

國立交通大學

電信工程學系

碩士論文

應用於無線辨識系統之多重環形電感



A Novel RFID Antenna with Multiple
Inductive Loops

研究生：馬義翔

指導教授：鍾世忠 教授

中華民國九十七年六月

應用於無線辨識系統之多重環形電感標籤天線

A Novel RFID Antenna with Multiple Inductive Loops

研究生：馬義翔

Student：Yi-Shiang Ma

指導教授：鍾世忠

Advisor：Shyh-Jong Chung

國立交通大學

電信工程研究系



A Thesis

Submitted to Institute of Communication

College of Electrical Engineering and Computer Science

National Chiao Tung University

in partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of Master of Science

In communication Engineering

June 2008

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十七年六月

應用於無線辨識系統之多重環形電感 標籤天線

研究生：馬義翔

指導教授：鍾世忠

國立交通大學 電信工程研究所



摘要

無線辨識系統 (Radio Frequency Identification, RFID) 近年來發展迅速，其應用範圍包含服務業、行銷、工業、製造業以及物流系統。由於資料的存取可以使用無線辨識系統的技術達成完全自動化目的，具有節省人力成本以及大幅縮短作業時間之優點，因而使得無線辨識系統成為值得投入人力與資源進行開發研究的技術之一。

在無線辨識系統的操作上標籤應答器扮演重要之角色，其中應答器上之天線負責訊號的傳送與接收，而天線之特性悠關應答器的接收範圍與應答器上微晶片能否正常工作，因此本論文之研究即為設計一操作於 UHF 頻段之 RFID 標籤天線，設計上之重點在於需考量輻射特性及天線與微晶片間之阻抗匹配，本論文之設計採用偶極天線架構並提出多重電感性圓環之匹配網路，偶極天線具有良好的輻射特性，而多重電感性圓環匹配網路則具有增加調整天線輸入阻抗之自由度並使天線與微晶片間具有寬頻之阻抗頻寬，最後實作上使用 PET 材料作為基板，並以印刷技術將天線印製於基板上。

A Novel RFID Antenna with Multiple Inductive Loops

Student: Yi-Shiang Ma

Adivisor: Dr. Shyh-Jong Chung

Institute of Communication Engineering

National Chia Tung University

Abstract

The development of Radio Frequency Identification (RFID) systems has increased rapidly in recent years. RFID is an automatic identification method, relying on storing and remotely retrieving data using devices called RFID tags or transponders. RFID is popularly applying to many fields, for example, use in identifying objects in warehousing, supply chain management, control and other automation processes and so on. Thus, it has some merits of low personnel matters cost and reduce the operating time. Hence, the RFID is an important technology nowadays.

Tag responder plays an important role in RFID system. The antenna on the responder transfers signal between reader and responder. Reading range of the responder and function of the chip depend on performance of the antenna. A RFID tag antenna operating at UHF band is proposed in this work. The most important considerations for design are radiation and impedance matching. A dipole antenna with matching network constructed by multiple inductive loops was chosen in this work. The dipole antenna has good radiation. The multiple inductive loops increase degree of impedance matching and impedance bandwidth. At the end, the proposed antenna was printed on the PET substrate.

目錄

中文摘要.....	I
英文摘要.....	II
目錄.....	III
圖目錄.....	IV
表目錄.....	VI
第一章 導論.....	1
1.1 RFID 簡介	1
1.2 相關文獻探討	6
第二章 RFID 天線設計	11
2.1 RFID 天線設計理念	11
2.2 環形天線架構之 RFID 天線	14
2.3 槽縫天線架構之 RFID 天線	16
2.4 環形 RFID 天線	18
2.5 比較	22
第三章 多重環形電感之 RFID 天線設計	26
3.1 多重環形電感 RFID 天線之設計概念	26
3.2 多重環形電感 RFID 天線之參數模擬	30
3.3 多重環形電感 RFID 天線之等效電路	34
3.4 多重環形電感 RFID 天線之實作與量測	42
第四章 結論.....	48
參考文獻.....	49

圖目錄

圖 1.1RFID 系統架構	1
圖 1.2 電感性耦合饋入	7
圖 1.3 增加天線實部輸入阻抗之電感性耦合饋入	7
圖 1.4 蜿蜒偶極天線架構	8
圖 1.5 彎折偶極天線架構與 T 型匹配網路	8
圖 1.6 相近路徑彎折偶極天線架構	8
圖 1.7 摺疊偶極天線架構	8
圖 1.8 環形天線架構	9
圖 1.9 槽縫天線架構	9
圖 2.1 微晶片之輸入阻抗隨頻率變化圖	12
圖 2.2 電感性耦合饋入	13
圖 2.3 環形天線架構之 RFID 天線	15
圖 2.4 環形天線架構之 RFID 天線輸入阻抗	15
圖 2.5 環形天線架構之 RFID 天線輻射場型 (A) XZ-PLANE (B) YZ-PLANE	15
圖 2.6 槽縫天線架構之 RFID 天線	17
圖 2.7 槽縫天線架構之 RFID 天線輸入阻抗	17
圖 2.8 槽縫天線架構之 RFID 天線輻射場型 (A) XZ-PLANE (B) YZ-PLANE	17
圖 2.9 (A) 小圓環天線(B) 等效電路	18
圖 2.10 (A) 小圓環天線 (B) 短偶極天線 (C) 輻射場型	19
圖 2.11 環形 RFID 天線	20
圖 2.12 環形 RFID 天線輸入阻抗	20
圖 2.13 環形 RFID 天線輻射場型 (A) XY-PLANE (B) XZ-PLANE	21
圖 3.1 單一環形電感 RFID 天線	26
圖 3.2 單一電感性圓環大小變化對天線輸入阻抗之影響	27

圖 3.3 雙重環形電感 RFID 天線	28
圖 3.4 單一環形電感與雙重環形電感天線輸入阻抗之比較	29
圖 3.5 第二圈電感性圓環大小變化對天線輸入阻抗之影響	30
圖 3.6 偶極天線臂長變化對天線輸入阻抗之影響	31
圖 3.7 線寬變化對天線輸入阻抗之影響	31
圖 3.8 反射損失比較圖	32
圖 3.9 雙重環形電感 RFID 天線之輻射場型	33
圖 3.10 不同圈數電感性圓環之天線輸入阻抗比較	33
圖 3.11 單一電感性圓環 RFID 天線之等效電路	35
圖 3.12 雙重電感性圓環 RFID 天線之等效電路	35
圖 3.13 不同圈數電感性圓環 RFID 天線之天線與等效電路比較	37
圖 3.14 第二圈電感性圓環大小變化之天線與等效電路比較	39
圖 3.15 偶極天線臂長度變化之天線與等效電路比較	40
圖 3.16 天線實作照片	42
圖 3.17(A)使用同軸線之非平衡式饋入 (B)使用雙導線之平衡式饋入	43
圖 3.18 非平衡轉平衡式饋入	43
圖 3.19 MINI-CIRCUITS JTX-4-10T	44
圖 3.20 同軸線轉雙導線架構	44
圖 3.21 同軸線轉雙導線架構之實作照片	45
圖 3.22 校正參考平面	45
圖 3.23 量測方法與製具	46
圖 3.24 雙重環形電感 RFID 天線輸入阻抗之量測圖	47

表目錄

表 2.1 峰值增益與輻射效率之比較.....	22
表 2.2 不同材料對峰值增益與輻射效率之比較.....	23
表 2.3 各架構於 915MHz 之天線輸入阻抗值.....	24
表 3.1 不同圈數電感性圓環 RFID 天線等效電路之各元件值.....	37
表 3.2 第二圈電感性圓環大小變化之等效電路各元件值.....	39
表 3.3 偶極天線臂長度變化之等效電路各元件值.....	40



