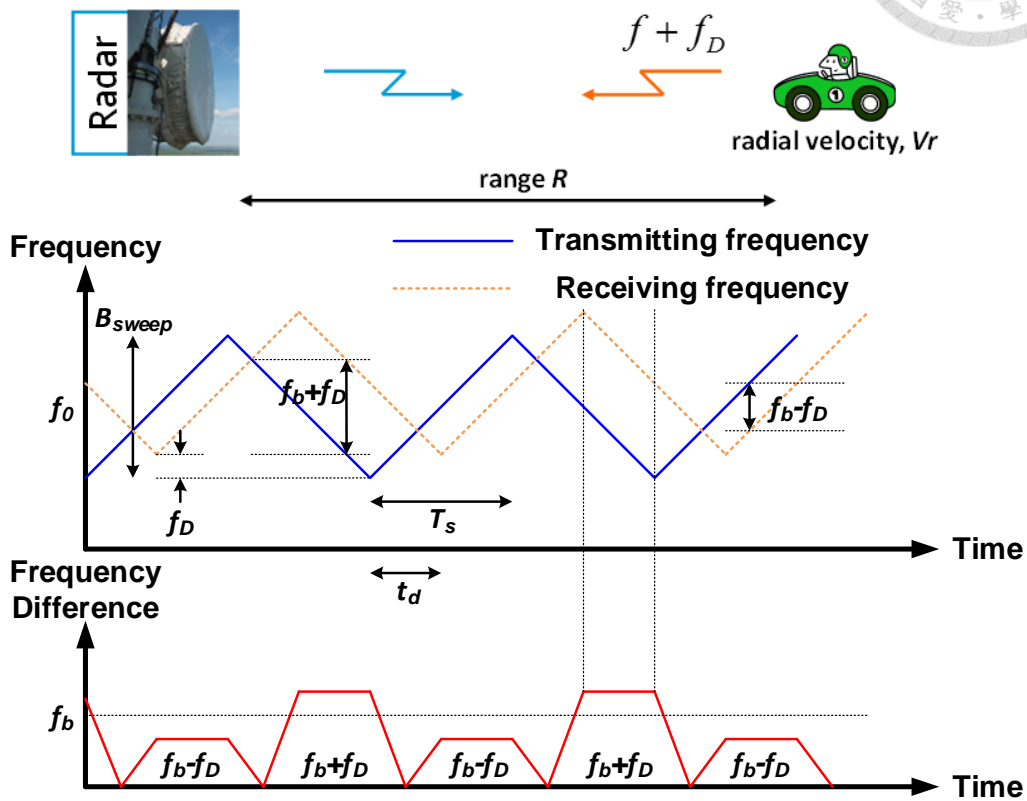


圖 5.7 頻率調變連續波雷達工作原理

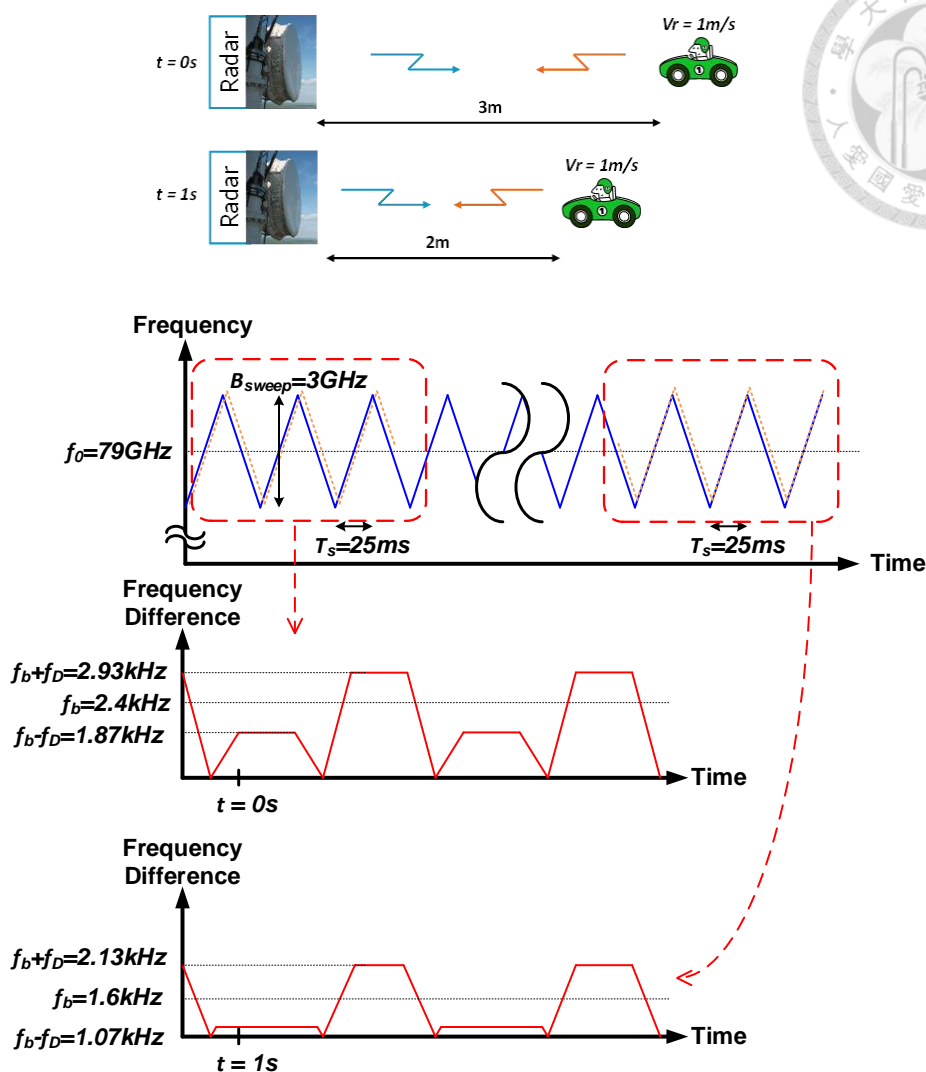


圖 5.8 頻率調變連續波雷達運作示意圖

今假設一物體相對距離雷達 3 公尺如圖 5.8 所示，與雷達具有相對速度 1m/s，中心頻率 79GHz， $B_{sweep}=3\text{GHz}$ ， $T_s=25\text{ms}$ ，可得在一開始與 1 秒後所接收到的頻率差對時間的變化，以初始情況為例，可以推得其相對速度與相對距離為

$$R = \frac{c \cdot T_s}{4B_{sweep}} (f_{bd} + f_{bu}) \quad (3-4)$$

$$v_r = \frac{\lambda}{4} (f_{bd} - f_{bu}) = \frac{3 \times 10^8}{4 \times 79 \times 10^9} ((2.93 - 1.87) \times 10^3) = 1\text{m/s} \quad (3-4)$$

