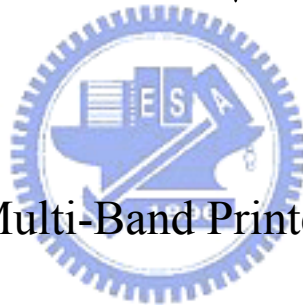


國立交通大學  
電信工程學系碩士班  
碩士論文

新型多頻印刷偶極天線與縮小化印刷摺疊偶極天線  
設計



Design of Novel Multi-Band Printed Dipole Antennas and  
Miniaturized Printed Folded Dipole Antennas

研究生：鄭力元

(Li-Yuan Cheng)

指導教授：陳富強 博士

(Dr. Fu-Chiarng Chen)

中華民國九十七年九月

新型多頻印刷偶極天線與縮小化印刷摺疊偶極天線設計

Design of Novel Multi-Band Printed Dipole Antennas and  
Miniaturized Printed Folded Dipole Antennas

研究生：鄭力元

Student: Ming-Hsien Hsieh

指導教授：陳富強 博士

Advisor: Dr. Fu-Chiang Chen



A Thesis  
Submitted to Department of Communication Engineering  
College of Electrical and Computer Engineering  
National Chiao Tung University  
in partial Fulfillment of the Requirements  
for the Degree of  
Master  
in

Communication Engineering

August 2008

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十七年九月

# 新型多頻印刷偶極天線與縮小化印刷摺疊偶極天線設計

研究生：鄭力元

指導教授：陳富強 博士

國立交通大學 電信工程學系碩士班

## 摘要

本論文的前半部分提出一全新架構之多頻印刷偶極天線設計，不同於傳統偶極天線由中間饋入訊號的方式，透過印刷偶極天線結合改良之環形微帶線分合波器，實現由兩端饋入訊號之新型態偶極天線架構。由於訊號在環形微帶線分合波器的兩輸出端埠，會隨著操作在不同的頻段而有不同的相位差與振幅比，平衡與非平衡的訊號將進而形成不同的共振模態與相對等效輻射路徑，且環形微帶線分合波器在輸入端埠具有超過 80% 的 10dB 反射損耗頻寬。本論文即結合以上特性，藉由巧妙的整合與設計，成功實現印刷偶極天線多頻段、寬頻帶的操作。

本論文的後半部分提出一天線縮小化新方法。透過加入摺疊偶極天線適當大小形狀之對稱性環形寄生金屬，環形寄生金屬上會產生感應之映像電流延長輻射路徑，並形成環形天線模態共振輻射同時會提供自身之電阻與摺疊偶極天線串聯。在此過程結構本身帶有的封閉電流迴路將產生電感性電抗補償低頻時電容性的偶極天線，成功達到大幅降低天線共振頻率之目標。以共振頻率為 1.4GHz 之單邊繞折印刷摺疊偶極天線設計作為中心根基天線，結合環形寄生金屬後，共振頻率可降至 0.87GHz 且仍維持良好的輻射特性。本論文研究中，將針對寄生環形金屬對印刷折疊偶極天線的影響，以及造成降頻的物理機制與原理，作深入的探討。

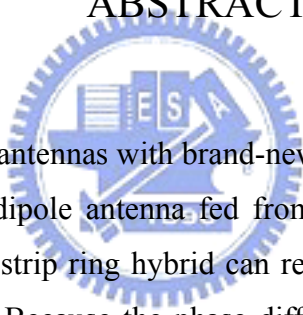
# **Design of Novel Multi-Band Printed Dipoles Antennas and Miniaturized Printed Folded Dipole Antennas**

Student: Li-Yuan Cheng

Advisor: Dr. Fu-Chiarng Chen

Department of Communication Engineering  
National Chiao Tung University

## **ABSTRACT**



Multi-band printed dipole antennas with brand-new structure are presented in first part of this thesis. Unlike traditional dipole antenna fed from the center, a printed dipole antenna integrated with modified microstrip ring hybrid can realize a novel model of dipole antenna which is fed from end to end. Because the phase difference and magnitude ratio of signals from two output ports of microstrip ring hybrid vary from frequency to frequency, balanced and unbalanced signals will be produced to form different resonant mode and relative effective radiation path. Furthermore, there is more than 80% -10dB return loss bandwidth in input signal of microstrip ring hybrid. This thesis combines above aspects with sophisticated integration and design to achieve a target of multi-band and wideband operation of printed dipole antenna successfully.

A new method of antenna miniaturization is presented in second part of this thesis. Adding symmetric annular parasitic conductor of appropriate shape and size to folded dipole, image current will be induced in annular parasitic conductor while the total radiation length will be increased. Moreover, annular parasitic conductor with induced current working as loop antenna will be resonated to radiate and provide its resistance in series with folded dipole simultaneously. Among above process, the inductive reactance will be produced by the

structure carrying closed current loop to compensate capacitive dipole antenna at lower frequency, and it eventually attains the objective of bringing about large amount of drop in resonant frequency of proposed antenna successfully. The design of 1.4GHz printed folded dipole antenna with one side meandering is taken as elementary antenna. After integrating elementary antenna with annular parasitic conductor, the resonant frequency can drop from 1.4GHz to 0.87GHz, and the good radiation property still be maintained. The effect of annular parasitic conductor toward printed folded dipole antenna and the physical mechanism and principle which cause frequency drop will be further discussed in our research of this thesis.



## 謝誌

本論文能夠順利完成，首先要非常誠摯地感謝我的指導教授 陳富強老師，這兩年來老師不論在學術研究及專業領域上的指導，或是平常生活中的關心與照顧，都付出了相當多的心力，讓我有一個很好的研究環境。尤其當我研究遇到瓶頸時，老師都能適時地指引我正確的方向，並且對於我的研究與努力總是不斷地給予支持與肯定，對我來說是最大的鼓勵，也是讓我一直持續努力與更精進的動力。

接著要感謝我的家人，尤其是媽媽，長久以來對我無微不至的照顧與呵護，一路辛苦拉拔我到研究所，永遠給予我最大的支持與依靠，讓我可以無後顧之憂地完成學業；當然也要感謝爸爸、姊姊以及杜叔叔，對我的付出與鼓勵，給了我很多溫暖。

最後要感謝 709 實驗室的大家，阿南、濬朋、Eric、Local King、哭威和阿筆學長們，給予我許多寶貴的經驗與指導，還有同屆的王董、小潘、小莊，這兩年大家一起奮鬥、相互扶持、同甘共苦的生活是很難得的回憶。以及後來加入的小 K、Juby、榮原、家安，大家彼此切磋學習，像是一家人。一路走來很慶幸有你們這些傢伙陪伴。



# 目錄

中文摘要	i
英文摘要	ii
謝誌	iv
目錄	v
表目錄	viii
圖目錄	ix
第一章 導論	1
1.1 工程背景與研究動機	2
1.2 內容提要	3
第二章 偶極天線理論	4
2.1 偶極天線概論	4
2.2 理想偶極天線的輻射效應	4
2.3 短偶極天線與半波長偶極天線	7
2.4 摺疊偶極天線	11
2.5 偶極天線的饋入	13
2.5.1 偶極天線與平衡非平衡轉換器	13
2.5.2 微帶式印刷偶極天線	14
2.6 單波長環形天線	15
第三章 環形微帶線分合波器饋入新型印刷偶極天線設計	18
3.1 天線設計概述	18
3.2 天線設計理論	19
3.2.1 四埠環形微帶線分合波器	19
3.2.2 作為饋入網路之改良式三埠環形微帶線分合波器設計與分析	23
3.2.3 電流向量分析法	26
3.2.4 兩端饋入式新型多頻帶印刷偶極天線設計	30
3.3 模擬與量測結果分析	33
3.4 心得與討論	42
第四章 開路環形微帶線分合波器饋入多頻印刷偶極天線設計	43
4.1 天線設計概述	43
4.2 改良式開路三埠環形分合波器設計	43
4.2.1 四埠環形分合波器高頻散射係數矩陣推導與分析	44
4.2.2 改良式開路三埠環形分合波器散射係數矩陣推導與分析	47
4.2.3 作為饋入網路之改良式開路三埠環形分合波器設計與分析	50
4.3 天線設計理論	53
4.3.1 雙頻帶新型印刷偶極天線設計	53
4.3.2 三頻帶新型印刷偶極天線設計	55
4.3.3 多頻帶新型印刷偶極天線設計	56



4.4	模擬與量測結果分析	58
4.4.1	雙頻帶新型印刷偶極天線模擬與量測結果分析	58
4.4.2	三頻帶新型印刷偶極天線模擬與量測結果分析	66
4.4.3	多頻帶新型印刷偶極天線模擬與量測結果分析	71
4.5	心得與結論	81
第五章	縮小化印刷摺疊偶極天線設計	82
5.1	概述	82
5.2	印刷摺疊偶極天線設計	83
5.2.1	天線設計理論	83
5.2.2	模擬結果	84
5.3	結合圓環形寄生金屬之縮小化印刷摺疊偶極天線設計	85
5.3.1	天線設計概論	85
5.3.2	結合圓環形寄生金屬之印刷摺疊偶極天線最佳化設計	87
5.3.3	模擬結果討論與分析	88
5.4	結合圓環形寄生金屬之縮小化印刷摺疊偶極天線降頻原理分析	94
5.4.1	史密斯圖分析與等效電路模型	94
5.4.2	電感性電抗之產生機制分析	97
5.5	整合平衡非平衡轉換器之等效縮小化摺疊偶極天線設計	100
5.5.1	結合圓環形寄生金屬之縮小化印刷摺疊偶極天線等效架構	100
5.5.2	整合平衡非平衡轉換器之摺疊偶極天線設計	103
5.5.3	模擬與量測結果	105
5.6	心得與討論	111
第六章	縮小化印刷摺疊偶極天線進階研究與改良設計	112
6.1	概述	112
6.2	圍繞不同內徑之圓環形寄生金屬對摺疊偶極天線降頻效應分析	112
6.2.1	不同環內徑結構所產生之電感性電抗分析	112
6.2.2	輸入電阻分析	118
6.3	結合方形環狀寄生金屬之改良式縮小化印刷摺疊偶極天線設	119
6.3.1	天線設計原理	120
6.3.2	結合方形環狀寄生金屬之印刷摺疊偶極天線最佳化設計	121
6.3.3	模擬結果與討論	121
6.4	整合平衡非平衡轉換器之改良式等效縮小化摺疊偶極天線設計	126
6.4.1	整合平衡非平衡轉換器之改良式縮小化摺疊偶極天線設計	127
6.4.2	模擬與量測結果	127
6.5	心得與結論	131



第七章 結論·····	132
参考文献·····	134



## 表目錄

表 3-1	改良式三埠環形分合波器饋入新型印刷偶極天線尺寸參數值·····	30
表 3-2	兩端饋入式多頻帶印刷偶極天線各共振頻率之天線參數量測值·····	42
表 4-1	改良式開路三埠環形分合波器饋入新型雙頻印刷偶極天線尺寸參數值·····	55
表 4-2	改良式開路三埠環形分合波器饋入新型三頻印刷偶極天線尺寸參數值·····	55
表 4-3	改良式開路三埠環形分合波器饋入新型多頻印刷偶極天線尺寸參數值·····	69
表 4-4	新型雙頻印刷偶極天線(一)各共振頻率之模擬與量測結果·····	62
表 4-5	新型雙頻印刷偶極天線(二)各共振頻率之模擬與量測結果·····	66
表 4-6	新型三頻印刷偶極天線各共振頻率之模擬與量測結果·····	71
表 4-7	新型多頻印刷偶極天線各頻段量測結果·····	79
表 4-8	新型多頻印刷偶極天線各共振頻率兩偶極臂上激發訊號之特性估測值·····	80
表 5-1	單邊繞折之印刷摺疊偶極天線尺寸參數值·····	83
表 5-2	整合平衡非平衡轉換器之單邊繞折印刷摺疊偶極天線尺寸參數值·····	103
表 5-3	整合平衡非平衡轉換器之等效縮小化印刷摺疊偶極天線尺寸參數值·····	104
表 6-1	結合不同環內徑之縮小化印刷摺疊偶極天線中各重要模擬數據值·····	119
表 6-2	結合方形與圓形環狀寄生金屬之印刷摺疊偶極天線各重要模擬數據值·····	125
表 6-3	整合平衡非平衡轉換器之改良式等效縮小化印刷摺疊偶極天線尺寸參數值··	127



## 圖目錄

圖 2-1	開路傳輸線形成偶極天線示意圖	4
圖 2-2	赫茲偶極示意圖	6
圖 2-3	偶極天線電流分佈圖	8
圖 2-4	半波長偶極天線遠場輻射場型	10
圖 2-5	偶極天線與輻射場在三維空間中的分佈	10
圖 2-6	摺疊偶極天線與操作模態	12
圖 2-7	摺疊偶極天線加入電壓源激發不同模態合成示意圖	12
圖 2-8	天線模態等效電壓電流分析	13
圖 2-9	半波長偶極天線平衡與非平衡電流模態	14
圖 2-10	印刷偶極天線的饋入	15
圖 2-11	微帶線饋入方式	15
圖 2-12	單波長環形天線與二維座標中的電流分佈	17
圖 2-13	單波長環形天線二維場型	17
圖 3-1	三頻印刷偶極天線	18
圖 3-2	180 度分合波器的表示圖	19
圖 3-3	環形微帶線分合波器架構圖	20
圖 3-4	環形分合波器電路圖	21
圖 3-5	環形分合波器奇偶模電路分析	22
圖 3-6	改良式三埠環形微帶線分合波器結構圖	23
圖 3-7	三埠環形分合波器兩輸出訊號相位差模擬圖	24
圖 3-8	三埠環形分合波器穿透係數模擬圖	25
圖 3-9	三埠環形分合波器輸入端埠反射損耗模擬圖	25
圖 3-10	以向量分析一對振幅大小相同、相位差 $180^\circ$ 的斜向激發電流	27
圖 3-11	以向量分析一對振幅大小、相位皆相同的斜向激發電流	28
圖 3-12	以向量分析一對振幅大小不同、相位差小於相位週期的斜向激發電流	29
圖 3-13	改良式三埠環形分合波器饋入新型印刷偶極天線設計結構圖	30
圖 3-14	兩端饋入式半波長偶極天線電流分佈圖	32
圖 3-15	兩端饋入與中間饋入的半波長偶極天線 E-平面輻射場型	33
圖 3-16	兩端饋入式新型多頻帶印刷偶極天線之實作照相圖	34
圖 3-17	兩端饋入式新型多頻帶印刷偶極天線之反射損耗模擬與量測圖	34
圖 3-18	兩偶極臂上在各共振頻率單位週期內節錄的電流分佈模擬圖	37
圖 3-19	兩端饋入式多頻帶印刷偶極天線各共振頻率之三維增益輻射場型模擬圖	37
圖 3-20	兩端饋入式多頻帶印刷偶極天線各共振頻率之二維增益輻射場型量測圖	41
圖 4-1	四埠環形分合波器在中心頻率與兩倍中心頻率相對應的波長結構圖	43
圖 4-2	環形分合波器在兩倍中心頻率之偶模分解電路	44

圖 4-3	環形分合波器在兩倍中心頻率之奇模分解電路	45
圖 4-4	改良式開路三埠環形微帶線分合波器結構圖	50
圖 4-5	開路三埠環形分合波器兩輸出訊號相位差模擬圖	51
圖 4-6	開路三埠環形分合波器穿透係數模擬圖	51
圖 4-7	開路三埠環形分合波器輸入端埠反射損耗模擬圖	52
圖 4-8	改良式開路三埠環形分合波器饋入新型雙頻印刷偶極天線設計(一)結構圖	54
圖 4-9	改良式開路三埠環形分合波器饋入新型雙頻印刷偶極天線設計(二)結構圖	54
圖 4-10	改良式開路三埠環形分合波器饋入新型三頻印刷偶極天線設計結構圖	55
圖 4-11	中心頻率為 1.75GHz 之開路三埠環形分合波器兩輸出訊號相位差模擬圖	56
圖 4-12	中心頻率為 1.75GHz 之開路三埠環形分合波器穿透係數模擬圖	57
圖 4-13	改良式開路三埠環形分合波器饋入新型多頻印刷偶極天線設計結構圖	57
圖 4-14	新型雙頻印刷偶極天線設計(一)照相圖	59
圖 4-15	新型雙頻印刷偶極天線(一)反射損耗模擬與量測圖	59
圖 4-16	新型雙頻印刷偶極天線(一)三維增益輻射場型模擬圖	59
圖 4-17	新型雙頻印刷偶極天線設計(二)照相圖	61
圖 4-18	新型雙頻印刷偶極天線設計(二)照相圖	62
圖 4-19	新型雙頻印刷偶極天線(二)反射損耗模擬與量測圖	63
圖 4-20	新型雙頻印刷偶極天線(二)三維增益輻射場型模擬圖	63
圖 4-21	新型雙頻印刷偶極天線(二)二維增益輻射場型量測圖	65
圖 4-22	新型三頻印刷偶極天線設計照相圖	66
圖 4-23	新型三頻印刷偶極天線反射損耗模擬圖	67
圖 4-24	新型三頻印刷偶極天線三維增益輻射場型模擬圖	67
圖 4-25	新型三頻印刷偶極天線二維增益輻射場型量測圖	70
圖 4-26	新型多頻印刷偶極天線設計照相圖	72
圖 4-27	新型多頻印刷偶極天線反射損耗模擬與量測圖	72
圖 4-28	新型多頻印刷偶極天線三維增益輻射場型模擬圖	73
圖 4-29	新型多頻印刷偶極天線二維增益輻射場型量測圖	78
圖 4-30	雙埠多頻印刷偶極天線設計等效結構圖	80
圖 4-31	多頻印刷偶極天線與等效結構三維輻射場型模擬圖	81
圖 5-1	縮小化印刷偶極天線	82
圖 5-2	單邊繞折之印刷摺疊偶極天線設計結構圖	83
圖 5-3	單邊繞折之印刷摺疊偶極天線反射損耗模擬圖	84
圖 5-4	單邊繞折之印刷摺疊偶極天線輸入阻抗模擬圖	84
圖 5-5	單邊繞折之印刷摺疊偶極天線三維增益輻射場型模擬圖	85
圖 5-6	單邊繞折之印刷摺疊偶極天線電流強度分佈模擬圖	85
圖 5-7	結合不同寬度相同內徑圓環形寄生金屬之印刷摺疊偶極天線結構示意圖	86
圖 5-8	結合不同寬同內徑圓環形寄生金屬之印刷摺疊偶極天線反射損耗模擬圖	86
圖 5-9	結合不同寬度圓環形寄生金屬之印刷摺疊偶極天線電流強度分佈模擬圖	87



圖 5-10	結合圓環形寄生金屬之印刷摺疊偶極天線最佳化設計結構圖	88
圖 5-11	結合圓環形寄生金屬之縮小化印刷摺疊偶極天線反射損耗模擬圖	89
圖 5-12	結合圓環形寄生金屬之印刷摺疊偶極天線三維增益輻射場型模擬圖	89
圖 5-13	寬度 1.7mm 與 0.5mm 圓環形寄生金屬上感應電流強度分佈模擬圖	90
圖 5-14	結合圓環形寄生金屬之印刷摺疊偶極天線在共振頻率時之電流向量模擬圖	90
圖 5-15	圓環形寄生金屬等效之單波長環形天線電流向量模擬圖	91
圖 5-16	圓環形寄生金屬之等效單波長環形天線反射損耗模擬圖	91
圖 5-17	圓環形寄生金屬之等效單波長環形天線三維增益輻射場型模擬圖	92
圖 5-18	縮小化印刷摺疊偶極天線與拆解之兩單元結構天線輸入電阻模擬圖	93
圖 5-19	縮小化印刷摺疊偶極天線與拆解之兩單元結構天線輸入電抗模擬圖	93
圖 5-20	縮小化印刷摺疊偶極天線輸入電阻與拆解之兩天線輸入電阻疊加模擬圖	93
圖 5-21	單邊繞折之印刷摺疊偶極天線在 0.995GHz 之等效電路模型	94
圖 5-22	印刷摺疊偶極天線與其等效電路模型在 0.995GHz S11 模擬史密斯圖	95
圖 5-23	結合環形寄生金屬之印刷摺疊偶極天線在 0.995GHz S11 模擬史密斯圖	96
圖 5-24	結合環形寄生金屬之印刷摺疊偶極天線在 0.995GHz 之等效電路模型	96
圖 5-25	結合環形寄生金屬之印刷摺疊偶極天線在 0.995GHz 之等效電路模型	97
圖 5-26	結合環形寄生金屬前後印刷摺疊偶極天線輸入電抗與串聯電抗模擬圖	98
圖 5-27	結合環形寄生金屬之印刷摺疊偶極天線在 1.03GHz 電流磁場分佈模擬圖	98
圖 5-28	結合環形寄生金屬之印刷摺疊偶極天線在 0.9GHz 電流磁場分佈模擬圖	99
圖 5-29	結合環形寄生金屬之印刷摺疊偶極天線在 1.13GHz 電流磁場分佈模擬圖	99
圖 5-30	結合環形寄生金屬之印刷摺疊偶極天線等效架構圖	101
圖 5-31	結合環形寄生金屬之印刷摺疊偶極天線等效架構反射損耗模擬圖	101
圖 5-32	結合環形寄生金屬之印刷摺疊偶極天線等效架構之電流向量模擬圖	102
圖 5-33	結合環形寄生金屬之印刷摺疊偶極天線等效架構在共振頻率之三維增益輻射場型模擬圖	102
圖 5-34	整合平衡非平衡轉換器之單邊繞折印刷摺疊偶極天線設計結構圖	103
圖 5-35	整合平衡非平衡轉換器之等效縮小化印刷摺疊偶極天線結構圖	104
圖 5-36	整合平衡非平衡轉換器之單邊繞折印刷摺疊偶極天線實作照相圖	105
圖 5-37	整合平衡非平衡轉換器之印刷摺疊偶極天線反射損耗模擬與量測圖	105
圖 5-38	整合平衡非平衡轉換器單邊繞折印刷摺疊偶極天線三維輻射場型模擬圖	106
圖 5-39	整合平衡非平衡轉換器單邊繞折印刷摺疊偶極天線二維輻射場型量測圖	107
圖 5-40	整合平衡非平衡轉換器之等效縮小化印刷摺疊偶極天線實作照相圖	108
圖 5-41	整合平衡非平衡轉換器之等效縮小化印刷摺疊偶極天線反射損耗模擬與量測圖	108
圖 5-42	整合平衡非平衡轉換器之等效縮小化印刷摺疊偶極天線在共振頻率之電流向量模擬圖	109
圖 5-43	整合平衡非平衡轉換器之等效縮小化印刷摺疊偶極天線三維增益輻射場型模擬圖	109

圖 5-44 整合平衡非平衡轉換器之等效縮小化印刷摺疊偶極天線二維增益輻射場型量測圖	110
圖 6-1 結合不同內半徑圓環形寄生金屬之印刷摺疊偶極天線反射損耗模擬圖	113
圖 6-2 結合不同內半徑圓環形寄生金屬之印刷摺疊偶極天線輸入電抗模擬圖	114
圖 6-3 結合不同內徑圓環形寄生金屬之印刷摺疊偶極天線電流強度分佈模擬圖	115
圖 6-4 電流迴路與長直電流對應其所產生之磁通量關係簡例	117
圖 6-5 印刷摺疊偶極天線與等效環形天線輸入電阻對頻率變化示意圖	119
圖 6-6 結合互為等效結構之圓形環與方形環之印刷摺疊偶極天線	120
圖 6-7 結合不同寬度方形環狀寄生金屬之印刷摺疊偶極天線反射損耗模擬圖	121
圖 6-8 結合方形環狀寄生金屬之縮小化印刷摺疊偶極天線最佳化設計結構圖	122
圖 6-9 結合方形環狀寄生金屬之縮小化印刷摺疊偶極天線反射損耗模擬圖	122
圖 6-10 結合方形環狀寄生金屬之縮小化印刷摺疊偶極天線三維輻射場型模擬圖	123
圖 6-11 結合方形環狀寄生金屬之印刷摺疊偶極天線與方形環狀寄生金屬之等效環形天線電流向量模擬圖	123
圖 6-12 縮小化印刷摺疊偶極天線輸入電阻與拆解之兩天線輸入電阻疊加模擬圖	124
圖 6-13 方形環狀寄生金屬等效環形天線之反射損耗模擬圖	124
圖 6-14 結合方形與圓形環狀寄生金屬之印刷摺疊偶極天線電流磁場強度模擬圖	125
圖 6-15 結合方形環狀寄生金屬之印刷摺疊偶極天線等效架構反射損耗模擬圖	126
圖 6-16 結合方形環狀寄生金屬之印刷摺疊偶極天線等效架構電流向量模擬圖	126
圖 6-17 整合平衡非平衡轉換器之改良式等效縮小化印刷摺疊偶極天線結構圖	127
圖 6-18 整合平衡非平衡轉換器之改良式等效縮小化印刷摺疊偶極天線實作圖	128
圖 6-19 整合平衡非平衡轉換器之改良式等效縮小化印刷摺疊偶極反射損耗模擬與量測圖	128
圖 6-20 整合平衡非平衡轉換器之改良式等效縮小化印刷摺疊偶極天線共振頻電流向量模擬圖	129
圖 6-21 整合平衡非平衡轉換器之改良式等效縮小化印刷摺疊偶極天線三維增益輻射場型模擬圖	129
圖 6-22 整合平衡非平衡轉換器之改良式等效縮小化印刷摺疊偶極天線二維增益輻射場型量測圖	130

# 第一章 導論

## ( Introduction )

### 1.1 工程背景與研究動機

隨著全球無線通訊產業的蓬勃發展，相關技術不斷日新月異，琳瑯滿目的通訊產品如雨後春筍般融入人們日常生活中，相對的消費者對於通訊服務的品質要求也愈來愈高，希望能以有效率的方式快速獲取多方資訊。以個人無線通訊或手機通訊為例，業者為了提供消費者多元的服務，所推出的產品必須符合各種不同的通訊協定規格，而適合系統規格的天線在當中扮演著不可獲缺的重要角色。因此，現今天線設計的趨勢，是朝向單一天線具有可雙頻段、多頻段或寬頻帶操作的特性。除此之外，設計上還必須兼顧產品的外觀，具有低姿態的平面天線逐漸受到消費市場的親賴。

印刷偶極天線具有輕薄低姿態、價格低廉、結構簡單、製造容易以及適合與固態裝置(solid-state device)或微波積體電路模組(microwave integrated circuit module)整合[1-3]等優點，因此被廣泛應用在無線通訊與雷達系統上。然而傳統印刷偶極天線僅單一共振頻率，有限的頻寬往往無法滿足實際應用之需求。近年來許多研究針對拓展印刷偶極天線頻寬與增加其共振頻率相繼被提出，例如：使用雙面基板結構結合平衡非平衡轉換器的印刷偶極天線設計[4, 5]，或者透過錐形狹縫饋入(tapered slot feed)的方式[6]，也有整合形成雙面偶極天線陣列[7]等，都能有效增加頻寬；另外加入寄生金屬元件或增加延伸之偶極天線臂[8, 9]，可激發不同的共振模態，達到多頻帶共振的效果。

本論文第一部分提出藉由不同相位振幅訊號的饋入，來激發天線不同共振模的新方法。以環形微帶線分合波器(Microstip ring hybrid)結合印刷偶極天線的設計，嘗試克服傳統偶極天線單一共振頻率、窄頻的特性，最終來實現印刷偶極天線多頻段、寬頻帶操作的理想。

行動通訊的快速衍進，伴隨著可攜式的通訊產品的崛起，為了滿足方便攜帶的需求，新一代通訊產品概念上希望輕薄短小且功能齊全，當天線與這些產品結合的同時勢必跟隨微小化的趨勢發展。然而天線尺寸受限於自然界的物理法則，無法像電子晶片隨著製程技術的進步而不斷縮小，波長幾乎直接主導了天線的尺寸。當天線被製作得較小時勢必要犧牲某些輻射特性，像是阻抗不匹配、頻寬遞減、增益與輻射效率下降等。天線縮小化就像是一門妥協與交換的藝術，在尺寸與各種輻射特性之間必須有所選擇。因此，如何實現天線縮小化並維持不錯的輻射特性，是現今天線設計另一重要議題與挑戰。



許多天線縮小化方法已在[10]中探討，最簡單的方式是改變天線本身的結構與配置，藉由饒折可以有效利用環天線面積[11]，或是在微帶矩形金屬片天線(microstrip patch antenna)上挖槽孔增加電流路徑[12]，可降低共振頻達到縮小化的目的。而單極天線以接地面形成映像電流，簡化偶極天線架構，也是縮小化的概念。另外一種普遍的想法是設法改變天線導波的波長，像是使用高介電係數為材料作為天線基板[13]，或者改變基板結構與相對的天線配置[14]。近幾年也有一些研究嘗試將集總元件(lump element)加入天線，來補償縮小後的電抗性阻抗[10]，或是直接取代成為傳輸線模形[15]。

本論文第二部分，提出印刷摺疊偶極天線結合環形寄生金屬的設計，利用感應之映像電流與相繼產生的電感性，嘗試達到大幅降低天線共振頻率的目的。在不改變折疊偶極天線尺寸下，來實現天線縮小化的概念。

## 1.2 內容提要

本論文第一部分提出環形微帶線分合波器結合偶極天線的概念，將分別設計出可雙頻段、寬頻帶、多頻段操作的新型印刷偶極天線，適用於無線區域網路(Wireless LAN)、都會區域網路之微波存取全球互通(WiMAX)、微波標籤識別系統之 ISM 頻段、DCS1800 頻段與美規 PCS1900 頻段，以及歐規 3G 頻段之通用移動通訊系統(UMTS)。本論文第二部分提出環狀寄生金屬環繞偶極天線縮小化概念，將設計出兩種結構之新型縮小化印刷摺疊偶極天線。本論文研究內容，除了會清楚交代天線設計流程，對於天線特性與原理亦有詳細探討。以下分為七個章節作說明：

- 第一章 導論，簡單敘述本論文的研究動機與應用價值，並提及各章摘要。
- 第二章 偶極天線理論，簡單介紹偶極天線輻射原理，以及各種偶極天線的特性，包括其遠場表示式、電流分佈與輻射場型等，同時也介紹與偶極天線相似的單波長環形天線特性以及相關的平衡非平衡轉換器。
- 第三章 環形微帶線分合波器饋入新型印刷偶極天線，設計是採用加總端埠接上 50 歐姆晶片電阻之改良式三埠環形分合波器作為饋入網路，並從輸出端埠向環中心延伸兩偶極臂作為輻射元件，透過環形分合波器饋入平衡與非平衡的訊號，可以在兩斜向偶極臂上激發不同的共振模態，來實現印刷偶極天線多頻段、寬頻帶的操作。
- 第四章 開路環形微帶線分合波器饋入多頻印刷偶極天線，延續第三章中的設計概念，將環形分合波器之加總端埠開路，以改善天線高頻增益不高與晶片電阻可能造

成訊號損耗的缺點，並藉由調整接地面大小與結合不同長度繞折的兩偶極臂來改變頻帶位置與作阻抗匹配，分別提出雙頻、三頻及多頻帶的設計，其共振頻率能夠涵蓋各常用通訊系統的頻段。

第五章 縮小化印刷摺疊偶極天線，首先設計一共振頻率 1.4GHz 之單邊繞折印刷摺疊偶極天線，透過圍繞適當內半徑與寬度之圓環形寄生金屬來產生感應之映像電流延長輻射路徑，以達到降低共振頻率目標，同時研究降頻所需之電感性電抗的產生機制，並以分析史密斯圖提出串聯電感與電阻的等效電路模型，最後為了實作量測之需，由等價電流分佈設計出整合平衡非平衡轉換器之等效縮小化印刷摺疊偶極天線。

第六章 縮小化印刷摺疊偶極天線進階研究與改良設計，針對第五章所提出之天線縮小化方法，繼續研究不同環內徑對降頻的影響與造成的因素，並進一步由所得到的研究結果提出以方形環結構取代圓環結構的改良設計，以達到更大幅度的降頻效果。最後以同樣的方式設計量測所需之整合平衡非平衡轉換器之改良式等效縮小化印刷摺疊偶極天線。

第七章 結論，將本論文所提出之多頻印刷偶極天線與縮小化印刷摺疊偶極天線作一總結。



## 第二章 偶極天線理論

### ( Theory of dipole antenna )

#### 2.1 偶極天線概論

偶極天線的源起，可以追溯至德國物理學家赫茲(Henrich Hertz, 1857-1894)在西元1886年的一次電學實驗，他將放電的兩金屬球分別接上對稱朝外延伸的金屬線，無意中完成了人類第一對偶極天線。此即為利用電偶極(electric dipole)共振幅射的模型，其原理將在下節作介紹。

偶極天線也可以視為一段變形的開路傳輸線，其結構是將開路傳輸線的末端向上下兩側垂直展開，使原本平行反向的電流轉向形成垂直同向的開路電流，如圖 2-1 所示。因此，偶極天線由中間饋入訊號，藉由電流在兩偶極臂(dipole arm)隨時間變化而輻射出電磁波，用來傳送與接收射頻訊號，是一種簡單實用的天線。

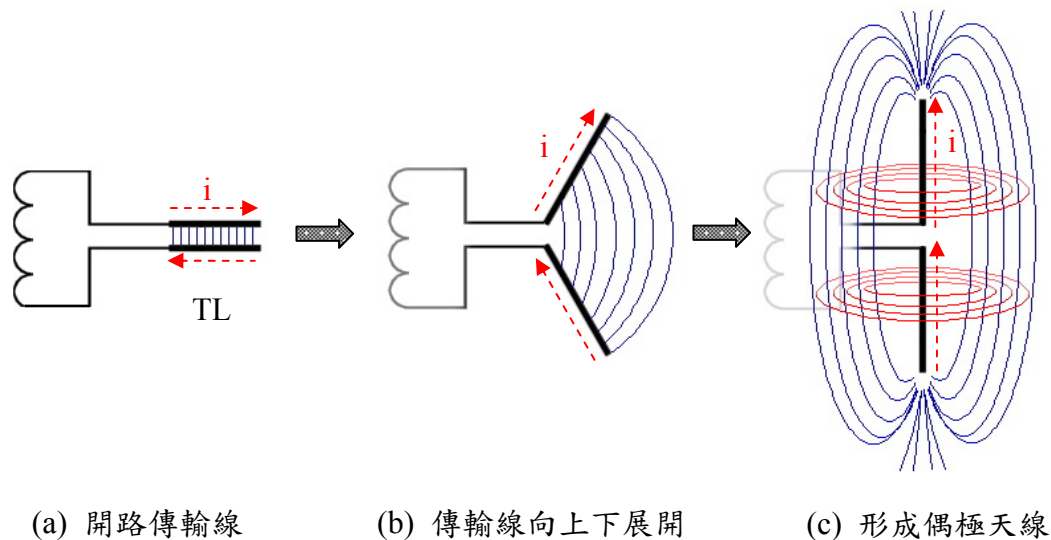


圖 2-1 開路傳輸線形成偶極天線示意圖

#### 2.2 理想偶極天線的輻射效應

偶極天線的基本概念，可以由自由空間中的電偶極振盪來解釋。以赫茲的實驗模型為例，考慮兩個小導體球分別帶 $\pm Q$ 的電量，與一條長度為 $\partial l$ 截面積為 $s$ 的短導線連接，假設 $\partial l \ll \lambda$ ，截面積半徑 $a \ll \lambda$ 如圖 2-2。假設導線內的電流 $i$ 為均勻，隨時間做弦波

形式變化如下：

$$i(t) = I \cdot \cos(\omega \cdot t) = \text{Re}[I \cdot e^{j\omega t}] \quad (2-1)$$

由於導線兩端的電流為零，因此電流在此積存。電荷  $q$  與電流  $i$  之間的關係為：

$$i(t) = \pm \frac{\partial q(t)}{\partial t} \quad (2-2)$$

其中  $q(t) = \text{Re}[Q \cdot e^{j\omega t}]$ 。

為了探討電荷與天線輻射效應的關係，將電流  $i$  對短導線截面積  $s$  微分得到微觀的電流密度大小：

$$J(t) = \frac{\partial i(t)}{\partial s} = \left| \frac{\partial q(t)}{\partial t} \right| \cdot \frac{1}{\partial s} \cdot \frac{\partial \ell}{\partial \ell} = \rho_v \cdot v \quad (2-3)$$

$$\rho_v \equiv \frac{\partial q(t)}{\partial v} = \frac{\partial q(t)}{\partial s \cdot \partial \ell}, \quad v \equiv \frac{\partial \ell}{\partial t}$$

其中  $\rho_v$  定義為電荷密度或單位體積的電荷量， $v$  定義為電荷在導線中的速度。接著，將 2-1 式對時間作微分

$$\frac{\partial i(t)}{\partial t} = -I \cdot \omega \sin(\omega \cdot t) \neq 0 \quad (2-4)$$

由電流對時間微分不等於零，可以得到電流會隨時間改變。理所當然，電流密度也會隨時間而變，由此可以推得下式：

$$\frac{\partial J(t)}{\partial t} = \frac{\partial (\rho_v \cdot v)}{\partial t} = \rho_v \cdot \frac{\partial v}{\partial t} \neq 0 \quad (2-5)$$

上式中  $\frac{\partial v}{\partial t}$  即為電荷的加速度，電流密度對時間微分不為零，可推得電荷加速度也不為零。由於時變的電流能夠將電磁波向外傳遞，藉由以上的推導我們可以說明，偶極天線

是靠著電荷振盪產生加速度，造成時變的電流來幅射電磁波。

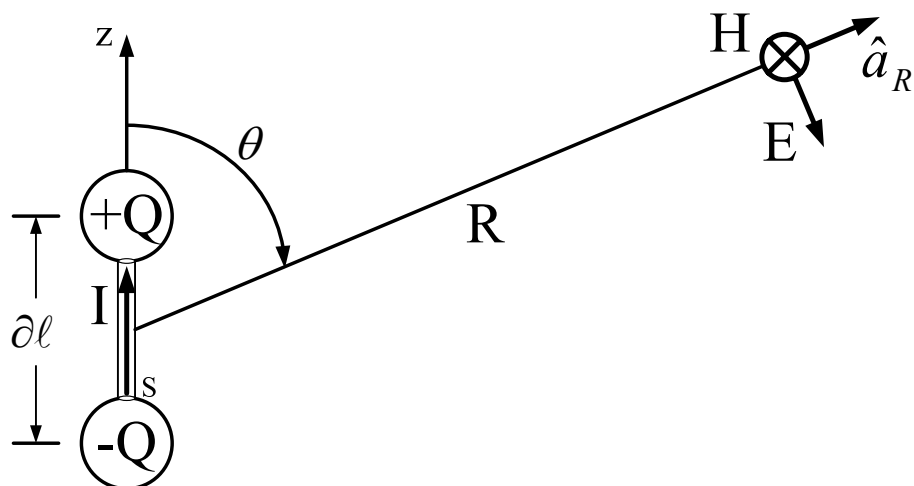


圖 2-2 赫茲偶極示意圖

在此，對於圖 2-2 所示的電流方向而言，上方端點的電荷為正，下方端點的電荷為負。由於  $\Delta l$  非常小，這一對等量異號的電荷在效果上，便相當於一個電偶極矩(electrical dipole moment)。而此電偶極矩向量以相量表示為：

$$\vec{P} = \hat{a}_z Q \cdot \Delta l \quad (C \cdot m) \quad (2-6)$$

其中  $Q = \pm \frac{I}{j\omega}$ ，這樣的振盪偶極被稱為赫茲偶極(Hertzian dipole)。

理想偶極天線(ideal dipole)的模型，事實上就是一組赫茲偶極的概念，或者可以看作是一段長度遠小於波長帶有均勻電流的導線。因此，我們可以寫出其向量磁位(vector potential)：

$$\vec{A} = \hat{a}_z \frac{\mu \cdot I \cdot \Delta l \cdot e^{-j\beta R}}{4\pi R} \quad (2-7)$$

將上式代入馬克斯威爾方程式(Maxwell's equation)求解，當  $R \gg \lambda$  可以將電場用向量磁位表示為：

$$\vec{E} = \hat{a}_\theta (-j\omega) \cdot A_\theta = \hat{a}_\theta j\omega \cdot \sin \theta \cdot A_z \quad (2-8)$$

將 2-7 式代入 2-8 式，可以得到在遠場的輻射場如下：

$$\vec{E} = \hat{a}_\theta \frac{I \cdot \partial \ell}{4\pi} \cdot j\omega\mu \cdot \frac{e^{-j\beta R}}{R} \cdot \sin \theta \quad (2-9a)$$

$$\vec{H} = \hat{a}_\phi \frac{I \cdot \partial \ell}{4\pi} \cdot j\beta \cdot \frac{e^{-j\beta R}}{R} \cdot \sin \theta \quad (2-9b)$$

另外當  $R \ll \lambda$  也可以利用馬克斯威爾方程式求解，得到在近場的輻射場如下：

$$\vec{E}^{nf} = \hat{a}_\theta (-j\eta) \cdot \frac{I \cdot \partial \ell \cdot e^{-j\beta R}}{4\pi\beta \cdot R^3} \cdot \sin \theta + \hat{a}_R (-j\eta) \cdot \frac{I \cdot \partial \ell \cdot e^{-j\beta R}}{2\pi\beta \cdot R^3} \quad (2-9c)$$

$$\vec{H}^{nf} = \hat{a}_\phi \frac{I \cdot \partial \ell \cdot e^{-j\beta R}}{4\pi R^2} \cdot \sin \theta \quad (2-9d)$$

最後，偶極天線與其造成的電場與磁場在三維空間中的分佈，如圖 2-5 所示。



## 2.3 短偶極天線與半波長偶極天線

在上一節中已經簡單介紹理想偶極天線的輻射原理，但在實際應用上，由於理想偶極天線的電流在短導線內對空間為均勻分佈，如圖 2-3(a) 所示，一般而言難以實現。另一種相似且較易實現的結構是短偶極天線(short dipole antenna)，兩者間主要的差異在於電流分佈，電流在短偶極天線內是對空間作近似弦波形式的分佈，且在偶極臂末端，導線開路電流為零，符合實際狀況。由於短偶極天線的兩偶極臂長度遠小於波長，電流分佈僅佔了弦波的一小部分，因此可以近似為線性分佈，如圖 2-3(b) 所示。此外，短偶極天線的輸入電抗必定為電容性，可以從開路傳輸線模型圖 2-1 推得。一般開路傳輸線的輸入阻抗為：

$$Z_{in} = -jZ_0 \cdot \cot\left(\beta \cdot \frac{\partial \ell}{2}\right) \quad (2-10)$$

$$\text{當 } \frac{\partial \ell}{2} < \frac{\lambda}{4} \Rightarrow \beta \cdot \frac{\partial \ell}{2} < \frac{\pi}{2} \Rightarrow \cot\left(\beta \cdot \frac{\partial \ell}{2}\right) > 0$$

由以上推導可以知道，若從偶極臂末端到中間饋入點的長度小於四分之一波長時，偶極天線的輸入電抗將為電容性。較精確的數學表示式，在[16]中被近似如下：



$$X_{short\ dipole} = -\frac{120}{\pi \cdot \frac{\partial \ell}{\lambda}} \cdot \left[ \ln\left(\frac{\partial \ell}{2a}\right) - 1 \right] \quad (2-11)$$

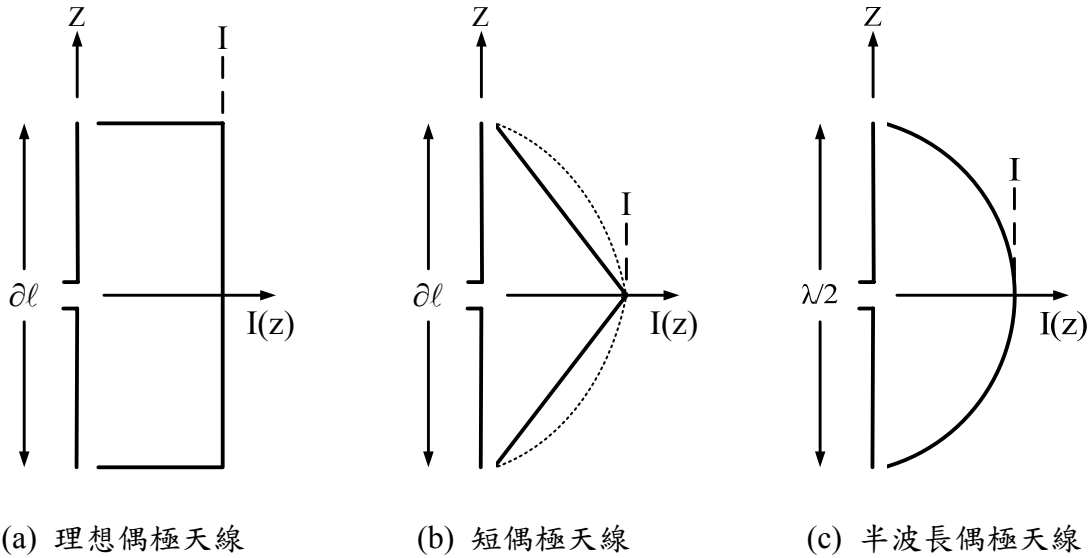


圖 2-3 偶極天線電流分佈圖，其中  $\partial \ell \ll \lambda$ ， $I$  為天線中心電流大小

另外一種廣泛應用的天線，是半波長偶極天線(half-wave dipole antenna)，故名思義，其天線總長為二分之一波長，本論文第一部分即是採用半波長偶極天線的理論來設計。與短偶極天線相近，半波長偶極天線內電流對空間以弦波方式分佈，見 2-12 式，中間為最大值，兩端為零；不同的是，半波長偶極天線的電流對空間分佈曲線是一個完整的半週期正弦波，如圖 2-3(c) 所示。此外值得一提的是，目前所介紹的三種偶極天線，其電流都會隨時間作弦波振盪，也就是每半週期就會變換一次方向。

半波長偶極天線主要的優點在於共振時的零輸入電抗，因此在饋入訊號時無須達到共軛複數的阻抗匹配(conjugate impedance match)，僅須對輸入電阻作匹配。為了分析半波長偶極天線的輻射場，假設天線置於原點，電流分佈延著  $z$  軸方向，電流的表示式如下：

$$I(z) = I \cdot \sin\left[\beta \cdot \left(\frac{\lambda}{4} - |z|\right)\right], \quad |z| \leq \frac{\lambda}{4} \quad (2-12)$$

由上式可以得到向量磁位，再代入 2-8 式計算出遠場的輻射場表示式為：

$$\vec{E} = \hat{a}_\theta j\omega\mu \cdot \frac{e^{-j\beta R}}{4\pi R} \cdot \frac{2I}{\beta} \cdot F(\theta) \quad (2-13a)$$



$$\vec{H} = \hat{a}_\phi j \cdot \frac{I \cdot e^{-j\beta \cdot R}}{2\pi R} \cdot F(\theta) \quad (2-13b)$$

$$F(\theta) = \frac{\cos[(\pi/2) \cdot \cos\theta]}{\sin\theta} \quad (2-13c)$$

其中  $F(\theta)$  為正規化場型函數(normalized field pattern)。由 2-13 式可以描繪出半波長偶極天線二維及三維的遠場輻射場型，如圖 2-4；圖 2-5 則標示了 E 平面電場、H 平面磁場與天線的相對位置。其他一些半波長偶極天線的參數如下計算：

a、時間平均坡因亭相量(time average pointing vector)大小

$$P_{av} = \frac{1}{2} E_\theta \cdot H_\phi^* = \frac{15I^2}{\pi R^2} \cdot F(\theta)^2 \quad (2-14)$$

b、總輻射功率

$$P_r = \oint_s P_{av} ds \approx 36.54I^2 \quad (w) \quad (2-15)$$

c、半功率束寬(half-power beamwidth)

$$HP = \theta_1 - \theta_2 \approx 78^\circ, \text{ 其中 } \theta_1、\theta_2 \text{ 滿足} \quad (2-16)$$

$$F(\theta_1) = F(\theta_2) = \frac{1}{\sqrt{2}}, \quad 0 < \theta < \pi \quad (2-17)$$

d、輻射電阻

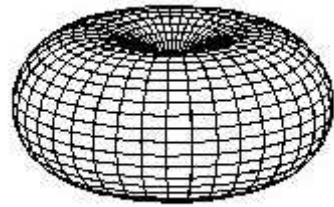
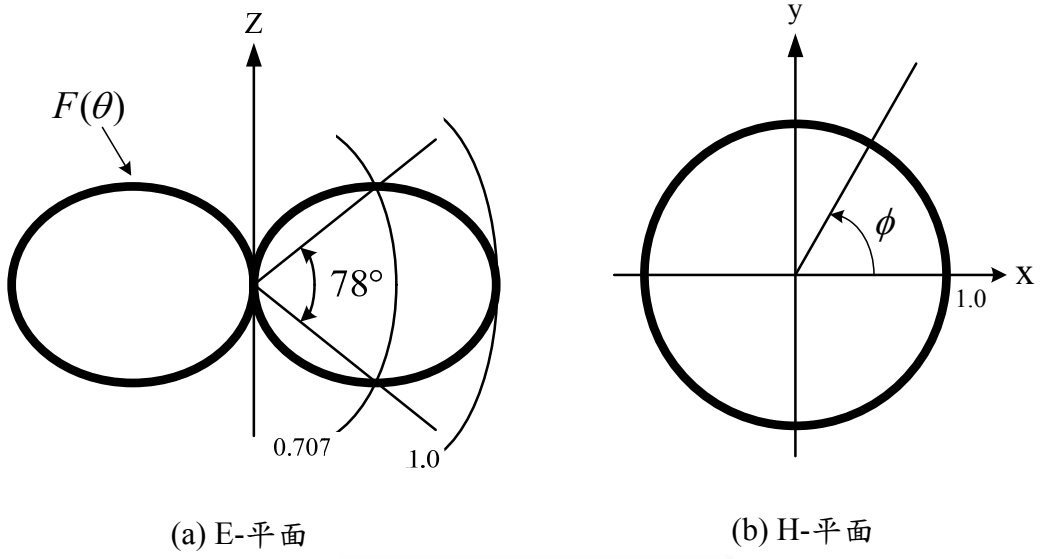
$$R_r = \frac{2P_r}{I^2} \approx 73.1 \quad (\Omega) \quad (2-18)$$

e、幅射強度

$$U_{\max} = R^2 \cdot P_{av}(90^\circ) \approx \frac{15}{\pi} I^2 \quad (2-19)$$

f、指向性

$$D = \frac{4\pi \cdot U_{\max}}{P_r} \approx 1.64 = 2.15 \quad (dB) \quad (2-20)$$



(c) 三維場型

圖 2-4 半波長偶極天線遠場輻射場型

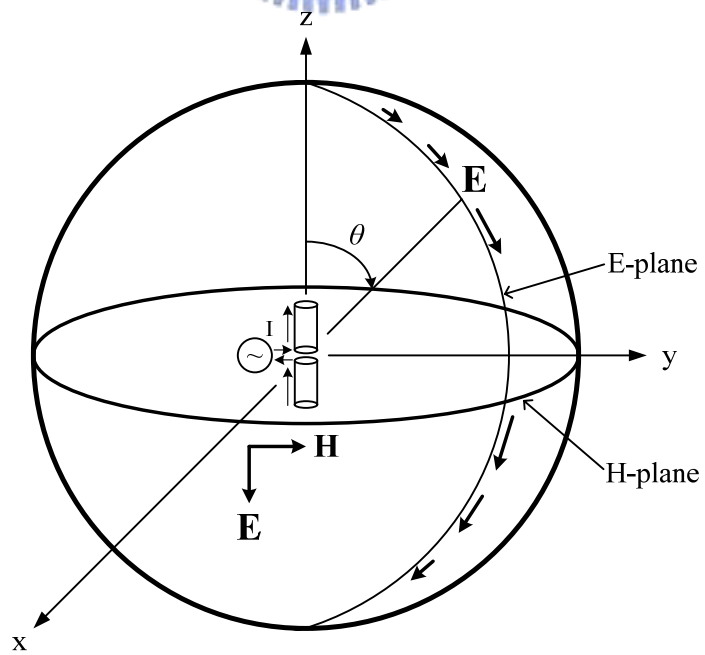


圖 2-5 偶極天線與輻射場在三維空間中的分佈

## 2.4 摺疊偶極天線

還有一種實用的偶極天線是摺疊偶極天線，本論文的第二部分即採用摺疊偶極天線的理論來進行研究。摺疊偶極天線是由一組互相平行的偶極天線，頭尾相連組成，如圖 2-6，迴路結構的短邊  $d$  遠小於長邊  $L$ ，訊號由中間饋入。由於摺疊偶極天線為非平衡式傳輸線，在分析上可以將電流拆成兩種路徑，形成傳輸線模態(transmission mode)與天線模態(antenna mode)兩種操作模式，如圖 2-6、2-7 所示。在傳輸線模態時，天線輸入阻抗可以視為短路傳輸線的輸入阻抗：

$$Z_t = jZ_0 \cdot \tan\left(\beta \cdot \frac{L}{2}\right) \quad (2-21)$$

如圖 2-7，電流表示式為：

$$I_t = \frac{V}{2Z_t} \quad (2-22)$$

在天線模態時，兩長邊電流同向，如圖 2-8，可將電流表示式寫成：



$$I_a = \frac{V}{2Z_d} \quad (2-23)$$

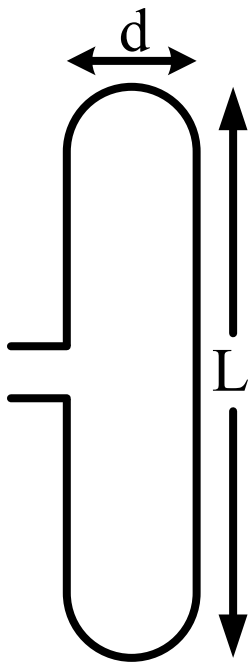
其中  $Z_d$  為同樣尺寸標準偶極天線的輸入阻抗。將 2-21、2-22、2-23 式整合，可以算出摺疊偶極天線的輸入阻抗為：

$$Z_A = \frac{V}{I_t + \frac{1}{2}I_a} = \frac{4Z_t \cdot Z_d}{Z_t + 2Z_d} \quad (2-24)$$

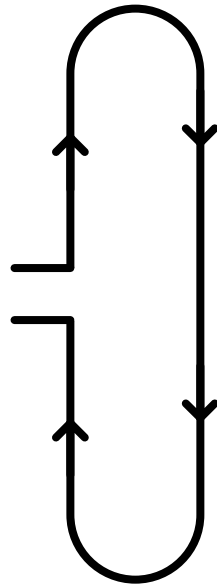
考慮半波長折摺偶極天線，當  $L=\lambda/2$  時，由 2-21 式可以得到  $Z_t = \infty$ ，代入 2-24 式即：

$$Z_A = 4Z_d \quad (2-25)$$

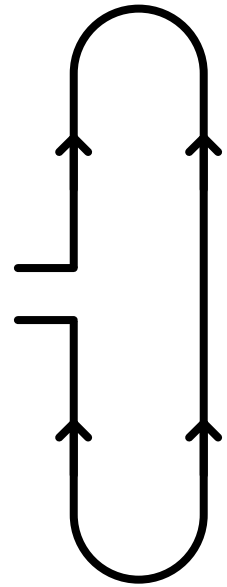
因此，與同尺寸的半波長偶極天線相比，半波長摺疊偶極天線提供了四倍大小的輸入阻抗，以及同樣的零輸入電抗。而操作時由於傳輸線模態的輸入阻抗無限大，其電流可視為零；換句話說，半波長摺疊偶極天線僅存在天線模態，電流分佈如圖 2-6 (c)。



(a) 摺疊偶極天線

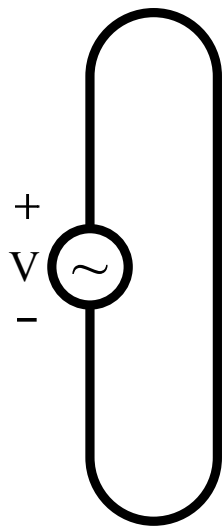


(b) 傳輸線模態

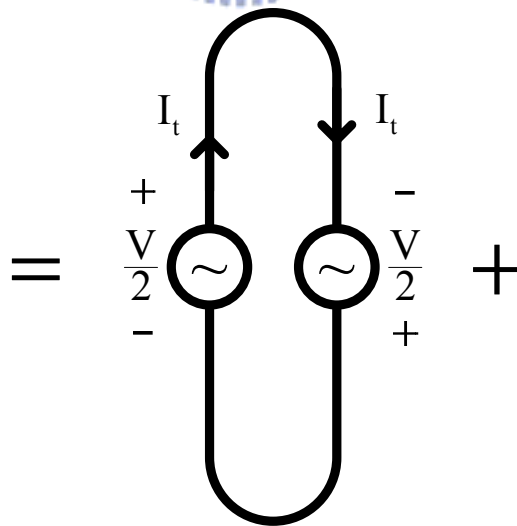


(c) 天線模態

圖 2-6 摺疊偶極天線與操作模態



(a) 傳輸線模態



(b) 天線模態

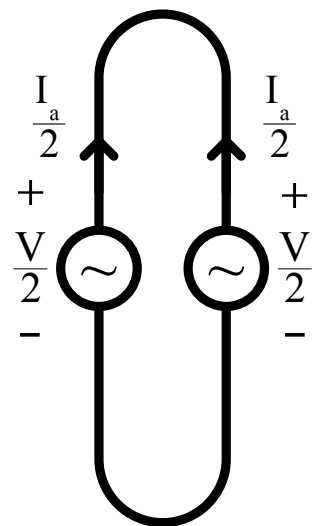


圖 2-7 摺疊偶極天線加入電壓源激發不同模態合成示意圖

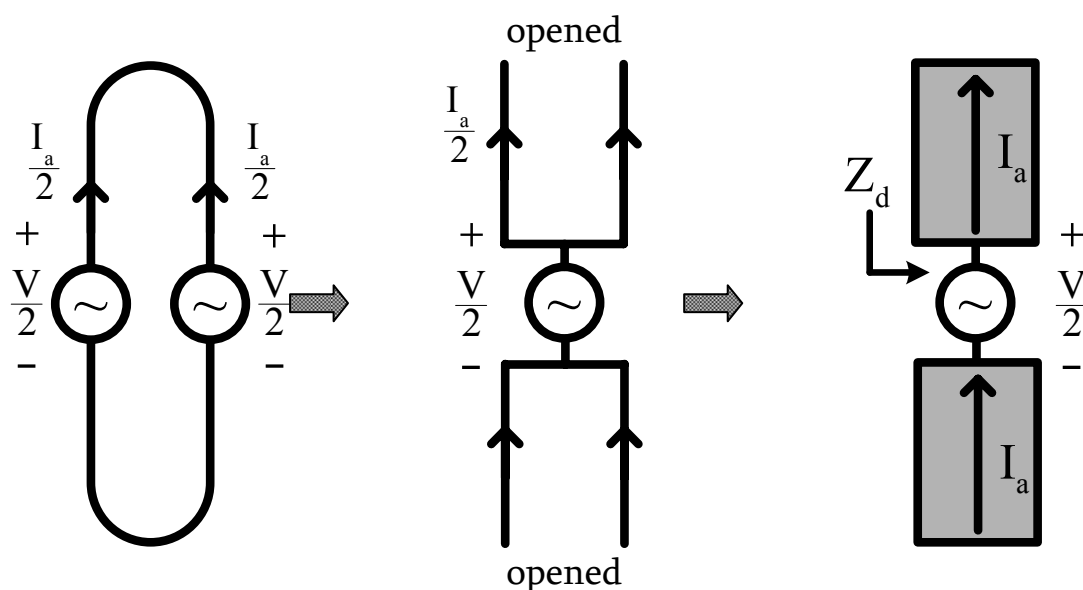


圖 2-8 天線模態等效電壓電流分析

## 2.5 偶極天線的饋入

當天線與傳輸線連接，無論是發送端的傳輸線或是接收端的天線，又亦或是角色互換，在傳遞訊號時，如何有效利用功率，是設計天線饋入網路時的一項重要議題。對於偶極天線的饋入來說，有兩項主要的考量，分別是傳輸線與偶極天線之間的阻抗匹配，以及激發電流在偶極天線上的分佈情形。由於本論文的研究主要針對半波長偶極天線與半波長折摺偶極天線來作設計，在共振頻時輸入零電抗，僅需對實阻抗電阻作匹配，無須作共軛複數的阻抗匹配，在技術上較容易達成。而激發電流對於偶極天線的輻射效應扮演著舉足輕重的地位，因為當電流分佈情形改變，輻射場型與極化方向也會隨之改變。本節中將會介紹用來控制激發電流的平衡與非平衡轉換器以及使用微帶線方式饋入來實現印刷偶極天線的技术。

### 2.5.1 偶極天線與平衡非平衡轉換器

由於一般偶極天線在結構上是對稱於中間饋入點，因此電流分佈希望也是呈現對稱的分佈，對偶極天線來說，對稱的電流分佈是指在兩偶極臂上激發振幅大小相同且同方向的電流。如圖 2-9(a)，一段帶有等振幅且反向電流的傳輸線，即可提供半波長偶極天線對稱的電流分佈。一般而言，在傳輸線上，一對振幅大小相同、相位差 180 度的電流訊號，被定義為平衡的(balanced)電流訊號。如圖 2-9(b)，當傳輸線上一對振幅大小不同

的電流訊號饋入半波長偶極天線，兩偶極臂上不平衡的電流可能造成天線極化方向與場型的改變。而平衡非平衡轉換器(balun)即是用來將不平衡的饋入電流訊號轉換成平衡的電流訊號，再提供給偶極天線的輸入端。本論文的第一部分研究，將使用改良式微帶線分合波器作為平衡非平衡轉換器，來饋入偶極天線訊號；第二部分研究，以[17]之架構為基礎，設計微帶式平衡非平衡轉換器作為實作量測之需。