第一章 導論

1.1 RFID 簡介

無線辨識系統 (Radio Frequency Identification, RFID), 是無線非接觸式具備辨識能力之元件, 包含電子標籤(Tag)、讀取器(Reader)、中介軟體三大部分, 如圖 1.1 所示[1], 可藉由無線非接觸式讀取裝置核對儲存在標籤元件內的辨識碼, 進行各種不同的廣泛應用。相關整合應用包括航空行李監控、生產自動化管理、倉儲管理、運輸監控、保全管制以及醫療管理等。由於資料的存取可以使用 RFID 的技術達成完全自動化目的, 因而能節省人力成本, 並可大幅縮短作業時間。RFID 標籤不只體積小、重量輕, 其天線形狀或材質可配合實際應用狀況而設計成各種不同的外型。另外, RFID 標籤內部具有微晶片可儲存大量資訊, 透過 Reader 可對 Tag 進行讀取或覆寫資料的工作, 且 Reader 與 Tag 間的收訊範圍可依照需求調整, 根據它本身的輸出功率和使用頻率的不同, 範圍從數十公分到數十公尺不等。

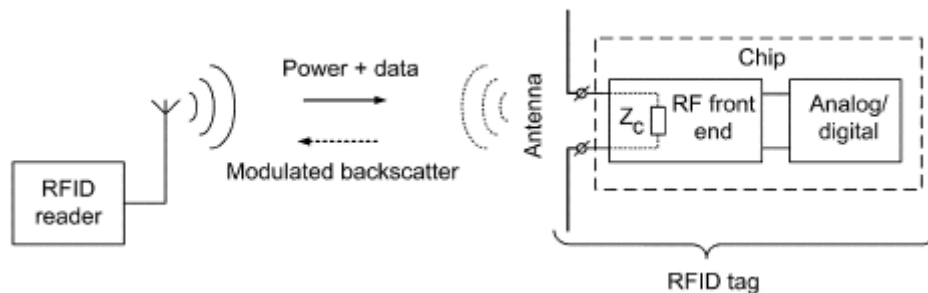


圖 1.1 RFID 系統架構

RFID 不僅可取代現行使用廣泛的條碼 (Barcode) 設備, 更因具有非接觸性、無方向性、永久使用、耐候性強等特性, 所以非常適合使用於自動化或是惡劣環境中, 例如, 收發倉庫及物流管理、汽車防盜保全系統、動物自動化管理、自動收費系統、品質管理等方面。另外, RFID 還具有壽命長、安全性高、不會受環境限制等優點。RFID 標籤壽命最高可以達 10 年以上, 且還擁有傳統條碼所


不具備的防水、防磁、防水、耐高溫等性能；傳統條碼在遇到雪、霧、冰、等惡劣工作環境下，其光學識別技術將會失效，而 RFID 依然可以正常地工作。因而使得 RFID 技術的應用有逐漸擴大的趨勢，並且成為值得投入人力與資源進行開發研究的技術之一。

目前 RFID 使用的頻率，主要有四個頻段，分別為 LF 的 125-134 KHz、HF 的 13.56 MHz、UHF 的 869 MHz 以及 SHF 中的 2.45 GHz 及 5.86 GHz。茲將各種頻率 Tag 之特性比較列表如下：[2]

頻 率	低頻	高頻		超高頻		微波	
	(LF, 125 KHz)	(HF, 13.56 MHz)		(UHF, 860-930 MHz)		(2.45- 5.8 MHz)	
系 統 型 態	被動式	14443	15693	被動式	主動式	被動式	主動式
讀 取 距 離	< 0.5 m	< 0.5 m	< 1.5 m	3-10 m	> 10 m	3-10 m	> 10 m
記 憶 體 bytes	64-1k	8k-128k	256k-512k	64k-512k	-	16k-64k	-
傳 輸 功 率	72dBμA/m	42dBμA/m		10mW-4W		4W(USA), 0.5W	
讀 取 方 法	感應線圈	感應線圈		電容式電場效應		電容式電場效應	
讀 取 速 度	慢 ←→ 快						
環 境 適 應 性	佳 ←→ 差						
尺 寸	大 ←→ 小						

標籤的傳輸距離與成本，是 RFID 能否迅速普及的最重要關鍵。目前主要應用成熟階段在 LF 和 HF 的頻段，125KHz 以下傳輸距離短約 50 公分左

右，通訊速度慢。此頻段在絕大多數的國家屬於開放，不涉及法規開放和執照申請的問題，因此使用最廣，主要使用在寵物、門禁管制和防盜追蹤。13.56MHz 薄化的效果最佳傳輸距離為 1 公尺以下，代表性應用為會員卡、識別證、飛機機票和建築物出入管理，通訊距離 10 公分左右的近距離非接觸式 IC 卡發展快速。但是其傳輸距離相對而言有限，因此藉由較高的頻段 (UHF) 可提升我們的傳輸距離與應用層面。目前在各頻段中以 UHF 最被看好，全球主要供應商也積極朝縮短加工時間、減少材料成本兩方面著手。然而，目前各國開放給 RFID 頻段並不相同，特別是在 UHF 頻帶，美國為 902-938MHz、歐洲是 868MHz、日本為 950-956MHz 都有所差異。此一各國頻率法規不一的問題，在跨區應用上必然會出現管理的盲點。標準與頻率不一，導致 RFID Reader 與 Tag 之產品互通性降低，進而影響精準度。



印刷式電子標籤 (Printed RFID Tag) 製程[3] 發展是不可避免的趨勢。Printed RFID Tag 主要是建構在軟性電子基礎之上，從有機材料、印刷技術、製程、元件設計等技術持續演進，而完整產業鏈亦正逐步成形。全球對於 Printed RFID Tag 未來的市場潛力具有共識，跨國整合型研究計畫或是個別廠商研發投入相當積極，但同時可發現在廠商相繼發表雛形產品的背後，面對量產化議題卻相對保守，可知目前離商品化還有一段距離。除了整合不同領域專業資源、加速研發時程外，適度降低研發風險也是一項考量。最重要也是最關鍵的部分就是軟性基板，材料特性影響著製程技術的困難度與產品的應用面。

在軟性基板的選擇方面，大致上可分為三大類，分別為薄玻璃基板(thin glass substrate)、不鏽鋼金屬薄基板(thin metal foil substrate)與塑膠基板(plastic substrate)。天線印製部分則使用網版印刷 (screen printing)。目前，有三種天線製造技術：蝕刻/衝壓天線 (etched/punched antenna)、印刷天線 (printed antenna) 和繞線式天線。其中，繞線和印刷技術在中國大陸較為廣泛的應用，臺灣大部

分的 RFID 標籤製造商也是採用此技術；而蝕刻技術主要應用於歐洲地區，而在臺灣目前僅有少數軟性電路板廠有能力運用此技術製造 RFID 標籤。繞線技術僅可用於製造 125 KHz 與 13.56 MHz 頻段的 RFID 標籤，無法用於製造超高頻(UHF) 頻段的 RFID 標籤。印刷技術與蝕刻技術均可以運用於大量製造 13.56MHz 與 UHF 頻段。

印刷天線有以下優點：

- (1) 印刷式天線製造可較精確調整電性能參數，將卡片使用性能最佳化。RFID 標籤電性能參數的設計是十分重要的，它直接影響了 RFID 標籤的讀卡距離對讀卡機的適應性和工作穩定性。RFID 標籤的主要技術電性能主要參數有：諧振頻率、Q 值和阻抗。為了達到最優性標籤製造技術都可以採用改變天線匝數、天線尺寸大小和線徑粗細方法來獲得。但印刷天線技術除此以外，可以透過局部改變線的寬度，改變晶片層的厚度等精確調整到所需的目標值。RFID 標籤的諧振頻率、Q 值和阻抗可以採用阻抗儀或是網絡分析儀測出。
- (2) 印刷式天線製造可任意改變線圈形狀，以適應用戶表面加工要求。甚至為非規則曲線以滿足客戶要求，而不降低任何使用性能。
- (3) 印刷式天線製造適合於各種不同廠家提供的晶片模塊。隨著 RFID 標籤的廣泛多的 IC 晶片廠家都加入到生產 RFID 晶片模塊的隊伍。由於缺乏統一的標準，電性使用，越來越能參數也不同，而印刷天線 INLAY 結構的靈活性，可分別與各種不同晶片以及採用不同封裝形式的模塊相匹配，以達到最佳使用性能。