今假設物體靜止且將瞬間進入混頻器的訊號視為單頻訊號，透過 Keysight 公司的 SystemVue 來進行系統的模擬，系統模擬架構如圖 5.9 所示，其中包含了傳輸線的 S 參數檔案。鼠線耦合器以第三章第二節積體被動元件製程設計，透過 HFSS 得到 S 參數的模擬檔。在此可以假設混頻器本地震盪訊號為 79GHz 功率為 13dBm，而混頻器的射頻輸入端假設有一個反射訊號與從埠一經埠四過來的訊號，反射訊號為 79.0000024GHz，功率為 -69dBm，並考量雜訊，而從埠一經埠四過來的訊號為 79GHz，功率為 0.5dBm，而模擬結果如圖 5.10 所示

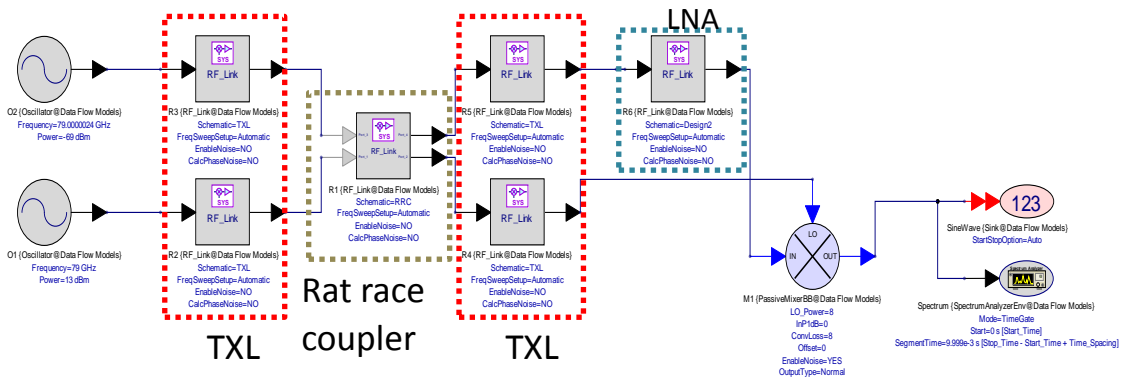


圖 5.9 系統模擬架構

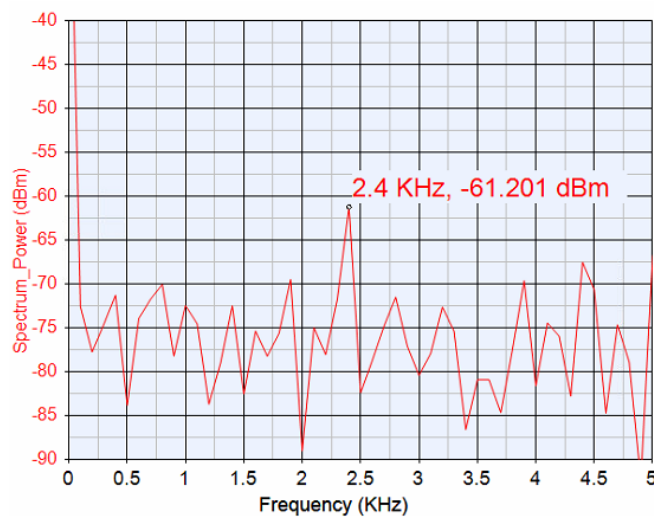
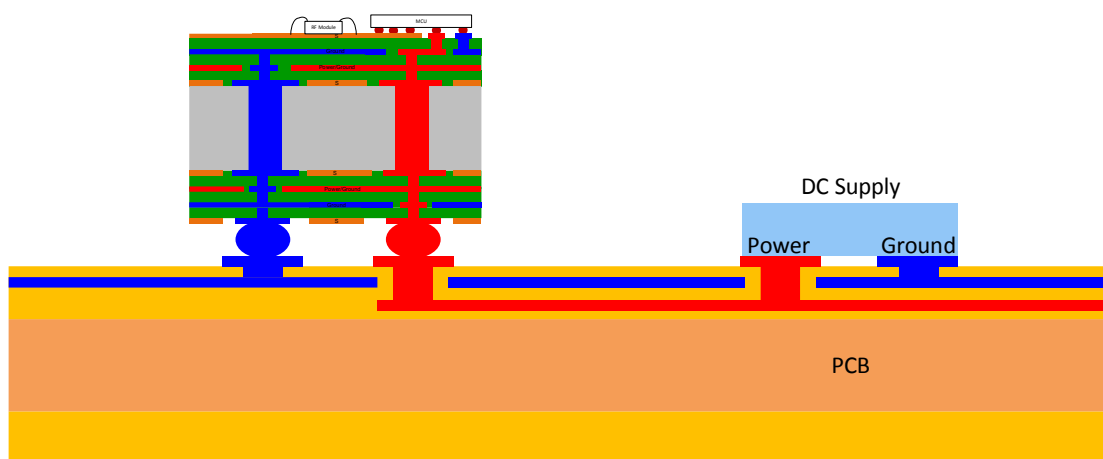


圖 5.10 中頻訊號模擬圖

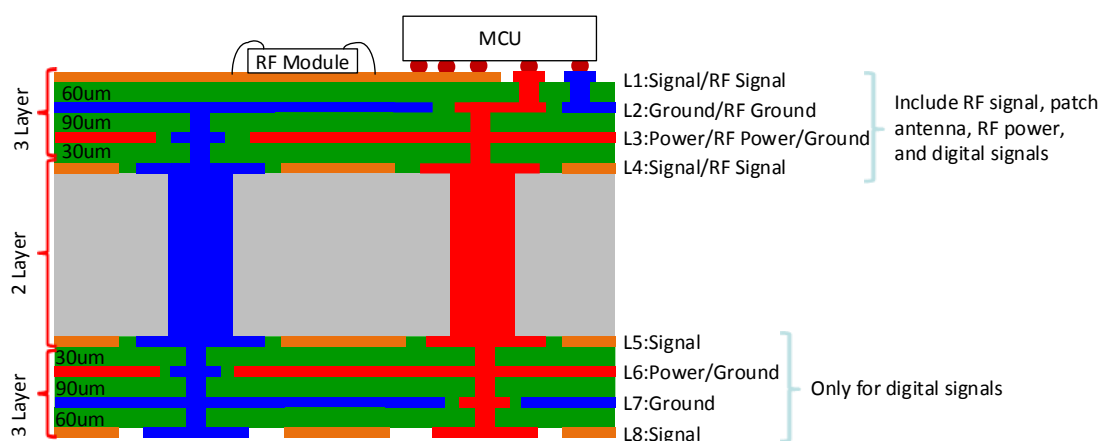


5.3. 79GHz 車用後向雷達系統封裝模擬

根據第三章所設計的積體被動製程與晶圓級封裝製程之鼠線耦合器與第四章所使用來設計之天線以及前一節所參考的晶片，將以上元件整合進第四章所使用的封裝基板，並對整體路徑做損耗模擬，來評估將晶片整合起來時會遇到的情況，示意如圖 5.11