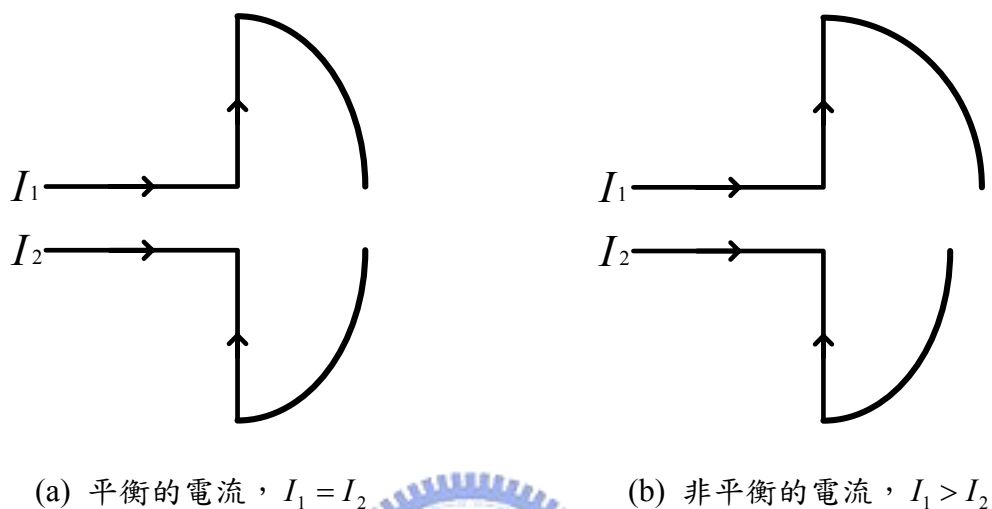


圖 2-9 半波長偶極天線平衡與非平衡電流模態

### 2.5.2 微帶式印刷偶極天線

印刷偶極天線(printed dipole antenna)是以印刷電路板的技術來實現的平面式偶極天線。一般印刷偶極天線的饋入方式，以同軸線饋入(coaxial feed)、共平面波導饋入(coplanar waveguide feed)或是微帶線饋入(microstrip feed)為主，如圖 2-10、2-11、2-12 所示，其中微帶線方式饋入最早在 1987 年被提出[18]，具有結構簡單、製作容易、易於整合平衡非平衡轉換器等優點。

以微帶線饋入實現印刷偶極天線的方法，主要分為兩種。第一種典型的方式是將偶極天線的兩偶極臂分別設計在印刷電路板的不同層，藉由微帶線在印刷電路板上下兩層提供大小相同且反向的電流，建構平衡非平衡轉換器，並饋入平衡的電流訊號給偶極天線，如圖 2-11(a)所示，其中在饋入端附近印刷電路板下層接地須配置較大面積形成微帶線結構。另一種微帶線饋入方式是將兩偶極臂共同設計在以狹縫分開的接地層，透過上層訊號線在末端作 180 度轉折，建構平衡非平衡轉換器，以激發接地層產生一對平行且相位差 180 度的平衡電流訊號，饋入兩偶極臂，如圖 2-11(b)所示。本論文將第一部分提出一全新的微帶線饋入方式，利用改良式微帶線分合波器，可饋入平衡與非平衡訊號給偶極天線，完整的設計原理與細節架構將在接下來的章節作介紹。

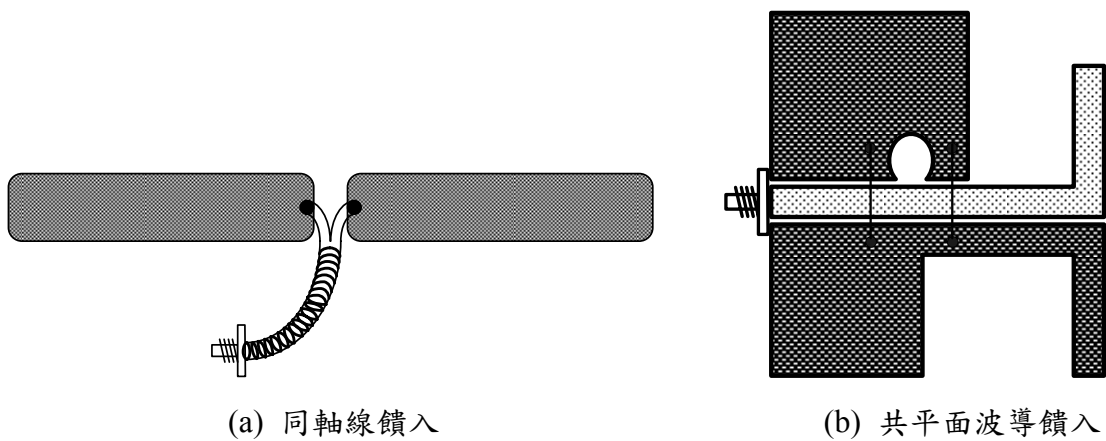


圖 2-10 印刷偶極天線的饋入

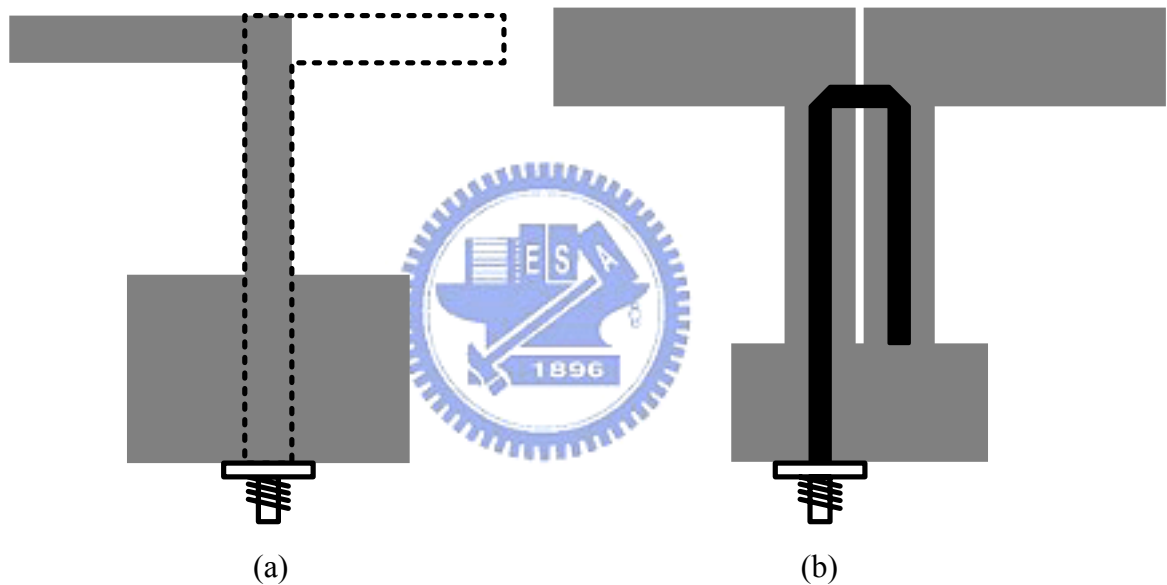


圖 2-11 微帶線饋入方式

## 2.6 單波長環形天線

另外一種與偶極天線相似的天線是環形天線(loop antenna)，同樣是利用一段帶有時變電流的導線產生輻射效應。本論文第二部分將探討感應電流在寄生環狀金屬上所形成的單波長環形天線(one-wave length loop antenna)模態對摺疊偶極天線降頻的影響，本節就先針對單波長環形天線的一些基本特性作介紹。

單波長環形天線由於本身的對稱性，可分為圓形與方形兩種環形結構，兩者周長皆為共振頻率的單一周長，並擁有相同的天線特性，本節的分析將以方形的環形天線為主。單波長環形天線如圖 2-12 所示，邊長為四分之一波長，與半波長偶極天線相同，



電流延著迴路對空間作連續弦波型式分佈，如下以向量式表示：

$$I_1 = I_2 = -\hat{a}_x I_0 \cos(\beta x'), \quad |x'| \leq \frac{\lambda}{8} \quad (2-26a)$$

$$I_4 = -I_3 = \hat{a}_y I_0 \sin(\beta y'), \quad |y'| \leq \frac{\lambda}{8} \quad (2-26b)$$

由電流向量式，同樣地，我們可以利用馬克斯威爾方程式計算出輻射場。代入不同的  $\theta$ 、 $\phi$  值可以決定不同平面的輻射場表示式如下：

在 xy-平面

$$E_\theta(\theta = \frac{\pi}{2}) = 0 \quad (2-27a)$$

$$E_\phi(\theta = \frac{\pi}{2}) = \frac{\sin(\frac{\pi}{4} \cos \phi) \left[ \sin \phi \cos(\frac{\pi}{4} \sin \phi) - \sin(\frac{\pi}{4} \sin \phi) \right] \cdot K}{(\pi/4) \cos \phi} + \frac{\cos(\frac{\pi}{4} \sin \phi) \left[ \cos \phi \sin(\frac{\pi}{4} \cos \phi) - \cos(\frac{\pi}{4} \cos \phi) \right] \cdot K}{(\pi/4) \sin \phi} \quad (2-27b)$$

其中  $K = \frac{jI_0 \eta \cdot e^{-j\beta r}}{\sqrt{2\pi r}} \cdot \frac{\pi}{4}$

在 xz-平面

$$E_\phi(\phi = 0) = 0 \quad (2-28a)$$

$$E_\theta(\phi = 0) = \frac{jI_0 \eta \cdot e^{-j\beta r}}{\sqrt{2\pi r}} \frac{\left[ \sin \theta \sin(\frac{\pi}{4} \sin \theta) - \cos(\frac{\pi}{4} \sin \theta) \right]}{\cos \theta} \quad (2-28b)$$

在 yz-平面

$$E_\theta(\phi = \frac{\pi}{2}) = 0 \quad (2-29a)$$

$$E_\phi(\phi = \frac{\pi}{2}) = -\frac{jI_0 \eta \cdot e^{-j\beta r}}{\sqrt{2\pi r}} \cos(\frac{\pi}{4} \sin \theta) \quad (2-29b)$$

由以上輻射場表示式，可以畫出單波長環形天線在不同平面的輻射場型，如圖 2-13 所示。另外，在共振頻率時，單波長環形天線與半波長偶極天線相同，具有零輸入電抗，輸入電阻約為 100 歐姆，天線增益約為 3.09 dB。

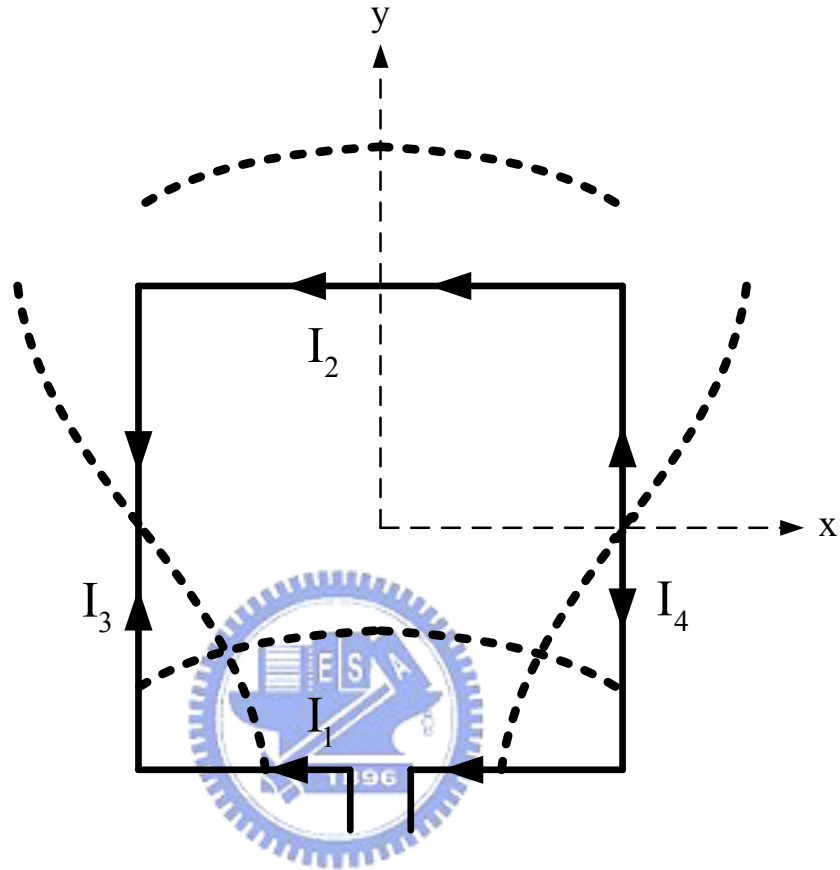


圖 2-12 單波長環形天線與二維座標中的電流分佈

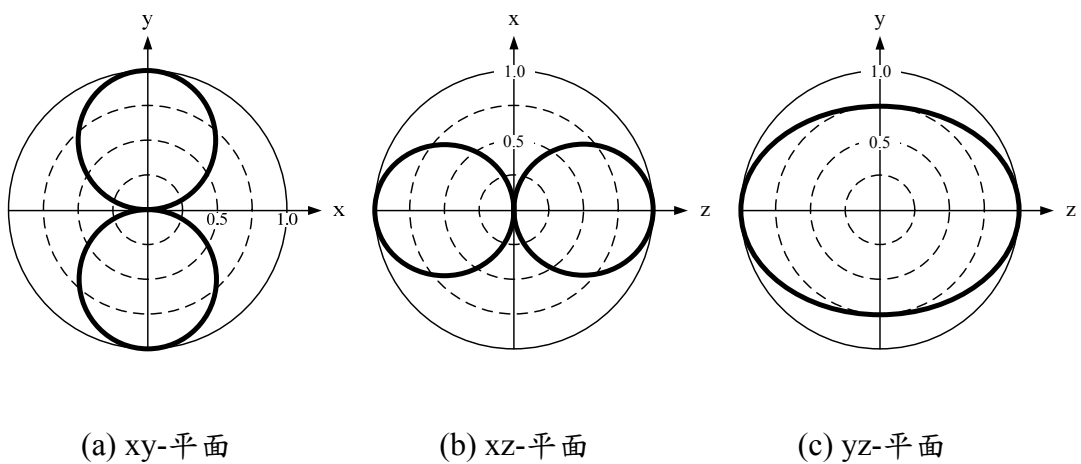


圖 2-13 單波長環形天線二維場型

### 第三章 環形微帶線分合波器饋入新型印刷偶極天線設計

#### (Novel printed dipole antenna fed by microstrip ring hybrid)

##### 3.1 天線設計概述

近年來印刷偶極天線被廣泛應用在各種無線通訊產品中，為了符合各種不同的通訊協定規格，可雙頻段、多頻段或寬頻帶操作的印刷偶極天線設計相繼被提出。如[19]中的三頻印刷偶極天線，透過設計平衡式微帶線饋入雙面印刷偶極天線的結構，可增加頻寬，另外作者在偶極臂上方加入大小不同的矩形寄生金屬，可產生額外的共振模態來增加天線共振頻率，如圖 3-1。

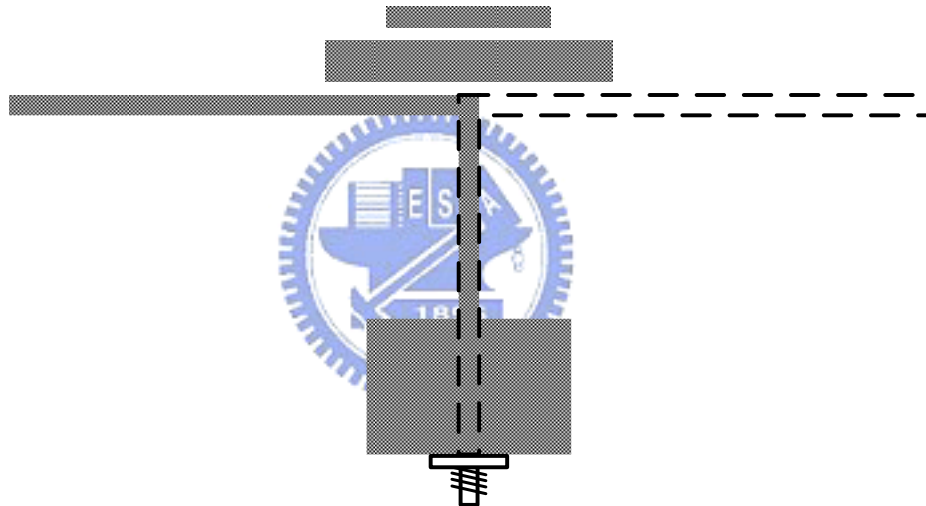


圖 3-1 三頻印刷偶極天線

由 2.5 節中的介紹，已經知道饋入電流對偶極天線的重要性，電流訊號的相位與振幅幾乎決定了偶極天線的輻射效應。一般偶極天線，在設計理念上，不希望產生非平衡電流，因為在兩偶極臂饋入相位振幅不同的電流可能會干擾預期的天線輻射效應與極化方向，而現有的文獻研究中，像是[20]對偶極天線上的非平衡電流作實驗性的分析與歸納，[21]推導非平衡電流所激發的偶極天線達場型式等，大多是探討非平衡電流的現象，卻少有針對非平衡電流特別設計的偶極天線。本論文提出一新穎的設計觀點，若能藉由在不同頻率改變兩偶極臂上電流訊號的相位與振幅，來激發不同的天線共振模態，即有可能可以增加共振頻率，達到多頻段或寬頻帶操作的目標。

以傳統的微帶線單饋入方式，兩偶極臂上的電流訊號並不會隨頻率改變振幅相位，若是希望兩偶極臂上饋入不同相位振幅的訊號，勢必需要使用雙饋入的方式，但雙饋入

訊號必須考慮隔離度(isolation)的問題，為了避免兩訊號相互耦合可能產生的干擾與非預期效應，饋入網路的設計將會較為麻煩且龐大，不但容易使整體天線尺寸變大，且過長之微帶線也會造成訊號在介質基板上過多的損耗。因此，在設計饋入網路時，使用單饋入式功率分波器會是較佳的選擇。其中 180 度分合波器(180° hybrid)在不同頻率時，能夠在兩輸出端提供平衡與非平衡的訊號，正好符合天線設計的需求，如何設計使 180 度分合波器與偶極天線相互結合以及分析非平衡訊號對偶極天線產生的效應，將是本章的重點研究方向。

### 3.2 天線設計理論

本節將分為三個部分來闡述天線設計理論。第一部分首先介紹環形微帶線分合波器的原理與特性，並作簡單的改良設計以用來作為天線的饋入網路，隨後以模擬的方式探討非平衡訊號的特性；接著，為了分析激發電流與偶極天線輻射效應之間的關係，第二部分將提出一電流向量分析法；最後第三部分整合環形微帶線分合波器與偶極天線，提出所設計天線之架構與設計理念。

#### 3.2.1 四埠環形微帶線分合波器

180 度分合波器為一四端埠的網路，兩輸出端埠之間會有 180 度的相位差，操作時也可以使兩輸出端有相同的相位[22]。若以圖 3-2 的 180 度分合波器而言，由端埠 1 輸入的功率，會均分到端埠 2 與 3，且兩者之間相位相同，而端埠 4 沒有輸出，或稱為隔離端埠。若訊號由端埠 4 輸入，其功率也會均分到端埠 2 與 3，但兩者之間會有 180 度的相位差，而端埠 1 沒有輸出形成隔離端埠。若用為合波器，輸入信號由端埠 2、3 送入，則端埠 1 為兩信號之和，端埠 4 為兩信號之差。所以，端埠 1 與 4 分別又稱為加總端埠(sum port)及差減端埠(difference port)。而本章節的設計主要利用在差減端埠饋入單一訊號，將訊號一分為二，產生振幅大小相同、相位差 180 度的一對平衡的輸出訊號。

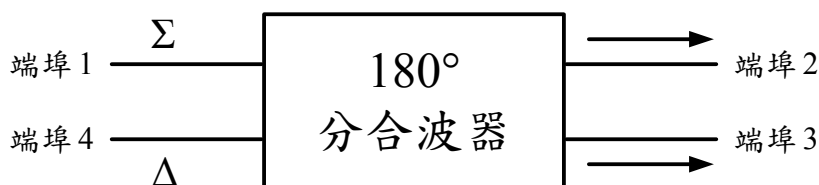


圖 3-2 180 度分合波器的表示圖

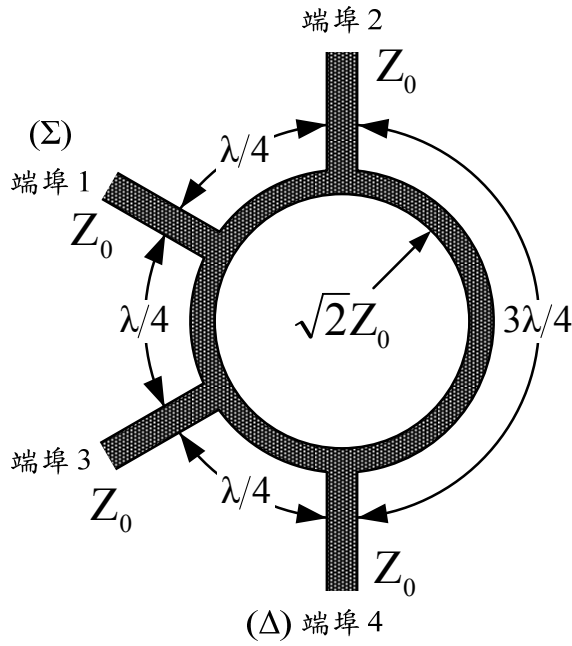


圖 3-3 環形微帶線分合波器架構圖

環形微帶線分合波器，如圖 3-3，是以微帶線電路來實現的一種平面式 180 度分合波器，基於結構簡單、容易實現，因此本論文將環形微帶線分合波器作為偶極天線饋路網路的設計依據。為了得到環形微帶線分合波器的散射係數矩陣，利用奇偶模分析方法 [23]，可將整個分合波器分解為兩個更為簡單的雙埠網路電路，如圖 3-4 所示，振幅為 1 單位的電波訊號由端埠 1 輸入，很容易就可以由圖中所定義之奇偶模反射與穿透係數來表示分合波器的各散射波為：

$$B_1 = \frac{1}{2} \Gamma_e + \frac{1}{2} \Gamma_o \quad (3-1a)$$

$$B_2 = \frac{1}{2} T_e + \frac{1}{2} T_o \quad (3-1b)$$

$$B_3 = \frac{1}{2} \Gamma_e - \frac{1}{2} \Gamma_o \quad (3-1c)$$

$$B_4 = \frac{1}{2} T_e - \frac{1}{2} T_o \quad (3-1d)$$

接著利用雙埠網路中並聯的各元件 ABCD 矩陣連續相乘，可計算出奇偶模的反射與穿透係數，代入 3-1 式，可得：

$$B_1 = 0 \quad (3-2a)$$

$$B_2 = \frac{-j}{\sqrt{2}} \quad (3-2b)$$

$$B_3 = \frac{-j}{\sqrt{2}} \quad (3-2c)$$

$$B_4 = 0 \quad (3-2d)$$

上式證明端埠 1 的阻抗完全匹配，而端埠 4 為隔離端埠，且輸入功率平均分配到端埠 2 及 3，此結果即為環形微帶線分散射矩陣的第一行或第一列。

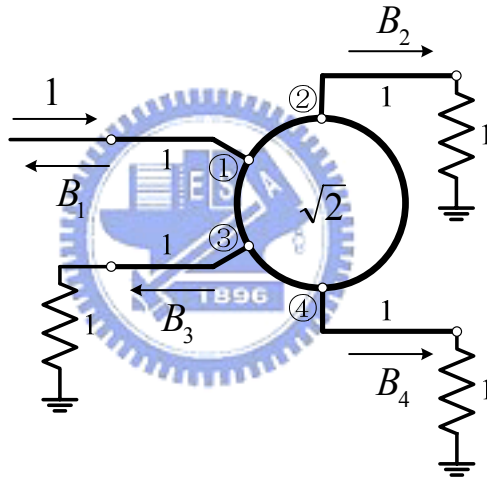
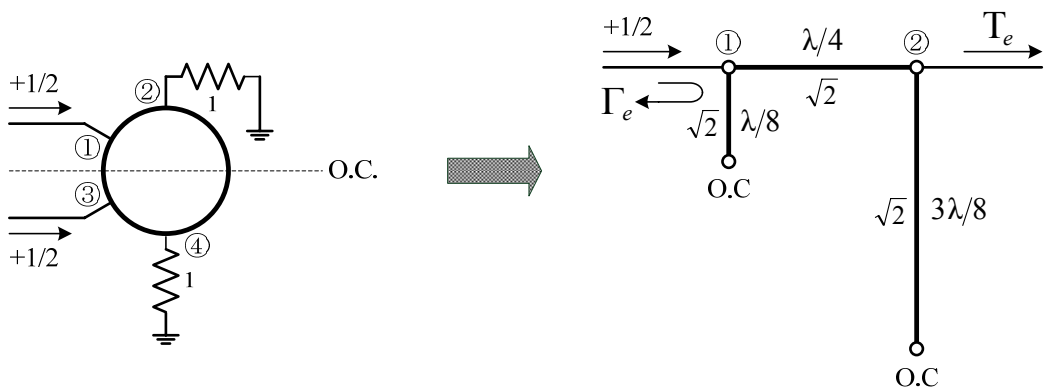


圖 3-4 環形分合波器電路圖



(a) 偶模分析



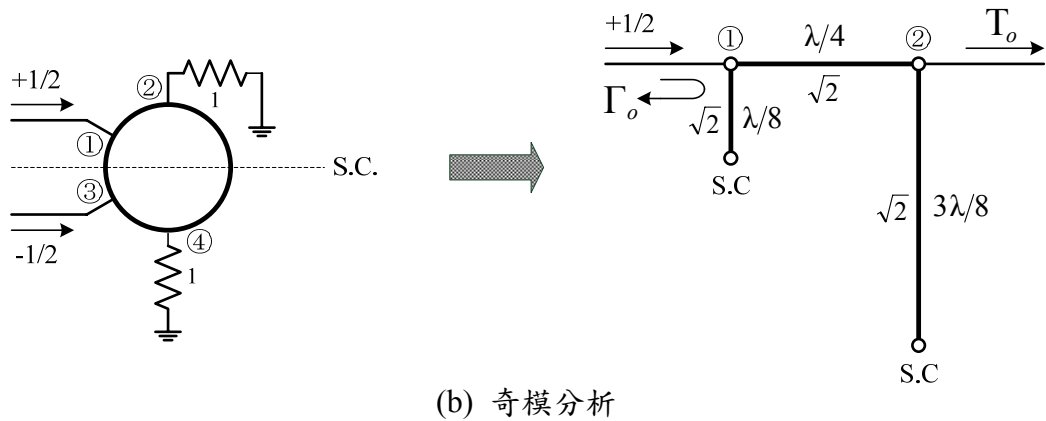


圖 3-5 環形分合波器奇偶模電路分析

如果振幅為 1 單位的電波訊號由圖 3-4(a) 的端埠 4 進入，當波的兩個分量到達端埠 2 及 3 時，會有 180 度的相位差。描述此時電路的操作，依然可以使用奇偶模分析法分解出兩個簡單的電路，並計算出分合波器的各散射波為：

$$B'_1 = 0 \quad (3-3a)$$

$$B'_2 = \frac{j}{\sqrt{2}} \quad (3-3b)$$

$$B'_3 = \frac{-j}{\sqrt{2}} \quad (3-3c)$$

$$B'_4 = 0 \quad (3-3d)$$

上式證明輸入端埠 4 的阻抗完全匹配，而端埠 1 為隔離端埠，且輸入的功率平均分配到端埠 2 及 3，並且兩者有 180 度的相位差。此結果即為散射參數矩陣的第四行或第四列。其他散射係數矩陣中的元素可由環形微帶線分合波器結構的對稱性推得，最後可以寫出完整的散射係數矩陣如下：

$$[S] = \frac{-j}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3-4)$$

值得注意的是，以上對環形微帶線分合波器的分析，僅適用於當頻率操作在結構本身所

對應的頻率時，此頻率即定義為分合波器之中心頻率。而接下來要研究的是，當操作在其他頻段時，環形微帶線分合波器的特性會如何改變。不過一旦頻率成為變數，要分解成簡單電路來解析會變得相當困難且麻煩。因此，接下來選擇使用電磁模擬分析軟體 HFSS 來進行模擬設計。

### 3.2.2 作為饋入網路之改良式三埠環形微帶線分合波器設計與分析

首先，目標是設計一可應用在無線區域網路 WLANs (2.4-2.484GHz)以及微波標籤識別系統(2400MHz-2483.5MHz)之 ISM 頻帶的環形微帶線分合波器，作為偶極天線的饋入網路。由於目的是利用分合波器在差減端埠饋入單一訊號來產生振幅大小相同、相位差 180 度的一對輸出訊號，為了避免訊號在加總端埠產生不必要的反射，所以在該端埠接上 50 歐姆的匹配電阻，使整體結構變成三端埠網路且不改變原網路的散射係數。另外，在設計上希望有效地利用環形分合波器環狀微帶線內的圓形區域，因此改變原有的兩輸出端埠位置，使原本應該向外傳輸的訊號轉向變成朝著圓心的方向輸出，在此同時也改變接地面金屬的形狀，在中心挖除一圓形區域，其圓周緊鄰兩輸出端埠末端，如此一來偶極天線就能夠整合於環形微帶線分合波器內的圓形區域內，完整的結構如圖 3-6 所示。由之前的電路分析知道輸出結構本身並無方向性，所以這邊的設計並不會改變環形分合波器原特性。

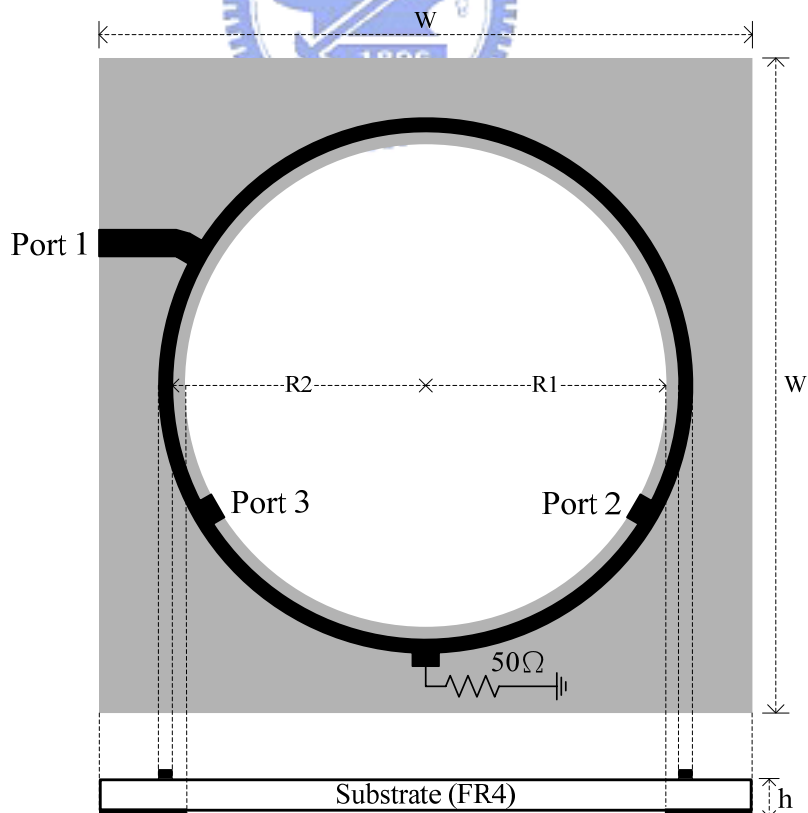


圖 3-6 改良式三埠環形微帶線分合波器結構圖

所設計之改良式三埠環形微帶線分合波器使用厚度  $h=0.8\text{mm}$ 、介電係數  $\epsilon_r=4.4$  的 FR-4 作為介質基板。接地面金屬層的長寬皆為  $w=40\text{mm}$ ，中心蝕刻掉的圓形區域半徑  $R1=14.9\text{mm}$ ，環狀微帶線的內半徑  $R2=15.7\text{mm}$ ，特性阻抗 50 歐姆與 70.71 歐姆的線寬分別為 1.53mm 與 0.803 mm，中心頻率設計在 2.45GHz。

訊號由端埠 1 饋入，希望藉由模擬的方式來研究在不同頻率時，環形分合波器輸入訊號與兩輸出訊號之間的關係以及特性。圖 3-7 為兩輸出訊號的相位差對不同頻率的模擬圖，圖 3-8 為輸入端埠與兩輸出端埠在不同頻率的穿透係數  $S_{21}(\text{dB})$ 、 $S_{31}(\text{dB})$  模擬圖，掃頻範圍設定由 2GHz 到 6GHz。由圖中可以看出在 2.45GHz，兩輸出訊號相位差為 180 度且  $S_{21}=S_{31}=-3\text{dB}$ ，表示三埠環形分合波器操作在中心頻率時，符合 180 度分合波器的特性，且輸入功率平均分配到兩輸出端埠。再深入觀察圖 3-7 中曲線對頻率的分佈，可以發現頻率持續增加，兩輸出訊號相位差會逐漸變小，當頻率在 3GHz 附近曲線出現垂直跳躍地不連續分佈，由正轉負，接下來又出現三次類似的跳躍，直到 4.25GHz 後曲線趨於穩定下降至 6GHz 達到 -63.3 度，其中在兩倍中心頻率 4.9GHz 時，兩輸出訊號相位差為零。相位曲線出現不連續跳躍的主要因素在於端埠 1 到兩輸出端埠的路徑長度不同，當頻率改變波長也隨之改變，訊號在傳輸線中具有週期性的分佈，相位也同樣具有週期的特性。一對訊號經過兩段長度不同的路徑，當頻率改變時，若彼此波長的變化不是呈線性的關係，其相位差曲線即有可能產生跳躍的分佈。值得一提的是，在兩倍中心頻率時，端埠 1 到端埠 3 的路徑長為半波長，端埠 1 到端埠 2 的路徑長為  $3/2$  波長，兩者路徑差為一個波長，所對應的剛好是一個完整的相位週期，所以直觀的推論，兩輸出訊號在此頻率時應具有相同的相位，模擬結果相位差確實為零，驗證此推論。

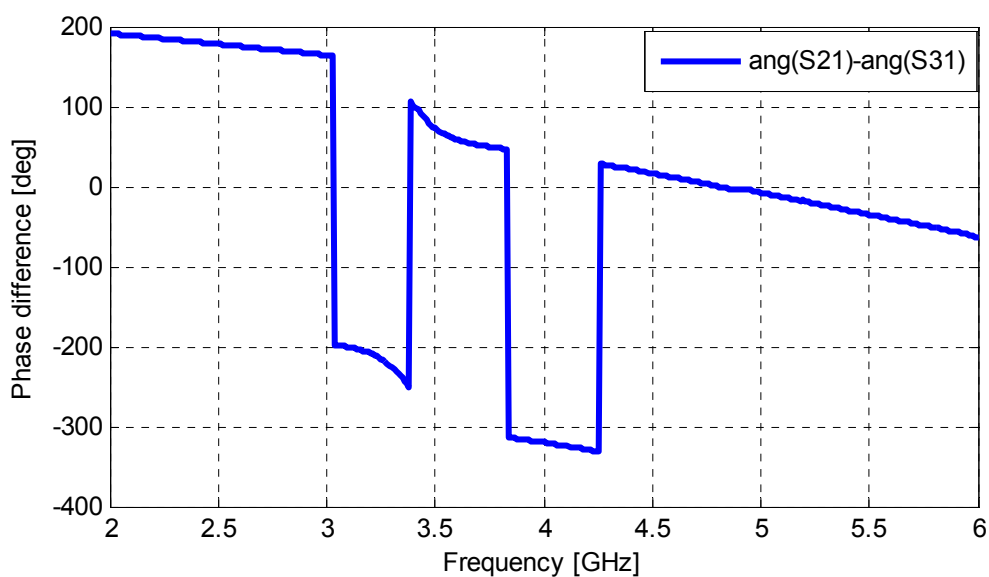


圖 3-7 三埠環形分合波器兩輸出訊號相位差模擬圖

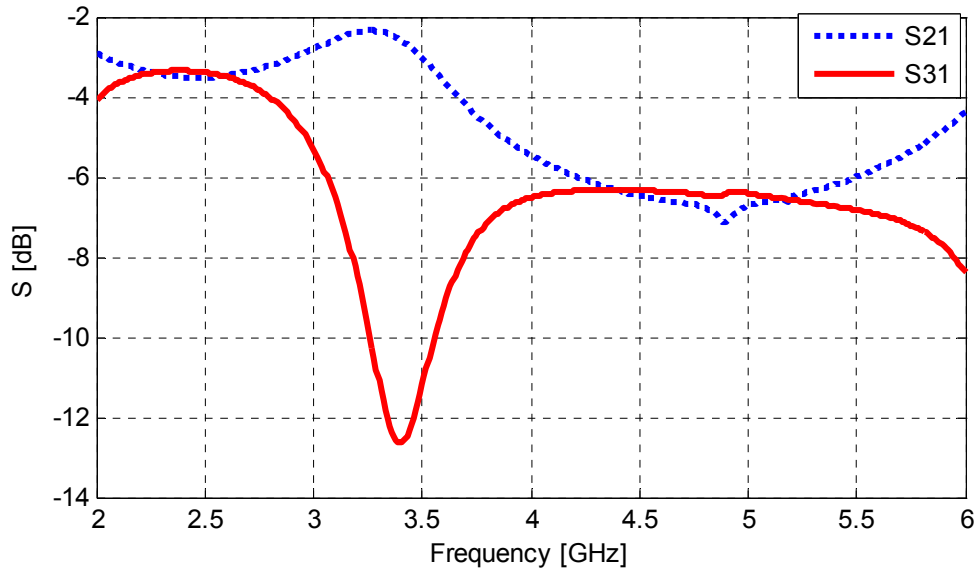


圖 3-8 三埠環形分合波器穿透係數模擬圖

觀察圖 3-8 曲線，可以瞭解在不同頻率時，兩輸出端埠分配到輸入功率的比例，而 S21、S31 的比值即是兩輸出訊號強度的比值，因此，由圖中也可以看出兩組輸出訊號振幅對頻率的消長關係。當頻率往中心頻繼續增加，兩輸出端埠分配到的功率逐漸出現落差，在 3.3GHz 附近達到極值，訊號幾乎全部傳送到端埠 2，也就是說，在此頻段附近端埠 2 的輸出訊號強度會遠大於端埠 3。直到頻率增加到兩倍中心頻率附近，輸出功率分配又回歸均衡，不過比起中心頻率，此時的穿透係數已經多衰減了 4dB 左右。另外，圖 3-9 為輸入端埠的返射損耗模擬圖，由圖中可以看出三埠環形分合波器具有超過 80% 的 10dB 返射損耗頻寬，因此有利於設計寬頻偶極天線。

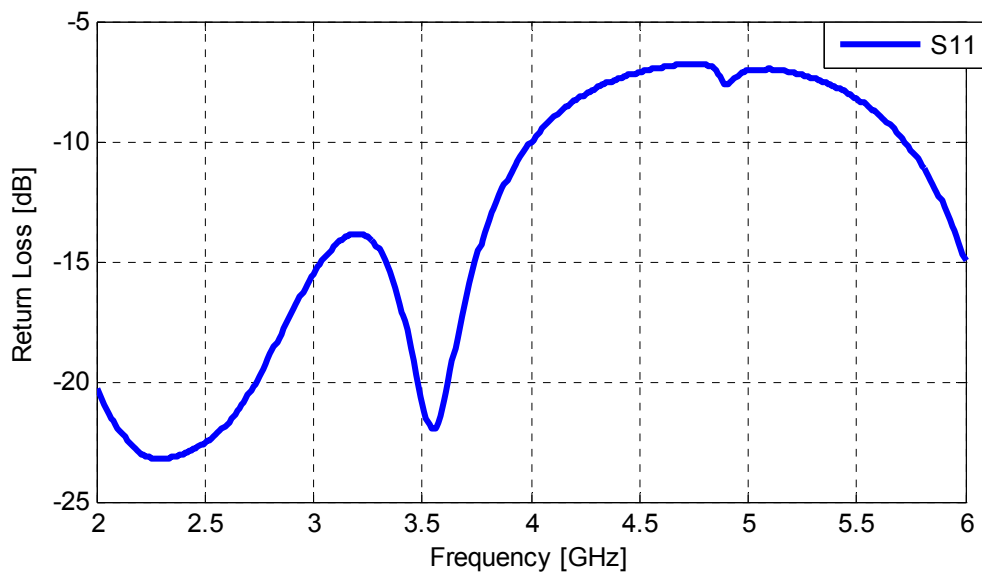


圖 3-9 三埠環形分合波器輸入端埠反射損耗模擬圖

藉由以上模擬結果與分析可以規納出以下結論：本節所設計之三埠環形微帶線分合波器，在中心頻率能夠提供一對平衡的輸出訊號，當在其他頻率操作時，可能產生一對振幅、相位迥異的非平衡訊號。其中操作在兩倍中心頻率時，可以在兩輸出端埠得到一對振幅相位皆相同的訊號。

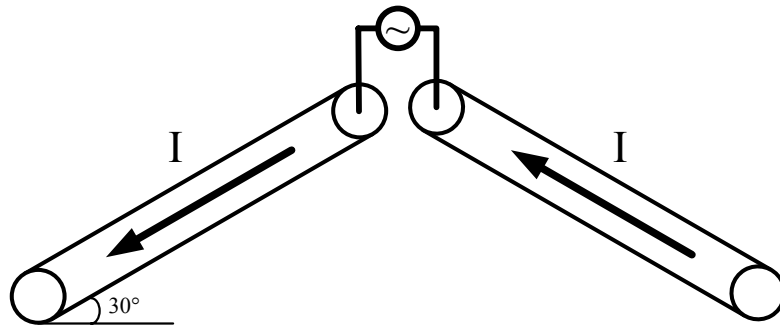
### 3.2.3 電流向量分析法

上一節已經分析了用來作為天線饋入網路之三埠環形分合波器的特性，透過其本身的結構可以在輸出端埠產生平衡與非平衡的訊號。然而要如何有效利用此特性，將是設計天線時的重要考量。本節提出一種向量的方式來分析激發電流在偶極天線產生的輻射效應，以銜接之後的天線設計概念。

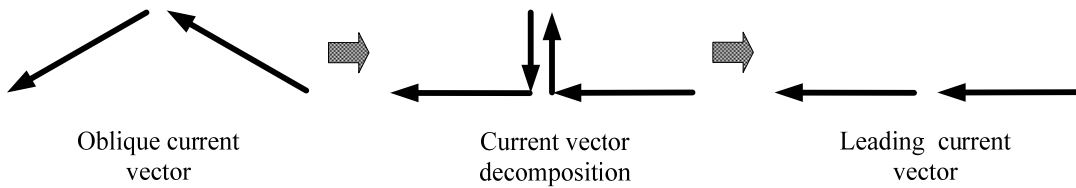
假設一個系統中有兩段帶有不同相位振幅的時變電流之短導線，其相對位置與整個系統的輻射效應習習相關，就像是天線陣列，不同相位、振幅、位置的激發電流會有不同的陣列因子，而陣列因子直接影響的是天線的輻射場型與增益。由於這邊所要探討的一對時變電流訊號，彼此的距離達小於波長，因此可以用一種簡單而直觀的方法來作分析。首先，固定時變電流的時間，以一個週期為單位獨立出來，電流訊號在一個週期內會因對時間作弦波方式分佈而有規律性的變化，包括大小、方向，於是可以將這樣具有大小方向的電流以向量型式來表示，由於短導線半徑很小，電流方向可視為僅存在正反兩個方向，且在一個弦波週期內會發生一次轉向，也就是說在一個週期內導線中一定會存在兩種方向的電流。而電流強度則是以弦波的方式變化，在電流轉向時為極小值，然後逐漸增加，經過四分之一週期後達到極大值。

以向量的型式來表示電流，是希望藉由不同向量之間能夠合成與相消的特性，來分析時變電流在輻射效應上所具有的類似特性。舉例來說，一段大小相同、平行反向的時變電流，彼此產生的輻射場會相互抵消而失去輻射效應。另外，像是不同方向的激發電流所構成的輻射場，其極化方向是由各電流以向量方式合成後所得到的電流方向來決定。因此，當適當地擺設兩段短導線，透過激發各種相位振幅的電流訊號，可以合成不同型式的電流向量，進而形成不同的輻射模態。為了進一步瞭解一對不同相位振幅的電流訊號在系統中所產生的輻射效應，假設此兩段短導線與水平夾 30 度對稱擺放，如圖 3-10，首先考慮從兩導線中間激發一對振幅大小相同、相位差 180 度的平衡電流訊號，其電流分佈如圖 3-10(a)，由於相位差正好為半個相位週期，每半週期兩導線上的電流會同時轉向。若將斜向的電流以向量來表示，可以在平面座標中分別分解出兩組水平與垂直的分量，其中垂直的兩分量彼此平行，且大小相同、方向相反，如圖 3-10(b)，因此在輻射效應上可視為相互抵消，使得主要的輻射場僅由兩段水平分量提供，所產生的輻射場型會與兩導線水平擺放時完全相同。





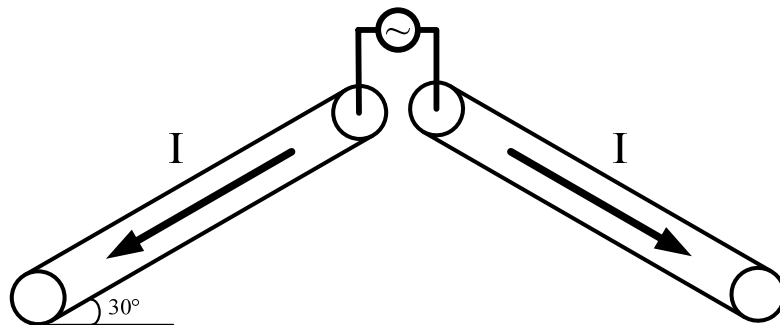
(a) 平衡電流在兩短導線中的電流分佈



(b) 半週期內的電流向量分解

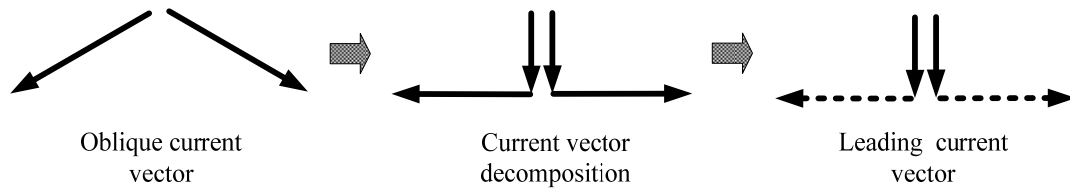
圖 3-10 以向量分析一對振幅大小相同、相位差  $180^\circ$  的斜向激發電流

接著考慮激發一對振幅大小、相位皆相同的電流訊號，電流分佈如圖 3-12(a)，由於相位差為零，每半週期兩導線上的電流會同時轉向，將兩段斜向電流以向量方式分析，同樣可以得到兩組水平與垂直的電流分量，如圖 3-12(b)。水平的兩分量位在同一水平線上，大小相同、方向相反，會有抵消的效應，但由於兩分量彼此沒有平行分佈所以無法完全抵消。而兩垂直分量彼此平行，大小方向相同，在輻射效應上具有加乘的效果，因此可以說垂直方向的電流分量掌控了絕大部分的輻射效應，並決定主要的極化方向。另外，合成的輻射場型會受到兩個方向的水平電流產生的輻射干擾，造成甜甜圈場型的兩邊被削弱，上下兩端指向性增強。詳細場型分佈會在之後分析天線場型時再作介紹。



(a) 非平衡電流在兩短導線中的電流分佈

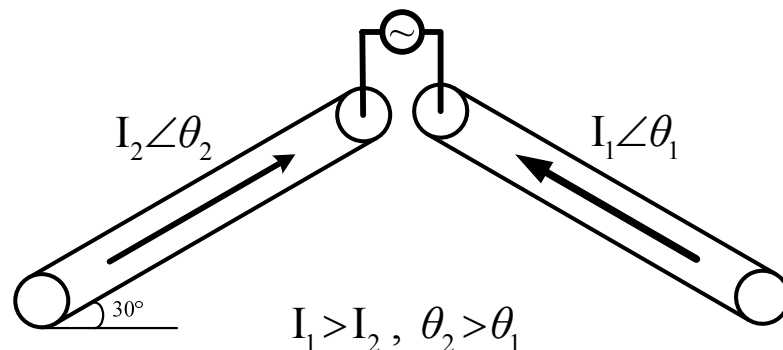




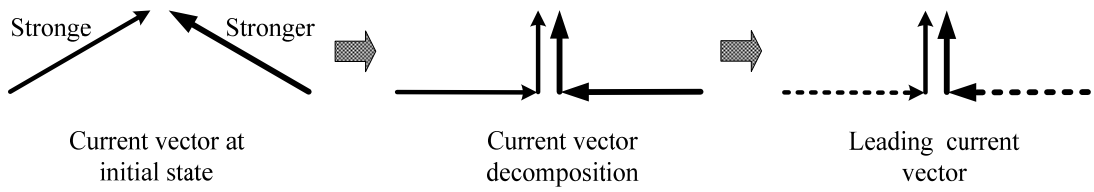
(b) 半週期內的電流向量分解

圖 3-11 以向量分析一對振幅大小、相位皆相同的斜向激發電流

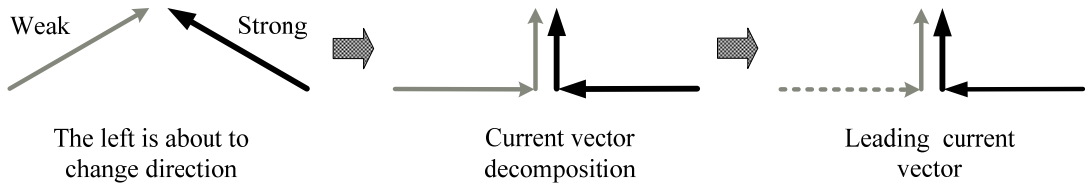
最後，考慮一個比較複雜的情形，假設右邊導線內的時變電流強度較強且相位稍微落後於左邊導線內的時變電流，如圖 3-12(a)。由於相位差小於半個相位週期，兩邊電流不會同時轉向。以半週期內電流的變化情形來分析，一開始兩邊電流彼此反向分佈，如圖 3-12(b)，右邊電流因為強度較強，向量分解後水平分量無法視為抵消，對輻射效應仍有貢獻。接著左邊電流準備轉向，強度遞減，而右邊電流仍維持一定強度，如圖 3-12(c)，此時輻射效應幾乎由右邊的斜向電流主導。隨後左邊電流轉向，強度仍弱，同時右邊電流準備轉向，強度驟減，如圖 3-12(d)，此時兩邊電流變成同向分佈，垂直分量可以相互抵消，輻射效應主要由水平分量提供。而後左邊電流強度漸增，右邊電流轉向，強度仍弱，如圖 3-12(e)，此時左邊電流反而較強勢，不過歷時短暫。很快的，右邊電流強度增強，直到半週期結束，兩邊電流回歸最初強度，但方向相反，如圖 3-12(f)。以上電流變化的過程在一個週期內會發生兩次，期間會形成不同的電流模態，因此可以推論非平衡電流在兩導線中產生的輻射效應是由各種電流模態所組成，而輻射場型與極化方向則是由較強勢的電流模態來主導。一般而言，非平衡電流對輻射效應的影響，在分析上並不容易，這邊以電流向量分析法來討論，雖然並非嚴謹，不過可以簡化複雜的實際情況。接下來的章節會透過實際模擬與量測所設計之天線，來作更具體詳盡的介紹。



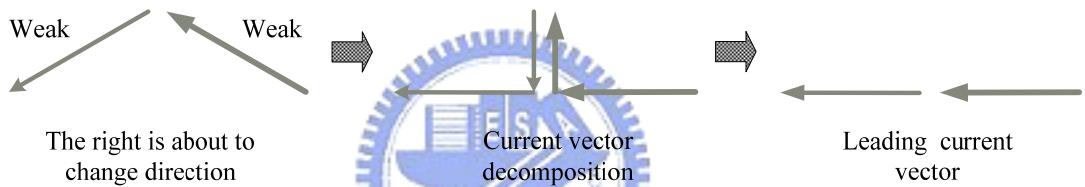
(a) 非平衡電流在兩導線內的電流分佈初始狀況示意圖



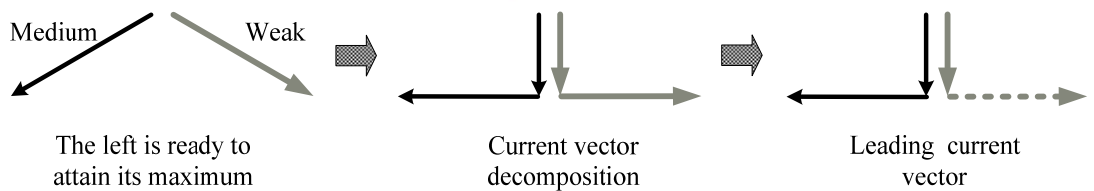
(b)



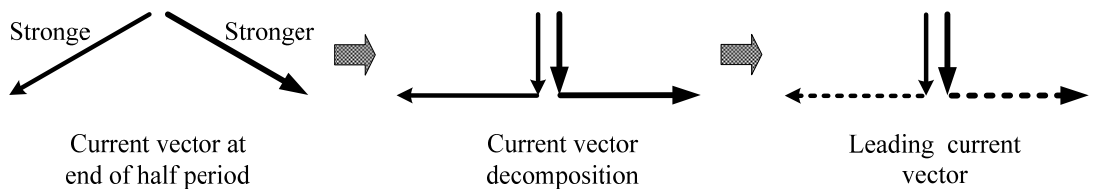
(c)



(d)



(e)



(f)

圖 3-12 以向量分析一對振幅大小不同、相位差小於相位週期的斜向激發電流



從第二章的介紹知道偶極天線是由開路導線中的時變電流來產生輻射效應，本論文的天線設計是將傳統偶極天線的饋入點與開路端對調，同樣可以藉由開路導線中的時變電流來產生輻射效應。又由於兩偶極臂呈現對稱的結構且末端為開路，時變電流訊號進入兩偶極臂後彼此獨立，其特性幾乎由環形分合波器決定。因此從 3.2.2 節的分析結果可以推論，作為偶極天線饋入網路的環形分合波器，在不同頻率操作時，可以在兩偶極臂提供平衡與非平衡訊號。此外，利用 3.2.3 節討論的結果，希望設計讓兩偶極臂上的電流在不同頻率時合成不同的電流向量，以達到不同的輻射模態，因此將兩偶極臂順著環形分合波器輸出端埠的方向與水平夾 30 度角斜向擺設，這樣的設計也有利於偶極臂與饋入網路間訊號的傳遞。

天線的低頻共振頻率選擇設計在環形分合波器的中心頻率 2.45GHz，因為此時環形分合波器的兩輸出端埠可以提供一對平衡的電流訊號給兩偶極臂，皆下來會以數學推導的方式來近似此時天線的輻射特性，並說明與傳統中間饋入偶極天線之間的相似性。天線操作在共振頻率時希望是零輸入電抗，以方便作實數的阻抗匹配，由第二章偶極天線理論知道半波長偶極天線即符合此特性，也就是說兩偶極臂的總長必須設計在約共振頻率的半波長。此外，在圖 3-13 天線結構中，偶極臂呈現連續垂直的迂迴繞折，一方面是為了增加整體長度以滿足共振頻率的需求，另一方面藉由調整結構的轉折來作阻抗匹配。值得一提的是，由於偶極臂上的電流會耦合至鄰近的接地面，使得電流在接地面上繼續延伸，造成在設計上兩偶極臂的總長需小於半波長，而此特性正好有助於將偶極臂置於環形分合波器內的圓形區域。最後整體的天線設計可以將偶極天線完全整合至饋入網路中，不需要用到額外的面積，比起大部分單饋入式印刷偶極天線設計，能夠有效縮小整體天線尺寸。

為了進一步瞭解兩端饋入式偶極天線操作在環形分合波器中心頻率時的輻射特性，從偶極天線上的時變電流開始分析。由上一節的討論知道此時天線所產生的輻射效應是由水平的電流分量來主導，如圖 3-10 所示，所以這邊只針對水平的電流來作分析。首先，考慮一般半波長偶極天線，訊號由兩端饋入，中間為開路。由第二章中知道偶極天線內電流對空間的變化可以用弦波分佈的方式近似。由於兩偶極臂中間開路，電流為零，電流在弦波方式的分佈下，經過四分之一波長後，在饋入的兩端點會達到最大值。為了更精確的描述電流分佈的情況，假設兩端饋入之半波長偶極天線位 z 軸中心，電流對空間的分佈如圖 3-14 所近似，因此可以寫出電流表示式如下：

$$I(z) = I \cdot \sin(\beta \cdot |z|), \quad |z| \leq \frac{\lambda}{4} \quad (3-5)$$

遠場的向量磁位為：

$$\vec{A} = \hat{a}_z \frac{1}{4\pi R} \int_{-\lambda/4}^{\lambda/4} I(z) \cdot e^{-j\beta(R-z \cdot \cos \theta)} dz \quad (3-6)$$

將 3-5、3-6 兩式整合後代入 2-8 式，可以得到電場的計算式為：

$$\vec{E} = \hat{a}_\theta j\omega\mu \cdot \sin\theta \frac{e^{-j\beta \cdot R}}{4\pi R} \int_{-\lambda/4}^{\lambda/4} I \cdot \sin(\beta \cdot |z|) \cdot e^{j\beta \cdot z \cdot \cos\theta} dz \quad (3-7)$$

將上式積分後可以得到完整的電場表示式如下：

$$\vec{E} = \hat{a}_\theta j\omega\mu \cdot \frac{e^{-j\beta \cdot R}}{4\pi R} \cdot \frac{2I}{\beta} \cdot \frac{1 - \sin(\pi/2 \cdot \cos\theta) \cdot \cos\theta}{\sin\theta} \quad (3-8)$$

其中正規化場型函數為：

$$F(\theta) = \frac{1 - \sin(\pi/2 \cdot \cos\theta) \cdot \cos\theta}{\sin\theta} \quad (3-9)$$

由 3-9 式利用 Matlab 畫出天線在 E-平面的二維輻射場型，如圖 3-15 實線所示，同時也由 2-13 式在同一圖中以虛線畫出傳統中間饋入式半波長偶極天線的輻射場型，相互對應。由於電流分佈的不同，造成正規化場型函數的差異，不過觀察可以發現兩者仍有相似的輻射場型，其中兩端饋入式半波長偶極天線的 8 字形場型較窄，再利用 2-17 式算出其半功率束寬為：

$$HP = \theta_1 - \theta_2 \approx 65.4^\circ \quad (3-10)$$

與中間饋入式半波長偶極天線的半功率束寬 78 度，兩端饋入式偶極天線的半功率束寬較小代表其輻射功率較集中指向性較高。整體而言，兩者是具有相近的輻射特性。

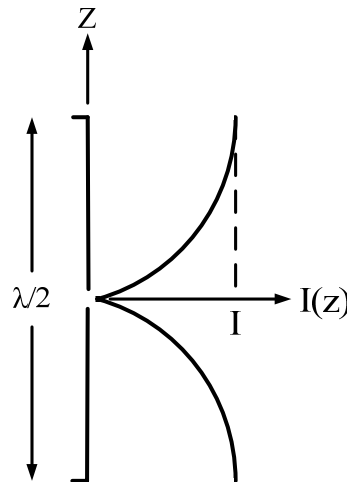


圖 3-14 兩端饋入式半波長偶極天線電流分佈圖

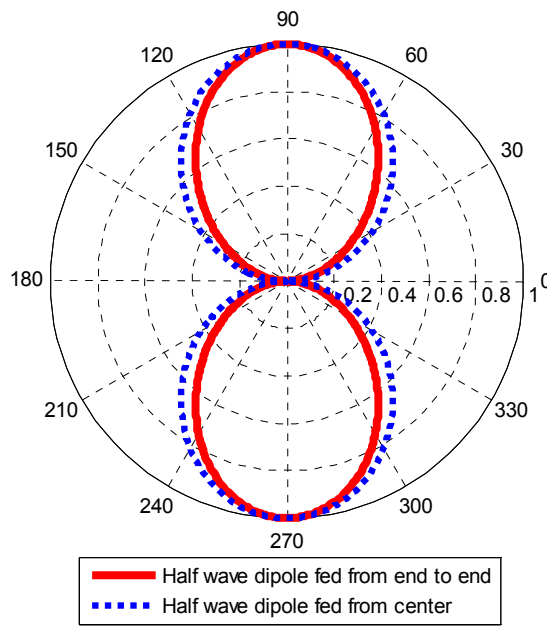


圖 3-15 兩端饋入與中間饋入的半波長偶極天線 E-平面輻射場型

### 3.3 模擬與量測結果分析

本章所設計之兩端饋入式多頻帶印刷偶極天線利用電磁模擬分析軟體 HFSS 來進行模擬。圖 3-16 為天線實作之照相圖，圖中的拾圓硬幣用來示意天線的尺寸大小。圖 3-17 為 2~6GHz 模擬與量測的天線反射損耗圖，由圖中可以看出模擬與量測的曲線十分接近，代表模擬具有很高的準確性，各共振頻率與對應之反射損耗值整理於表 3-2。其中定義反射損耗在 -10dB 以下的頻率範圍為操作頻寬。從反射損耗的量測結果，可以將天線分為兩個操作頻帶，低頻帶的操作頻寬約為 1.4GHz，高頻帶的操作頻寬約為 620MHz。