天線印刷是一道重要加工程序。天線印刷技術與一般網版印刷技術相同。首先按設計好的天線形狀進行製版。印刷網目可按實際需要在 100-257 目/吋之間選用。印刷油墨的選用十分關鍵。由於油墨是導電體。油墨主要成分是金屬

如銀和鋁等。要選用那些低電阻率、荷值比高的油墨。印刷後線圈的電阻一般在 $2-25\Omega$ 之間。根據實際技術需要，採用單面或雙面印刷天線，可以獲得所需要的感抗。要想獲得高質量的天線，還需要在許多細微之外進行改進，如油墨選用、油墨調和、壓力大小、網目選用等，印刷板製作和油墨乾燥等方面。這些都需要長期的工作實際經驗累積。與繞線和蝕刻天線相比，印刷天線的技術的特點是投資少、效率高。



1.2 相關文獻探討

目前在文獻上，有關 RFID Tag 天線設計，大多數均以偶極天線與彎折偶極天線設計居多，並且由於天線小型化的需求，蜿蜒 (meander line) 的設計被廣泛的使用，除了縮小化的挑戰外，阻抗匹配問題更需另外思考，一般微波電路輸入/出阻抗均設計成 50 歐姆，因此，在天線設計上只需把輸入阻抗設計為 50 歐姆，就能與後端電路相結合。然而，在 RFID Tag 天線設計上，由於各家 Tag chip 尚未有統一規格，不同 Tag chip 的輸入阻抗均有差異，目前常見的阻抗為 3-150 歐姆，電抗則為 50-200 歐姆(為電容性)，因此在設計上，必須先決定欲使用的 Tag chip 方能進行天線的設計。並且，由於一般 Tag chip 輸入阻抗多為電容性的緣故，為了能與天線做匹配，在天線設計上輸入阻抗需加入電感性阻抗的考量，而不再是單純的 50 歐姆，否則將會造成天線與 Tag chip 不匹配的問題產生，此外，基於應用與成本上的考量，RFID 標籤天線大多採單一平面式設計，天線之火線與地線位於同一平面，並藉由印刷技術將天線印製於基板上。

常見之平面式 RFID 天線架構如文獻[4]-[5]，其為使用電感性耦合饋入及蜿蜒偶極天線架構作為輻射體，電感性耦合饋入可使天線輸入阻抗具有電感性虛部，並藉由調整饋入圓環之大小及饋入圓環與輻射體之距離調整天線輸入阻抗，其架構如圖 1.2 所示，相似之架構尚有改變偶極天線之形狀與使用兩個偶極天線來增加天線之實部輸入阻抗[6]，如圖 1.3，與使用電感性耦合饋入之單極天線架構[7]，其中文獻[6]之設計乃為利用降低輻射電阻之方式提高天線實部輸入阻抗，然而降低輻射電阻將使得天線之輻射增益變差，亦即其為犧牲天線輻射特性來調整天線之輸入阻抗。

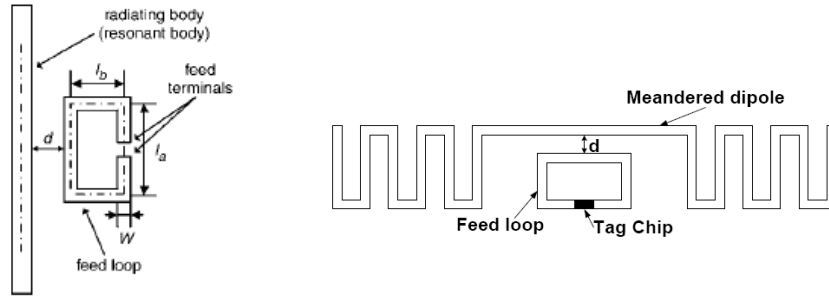


圖1.2 電感性耦合饋入

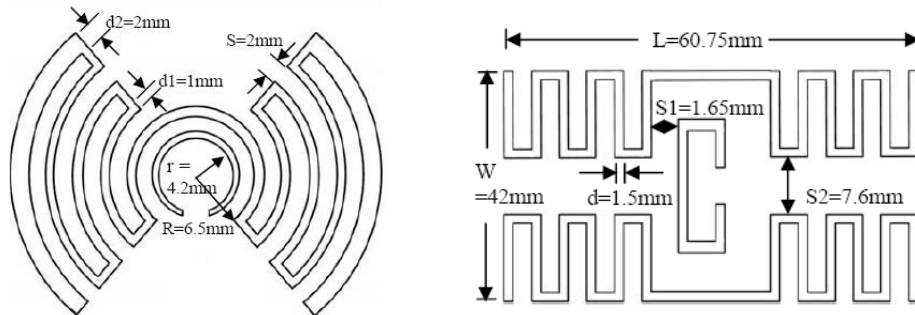


圖1.3 增加天線實部輸入阻抗之電感性耦合饋入

其他偶極天極架構之 RFID 天線如文獻[8]，為蜿蜒偶極天線並利用額外的蜿蜒段來增加電感性與加上一負載段來調整天線之輸入阻抗，如圖 1.4。除了蜿蜒的設計，彎折之偶極天線亦為常見之架構，如文獻[9]-[10]，為使用兩支彎折之偶極天線並於饋入端加上 T 型匹配網路來調整天線之輸入阻抗，如圖 1.5。而文獻[11]則使用兩支路徑相近之彎折偶極天線於 UHF 頻段產生兩個相近的共振頻率點以增加頻寬，並藉由調整路徑差與兩支偶極天線相連接位置來改變天線之輸入阻抗，如圖 1.6，而此一設計頻寬雖然較單一共振頻率點寬，但其實質頻寬亦只有約 40MHz，並無顯著的寬頻特性。此外，亦有使用摺疊偶極天線(folded dipole antenna)架構之 RFID 天線，如文獻[12]，利用調整摺疊偶極天線之尺寸與結構可調整天線之輸入阻抗，如圖 1.7。