(a) 疊構整體示意圖



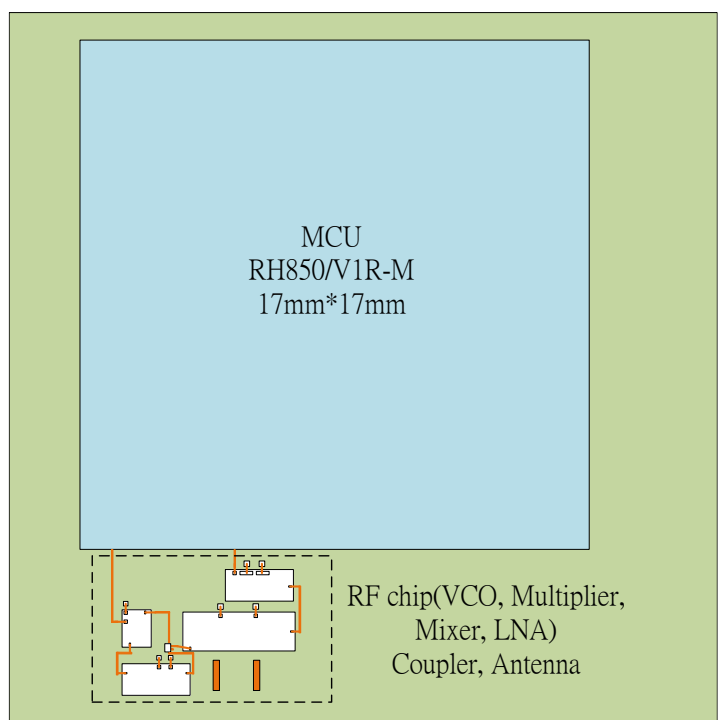
(b) 封裝基板放大圖

圖 5.11 79GHz 雷達系統封裝疊構示意圖

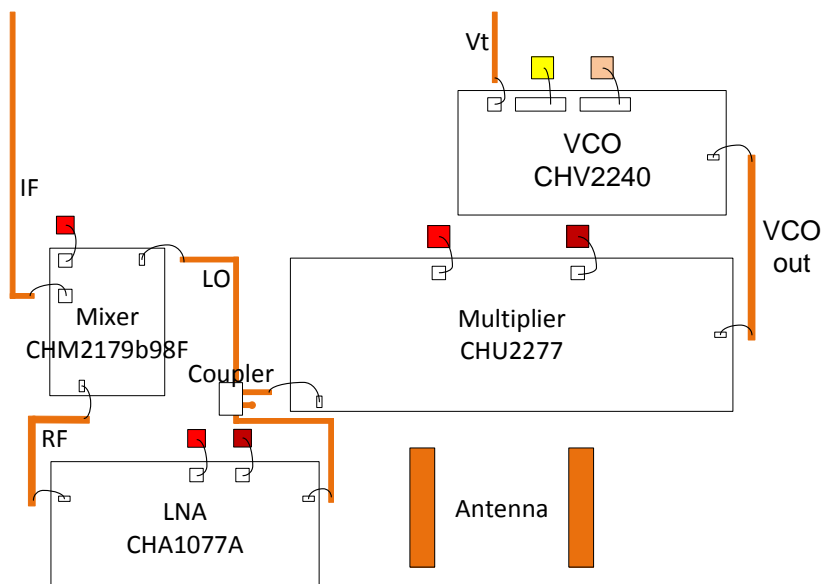


將參考的晶片與使用積體被動元件製程的鼠線耦合器整合進封裝基板，如圖

5.12 所示



(a)雷達系統封裝上視圖



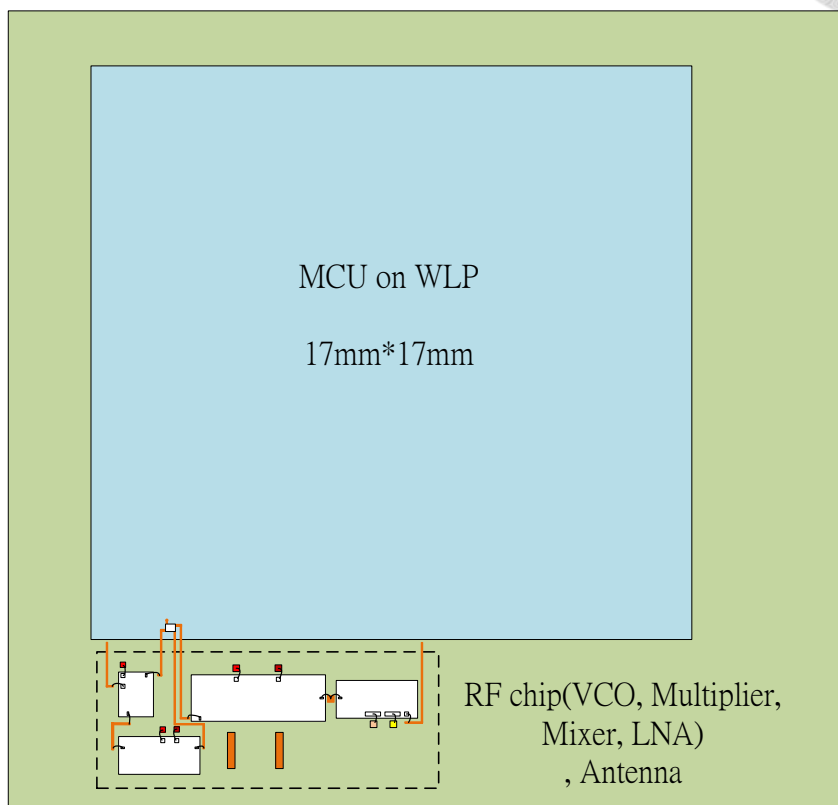
(b)射頻前端部分放大圖

圖 5.12 79GHz 車用後向雷達系統封裝晶片布局示意圖(使用積體被動元件製程之鼠線耦合器)