以低頻帶的中心頻率 3.1GHz 來計算，低頻帶的頻寬約 45%，對偶極天線來說，可謂相當寬頻。造成低頻帶寬頻特性的主要因素有二：其一，利用環形分合波器饋入斜向之平衡與非平衡電流，可以產生額外的共振頻率點，如圖 3-16，除了原本設計在環形分合波器中心頻率 2.45GHz 的共振頻率外，在 3GHz 與 3.6GHz 分別還出現了兩個共振頻率點，主要是由斜向之非平衡電流合成不同長度的等效電流輻射路徑所提供。其次，由於環形分合波器的輸入端埠具有超過 80% 的 10dB 反射損耗頻寬，如圖 3-9，在 2~4GHz 的頻率範圍內都有良好的阻抗匹配，因此有利於接上兩偶極臂之後的阻抗匹配，而量測結果天線的操作頻寬亦在此頻率範圍內。另外圖 3-17 中，天線在高頻帶 5GHz 附近還有一個共振頻率，其頻寬也有約 12%。此共振頻率主要是由環形分合波器在兩倍中心頻率輸出的一對振幅、相位皆相同的電流訊號所產生。由 3.2.3 節中的分析知道此時兩偶極臂上的斜向電流可以等效成一對垂直方向的平行電流，如圖 3-11 所示，等效的電流長



度由一組垂直分量就即可提供，因此有效輻射長度約為天線總長的一半，造成其共振頻率約為低頻之共振頻的兩倍。

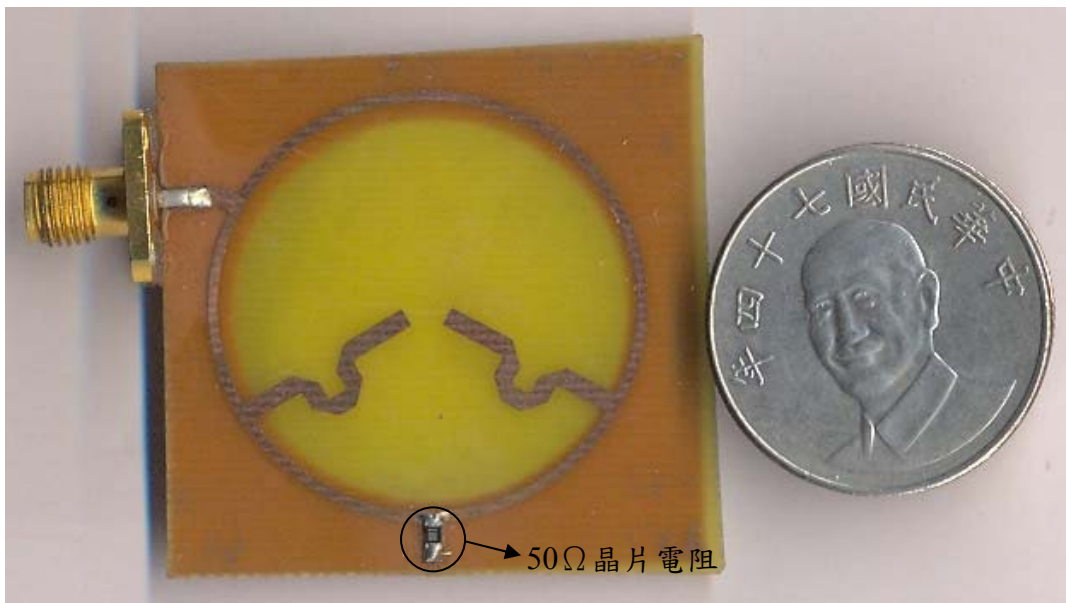


圖 3-16 兩端饋入式新型多頻帶印刷偶極天線之實作照相圖

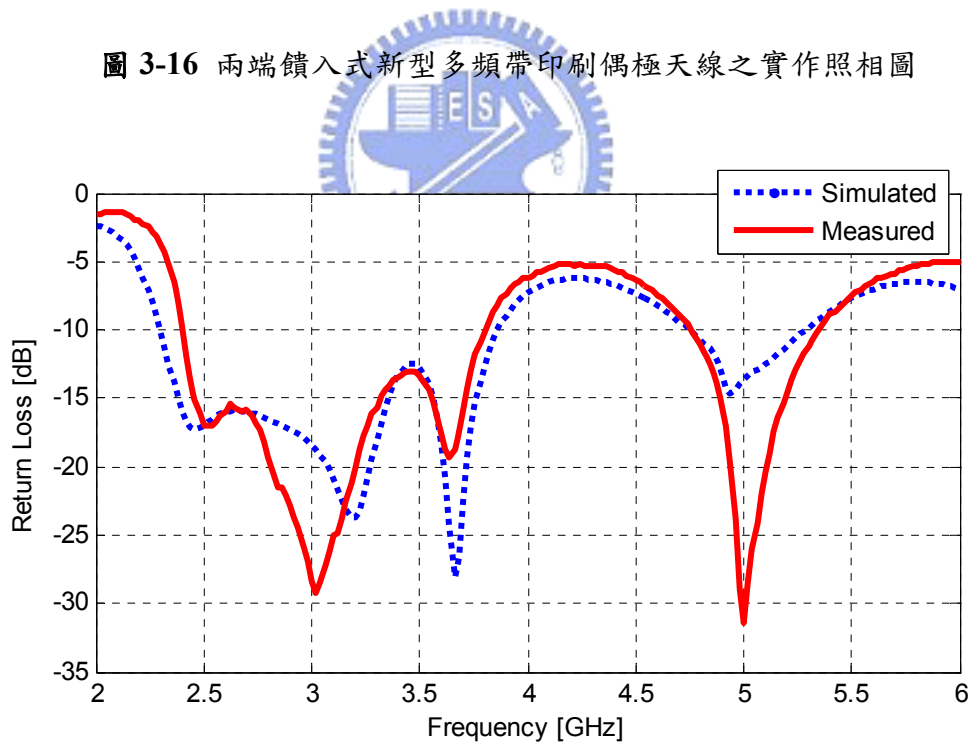


圖 3-17 兩端饋入式新型多頻帶印刷偶極天線之反射損耗模擬與量測圖

本章所提出的兩端饋入式新型多頻帶印刷偶極天線設計，能夠涵蓋多個頻段範圍，可以適用在各種通訊系統中，像是無線區域網路 WLANs 2.4GHz(2.4-2.484GHz)、WLANs 5.2GHz(5.15-5.35GHz)，微波標籤識別系統之 ISM 頻段(2.4-2.4835GHz)，以及都會區域網路之微波存取全球互通 WiMAX 2.6GHz(2.5-2.7GHz)、WiMAX 3.5GHz(3.4-3.7GHz)等

頻段。

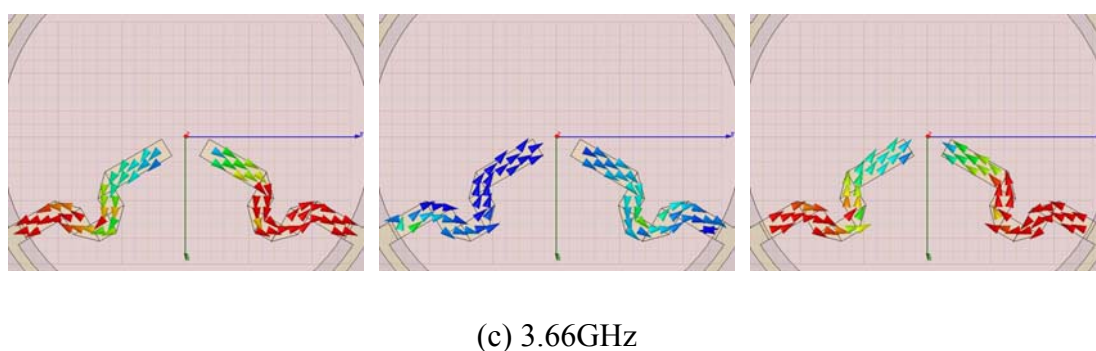
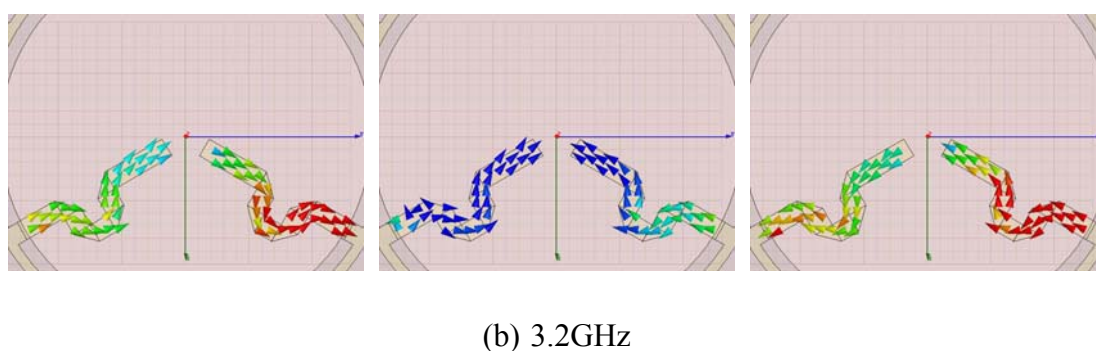
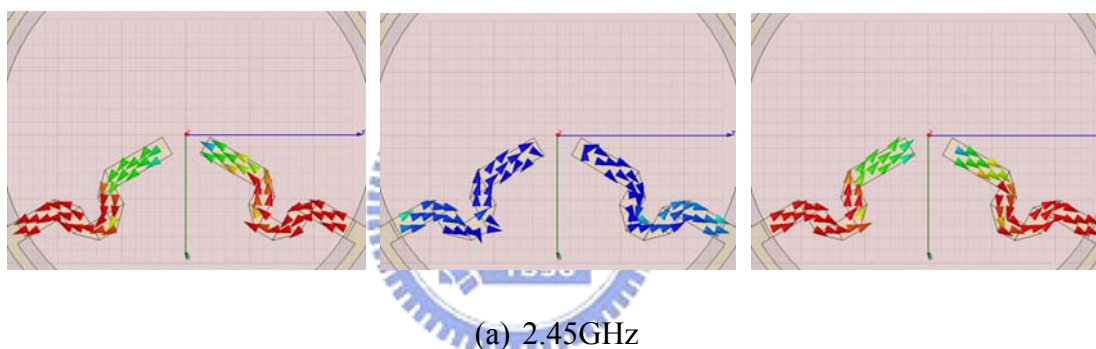
圖 3-19 為天線操作在各共振頻率的三維增益輻射場型模擬圖，圖 3-18 為兩偶極臂上在各共振頻率在半個時間週期內所對應的電流分佈模擬圖，由於模擬電流在一個週期內是連續分佈的動畫，本論文以紙本的方式無法完整呈現，圖中僅節錄關鍵的三個圖作代表。由 3-18、3-19 兩圖中可以發現，在不同的共振頻率，天線的輻射場型會隨著電流分佈的不同而有很大的差異性。如圖 3-18(a)，在 2.45GHz 時，兩偶極臂上激發的一對斜向電流強度相同，相位差 180 度，且每隔半週期會同時轉向，這與 3.2.3 節中所探討的第一個例子十分相似，如圖 3-10 所示，主要的差異在於饋入點位置的不同，不過並不會影響最後分析的結果。此時天線的輻射場型如圖 3-19(a)所示，是一圍繞 y 軸的甜甜圈場型，代表輻射效應主要是由延著 y 軸的水平電流分量所貢獻，極化方向則是延著 xz 平面，增益約為 3.38dBi。從電流與場型的模擬結果，可以驗證之前所提出的電流向量分析方法。然而，值得注意的是，由於偶極天線外圍鄰近接地面，會在接地面邊緣感應反向的映像電流，進而抵消了天線共平面兩端的輻射效應，但不會影響垂直面的輻射效應，造成最後的場型變成橢圓的甜甜圈形狀，同時使得天線在垂直面的方向指向性增加。

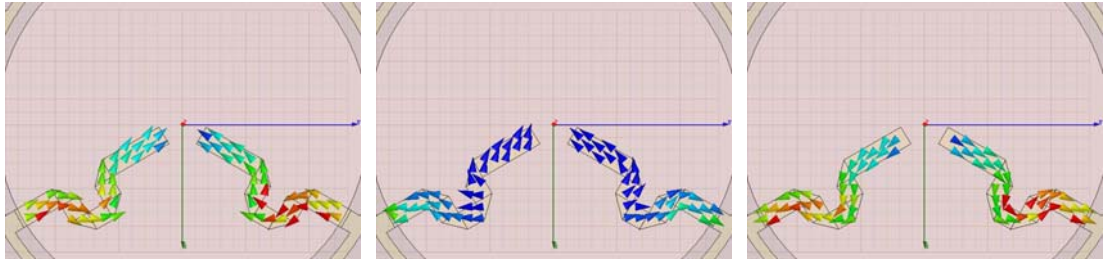
接著，先觀察圖 3-18(d)，當天線操作在高頻共振頻時，兩偶極臂上的激發電流強度與相位皆相同，且每隔半週期會同時轉向，與 3.2.3 節中所探討的第二個例子相同，如圖 3-11 所示。對照圖 3-19(d)的模擬輻射場型，可以發現此時的輻射效應主要由延著 x 軸的垂直電流分量所貢獻，極化方向則是延著 yz 平面。不過由之前的討論知道水平分量的電流無法完全抵消，合成的輻射場型會受到延著 y 軸之電流分量產生的輻射效應干擾，造成甜甜圈場型的水平兩邊被削弱，變成指向正負 z 軸方向的指向性場型。然而，天線的增益模擬值卻僅為 1.1dBi，造成增益不高的主要因素可以從 3.2.2 節中三埠環形分合波器的模擬分析中窺見，圖 3-8 中環形分合波器在 4.9GHz 附近時兩輸出端埠的透射係數約 -6~-7dB，代表此時輸入功率傳到各輸出端埠時僅剩不到四分之一，且由圖 3-9 中可以看出在該頻率時輸入端埠的反射損耗僅 -6dB，代表有一部分的訊號在輸入端埠就已經被反射了。輸出功率的損耗與阻抗不匹配使得最後真正傳送到天線的有效輻射功率過低，以致於無法提供較佳的輻射效應。針對這個問題，下一章中將設法改良天線設計，提出有效克服此缺陷的方法。

當天線操作在高低共振頻中間的共振頻率時，兩偶極臂上的激發電流具有不同的相位振幅。首先觀察圖 3-18(c)，在 3.66GHz 時，右邊偶極臂上的電流強度較強，可以由圖 3-8 中該頻率環形分合波器兩輸出端埠具有不同大小的穿透係數來說明，而相位則是落後於左邊偶極臂上的電流，因此左邊的電流會先發生轉向，如 3-18(c)第二個圖所示，詳細的變化過程如圖 3-12，與 3.2.3 節中所探討的第三個例子相同。繼續觀察圖 3-19(c)的模擬輻射場型，由場型的結構會發現此時主要的輻射效應是由延著與 x 軸夾一小角度方向之電流分量主導，可以從電流分佈的情形來解釋。圖 3-18(c)中電流的主要模態是延著 x 軸方向的兩平行電流分量，由於兩偶極臂上的電流不會同時轉向，當僅有一邊轉向

時會出現短暫由 y 軸電流分量主導的模態，又因為右邊偶極臂上電流在整體輻射效應上具有較強勢的地位，造成最終的場型會偏向由與 x 軸夾一小於 90 度之正角度的斜向電流分量來主導，由模擬可以找出此角度約為 17 度，而天線的主極化方向則是與此電流方向垂直的平面，同樣受到環形分合波器輸出功率的損耗的影響，增益僅約為 1.63dBi。

最後，當天線操作在 3.2GHz 時，電流分佈如圖 3-18(b)，右邊偶極臂上的電流強度明顯較強，相位則稍微領先右邊偶極臂上的電流，因此會先發生轉向，而主要的合成電流模態是延著 y 軸方向的電流分量，分析方法與 3.66GHz 時相同，對照圖 3-19(b)的模擬輻射場型，與 3-19(a)的場型相似，y 軸的電流分量主導了輻射效應，不過由於右邊偶極臂上的電流強度較強，延著 x 軸的兩平行反向電流分量無法完全抵消，加上電流非同時轉向，使得延著 x 軸的電流分量仍會產生輻射效應，影響了由 y 軸主導的場型分佈，造成甜甜圈場型在正 x 軸方向被削弱。由模擬可以找出主極化方向為延著與 x 軸夾-6 度方向的平面，增益約為 3dBi。





(d) 4.9GHz

圖 3-18 兩偶極臂上在各共振頻率單位週期內節錄的電流分佈模擬圖

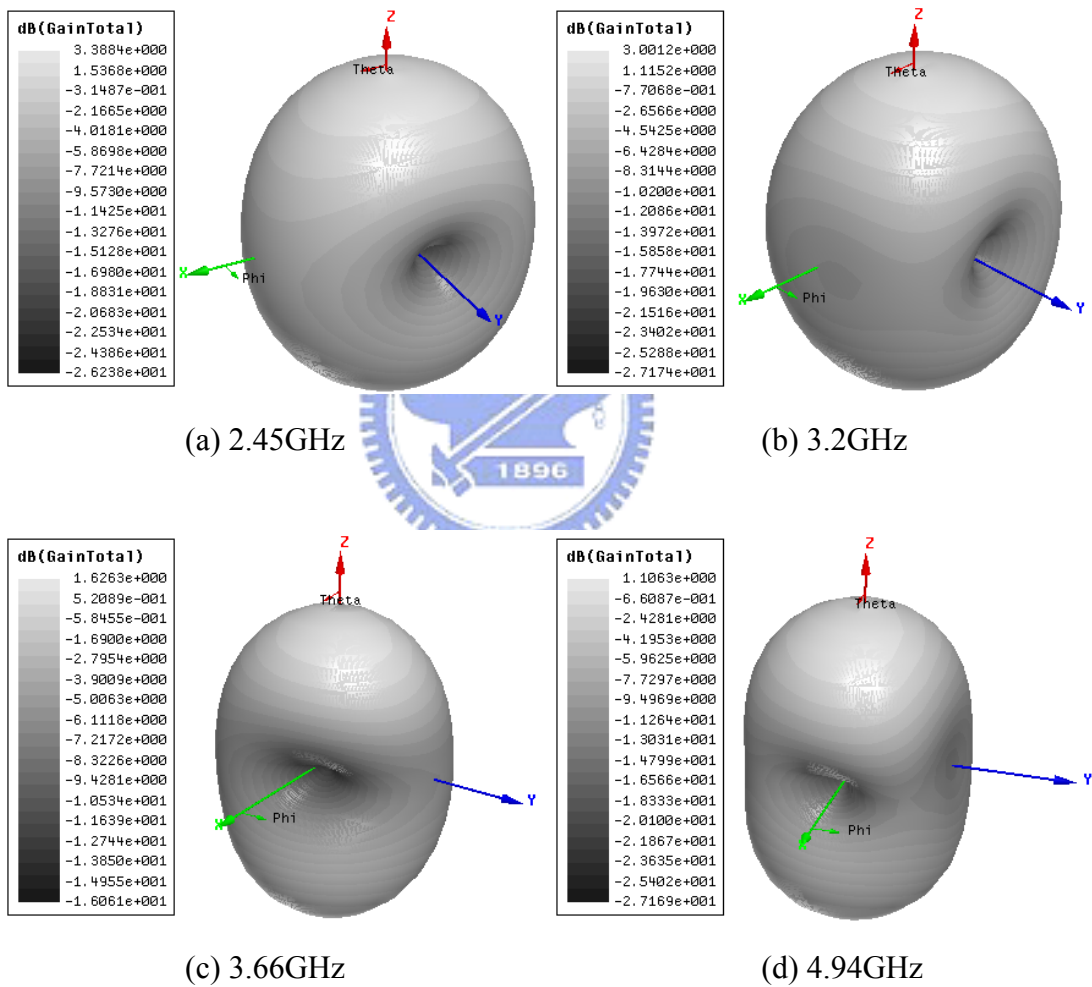
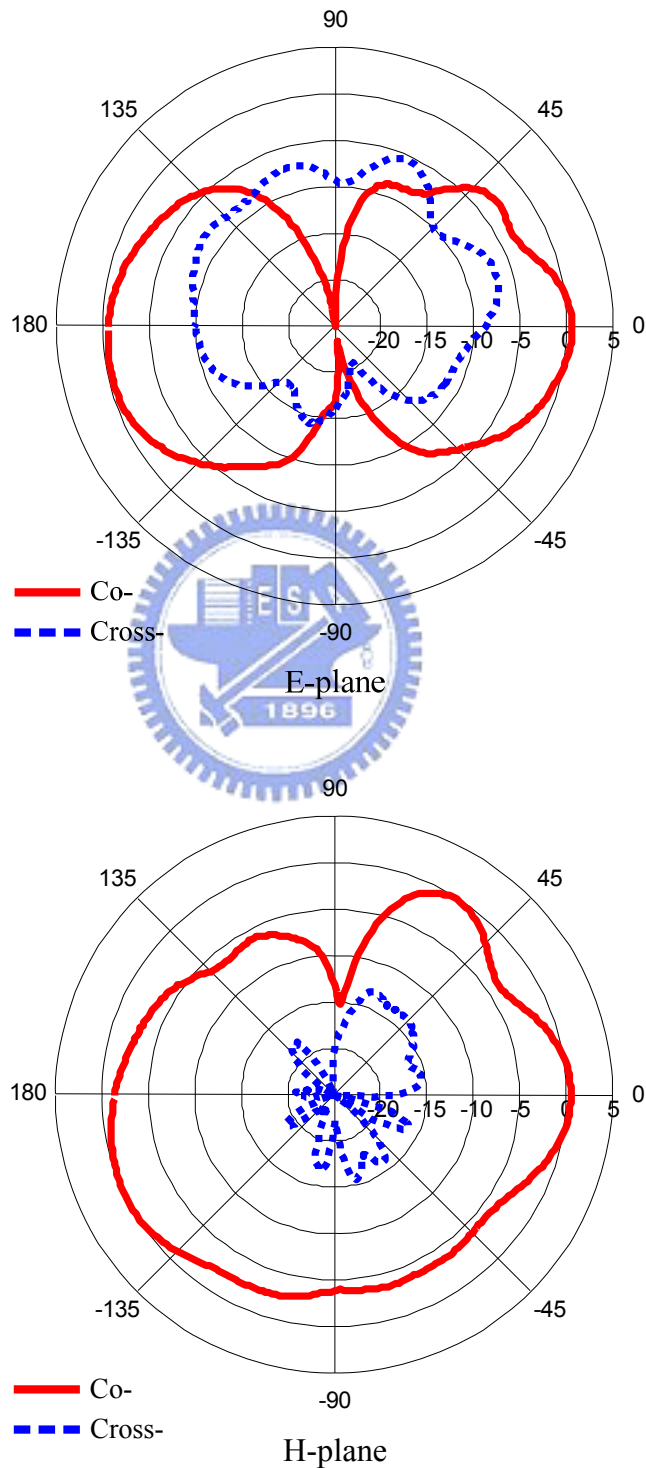


圖 3-19 兩端饋入式多頻帶印刷偶極天線各共振頻率之三維增益輻射場型模擬圖

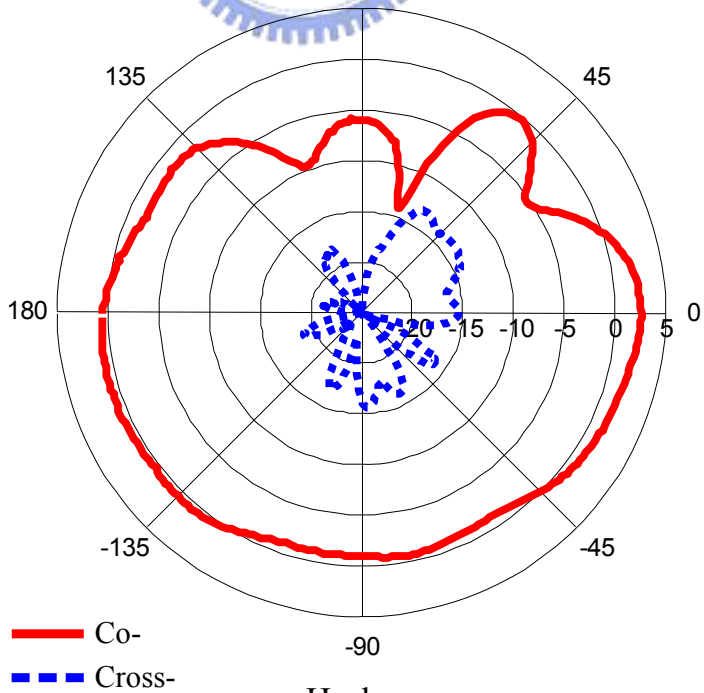
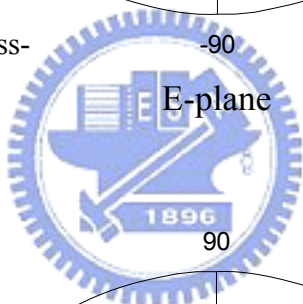
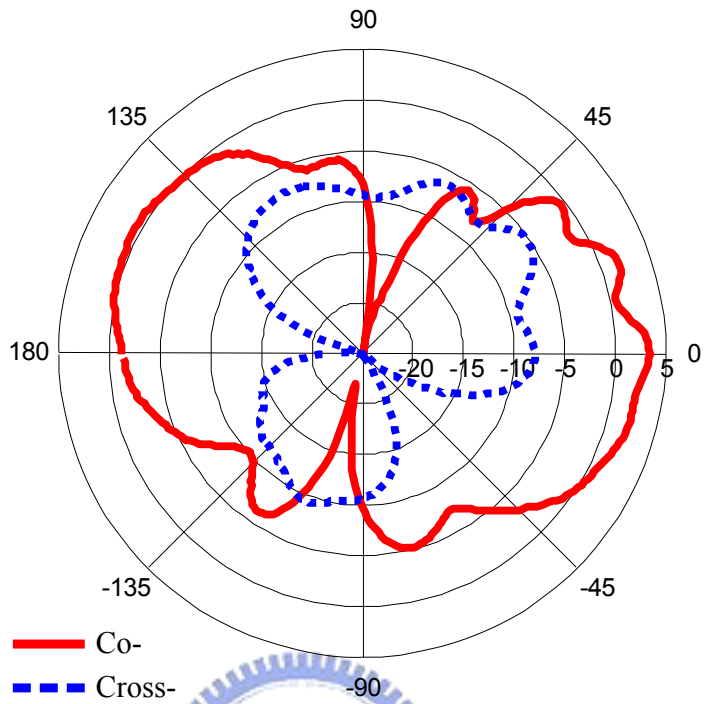
圖 3-20 為天線量測之二維遠場輻射場型，在反射損耗量測圖中的四個共振頻率分別量測 E-平面與 H-平面的增益場型，由圖中可以看到 E-平面場型都是呈現 8 字形，H-平面場型則是偏向橢圓形狀，各頻率的量測增益值如表 3-2。值得注意的是，當一對非正交的激發電流具有不同的相位振幅，且彼此相位差非零度或 180 度時，在輻射效應上



會產生橢圓極化。嚴格來說，本章所設計之兩端饋入式偶極天線在中間兩共振頻操作時即為橢圓極化，不過由於兩偶極臂夾角為 120 度，輻射場隨時間變化的軌跡會形成非常扁長的橢圓形狀，使得延著橢圓長軸方向也就是主極化方向的輻射場強度會遠大於短軸方向。由模擬與量測的結果，在主極化方向的平面上共極化(co-polarization)與交叉極化(cross-polarization)增益差大於 10dB，可以將橢圓極化視為延著長軸方向的線性極化。

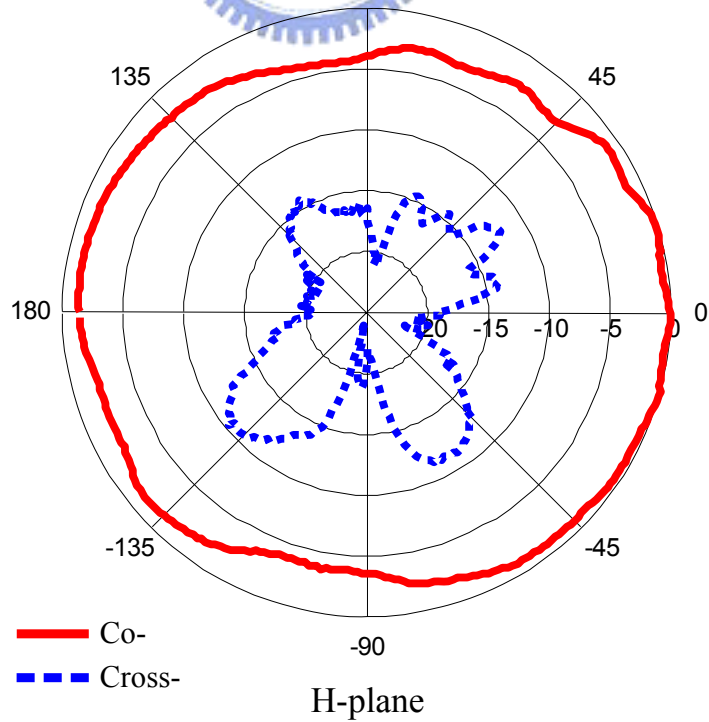
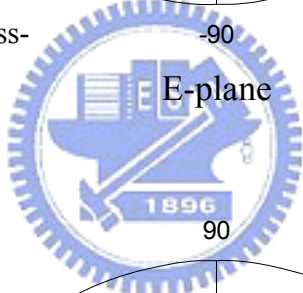
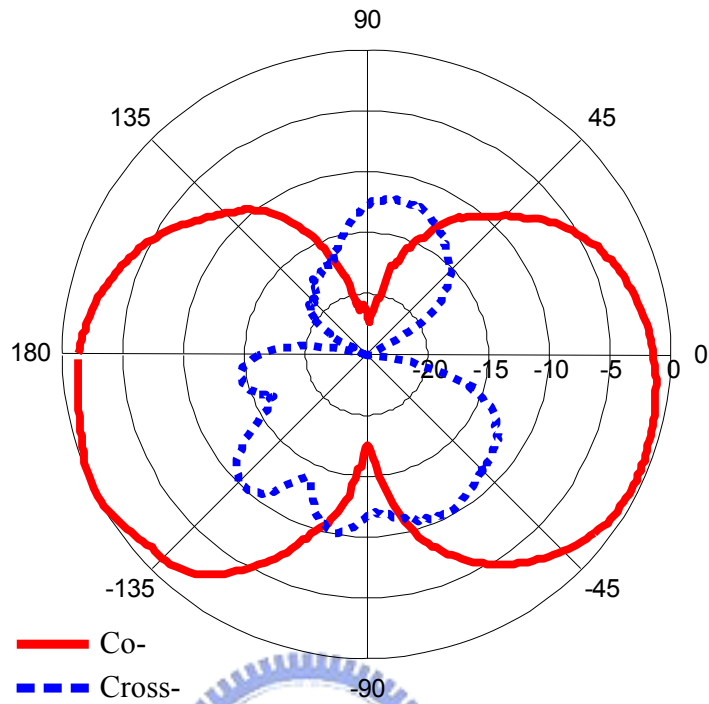


(a) 2.5GHz

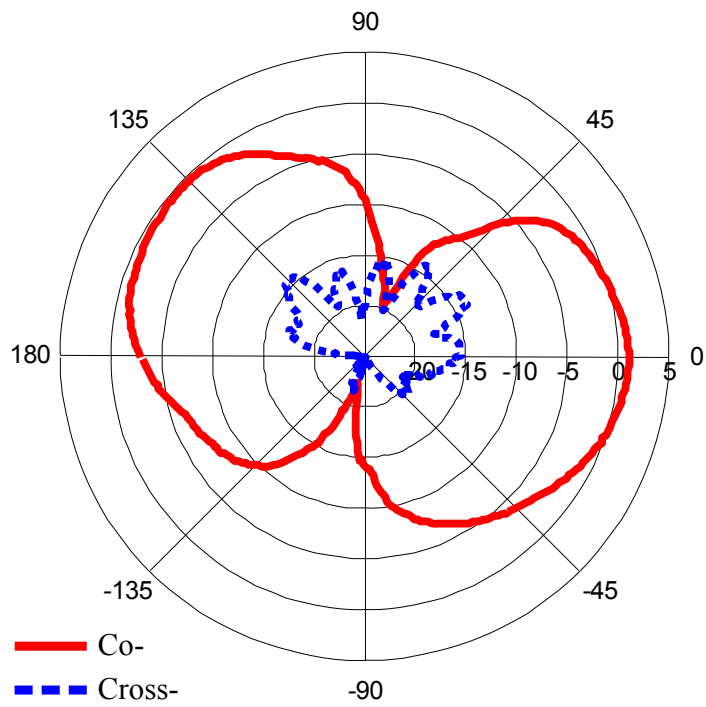


(b) 3GHz

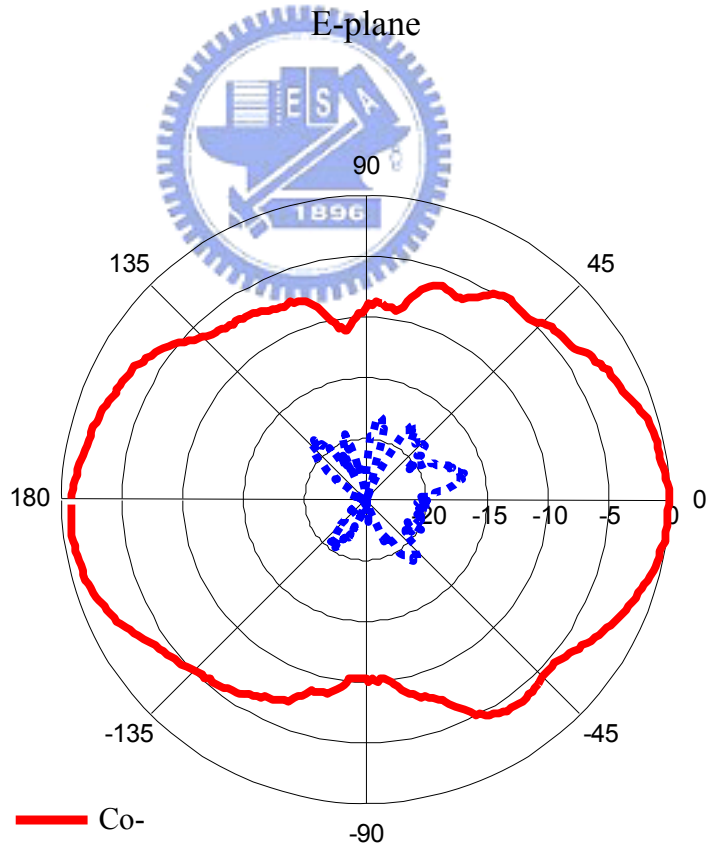




(b) 3.64GHz



E-plane



H-plane

(c) 5GHz

圖 3-20 兩端饋入式多頻帶印刷偶極天線各共振頻率之二維增益輻射場型量測圖

表 3-2 兩端饋入式多頻帶印刷偶極天線各共振頻率之天線參數量測值

模擬共振頻率 (GHz)	量測共振頻率 (GHz)	量測共振頻率 S11 (dB)	量測共振頻率 Gain (dBi)	主極化方向 ( $\phi$ )
2.45	2.5	-16.97	0.54	0°
3.2	3	-29.19	3.34	-6°
3.66	3.64	-19.39	-0.12	-73°
4.94	5	-31.38	1.11	90°

### 3.4 心得與討論

本章利用改良式三埠環形微帶線分合波器作為饋入網路，成功設計出由兩端饋入之新型態印刷微帶偶極天線，並藉由在環形分合波器中心頻率饋入一對振幅相同、相位差 180 度的平衡訊號，以及在其他頻率饋入一對振幅、相位差不同的非平衡訊號，可以在兩斜向偶極臂上形成不同的電流分佈模式與等效輻射路徑，進而激發不同的共振模態，由 2~6GHz 量測反射損耗中共有四個共振頻率與兩個操作頻帶，低頻帶操作頻寬可以達到 1.4GHz，高頻帶也有 620MHz，證明此設計成功實現拓展偶極天線頻寬與增加共振頻率的目標。

天線設計可完全整合至饋入網路中，總體面積僅 4cm × 4cm，比起大部分單饋入式偶極天線設計尺寸要來的小。量測場型在四個共振頻皆具有偶極天線的場型特徵，不過在低頻 2.5GHz 與中頻 3.66GHz 的量測增益值比模擬值低，主要的原因可能來自環形分合波器上之 50 歐姆晶片電阻造成的訊號損耗，下一章中的天線設計將會設法改善此問題，同時解決天線在中高頻增益不高的缺點。

## 第四章 開路環形微帶線分合波器饋入多頻印刷偶極天線設計

### ( Multi-band printed dipole antenna fed by opened microstrip ring hybrid )

#### 4.1 天線設計概述

本章延續第三章中所提出的天線設計理論，針對天線高頻增益不高與晶片電阻可能造成訊號損耗的缺點將設法找出解決的方法，並提出改良的設計。同時為了增加實用價值以及適得其所的發揮天線特點，重點將會研究改良後之天線特性，希望分別設計雙頻、三頻及多頻的偶極天線，其共振頻率能夠正好符合各通訊系統的頻段。

#### 4.2 改良式開路三埠環形分合波器設計

由上一章中的討論知道造成天線高頻增益不高的主要原因是功率傳遞的損耗與輸入端埠的阻抗不匹配，為了更深入瞭解環形分合波器在高頻操作時的特性，本節將先推導四埠環形分合波器操作在兩倍中心頻率時的散射係數矩陣，並提出將加總端埠開路的改良式三埠環形分合波器設計，接著藉由推導其散射係數矩陣來驗證此設計確實可以有效改善上述問題且不改變操作在中心頻率時的特性。最後進一步透過 HFSS 模擬分析來闡述此設計的價值所在。

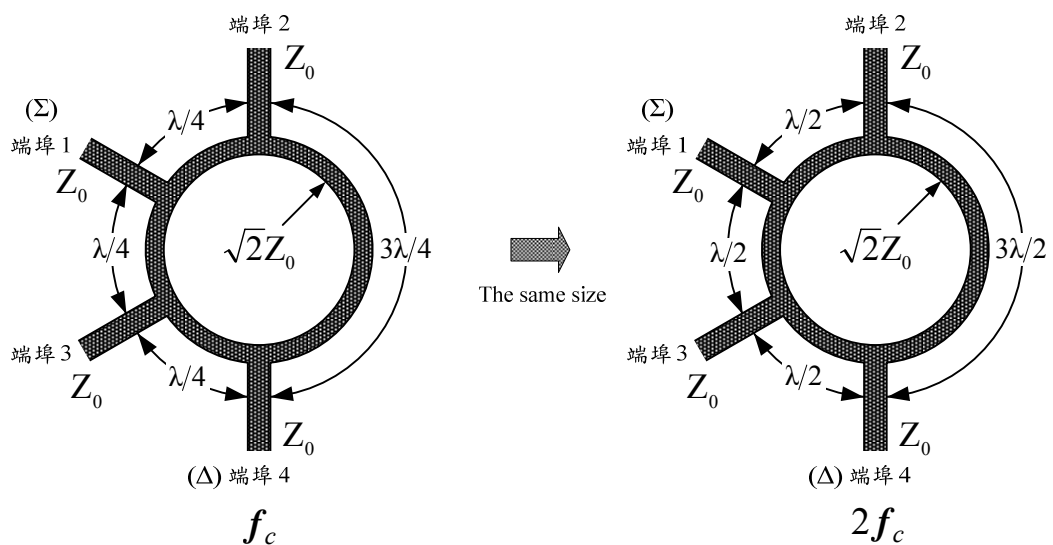


圖 4-1 四埠環形分合波器在中心頻率與兩倍中心頻率相對應的波長結構圖

### 4.2.1 四埠環形分合波器高頻散射係數矩陣推導與分析

當四埠環形分合波器操作在兩倍中心頻率時各邊所對應的波長如圖 4-1 所示。同樣的可以使用奇偶模分析的方法，將整個分合波器分解為兩個更為簡單的雙埠網路電路，與圖 3-4 相同。振幅為 1 單位的電波訊號由端埠 1 輸入，在偶模的分解電路中，如圖 4-2，可以求出：

$$Y_1 = \frac{j}{\sqrt{2}} \tan\left(\beta \cdot \frac{\lambda}{4}\right) = \infty \quad (4-1a)$$

$$Y_2 = \frac{j}{\sqrt{2}} \tan\left(\beta \cdot \frac{3\lambda}{4}\right) = \infty \quad (4-1b)$$

以及雙埠網路的 ABCD 矩陣：

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_e &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos \beta l & jZ_0 \sin \beta l \\ jY_0 \sin \beta l & \cos \beta l \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_2 & 1 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ -2Y_1Y_2 & -1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4-2)$$

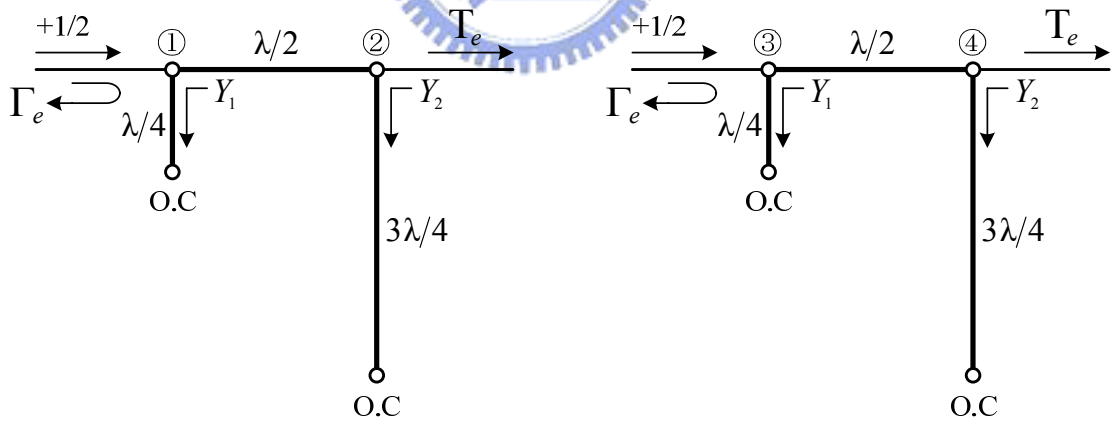


圖 4-2 環形分合波器在兩倍中心頻率之偶模分解電路

4-2 式之 ABCD 矩陣可以轉換為雙埠網路的散射係數，將 4-1 式代入後可以得到偶模的反射係數與穿透係數如下：

$$\Gamma_e = \frac{A+B-C-D}{A+B+C+D} = \frac{2Y_1Y_2}{-2-2Y_1Y_2} \approx -1 \quad (4-3a)$$

$$T_e = \frac{2}{A+B+C+D} = \frac{2}{-2-2Y_1Y_2} \approx 0 \quad (4-3b)$$

同理如圖 4-3，在奇模的分解電路中，可以求出：

$$Y_1 = \frac{-j}{\sqrt{2} \tan(\beta \cdot \lambda / 4)} = 0 \quad (4-4a)$$

$$Y_2 = \frac{-j}{\sqrt{2} \tan(\beta \cdot \lambda / 4)} = 0 \quad (4-4b)$$

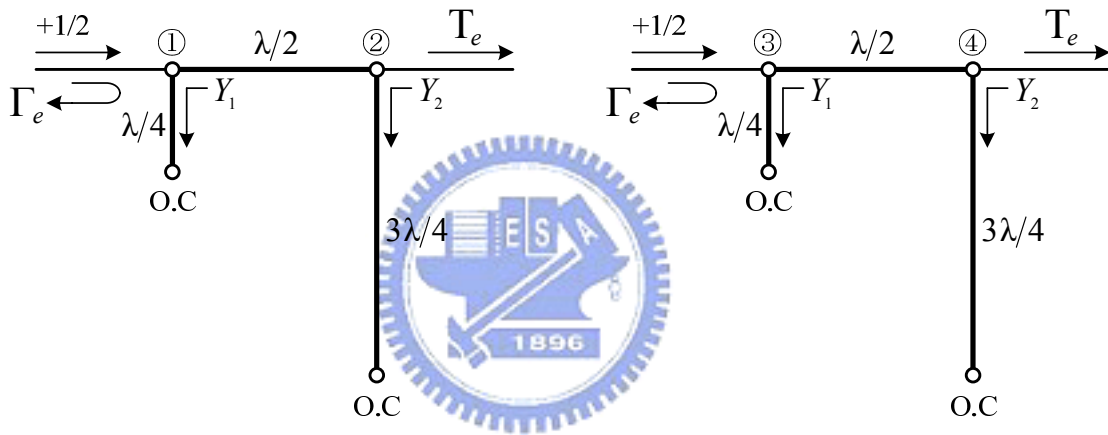


圖 4-3 環形分合波器在兩倍中心頻率之偶模分解電路

再將 4-4 式代入 4-2 式、4-3 式可以得到奇模的反射係數與穿透係數如下：

$$\Gamma_o = 0 \quad (4-5a)$$

$$T_o = -1 \quad (4-5b)$$

由奇偶模反射與穿透係數，可以利用 3-1 式算出圖 3-4 中分合波器操作在兩倍中心頻率時的各散射係數為：

$$B_1 = \frac{-1}{2} = S_{11} \quad (4-6a)$$



$$B_2 = \frac{-1}{2} = S_{21} \quad (4-6b)$$


$$B_3 = \frac{-1}{2} = S_{31} \quad (4-6c)$$

$$B_4 = \frac{1}{2} = S_{41} \quad (4-6d)$$

在以上奇偶模電路分解中，由於  $Y_1 = Y_2$ ，雙埠網路兩端埠可視為對稱，因此訊號由端埠 4 進入會得到與端埠 1 進入完全一樣的散射係數，也就是：

$$S_{11} = S_{44}, \quad S_{21} = S_{34}, \quad S_{31} = S_{24}, \quad S_{41} = S_{14} \quad (4-7)$$

其他散射係數矩陣中的元素可由環形分合波器結構的對稱性推得，最後可以寫出完整的散射係數矩陣如下：



$$[S] = \frac{-1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (4-8)$$

從環形分合波器在兩倍中心頻率的散射係數矩陣可以發現，無論電波訊號由那一個端埠進入，輸入功率都會平均分為四個分量，其中的三個分量會平均分配到另外三個端埠，剩下的分量則是從輸入端埠反射回去。第三章中天線饋入網路的設計是讓訊號由端埠 2 或 4 進入，分別經過兩段不同長度的路徑，到達兩輸出端埠，在兩倍中心頻率時，因為長短兩路徑差為一個波長，所以兩輸出訊號不會有相位差，這邊推導的散射係數矩陣也可以看出此特性。

由於環形分合波器輸入功率被四個端埠均分，其中包括輸入端埠的反射與加總端埠的損耗，真正的輸出功率僅剩原來的二分之一。因此若希望天線的增益更高，勢必要讓功率分配更為集中在兩輸出端埠，換句話說目標是要設法減少功率在輸入端埠的反射以及在加總端埠的損耗，前者因為結構固定要再作阻抗匹配較困難且可能會影響到中心頻率時的特性，所以由後者來作改良。之前的設計理念是希望保持原始四埠環形分合波器的特性，而在加總端埠接上 50 歐姆的匹配電阻，但在高頻操作時反而因為阻抗匹配，

消耗了輸入功率。為了不讓訊號進入加總端埠，改良的設計嘗試將該端埠開路，因為開路端的反射係數為 1，能夠忠實地將訊號反射，且可以避免晶片電阻造成不必要的功率消耗。最後的目的是希望藉由將加總端埠開路的設計，來增加傳輸到兩輸出端埠的功率比例。

#### 4.2.2 改良式開路三埠環形分合波器散射係數矩陣推導與分析

為了瞭解加總端埠開路後的三埠環形分合波器之網路特性，接下來要推導三埠網路的散射係數矩陣。由於開路之後結構已經不再呈現對稱性，故無法使用奇偶模分析的方法將整個分合波器分解為兩個更為簡單的雙埠網路電路來解析。不過由已知的四埠環形分合波器散射係數矩陣，透過開路時的電壓特性來減少未知數，即可推得三埠環形分合波器之散射係數矩陣。首先寫出環形分合波器的四埠網路散射係數、入射波電壓、反射波電壓彼此之間的定義示如下：

$$\begin{aligned}
 V_1^- &= S_{11} \cdot V_1^+ + S_{12} \cdot V_2^+ + S_{13} \cdot V_3^+ + S_{14} \cdot V_4^+ \\
 V_2^- &= S_{21} \cdot V_1^+ + S_{22} \cdot V_2^+ + S_{23} \cdot V_3^+ + S_{24} \cdot V_4^+ \\
 V_3^- &= S_{31} \cdot V_1^+ + S_{32} \cdot V_2^+ + S_{33} \cdot V_3^+ + S_{34} \cdot V_4^+ \\
 V_4^- &= S_{41} \cdot V_1^+ + S_{42} \cdot V_2^+ + S_{43} \cdot V_3^+ + S_{44} \cdot V_4^+
 \end{aligned} \tag{4-9}$$

如圖 4-1 將端埠 1 加總端埠開路，由傳輸線開路反射係數為 1 可以得到：

$$V_1^+ = V_1^- \tag{4-10}$$

將上式代入 4-9 式，可以改寫為：

$$V_1^- = S_{11} \cdot V_1^- + S_{12} \cdot V_2^+ + S_{13} \cdot V_3^+ + S_{14} \cdot V_4^+ \tag{4-11a}$$

$$V_2^- = S_{21} \cdot V_1^- + S_{22} \cdot V_2^+ + S_{23} \cdot V_3^+ + S_{24} \cdot V_4^+ \tag{4-11b}$$

$$V_3^- = S_{31} \cdot V_1^- + S_{32} \cdot V_2^+ + S_{33} \cdot V_3^+ + S_{34} \cdot V_4^+ \tag{4-11c}$$

$$V_4^- = S_{41} \cdot V_1^- + S_{42} \cdot V_2^+ + S_{43} \cdot V_3^+ + S_{44} \cdot V_4^+ \tag{4-11d}$$

再將 4-11a 改寫為：

$$V_1^- = \frac{S_{12} \cdot V_2^+ + S_{13} \cdot V_2^+ + S_{14} \cdot V_4^+}{1 - S_{11}} \quad (4-12)$$

上式代入 4-11b 可得：

$$\begin{aligned} V_2^- &= S_{21} \cdot \frac{S_{12} \cdot V_2^+ + S_{13} \cdot V_2^+ + S_{14} \cdot V_4^+}{1 - S_{11}} + S_{22} \cdot V_2^+ + S_{33} \cdot V_3^+ + S_{44} \cdot V_4^+ \\ &= S_{22}^0 \cdot V_2^+ + S_{23}^0 \cdot V_3^+ + S_{24}^0 \cdot V_4^+ \end{aligned} \quad (4-13)$$

其中定義  $S_{mn}^0$  為加總端埠開路後三埠環形分合波器之散射係數。4-13 式可以看出新的散射係數可以用原四埠環形分合波器的散射係數來表示，再將 4-8 式中四埠環形分合波器各散射係數代入即可求出開路三埠環形分合波器在兩倍中心頻率操作時的散射係數如下：

$$S_{22}^0 = \frac{S_{12} \cdot S_{21}}{1 - S_{11}} + S_{22} = \frac{-1}{3} \quad (4-14a)$$

$$S_{23}^0 = \frac{S_{13} \cdot S_{21}}{1 - S_{11}} + S_{23} = \frac{+2}{3} \quad (4-14b)$$

$$S_{24}^0 = \frac{S_{14} \cdot S_{21}}{1 - S_{11}} + S_{24} = \frac{-2}{3} \quad (4-14c)$$

同理將 4-12 式代入 4-11b 與 4-11c 可以求出其他開路三埠環形分合波器散射係數：

$$\begin{aligned} S_{32}^0 &= \frac{S_{12} \cdot S_{31}}{1 - S_{11}} + S_{32} = \frac{2}{3} & S_{42}^0 &= \frac{S_{12} \cdot S_{41}}{1 - S_{11}} + S_{42} = \frac{-2}{3} \\ S_{33}^0 &= \frac{S_{13} \cdot S_{31}}{1 - S_{11}} + S_{33} = \frac{-1}{3} & S_{43}^0 &= \frac{S_{13} \cdot S_{41}}{1 - S_{11}} + S_{43} = \frac{-2}{3} \\ S_{34}^0 &= \frac{S_{14} \cdot S_{31}}{1 - S_{11}} + S_{34} = \frac{-2}{3} & S_{44}^0 &= \frac{S_{14} \cdot S_{41}}{1 - S_{11}} + S_{44} = \frac{-1}{3} \end{aligned} \quad (4-15)$$

4-14 與 4-15 式已經計算出所有開路三埠環形分合波器散射係數，不過一般散射係數矩

陣習慣由端埠 1 開始表示，而非上述由端埠 2 開始，因此作簡單的變數變換。原端埠 1 已開路，所以可以將端埠 4 改定義為端埠 1，如下表示：

$$[S]_{mn}^{\text{open}} \Rightarrow [S]_{m'n'}^{\text{open}} \quad (4-16)$$

$$m', n' = \begin{cases} 1 & m, n = 4 \\ m, n & \text{otherwise} \end{cases}$$

最後可以寫出完整的開路三埠環形分合波器操作在兩倍中心頻率時的散射係數矩陣：

$$[S]_{\text{open}} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} = \frac{-1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 2 & 2 \\ 2 & 1 & -2 \\ 2 & -2 & 1 \end{bmatrix} \quad (4-17)$$

觀察上式矩陣，可以發現無論訊號從那一個端埠進入，輸入功率不會像四埠環形分合波器在兩倍中心頻時，均勻分配到每個端埠，而是集中分配給兩輸出端埠，同時在輸入端埠被反射的功率比例也降低許多。作為天線饋入網路時，端埠 1 為輸入端埠，與改良設計前相比，同樣可以在兩輸出端埠得到一對振幅、相位皆相同的輸出訊號，不同的是，此時總輸出功率為輸入功率的九分之八，比起改良前的二分之一，明顯增加許多。而剩下九分之一的輸入功率則在輸入端埠被反射回去，這也代表沒有任何功率進入開路的加總端埠。以上分析的結果證明加總端埠開路後的三埠環形分合波器，能夠有效解決操作在兩倍中心頻率時輸出功率分配不足的問題，且不會影響兩輸出訊號相位振幅的關係。

接著，為了瞭解開路三埠環形分合波器操作在中心頻率時的特性，使用相同的推導方式，將 3-4 式四埠環形分合波器在中心頻率時的各散射係數代入 4-14 與 4-15 兩式，再經過 4-16 式轉換，可以得到開路三埠環形分合波器操作在中心頻率時的散射係數矩陣如下：

$$[S]_{\text{open}} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-j}{\sqrt{2}} & \frac{j}{\sqrt{2}} \\ \frac{-j}{\sqrt{2}} & -0.5 & -0.5 \\ \frac{j}{\sqrt{2}} & -0.5 & -0.5 \end{bmatrix} \quad (4-18)$$

由上式矩陣可以看出，當訊號由端埠 1 進入，輸入功率會均勻地分配到兩輸出端埠，且兩者具有 180 度的相位差，特性與改良前的四埠環形分合波器完全相同。代表將加總端埠開路後的三埠環形分合波器操作在中心頻率時依然可以提供一對平衡的輸出訊號，因此應當可以用來取代第三章中天線設計的饋入網路。不過為了更具體地瞭解在整個頻帶操作的特性，接下來將使用 HFSS 進行模擬分析與設計。

#### 4.2.3 作為饋入網路之改良式開路三埠環形分合波器設計與分析

由第三章中模擬與量測的結果知道，所設計之新型印刷偶極天線在 2~6GHz 頻帶內有兩個操作頻帶，高頻帶是由位在環形分合波器兩倍中心頻率的共振頻率構成，而低頻帶則是由其他三個共振頻率彼此串聯形成。由於低頻帶具有寬頻的特性較易作頻帶的規劃，因此設計上會先考慮高頻帶的頻段，這邊改良設計的目標是讓高頻帶共振頻率正好落在無線區域網路 WLANs 5.2GHz (5.15~5.35GHz)，所以環形分合波器的兩倍中心頻率配合設計在 2.6GHz。

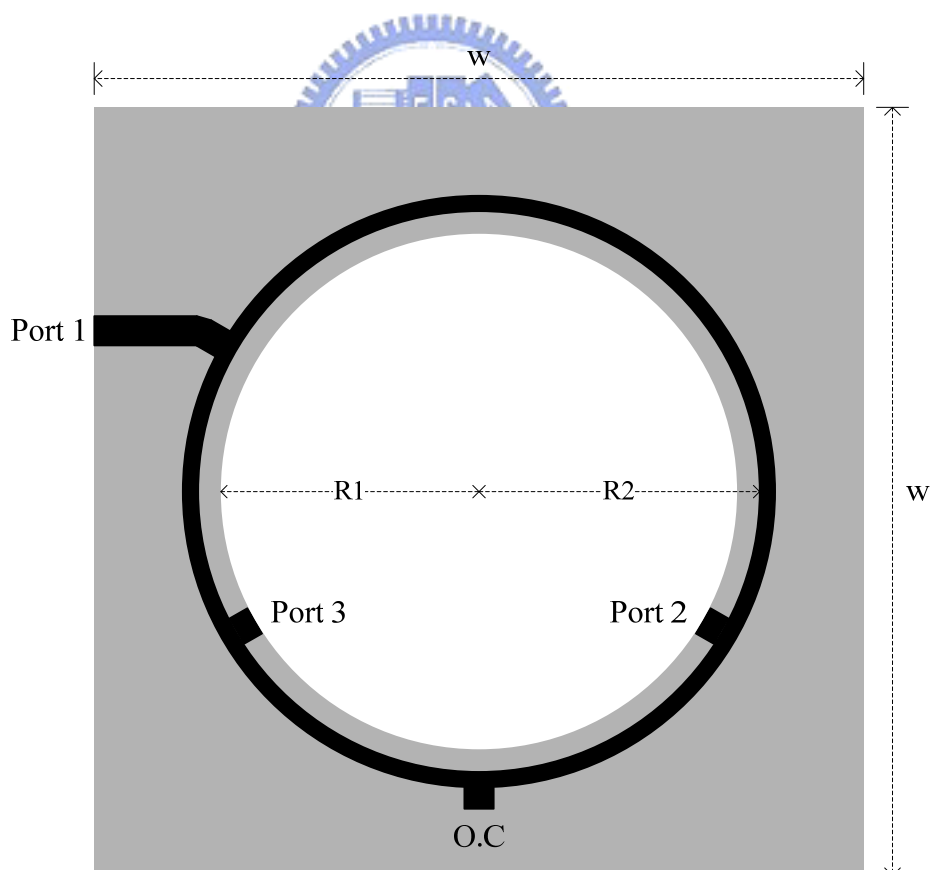


圖 4-4 改良式開路三埠環形微帶線分合波器結構圖

圖 4-4 為改良式開路三埠環形微帶線分合波器結構圖，與 3.2.2 節作為天線饋入網

路之三埠環形分合波器設計相似，這邊的改良設計僅是將原本接上 50 歐姆的加總端埠開路，並調整尺寸以滿足中心頻率所對應之波長。詳細規格如下：中心頻率  $f_c=2.6\text{GHz}$ ；介質基板為厚度 0.8mm、介電係數 4.4 的 FR-4 基板；接地面金屬層長寬  $w=40\text{mm}$ ；中心蝕刻掉的圓形區域半徑  $R1=13.5\text{mm}$ ；環狀微帶線的內半徑  $R2=14.6\text{mm}$ ；特性阻抗 50 歐姆與 70.71 歐姆的線寬分別為 1.53mm 與 0.803 mm。

接下來使用 HFSS 模擬圖 4-4 之開路環形分合波器在 2~6GHz 時的網路特性。訊號由端埠 1 饋入，圖 4-5 為兩輸出端埠之相位差模擬圖，圖 4-6 為輸入端埠對兩輸出端埠之穿透係數  $S_{21}(\text{dB})$ 、 $S_{31}(\text{dB})$  模擬圖，圖 4-7 為輸入端埠的反射損耗模擬圖。