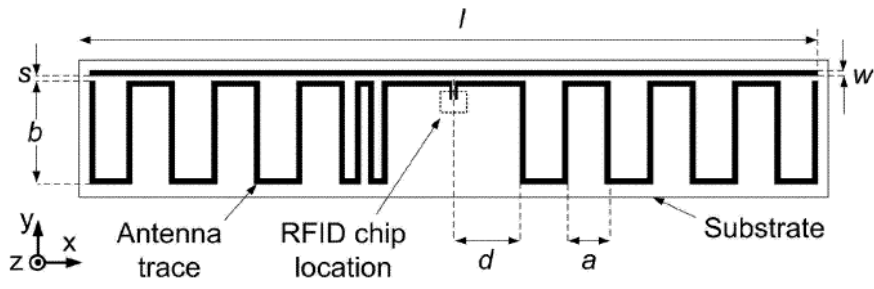


圖1.4 蜿蜒偶極天線架構

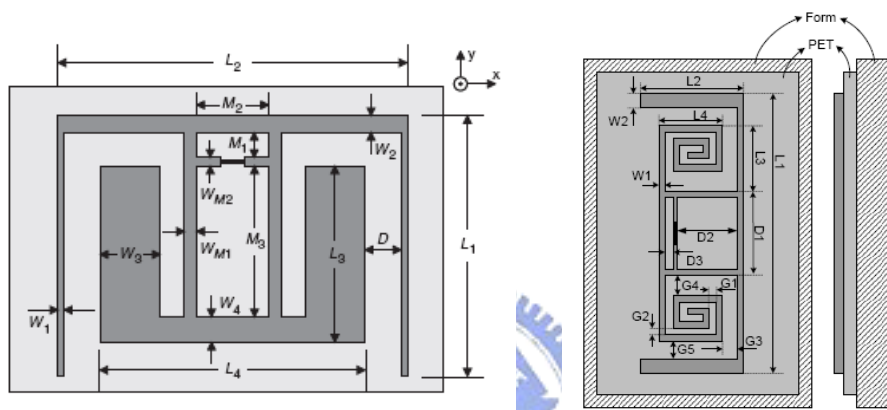


圖1.5 彎折偶極天線架構與 T 型匹配網路

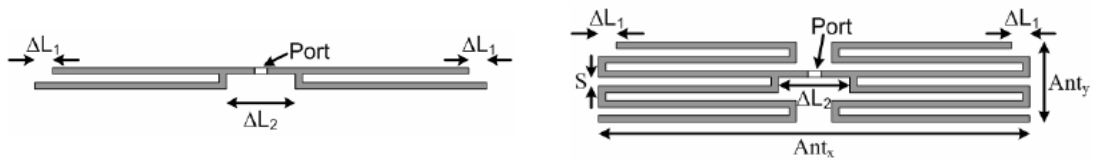


圖1.6 相近路徑彎折偶極天線架構

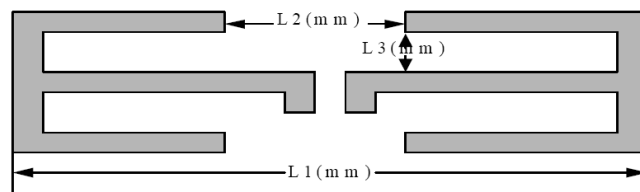


圖1.7 摺疊偶極天線架構

除了偶極天線外，亦有文獻使用環形天線(loop antenna)之架構[13]-[15]，如圖 1.8，然而由於環形天線所需之共振路徑為一個波長，對操作於 915MHz 之 RFID 天線來說，一個波長之共振長度勢必會使天線佔據相當大的面積，為其主要的缺點，其中文獻[14]之設計天線輸入阻抗為 50 歐姆，適用在 50 歐姆系統，並無針對微晶片阻抗做阻抗匹配設計。

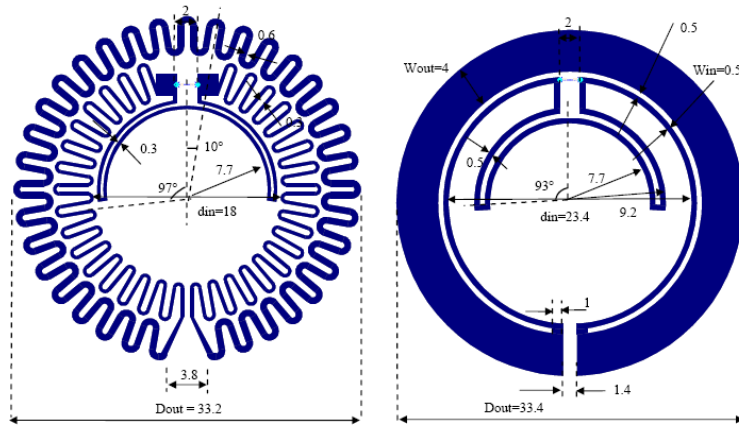


圖 1.8 環形天線架構

其他尚有使用槽縫天線(slot antenna)架構之設計[16]-[17]，文獻[16]為一 T 型槽縫天線，如圖 1.9(a)，天線輸入阻抗設計為 50 歐姆且操作於較高頻段；文獻[17]則為 H 型槽縫天線，如圖 1.9(b)，其利用調整 H 型槽縫之尺寸來調整天線輸入阻抗，該文獻並探討 RFID 天線應用於人體之特性。

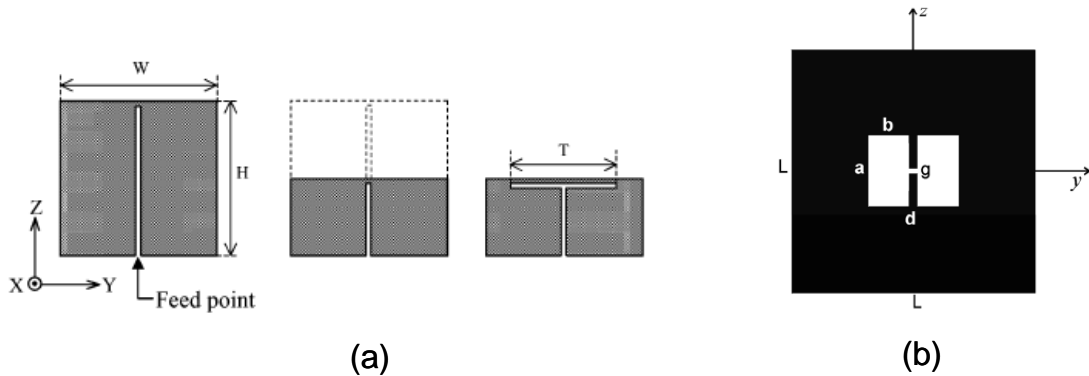


圖 1.9 槽縫天線架構

上述各文獻之架構，除了少數幾篇天線輸入阻抗設計於 50 歐姆外，大部份之設計皆會針對其所欲搭載之微晶片阻抗而特別設計天線輸入阻抗值，然而因為各家微晶片之輸入阻抗值不盡相同，各個設計之天線輸入阻抗值亦不相同，而調整天線輸入阻抗之方法亦因天線之架構與欲匹配之微晶片阻抗值不同而異，且天線輸入阻抗之可調範圍亦有相當程度之限制，通常該調整天線阻抗之設計只匹配於其所使用微晶片相近之阻抗值，若更換一顆與原本微晶片阻抗值相差較大之微晶片時，該設計即不易與之匹配，因此就各種不同調整天線輸入阻抗之設計皆有其適用範圍與限制，目前尚無任何設計可以適用於各種不同的微晶片阻抗值。另一方面，調整天線輸入阻抗之設計通常實部阻抗與虛部阻抗之變動為相依的，亦即當調整虛部阻抗時實部阻抗亦會同時改變，而非實虛部阻抗可獨立地各別調整，此特性亦會增加天線與微晶片間阻抗匹配之困難度。



第二章 RFID 天線設計

2.1 RFID 天線設計理念

RFID 電子標籤主要包含儲存與調變資料之微晶片與負責資料傳送與接收之天線，本論文即為設計一操作於 915MHz 頻段 RFID 系統之標籤天線，而欲設計此類的標籤天線主要需要考量兩個部份，一為天線之輻射架構，設計具有良好輻射及適當天線場型之輻射本體將有助於擴大電子標籤的有效作用範圍；另一部份則為阻抗匹配，由於 RFID 標籤必須由天線與微晶片搭配操作，由天線接收讀取器發射之訊號，傳送至微晶片，訊號經由微晶片調變過後再藉由天線回傳給讀取器，如此完成資料的存取，因此，天線與微晶片之間必須要有良好的阻抗匹配，以降低天線與微晶片間的反射損失，而微晶片之輸入阻抗通常不是 50ohm，較常見的阻抗值為一小實部與電容性虛部，此微晶片阻抗值使得天線不易與之匹配，且高 Q 值的特性將使頻寬受限，所以天線輸入阻抗的值必須依據所使用之微晶片而特別設計。