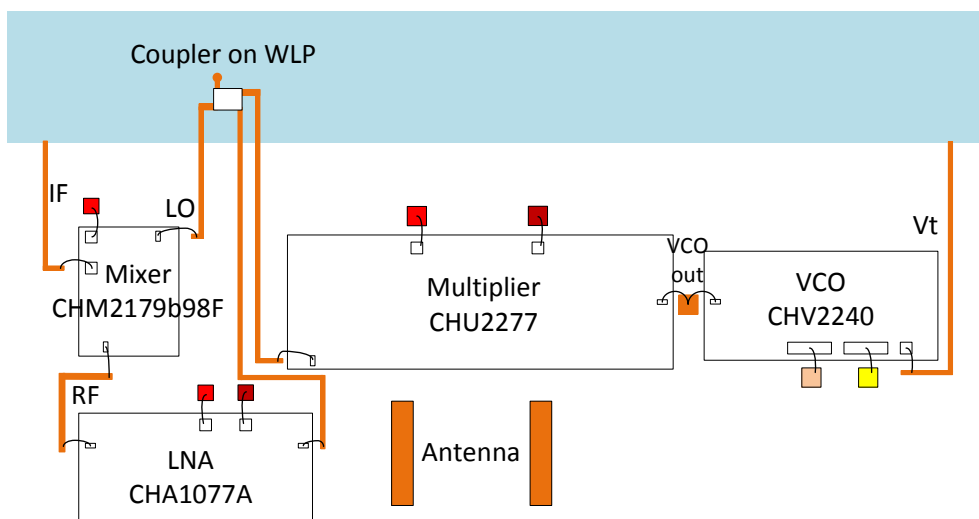


若雷達微控器使用晶圓級封裝製程，則能將耦合器整合進晶圓級封裝，圖

5.12 可修改為圖 5.13，



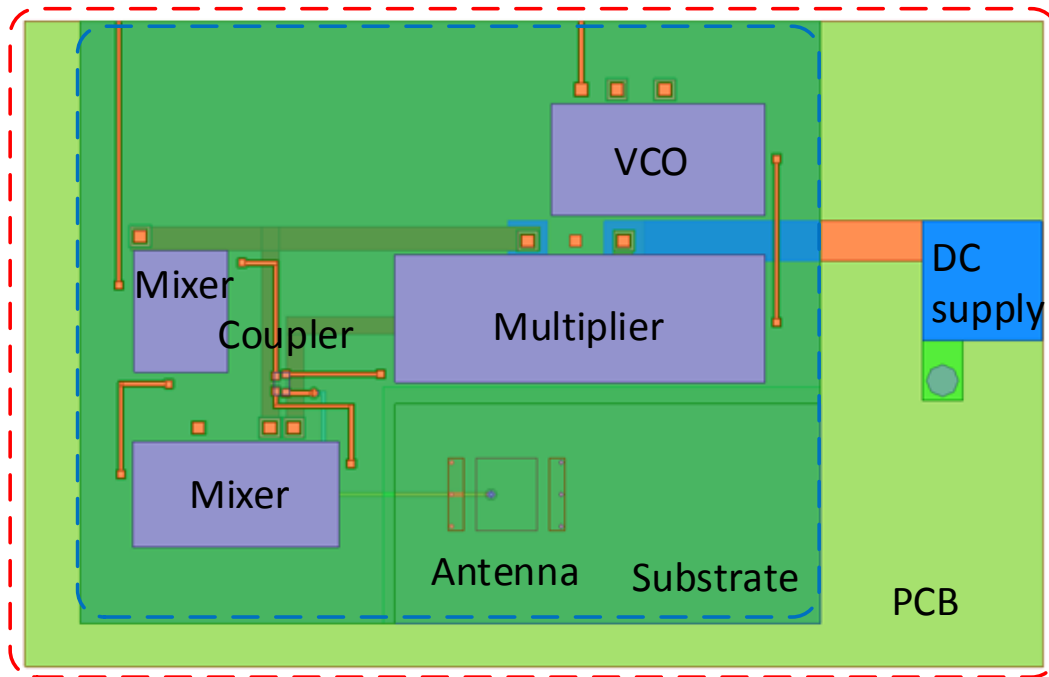
(a)雷達系統封裝上視圖



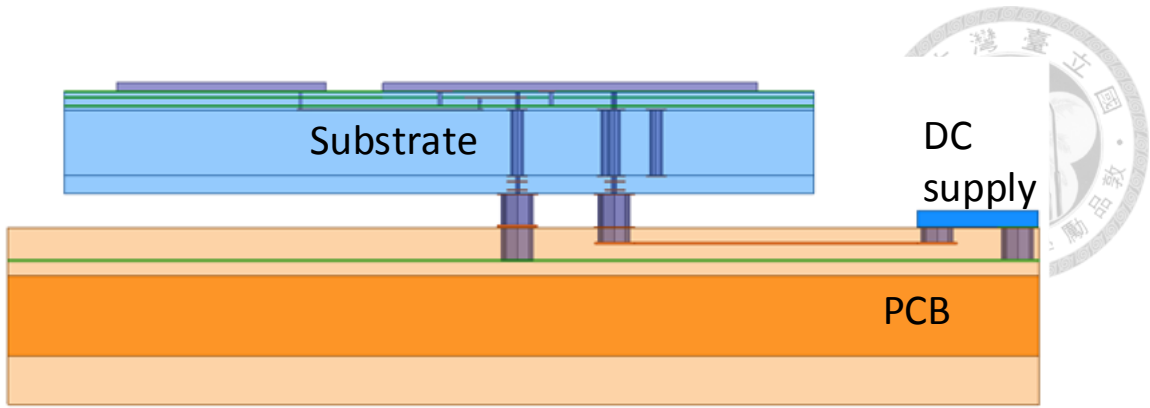
(b)射頻前端部分放大圖

圖 5.13 79GHz 車用後向雷達系統封裝晶片布局示意圖(將鼠線耦合器整合於晶圓級封裝)

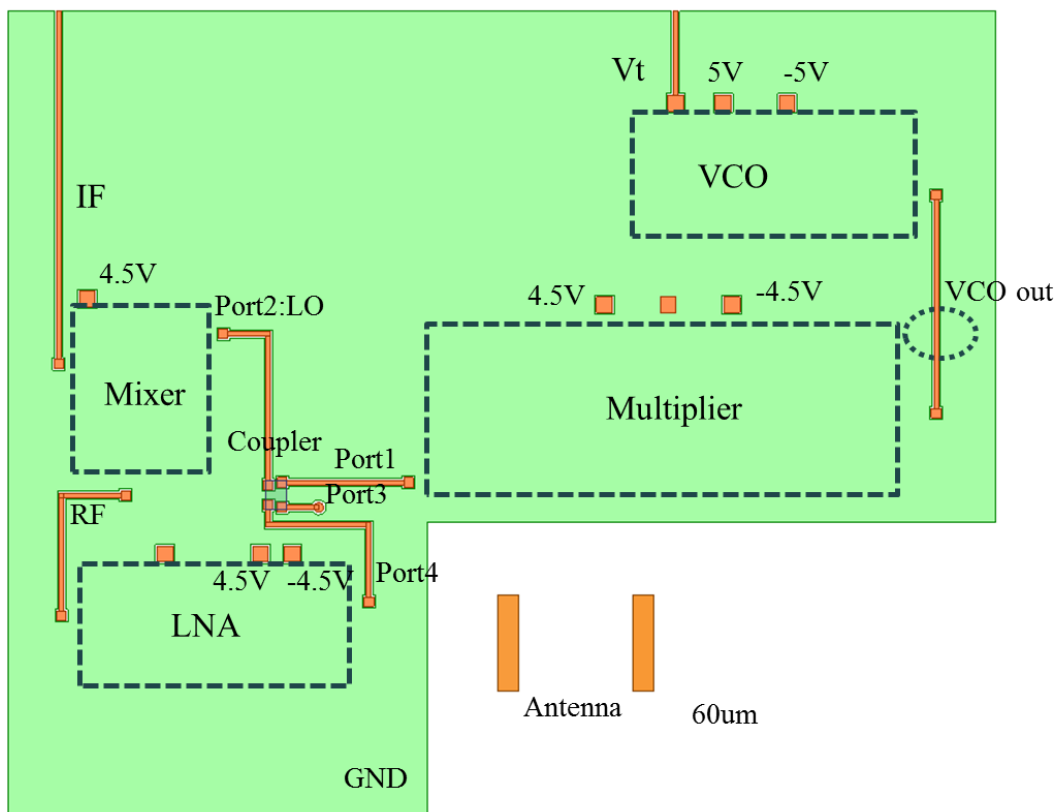
以圖 5.12 為例，將實際結構建於 HFSS 中，如圖 5.14 所示，其中電源以一組佈線作為示意。將路徑模擬結果與鼠線耦合器的模擬結果結合，模擬結果如圖 5.15 所示，可以發現加上基板傳輸線後鼠線耦合器整體趨勢影響不大。S12 因為只走在第一層的表面，所以訊號不連續較小，而 S13 是訊號從鼠線耦合器到天線的路徑，因為路徑上有金屬連通柱從第一層到第四層，路徑上的不連續程度較大使得損耗較大。鼠線耦合器的 S14 因受到路徑相位差的影響，使得隔離度變差。天線模擬結果如圖 5.16 所示，天線的場形會受到其他層的金屬影響，使得 H 平面半功率波束頻寬為 73 度，E 平面從零度來算的半功率波束頻寬為 126 度，S11 在 -10dB 的阻抗頻寬為 3.9%。