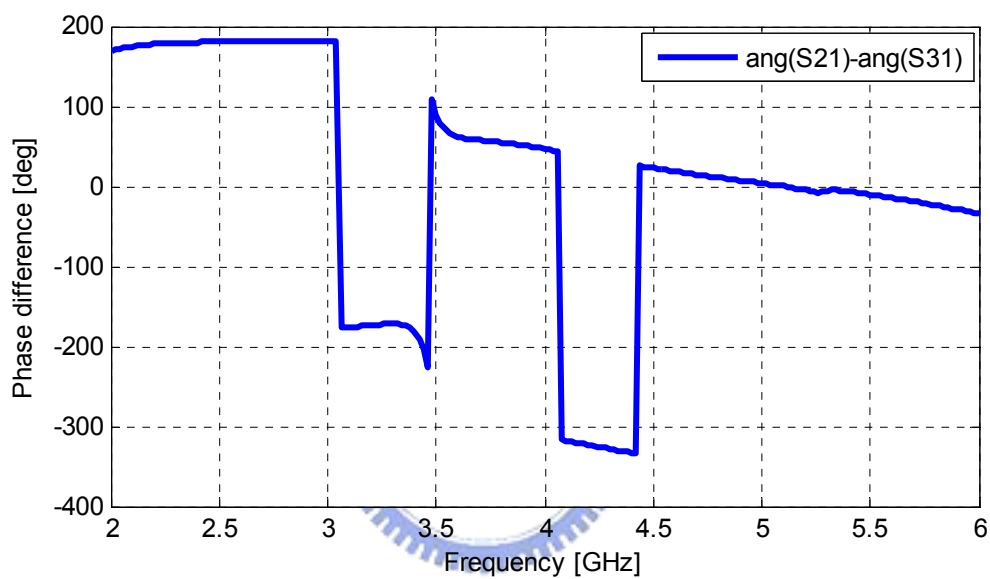


圖 4-5 開路三埠環形分合波器兩輸出訊號相位差模擬圖

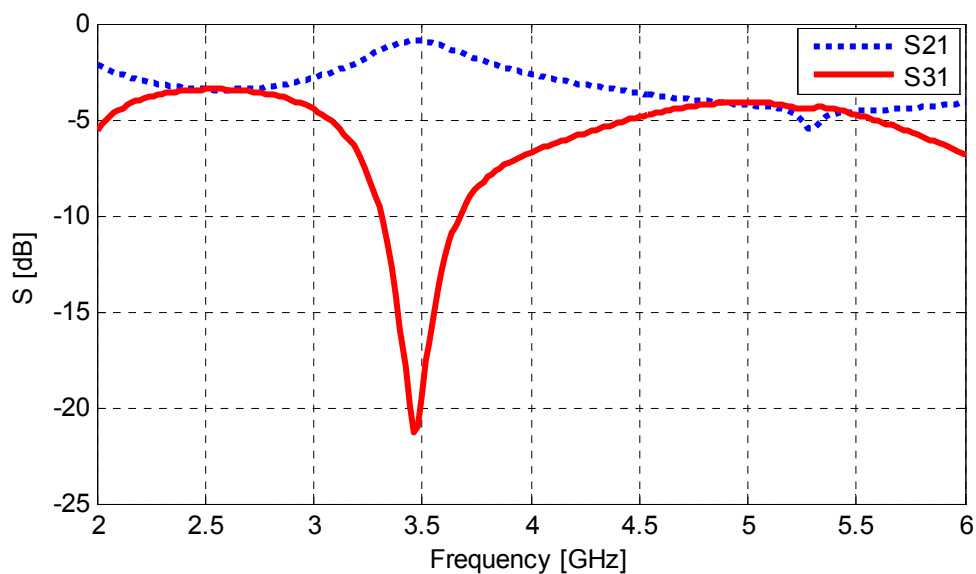


圖 4-6 開路三埠環形分合波器穿透係數模擬圖



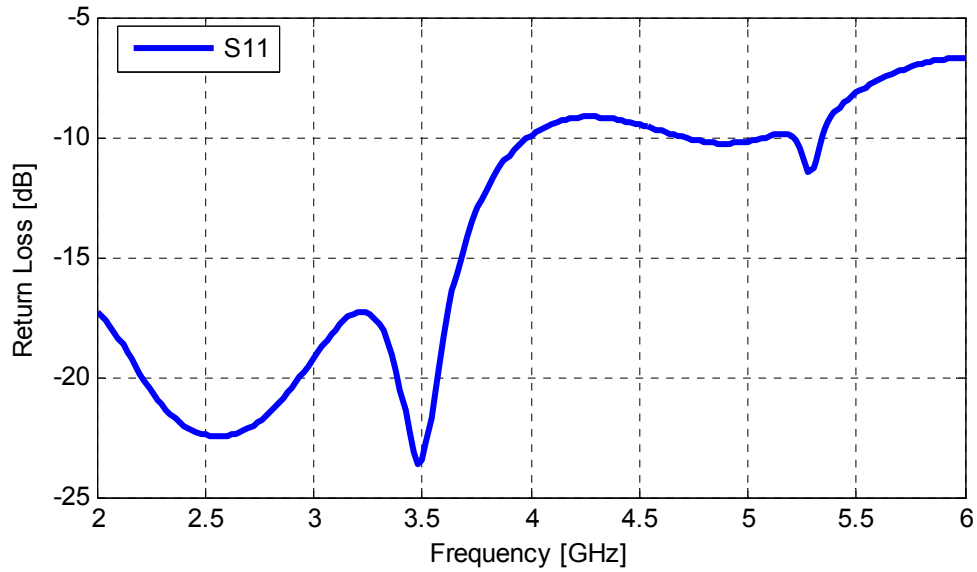


圖 4-7 開路三埠環形分合波器輸入端埠反射損耗模擬圖

由圖 4-5、4-6 中可以看出在中心頻率 2.6GHz 時兩輸出訊號具有 180 度相位差，且輸入功率平分配到兩輸出埠，符合 180 度分合波器的特性。值得注意的是，觀察圖 4-6 低頻曲線，在 2.2GHz 到 3GHz 幾乎是一水平線，代表在此頻段內輸出訊號都具有 180 度的相位差，而從第三章中加總端埠接上 50 歐姆匹配電阻之三埠環形分合波器設計的模擬結果知道，只有操作在中心頻率時兩輸出訊號才具有此特性，如圖 3-7 所示。同時由圖 4-6 可以看出在 2.35GHz 到 2.75GHz 之間，輸入功率幾乎平均分配到兩輸出埠，這也證明了開路環形分合波器在此頻段內皆能提供一對平衡的輸出訊號。因為設計上會希望天線在第一個共振頻率操作時是由一對平衡的電流訊號來產生輻射效應，此特性有利於規劃低頻帶的共振頻率，不用局限在環形分合波器的中心頻率。

繼續觀察圖 4-5~4-7，並對照第三章中加總端埠接上 50 歐姆匹配電阻之三埠環形分合波器設計的模擬結果，如圖 3-7~3-9。在兩倍中心頻率時，兩者相同的是皆具有一對等振幅、等相位的輸出訊號。不同的是，圖 4-6 兩輸出埠對輸入埠間的穿透係數比起圖 3-8 明顯較高，且圖 4-7 中輸入埠的反射損耗值的 -10dB 也較圖 3-9 的 -7dB 來的低，代表加總端埠開路後，輸入功率進入輸出埠的量增加了，從輸入埠反射的量則減少了，此模擬結果完全符合散射矩陣所呈現的網路特性。

在其他頻率操作時，圖 4-5~4-7 與圖 3-7~3-9 具有相似的曲線，詳細的分析過程可以參考 3.2.2 節的介紹。最後可以規納出簡單的結論如下：將加總端埠開路後的三埠環形分合波器設計具有 180 度環形分合波器的基本特性，在中心頻率以及其臨近的頻段內操作可提供一對平衡的輸出訊號；在兩倍中心頻率操作時能夠改善原本輸出功率不足的缺點，有效將輸入功率分配到兩輸出埠。因此可以合理的認為改良後的開路環形分合波器將更適合作為兩端饋入式偶極天線之饋入網路。

### 4.3 天線設計理論

本節將利用上節所設計之開路三埠環形分合波器作為天線的饋入網路，透過調整接地面大小與結合不同長度繞折的兩偶極臂來改變頻帶位置，分別提出雙頻、三頻及多頻帶的兩端饋入式偶極天線設計，其共振頻率能夠涵蓋各通訊系統的頻段。

#### 4.3.1 雙頻帶新型印刷偶極天線設計

首先希望設計讓天線主要的共振頻率剛好落在兩個通訊系統的頻帶上。從第三章中的天線設計理論知道，高頻帶的共振頻率主要是由環形分合波器操作在兩倍中心頻率時兩偶極臂上合成的等效電流模態所產生，比起其他低頻的共振頻率，對兩偶極臂長度的較不敏感，也就是說當偶極臂長度作些微的改變時不太會影響高頻共振頻率，但卻會影響低頻共振頻率。主要的原因可能是低頻的等效輻射路徑是由兩偶極臂總長決定，而高頻的等效輻射路徑僅由單一偶極臂長度即可決定。因此適當的改變兩偶極臂長度，即可調整低頻共振頻率點而不改變高頻共振頻率。由於作為饋入網路之環形分合波器的兩倍中心頻率已經固定在無線區域網路 WLANs 5.2GHz，接下來的工作就是設法設計與之相連的兩偶極臂以達到改變低頻共振頻率的目標。

從第三章模擬與量測的結果知道，兩端饋入式偶極天線在 2~6GHz 的頻段內會有四個共振頻率，本節的設計理念改變之前配合環形分合波器中心頻率來決定低頻共振頻率的方式，希望分別利用第一、四以及第二、四兩組不同的共振頻率來作頻帶規劃，以形成兩種不同的雙頻操作模式，所以將分別設計兩隻不同頻段的雙頻天線。第一隻天線低頻帶選擇為無線區域網路 WLANs 2.4GHz (2.4-2.484 GHz)，高頻帶則是無線區域網路 WLANs 5.2GHz (5.15-5.35GHz)。由於低頻共振頻率低於環形分合波器的中心頻率 2.6GHz，兩偶極臂的長度勢必要較長，除了讓寄生金屬往中心延伸，也可以增加接地面挖除的圓形區域面積來改變寄生金屬長度。圖 4-8 為所設計之天線結構圖，接地面挖除的圓形區域半徑  $r=14\text{mm}$ ，偶極臂長  $a=14.1\text{mm}$ ，其他尺寸與圖 4-4 中的網路網路相同。圖中可以發現兩偶極臂不像第三章中的設計呈現連續垂直的迂迴繞折，主要的目的是改變天線操作在中間兩共振頻率時的阻抗匹配，以壓抑其產生之頻帶，使得主要操作頻帶落在第一、四兩共振頻率附近。

第二隻雙頻天線低頻帶選擇為都會區域網路之微波存取全球互通 WiMAX 3.5GHz (3.4-3.7GHz)，高頻帶依然為無線區域網路 WLANs 5.2GHz。由於目標是讓天線的第二個共振頻率落在 3.5GHz 附近，且不讓第一個共振頻形成一個更低的操作頻帶，因此設計上先將兩偶極臂長度縮短，同時縮小接地面挖除的圓形區域面積，並透過偶極臂垂直的迂迴繞折以及延長加總端埠開路的位置來作阻抗匹配，目的是讓前三個共振頻率彼此串聯成一個較寬的頻帶，且此頻帶的中心頻率即是天線的第二個共振頻率。圖 4-9 為所

設計之天線結構圖，表 4-1 為天線尺寸的各參數值。

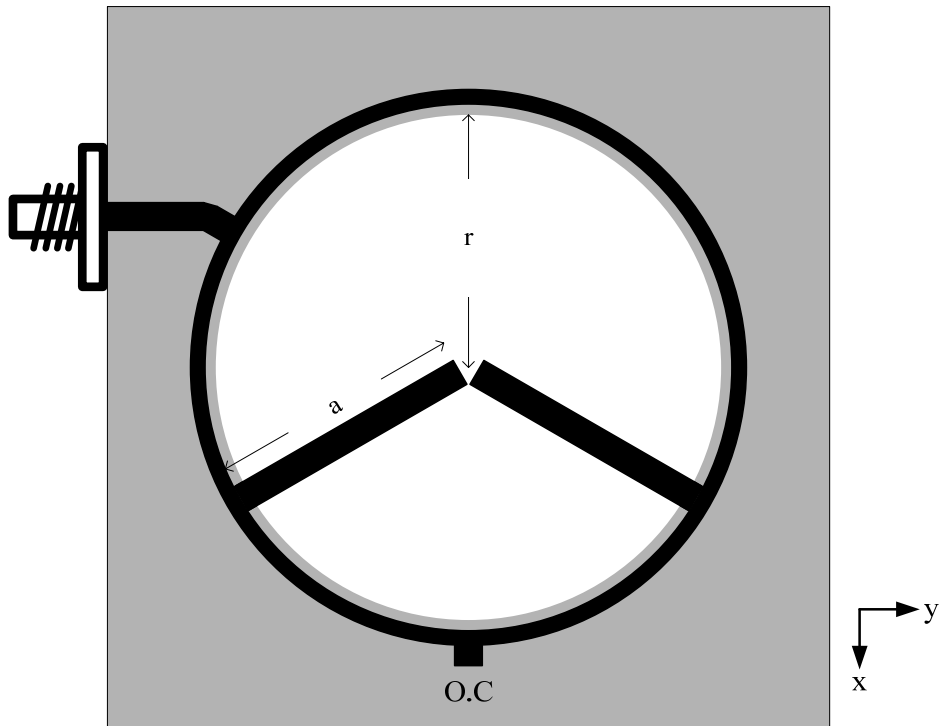


圖 4-8 改良式開路三埠環形分合波器饋入新型雙頻印刷偶極天線設計(一)結構圖

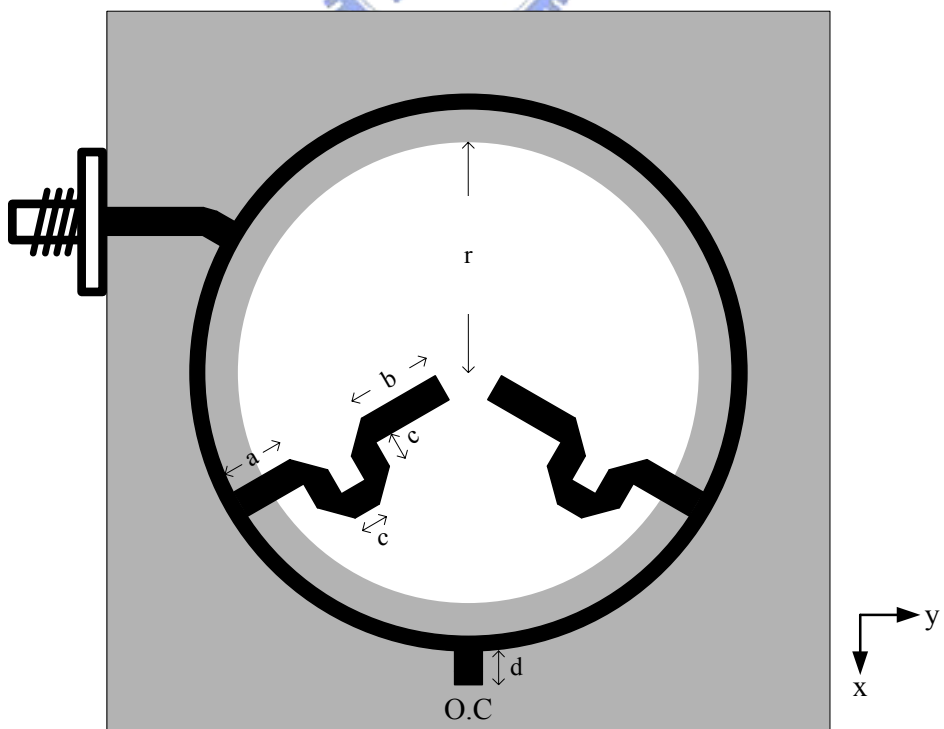


圖 4-9 改良式開路三埠環形分合波器饋入新型雙頻印刷偶極天線設計(二)結構圖

表 4-1 改良式開路三埠環形分合波器饋入新型雙頻印刷偶極天線尺寸參數值

<b>a</b>	3.6	<b>b</b>	4.7	<b>c</b>	1.5
<b>d</b>	1.9	<b>r</b>	35.2	單位：mm	

### 4.3.2 三頻帶新型印刷偶極天線設計

接下來希望設計三頻之新型印刷偶極天線，目標是設法讓三個主要的共振頻率落在三個通訊系統頻段上，選擇的頻段分別為 WiMAX 2.6GHz、WiMAX 3.5GHz 與 WLANs 5.2GHz，頻帶的規劃上將以第一、二、四三個共振頻率為主，因此第三個共振頻率所形成的頻帶必須被適度地壓制。由於低頻共振頻率正好是環形分合波器中心頻率，毋須特別增長或縮短兩偶極臂長度，透過在接地面中心蝕刻掉適當大小的圓形區域以及改變偶極臂垂直繞折的位置與長度，並調整加總端埠開路的位置，即可改變天線的阻抗匹配，以滿足設計之需求。圖 4-10 為所設計之天線結構圖，表 4-2 為天線尺寸的各參數值。

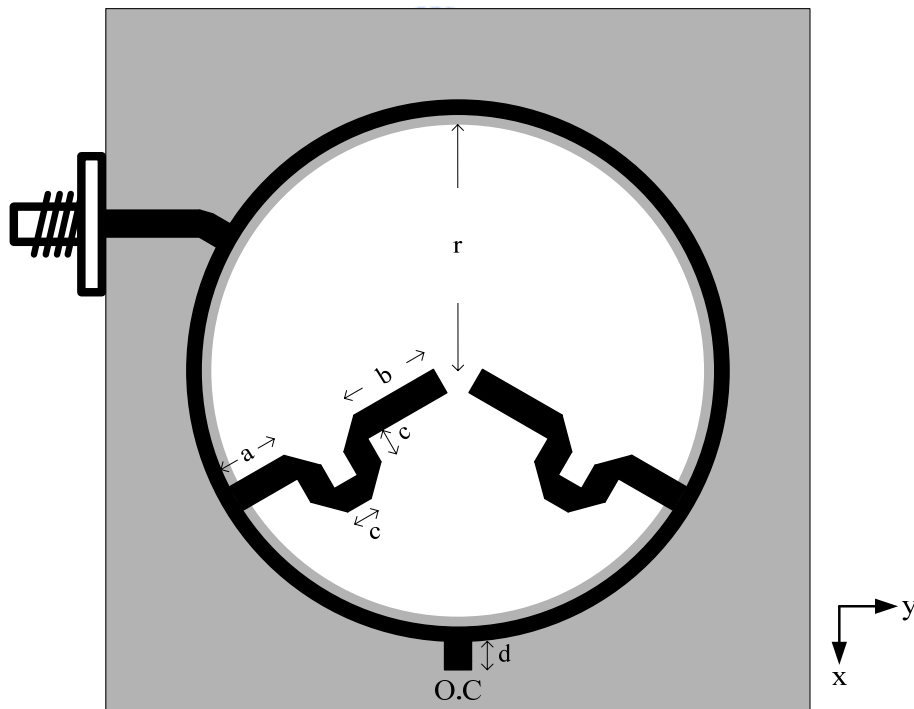


圖 4-10 改良式開路三埠環形分合波器饋入新型三頻印刷偶極天線設計結構圖

表 4-2 改良式開路三埠環形分合波器饋入新型三頻印刷偶極天線尺寸參數值

<b>a</b>	3.6	<b>b</b>	5.2	<b>c</b>	1.5
<b>d</b>	1.6	<b>r</b>	35.7	單位：mm	

### 4.3.3 多頻帶新型印刷偶極天線設計

前兩節已經提出了雙頻與三頻的新型印刷偶極天線設計，不過始終沒有將 4GHz 附近之共振頻率納入頻帶規劃，主要的原因是由於此頻率附近沒有常用的通訊系統頻段，且此共振頻率點不易隨著偶極臂長度的改變而有大幅度的變動，以致於難以調整其頻帶。因此，若希望更有效地運用環形分合波器兩倍中心頻率內的所有共振頻率，以發揮天線最大實用效益，勢必需要重新規劃整體頻帶。

在進入天線設計前，先從作為饋入網路的環形分合波器開始評估，由於 1.7GHz 到 3GHz 的頻帶間存在許多常用通訊系統頻段，若將兩倍中心頻率設計在 WiMAX 3.5GHz，當操作在低頻的中心頻率附近時即可提供這些通訊系統運作所需的頻帶，因此兩倍中心頻率選擇為 3.5GHz，在此同時也決定了整體操作頻帶。參考圖 4-4 的結構作設計。詳細規格如下：中心頻率  $f_c=1.75\text{GHz}$ ；介質基板為厚度 0.8mm、介電係數 4.4 的 FR-4 基板；接地面金屬層長寬  $w=55\text{mm}$ ；中心蝕刻掉的圓形區域半徑  $R_1=20.8\text{mm}$ ；環狀微帶線的內半徑  $R_2=21.9\text{mm}$ ；特性阻抗 50 歐姆與 70.71 歐姆的線寬分別為 1.53mm 與 0.803 mm。圖 4-11 為兩輸出端埠之相位差模擬圖，圖 4-12 為輸入端埠對兩輸出端埠之穿透係數  $S_{21}(\text{dB})$ 、 $S_{31}(\text{dB})$  模擬圖，圖中可以看出其網路特性與中心頻率為 2.6GHz 的開路三埠環形分合波器完全相同，所以接下來將利用之前的設計經驗與方法來進行多頻天線設計。

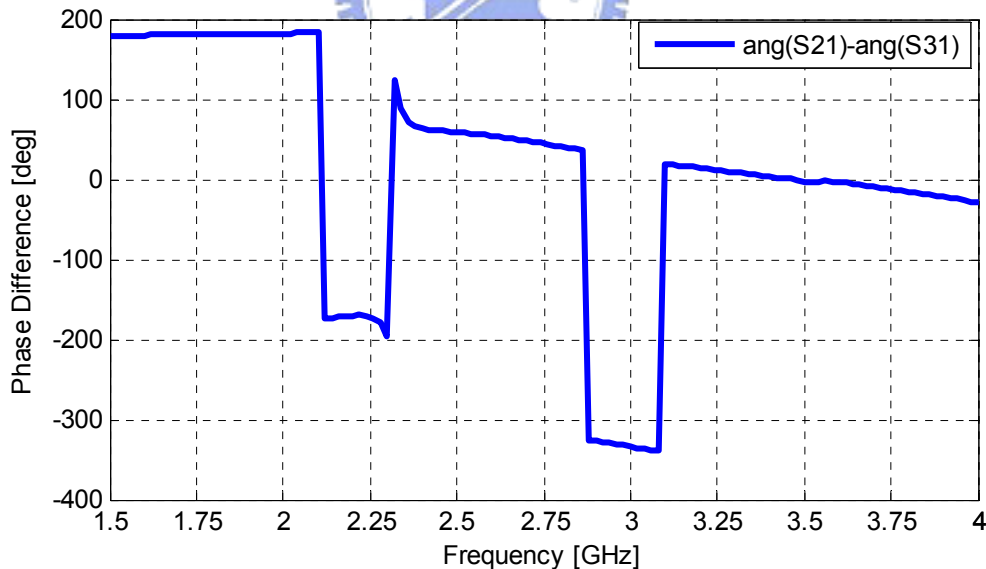


圖 4-11 中心頻率為 1.75GHz 之開路三埠環形分合波器兩輸出訊號相位差模擬圖

首先將天線的第一個共振頻率規劃在略高於環形分合波器中心頻率的位置，目的是讓前兩個共振頻率彼此串聯形成寬頻效應，以涵蓋 DCS1800、美規 PCS1900、歐規 3G 通用移動通訊系統以及 WLANs 2.4GHz 等頻段。由之前的設計經驗可知，第三個共振頻率大約會落在 WiMAX 2.6GHz 的頻帶內，而高頻共振頻率則是在環形分合波器的兩倍中

心頻率附近。如此一來四個共振頻率皆函蓋了不同的通訊頻帶。接下來選擇適當長度與繞折的兩偶極臂，配合調整接地面蝕刻掉的圓形區域大小與加總端埠開路位置來作阻抗匹配與共振頻配置。圖 4-13 為所設計之天線結構圖，表 4-3 為天線尺寸的各參數值。

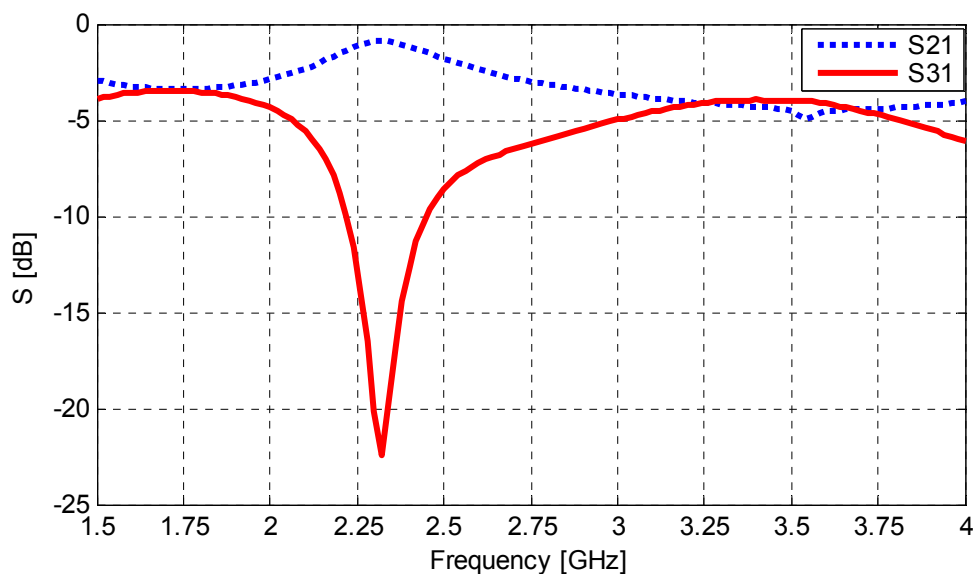


圖 4-12 中心頻率為 1.75GHz 之開路三埠環形分合波器穿透係數模擬圖

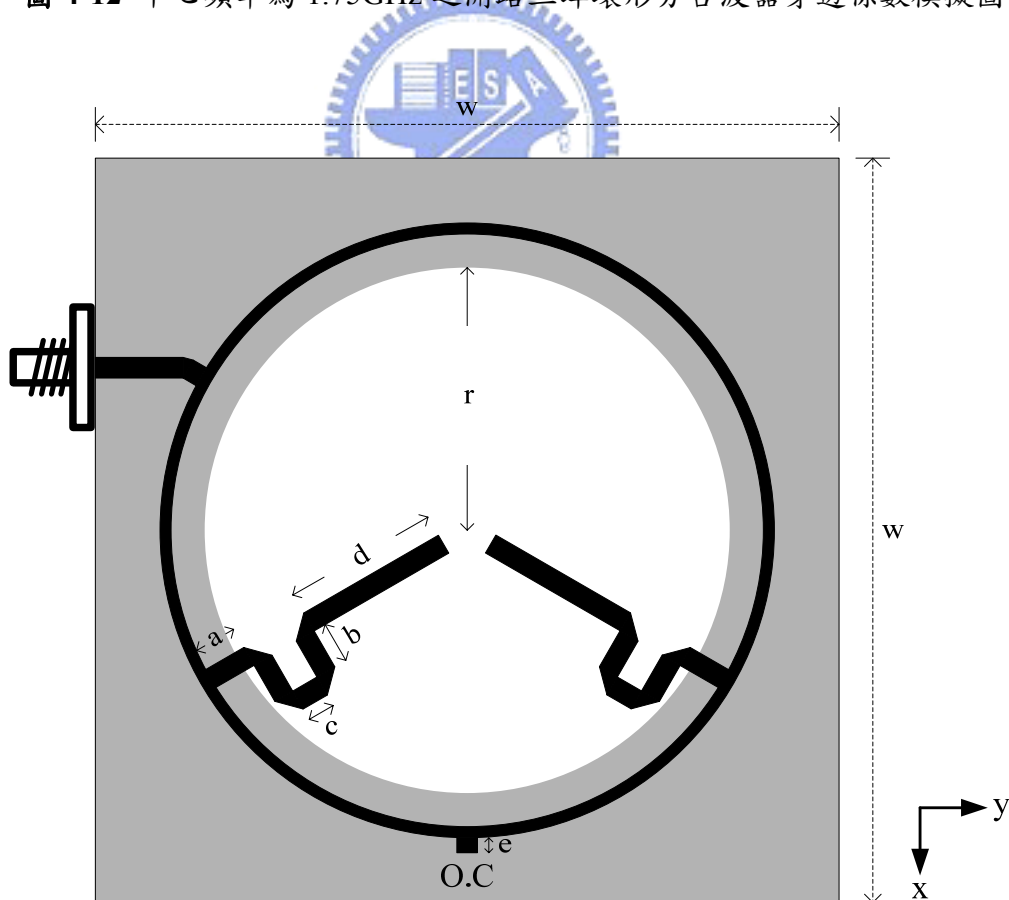


圖 4-13 改良式開路三埠環形分合波器饋入新型多頻印刷偶極天線設計結構圖



表 4-3 改良式開路三埠環形分合波器饋入新型多頻印刷偶極天線尺寸參數值

<b>w</b>	55	<b>b</b>	3.1	<b>e</b>	1.1
<b>r</b>	19.4	<b>c</b>	2.1	單位：mm	
<b>a</b>	4	<b>d</b>	11.5		

#### 4.4 模擬與量測結果分析

本章所設計之改良式開路三埠環形分合波器饋入新型印刷偶極天線利用電磁模擬分析軟體 HFSS 來進行模擬。本節將就上節所提出之雙頻、三頻與多頻天線設計，分別展示模擬與實作量測的結果，並利用模擬的方式估測多頻偶極天線在中間兩共振頻率操作時，兩偶極臂上激發訊號間的相位差。

##### 4.4.1 雙頻帶新型印刷偶極天線模擬與量測結果分析

圖 4-14 為圖 4-8 雙頻天線之實作照相圖，圖 4-15 為 2~6GHz 該天線模擬與量測的反射損耗圖。由圖中可以看到兩個主要操作頻帶確實落在無線區域網路 WLANs 2.4GHz (2.4-2.484 GHz) 與 WLANs 5.2GHz (5.15-5.35GHz) 兩個頻段上，且模擬與量測結果十分接近，僅有低頻共振頻量測值率稍微往高頻飄，造成頻飄的原因可能是實作接地層與訊號層對得不够精準所導致，不過天線仍可涵蓋整個頻段。圖中的兩個主要的操作頻帶是由低頻與高頻兩共振頻率所提供，量測高頻共振頻率為 5.2GHz，低頻共振頻率為 2.5GHz。另外，仍存在中間兩共振頻率，不過其反射損耗值已成功被壓抑在-14dB 以內。反射損耗模擬與量測的結果與第三章所設計之天線有很大的差異性，主要的原因是第一個共振頻率設計比環形分合波器中心頻率要低，使得前三個共振頻率點較為分散，不會串聯形成一個較寬的操作頻帶，且將加總端埠開路後天線的匹配特性也會有所改變。

圖 4-16 為雙頻天線操作在 2.45GHz 與 5.2GHz 兩頻率時的三維增益輻射場型模擬圖，圖 4-17 為該天線量測之二維遠場輻射場型。由圖中可以發現三維模擬場型與第三章天線在同樣兩共振頻的模擬場型完全相同，代表此時兩者具有相同的輻射原理，詳細的場型特性可以參考 3.3 節的分析。高頻的模擬增益值為 5.5dBi，量測值也有約 4dBi，由此可以證明環形分合波器加總端埠開路的設計，確實可以改善先前天線高頻帶低增益的缺點，將原本僅 1.1dBi 的高頻增益大幅提高了 3~4dBi。而低頻帶依然有超過 3dBi 模擬增益值，值得一提的是第三章所設計的天線受到晶片電阻產生的影響，量測到的低頻增益僅 0.54dBi，而這邊的雙頻天線，量測到的低頻增益值則為 2.8dBi，代表將加總端埠開路後可以同時避免晶片電阻所可能造成的訊號損耗。詳細模擬與量測結果整理於表 4-4。

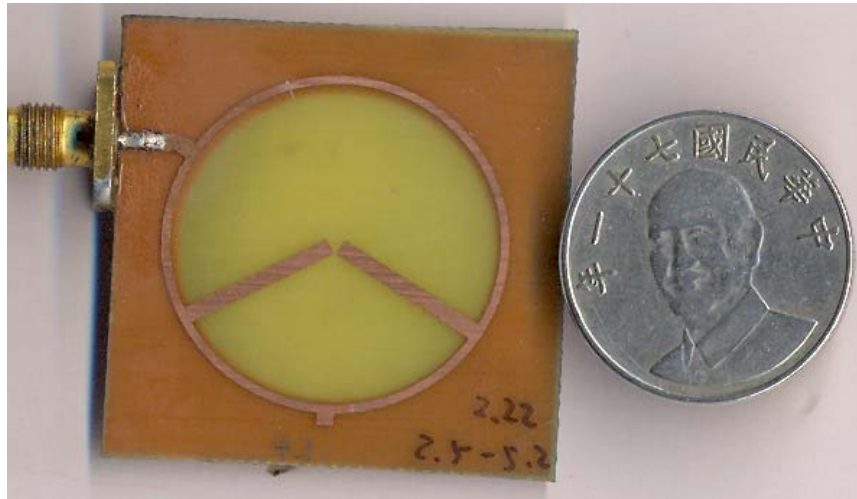


圖 4-14 新型雙頻印刷偶極天線設計(一)照相圖

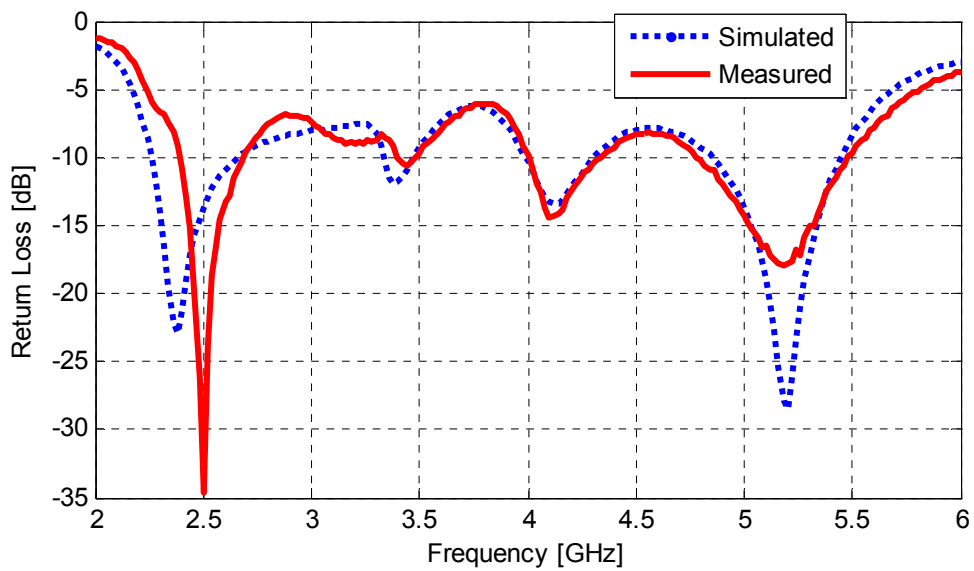


圖 4-15 新型雙頻印刷偶極天線(一)反射損耗模擬與量測圖

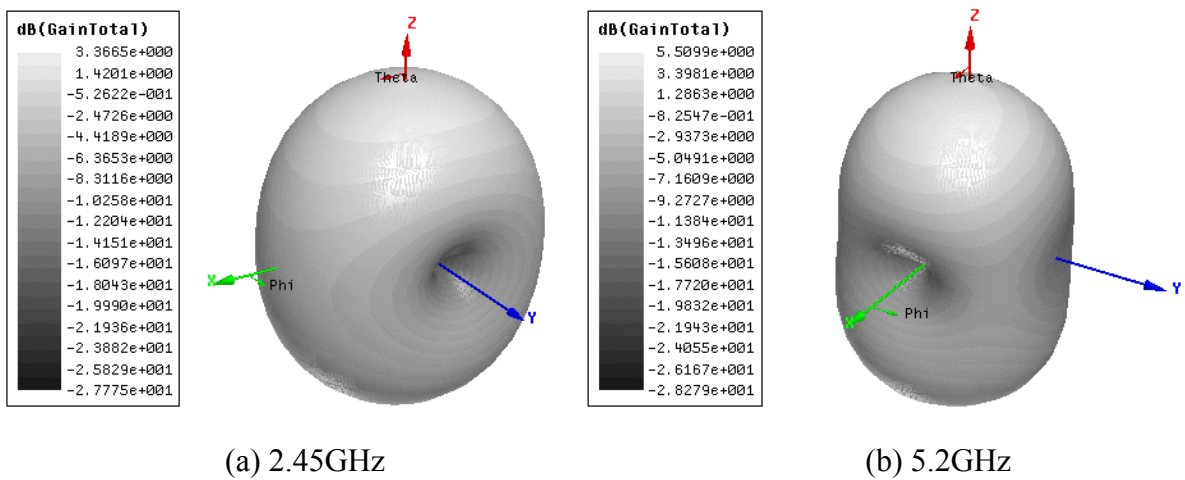
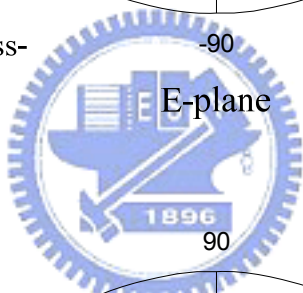
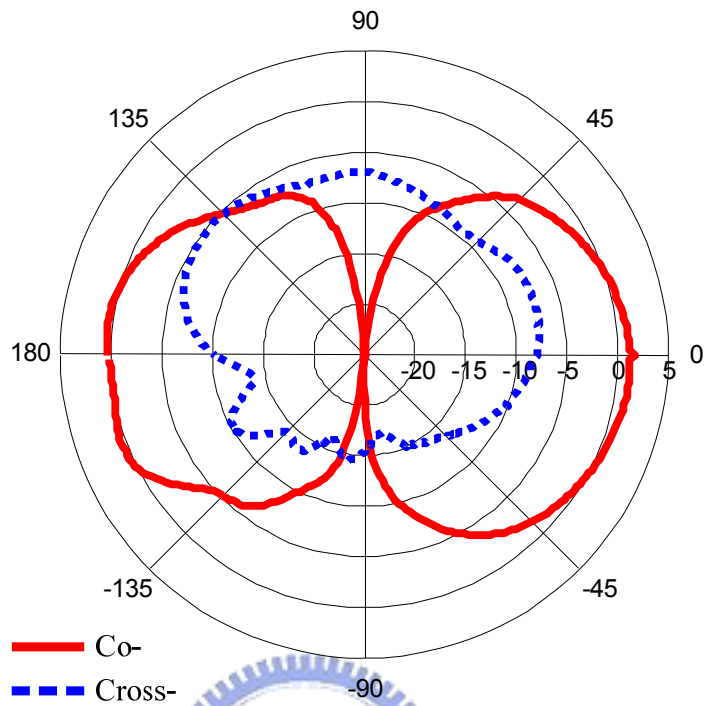
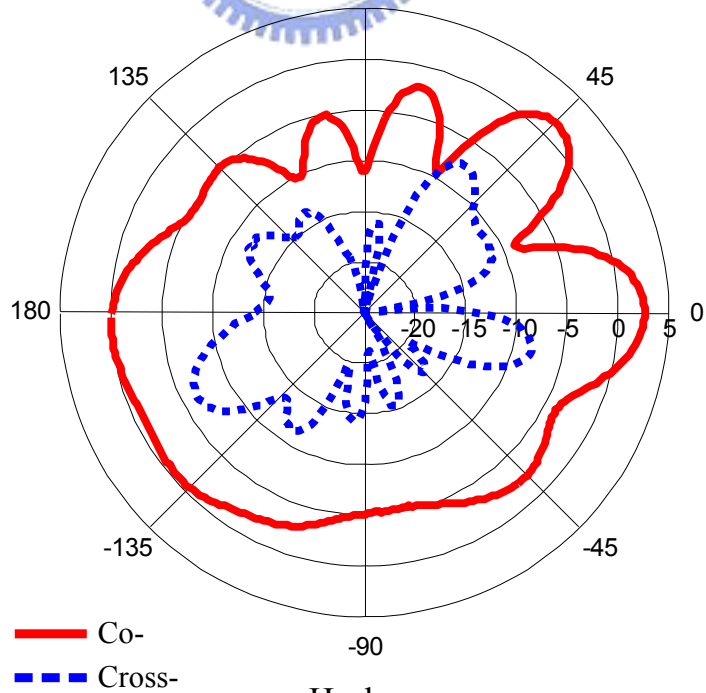


圖 4-16 新型雙頻印刷偶極天線(一)三維增益輻射場型模擬圖

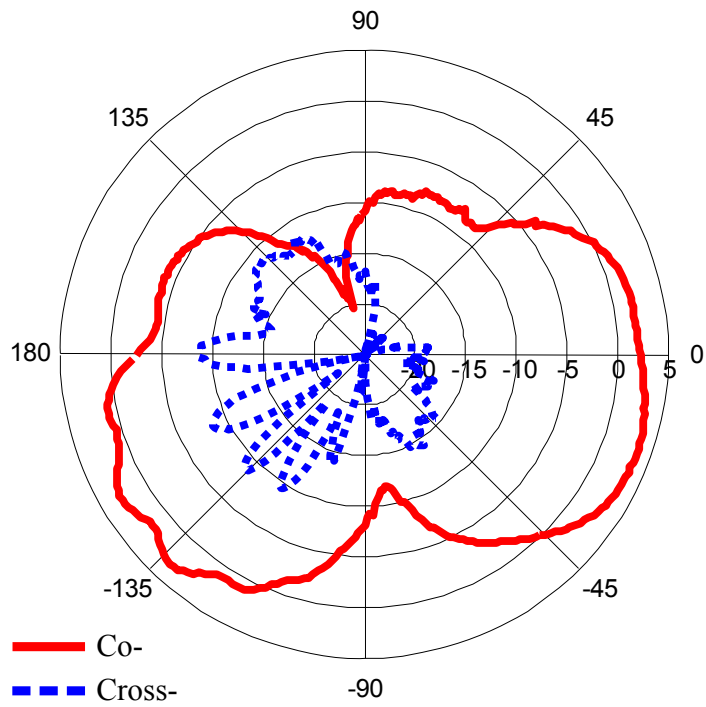


E-plane

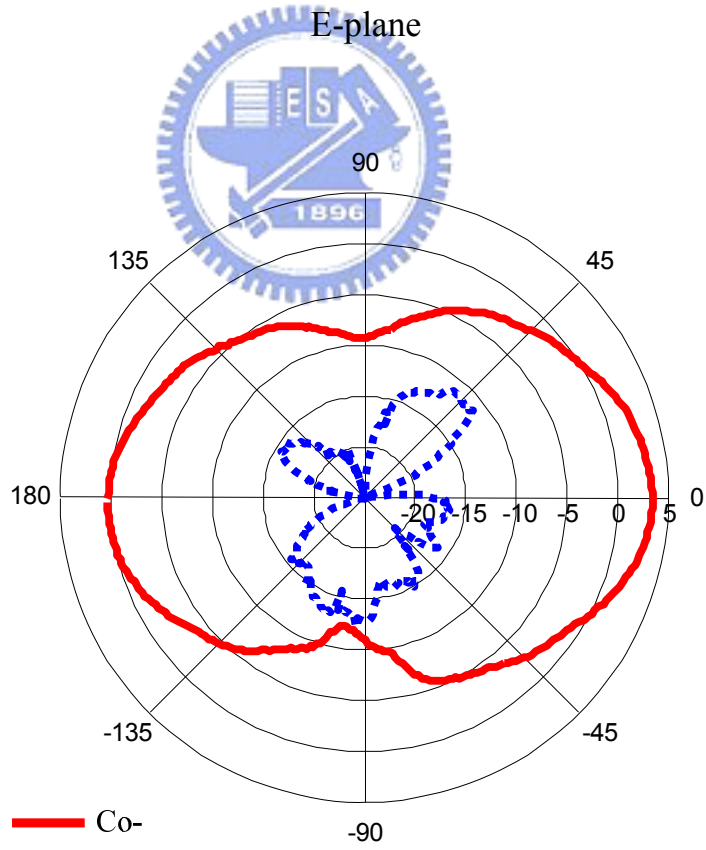


H-plane

(a) 2.5GHz



E-plane



H-plane

(b) 5.2GHz

圖 4-17 新型雙頻印刷偶極天線(一)二維增益輻射場型量測圖

表 4-4 新型雙頻印刷偶極天線(一)各共振頻率之模擬與量測結果

模擬共振頻率 (GHz)	量測共振頻率 (GHz)	量測共振頻率 S11 (dB)	量測共振頻率 Gain (dBi)	主極化方向 ( $\phi$ )
2.42	2.5	-34.67	2.8	0°
5.2	5.2	-17.88	3.87	90°

圖 4-18 為圖 4-9 雙頻天線之實作照相圖，圖 4-19 為 2~6GHz 該天線模擬與量測的反射損耗圖。由圖中可以看出模擬與量測結果十分接近，2~6GHz 有兩個操作頻帶，分別涵蓋了 WiMAX 3.5GHz (3.4-3.7GHz) 與 WLANs 5.2GHz (5.15-5.35GHz) 的頻段。低頻操作頻帶是由天線前三個共振頻率彼此串聯而成，頻寬可以達到 1.56GHz，且成功地將第二個共振頻率設計在此頻帶之中心頻率 3.5GHz。高頻操作頻帶則是由位在環形分合波器兩倍中心頻附近的共振頻率所提供，量測高頻共振頻率為 5.16GHz。反射損耗的模擬與量測的結果與圖 4-15 雙頻天線的結果有滿大的差異，主要的原因是本天線的第一個共振頻率高於環形分合波器中心頻率，使得前三個共振頻率點較為集中，可以串聯形成一個較寬的操作頻帶。

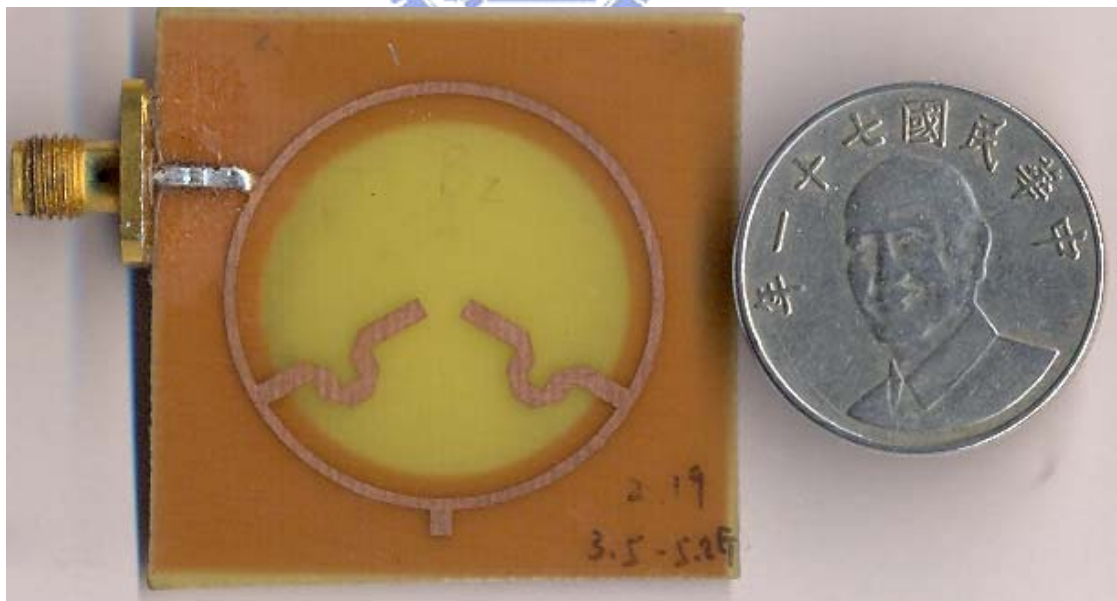


圖 4-18 新型雙頻印刷偶極天線設計(二)照相圖



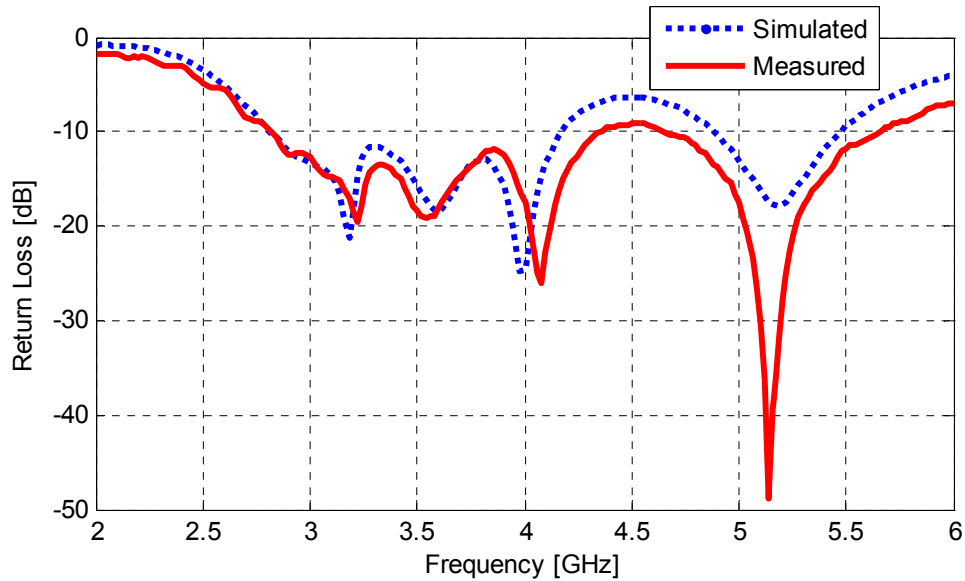
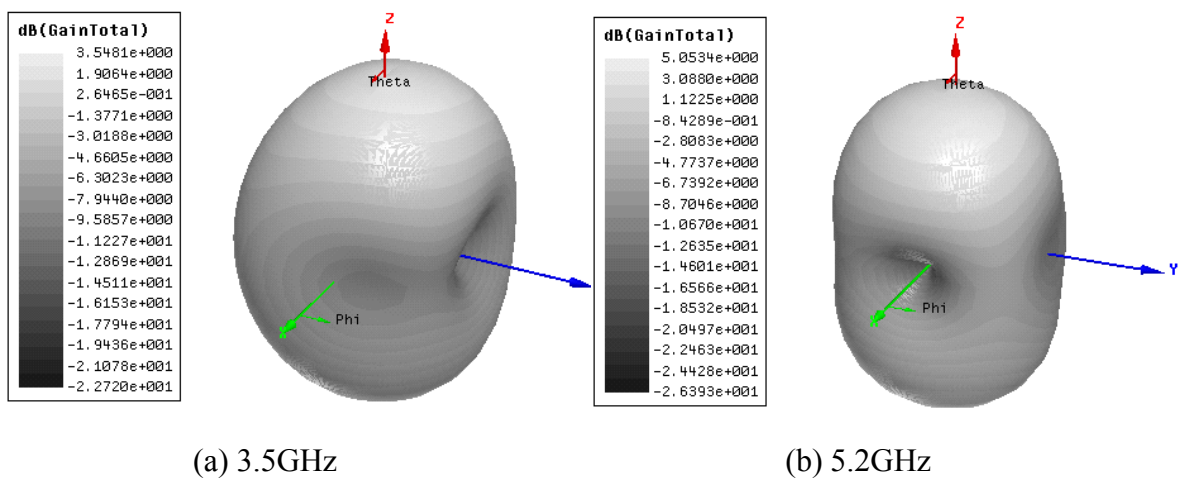


圖 4-19 新型雙頻印刷偶極天線(二)反射損耗模擬與量測圖

圖 4-20 為雙頻天線操作在 3.5GHz 與 5.2GHz 兩頻率時的三維增益輻射場型模擬圖，圖 4-21 為該天線量測之二維遠場輻射場型。當天線操作在 3.5GHz 是由兩偶極臂上一對相位、振幅不同的非平衡訊號來提供輻射效應，由圖 4-6 開路環形分合波器兩輸出端埠對輸入端埠穿透係數 S21、S31 模擬曲線可以發現，在該頻率兩輸出端埠的功率分配比例達到了極值，輸入功率幾乎全部傳送到端埠 2，也就是說，在此頻率時端埠 2 的輸出訊號強度會遠大於端埠 3，使得右邊偶極臂上的電流將支配天線主要的輻射效應。圖 4-20(a)可以看出合成後輻射場型確實是由右邊斜向電流所主導，主極化方向透過模擬不同角度的共極化與交叉極化增益可以找出，為延著與 x 軸夾-16 度方向的平面。模擬與量測此頻率的增益值約為 3~4dBi。當天線操作在 5.2GHz 時的輻射特性與場型分佈與之前所設計的天線完全相同，模擬與量測的增益約為 4~5dBi。詳細模擬與量測結果整理於表 4-5。

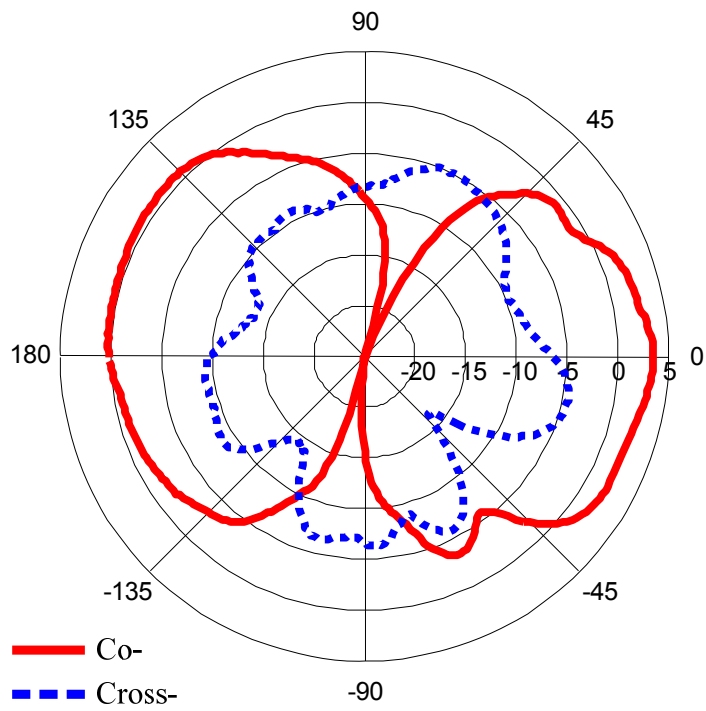


(a) 3.5GHz

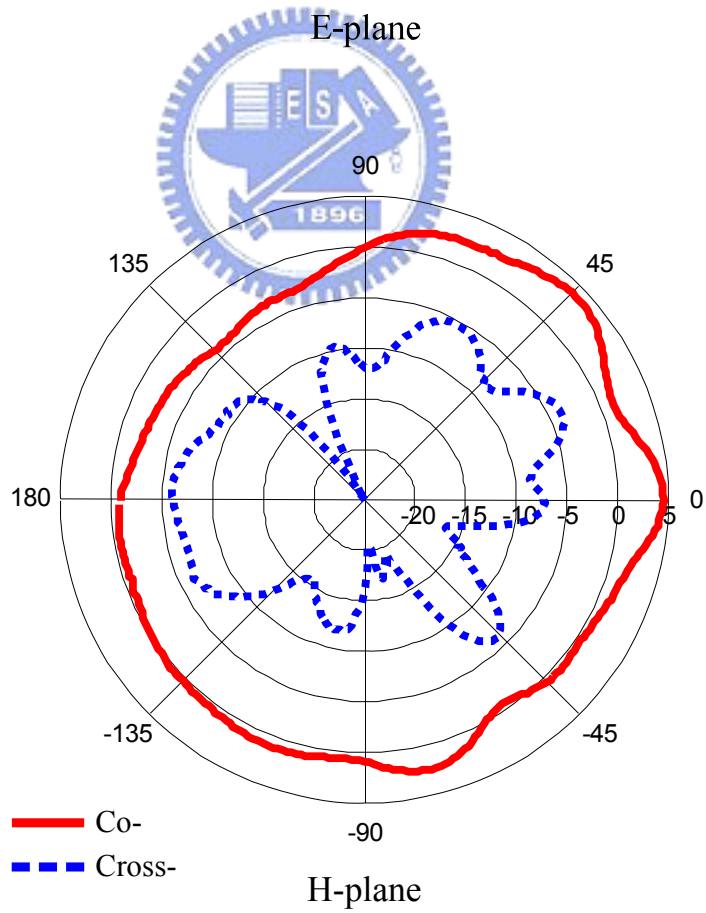
(b) 5.2GHz

圖 4-20 新型雙頻印刷偶極天線(二)三維增益輻射場型模擬圖



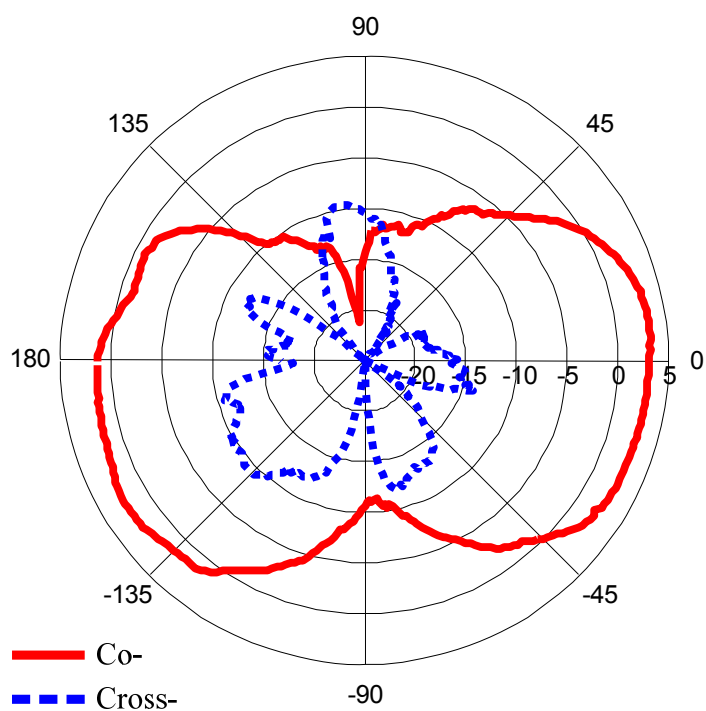


E-plane

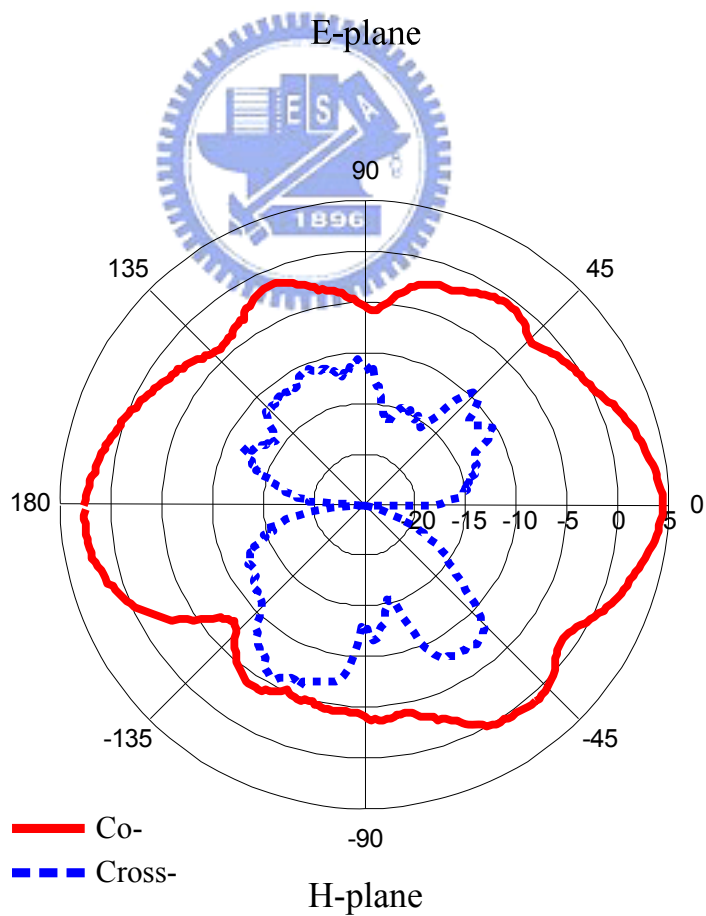


H-plane

(a) 3.51GHz



E-plane



H-plane

(b) 5.16GHz

圖 4-21 新型雙頻印刷偶極天線(二)二維增益輻射場型量測圖

表 4-5 新型雙頻印刷偶極天線(二)各共振頻率之模擬與量測結果

模擬共振頻率 (GHz)	量測共振頻率 (GHz)	量測共振頻率 S11 (dB)	量測共振頻率 Gain (dBi)	主極化方向 ( $\phi$ )
3.5	3.51	-18.83	4.56	-16°
5.2	5.16	-48.75	4.38	90°

#### 4.4.2 三頻帶新型印刷偶極天線模擬與量測結果分析

圖 4-22 為圖 4-10 三頻天線之實作照相圖，圖 4-23 為 2~6GHz 該天線模擬與量測的反射損耗圖。由圖中可以看出模擬與量測結果相當接近，2~6GHz 內有三個主要共振頻率，分別是天線的第一、二、四共振頻，所產生的操作頻帶涵蓋了 WiMAX 2.6GHz (2.5-2.7GHz)、WiMAX 3.5GHz (3.4-3.7GHz)與 WLANs 5.2GHz (5.15-5.35 GHz)三頻段。同時成功地壓抑 4GHz 附近第三個共振頻率所產生的頻帶，將其反射損耗值控制在-12dB 以內。不過卻也連帶造成高頻共振頻率反射損耗僅-14dB 左右。由反射損耗模擬與量測的結果，可以推論當第一個共振頻率設計在環形分合波器的中心頻率，會使得前兩個共振頻率串聯形成一個較寬的操作頻帶，不過比起第三章將加總端埠接上匹配電阻所設計的天線，開路後中低頻段的操作頻寬較小。