在操作上為了應付由讀取器所發射之不同角度的電磁波訊號，RFID 標籤天線通常設計為在某一切面(cut)上具備全向性(omnidirectional)的輻射場型，同時天線之輻射效率(radiation efficiency)亦不能太低，較高的天線輻射增益值有助於擴大標籤天線的有效讀取範圍，目前較常見之輻射體架構為偶極天線(dipole antenna)與環形天線(loop antenna)。

而在許多應用上 RFID 標籤大多是無源工作的，這意味著微晶片工作時所需要全部能量必須由讀取器所供應，因此，天線所接收到的訊號功率必須有效的傳送至微晶片，以使微晶片能夠獲得足夠的功率正常工作，而為了達到最大的功率傳送，天線之輸入阻抗必須與微晶片之輸入阻抗為共軛匹配，即

$$Z_a = R_a + jX_a = Z_c^* = (R_c + jX_c)^*$$

其中 Z_a 為天線之輸入阻抗， Z_c 為微晶片之輸入阻抗。

目前常用之微晶片其阻抗大多為一較小之實部與電容性虛部，本論文所使用之微晶片為 TI UHF Gen2 IC，其輸入阻抗為一 350Ω 電阻並聯一 2.5pF 電容，在操作頻率 915MHz 時輸入阻抗值為 $13.3-j67\Omega$ ，晶片之輸入阻抗隨頻率之變化如圖 2.1 所示，因此天線之輸入阻抗在 915MHz 時必須為微晶片輸入阻抗之共軛值，即

$$Z_a = 13.3 + j67 = Z_c^* = (13.3 - j67)^*$$

所以天線之輸入阻抗需設計為一較小實部與電感性虛部。

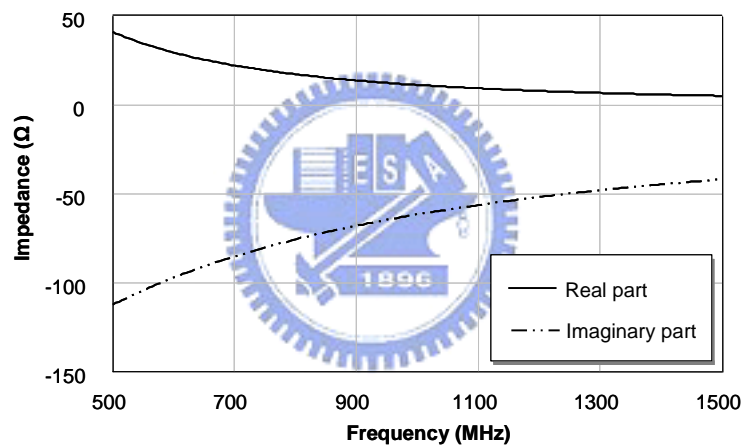


圖2.1 微晶片之輸入阻抗隨頻率變化圖

鑑於 RFID 標籤天線必須具備一電感性虛部，天線輸入阻抗之設計有別於一般虛部為零的情形，而為了實現此一電感性虛部，目前常見的方式如文獻 [4]，其為使用電感性耦合饋入的方式，如圖 2.2(a)所示，利用一矩形環與天線輻射本體之間的電感性耦合，可藉由調整矩形環與輻射體之間的距離及改變矩形環的大小來調整耦合的強度，此電感性耦合之特性可等效為一變壓器，如圖 2.2(b)，因此於饋入端可看到電感性之虛部。

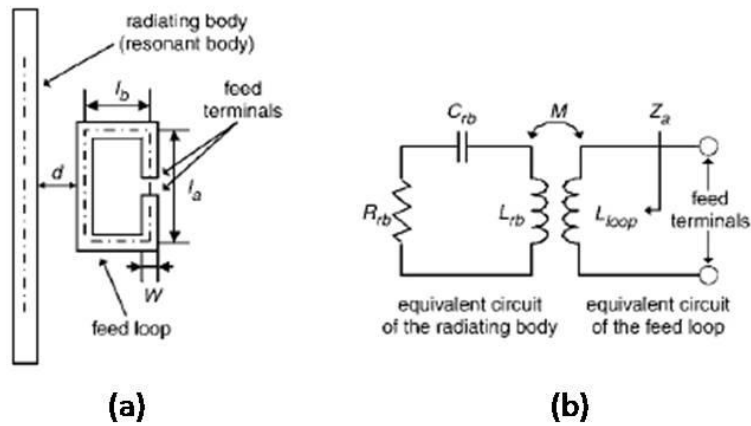


圖2.2 電感性耦合饋入

另一實現電感性虛部的辦法如文獻[9]，其在饋入端的 T 型匹配網路係為利用細長金屬走線來實現電感，因而可增加由饋入端看到的電感性虛部；文獻[8]亦為利用增加額外的蜿蜒段來實現電感性虛部以及文獻[11]同樣為利用細長金屬走線來實現電感。

由上述可知，RFID 標籤天線阻抗匹配乃設計之重點，同時亦需考量輻射效率的好壞與輻射場型之全向性與否，以達到良好的特性與較廣的適用範圍，以下就此設計原則並針對本論文使用之微晶片(TI UHF Gen2 IC)之阻抗值，設計幾款不同架構之天線，並加以分析比較。

2.2 環形天線架構之 RFID 天線

本節設計所採用之天線架構為環形天線(loop antenna)，其所需的共振路徑約為操作頻率之一個波長長度，操作在 915 MHz 時大約是 328mm，並以圓形的方式佈局，由於所需共振路徑較長，為了縮小面積，因而將走線由圓周往圓心方向蜿蜒(meander)，再折回圓周，如此方式規則排列蜿蜒 16 次，其結構如圖 2.3 所示，而在圓心周圍之小圓環為調整阻抗匹配之作用，藉由調整內部小圓環之大小可調整天線之輸入阻抗，並在小圓環上預留一缺口(gap)作為微晶片之饋入連接端。此外，不同於電感性耦合饋入的方式，此結構以走線直接連接微晶片之兩端與其中一蜿蜒段，即微晶片直接饋入於輻射體，電流由微晶片之正端，走長度約為一個波長之路徑後，接回微晶片之負端，天線整體之尺寸為 54mm×54mm(29.16cm²)。天線之輻射場形如圖 2.5 所示，為一零點在 y 軸之甜甜圈場型，xz 平面為全向性場型，其峰值增益(peak gain)為-0.96dB。天線輸入阻抗對頻率的響應如圖 2.4 所示，在操作頻率 915MHz 時為 40.8+j65.9Ω，與欲匹配之微晶片阻抗值相比，實部阻抗值過大。

此架構的缺點為由於其使用的為環形天線之架構，所需的共振路徑較大，約為一個波長，因此所需的面積也較大，縱使使用蜿蜒的方式來縮小面積，但其整體的面積仍屬較大，而且蜿蜒的部份其電流相反，輻射互相抵消，並無有效地輻射，有效輻射段只有外圍圓周走線的部份，而左半圓與右半圓之於 x 軸方向的電流亦為相反方向，未抵消的有效輻射只有 y 軸方向分量之電流，故其輻射場形為一零點在 y 軸之甜甜圈場形。若要再縮小面積，可利用圓內未使用到的面積再做蜿蜒的動作，但相對地外圍圓周亦會縮小，使得有效輻射段更小，輻射抵消段更多，因此天線的輻射效率與增益都會變得更差。基本上，環形天線架構的天線增益與其天線面積成正比，面積愈小，增益亦愈小，因此此架構必須在天線面積與天線增益之間取一個折衷。