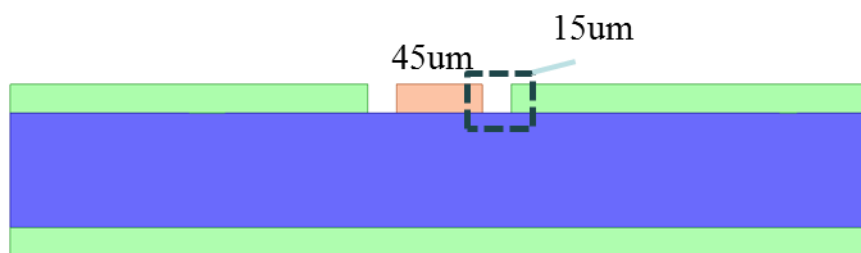
(a)雷達系統封裝上視圖



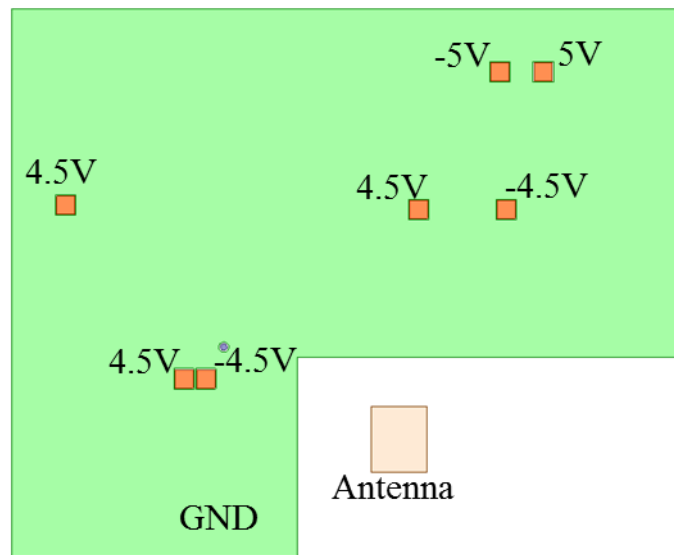
(b)雷達系統側視圖



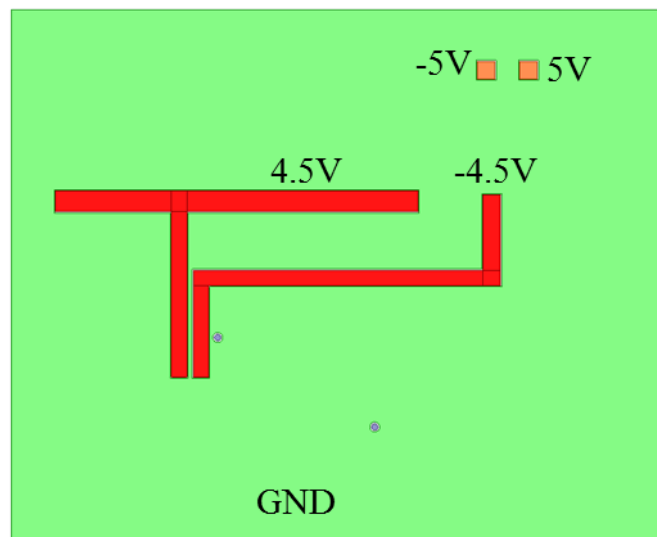
(c)第一層線路規劃



(d)第一層 50 歐姆訊號走線截面圖



(e) 第二層線路規劃



(f) 第三層線路規劃



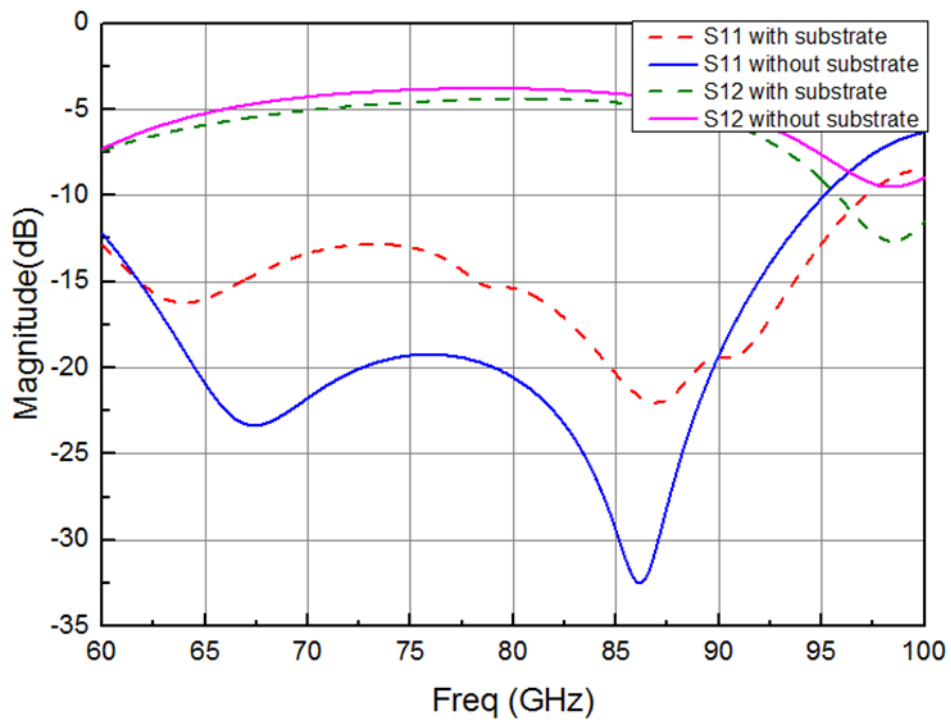