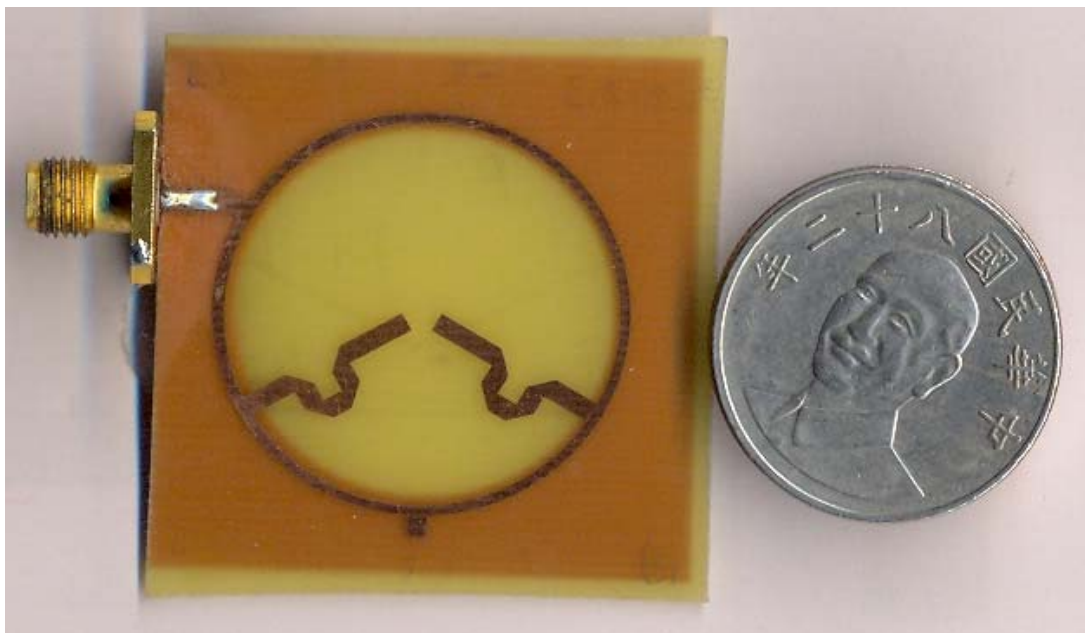


圖 4-22 新型三頻印刷偶極天線設計照相圖

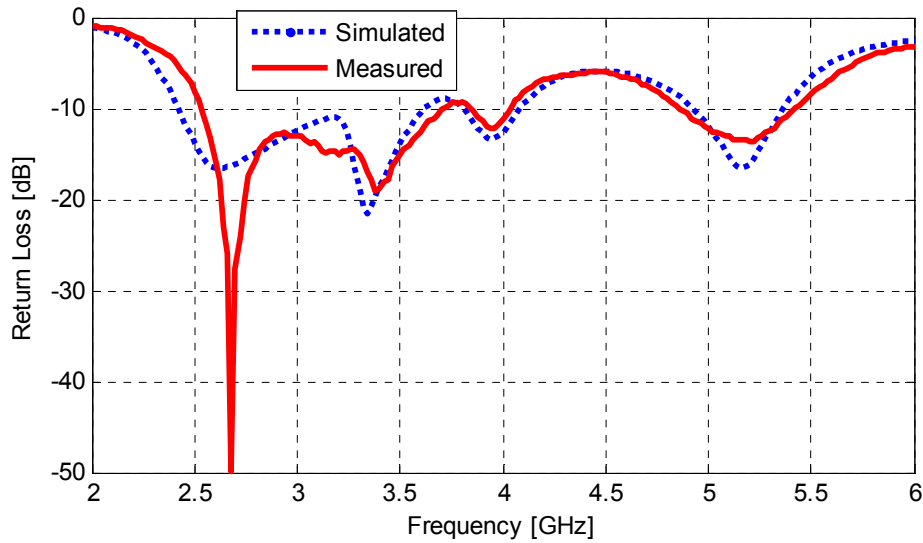


圖 4-23 新型三頻印刷偶極天線反射損耗模擬圖

圖 4-24 為天線操作在 2.6GHz、3.5GHz 與 5.2GHz 三頻率時的三維增益輻射場型模擬圖，圖 4-25 為該天線量測之二維遠場輻射場型。由圖中可以發現三維模擬場型與之前設計的天線在相同頻率的模擬場型十分相似，代表僅管天線的匹配狀況與共振頻率不同，但在相同頻率操作時，仍具有相近的輻射特性。在 3.5GHz 時，天線的主極化方向為延著與 x 軸夾 -28 度方向的平面。低頻增益值約為 2~3dBi，中高频增益約為 3~4dBi。詳細模擬與量測結果整理於表 4-6。

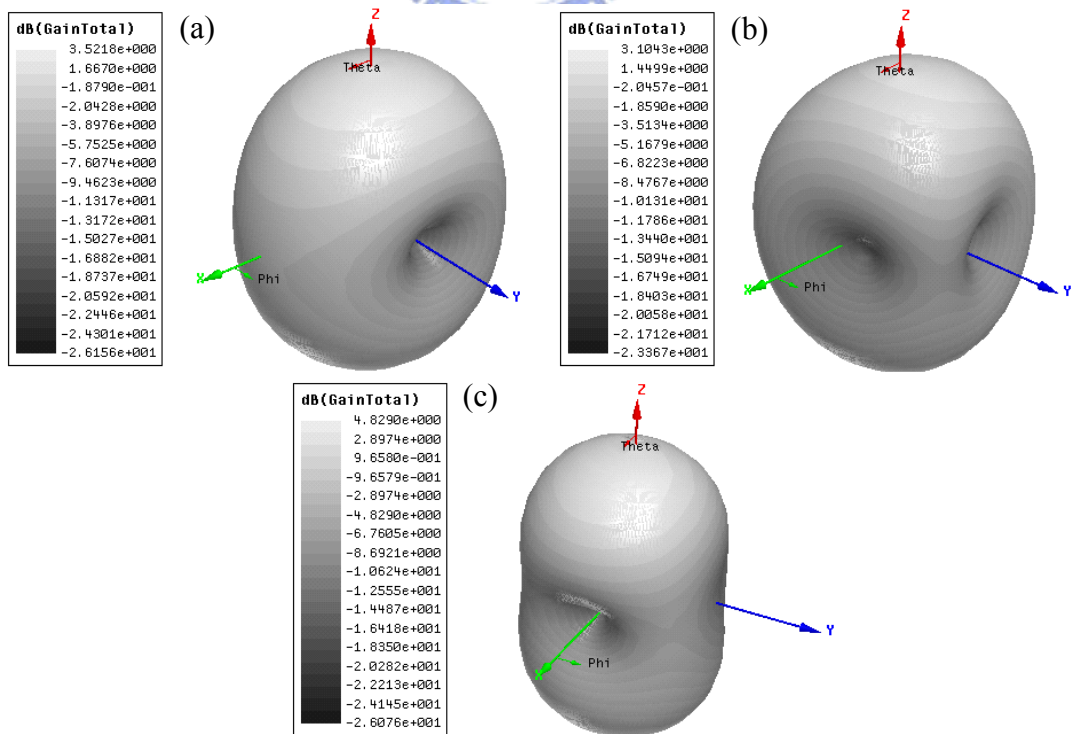
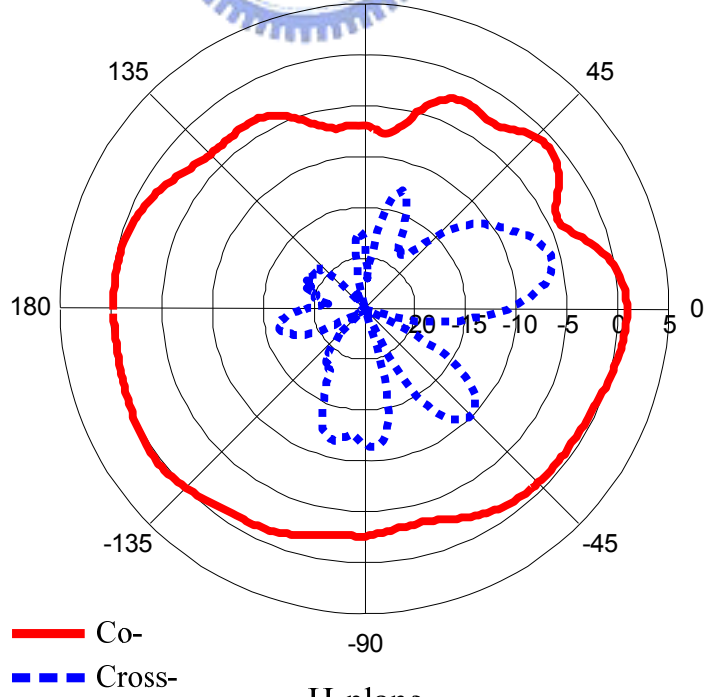
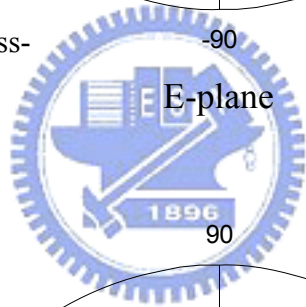
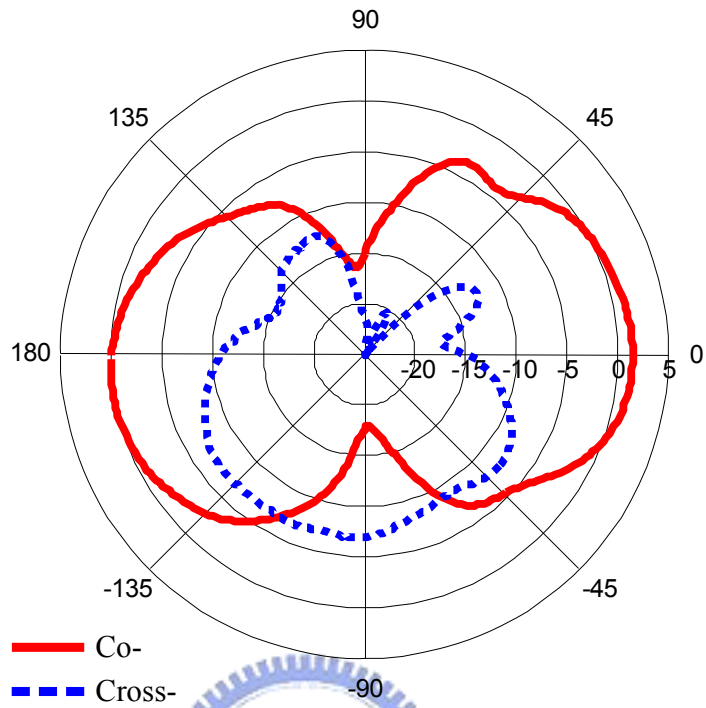
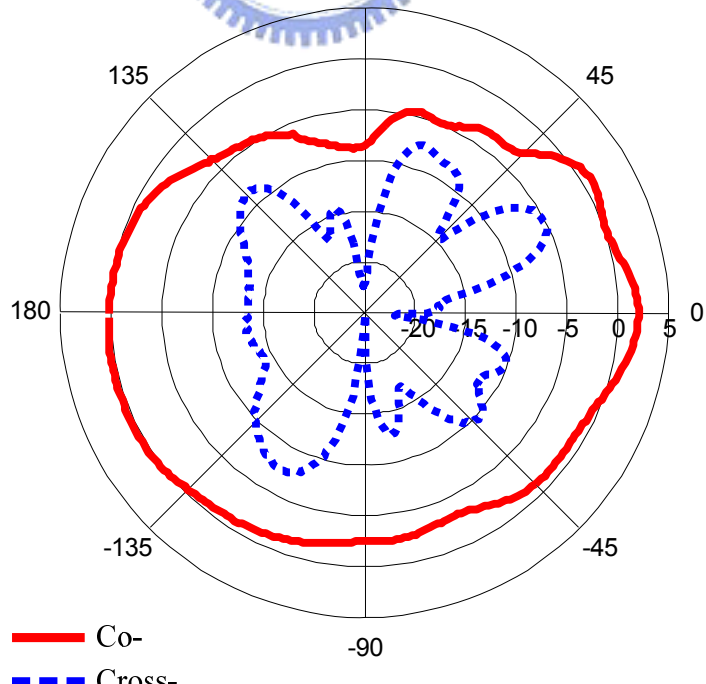
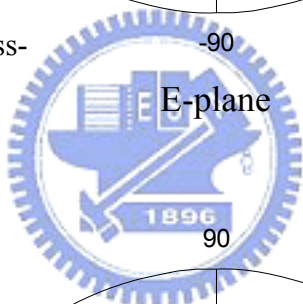
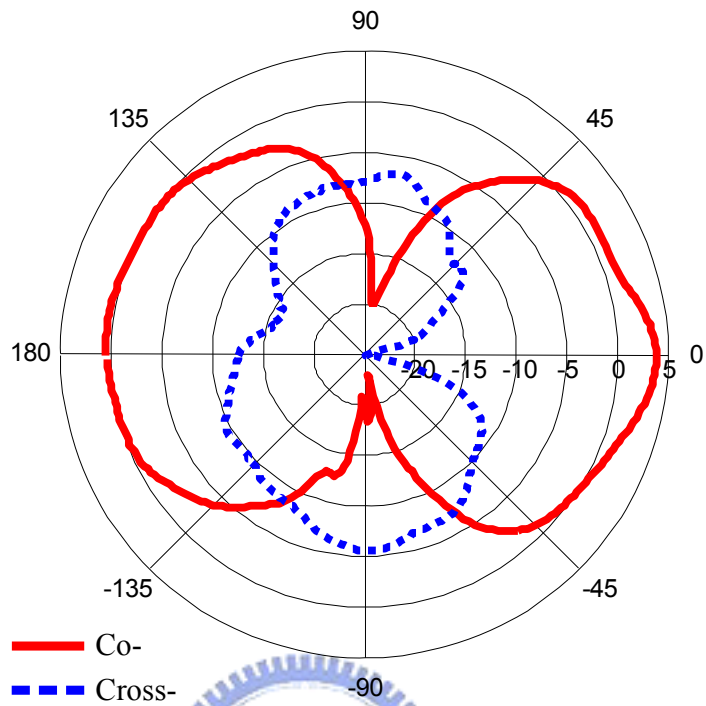


圖 4-24 新型三頻印刷偶極天線三維輻射場型模擬圖 (a) 2.6GHz (b) 3.5GHz (c) 5.2GHz



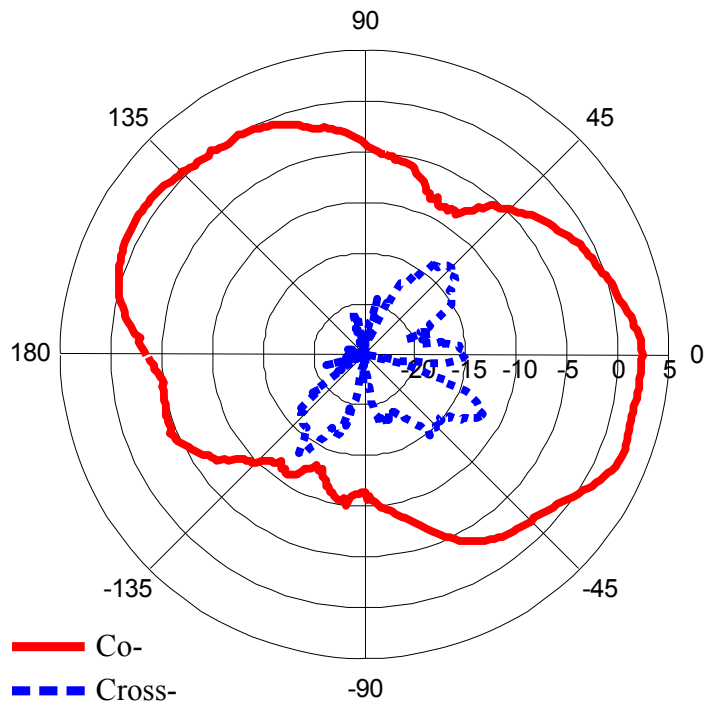
(a) 2.68GHz



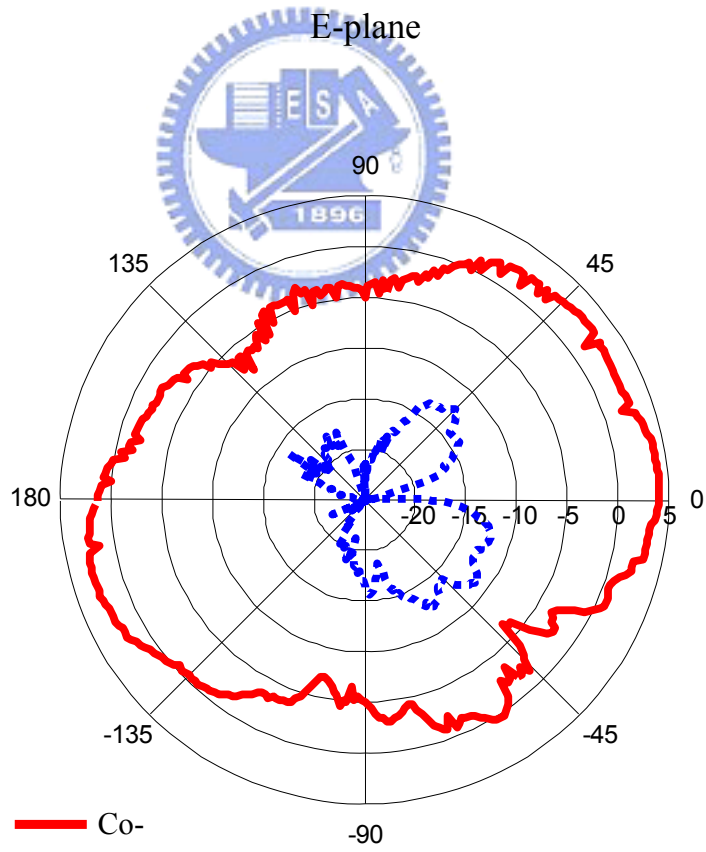
H-plane

(b) 3.4GH





E-plane



H-plane

(c) 5.2GH

圖 4-25 新型三頻印刷偶極天線二維增益輻射場型量測圖

表 4-6 新型三頻印刷偶極天線各共振頻率之模擬與量測結果

模擬共振頻率 (GHz)	量測共振頻率 (GHz)	量測共振頻率 S11 (dB)	量測共振頻率 Gain (dBi)	主極化方向 ( $\phi$ )
2.64	2.68	-49.84	1.5	0°
3.34	3.4	-19.06	3.8	-28°
5.16	5.2	-13.63	4.11	90°

#### 4.4.3 多頻帶新型印刷偶極天線模擬與量測結果分析

圖 4-26 為圖 4-13 多頻天線之實作照相圖，圖 4-27 為 2~6GHz 該天線模擬與量測的反射損耗圖。由圖中可以看到 1.5~4GHz 內有三個操作頻帶，包函了四個共振頻率。中高频帶模擬與量測結果十分接近，唯低频帶曲線出現較明顯落差，不過由於此頻帶內反射損耗值皆低於-10dB，具有寬頻特性，因此在實際應用上的影響並不大。天線的三個操作頻帶涵蓋了 DCS1800(1710-1880) 的頻段、美規 PCS1900(1850-1990 MHz)的頻段、歐規 3G 頻段之通用移動通訊系統(UMTS) (1920-2170 MHz)、WLANs 2.4GHz (2400-2484 MHz)、微波標籤識別系統之 ISM( 2400MHz~2483.5MHz )頻帶以及 WiMAX 2.6GHz (2.5-2.7GHz)、WiMAX 3.5GHz (3.4-3.7GHz)等頻段。由此證明，此設計確實可以有效利用天線的四個共振頻率所產生的操作頻帶，成功將其規劃在不同的通訊頻段。

由於天線涵蓋的頻帶很廣，為了瞭解在各通訊頻段操作時天線的輻射特性，模擬與量測的頻率挑選在幾個通訊頻段的中心頻率。圖 4-28 為天線操作在 1.8GHz、2GHz、2.45GHz、2.6GHz 與 3.5GHz 時的三維增益輻射場型模擬圖，圖 4-29 為該天線量測之二維遠場輻射場型。由圖中可以看出各頻段的增益值約從 1 到 5dBi，隨著頻率的不同，三維模擬輻射場型分佈也有所不同，在共振頻率附近的場型分佈與之前天線的模擬場型相似，代表改變天線的設計頻率，並不會影響其特性。各頻段量測結果整理於表 4-7。

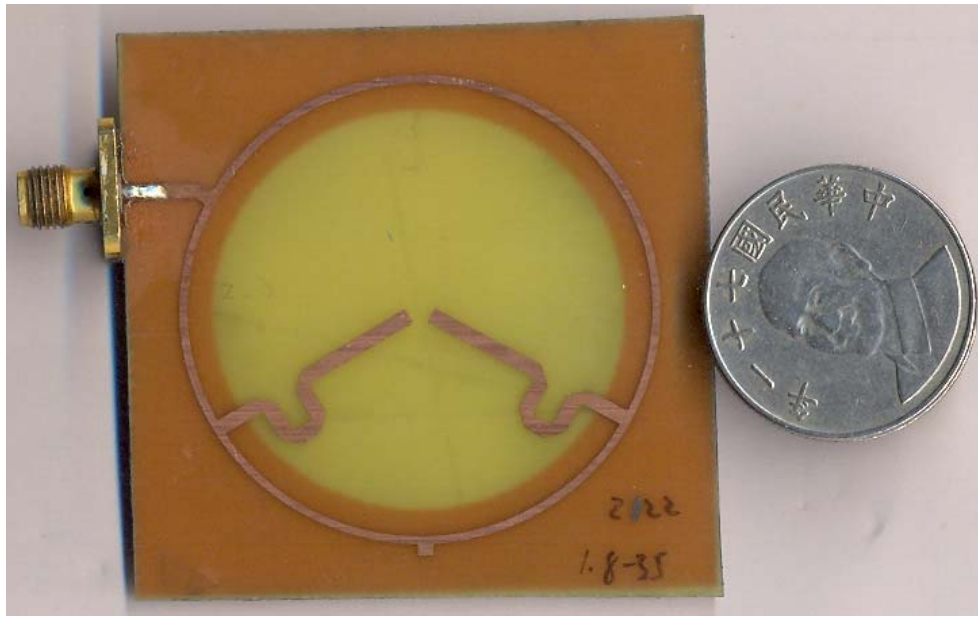


圖 4-26 新型多頻印刷偶極天線設計照相圖

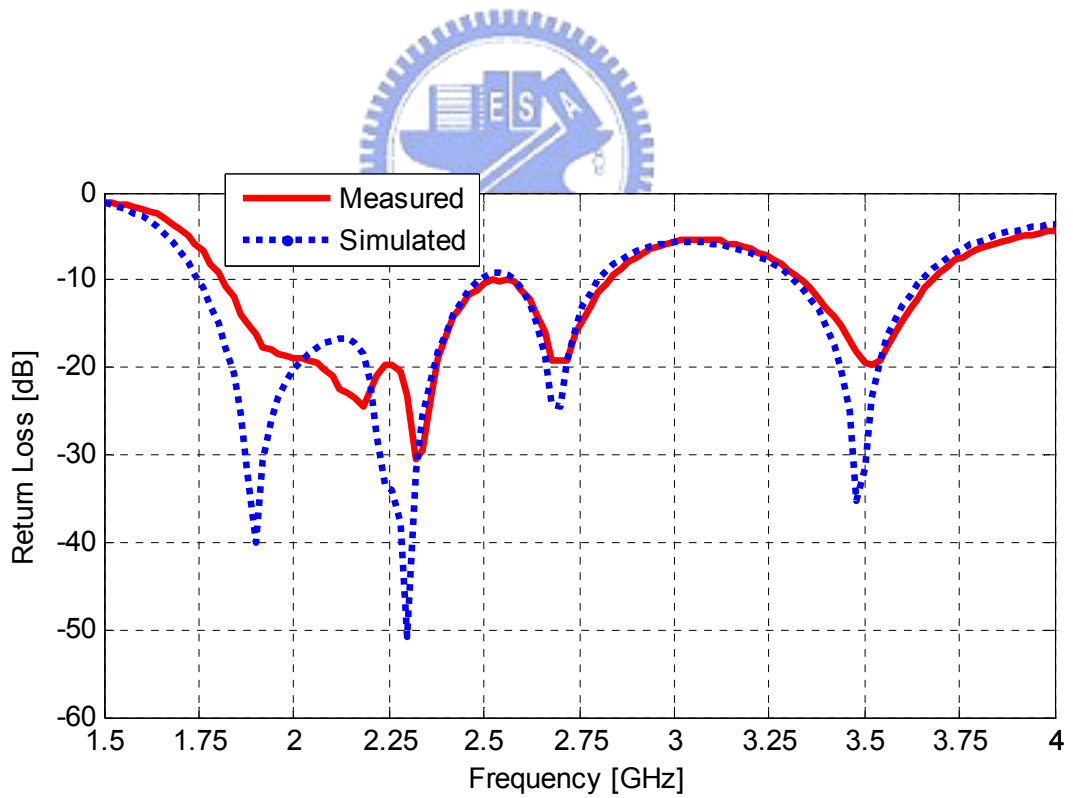
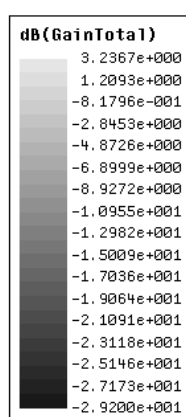
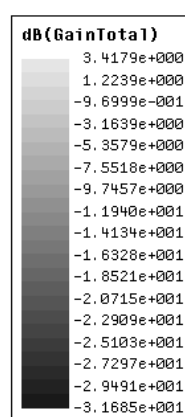


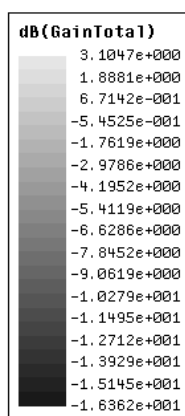
圖 4-27 新型多頻印刷偶極天線反射損耗模擬與量測圖



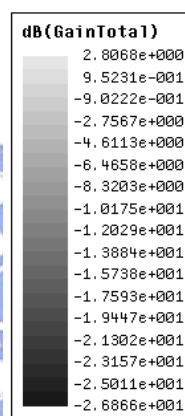
(a) 1.8GHz



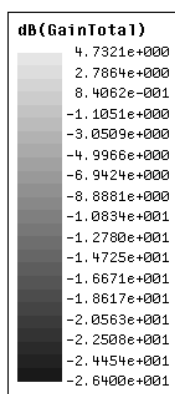
(b) 2GHz



(c) 2.45GHz

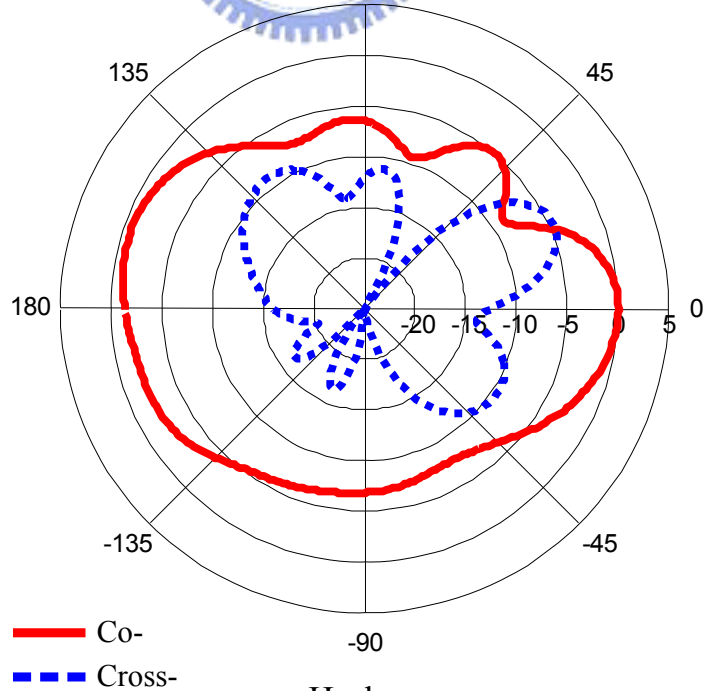
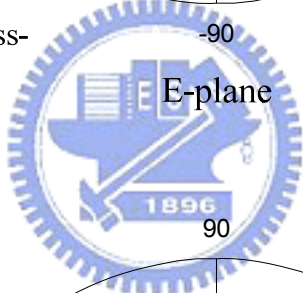
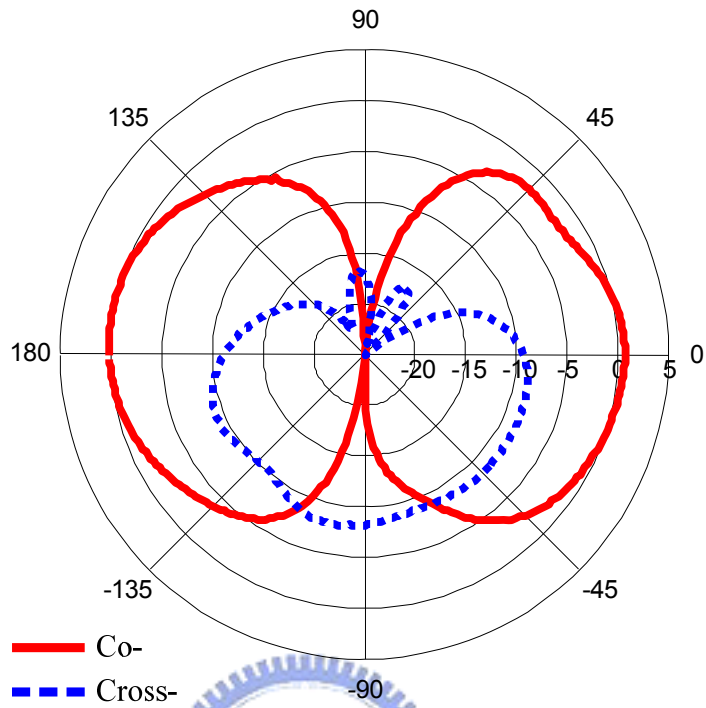


(d) 2.6GHz

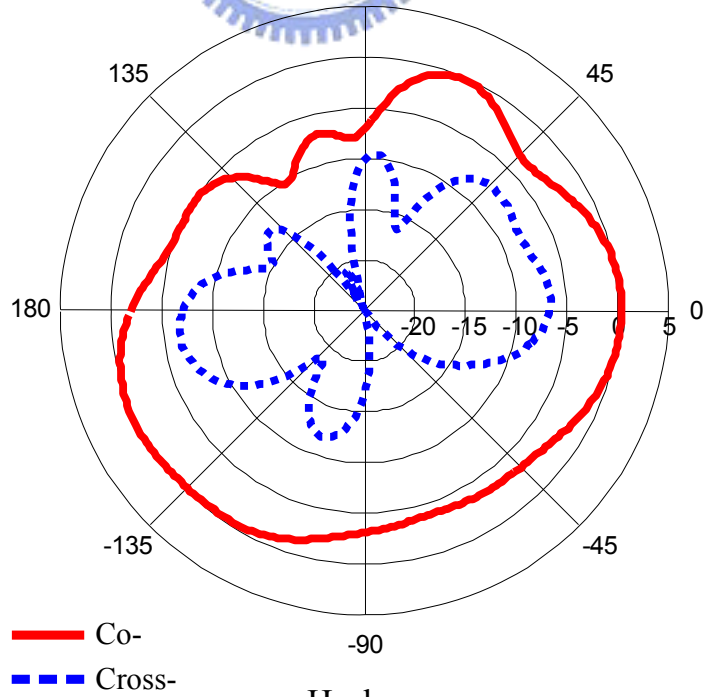
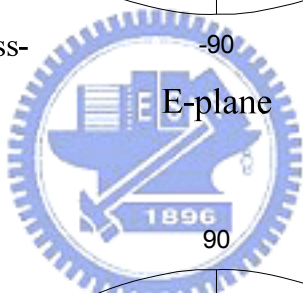
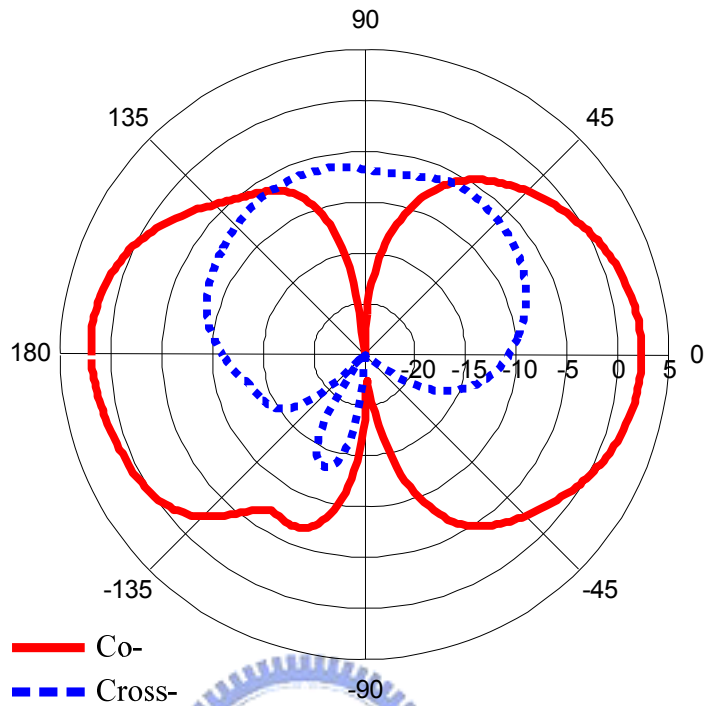


(e) 3.5GHz

圖 4-28 新型多頻印刷偶極天線三維增益輻射場型模擬圖



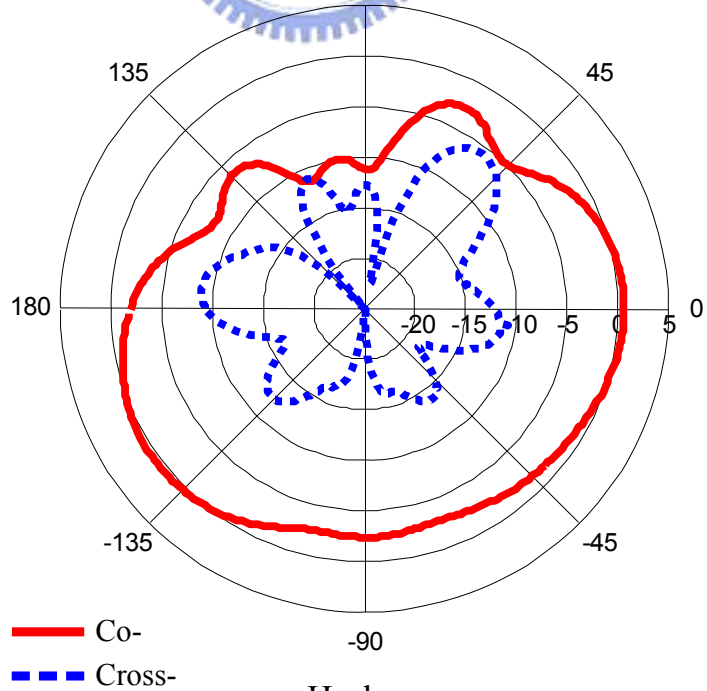
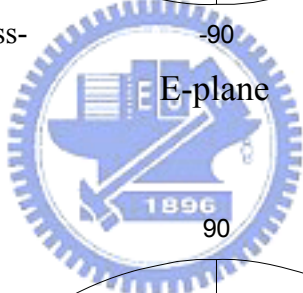
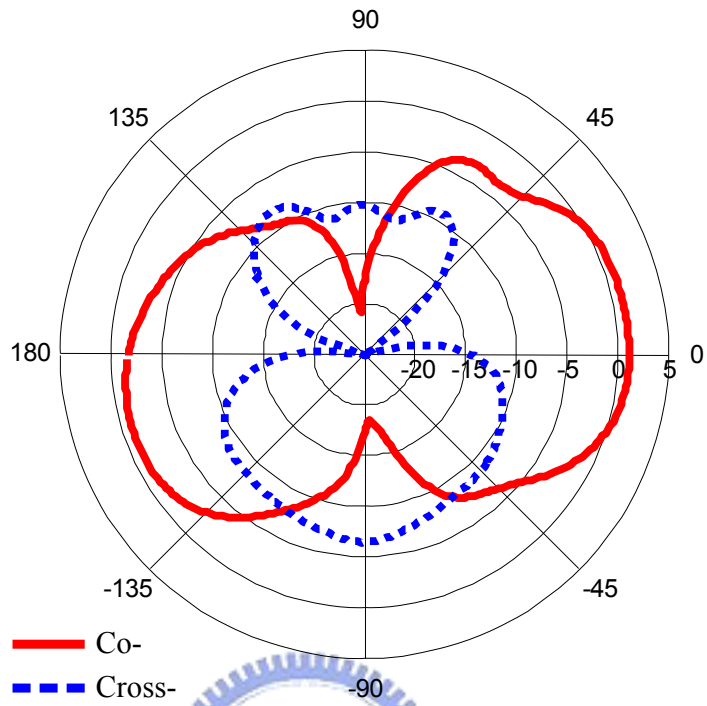
(a) 1.8GHz



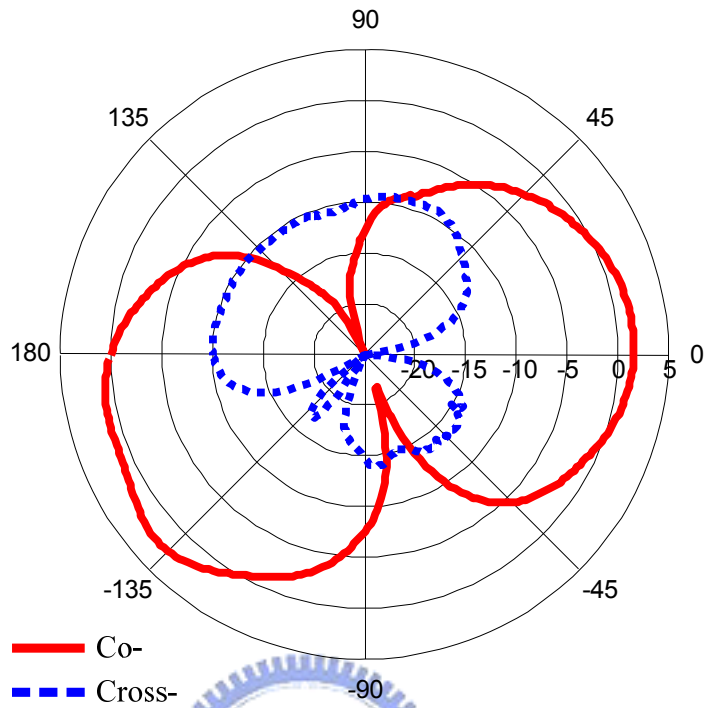
H-plane

(b) 2GHz

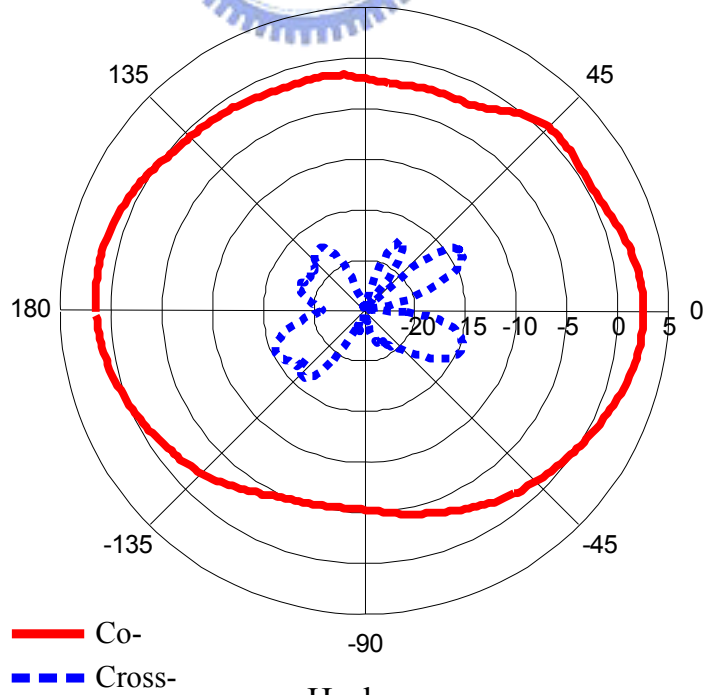




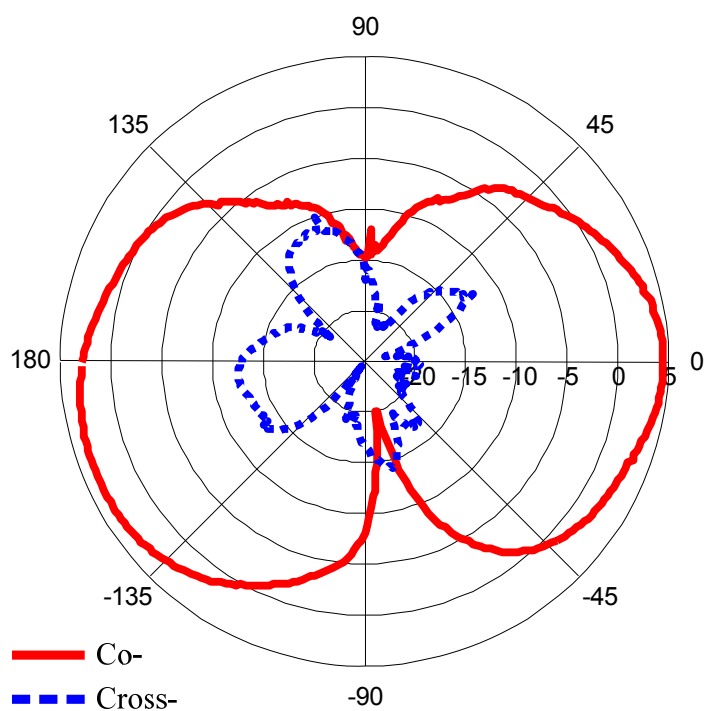
(c) 2.45GHz



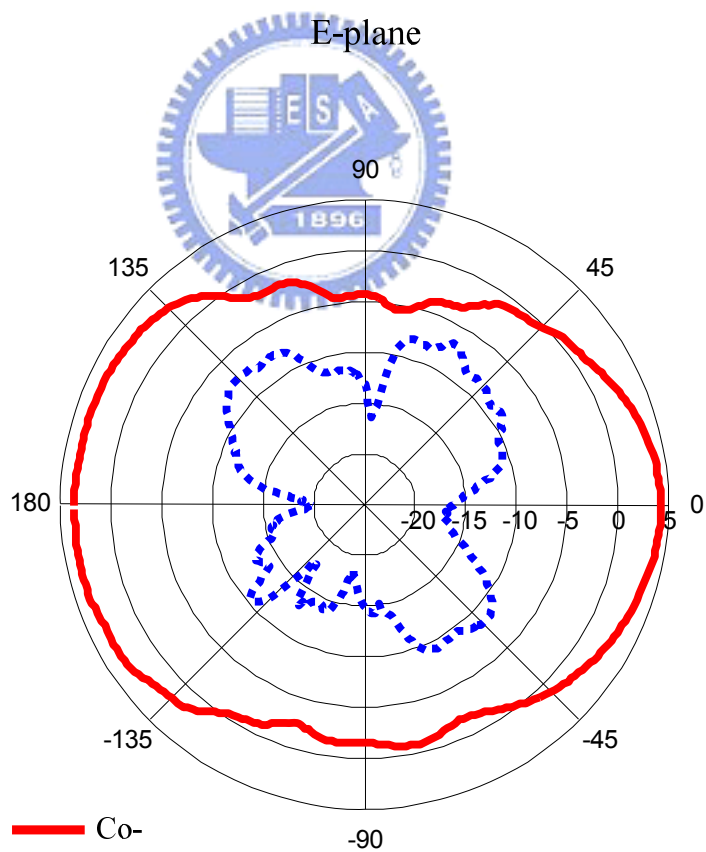
E-plane



(d) 2.6GHz



E-plane



H-plane

(e) 3.5GHz

圖 4-29 新型多頻印刷偶極天線二維增益輻射場型量測圖

表 4-7 新型多頻印刷偶極天線各頻段量測結果

量測頻率 (GHz)	量測反射損耗 (dB)	量測增益 (dBi)
1.8	-10.58	0.65
2	-18.88	2.35
2.45	-13.03	1.17
2.6	-11.16	2.58
3.5	-19.56	4.52

皆下來為了瞭解多頻帶天線在各共振頻率時兩偶極臂上激發電流訊號的特性，將以 HFSS 模擬的方式來估測其相位差與振幅比。由於天線本身與饋入網路是一完整結構，無法從環形分合波器兩輸出端埠端直接得到饋入訊號的相位與振幅資訊，若僅由環形分合波器單一結構所得到的輸出資訊來代表饋入訊號特性，似乎不夠嚴謹。因此改變圖 4-13 的結構，將環形分合波器移除並直接在兩偶臂前端激發訊號，以雙饋入的激發源取代原本的饋入網路，形成等效結構，如圖 4-30 所示。現在的目標是在各共振頻率激發適當相位振幅之兩訊號，使等效結構與原始結構在該頻率具有相同的輻射特性，而此對激發訊號之相位差與振幅比即為所求。詳細的步驟如下：

- 步驟一 由圖 4-27 原始天線結構反射損耗圖中找出環形分合波器兩倍中心頻率內的四個共振頻率點，並在各頻率分別模擬共極化與交叉極化增益，固定  $\theta$  角掃  $\phi$  角，找出其差值最大之角度  $\phi$ ，延著此角度與天線垂直之平面即為主極化方向。
- 步驟二 由圖 4-11 與圖 4-12 開路環形分合波器相位差與穿透係數模擬圖中，找出兩輸出訊號在共振頻率時之相位差  $\Phi$  與振幅比  $\rho$ 。
- 步驟三 將等效結構中兩激發源之訊號特性，以步驟二找出之相位差與振幅比代入，並分別在步驟一的四個共振頻率分別模擬共極化與交叉極化增益，找出其差值最大之角度  $\phi'$ ，若  $\phi' = \phi$  代表此時等效結構與原始結構具有相同的主極化方向，該頻率兩偶極臂上激發訊號的相位差即為  $\Phi$ ，振幅比即為  $\rho$ ，若  $\phi' \neq \phi$  則繼續下一步驟。
- 步驟四 若  $\phi' \neq \phi$ ，假設饋路網路接上天線後，不影響原本的功率分配比例，也就是環形分合波器兩輸出訊號與兩偶極臂饋入訊號具有相同的振幅比。因此可以固定步驟三中兩激發訊號之振幅比，並微調之前代入之相位差  $\Phi$  值，直到得到  $\phi' = \phi$  之結果。調整過後的  $\Phi'$  即為該頻率兩偶極臂上激發訊號估測之相位差值。

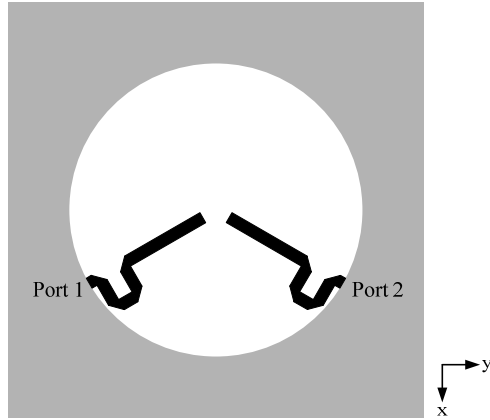
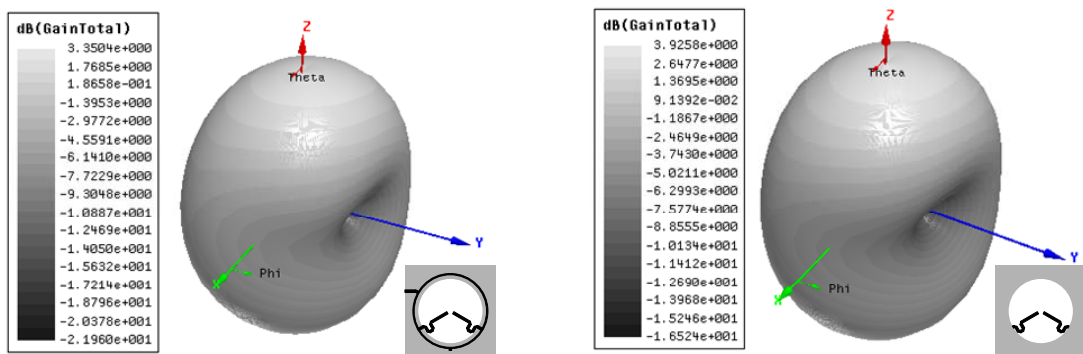


圖 4-30 雙埠多頻印刷偶極天線設計等效結構圖

由以上的方法，可以找出各共振率偶極臂上兩激發訊號的相位差與振幅比，最後的結果整理於表 4-8，其中定義相位差為右邊偶極臂上激發訊號的相位減去左邊偶極臂上激發訊號的相位，振幅比為兩訊號振幅的比值。由表中可以看出在第一、四兩共振頻率，兩激發訊號的相位差與振幅比與之前的理論分析完全相同，由此可以證明此方法的準確性。不過為了進一步確認中間兩共振頻率所得結果之準確性，在兩共振頻率分別模擬原始天線結構與代入表 4-8 訊號特性的等效結構之三維輻射場型，如圖 4-31。由圖中可以看出兩者具有十分相似的場型，代表利用模擬的方式所估測之相位差與振幅比確實能夠用來表示原始結構兩偶極臂上激發訊號的特性。

表 4-8 新型多頻印刷偶極天線各共振頻率兩偶極臂上激發訊號之特性估測值

模擬共振頻率 (GHz)	估測相位差 ( $\Phi$ )	估測振幅比 ( $\rho$ )	模擬極化方向 ( $\phi$ )
1.9	180°	0.935	0°
2.3	-220°	9.163	342°
2.7	21.5°	1.537	101°
3.48	0.14°	0.949	90°



(a) 2.3GHz

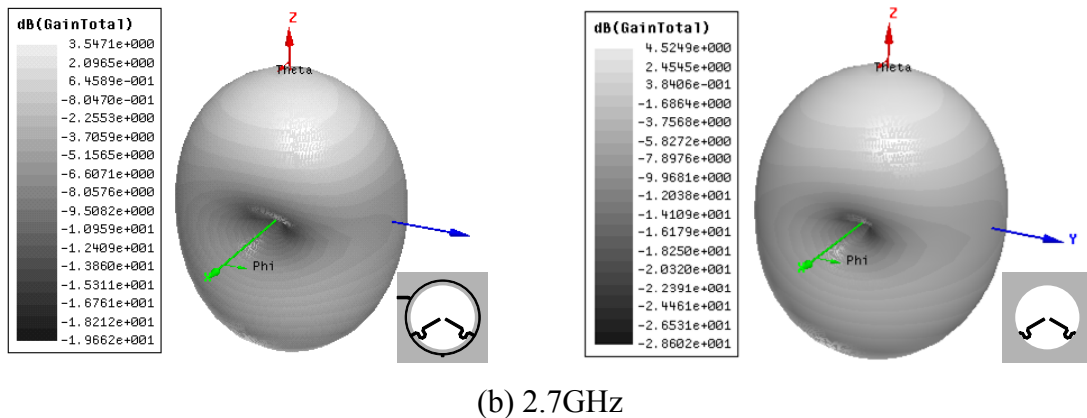


圖 4-31 多頻印刷偶極天線與等效結構三維輻射場型模擬圖

#### 4.5 心得與結論

本章利用改良式開路三埠環形微帶線分合波器取代第三章中天線的饋入網路設計，成功改善環形分合波器高頻輸出功率不足以及晶片電阻可能造成訊號損耗的缺點，有效提升天線輻射性能。各天線實際量測結果，高頻增益從之前的 0~1dBi 大幅提高至 4~5dBi，中高頻增益也提高至 3~4dBi。各共振頻率輻射場型與第三章所設計之多頻帶偶極天線幾乎完全相同，代表本章饋路網路的改良設計並不會改變天線的輻射特性。

另外，為了增加天線實用價值，進一步將其共振頻率作頻帶規劃。藉由調整第一個共振頻率點來改變整體操作頻帶，當其設計在低於環形分合波器中心頻率時，中間兩共振模態會相對較弱，使得主要操作頻帶由第一、四兩共振頻率產生；當其設計在高於環形分合波器中心頻率時，前三共振頻率點彼此較靠近，使得操作頻帶延伸至中高頻形成寬頻效應。當其設計在環形分合波器中心頻率附近時，前兩個共振頻率會形成寬頻效應，第三個共振模態之強弱則取決於設計過程所作的阻抗匹配。利用以上分析特性，本章成功設計出雙頻、三頻及多頻之兩端饋入式偶極天線，且其操作頻帶能夠涵蓋各常用通訊系統頻段。



## 第五章 縮小化印刷摺疊偶極天線設計

### ( Design of miniaturized printed folded dipole antenna )

#### 5.1 概述

隨著行動通訊的快速衍進，對於輕薄短小之天線需求愈亦增加，然而天線大小受限於波長，且輻射性能與天線尺寸更是習習相關，遂使得天線縮小化成為一門深具挑戰卻必須面對的議題。近年來許多天線縮小化方法相繼被提出，如[24]作者將[25]之印刷偶極天線兩偶極臂長度縮短並改變其形狀，如圖 5-1，為了維持原天線共振頻率，透過設計兩段寬度懸殊之金屬片組成偶極臂來產生電感性電抗以補償縮小後電容性的偶極天線，此即天線縮小化最基本的概念，在不改變共振頻率下縮小整體尺寸，反過來說，在不改變天線尺寸下將共振頻率降低，亦是達成天線縮小化之目標。以半波長共振之偶極天線為例，若要維持在原共振長度下來降低共振頻率，勢必要設法產生電感性電抗來補償低於原共振頻率時電容性之偶極天線，以合成較低頻之零輸入電抗頻率點，此頻率即為偶極天線縮小化後所產生的新共振頻率。

前兩章所提出之兩端饋入式新型偶極天線設計中，由於偶極臂上的電流會耦合至鄰近接地面，使得電流在接地面上繼續延伸，造成天線共振時兩偶極臂總長會小於半波長。因此，若在印刷偶極天線下方加入圍繞之寄生金屬，應能與接地面產生相同的效果，藉著感應之映像電流延長輻射路徑，以達到降低共振頻率而不改變原天線尺寸的目標。不過由於映像電流為反向電流，若過於臨近偶極天線將會抵消輻射效應，所以寄生金屬本身的形狀大小以及與偶極天線之間的相對位置與距離必須適當地加以選擇，以不致於影響天線輻射性能，並達到最大降頻目標。另外，除了輻射路徑延長所造成的效應外，結構本身如何形成偶極天線降頻所需之電感性電抗，也是本章的研究重點之一。

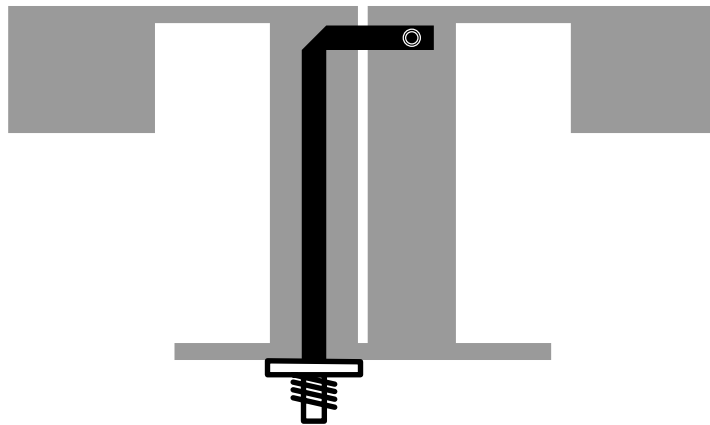


圖 5-1 縮小化印刷偶極天線

## 5.2 印刷摺疊偶極天線設計

由於本章的研究方向是希望利用加諸於天線外的寄生金屬來達到降頻之目標，因此天線本身是完整的個體，可以獨立出來運作。本節將先設計未結合寄生金屬之摺疊偶極天線，以接續之後天線縮小化的研究。

### 5.2.1 天線設計理論

為了配合接下來結合寄生金屬所形成之環形天線共振效應，欲設計之天線輸入阻抗將選擇與單波長環形天線輸入阻抗相近之 100 歐姆，由第二章偶極天線理論知道，半波長摺疊偶極天線具有傳統半波長偶極天線四倍大小之輸入阻抗，正好符合高輸入阻抗之需求，且其兩長邊上有對稱之同向電流，適合感應對稱之映像電流，加上也是零輸入電抗共振，易於作匹配，因此即決定以半波長摺疊偶極天線作為本研究中欲設計之天線類型。詳細的降頻過程與原理則會在之後幾節中相繼來介紹。

若以全長為單一波長之標準半波長摺疊偶極天線來作設計，天線尺寸會顯得過大而失去縮小化的初衷，且過大的尺寸會造成環繞之寄生金屬結構更大，以致於無法有效降頻。因此設計上將透過繞折的方式來縮小整體尺寸，如圖 5-2 為所設計之折疊偶極天線結構圖，詳細尺寸如表 5-1 所示。天線基板為厚度 0.8mm、介電係數  $\epsilon_r=4.4$  的 FR-4，共振頻率則是設計在 1.4GHz。由圖中可以看到天線僅在饋入端的長邊呈現連續垂直迂迴繞折，且兩長邊之寬度有些許差異，主要的目的是用來作阻抗匹配。

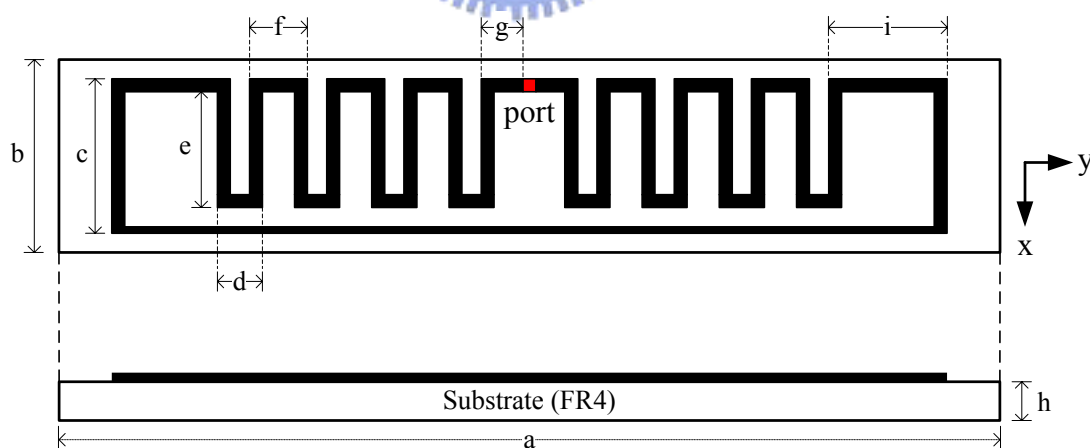


圖 5-2 單邊繞折之印刷摺疊偶極天線設計結構圖

表 5-1 單邊繞折之印刷摺疊偶極天線尺寸參數值 (單位：mm)

<b>a</b>	73.1	<b>d</b>	3.5	<b>g</b>	3.3
<b>b</b>	15	<b>e</b>	9	<b>h</b>	0.8
<b>c</b>	12	<b>f</b>	4.5	<b>i</b>	9.2

## 5.2.2 模擬結果

將圖 5-2 單邊繞折之摺疊偶極天線利用電磁模擬分析軟體 HFSS 來進行模擬，直接從饋入端激發一 100 歐姆之平衡差動訊號。圖 5-3 為天線反射損耗模擬圖，由圖中可以看出共振頻率為 1.4GHz，反射損耗-10dB 頻寬約為 10%。圖 5-4 為天線輸入電阻與電抗模擬圖，在 1.4GHz，輸入電阻值約為 100 歐姆，輸入電抗值為零，顯示天線確實達到阻抗匹配。由圖中也可以觀察到當頻率低於共振頻率時，電抗值會是負值，也就是說此時天線是電容性的，且愈往低頻電容性愈強，若要讓共振頻率愈往低頻降，則外加之電感值必須愈大。圖 5-5 為天線在共振頻率之三維增益輻射場型模擬圖，可以看出場型為標準半波長摺疊偶極天線之甜甜圈場型，增益值約為 2dBi，由此可以說明單邊繞折之摺疊偶極天線設計並沒有改變其輻射特性。圖 5-6 為電流強度分佈模擬圖，在饋入端附近以及未繞折之長邊電流較強。