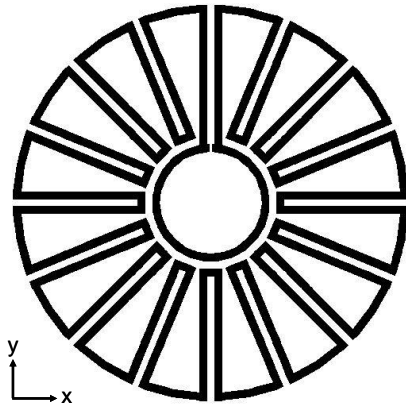


圖2.3 環形天線架構之 RFID 天線

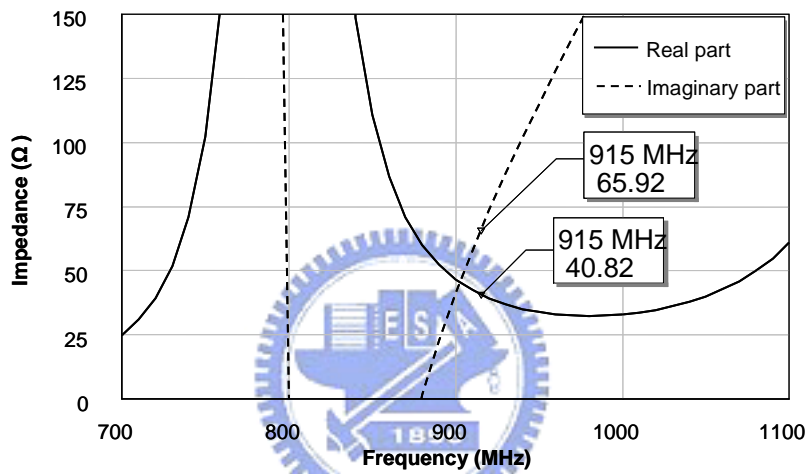


圖2.4 環形天線架構之 RFID 天線輸入阻抗

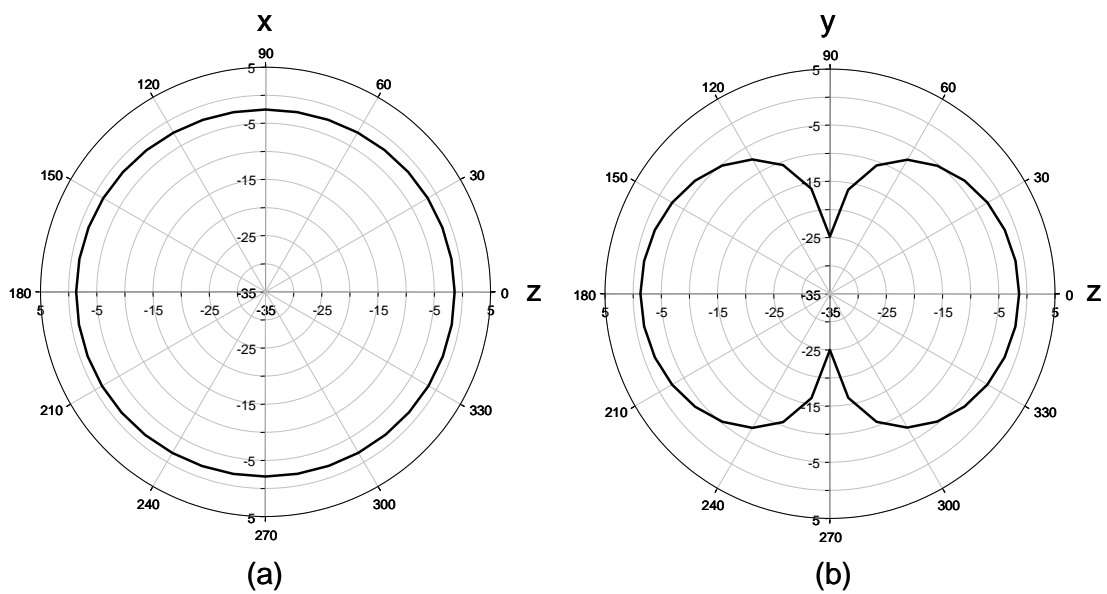


圖2.5 環形天線架構之 RFID 天線輻射場型 (a) xz-plane (b) yz-plane

2.3 槽縫天線架構之 RFID 天線

本節設計所採用之天線架構為類似槽縫天線(slot antenna)的架構，在一尺寸為 $50\text{mm}\times 30\text{mm}$ (15cm^2) 的導體面積上，切割一倒 E 形槽縫，槽縫的寬度為 1mm ，槽縫天線所需之共振路徑約為二分之一波長，操作在 915MHz 時大約是 164mm ，在此結構中，槽縫的總長度為接近二分之一波長，為了縮小面積，槽縫路徑沿著導體邊緣彎折，並由槽縫之中間位置饋入。導體上主要的電流會延著槽縫的周圍分佈，並同樣使用類似於 2.2 節之饋入方式，改為一矩形之圓環，並在矩形之一邊長上預留一缺口作為微晶片之饋入連接端，以兩段走線連接微晶片之兩端與槽縫之兩側。主要的電流分佈可分成兩路，由微晶片之正端，一路延著矩形圓環流，另一路延著槽縫之邊緣流，最後皆流回微晶片之負端，天線的結構圖如圖 2.6 所示，同理，矩形圓環為調整阻抗匹配之作用，藉由調整矩形圓環之大小，可調整天線輸入阻抗值。天線之輻射場形如圖 2.8 所示，為一零點在 y 軸之甜甜圈場形， xz 平面為全向性場型，其峰值增益(peak gain)為 -6.16dB 。天線輸入阻抗對頻率的響應如圖 2.7 所示，在操作頻率 915MHz 時為 $3.41+j82.3\Omega$ ，由圖中可看出實部阻抗值太小。

此架構之缺點為天線輻射增益值太小，輻射效率很低，有關輻射效率的探討會在 2.5 節做分析。此外，圖 2.6 中最靠近左右兩邊緣之槽縫，其電流方向為相反，因此輻射抵消，所以此兩段槽縫的作用在於提供共振路徑，並不貢獻輻射，另一方面，較長的共振路徑，電流所需走的距離較長，因此在金屬及板材上的損耗(loss)也會較大，降低輻射效率。