-5V ■ ■ 5V

4.5V ■ ■ -4.5V

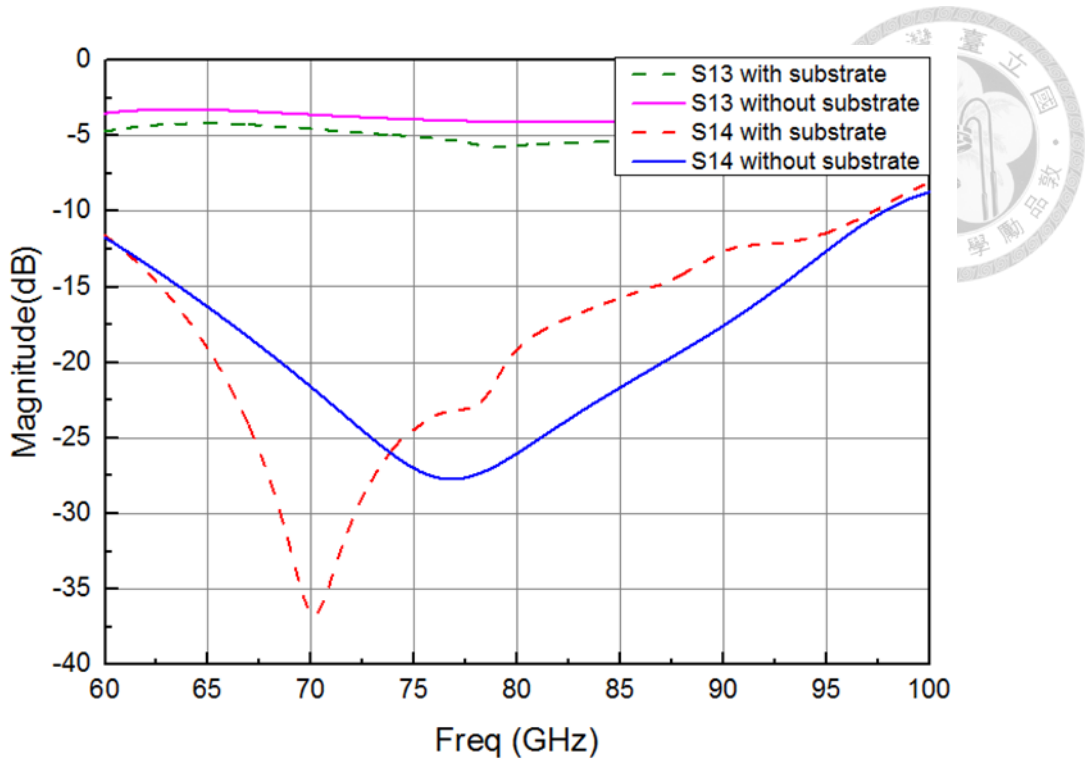
RF signal to antenna

(g) 第四層線路規劃

圖 5.14 79GHz 車用後向雷達系統封裝晶片布局

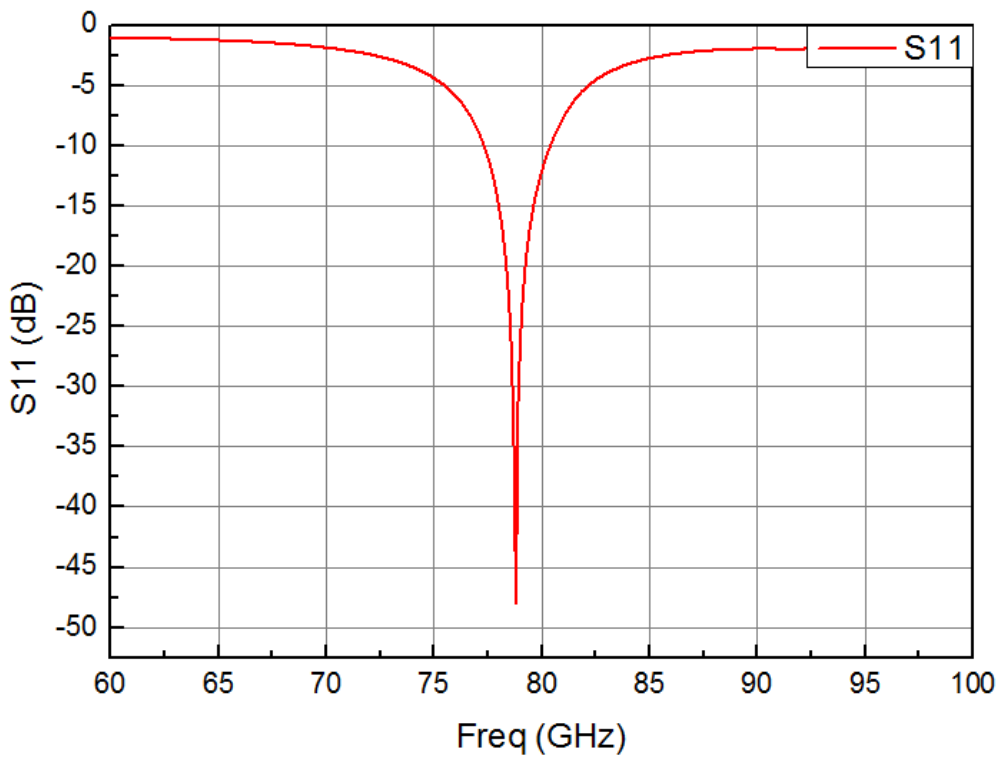


(a)

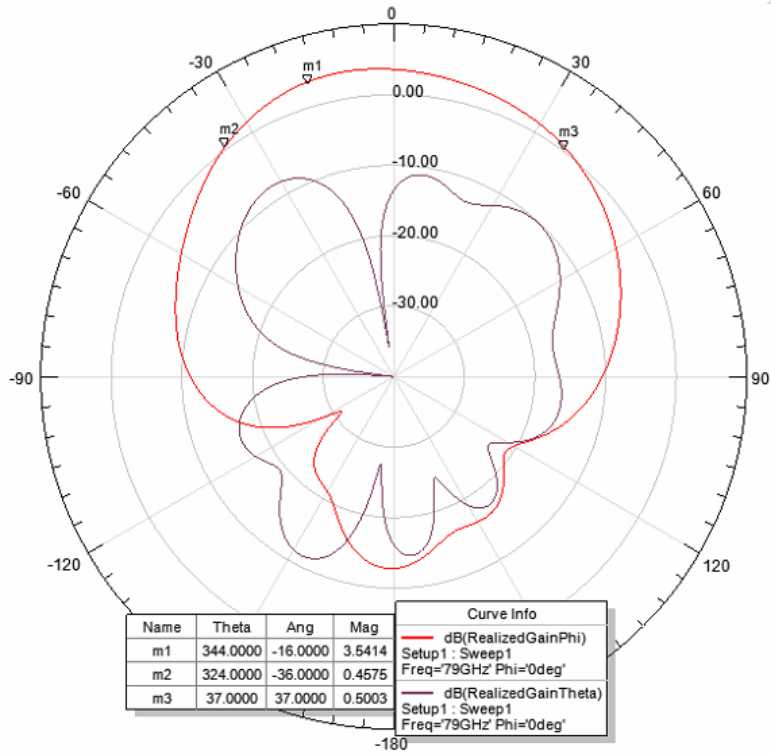


(b)