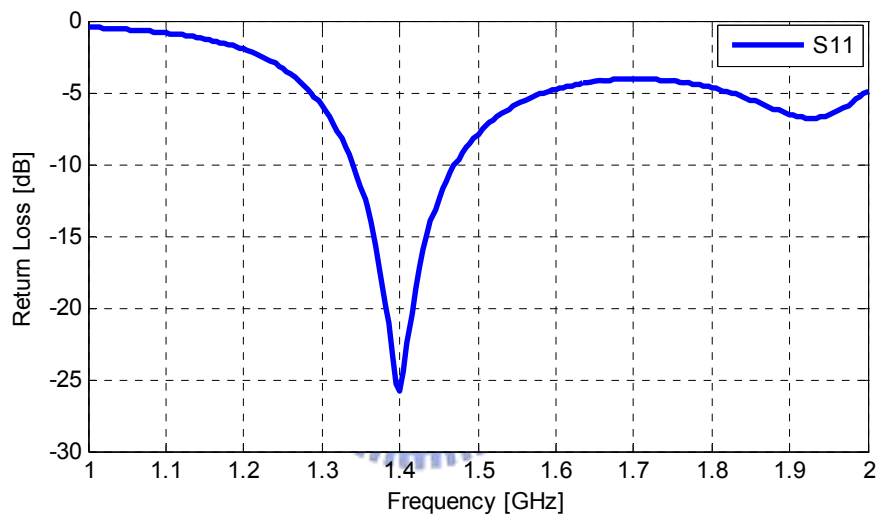


圖 5-3 單邊繞折之印刷摺疊偶極天線反射損耗模擬圖

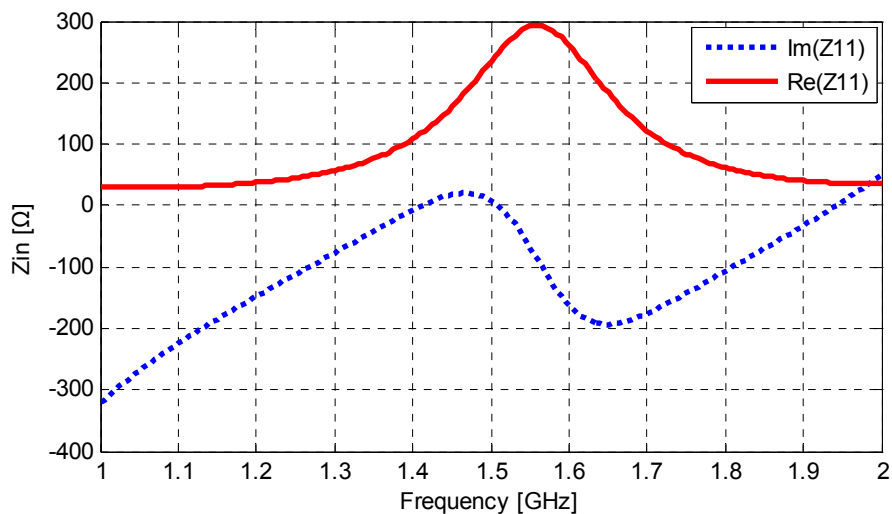


圖 5-4 單邊繞折之印刷摺疊偶極天線輸入阻抗模擬圖

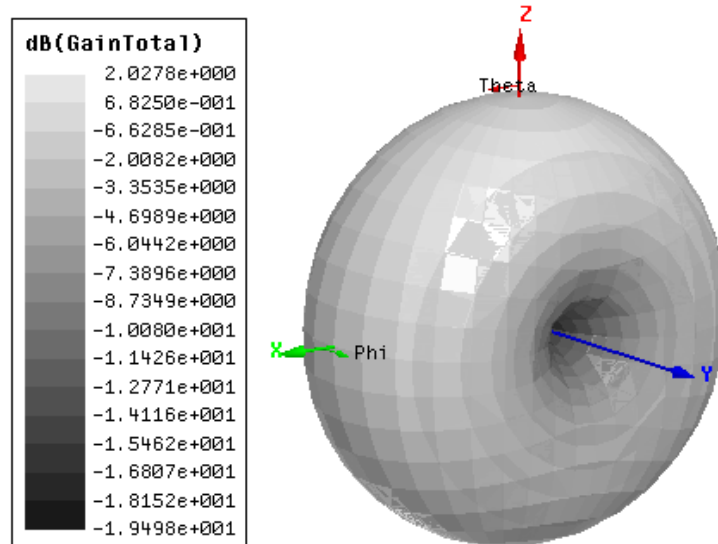


圖 5-5 單邊繞折之印刷摺疊偶極天線三維增益輻射場型模擬圖

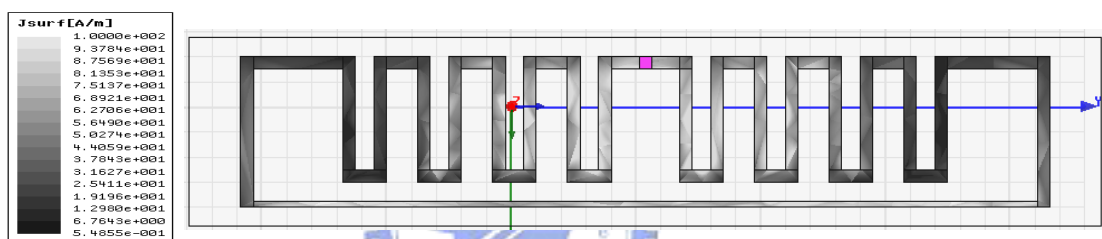


圖 5-6 單邊繞折之印刷摺疊偶極天線電流強度分佈模擬圖

### 5.3 結合圓環形寄生金屬之縮小化印刷摺疊偶極天線設計

上一節中已經完成摺疊偶極天線的設計，接下來的重點是研究如何利用環繞之寄生金屬來達到降低天線共振頻率之目標。本節將提出結合圓環形寄生金屬之摺疊偶極天線設計，可以大幅降低原天線共振頻率。

#### 5.3.1 天線設計概論

為了不改變介質基板上層的天線配置，寄生金屬將置於介質基板下層，由於所設計之摺疊偶極天線為對稱之結構，場型亦呈現對稱分佈，因此環繞之寄生金屬必須也是對稱的結構，才不致於影響原本對稱的輻射特性。圓形本身是完全對稱的形狀，但天線正下方不可存在導體，否則反向之映像電流會將其輻射效應抵消，於是將圓形中心挖空成為圓環結構，此即為選擇環繞摺疊偶極天線之寄生金屬結構。

為了瞭解圓環形寄生金屬結構之大小、位置會對天線共振頻率造成什麼影響，首先

使用 HFSS 模擬結合不同寬度圓環之摺疊偶極天線的反射損耗，寬度從 0.5mm 到 100mm，其中固定圓環之內半徑為 38.5mm，饋入位置與方式與模擬圖 5-2 摺疊偶極天線時相同。圖 5-7 為天線結構示意圖。另外，針對不同內半徑等寬度之圓環形寄生金屬對天線降頻的影響與研究則會在下一章中作深入的介紹。圖 5-9 為結合不同寬度圓環之摺疊偶極天線反射損耗圖，由圖中可以看出加入環形寄生金屬後成功降低了天線共振頻率，不過隨著寬度的不同，共振頻率下降的幅度與反射損耗的特性也不盡相同，共振頻率有隨著圓環寬度的減少而愈往低頻下降的趨勢，且當圓環壓縮到某個寬度之後，再將寬度繼續縮減也無法使得共振頻率更低，此現象可以由圖中圓環寬度 0.5mm 之結構共振頻率已稍微高於寬度 1.5mm 之結構來說明。因此可以推論，在固定圓環內徑之情況下，改變其寬度，將存在一個降頻極限值。

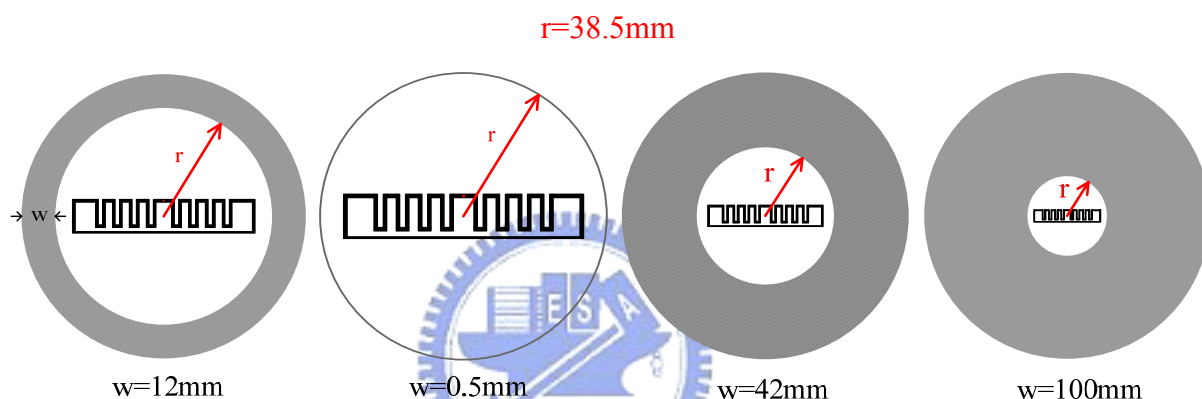


圖 5-7 結合不同寬度相同內徑圓環形寄生金屬之印刷摺疊偶極天線結構示意圖

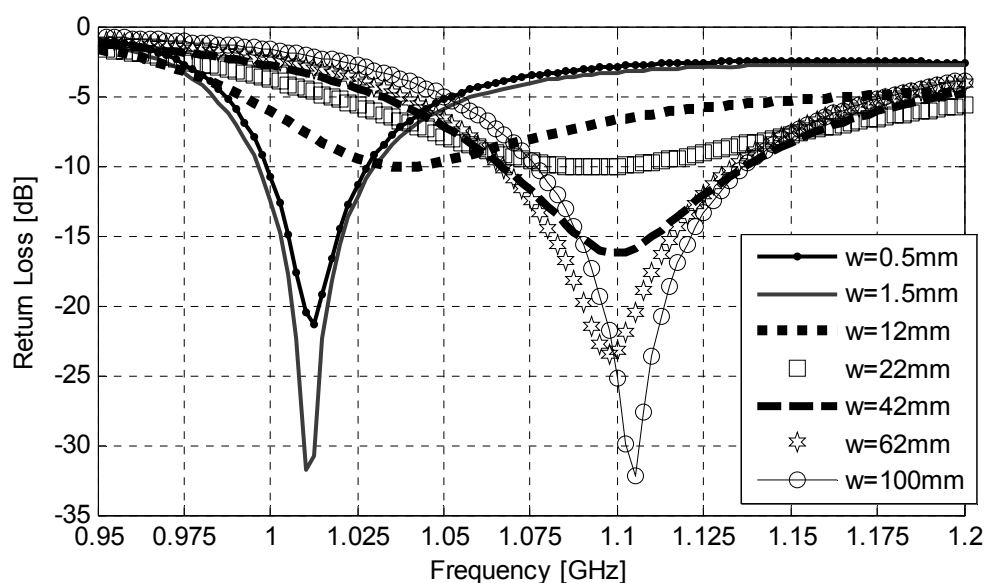


圖 5-8 結合不同寬同內徑圓環形寄生金屬之印刷摺疊偶極天線反射損耗模擬圖



回過頭來思考一個問題，當圓環寬度愈寬，總體尺寸將愈大，電流所流經的面積也愈多，波長會愈長，在波長與頻率成反比下，共振頻率理應愈低，但情況卻正好相反。由此可見天線的降頻效應除了是透過延長電流路徑來產生外，在降頻過程中勢必還伴隨著其他影響機制，以使得共振頻率可以由 1.4GHz 大幅降低至 1GHz。為了瞭解造成此機制的關鍵因子，皆下來模擬各結構在自身共振頻率之電流強度分佈，以圖 5-7 的四個結構為例，如圖 5-9 所示，其中固定電流密度範圍從 0~20 A/m，可以清楚地由顏色的深淺瞭解電流強度的差異性。位於中央摺疊偶極天線上之電流最強，且圍繞不同寬度之圓環並不會影響其電流強度。不過圓環上感應電流之強度卻會隨著其寬度的持續遞減而顯著增強，且由圖 5-8 的模擬結果知道，圓環寬度愈窄天線共振頻率愈低，因此可以直觀的推論，圓環上所感應之電流即是影響降頻機制的關鍵因子，當電流強度愈強，其所能提供的降頻效果愈好。

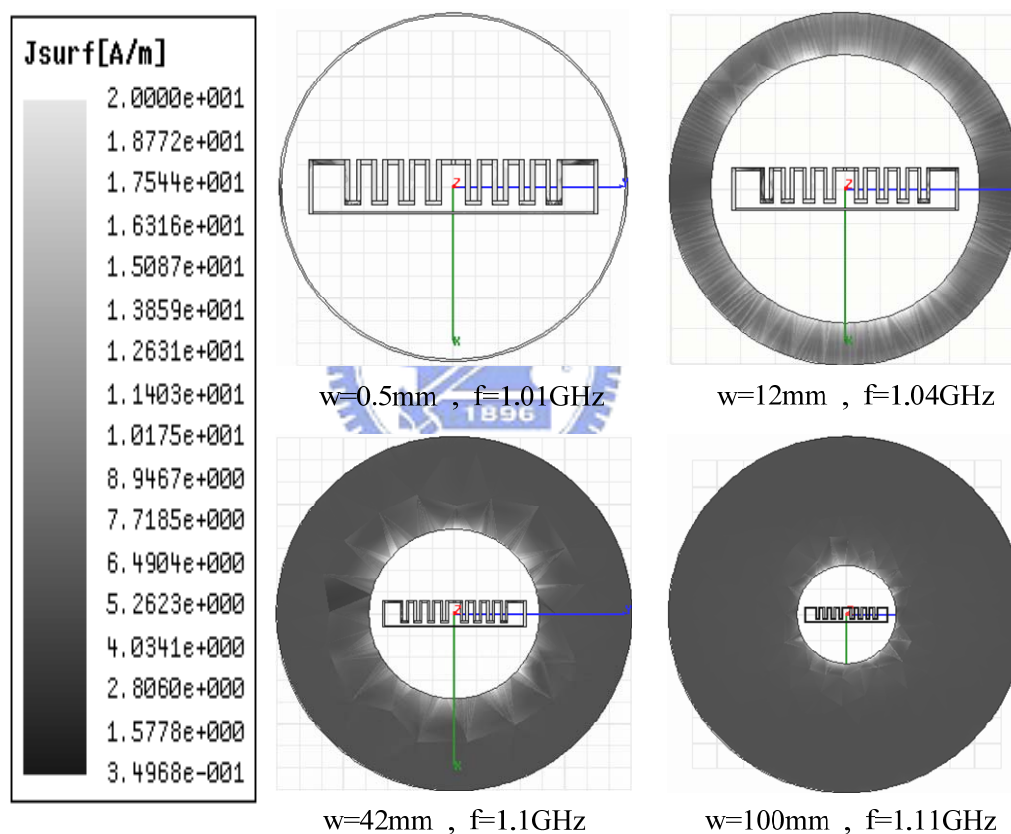


圖 5-9 結合不同寬度圓環形寄生金屬之印刷摺疊偶極天線電流強度分佈模擬圖

### 5.3.2 結合圓環形寄生金屬之印刷摺疊偶極天線最佳化設計

上一節的設計概論中已經提出縮小化天線的設計理念與整合架構，並探討了不同寬度之圓環形寄生金屬對摺疊偶極天線降頻效應的影響，且模擬結果發現固定內徑之圓環應會存在一個寬度值，使得天線共振頻率最低，也就是無論圓環寬度小於或大於此值，



皆無法再讓天線共振頻率更低。本節即利用 HFSS 再加入圓環內徑大小作為變數配合寬度的調整進行模擬設計，目標是找到適當尺寸之圓環，使得天線共振頻率可以降到最低的極限值，且在共振頻率之反射損耗值仍能維持在-25dB 以下。如圖 5-10 為最後設計出之最佳化縮小化印刷摺疊偶極天線結構圖，圓環之內半徑為 38.5mm，寬度為 1.7mm，中央為所設計之摺疊偶極天線，使用長寬 90mm、厚度 0.8mm 之 FR4 作為天線基板。

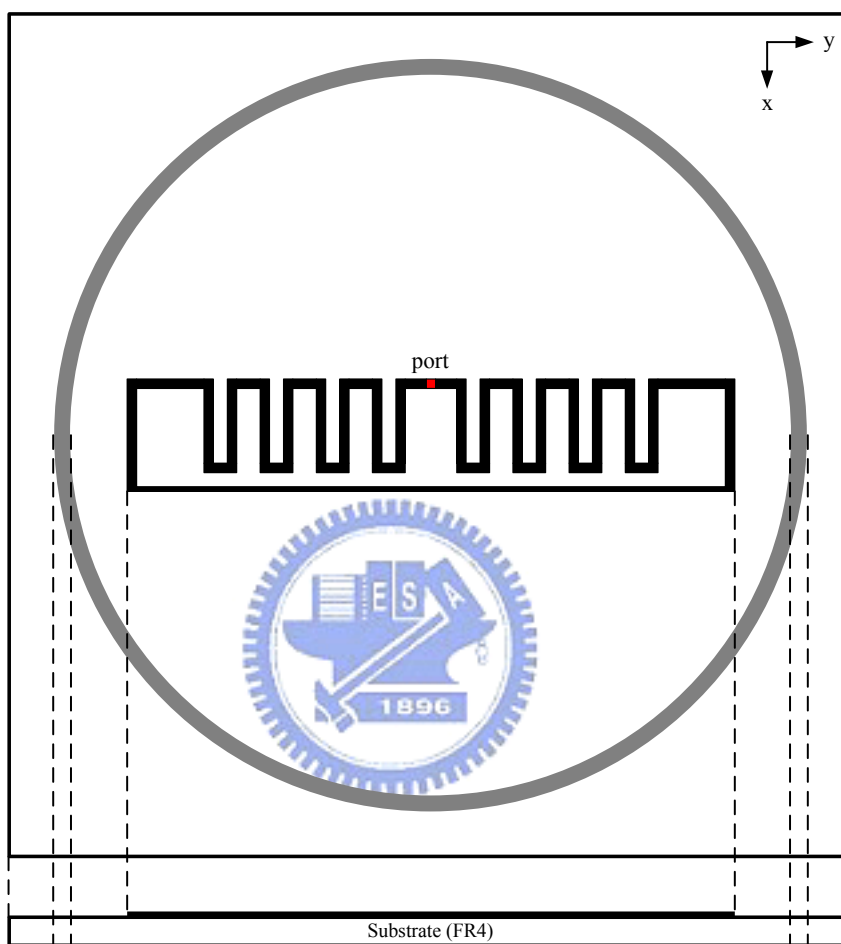


圖 5-10 結合圓環形寄生金屬之印刷摺疊偶極天線最佳化設計結構圖

### 5.3.3 模擬結果討論與分析

圖 5-10 為利用 HFSS 模擬圖 5-9 所設計之縮小化摺疊偶極天線反射損耗圖，共振頻率為 0.995GHz，比起加入圓環形寄生金屬前的共振頻率 1.4GHz，大幅下降了約 400MHz。若以[26]所定義之縮小化指數(miniaturization factor, MF) 來計算，其定義為原天線共振頻率與縮小化後天線共振頻率之比值，本章所提出之縮小化天線 MF 為 1.404，這是一個相當大的數量級。且在共振頻率時具有極佳之阻抗匹配，反射損耗值為 -33dB。不過在第一章就曾提過，天線縮小化就像是一種妥協與交換的過程，與圖 5-3 相比，縮小化後的天線雖然得到降頻的結果，卻也犧牲了頻寬。

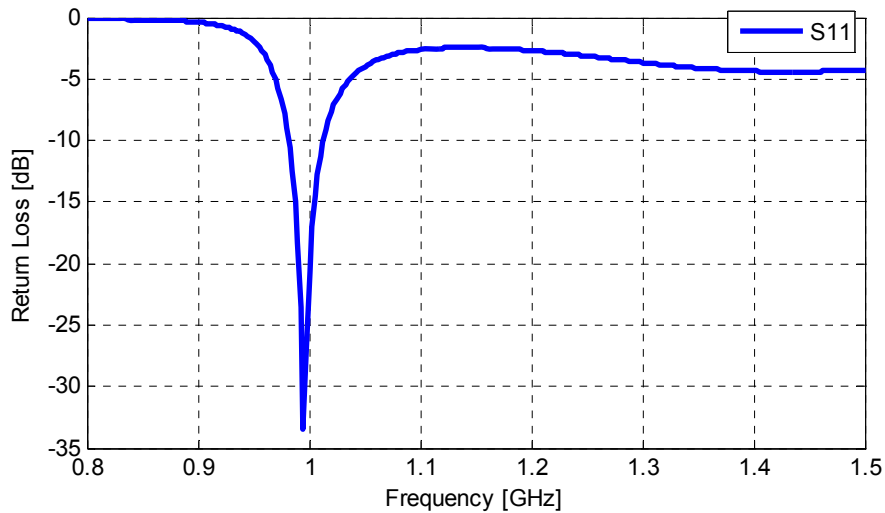


圖 5-11 結合圓環形寄生金屬之縮小化印刷摺疊偶極天線反射損耗模擬圖

圖 5-12 為所設計之縮小化摺疊偶極天線三維增益輻射場型模擬圖，由圖中可以發現加入環形寄生金屬後，天線場型變成橢圓之甜甜圈形狀，增益值為 2.63dBi。輻射效應因受到環形寄生金屬感應之反向映像電流影響，場型在延著 x 軸的兩端被削弱，同時延著 z 軸的兩端指向性增加，與前兩章所設計之兩端饋入式新型偶極天線場型相似，另外接下來會證明環形寄生金屬本身共振輻射也會形成橢圓之輻射場型。

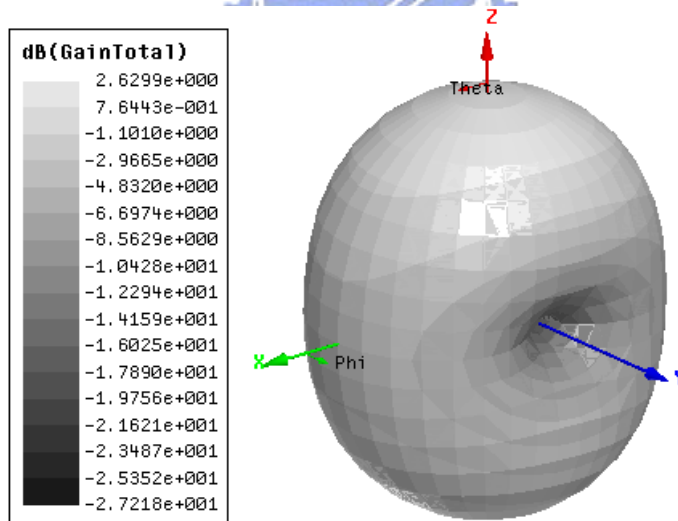
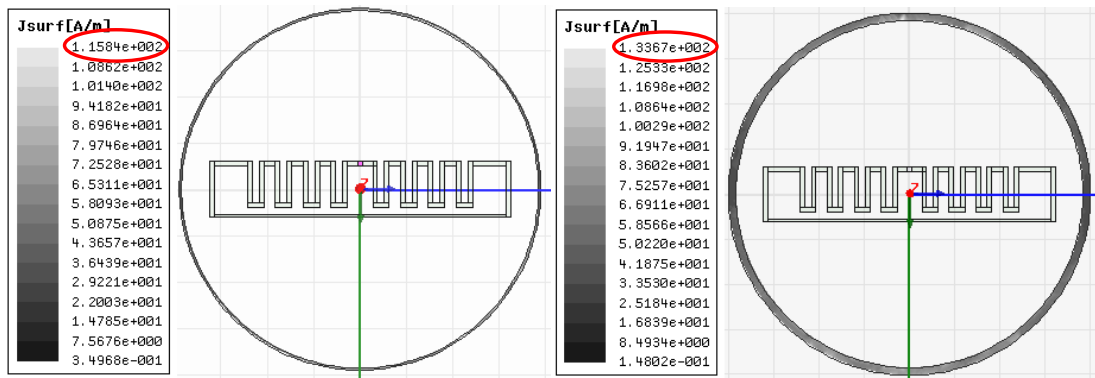


圖 5-12 結合圓環形寄生金屬之印刷摺疊偶極天線三維增益輻射場型模擬圖

與上一節圓環寬度為 0.5mm 與 1.5mm 之天線結構相比，本節的設計僅差在圓環寬度為 1.7mm，在相同圓環內徑下，寬度雖然較寬但共振頻率卻明顯較低，代表一旦圓環寬度小於 1.7mm，將不再適用原本天線共振頻率隨寬度減少而下降的規則。接著，繼續檢視電流強度分佈情形，比較寬度 0.5mm 與 1.7mm 兩圓環在天線共振頻率操作時所感應之電流強度。模擬結果如圖 5-13 所示，可以看出寬度 1.7mm 之圓環所感應之映像電流強度較強，此結果也驗證了之前圓環感應電流愈強天線降頻幅度愈大的推論。



w=0.5mm

w=1.7mm

圖 5-13 寬度 1.7mm 與 0.5mm 圓環形寄生金屬上感應電流強度分佈模擬圖

圖 5-14 為所設計之縮小化摺疊偶極天線在共振頻率操作時的電流向量模擬圖，由圖中可以觀察出電流在摺疊偶極天線與圓環形寄生金屬上分佈的情形。摺疊偶極天線兩長邊上之電流呈現同向分佈，造成相對應圓環兩側感應反向之映像電流，且其對稱於中線分佈。圓環上對稱的感應電流正好與第二章中介紹過之單波長環形天線具有完全相同的電流分佈，可以由圖 5-15 相同尺寸等效圓環形寄生金屬之單波長環形天線在自身共振頻率操作時的電流向量模擬圖來說明，其中環天線訊號饋入端的位置正對於摺疊偶極天線的饋入端。因此，當所設計之縮小化摺疊偶極天線共振時，圓環形寄生金屬上所感應之映像電流本身會形成單波長環天線共振模態，與摺疊偶極天線同時產生幅射效應。此為一相當重要之發現，因為可以將原本整合的天線結構拆解成摺疊偶極天線與單波長環形天線兩各別之單元結構來作分析，在降頻過程中單波長環形天線與摺疊偶極天線之間的關聯性將是接下來要研究的重點之一。

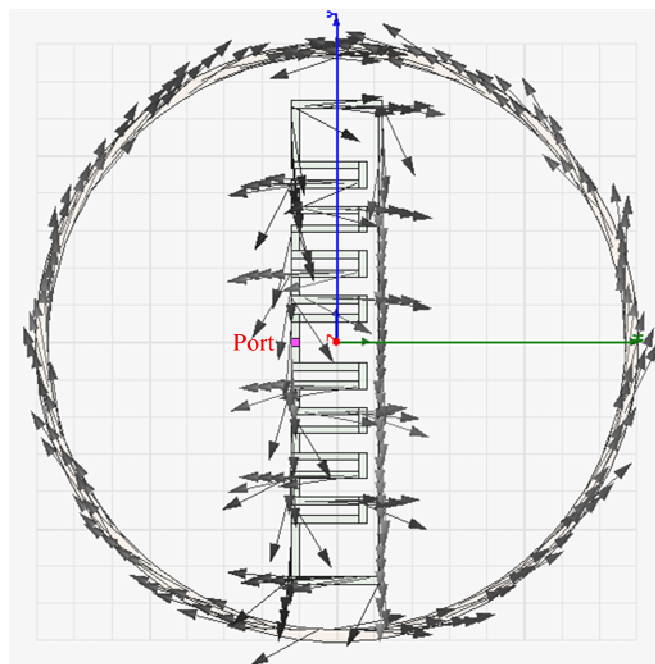


圖 5-14 結合圓環形寄生金屬之印刷疊偶極天線在共振頻率時之電流向量模擬圖

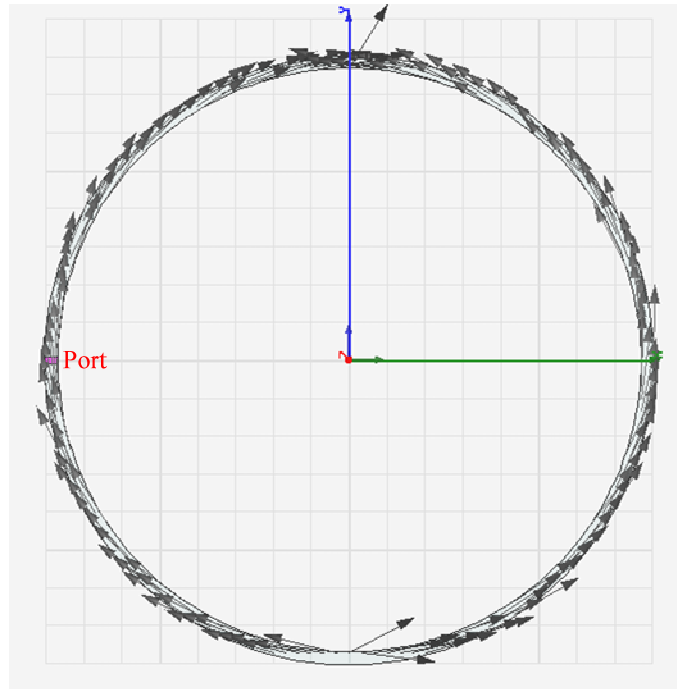


圖 5-15 圓環形寄生金屬等效之單波長環形天線電流向量模擬圖

圖 5-16、5-17 為圓環形寄生金屬之等效單波長環形天線反射損耗與三維增益輻射場型模擬圖。其共振頻率為 1.16GHz，較摺疊偶極天線共振頻率 1.4GHz 為低。三維輻射場型為標準單波長環形天線之橢圓形甜甜圈場型，增益值約 3dBi，與圖 5-12 結合摺疊偶極天線後的場型十分相似，可見當整合之天線結構共振輻射時，環形寄生金屬確實透過感應之映像電流形成環天線模態同時提供輻射效應，而影響了最終的輻射場型，不過增益值卻較環形天線低，主要的原因是受到摺疊偶極天線本身全向性的場型影響，使得指向性較差。

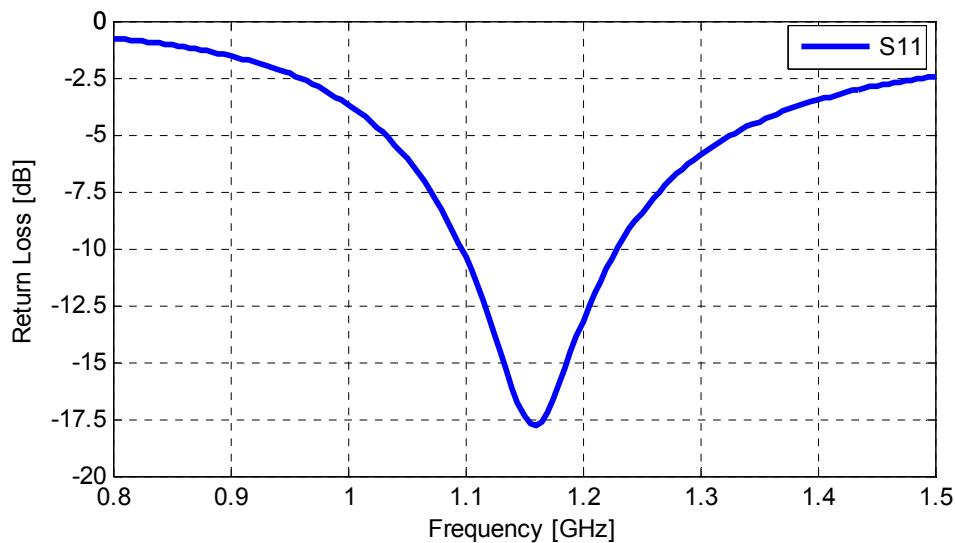


圖 5-16 圓環形寄生金屬之等效單波長環形天線反射損耗模擬圖

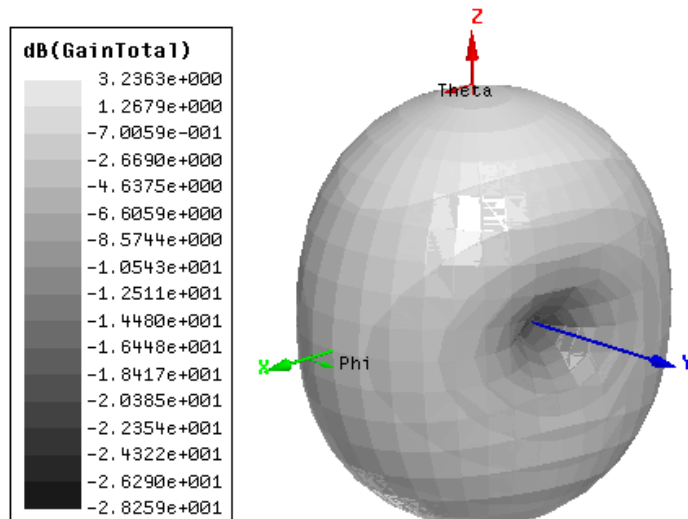


圖 5-17 圓環形寄生金屬之等效單波長環形天線三維增益輻射場型模擬圖

到目前為止已經知道，共振頻率以摺疊偶極天線最高，圓環形寄生金屬之等效環形天線次之，而整合後縮小化摺疊偶極天線最低。為了進一步探討此三天線之間的關係，分別模擬其輸入電阻與電抗，如圖 5-18、5-19 所示。圖中可以發現三天線輸入阻抗具有相似的曲線分佈，隨著共振頻率的下降而左移。現在的關鍵在於找出環形寄生金屬是以何種機制讓摺疊偶極天線在降頻後的新共振頻率達到阻抗匹配，因此直接觀察在新共振頻率三曲線的落點。可以看出在該頻率縮小化摺疊偶極天線輸入電阻最大，環形天線次之，摺疊偶極天線最小，輸入電抗也有相似的情形。接著嘗試將圖 5-18 摺疊偶極天線與環形天線的輸入電阻相加形成一新曲線，並與縮小化摺疊偶極天線輸入電阻曲線重繪於圖 5-20，圖中可以發現兩曲線在 0.995GHz 與 1.2GHz 兩頻率附近相交，也就是說在此兩頻率縮小化摺疊偶極天線之輸入電阻正好等於摺疊偶極天線與環形天線之輸入電阻疊加，以電路觀點來看即為兩電阻串聯。值得注意的是，第一個交點頻率即是縮小化摺疊偶極天線的共振頻率，而環形天線之輸入電阻則可視為環形寄生金屬本身的電阻值。因此，整合以上分析可以提出以下結論：當縮小化摺疊偶極天線共振時，其輸入電阻為摺疊偶極天線的輸入電阻再串聯環形寄生金屬本身的電阻。由於電阻串聯後具有加乘的效果，可以彌補低頻摺疊偶極天線較小的電阻，使得結合環形寄生金屬後的摺疊偶極天線可以在低頻匹配到訊號端 100 歐姆的電阻。

而決定半波長摺疊偶極天線共振頻率的關鍵在於輸入電抗，當其值為零時即為共振頻率，因此降頻過程中必須產生電感性的正電抗值來補償低於原共振頻率電容性的負電抗值。不過在分析輸入電抗時，不能將環形寄生金屬獨立出來以等效之環形天線來研究，因為電抗值與結構、電流都息息相關，環形寄生金屬與摺疊偶極天線整合後，整體結構已經改變，勢必與整合前具有不同的特性。因此下一節中將針對整合後縮小化摺疊偶極天線如何利用其結構本身形成降頻所需之電感性電抗進行研究。



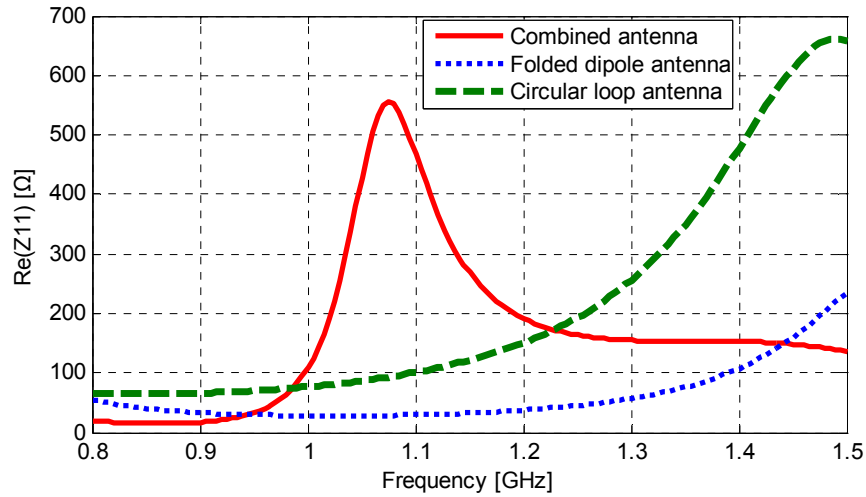


圖 5-18 縮小化印刷摺疊偶極天線與拆解之兩單元結構天線輸入電阻模擬圖

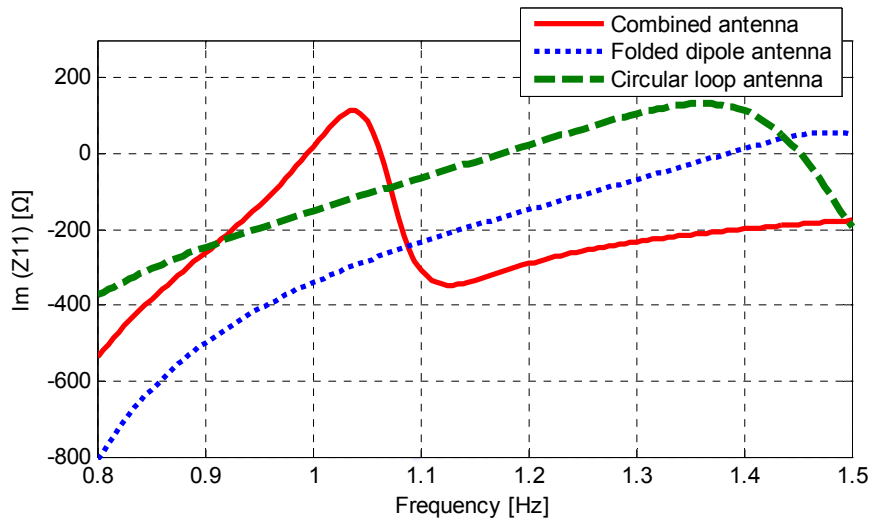


圖 5-19 縮小化印刷摺疊偶極天線與拆解之兩單元結構天線輸入電抗模擬圖

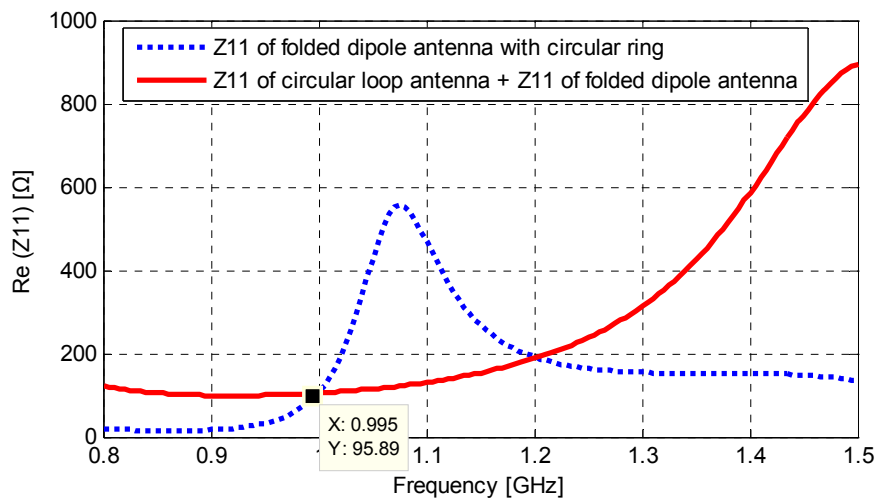


圖 5-20 縮小化印刷摺疊偶極天線輸入電阻與拆解之兩天線輸入電阻疊加模擬圖



## 5.4 結合圓環形寄生金屬之縮小化印刷摺疊偶極天線降頻原理分析

上一節中將環形寄生金屬獨立出來以等效環形天線作分析，利用模擬輸入電阻曲線疊加的方式，推論出在降頻後的新共振頻率環形寄生金屬會提供本身之電阻與摺疊偶極天線串聯，以達到阻抗實部的匹配。本節中將繼續以史密斯圖(Smith chart)[27]作驗證，並提出簡單之等效電路模型，同時證明整合環形寄生金屬也會產生串聯之電感性電抗，以補償電容性的摺疊偶極天線，使得電抗零點頻率能夠往低頻降。最後會以電流分佈以及磁場分佈來說明結構如何產生電感性電抗。

### 5.4.1 史密斯圖分析與等效電路模型

為了瞭解結合環形寄生金屬後，單邊繞折之摺疊偶極天線特性會如何改變，首先由圖 5-18、5-19 中粹取出摺疊偶極天線在 0.995GHz 之輸入阻抗值，此頻率為降頻後的新共振頻率，由於低於原共振頻率 1.4GHz，天線之等效電路模型可以用一個電容與電阻串聯來表示，經過計算可以得到其電容與電阻值，如圖 5-21 所示。接著利用 HFSS 與 Designer 分別模擬該頻率摺疊偶極天線與其等效電路模型之 S11 史密斯圖，如圖 5-22 所示。由圖中可以看出 S11 在兩史密斯圖上落點幾乎完全相同，代表所提出之等效電路模型能夠正確描述此時折疊偶極天線的特性。

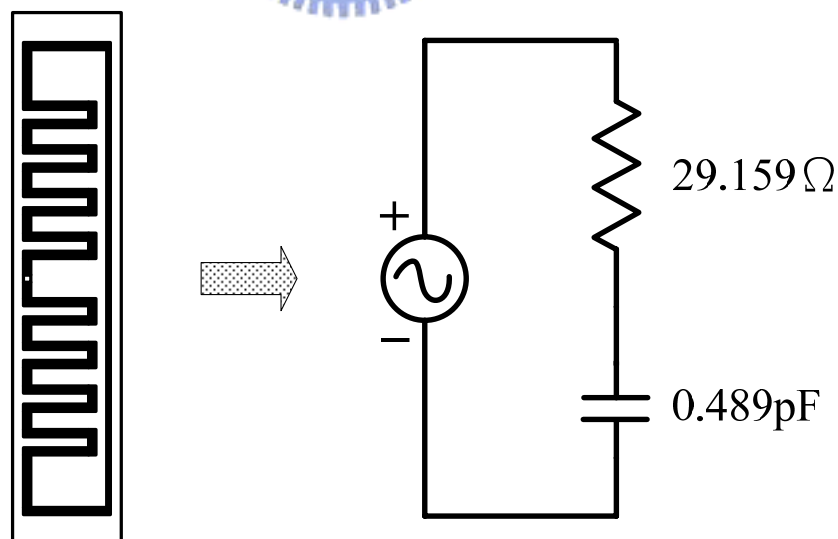


圖 5-21 單邊繞折之印刷摺疊偶極天線在 0.995GHz 之等效電路模型

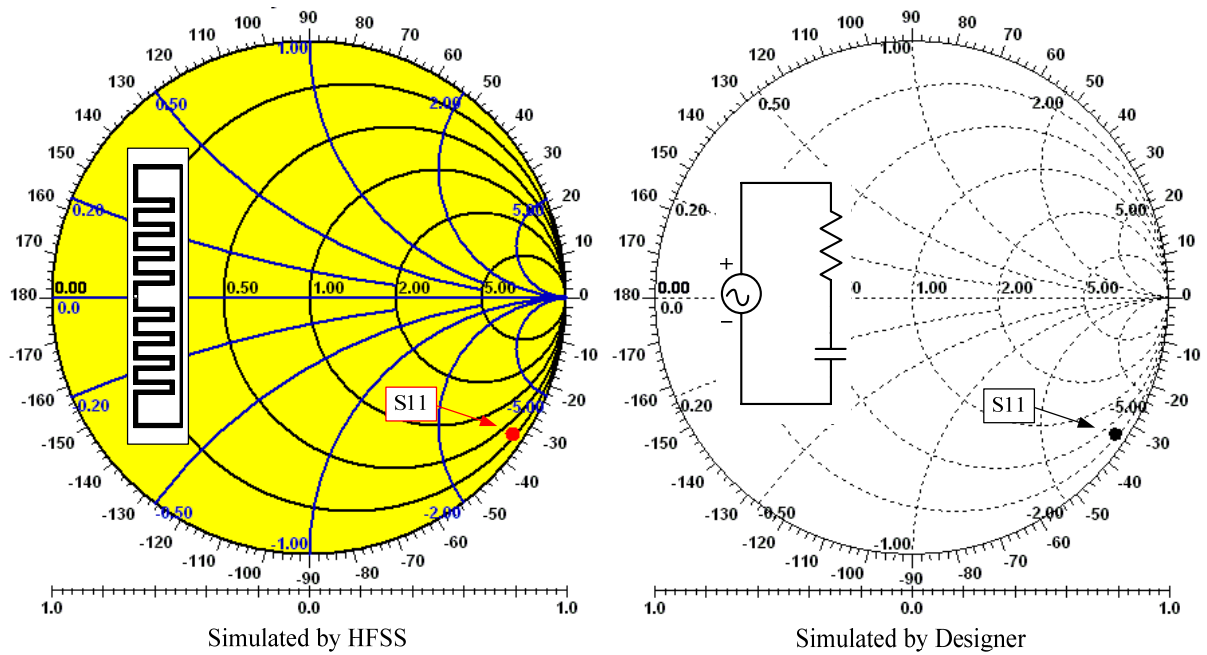


圖 5-22 印刷摺疊偶極天線與其等效電路模型在 0.995GHz S11 模擬史密斯圖

繼續以 HFSS 模擬結合環形寄生金屬後摺疊偶極天線在相同頻率之 S11 史密斯圖，如圖 5-23 所示。為了瞭解結合環形寄生金屬在等效電路中所對應的作用，觀察 S11 在圖 5-22 與 5-23 的落點，會發現它從史密斯圖的右下圓周附近轉換到接近史密斯圖中心，也就是說，加入環形寄生金屬的作用就像是在作阻抗匹配。接下來的工作將試著以串接集總元件的方式讓圖 5-21 的等效電路達成此匹配。首先找出圖 5-23 中 S11 所在之歸一化電阻圓，接著將原等效電路串聯一適當大小之電阻讓 S11 落到此歸一化電阻圓上，目的是希望 S11 能夠延著此歸一化電阻圓順時鐘往圓心方向旋轉，但要使其旋轉必須改變所在之歸一化電抗圓，於是再串聯一適當感值之電感，最後經過計算可以找出所串聯的電阻與電感值，使得 S11 正好落在圖 5-23 中的位置。

加入環形寄生金屬可以等同於上述所作的阻抗匹配，因此結合環形寄生金屬之摺疊偶極天線的等效電路模型可以用圖 5-21 摺疊偶極天線的等效電路繼續串聯一個電感與電阻來表示，如圖 5-24 所示。同樣將此模型以 Designer 模擬 S11 史密斯圖，如圖 5-25 所示，模擬結果與圖 5-23 幾乎相同，代表結合環形寄生金屬對摺疊偶極天線所造成的效應確實可以用串聯電感與電阻的方式來等效，此結果也同時驗證了上節提出環形寄生金屬在共振頻率會提供串聯電阻的推論。

回到圖 5-24 中的等效電路，利用串聯共振的公式可以算出其共振頻率如下：

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{0.489p \cdot 52.389n}} \approx 0.994 \text{ (GHz)} \quad (5-1)$$

上式計算出電路本身的共振頻率，與結合環形寄生金屬後摺疊偶極天線的共振頻率 0.995GHz 十分接近，代表在此頻率附近，電容性的摺疊偶極天線會與結合環形寄生金屬所產生的電感性電抗形成串聯共振。

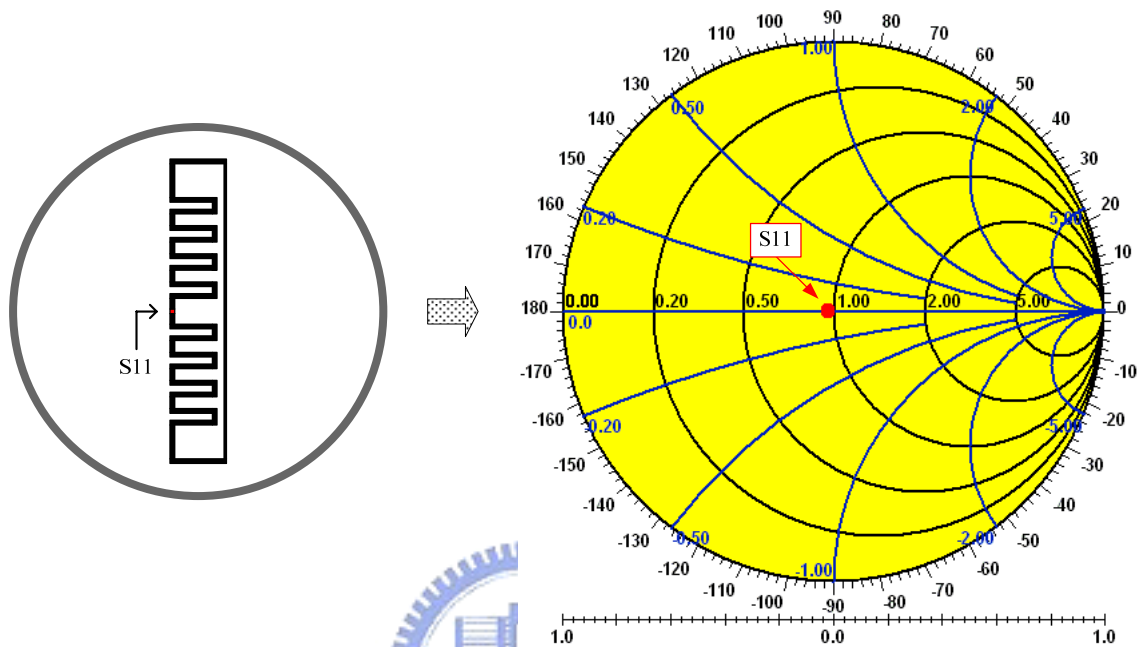


圖 5-23 結合環形寄生金屬之印刷摺疊偶極天線在 0.995GHz S11 模擬史密斯圖

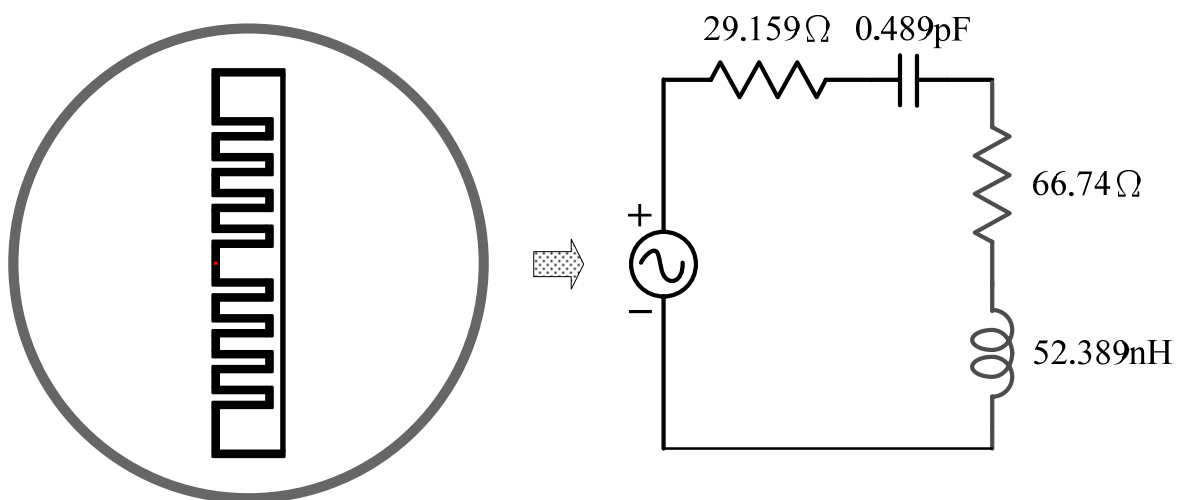


圖 5-24 結合環形寄生金屬之印刷摺疊偶極天線在 0.995GHz 之等效電路模型

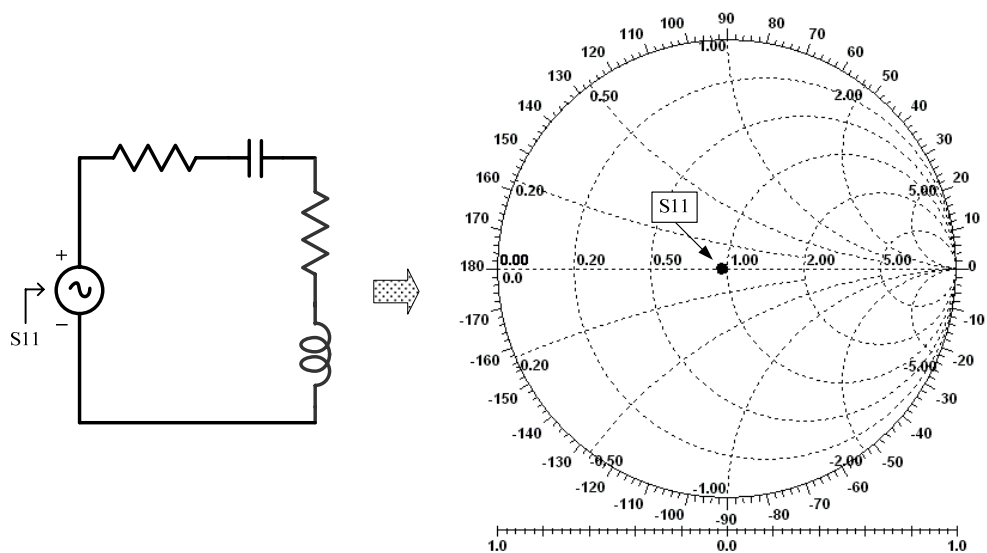


圖 5-25 結合環形寄生金屬之印刷摺疊偶極天線在 0.995GHz 之等效電路模型

#### 5.4.2 電感性電抗之產生機制分析

由上一節的分析知道結合環形寄生金屬的作用即是在作阻抗匹配，過程中會提供摺疊偶極天線一組串聯的電阻與電感，此串聯的電阻由之前模擬知道就是環形寄生金屬本身的電阻，而串聯的電感目前仍不知其產生機制為何，不過從圖 5-24 結合環形寄生金屬後摺疊偶極天線的等效電路來看，應當可以以串聯的等效電路定義出一串聯電抗如下：

$$Z_{series-reactance} \equiv \text{Im}(Z_{in1}) - \text{Im}(Z_{in2}) \quad (5-2)$$

其中  $Z_{in1}$  為結合環形寄生金屬後摺疊偶極天線的輸入阻抗， $Z_{in2}$  則為摺疊偶極天線的輸入阻抗。此串聯電抗可以視為環形寄生金屬所能提供的電抗量，隨著頻率的不同，此電抗有可能是電感性也有可能是電容性。為了瞭解其在不同頻率的變化，將圖 5-19 實線與點線相減即為所定義之串聯電抗曲線，並同時繪於同一圖中，如圖 5-26 所示。由圖中可以發現當頻率低於 1.08GHz，串聯電抗為電感性，反之則是電容性。換句話說，頻率必須低於 1.08GHz，環形寄生金屬才能提供降頻所需之電感性電抗，以補償低頻電容性的摺疊偶極天線。然而究竟是什麼因素在影響環形寄生金屬所提供的電抗，又是什麼機制來產生電感性的電抗。為了探討這些問題，先來看電感的定義式如下：

$$L \equiv \frac{\partial \psi}{\partial I} = \frac{\partial \left( \oint_S B \cdot ds \right)}{\partial I} = \mu_0 \mu_r \frac{\partial \left( \oint_S H \cdot ds \right)}{\partial I} \quad (5-3)$$



上式意即磁通量增加率對電流增加率之比值，而磁通量則是由電流迴路產生，換言之只要存在電流迴路即會有電感。另外，磁通量也可以被理解為磁場的強度，如 5-3 式等式第三部分所示。因此，決定電感量的兩要素為電流與磁場。回到圖 5-26，串聯電抗曲線在 1.03GHz 到達最高點，代表此時環形寄生金屬能夠提供最大的電感值。繼續模擬此頻率之電流與磁場分佈，如圖 5-25 所示。圖中箭頭指向為電流方向。由左圖可以觀察出其電流分佈與圖 5-14 共振頻率時的分佈十分相似，摺疊偶極天線兩長邊電流，透過介質中之耦合電流，與圓環兩側感應之反向映像電流正好形成兩個完整的封閉電流迴路，此結構即可形成電感。因此可以推論串聯的電感性電抗是由環形寄生金屬與摺疊偶極天線所形成的兩個電路迴路所產生。同時此電流會在迴路中區域產生磁通量，可以由磁場分佈圖看出，兩迴路中的磁場方向遵循右手法則，分別構成向上與向下之磁通量，且該區域中的磁場強度遠比迴路外磁場強，較強的磁通量，由 5-3 式知道將造成較強的電感值。

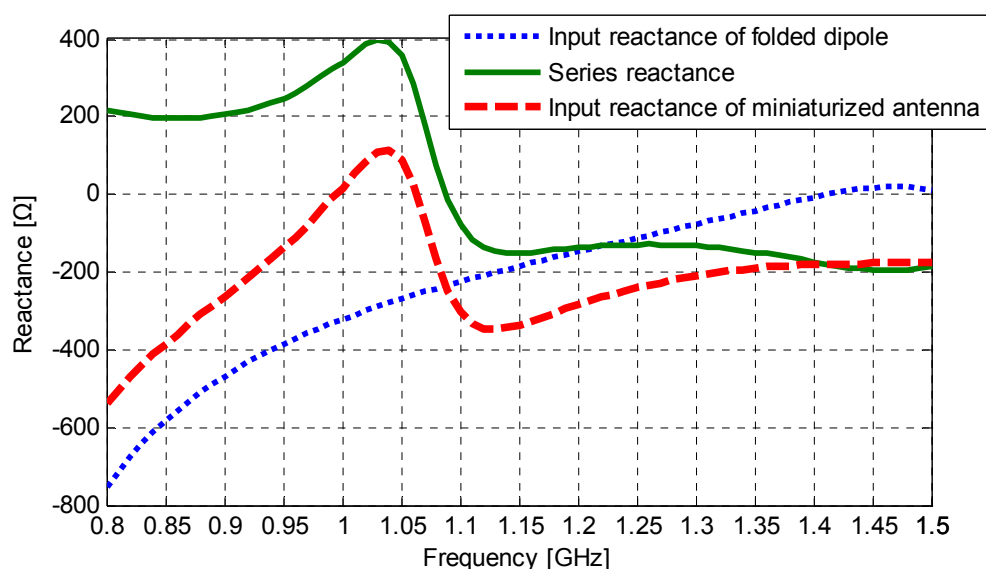


圖 5-26 結合環形寄生金屬前後印刷摺疊偶極天線輸入電抗與串聯電抗模擬圖

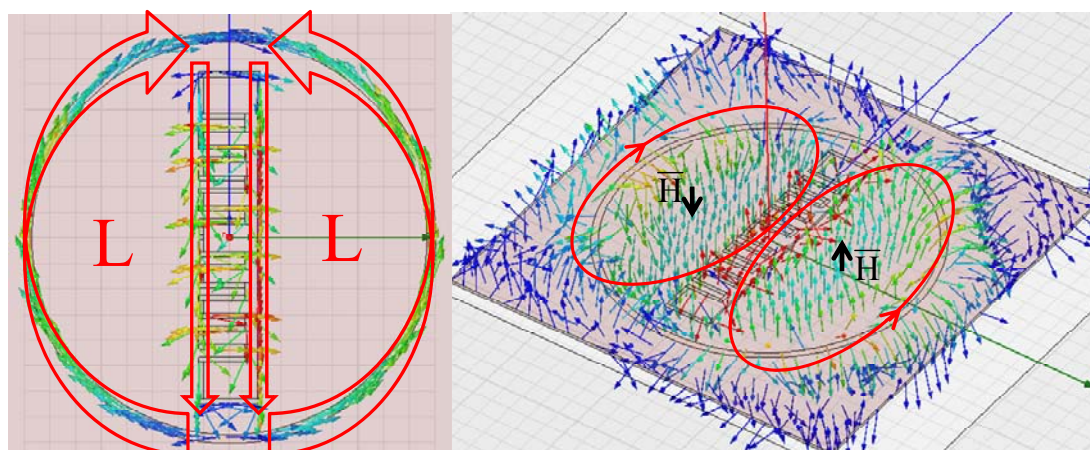


圖 5-27 結合環形寄生金屬之印刷摺疊偶極天線在 1.03GHz 電流磁場分佈模擬圖

為了瞭解在其他頻率，電流與磁場會對串聯電抗帶來什麼影響，於是選擇在圖 5-26 中串聯電抗電感性較弱的頻率 0.9GHz 來作模擬分析，如圖 5-28 所示。由電流分佈可以發現電流在摺疊偶極天線繞折末端提早出現轉向，造成左邊長邊出現兩個方向的電流，使其無法形成封閉的電流迴路。而右邊長邊與圓環上之電流仍可形成一完整封閉迴路，故可以合理推論右邊迴路會產生較多之磁通量，磁場分佈圖也顯示出右邊迴路區域的磁場確實較強。由於圓環上電流強度呈對稱分佈，由 5-3 式可以推得右邊所提供之電感值較高。就整體來說，與 1.03GHz 時相比，由於結構上僅有一個完整的電流迴路，且圓環所感應之電流強度也較弱，以致於串聯電抗的電感性較弱。

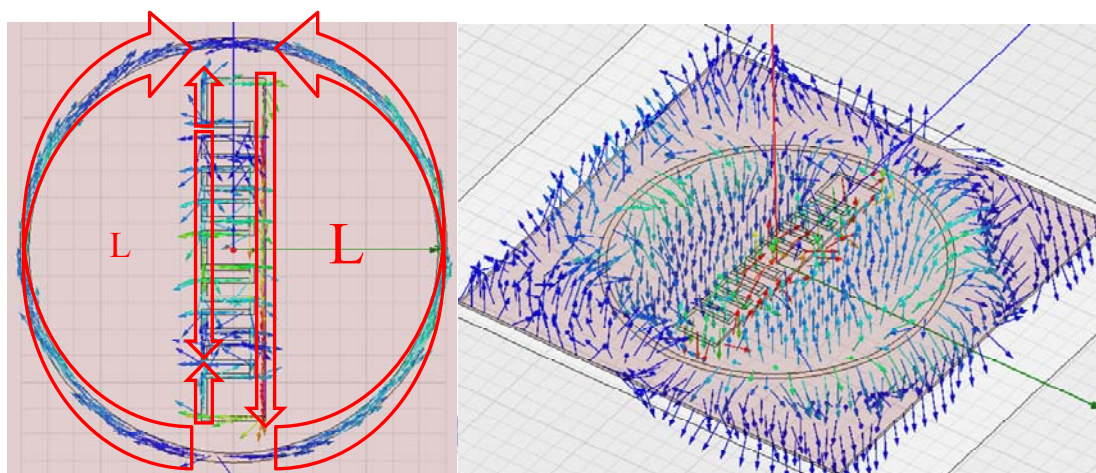


圖 5-28 結合環形寄生金屬之印刷摺疊偶極天線在 0.9GHz 電流磁場分佈模擬圖

最後來看在圖 5-26 中串聯電抗為電容性之頻率 1.13GHz 的模擬結果，如圖 5-29 所示。圖中會發現電流與磁場的分佈與之前的模擬結果有很大的差異，圓環上感應之電流明顯較弱，且非反向之映像電流，無法與摺疊偶極天線之電流構成封閉電流迴路。受到電流分佈與強度的影響，在原迴路區域的磁場分佈顯得相當混亂，且強度與圓環外區域無異，在圓環附近甚至出現向上與向下之磁場相互抵消的現象。此時磁通量相當小，但摺疊偶極天線上之電流仍具有一定強度，電路結構所能產生的電感量已經不足已補償低於共振頻率時之電容性，使得最後串聯電抗仍為電容性。