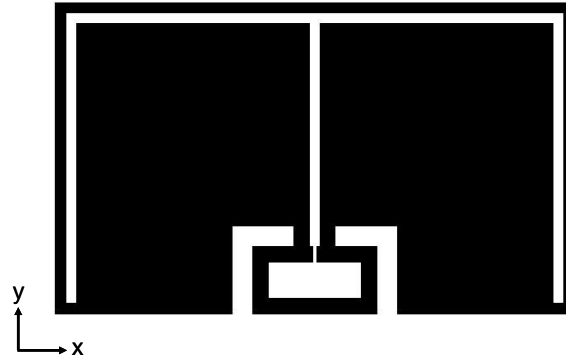


圖2.6 槽縫天線架構之 RFID 天線

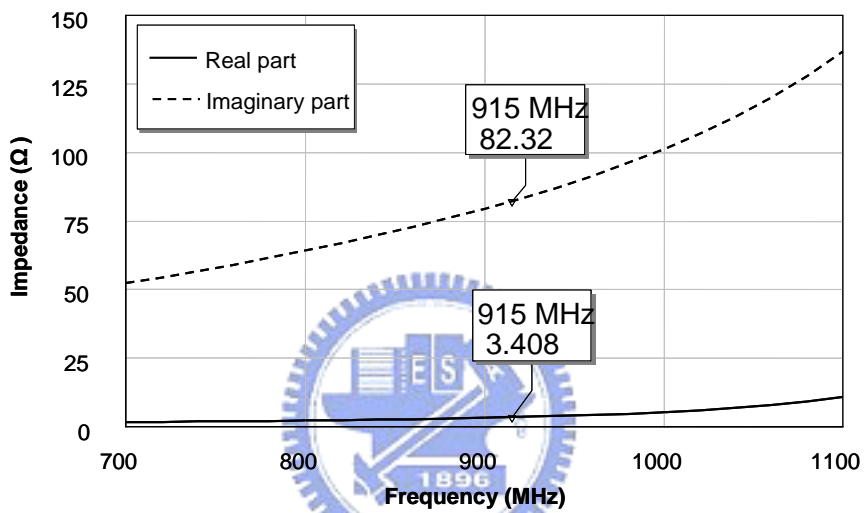


圖2.7 槽縫天線架構之 RFID 天線輸入阻抗

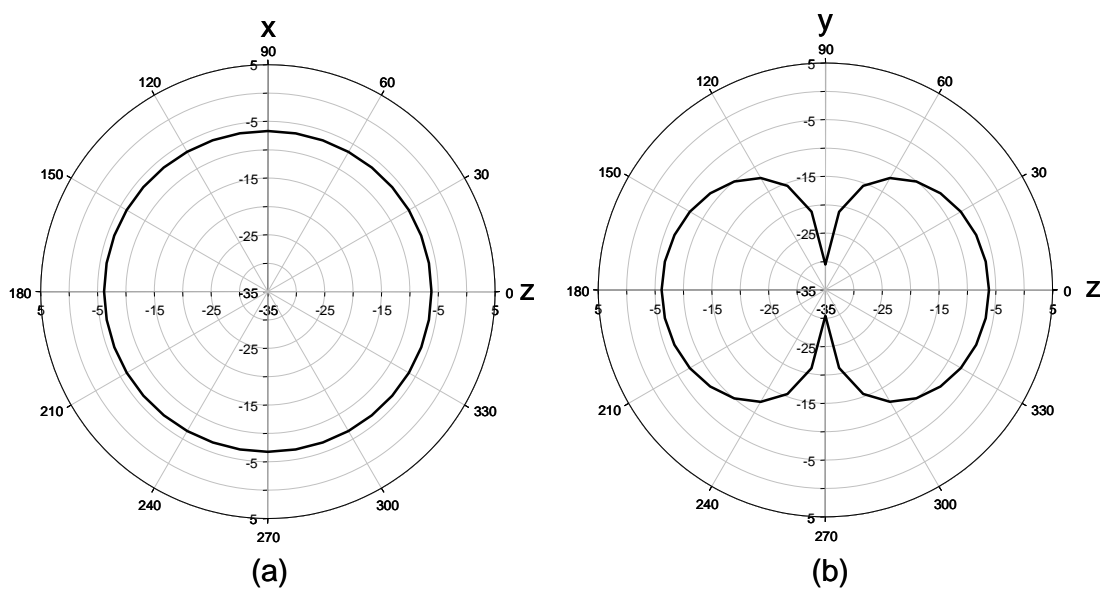


圖2.8 槽縫天線架構之 RFID 天線輻射場型 (a) xz-plane (b) yz-plane

2.4 環形 RFID 天線

鑑於 RFID 天線之輸入阻抗必須為一較小實部與電感性虛部，回顧常見之天線架構，其中小圓環天線(small loop antenna)即為具有小實部與電感性虛部之特性[18]，因此本節之設計便是以此基本架構為基礎，設計符合本論文規格之天線，以下就小圓環天線之概念做一簡單之介紹。

如圖 2.9(a)，為一小圓環天線，電流由一端饋入，繞行一小圓環路徑後由另一端流出，由於小圓環的周長很小於操作頻率之波長，因此在小圓環路徑上之電流為同方向均勻分佈，其可等效成為圖 2.9(b)之等效電路，包含兩電阻及一電感，因此其輸入阻抗可表示如式(2.1)，其中 R_r 為輻射電阻(radiation resistance)、 R_{ohm} 為歐姆電阻(ohmic resistance)、 L 為輸入電感(input inductance)，故其輸入阻抗可具有一電感性之虛部，而小圓環天線之輻射電阻與歐姆電阻通常很小，所以天線之輸入阻抗為小實部與電感性虛部。

$$Z_{in} = R_r + R_{ohm} + j\omega L \quad (2.1)$$

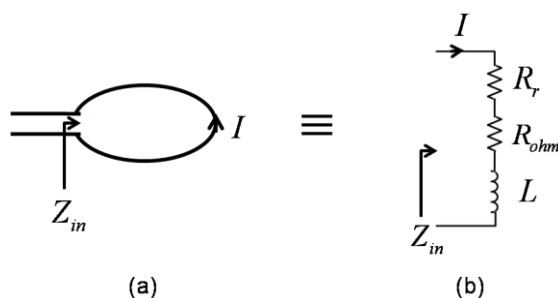


圖2.9 (a) 小圓環天線 (b) 等效電路

小圓環天線可視為一等效磁偶極(magnetic dipole)在小圓環之中心軸，如圖 2.10(a)所示，而圖 2.10(b)為一電流方向在 z 軸之短偶極(short dipole)天線，由於小圓環天線之電場與磁場與短偶極天線之電場與磁場互為對偶(dual)，因此，小

圓環天線之輻射場型與短偶極之輻射場形相同，為一零點在 z 軸之甜甜圈場型，如圖 2.10(c)所示。

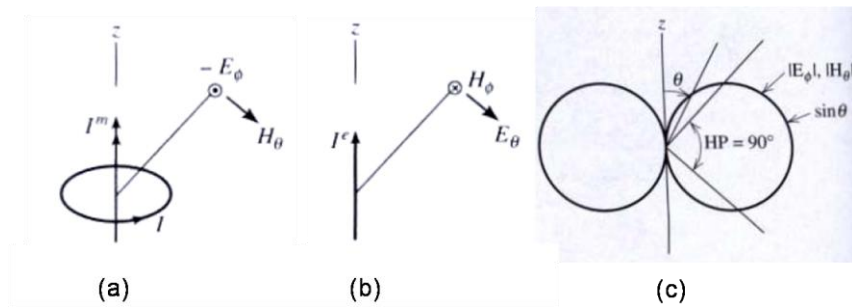


圖2.10 (a) 小圓環天線 (b) 短偶極天線 (c) 輻射場型

基於上述小圓環天線之概念，並以金屬走線來實現小圓環之架構，模擬一半徑為 15mm 線寬為 3mm 之圓環，由模擬結果得到在 915MHz 時其輸入阻抗值為 $11+j428\Omega$ ，實部阻抗雖然接近所需匹配之值，但虛部阻抗顯然太大，因此需要降低虛部的電感值，以符合所欲匹配之微晶片阻抗。

為了降低虛部之值，於圓環上距饋入端 180 度之位置連接兩段間距僅 0.4mm 之相鄰走線，如圖 2.11(a)所示，此相鄰走線可視為串聯一開路端(open end)傳輸線，開路端傳輸線之輸入阻抗為 $Z_m = -jZ_0 \cot \beta l$ ，在長度小於四分之波長時為電容性阻抗，因此可降低虛部阻抗的值，且改變開路端傳輸線的長度可調整共振頻率，增長開路端傳輸線長度，會使共振頻率往高頻移，經由適當調整開路端傳輸線之長度與圓環之大小後，其輸入阻抗在 915MHz 之阻抗值為 $4.33+j60.72$ ，由模擬可得虛部阻抗值有效地降低了，但由於共振頻率也往高頻移，使得實部阻抗亦跟著下降，約在 4Ω 左右。整體天線之尺寸為 $38.6\text{mm} \times 38.6\text{mm}$ (14.9cm^2)。

另一調整天線輸入阻抗之方法為在其饋入端再連接兩段如上述之相鄰走線，如圖 2.11(b)所示，由於是連接於饋入端之兩端，可視為並聯一開路端傳輸線，同樣地調整其長度可調整天線之輸入阻抗與共振頻率，經由適當地選擇並