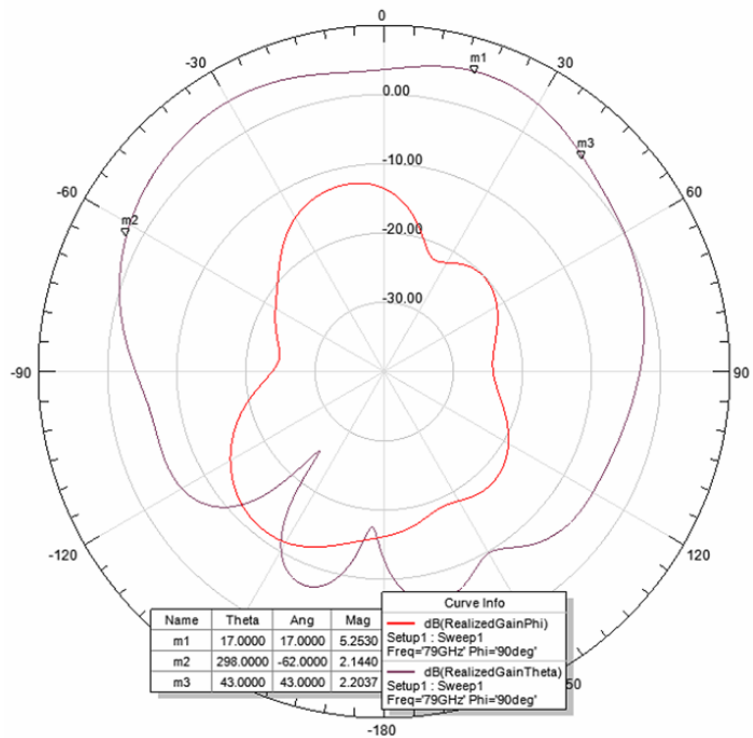
圖 5.15 鼠線耦合器與封裝基板走線模擬 S 參數



(a) 寄生微帶天線 S 參數響應



(b)H 平面



(c)E 平面

圖 5.16 7.9GHz 寄生微帶天線 S 參數響應與輻射場型圖



第六章 結論

本論文針對未來 79GHz 之車用雷達頻段，提出了一個車用後向雷達系統封裝，並針對系統中會用到的被動元件進行設計，包其中含鼠線耦合器與寬半功率波束頻寬之天線，並考慮整合於基板後，基板上的走線對元件的所產生的影響。

第一種鼠線耦合器設計於積體被動元件製程。將原本傳統傳輸線以集總式元件參考傳輸線 T 型等效電路模型的結構來實現，成功將傳統的鼠線耦合器整個以集總式元件實現，達到縮小電路尺寸的效果。設計於積體被動元件製程之鼠線耦合器，在 79GHz 車用雷達的頻段內，其 S11 在 -19dB 以下，S12 與 S13 的損耗可以控制在 1dB 左右，S14 的隔離度能在 -22dB 以下，電路面積大小為 $0.009\lambda_g^2$ ($162\mu\text{m} * 210\mu\text{m}$)，和傳統的環形傳輸線鼠線耦合器的電路使用面積相比，電路為其 5%。

第二種鼠線耦合器設計於晶圓級封裝製程，若晶片採用晶圓級封裝則耦合器亦可同時一起整合。同樣以集總式元件實現，達到縮小電路尺寸的效果。由於晶圓級封裝並無特別的電容介質，因此將平板電容改以指叉式電容實現，成功將電路面積更進一步的縮小，在 79GHz 車用雷達的頻段內，其 S11 在 -18dB 以下，S12 與 S13 的損耗可以控制在 1dB 以內，S14 的隔離度能在 -23dB 以下，電路面積大小為 $0.015\lambda_g^2$ ($280\mu\text{m} * 200\mu\text{m}$)，和傳統的環形傳輸線鼠線耦合器的電路使用面積相比，電路為其 8.3%。

為了提高系統的整合度，使用封裝基板來設計天線。根據文獻探討[21]，透過使用寄生元件的設計，成功將微帶天線的 E 平面的半功率波束頻寬提高到 154 度。其阻抗頻寬為 6.5%，實際增益為 3.9dB，3dB 增益頻寬為 19%，因此在 79GHz 車用頻帶中天線場型在最大實際增益一半之內。為驗證寄生元件的設計概

念。實驗部分採用多層 FR4 的板材，將相同的設計概念在 7.9GHz 頻率上實現，模擬的阻抗頻寬為 3.8%，量測為 3.3%，模擬實際增益為 2.7dB，量測為 2.3dB。

在系統模擬的部分，將系統所會用到晶片的輸入與輸出功率限制納入考慮，將訊號會經過的路徑進行損耗評估，並考量反射回來的射頻訊號功率，最後針對靜止物體的情況可得中頻訊號降頻的模擬結果。透過降頻後的中頻訊號可以反推物體的距離。

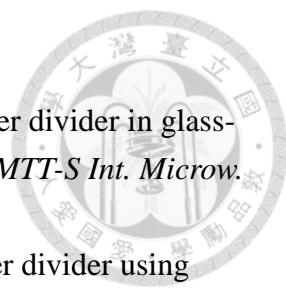
除了系統的路徑損耗分析，本論文考慮了實際晶片於封裝上的布局，將訊號實際可能的走線分別與鼠線耦合器及天線型模擬，來考慮實際將元件組合於封裝基板後會面臨到的情況，可以發現造成訊號路徑損耗最大的是鼠線耦合器埠三至天線的路徑，在路徑上會經過金屬連通柱，而訊號路徑的不連續，使得路徑損耗變大。透過在金屬連通柱的附近把鄰近接地面也以金屬連通柱連接，可以讓訊號的損耗控制在 1dB 左右。鼠線耦合器隔離度受走線影響使得隔離度不夠，需要在設計鼠線耦合器的時候把實際走線的響應考慮進去來改善。而天線在考慮了其他的佈線與接地面結構後，發現會影響天線的場型使得 E 平面之半功率波束頻寬變窄，調整封裝基板走線與接地面布局是未來可以進一步努力的方向。

另外因為系統的設計是以現有晶片為探討，現有之微控器有一些數位的介面，其中如：MIPI CSI-2 v2.0，為高速數位訊號之介面，所以未來可以做一些考慮信號完整度與電源完整度的考量。