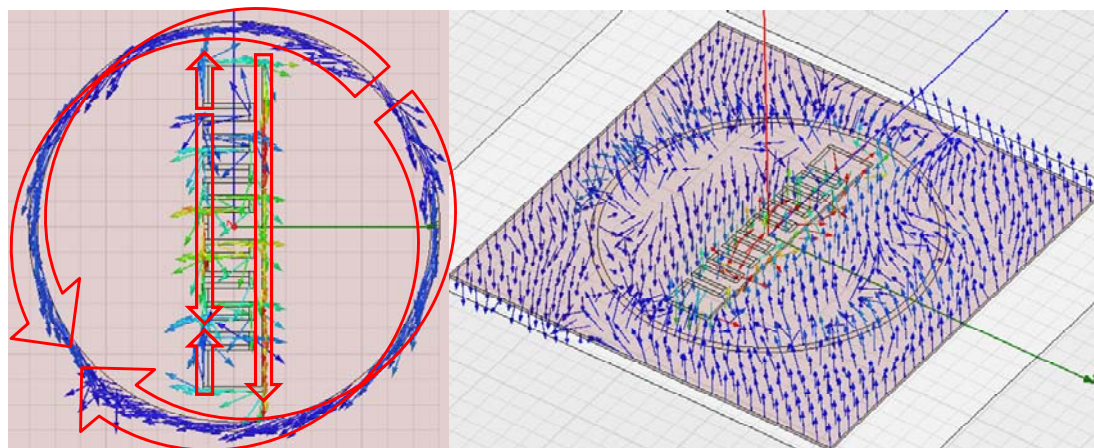


圖 5-29 結合環形寄生金屬之印刷摺疊偶極天線在 1.13GHz 電流磁場分佈模擬圖



由以上分析可以作出以下結論：隨著頻率的不同，結合環形寄生金屬之摺疊偶極天線上之電流分佈會有很大的差異性，同時造成不同的磁場分佈；當電流形成完整的電流迴路，結構本身即可產生降頻所需之電感性串聯電抗，而最大感值則是發生在兩個完整電路迴路同時存在之頻率。

## 5.5 整合平衡非平衡轉換器之等效縮小化摺疊偶極天線設計

本論文所設計之縮小化印刷摺疊偶極天線必須由中間饋入 100 歐姆差動模態之平衡訊號，由於現有的網路分析儀是 50 歐姆的常態模輸出，量測時必須透過平衡非平衡轉換器作模態轉換與阻抗匹配，為了使饋入結構不致於影響圍繞圓環形寄生金屬之天線架構，最直接的方式是在天線下方以同軸線饋入，但若要以此方式饋入則需要設計立體之平衡與非平衡轉換器，在實作與技術上將會變得相當困難複雜，且無法自行完成，必須耗費額外的成本交由外面工廠製作，在研究經費與資源有限的情況下這並非最佳的選擇。因此本節將研究以等效的結構來實現結合環形寄生金屬之縮小化印刷摺疊偶極天線，而此等效架構能夠以微帶線的方式饋入，並結合所設計之平衡與非平衡轉換器實際來量測。



### 5.5.1 結合圓環形寄生金屬之縮小化印刷摺疊偶極天線等效架構

由之前模擬分析的結果知道，摺疊偶極天線的電流會耦合到環形寄生金屬上，在共振頻率附近環上之感應電流會形成環天線模態達到降頻的目的，同時也證明了將圓環獨立出來並直接饋入訊號會得到相同的電流分佈，即為等效單波長環天線。到目前為止的研究都是由摺疊偶極天線來激發等效環形天線，現在提出一個想法就是，若將角色互換，利用環形天線來激發摺疊偶極天線，是否也可以達到相同之共振模態，產生降頻的效果。為了瞭解此想法的可行性，稍微改變圖 5-10 天線結構，將饋入位置平移到環形寄生金屬上，並讓原饋入端開路，其他天線各部分尺寸不變，結構如圖 5-30 所示。

接著使用 HFSS 模擬圖 5-30 的等效天線架構，圖 5-31 為其反射損耗模擬圖，共振頻率在 1.02GHz，比原始架構之共振頻率 0.995 高了 25MHz，主要的原因是等效架構中利用圓環上的一小段區域作為訊號饋入端，使其輻射路徑縮短，造成共振頻率稍微升高，不過此升高幅度很小，且其曲線趨勢與頻寬皆與圖 5-11 原始架構之反射損耗相仿，可以說具有極為相似的降頻效果。圖 5-32 為等效天線在共振頻率之電流向量模擬圖，會發現等效架構與原始架構之電流分佈完全相同，也就是說利用環形天線同樣可以在摺疊偶極天上激發感應電流，產生與原始架構相似的共振模態，且由相同的電流分佈與幾乎相同的結構可以推論兩者應具有相同的輻射特性。圖 5-33 為等效天線在共振頻率之三維輻射增益場型模擬圖，可以觀察出其場型與圖 5-12 十分相似，代表兩者具有相似

的輻射效應。其中等效天線的增益較高，主要的原因可能是環形天線上的電流強度較摺疊偶極天線強，比起原始架構對輻射效應會佔有更多的主導地位，由於其本身具有指向性較高的輻射場型，遂使得整合後的輻射場型產生較高之增益。不過整體而言，所提出之等效天線架構確實能夠實現相同的降頻縮小化概念。

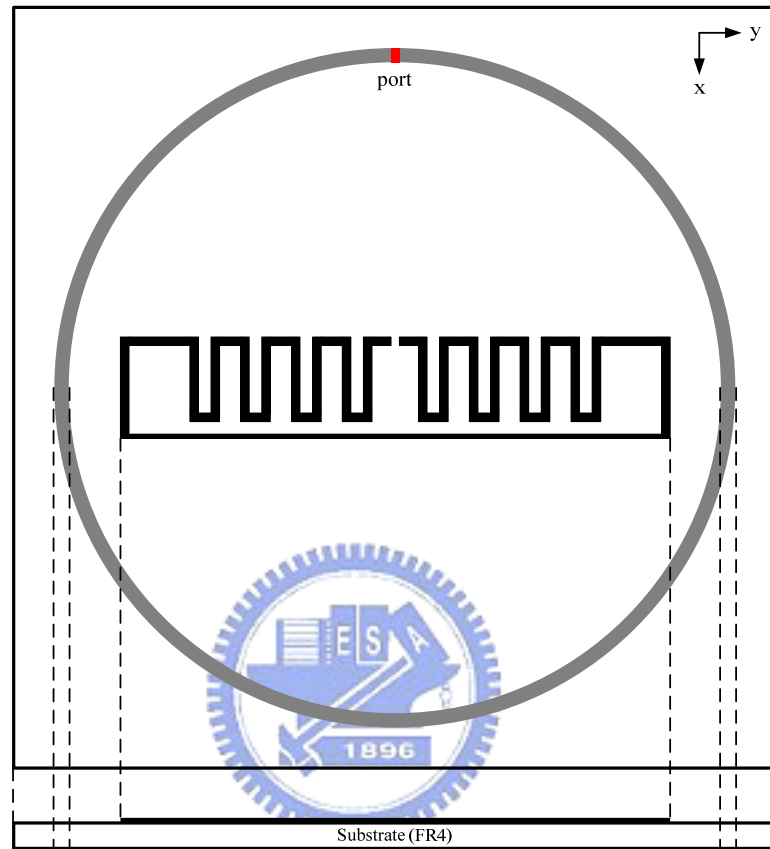


圖 5-30 結合環形寄生金屬之印刷摺疊偶極天線等效架構圖

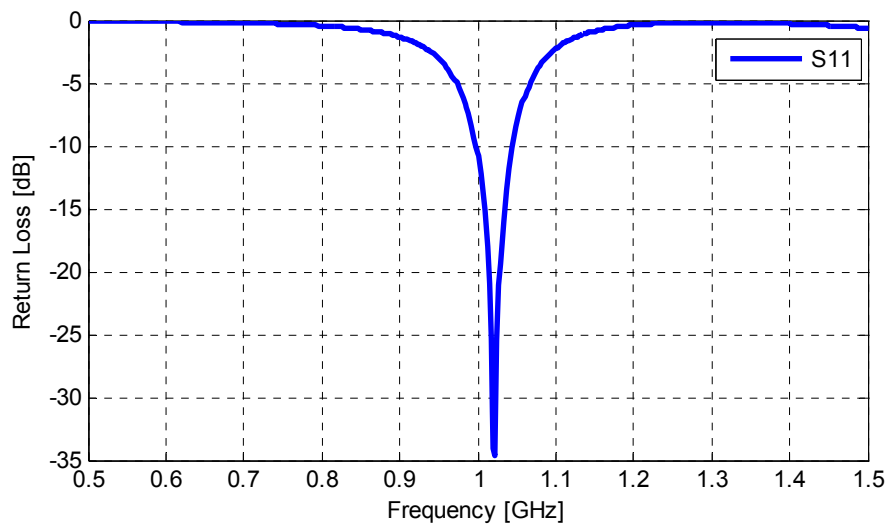


圖 5-31 結合環形寄生金屬之印刷摺疊偶極天線等效架構反射損耗模擬圖

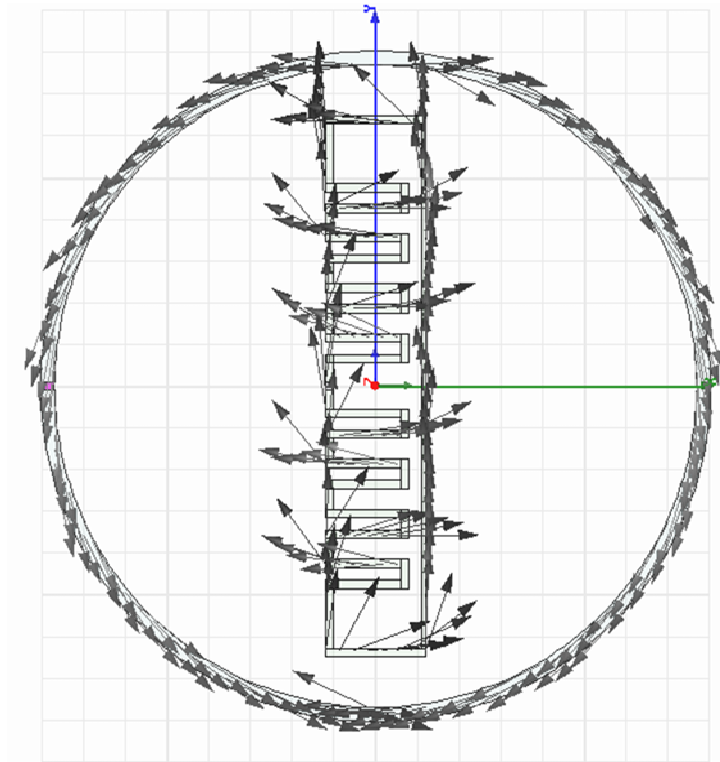


圖 5-32 結合環形寄生金屬之印刷摺疊偶極天線等效架構之電流向量模擬圖

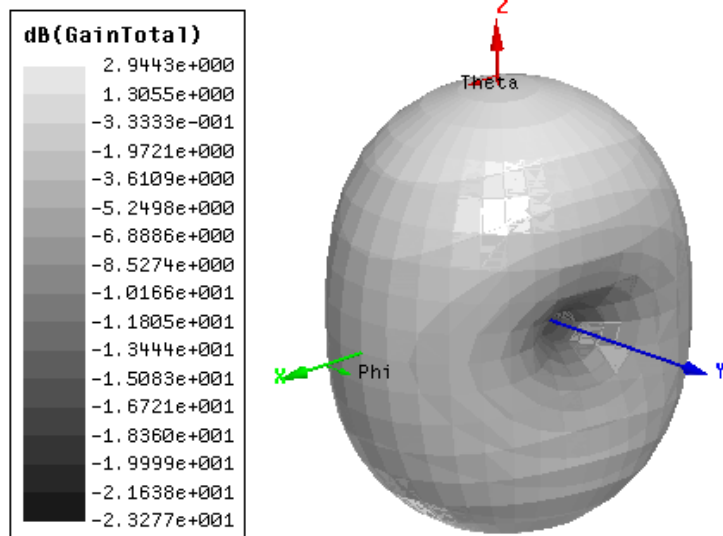


圖 5-33 結合環形寄生金屬之印刷摺疊偶極天線等效架構在共振頻率之三維增益輻射場型模擬圖

### 5.5.2 整合平衡非平衡轉換器之摺疊偶極天線設計

上一節中提出結合環形寄生金屬之摺疊偶極天線等效架構主要的目的是為了轉換饋入端埠的位置，以方便整合平衡非平衡轉換器來實作量測。這邊採用第二章所介紹過之平衡非平衡轉換器來作設計，如圖 2-12 所示，將天線饋入端與狹縫分開之接地層末端相連，透過改變未被狹縫分開之接地矩形長寬以及狹縫與上層訊號線長度來作阻抗匹配。首先與圖 5-2 單邊繞折之摺疊偶極天線作整合，所設計之天線結構如圖 5-34 所示，其詳細尺寸列於表 5-2。

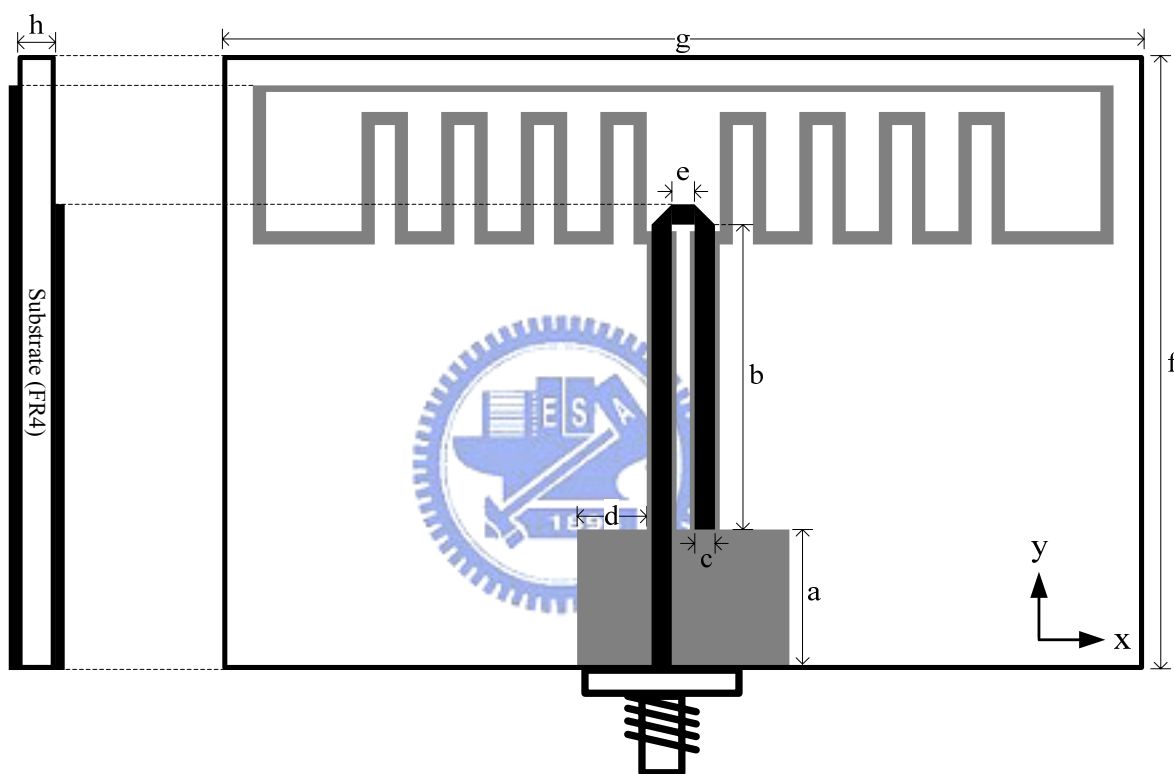


圖 5-34 整合平衡非平衡轉換器之單邊繞折印刷摺疊偶極天線設計結構圖

表 5-2 整合平衡非平衡轉換器之單邊繞折印刷摺疊偶極天線尺寸參數值

<b>a</b>	10.5	<b>d</b>	5.3	<b>g</b>	69.1
<b>b</b>	23	<b>e</b>	1.7	<b>h</b>	0.8
<b>c</b>	1.5	<b>f</b>	46	單位：mm	

接著以相同的方式繼續將圖 5-30 之縮小化摺疊偶極天線等效架構整合予以整合，所設計之天線結構如圖 5-35 所示，天線詳細尺寸列於表 5-3。其中上層訊號線在轉折處無截角及延伸出之  $c$  長度都是為了作阻抗匹配。

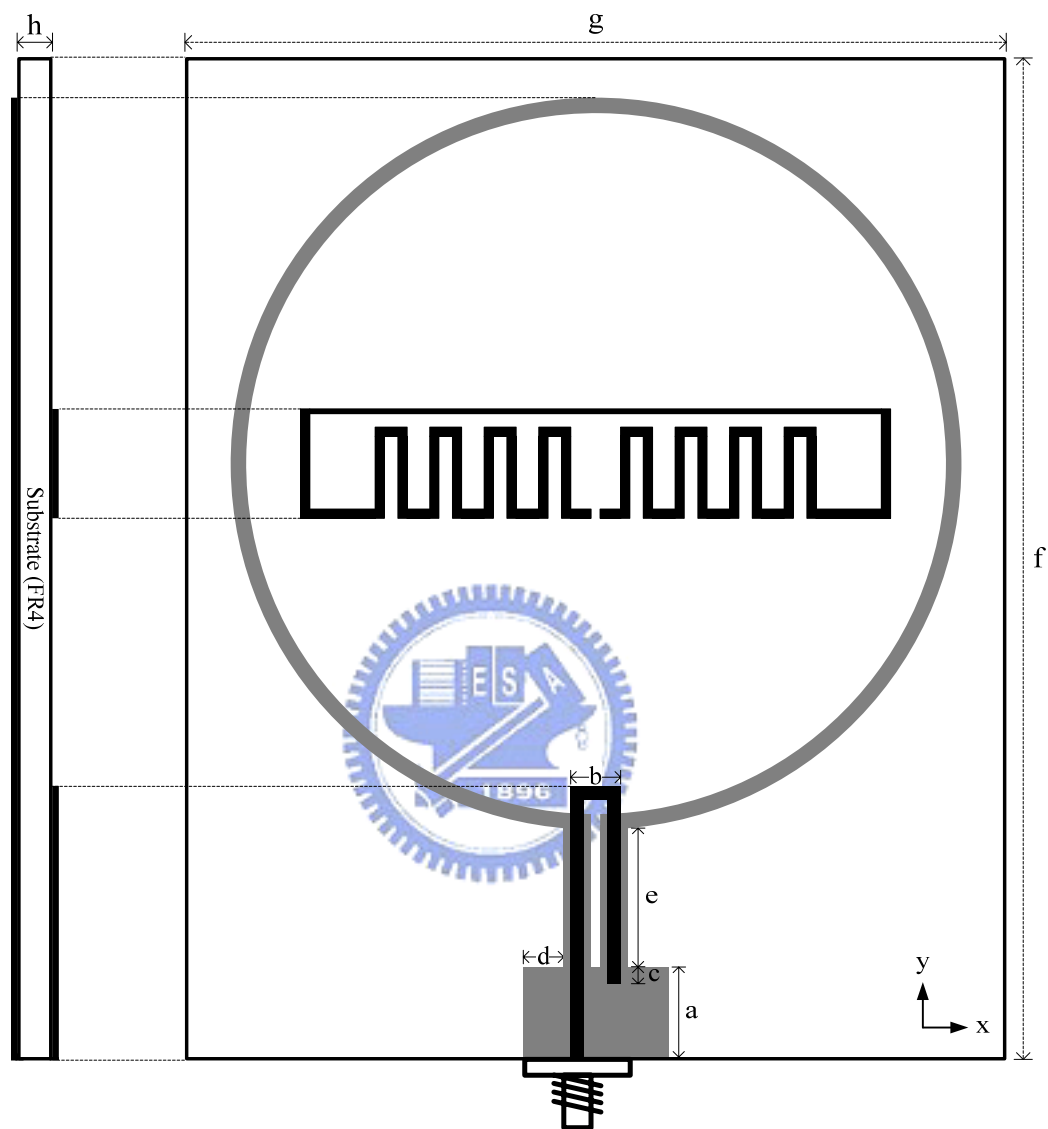


圖 5-35 整合平衡非平衡轉換器之等效縮小化印刷摺疊偶極天線結構圖

表 5-3 整合平衡非平衡轉換器之等效縮小化印刷摺疊偶極天線尺寸參數值

<b>a</b>	10	<b>d</b>	4.5	<b>g</b>	90
<b>b</b>	5.5	<b>e</b>	15.1	<b>h</b>	0.8
<b>c</b>	1.8	<b>f</b>	109.8	單位：mm	

### 5.5.3 模擬與量測結果

將上一節所設計之天線以 HFSS 模擬並實作量測。圖 5-36 為圖 5-34 整合平衡非平衡轉換器之單邊繞折印刷摺疊偶極天線實作照相圖。圖 5-37 為該天線模擬與量測的反射損耗圖，模擬之天線反射損耗曲線比圖 5-3 未整合平衡非平衡轉換器之反射損耗曲線僅往低頻飄了約 20MHz，代表所設計之平衡非平衡轉換器已經將結構改變可能對天線造成的影響降到一個很低且可接受的範圍內，而量測之共振頻率為 1.4GHz 與原規劃之共振頻率一致。

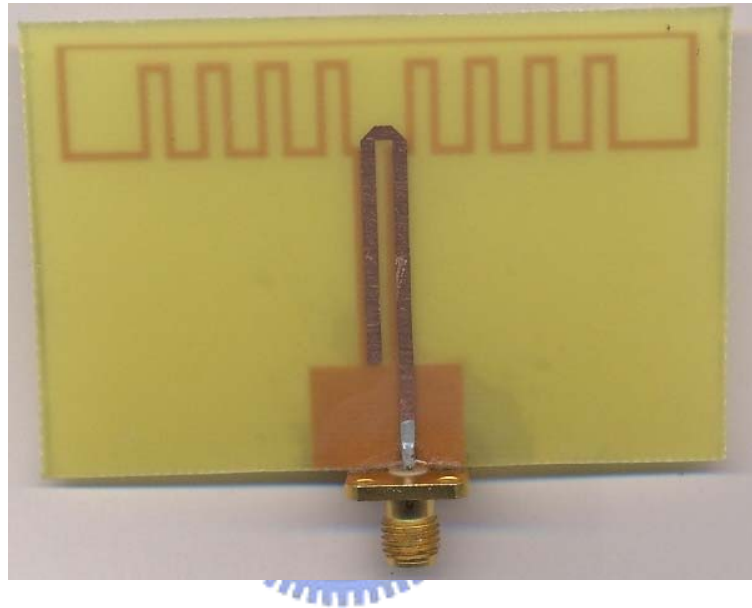


圖 5-36 整合平衡非平衡轉換器之單邊繞折印刷摺疊偶極天線實作照相圖

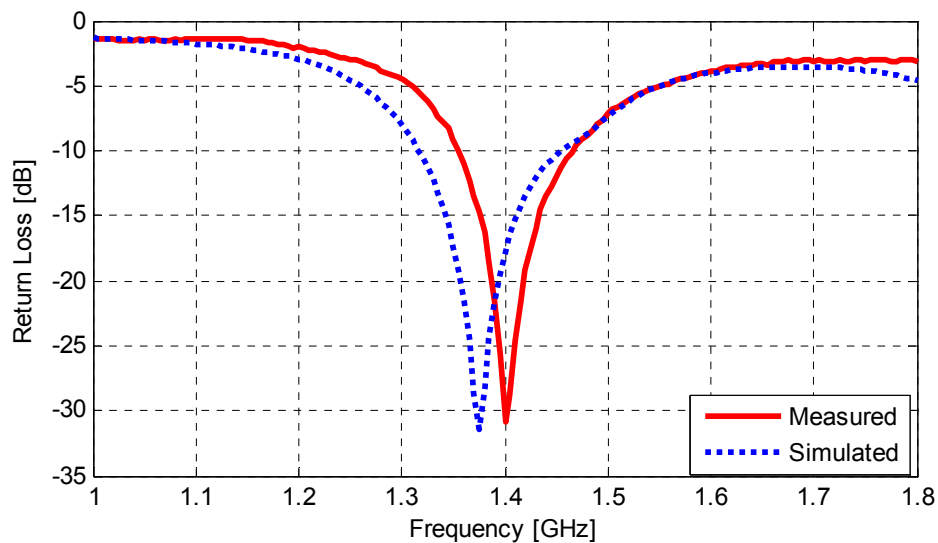


圖 5-37 整合平衡非平衡轉換器之印刷摺疊偶極天線反射損耗模擬與量測圖



圖 5-38 為整合平衡非平衡轉換器之單邊繞折摺疊偶極天線在共振頻率之三維增益輻射場型模擬圖，與圖 5-5 未整合平衡非平衡轉換器之天線場型完全一樣，不過天線增益受到訊號在平衡非平衡轉換器中些微損耗的影響而少許下降，約為 1.74dBi。圖 5-39 為共振頻率量測之二維輻射場型，E-平面和 H-平面都是標準之偶極天線場型，增益值為 0.4dBi。由以上模擬與量測的結果可以證明，整合平衡非平衡轉換器的設計能夠忠實呈現原設計之單邊繞折摺疊偶極天線的特性。

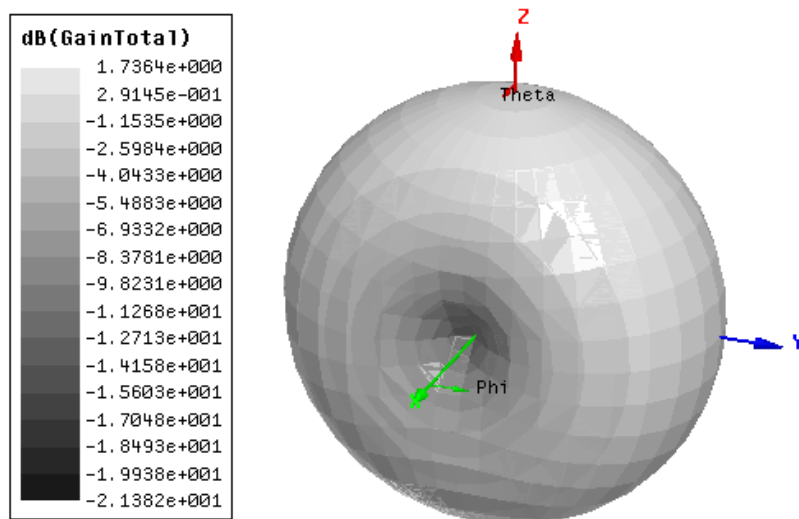
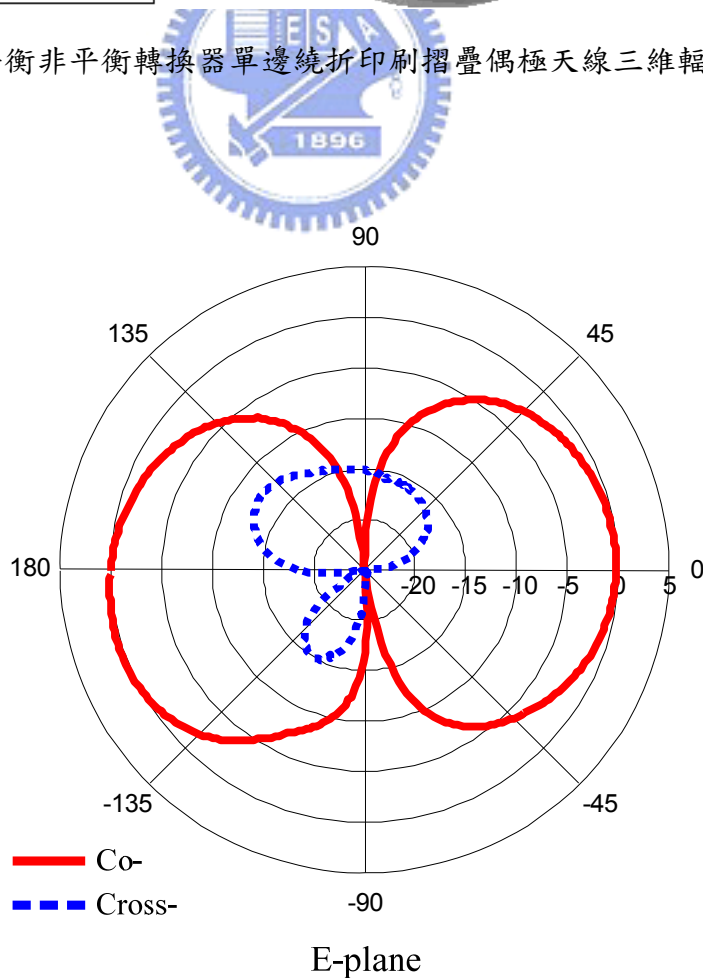


圖 5-38 整合平衡非平衡轉換器單邊繞折印刷摺疊偶極天線三維輻射場型模擬圖



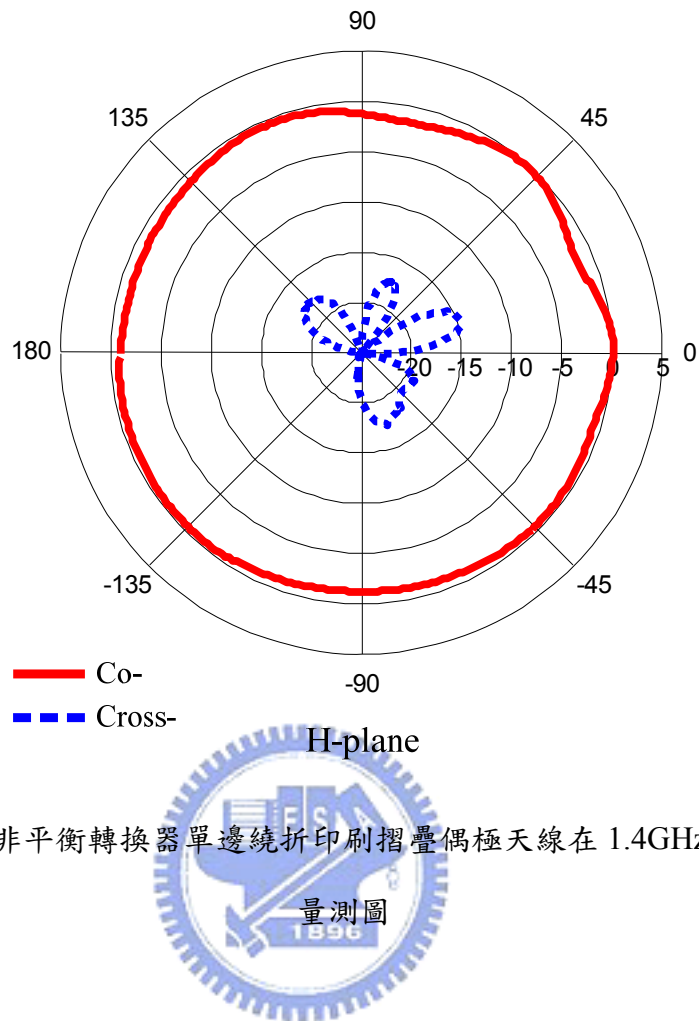


圖 5-39 整合平衡非平衡轉換器單邊繞折印刷摺疊偶極天線在 1.4GHz 之二維輻射場型

圖 5-40 為圖 5-35 整合平衡非平衡轉換器之等效縮小化摺疊偶極天線實作照相圖。圖 5-41 為該天線模擬與量測的反射損耗圖，模擬與量測的結果相當接近，共振頻率在 1GHz 附近，此即為最初所設計之縮小化摺疊偶極天線的共振頻率。為了確定等效天線接上平衡非平衡轉換器不會改變原輻射特性，繼續模擬其電流分佈情形，如圖 5-42 所示，對照圖 5-14 及 5-32 可以看出三者具有幾乎相同之電流分佈。而其三維增益輻射場型如圖 5-43 所示，與圖 5-12 及 5-33 一樣皆為橢圓之甜甜圈場型，模擬增益值約為 2.44dBi。圖 5-44 為 1GHz 量測之二維輻射場型，E-平面為 8 字形場型，H-平面為橢圓場型，增益值約為 1.45dBi。

由模擬與量測的結果可以證明，所設計之平衡非平衡轉換器能夠饋入等效縮小化摺疊偶極天線平衡訊號，並激發與原天線相同的共振模態。也就是說，經過等效並整合平衡非平衡轉換器後之設計，成功驗證並實現了所提出之天線縮小化理念。



圖 5-40 整合平衡非平衡轉換器之等效縮小化印刷摺疊偶極天線實作照相圖

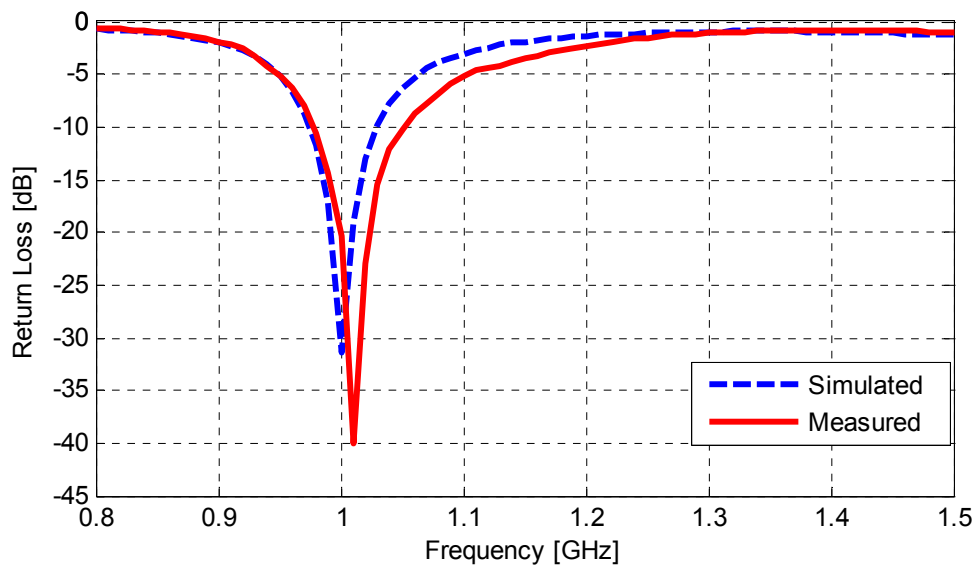


圖 5-41 整合平衡非平衡轉換器之等效縮小化印刷摺疊偶極天線反射損耗模擬與量測圖

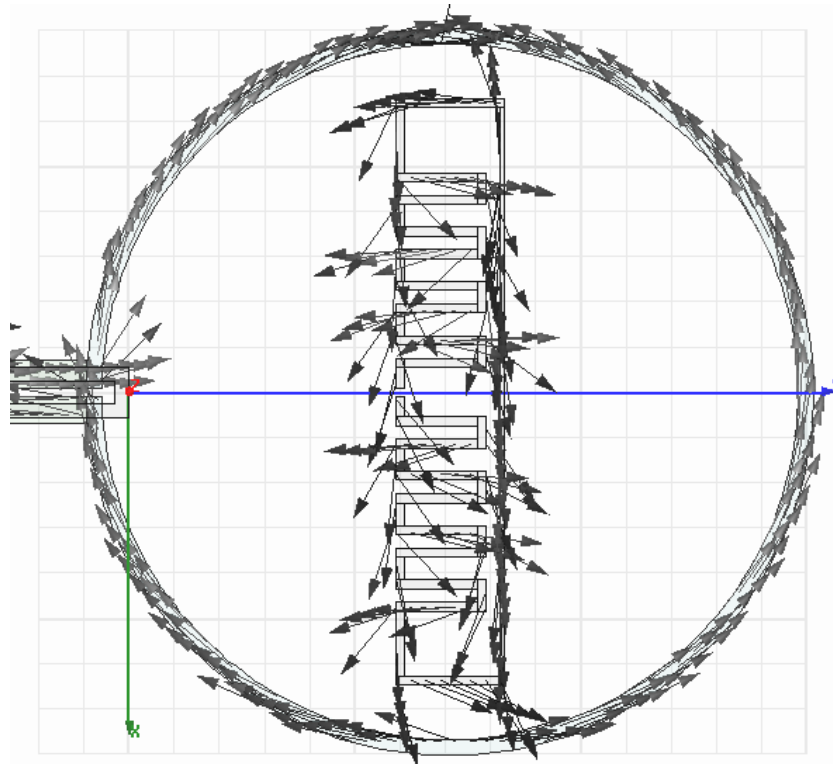


圖 5-42 整合平衡非平衡轉換器之等效縮小化印刷摺疊偶極天線在共振頻率之電流向量

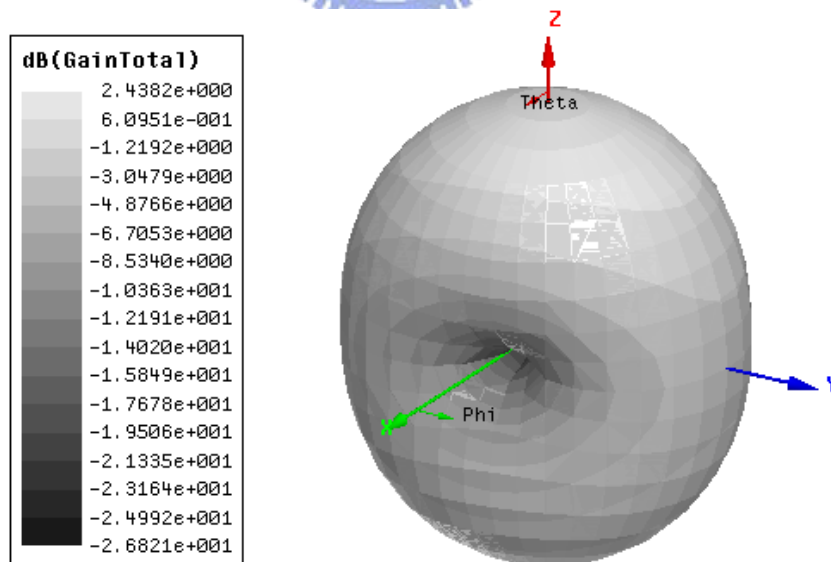


圖 5-43 整合平衡非平衡轉換器之等效縮小化印刷摺疊偶極天線三維增益輻射場型模擬

圖

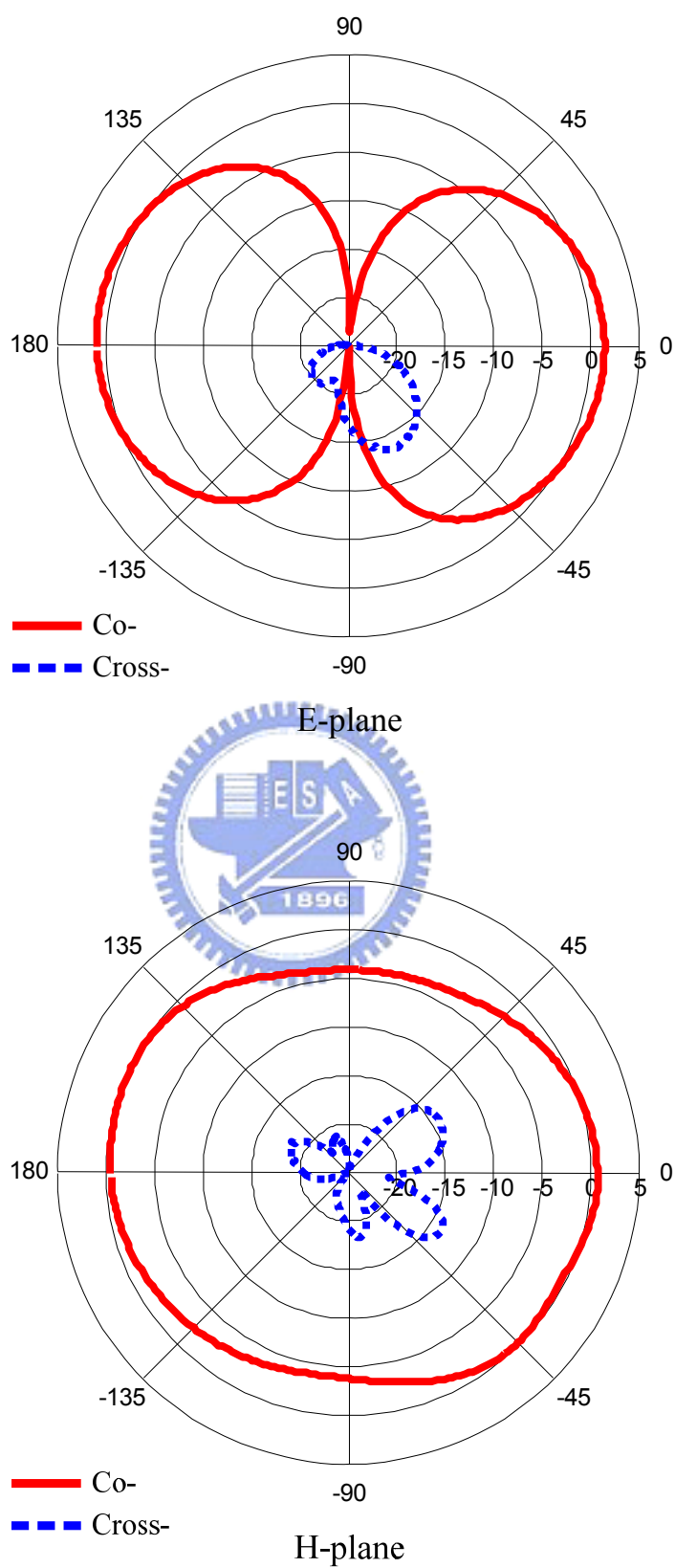


圖 5-44 整合平衡非平衡轉換器之等效縮小化印刷摺疊偶極天線在 1GHz 之二維輻射場

型量測圖

## 5.6 心得與討論

本章以所設計之共振頻率 1.4GHz 之單邊繞折印刷摺疊偶極天線為例，提出圍繞環形寄生金屬之方式可以有效降低天線共振頻率，達到天線縮小化的目標。透過適當地選擇圓環形寄生金屬之內半徑與寬度，成功將摺疊偶極天線共振頻率降到 0.995GHz，縮小化指數為 1.404。並由等價電流分佈設計出整合平衡非平衡轉換器之等效縮小化印刷摺疊偶極天線，模擬與量測的結果證明此架構確實可以忠實呈現結合圓環形寄生金屬之縮小化印刷摺疊偶極天線。

本章已經針對降頻背後的物理意義與產生機制作深入之探討與研究，並提出在降頻後共振頻率時的天線等效電路模型。下一章中將會繼續研究圍繞天線之寄生金屬圓環內半徑對降頻效應的影響，以及造成影響的原因，以設法改良設計來達到更好的降頻效果。





## 第六章 縮小化印刷摺疊偶極天線進階研究與改良設計

### ( Advanced research and modified design of miniaturized printed folded dipole antenna )

#### 6.1 概述

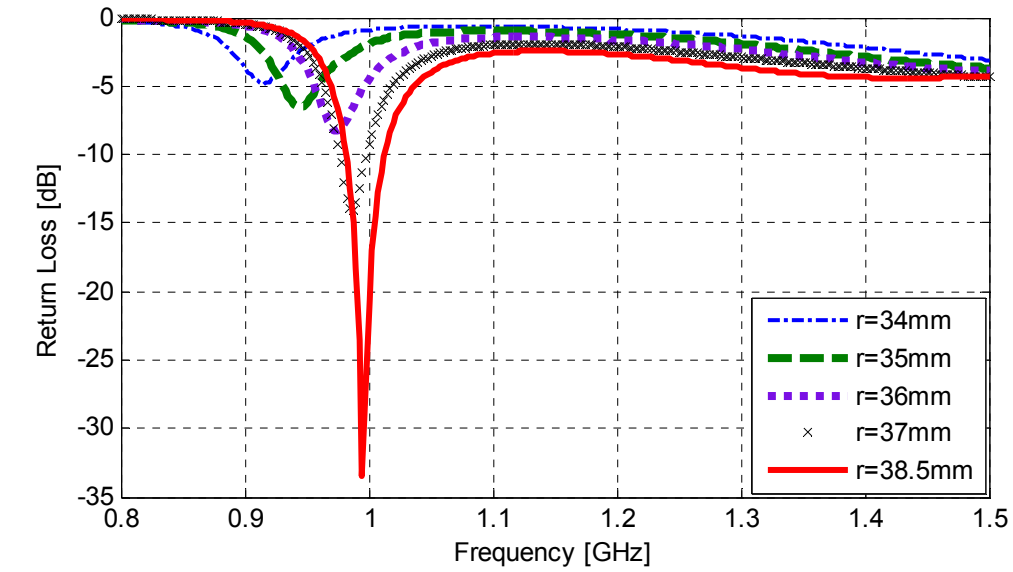
從上一章中的研究已經知道將環形寄生金屬與摺疊偶極天線結合，能夠透過環上感應之映像電流產生降頻效應，除了延長電流路徑，由電流迴路所造成的磁通效應是形成電感性電抗來補償低頻電容性偶極天線的重要因子，模擬證實了降頻效果與環上的電流強度有正向的關係，卻與環面積有反向的關係，可見電流本身對降頻的影響將比其路徑長短更為顯著，為了驗證此一推論，本章一開始即針對相同寬度但不同內徑的圓環形寄生金屬對摺疊偶極天線所帶來的降頻效果進行分析比較，希望有助於提出改良的設計來增加降頻幅度。

#### 6.2 圍繞不同內徑之圓環形寄生金屬對摺疊偶極天線降頻效應分析

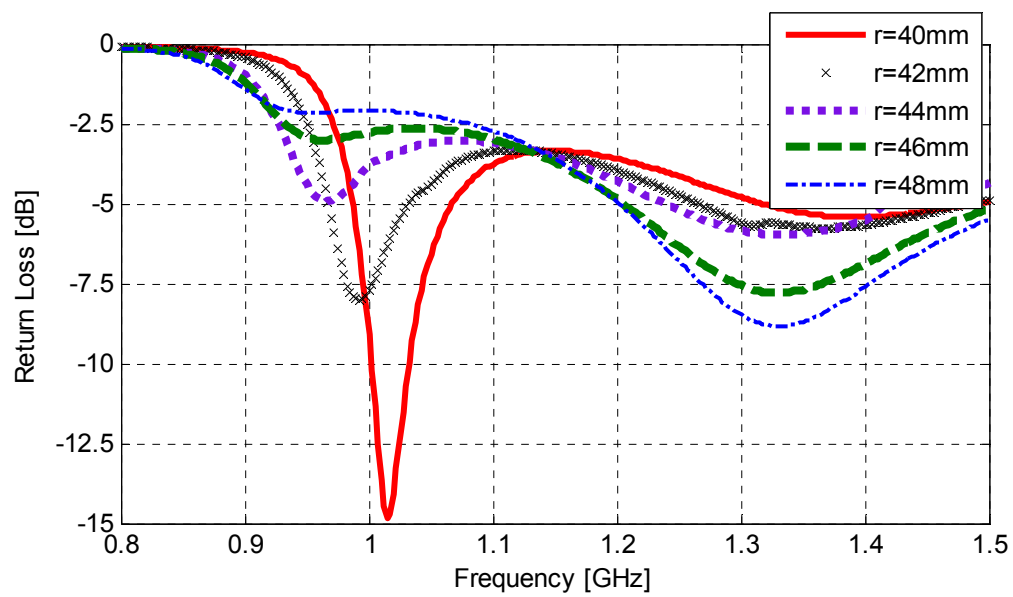
本節將從分析結構所產生之電感性電抗與天線輸入電阻的特性來解釋造成圍繞不同內徑圓環之摺疊偶極天線在反射損耗圖曲線變動的因素。

##### 6.2.1 不同環內徑結構所產生之電感性電抗分析

為了瞭解不同環內徑對天線共振頻率的影響，選擇上一章中最佳化設計之圓環寬度 1.7mm 作為固定不變的因子，環內徑則在 34mm 到 48mm 範圍內變動，環中心則是所設計之單邊繞折摺疊偶極天線，主體架構與圖 5-10 相同，並透過 HFSS 模擬將平衡訊號饋入摺疊偶極天線端。圖 6-1 為模擬之反射損耗圖，由環內徑大小對共振頻率變化的不同分為兩個圖，其中 6-1(a) 為環內徑 34~38.5mm 所對應之反射損耗曲線，而 6-1(b) 則為 40~48mm 的對應圖。圖 6-1(a) 中天線的共振頻率隨著環內徑的縮減而下降，不過匹配卻愈差，而圖 6-1(b) 中顯示當環內徑繼續增加，其曲線分佈開始出現異狀，逐漸看不出共振頻率的落點位置。以上模擬結果可以得到，當環內徑愈小，所能提供的降頻效果愈好但連帶影響了匹配，此結果也同時說明了並非感應電流路徑愈長降頻幅度愈高。另外，當環內徑增加到 40mm 以後，將無法從反射損耗模擬圖中獲得所需資訊。



(a)

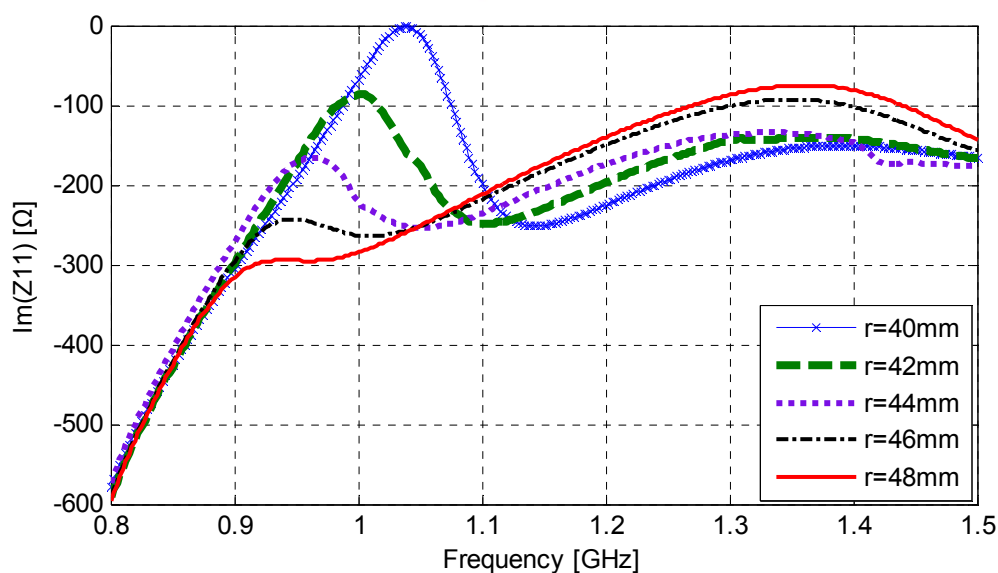
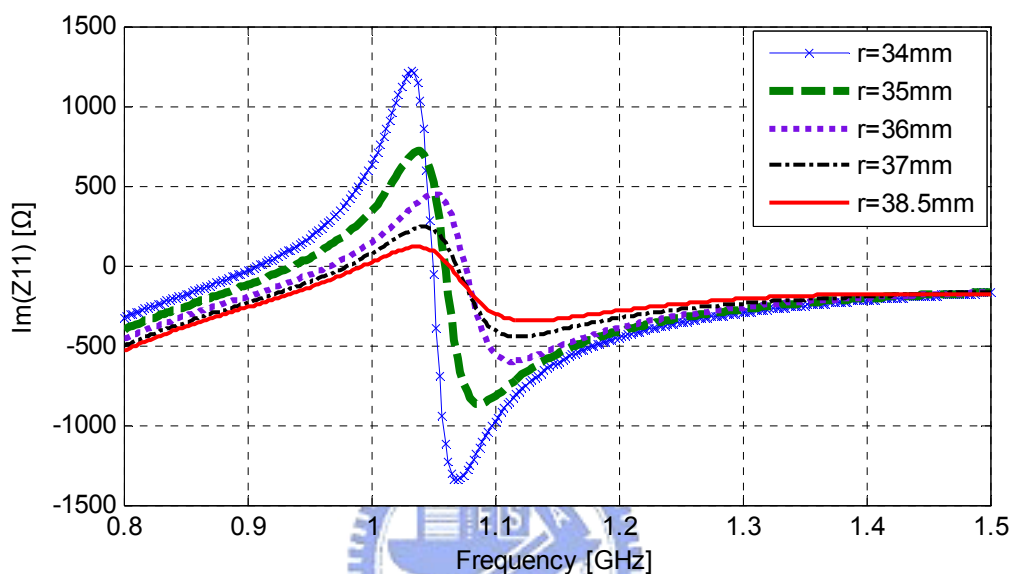


(b)

圖 6-1 結合不同內半徑圓環形寄生金屬之印刷摺疊偶極天線反射損耗模擬圖

由於共振頻率與輸入電抗習習相關，因此以同樣的方式繼續模擬輸入電抗，模擬結果如圖 6-2 所示。為了與反射損耗作對照，一樣區分為兩個圖，圖 6-2(a)為反射損耗曲線正常之環內徑所對應的輸入電抗，圖 6-2(b)為反射損耗曲線出現異樣之環內徑所對應的輸入電抗。一般而言，在頻率高於偶極天線共振頻率附近時，輸入電抗會是電感性的，圖 6-2(a)當環內徑小於 40mm 的輸入電抗曲線滿足此特性，且有隨著圓環內縮往低頻移動的趨勢。然而圖 6-2(b)中當環內徑繼續增加，所對應之輸入電抗曲線已無此特性，在

整個整段內皆為電容性，這也是造成其反射損耗曲線變異的主因。由此模擬結果可以說明，當環內徑大於 40mm 之後，圍繞之圓環形寄生金屬將無法再提供降頻所需足夠之電感性電抗給低於原共振頻率電容性的摺疊偶極天線，使得整合後的天線無法在低頻產生新的共振頻率。換句話說，若選取之環內徑過大將失去其降低共振頻率之效果。



(b)

圖 6-2 結合不同內半徑圓環形寄生金屬之印刷摺疊偶極天線輸入電抗模擬圖

為了瞭解造成環內徑愈小降頻效果愈好的原因，接下來的研究將從圖 4-2(a)中挑選 34、35、37、38.5mm 四個長度的環內徑作進一步的分析。首先就此四個結構分別模擬在各共振頻率時，其圓環上之感應電流強度分佈，模擬結果如圖 6-3 所示，其中固定電流密度範圍從 40~55 A/m。圖中可以觀察出當環內徑愈小，其上較強的感應電流分佈愈廣，此結果可以由距離摺疊偶極天線愈近愈容易造成電流耦合的現象來解釋。也就是說，當環上之電流強度愈強降頻效果愈好，回顧圖 5-8 固定環內徑改變環寬的模擬結果，可以得到相同的結論。

由於愈往低頻摺疊偶極天線的電容性愈強，勢必需要更高的電感值來予以補償，以獲得更大幅度的降頻結果。模擬結果顯示共振頻率隨著環內徑的減少而下降，代表結構改變過後能夠提供更強的電感性電抗。由上一章的分析知道在共振頻率時，環上的感應電流與摺疊偶極天線上的電流會形成完整的電流迴路，當環內徑愈小感應電流愈強，將產生愈強的磁場，同時所提供的磁通量也會愈多，不過從電感的定義來看，當磁通量隨著電流增加而增加，似乎不見得會使得電感也增加，因為 5-3 式中的分子與分母都同時增加了。因此，究竟電感性電抗是如何隨著環內徑的減少而增強是接下來將繼續探討的問題。

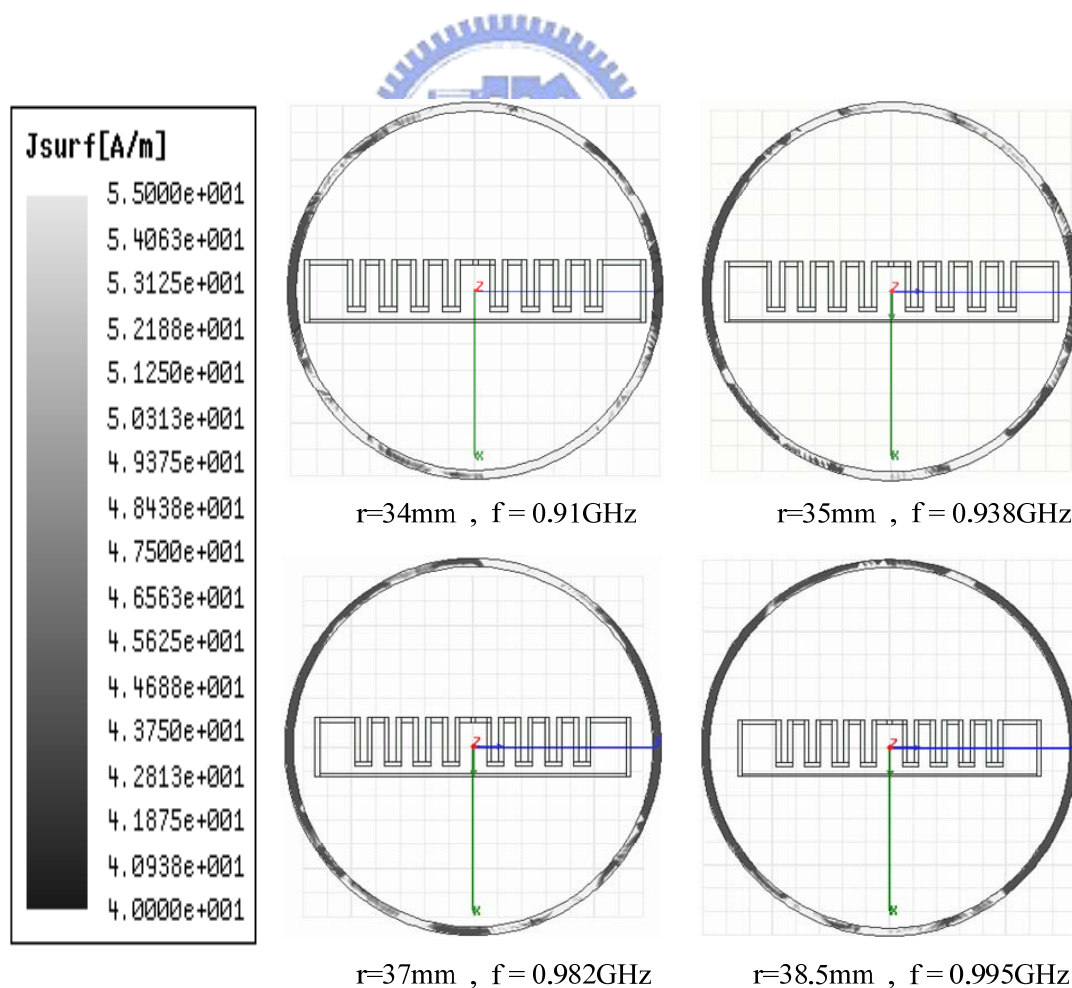


圖 6-3 結合不同內徑圓環形寄生金屬之印刷摺疊偶極天線電流強度分佈模擬圖

再繼續研究造成電感性電抗增強原理前，先考慮圖 6-4(a)的例子，假設一個圓形迴路半徑  $a$ ，載有電流  $I$ ，為了瞭解其所產生的磁通量密度與迴路半徑之間有何關係，可以利用畢奧沙瓦定律(Biot-Savart law)求出  $z$  軸上的磁通量密度  $B$ ，計算過程如下：

$$d\vec{B} = \frac{\mu_0 I d\vec{\ell} \times \hat{a}_R}{4\pi R^2} \rightarrow dB = \frac{\mu_0 I d\ell}{4\pi R^2}$$

$$dB_z = dB \cdot \cos\theta = \frac{\mu_0 I d\ell}{4\pi R^2} \cdot \frac{a}{R}$$

$$\rightarrow B_z = \oint_c dB_z = \frac{\mu_0 I \cdot 2\pi a}{4\pi R^2} \cdot \frac{a}{R} = \frac{\mu_0 I a^2}{2R^3}$$

$$\rightarrow \vec{B} = \hat{a}_z \frac{\mu_0 I a^2}{2(z^2 + a^2)^{3/2}} \quad (6-1)$$

$$\vec{B}_o = \vec{B}(z=0) = \hat{a}_z \frac{\mu_0 I}{2a} \quad (6-2)$$

6-1 式為電流迴路在  $z$  軸上所產生之磁通量密度，由於結構對稱僅會存在往正  $z$  方向的磁通量密度，若是考慮二維的情況，在電流迴路中心的磁通量密度如 6-2 式，可以看到其值與迴路半徑成反比，也就是說當迴路愈緊縮其所能提供的磁通量密度愈高。接著來看圖 6-4(b)的例子，一段長直導線帶有電流  $I$ ，利用安培迴路定律(Ampere's circuital law)可以求出與此導線在距離  $R$  的位置所造成之磁通量密度為：

$$B = \frac{\mu_0 I}{2\pi R} \quad (6-3)$$

上式磁通量密度  $B$  與距離  $R$  成反比，代表距離電流源愈近，磁通量密度愈高。由以上兩個例子知道，在電流強度相同的情況下，當電流迴路愈緊縮，迴路內由於距離電流源較近，所產生的磁場會愈強。利用此理論結合之前的分析結果，可以作出以下結論：縮短環內徑使圓環愈靠近摺疊偶極天線，會使得感應電流愈強，連帶產生愈強之磁場，且由於迴路結構的緊縮將造成迴路內的磁場又加倍增強。由此可知，改變環內徑將同時構成兩個影響磁場的要素。

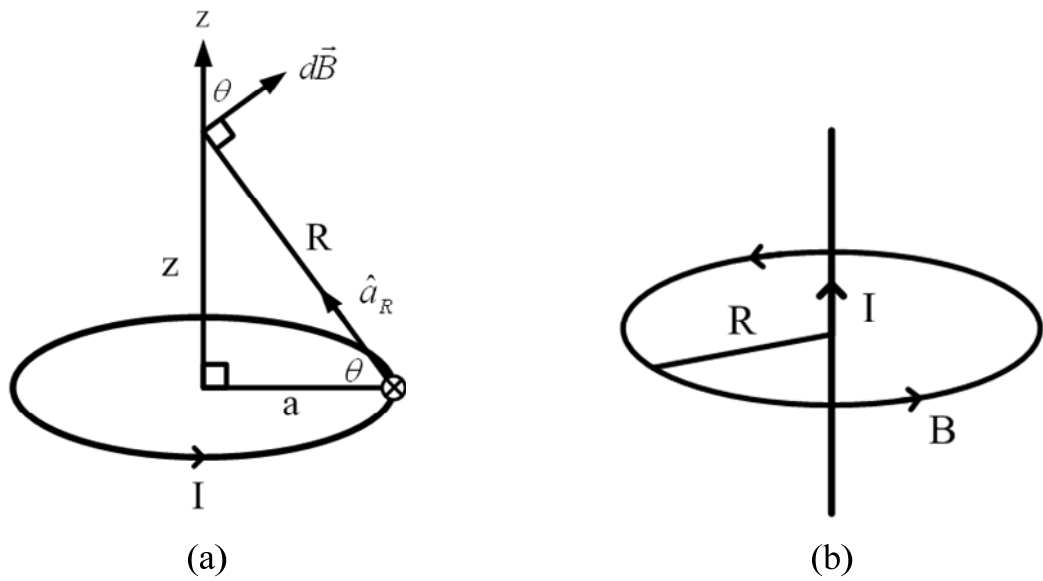


圖 6-4 電流迴路與長直電流對應其所產生之磁通量關係簡例

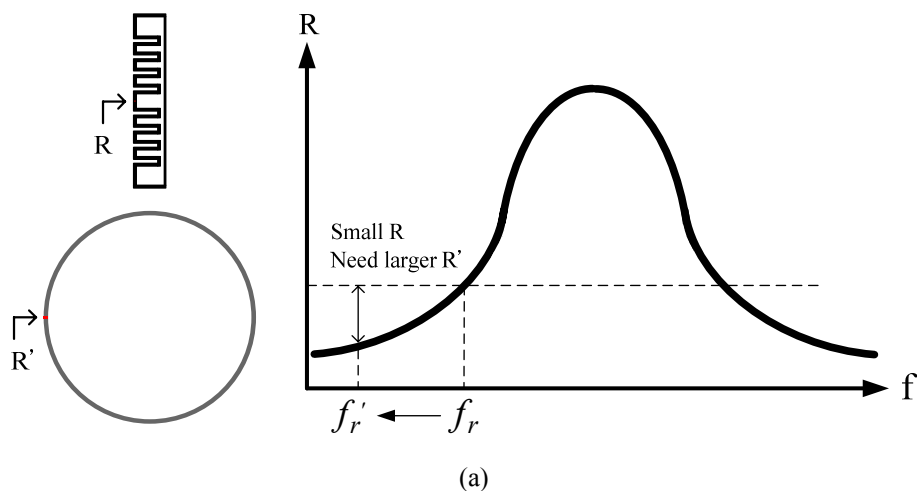
既然造成磁場強度增加的要素不只一個，可以預期環內徑縮減對磁場強度的增加率應該比對環上感應電流強度的增加率要高。由於迴路面積改變不大，其效應可忽略，因此，由 5-3 式電感定義式可以得到，隨著環內徑愈縮減，磁通量增加率對電流增加率之比值將愈大，所產生之電感也將愈強，而愈高的電感值能夠補償愈往低頻愈高的電容性摺疊偶極天線，使得最後共振頻率隨愈低，這也是造成環內徑愈小降頻效果愈好的主要原因。



## 6.2.2 輸入電阻分析

由圖 6-1(a)可以看到縮減圍繞之圓環形寄生金屬內徑能夠有效降低摺疊偶極天線共振頻率，不過隨著共振頻率的下降反射損耗值卻愈高且逐漸大於-10dB，也就是說雖然達到縮小化的目的，但天線的性能卻因為阻抗的不匹配而相對變差。決定半波長摺疊偶極天線阻抗匹配與否的重要因素為輸入電阻，因為在共振頻率時為零輸入電抗，透過結合環形寄生金屬所產生的電感性電抗已經提供了共振條件，因此反射損耗變差主要是輸入電阻的不匹配所導致。在探討影響輸入電阻的因素前，首先將結合不同環內徑之縮小化摺疊偶極天線中各重要模擬數據求出並整理於表 6-1。表中可以看到隨著環內徑的縮減，串聯電感值遞增，感應電流增強，天線共振頻率下降，縮小化指數增高，其中值得注意的是，輸入電阻出現大幅度的遞減，由於天線饋入端都是激發 100 歐姆的平衡訊號，輸入電阻的下降會導致阻抗的不匹配，而造成反射損耗升高。

從上一章中的分析結果知道，在縮小化摺疊偶極天線共振頻率時，圓環形寄生金屬會形成環天線共振模態並提供其本身之電阻與摺疊偶極天線電阻串聯，以產生較大之輸入電阻值。參考圖 5-18 摺疊偶極天線的輸入電阻曲線，可以看出隨著頻率愈低於共振頻率，其值會有愈小的趨勢。因此，若希望在降頻後較低之共振頻率達到阻抗匹配，環形寄生金屬必須提供較大之串聯電阻以彌補摺疊偶極天線低頻較低之電阻值，其示意圖如圖 6-5(a)所示， $f_r$  為摺疊偶極天線之共振頻率， $f_r'$  為降頻後較低之共振頻率。而圖 5-18 也可以看出等效環形天線具有與摺疊偶極天線相似的輸入電阻曲線，這邊以同樣的示意曲線繪於圖 6-5(b)，圖中可以看到當其共振頻率升高，曲線右移會使得低頻之輸入電阻  $R'$  變小。而隨著環內徑的縮減，環形寄生金屬之輻射路徑相對變短，會造成其等效環形天線共振頻率上升，如表 6-1 所示，當共振頻率愈高，在低頻所能提供之串聯電阻愈小，使得天線在降頻後較低之共振頻率的輸入電阻愈小，導致阻抗愈不匹配。這也是造成環內徑愈小反射損耗值愈高的主要原因。



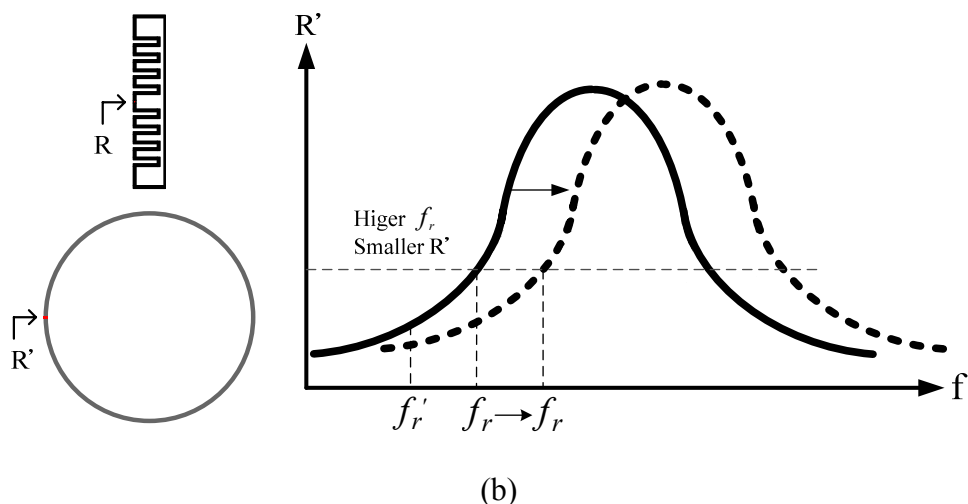


圖 6-5 印刷摺疊偶極天線與等效環形天線輸入電阻對頻率變化示意圖

表 6-1 結合不同環內徑之縮小化印刷摺疊偶極天線中各重要模擬數據值

圓環內半徑	34mm	35mm	37mm	38.5mm
等效環形天線共振頻率	1.3 GHz	1.26 GHz	1.2 GHz	1.16 GHz
共振頻率	0.91 GHz	0.938 GHz	0.982 GHz	0.995 GHz
縮小化指數(MF)	1.539	1.493	1.426	1.404
共振頻輸入電阻	26.2 $\Omega$	34.05 $\Omega$	63.37 $\Omega$	95.896 $\Omega$
圓環上感應電流強度	Strongest	Stronger	Strong	Medium
共振頻串聯電感	78.836 nH	68.549 nH	55.67 nH	52.389 nH

### 6.3 結合方形環狀寄生金屬之改良式縮小化印刷摺疊偶極天線設計

到目為止已經探討了圍繞不同內半徑與寬度之圓環形寄生金屬對摺疊偶極天線降頻效應的影響與機制，且由上一節中的分析知道，縮減環內徑會產生較高之電感性電抗，正好能夠補償愈往低頻愈強的電容性摺疊偶極天線，而得到更大幅度的降頻結果，然而共振頻率降低的同時卻犧牲了反射損耗特性。因此，在輻射特性須兼顧的情況下圓環形寄生金屬所能提供之降頻效果將有限，而最佳化之設計已於上一章中提出。若希望達到更進一步之摺疊偶極天線縮小化，所結合之寄生金屬型態結構勢必要作調整，本節將以環繞適當大小之方形環狀寄生金屬取代圓環形寄生金屬，在不影響反射損耗特性下嘗試讓共振頻率有更大幅度的下降。

### 6.3.1 天線設計原理

方形環狀寄生金屬具有與圓形環狀寄生金屬相似的對稱形狀，以及同樣能夠以等效單波長環天線來作分析的結構特性。且當環中心到環上的距離固定，方形環具有較圓形環要長的周長，因為  $8r > 2\pi r$ ，如圖 6-6 所示。由於圍繞之環形寄生金屬愈靠近摺疊偶極天線等效環形天線輻射路徑愈短，共振頻率愈高，在低頻輸入電阻愈小，造成降頻後的阻抗不匹配，因此，若以方環形取代，其較長之周長應可改善此問題。

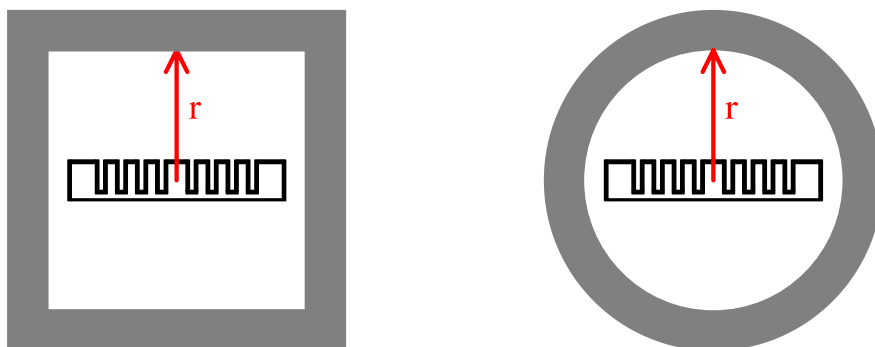


圖 6-6 結合互為等效結構之圓形環與方形環之印刷摺疊偶極天線

接下來同樣先使用 HFSS 模擬結合不同寬度方形環之摺疊偶極天線的反射損耗，寬度從 0.3mm 到 100mm，其中固定方形環之內半邊長為 34.5mm，由摺疊偶極天線饋入 100 歐姆之平衡訊號，結構與圖 5-7 相似，僅是將圓環改為方形環。模擬結果如圖 6-7 所示，圖中反射損耗的變化趨勢與圖 5-8 相同，共振頻率會隨著環寬度的減少而下降，且由圖中寬度 0.3mm 與 1.3mm 具有相近之共振頻率可以說明在固定環內半邊長之情況下，改變其寬度，會與圓環一樣存在一個降頻極限值。而值得注意的是，與圖 5-8 相比，方形環所造成的共振頻率下降幅度明顯超過圓形環，代表方形環似乎能提供優於圓形環之降頻效果。由於方形環與圓形環具有類似的結構，接下來的分析，將圖 6-6 環中心到環上距離相同且等寬之方形環與圓形環定義為相互等效的結構，也就是方形環之內半邊長會與其等效圓形環之內半徑等長，反之亦然。由於互為等效之兩結構到摺疊偶極天線的距離相同，所以其上所感應之電流強度相近，並產生強度相仿之磁場與等數量級之串聯電感，因此兩者會具有接近之降頻效果，可以由圖 6-1(a)結合內半徑 34mm 圓形環與圖 6-7 結合寬度 1.9mm 方形環之兩結構具有相近的共振頻率加以說明。

回到圖 6-7，由於方形環內半邊長較圖 5-8 中模擬所選取之圓形環內半徑要小，所以所能提供的降頻效果較佳，再深入觀察其反射損耗值，在共振頻率點幾乎都可以達到 -10dB 以下，確實改善了圖 6-1(a)結合較小圓環在共振頻率降低的同時匹配也變差的缺點。方形環的優勢在於其視為環形天線共振時，比起其等效圓形環具有較長之輻射路徑，自身之共振頻率較低，相對在低頻之電阻較大，當環內徑縮減造成共振頻率下降的同時能夠提供較其等效圓環更多之串聯電阻，以彌補摺疊偶極天線在低頻較低之電阻

值，而達到較佳之反射損耗特性。

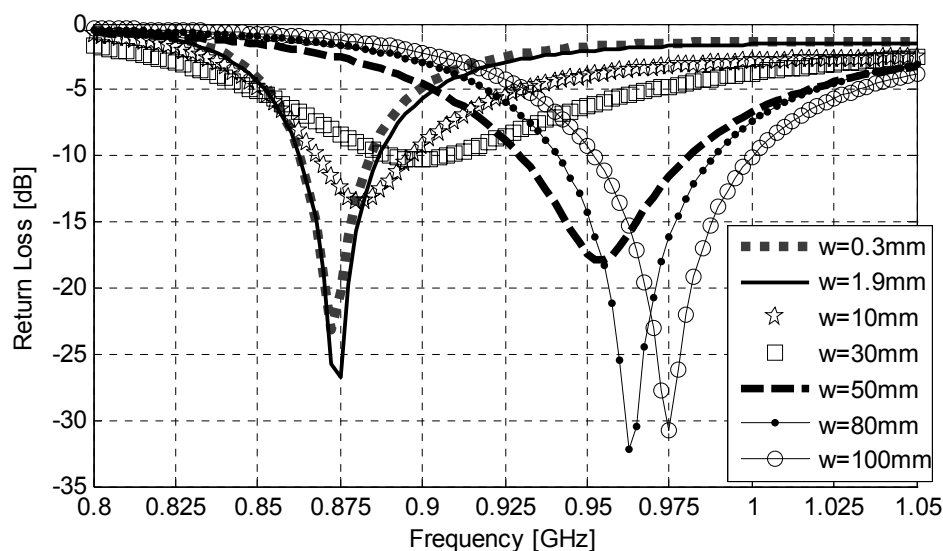


圖 6-7 結合不同寬度方形環狀寄生金屬之印刷摺疊偶極天線反射損耗模擬圖

### 6.3.2 結合方形環狀寄生金屬之印刷摺疊偶極天線最佳化設計

上一節的設計原理中已經提出以方形環狀寄生金屬取代圓環形寄生金屬，可以有效改善環緊縮後反射損耗特性變差的缺點，並以不同寬度之方形環狀寄生金屬對摺疊偶極天線的降頻效應為例作說明，模擬結果發現方形環與圓形環具有相似特性，固定內半邊長之方形環會存在一個寬度值，使得天線共振頻率最低。本節即利用 HFSS 再加入環內半邊長作為變數配合寬度的調整進行模擬設計，目標是找到適當尺寸之方形環，使得天線共振頻率可以降到最低的極限值，且在共振頻率之反射損耗值仍能維持在-25dB 以下。圖 6-8 為最後所設計出之結合方形環狀寄生金屬之縮小化印刷摺疊偶極天線最佳化設計結構圖，方形環之內邊長為 69mm，寬度為 2.2mm，中央為所設計之單邊繞折摺疊偶極天線，使用長寬 105mm、厚度 0.8mm 之 FR4 作為天線基板。

### 6.3.3 模擬結果與討論

圖 6-9 為利用 HFSS 模擬圖 6-8 所設計之縮小化摺疊偶極天線反射損耗模擬圖，共振頻率為 0.87GHz，比起上一章結合圓環形寄生金屬最佳化設計之共振頻率 0.995GHz，又大幅下降了 125MHz，縮小化指數 MF 也提升到 1.609，且在共振頻率時依然維持絕佳之阻抗匹配，反射損耗值為-31dB。代表結合方形環狀寄生金屬確實能夠改良之因為內半徑較小所造成天線阻抗不匹配的問題。圖 6-10 為天線在共振頻率 0.87GHz 之三維增益輻射場型模擬圖，增益值約為 2dBi，圖 6-11(a)為該頻率電流向量模擬圖，場型與電流分佈與結合圓環形寄生金屬之摺疊偶極天線完全相同，表示以方環形取代並不會影響

原輻射特性。整體而言，結合方形環狀寄生金屬之改良設計成功達到進一步將摺疊偶極天線縮小化的目標。

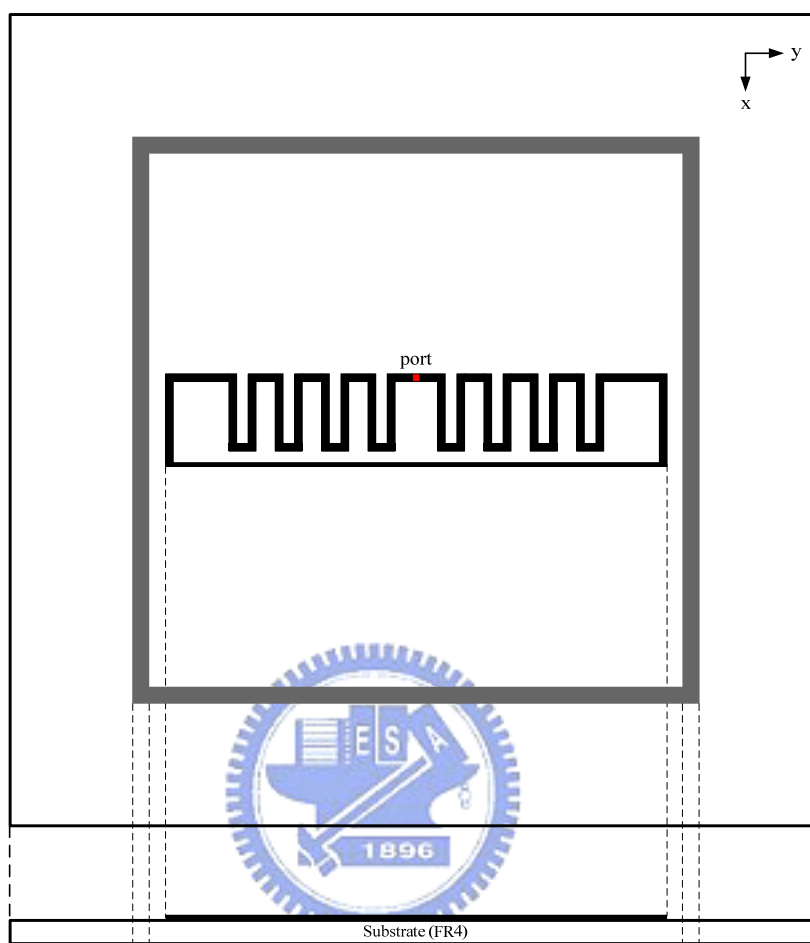


圖 6-8 結合方形環狀寄生金屬之縮小化印刷摺疊偶極天線最佳化設計結構圖

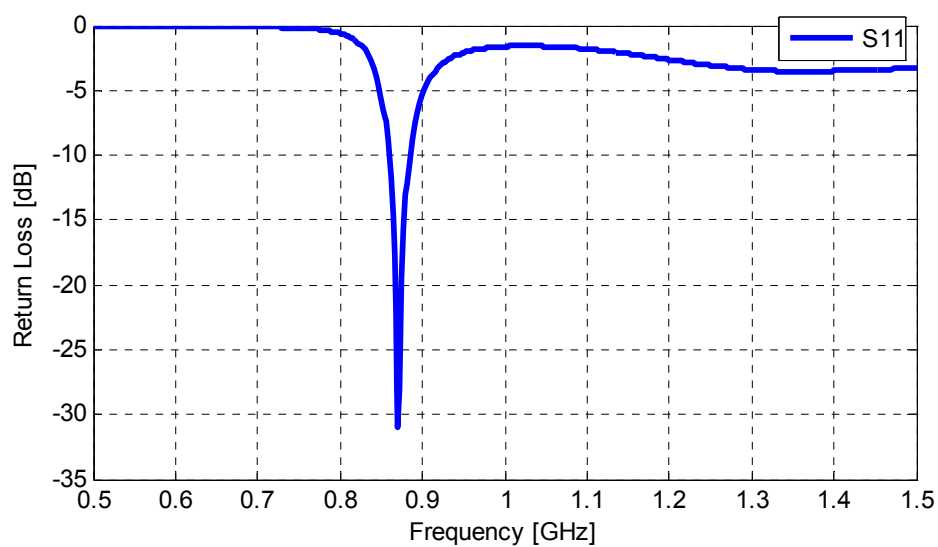


圖 6-9 結合方形環狀寄生金屬之縮小化印刷摺疊偶極天線反射損耗模擬圖



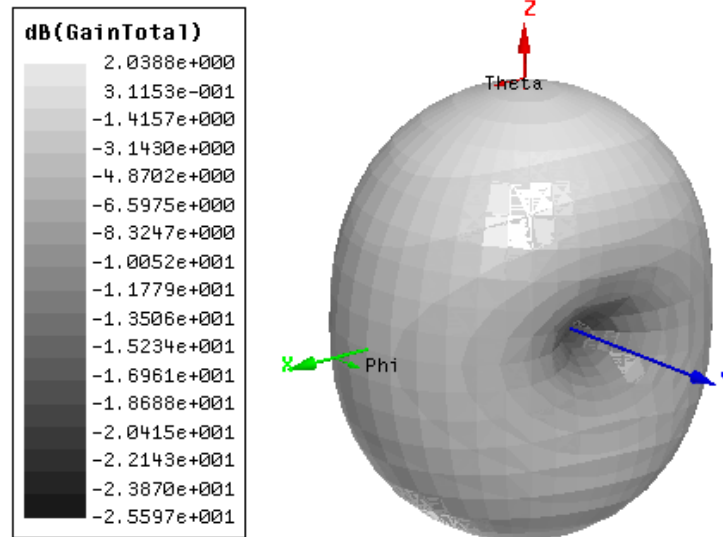


圖 6-10 結合方形環狀寄生金屬之縮小化印刷摺疊偶極天線三維輻射場型模擬圖

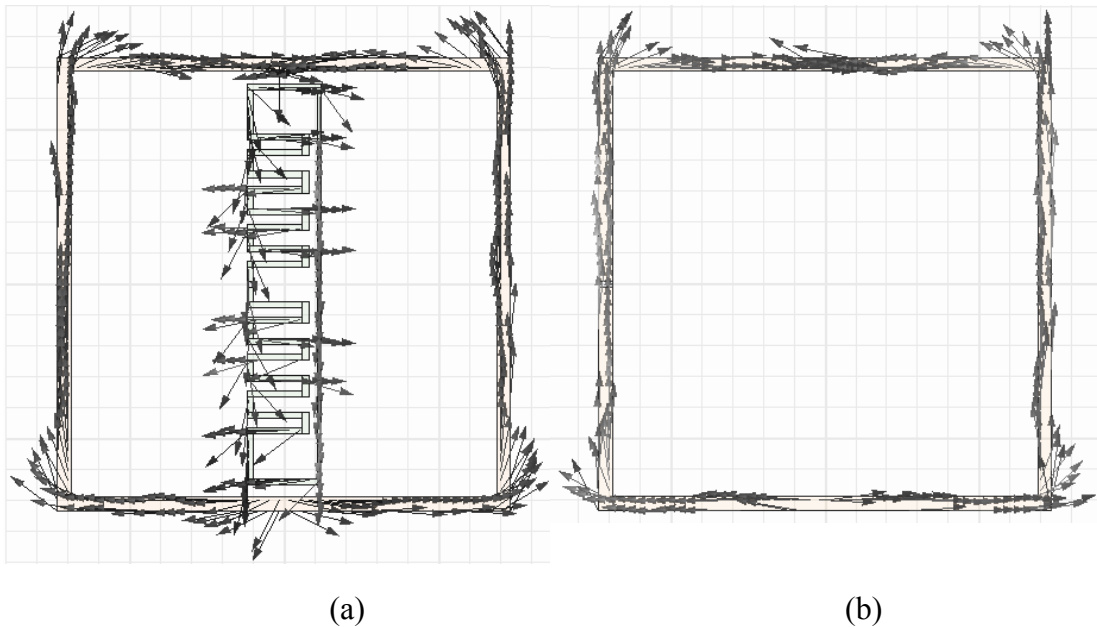


圖 6-11 結合方形環狀寄生金屬之印刷摺疊偶極天線與方形環狀寄生金屬之等效環形天線電流向量模擬圖

為了瞭解方形環狀寄生金屬與摺疊偶極天線之間的關係，將圖 6-8 中方形環狀寄生金屬拆解成等效單波長環形天線來分析。由上一章中的研究知道，當縮小化摺疊偶極天線共振時，其輸入電阻為摺疊偶極天線的輸入電阻再串聯環形寄生金屬本身的電阻。接下來以相同的方式作驗證，將環狀寄生金屬之等效環形天線輸入電阻值與摺疊偶極天線輸入電阻值作相加，然後再將相加後的曲線與結合方形環狀寄生金屬之摺疊偶極天線輸入電阻曲線繪於同一圖中，如圖 6-12 所示。圖中第一個交點 0.87GHz 即為降頻後縮小化摺疊偶極天線的共振頻率，證明以方形環狀寄生金屬圍繞的仍具有輸入電阻串聯的特性。圖 6-13 為方形環狀寄生金屬之等效環形天線之反射損耗模擬圖，圖中可以看出共



振頻率為 1.06GHz，方形環結構較上一章之圓環緊縮，但因周長較長共振頻率較低，因此，在與摺疊偶極天線整合後會產生較強的降頻效應，且能夠在更低的共振頻率提供較大的串聯電阻來維持天線較佳之反射損耗特性。由此可知，改良後的設計是透過改變環狀寄生金屬結構來提升輸入電阻值，以在環壓縮後更低之共振頻率達到阻抗匹配。

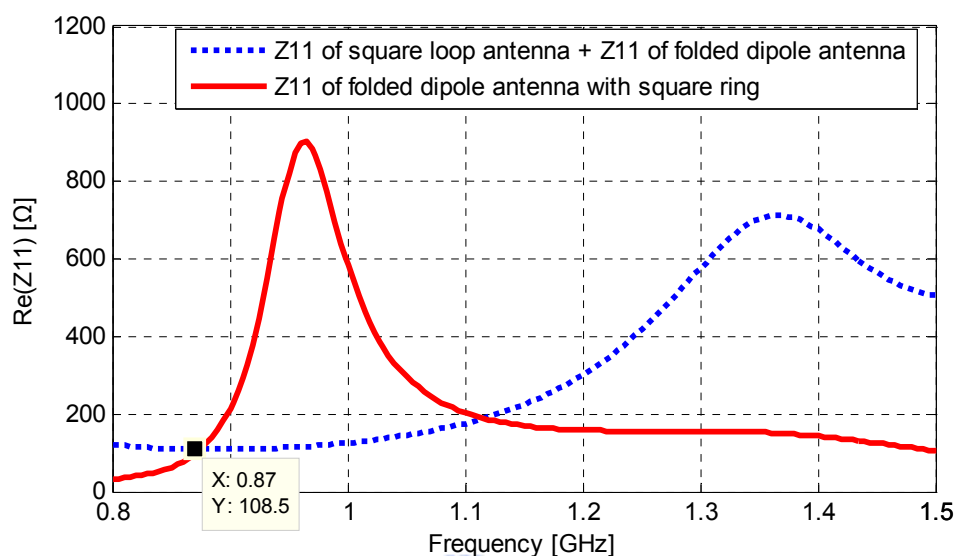


圖 6-12 縮小化印刷摺疊偶極天線輸入電阻與拆解之兩天線輸入電阻疊加模擬圖

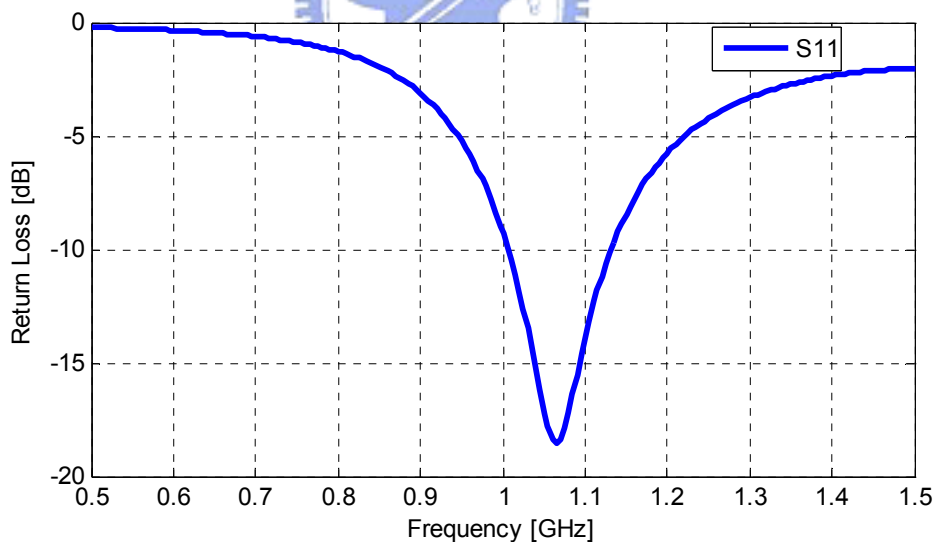


圖 6-13 方形環狀寄生金屬等效環形天線之反射損耗模擬圖

由理論分析與模擬結果可以證實以方形環狀結構取代圓環形結構能夠在反射損耗特性兼顧下使摺疊偶極天線之共振頻率降到更低，接著繼續以模擬的方式比較兩結構之電流與磁場強度，如圖 6-14 所示。圖中可以看到結合方形環狀寄生金屬之摺疊偶極天線其電流與磁場強度都較結合圓環形結構要強，降頻效果直接反應在電流與磁場的強度，完全符合之前所提出的理論分析。最後，將此兩天線各重要模擬數據值整理於表 6-2。

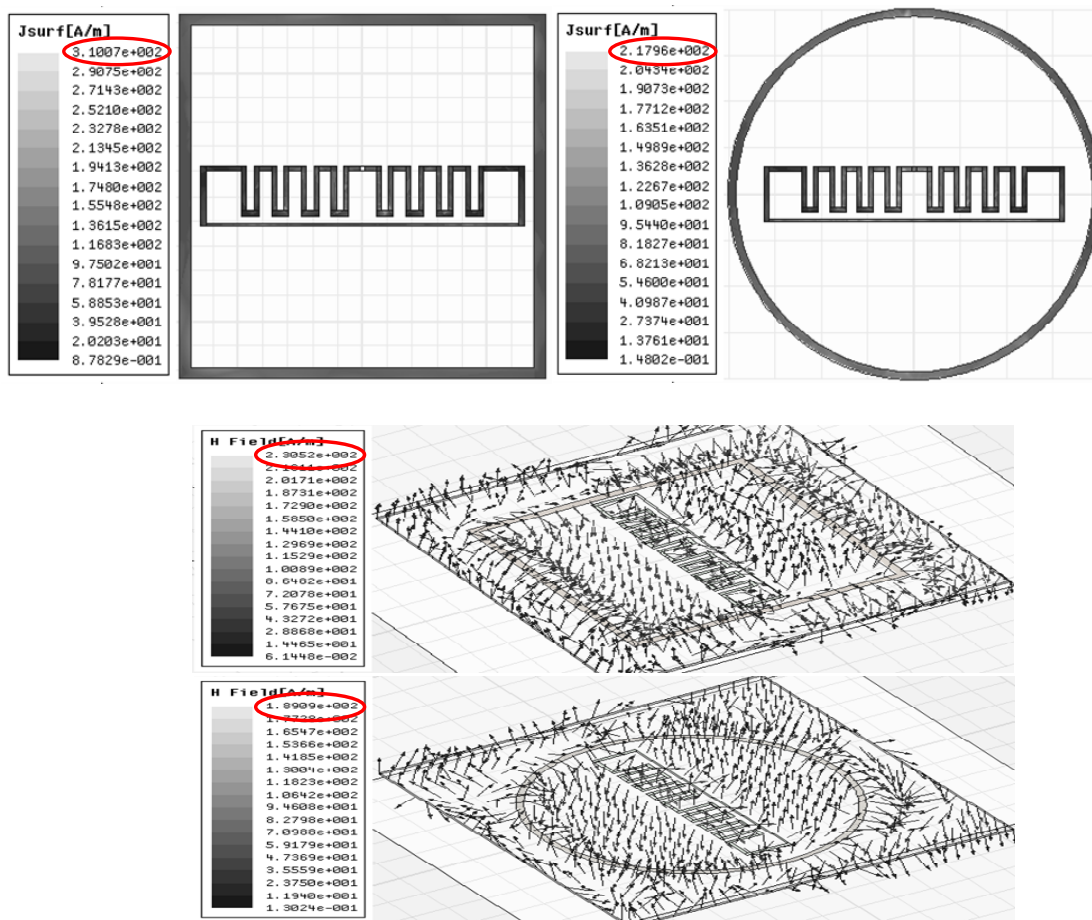


圖 6-14 結合方形與圓形環狀寄生金屬之印刷摺疊偶極天線電流磁場強度模擬圖

表 6-2 結合方形與圓形環狀寄生金屬之印刷摺疊偶極天線各重要模擬數據值

	圓環結構天線	方形環結構天線
等效環形天線共振頻率	1.16 GHz	1.06 GHz
環內半徑/環內半邊長	38.5 mm	34.5 mm
環寬度	1.7 mm	2.2 mm
共振頻率	0.995 GHz	0.87 GHz
縮小化指數(MF)	1.404	1.609
共振頻串聯電感	52.389 nH	96.659 nH
共振頻串聯電阻	66.74 $\Omega$	59.443 $\Omega$

## 6.4 整合平衡非平衡轉換器之改良式等效縮小化摺疊偶極天線設計

與 5.5 節相同的概念，可以將所設計之結合方形環狀寄生金屬之摺疊偶極天線以等效的架構來實現，圖 6-15 為改良式等效天線之反射損耗模擬圖，圖 6-15 為其在共振頻率之電流向量模擬圖，可以看出直接由方形環狀寄生金屬饋入訊號能夠產生相同的共振模態與相近的共振頻率，證明等效結構可以透過形成環形天線模態來激發摺疊偶極天線達到類似的降頻效果。

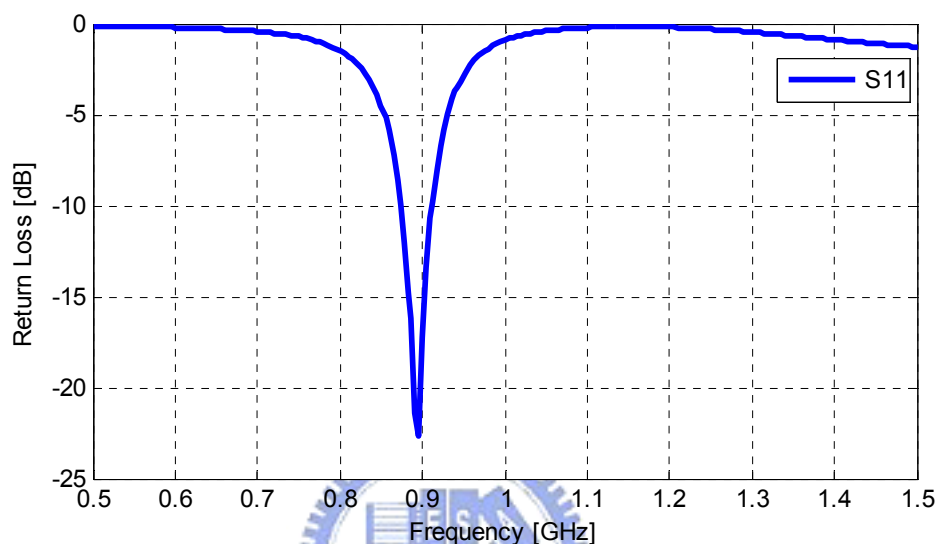


圖 6-15 結合方形環狀寄生金屬之印刷摺疊偶極天線等效架構反射損耗模擬圖

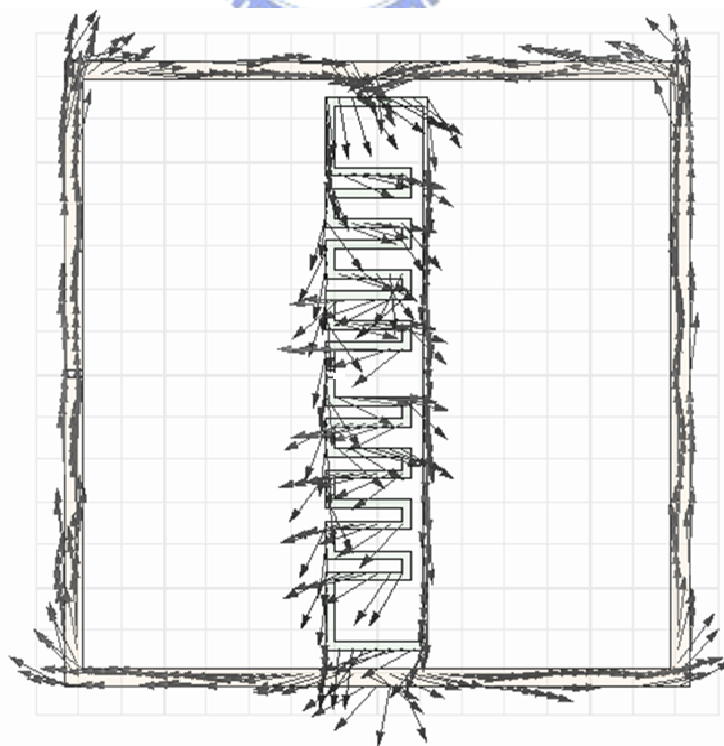


圖 6-16 結合方形環狀寄生金屬之印刷摺疊偶極天線等效架構電流向量模擬圖



率；圖 6-20 為共振頻之電流向量模擬圖，可以看到與圖 6-11 具有等價的電流分佈。其三維增益輻射場型如圖 6-21 所示，與圖 6-1 一樣皆為橢圓之甜甜圈場型，模擬增益值約為 2.22dBi。圖 6-22 為 0.87GHz 量測之二維輻射場型，E-平面為 8 字形場型，H-平面為橢圓場型，增益值約為 3.17dBi。由模擬與量測的結果可以證明，所設計之平衡非平衡轉換器能夠饋入改良式等效縮小化摺疊偶極天線平衡訊號，並激發與原天線相同的共振模態。成功驗證並實現所提出之進一步天線縮小化理念。

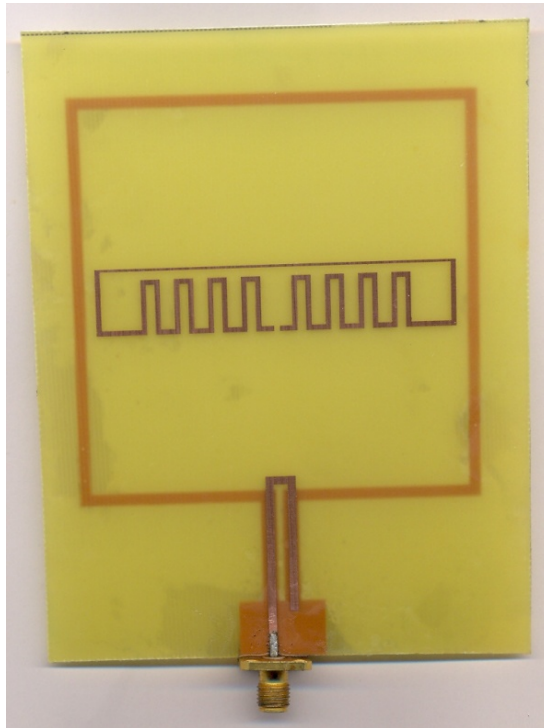


圖 6-18 整合平衡非平衡轉換器之改良式等效縮小化印刷摺疊偶極天線實作圖

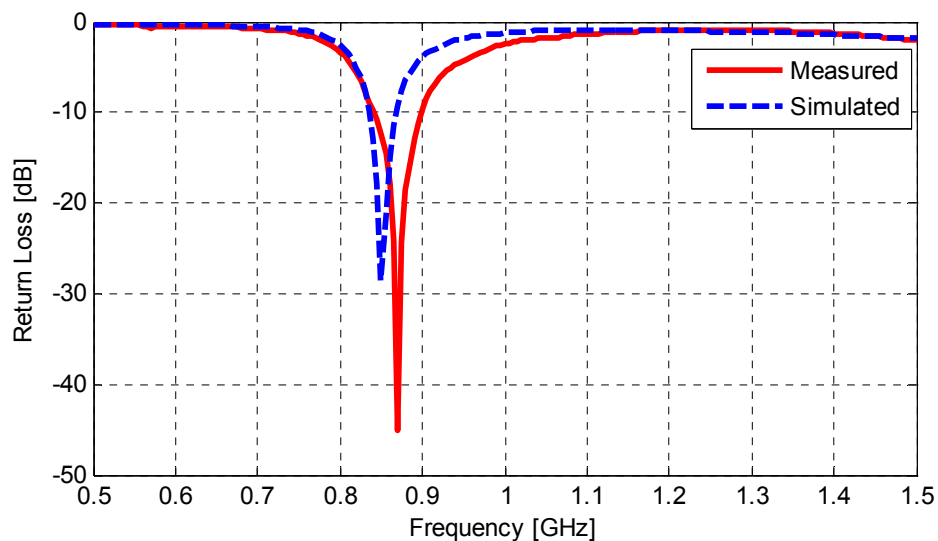


圖 6-19 整合平衡非平衡轉換器改良式等效縮小化印刷摺疊偶極反射損耗模擬與量測圖

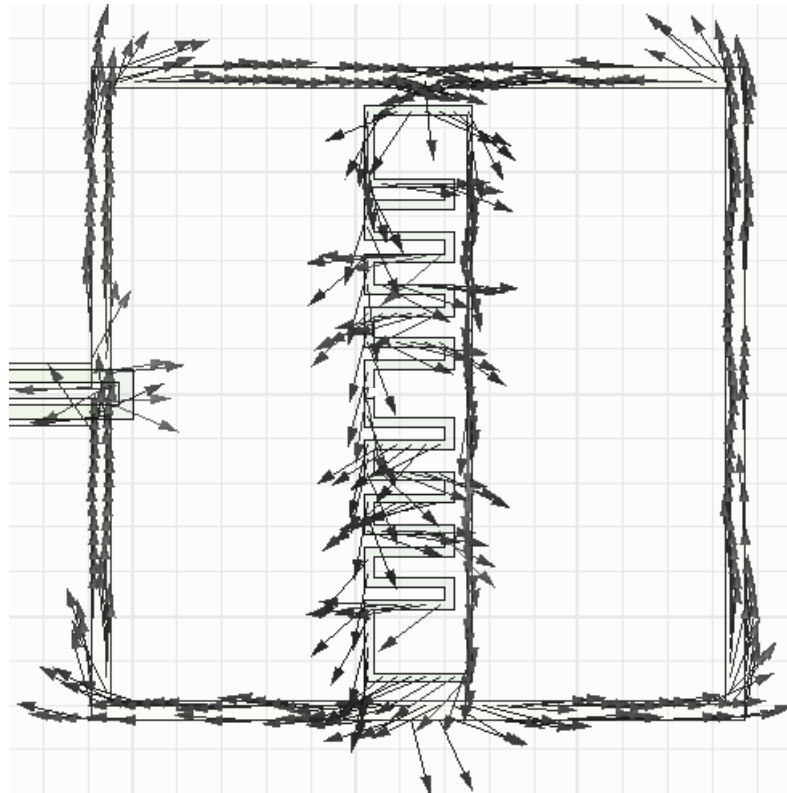


圖 6-20 整合平衡非平衡轉換器之改良式等效縮小化印刷摺疊偶極天線共振頻電流向量

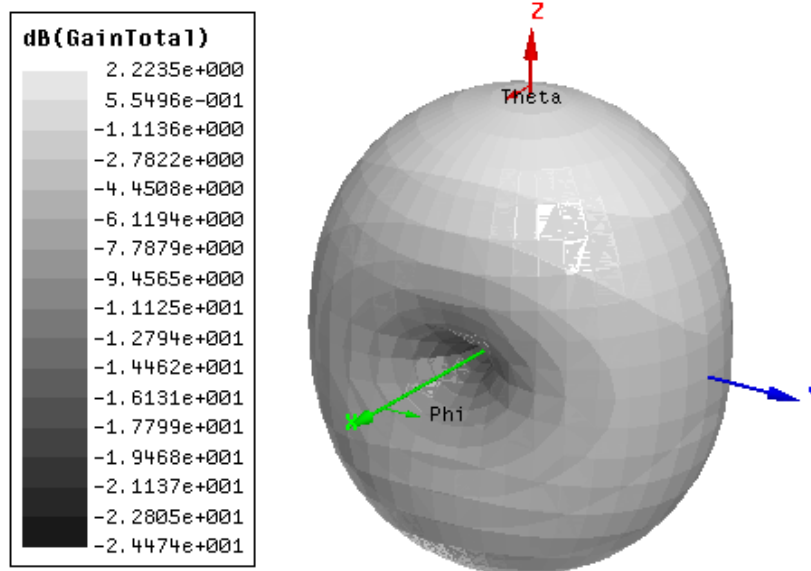


圖 6-21 整合平衡非平衡轉換器之改良式等效縮小化印刷摺疊偶極天線三維增益輻射場

型模擬圖



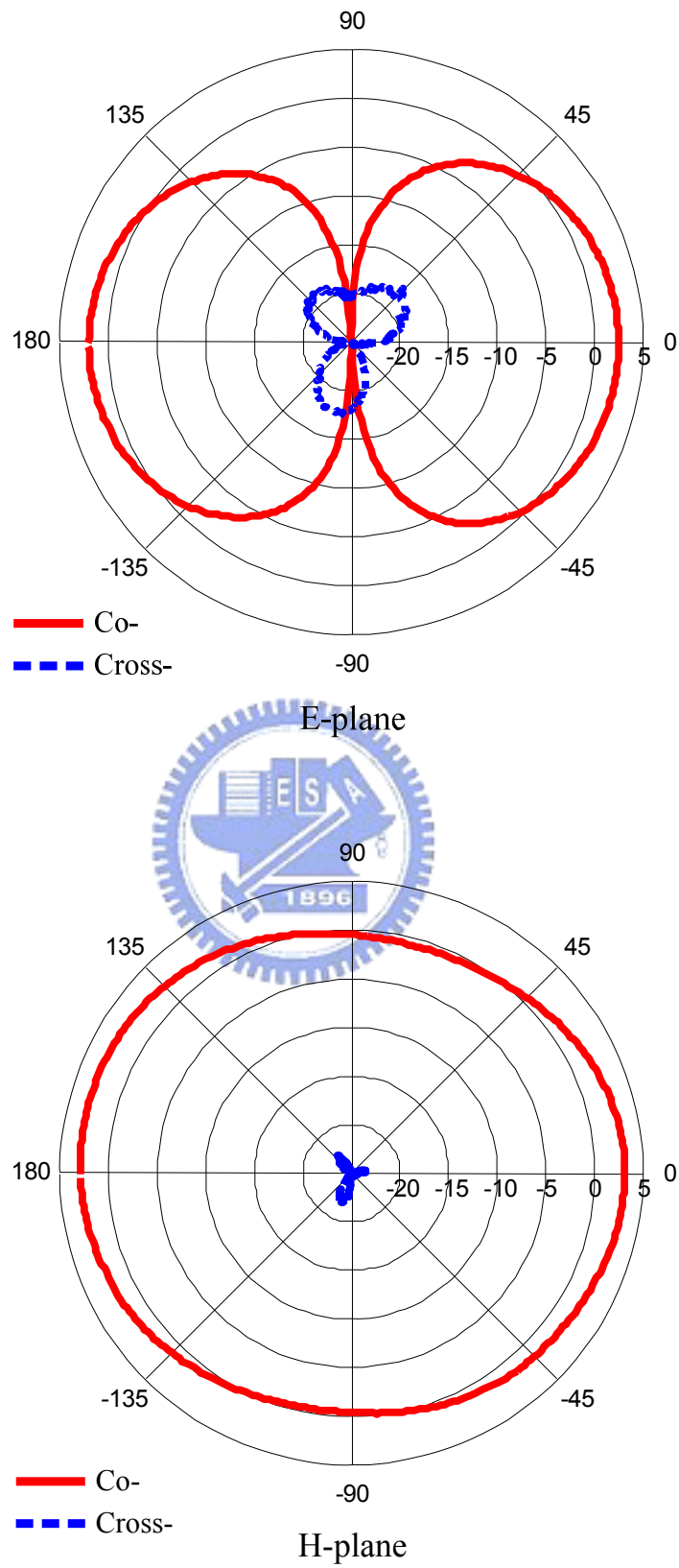


圖 6-22 整合平衡非平衡轉換器之改良式等效縮小化印刷摺疊偶極天線在 0.87GHz 之二維增益輻射場型量測圖

## 6.5 心得與結論

本章針對不同內半徑相同寬度之圓環形寄生金屬對前章所設計之單邊繞折摺疊偶極天線的降頻效應，分別從造成降頻的電感性電抗與輸入電阻來作分析研究，當環形寄生愈緊縮，感應之映像電流愈強，所產生之磁通量愈大，且結構本身又會造成更大的磁通量，使得隨著環半徑愈小，磁通量的增加率愈大於電流強度的增加率，而形成更強的電感性電抗，補償愈低頻電容性愈強的摺疊偶極天線，而讓共振頻率更低；但環半徑縮小的同時，其周長縮短，等效環形天線的共振頻率上升，以致於環形寄生金屬在低頻所能提供的串聯電阻變小，而導致最後的阻抗不匹配。

為了改善上述壓縮圍繞之圓環所帶來的阻抗不匹配，本章繼續嘗試以方形環結構取代圓環結構來作改良設計，由於方形結構在固定與中心距離時具有較長的周長，當環緊縮時其等效環形天線共振頻率不至於太高，在進一步降頻的同時能夠提供恰當的串聯電阻給摺疊偶極天線，由模擬與整合平衡非平衡轉換器之等效結構量測結果可以證實改良之縮小化摺疊偶極天線成功在維持良好反射損耗特性下達到進一步將共振頻率降低至 0.87GHz，縮小化指數提升為 1.609。



## 第七章 結論

### (Conclusion)

本論文「新型多頻印刷偶極天線與縮小化印刷摺疊偶極天線設計」中提出了兩個新穎的天線設計概念，第三、四章為多頻帶新型印刷偶極天線設計，第五、六章為縮小化摺疊偶極天線設計。在多頻帶偶極天線設計部分，本論文提出以環形微帶線分合波器作為天線的饋入網路，實現由兩端饋入訊號之新型態偶極天線架構，藉由在環形分合波器中心頻率饋入一對振幅相同、相位差 180 度的平衡訊號，以及在其他頻率饋入一對振幅、相位差不同的非平衡訊號，可以在兩斜向偶極臂上激發不同的共振模態，成功實現印刷偶極天線多頻段、寬頻帶的操作。在縮小化摺疊偶極天線設計部分，本論文提出一天線縮小化新方法，透過圍繞所設計之摺疊偶極天線適當大小形狀的環形寄生金屬，產生感應之映像電流延長輻射路徑，並在環上形成環形天線模態共振輻射。同時藉由結構產生的電感性電抗補償低頻時電容性的偶極天線，成功達到大幅降低天線共振頻率之目標。

第三章設計出結合改良式三埠微帶線環形分合波器之新型印刷偶極天線，2~6GHz 量測反射損耗中共有四個共振頻率與兩個操作頻帶，低頻帶操作頻寬可以達到 1.4GHz，高頻帶也有 620MHz，不過受到環形分合波器加總端埠接上晶片電阻產生的損耗以及本身的結構因素，造成高頻輸出功率分配不足，而直接影響了天線增益。為了改善此問題，第四章以改良式開路三埠環形微帶線分合波器取代原本的饋入網路，成功使得高頻增益從 0~1dBi 大幅提高至 4~5dBi，中高頻增益也提高至 3~4dBi。同時，為了增加天線實用價值，本章進一步將共振頻率作頻帶規劃，設計出雙頻、三頻及多頻之印刷偶極天線，其操作頻帶能夠涵蓋各常用通訊系統頻段。

第五章首先設計一共振頻率 1.4GHz 之單邊繞折印刷摺疊偶極天線，透過圍繞適當內半徑與寬度之圓環形寄生金屬，成功將摺疊偶極天線共振頻率降到 0.995GHz。同時藉由史密斯圖證明圍繞環形寄生金屬即是在低頻作阻抗匹配，可以以串聯電感與電阻的等效電路模型來表示。並且由等價電流分佈設計出整合平衡非平衡轉換器之等效縮小化印刷摺疊偶極天線，透過模擬與實作量測驗證所提出之天線縮小化概念。第六章中繼續研究不同環內徑對降頻的影響與造成的因素，由於方形結構在固定與中心距離時具有較長的周長，當環緊縮時其等效環形天線共振頻率不至於太高，在進一步降頻的同時能夠提供恰當的串聯電阻給摺疊偶極天線，因此提出以方形環結構取代圓環結構來的改良設計，由模擬與整合平衡非平衡轉換器之等效結構量測結果，證明成功將共振頻率降低至 0.87GHz，且在共振頻率仍維持良好的反射損耗特性。

近幾年由於無線通訊的相關技術蓬勃發展，單一天線設計具有可雙頻段、多頻段或

寬頻帶操作逐漸成為主流，以及伴隨輕薄短小之天線需求愈亦增加的趨勢下，本論文即針對此兩大方向分別進行天線設計研究，成功設計出可雙頻、三頻及多頻之印刷偶極天線，以及共振頻由 1.4GHz 降至 0.87GHz 之縮小化摺疊偶極天線，縮小化指數可達到 1.609 之高。在未來的研究中，將繼續改良作為天線饋入網路之環形分合波器，希望可以結合極化掃描的技術，針對不同頻率的需求來提供相位差 90 度且垂直饋入的兩輸出訊號，以達到不同頻率不同極化操作的目標。同時將針對所提出之天線縮小化方法，繼續朝向與多頻帶天線整合的設計，並設法改善降頻後頻寬變小的缺點。



## 參考文獻

- [1] K. Fujimoto and J. R. James, *Mobile Antenna System Handbook*. Boston, MA: Artech House, 1994.
- [2] J. R. Bayard, M. E. Cooley, and D. H. Schaubert, "Analysis of infinite arrays of printed dipoles on dielectric sheet perpendicular to a ground plane," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 39, pp. 1722–1732, Dec. 1991.
- [3] G. Y. Chen, and J. S. Sun, "A printed dipole antenna with microstrip tapered balun," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 40, pp. 344–346, Feb. 2004.
- [4] E. Levine, S. Shtrikman, and D. Treves, "Double-sided printed arrays with large bandwidth," *Proc. Inst. Elect. Eng. Microw. Antennas Propag.*, vol. 135, pp. 54–59, Feb. 1988.
- [5] B. Edward and D. Rees, "A broad-band printed dipole with integrated balun," *Microw. J.*, pp. 339–344, May. 1987.
- [6] T.-G. Ma and S.-K. Jeng, "A novel compact ultra-wideband printed dipole antenna with tapered slot feed," *IEEE Antennas Propag.*, Vol. 3, pp. 608–611, 2003.
- [7] B. G. Duffley, G. A. Morin, M. Mikavica, and Y. M. M. Antar, "A wide-band printed double-sided dipole array," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-52, pp. 628–631, Feb. 2004.
- [8] K. Chang, H. Kim, and Y. Yoon, "A triple-band printed dipole antenna using parasitic elements," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 47, pp. 221–223. 2005.
- [9] F. Tefiku and C. A. Grimes, "Design of broad-band and dual-band antennas comprised of series-fed printed-strip dipole pairs," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-48, pp. 895–900, Jun. 2000.
- [10] K. Skriverik, J. F. Zurcher, O. Staub, and J. R. Mosig, "PCS Antenna Design: The challenge of Miniaturization," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 43, no. 4, Aug. 2001.
- [11] H. K. Ryu, J. M. Woo, "Miniaturisation of circular loop antenna using short stub for RFID system," *Electron. Lett.*, Vol. 42, no. 17, pp. 955–957, Aug. 2006.
- [12] K.-K. Kang, J. Lee, C.-S. Cho, and T.-K. Lee, "A dual-band and planar inverted-F antenna with periodic grooves." in *Eur. Microw. Conf.*, Sept. 2006, pp. 1465–1468.
- [13] Y. P. Zhang, T. K. Lo, and Y. Hwang, "A dielectric-loaded miniature antenna for microcellular and personal communications," in *Proc. IEEE APS Symp.*, [Newport Beach, CA,] Aug. 1995, pp. 1152–1155.
- [14] J. Volakis, C. Chen, M. Lee, B. Kramer, and D. Psychoudakis, "Miniaturization methods for narrowband and ultra-wide band antennas," *IEEE IWAT*, pp. 119–121, 2004.
- [15] M. Lee, B. A. Kramer, C.-C. Chen, and J.L. Volakis, "Distributed lumped loads and lossy transmission line model for wideband spiral antenna miniaturization and characterization." *IEEE Trans. Antennas Propag.* vol. 55, no. 10, pp. 2671–2678, Oct. 2007.
- [16] R. C. Johnson, *Antenna Engineering Handbook*, 3rd ed. M. Hill, Ed. New York, 1993, ch. 4.
- [17] N. Michishita, H. Arai, M. Nakano, T. Satoh, and T. Matsuoka, "FDTD analysis for printed dipole antenna with balun," in *Asia-Pacific Microw. Conf.*, 2000, pp. 739–742.
- [18] D. Edward and D. Rees, "A broadband printed dipole with integrated balun," *Microw. J.*, pp. 339–344, May. 1987.
- [19] J.-M. Floc'h and H. Rmili, "Design of multiband printed dipole antennas using parasitic elements." *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 48, pp. 1639–1645, 2006.

- [20] K. Iizuka and R. W. P. King, "The effect of an unbalance on the current along a dipole antenna," *IRE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-10, pp. 702-707, Nov. 1962.
- [21] W. Kelvin, "The radiation field of an unbalanced dipole." *Proceedings of the IRE*, vol. 34, no.7, pp. 440-444, Jul. 1946.
- [22] D.M. Pozar, *Microwave Engineering*, 3rd ed. New York: Wiley, 2005, ch.7.
- [23] J. Reed and G. J. Wheeler, "A method of analysis of symmetrical four-port networks," *IRE Trans. On Microw. Th.Tech.*, vol. MIT-4, pp. 246-252, Oct. 1956.
- [24] C. Y. Chu and P. Milica," Printed dipole antenna for use in wireless networks: techniques for the design improvement," *IEEE Antennas Propag. Society Int. Symp.*, vol. 3B, pp. 285–288, Jul. 2005.
- [25] H.-R. Chuang and L.-C. Kuo, "3-D FDTD Design Analysis of a 2.4-GHz Polarization-Diversity Printed Dipole Antenna With Integrated Balun and Polarization-Switching Circuit for WLAN and Wireless Communication Applications," *IEEE Trans. Microw. Th. Tech.*, vol. 51, no.2, Feb. 2003.
- [26] B.A. Kramer, M. Lee, C.-C. Chen and J. L. Volakis, "UWB Miniature Antenna Limitations and Design Issues," *IEEE Antennas Propag. Society Int. Symp.*, vol. 3A, pp. 598–601, Jul. 2005.
- [27] D. K. Cheng, *Field and Wave Electromagnetics*, 2nd ed. MA: Addison-Wesley. 1992.
- [28] C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, 2nd ed. New York: Wiley, 1997.