參考文獻



- [1] http://www.nhtsa.gov/About-NHTSA/Press-Releases/nhtsa_ihs_commitment_on_aeb_03172016
- [2] 鄭光甫，77GHz 車用防撞雷達系統，國立交通大學碩士論文，2007 年 6 月。
- [3] C.C. Liu, S.M. Chen, F.W. Kuo, H.N. Chen, E.H. Yeh, C.C. Hsieh, L.H. Huang, M.Y. Chiu, J. Yeh, T.S. Lin, T.J. Yeh, T.J. Yeh., J.P. Hung, J.C. Lin, C.P. Jou, C.T. Wang, S.P. Jeng, and D. C. Yu, "High-performance integrated fan-out wafer level packaging (InFO-WLP): Technology and system integration," in *Proc. IEEE IEDM*, pp. 14.1.1–14.1.4, 2012
- [4] M. Pourmousavi, M. Wojnowski, K. Pressel, G. Sommer, and R. Weigel, "Passive components using quasi-CPW in eWLB package," in *19th International Conference on Microwave Radar and Wireless Communications (MIKON)*, vol. 2, May 2012, pp. 709 –712.
- [5] C.C. Liu, S.M. Chen, F.W. Kuo, H.N. Chen, E.H. Yeh, C.C. Hsieh, L.H. Huang, M.Y. Chiu, J. Yeh, T.S. Lin, T.J. Yeh, T.S. Lin, T.J. Yeh, T.J. Yeh., J.P. Hung, J.C. Lin, C.P. C.T. Wang, S.P. Jeng, and D. C. Yu, "High-performance integrated fan-out wafer level packaging (InFO-WLP): technology and system integration," in *IEDM Tech. Dig.*, 2012, pp. 323-326.
- [6] J.-T. Kuo, J.-S. Wu, and Y.-C. Chiou, "Miniaturized Rat Race Coupler With Suppression of Spurious Passband," *IEEE Microw. Wireless Comp. Lett.*, Vol. 17, pp.46 – pp.48, Jan. 2007.
- [7] J.-T. Kuo, Y.-C. Chiou, and J.-S. Wu, "Miniaturized Rat Race Coupler with Microstrip-to-CPW Broadside-Coupled Structure and Stepped-Impedance Sections," *IEEE MTT-S Int. Dig.* Honolulu, HI, Jun. 3-8, 2007, p. 169-172.
- [8] Y.-C. Chiou, J.-T. Kuo, and C.-H. Chan, "New miniaturized dual-band rat-race coupler with microwave C-sections," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Jun. 2009, pp.701-pp.704,
- [9] C.-Y. Wu, Y.-C. Chiou, and J.-T. Kuo, "Dual-band rat-race coupler with arbitrary power divisions using microwave C-sections," in *Asia-Pacific Microw. Conf. Dig.*, Singapore, Dec. 7-10, 2009, pp. 2108–2111.
- [10] T.-W. Lin, J.-Y. Wu, and J.-T. Kuo, "Filtering rat-race coupler with transmission zeros using compact miniaturized hairpin resonators," *Proc, IEEE Int. Wireless Symp. (IWS)*, Mar. 30 - Apr. 1, 2015.
- [11] Y.-S. Lin, and J.-H Lee, "Miniature Ultra-Wideband Power Divider Using Bridged T-Coils", *IEEE Microw. Wireless. Comp. Lett.* vol. 22, no. 8, Aug. 2012, pp.391 –

- 
- [12] T.-H. Tzeng and Y. S. Lin, "Miniature broadband four-way power divider in glass-based thin-film integrated passive device technology," in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig. June*, 2013.
- [13] J.-H. Li, and Y.-S. Lin, "Super compact on-chip wilkinson power divider using bridged-T coils," in *Proc. IEEE Int. Symp. Radio-Frequency Integration Technology*, Aug. 24-26, 2016.
- [14] X.-H. Liu, and Y.-S. Lin, "Super Compact and Ultrabroadband Power Divider Using Silicon-Based Integrated Passive Device Technology," *IEEE Trans. Compon., Packag. Manuf. Technol.*, vol. 6, no. 12, pp. 1855–1864, Dec. 2016.
- [15] N. Neculoiu, M. Lahti, A. Stefanescu, A.A. Muller and T. Vaha-Heikkila, "Design and experiments of 77 GHz antennas in LTCC technology," Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), April 11-15, 2012, pp. 253-257.
- [16] A. C. Bunea, D. Neculoiu, M. Lahti and T. Vaha-Heikkila, "LTCC Microstrip Parasitic Patch Antenna for 77 GHz Automotive Applications," *IEEE Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems*. Tel Aviv, Israel, Oct. 21-23, 2012.
- [17] T. S. Horng, J. M. Wu, L. Q. Yang and S. T. Fang, "A Novel Modified-T Equivalent Circuit for Modeling LTCC Embedded Inductor with a Large Bandwidth," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, 2003, pp.1018-1018.
- [18] K. Zoschke, M. J. Wolf, M. Töpper, O. Ehrmann, T. Fritzsche, K. Kaletta, F. Schmückle, H. Reichl, "Fabrication of application specific integrated passive devices using waferlevel packaging technologies," *IEEE Trans. On Adv. Packag.*, vol. 30, no. 3, pp.359-368, Aug. 2007.
- [19] D.M. Pozar, "*Microwave Engineering*", 3rd ed., New York: Wiley, 2005.
- [20] 楊立群，低溫共燒陶瓷嵌入式電感與電容元件之設計與模型化，國立中山大學碩士論文，2002年6月。
- [21] C. Liu, S. Xiao, Z. Zhang, "A low profile linearly polarized patch antenna with wide beam-width in E-plane," in *iWEM*, May 16-18, 2016.
- [22] Murata Manufacturing Co., Ltd., "Piezoelectric Ceramic Sensors," MA40MF14-1B datasheet, June 2002.
- [23] S. Koziel, A. Bekasiewicz, and P. Kurgan, "Rapid design optimization of miniaturized rat-race coupler using multi-fidelity electromagnetic models-" *In Applied Computational Electromagnetics (ACES), 2015 31st International Review of Progress in*, pp. 1-2. 22-26 March 2015.
- [24] C.-C. Chen, C. Y. D. Sim, and Y.-J. Wu, "Miniaturised dual-band rat-race coupler

- with harmonic suppression using synthetic transmission line” *IEEE Electron. Lett.*, vol. 52, no. 21, pp. 1784-1786, 2016
- [25] X. Shuai, S. Xiao, X. Fan and C. Gong, “A novel widebeam planar patch antenna for WLAN applications” in *Proc, Int. Symp. Antennas Propag. (ISAP)*, pp. 55-57, Guilin, China, 18-21 Oct. 2016
- [26] Y. Y. Zheng, Y. J. Cheng and D. T. Li, “C-band wide beam microstrip antenna array,” in *Proc. Int. Conf. Microw. Millim. Wave Technol. (ICMMT)*, June 5-8, 2016.
- [27] K.Kandasamy, B.Majumder, J.Mukherjee, and K.P. Ray, “Beam-tilted and wide beam antennas using hybrid electromagnetic band gap structures” in *Proc. Eur. Microw. Conf. (EuMC)*, Paris, France, 7-10 Sep. 2015. pp. 458–461.