聯開路端傳輸線長度與串聯開路端傳輸線長度及線寬，輸入阻抗隨頻率的響應如圖 2.12，在 915MHz 之阻抗值為 $8.33+j74.1$ ，實虛部皆較接近所需設計之值，整體天線之尺寸維持 $38.6\text{mm}\times 38.6\text{mm}(14.9\text{cm}^2)$ ，輻射場型為零點在 z 軸之甜甜圈場型，如圖 2.13，峰值增益為 -1.61dB ，平均增益為。

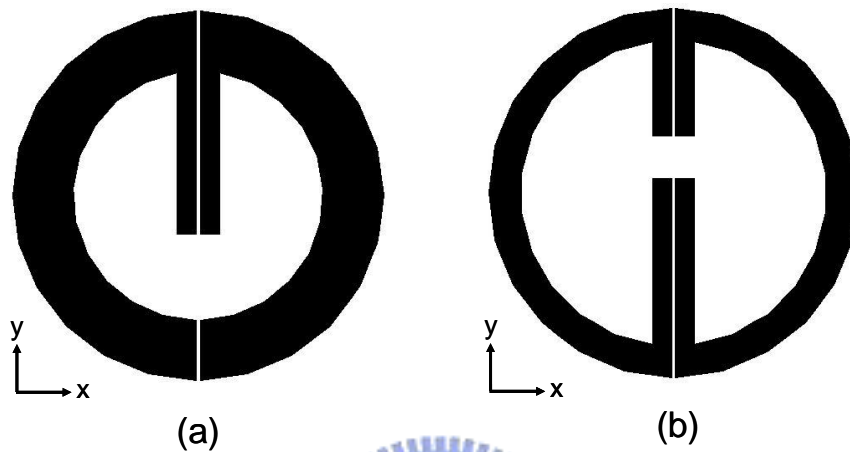


圖2.11 環形 RFID 天線

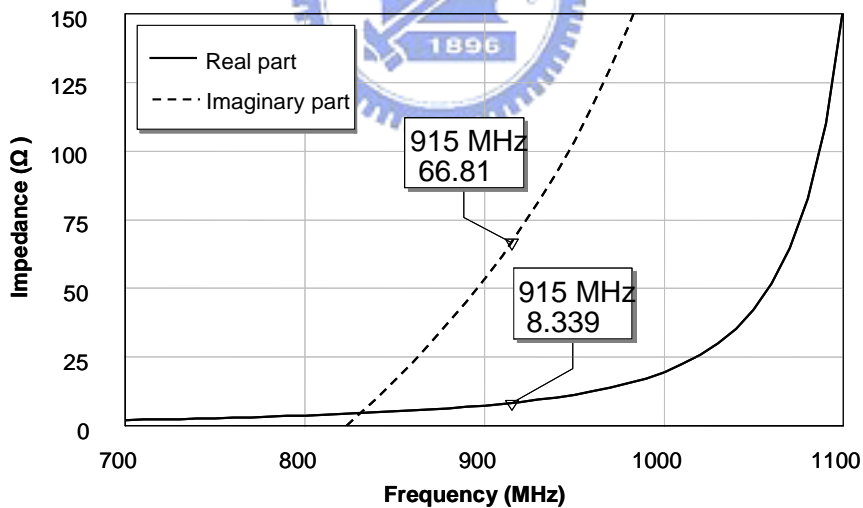


圖2.12 環形 RFID 天線輸入阻抗

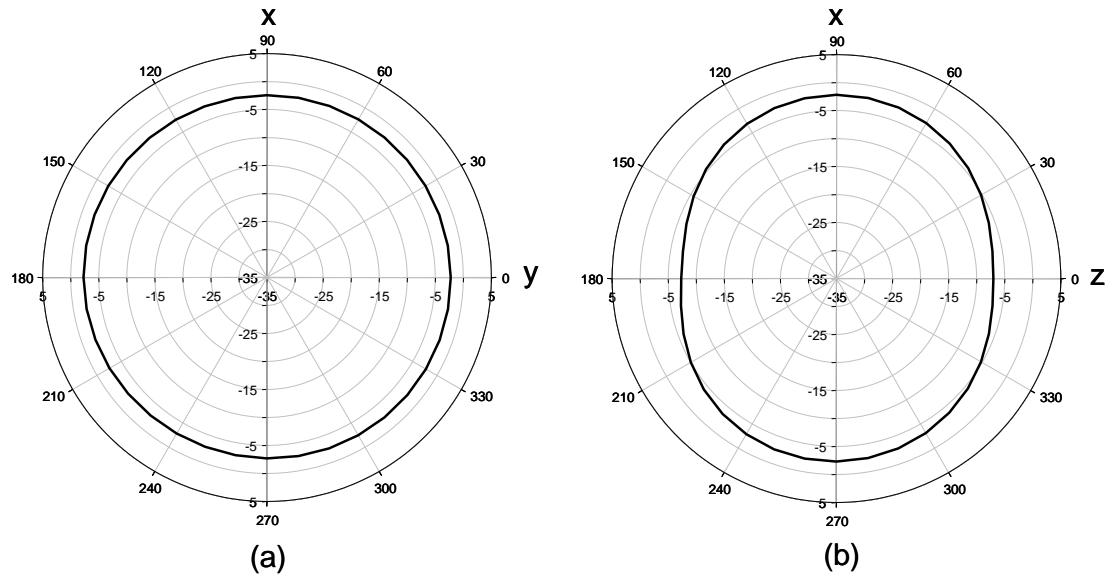


圖2.13 環形 RFID 天線輻射場型 (a) xy-plane (b) xz-plane




上述兩種匹配方法，雖然在 915MHz 時可接近所需要匹配之阻抗值附近，但其特性為窄頻，因阻抗隨頻率之變化很大，只要頻率不是操作在 915MHz 天線阻抗值即偏離所需匹配的值，因此此匹配方法只匹配在單點頻率，而非匹配至某個區間頻段，在實作上若有些許頻飄時，可能天線與微晶片即不匹配，為較不理想之匹配。

2.5 比較

本節就前述三種不同架構，分別比較分析其特性，首先探討輻射效率的好壞，將上述前種架構之峰值增益、平均增益與輻射效率列表如表 2.1，由表中可發現此三種架構的輻射效率都不高，輻射效率之公式如式(2.2)，其中 R_r 為天線之輻射電阻(radiation resistance)， R_{ohmic} 為損耗電阻(ohmic loss resistance)。由式(2.2)可知，輻射效率不高可能的原因有二，一為輻射電阻 R_r 太小，使得輻射效率 e_r 變小，並且使歐姆損耗的效應相對變大；另一原因為損耗電阻 R_{ohmic} 太大，即電路的損耗太大，亦會降低輻射效率 e_r ，輻射效率與天線的結構及實現電路的材料有關。

$$e_r = \frac{R_r}{R_r + R_{ohmic}} \quad (2.2)$$

表2.1 峰值增益與輻射效率之比較




Antenna type	Peak gain at 915MHz	Efficiency
	-1.32dB	43.2%
	-6.16dB	15.0%
	-2.21dB	46.0%

關於材料之特性參數，本論文實現電路的製程使用之基板(substrate)為 PET，其相對介電係數(relative permeability) ϵ_r 為 3.25，板材損耗(dielectric loss tangent)為 0.0073；而電路之導體部份為銀膠，其導電係數(conductivity)較低，為銅的二十分之一，約為 2.94×10^6 s/m。由於所使用之製程導體的導電係數較低，在電路上造成的損耗較大，使得損耗電阻 R_{ohmic} 較大，因而使輻射效率下降。為了探討電路的損耗對輻射效率的影響，分別對前述不同架構以兩種材料參數做模擬，一種為考慮材料損耗較低的模擬，基板材質設為 PET，導體則設為常用的導電係數較高之銅，其導電係數為 5.8×10^7 s/m；另一種為考慮實際製

程材料損耗的模擬，將基板設為 PET，導體設為銀膠，並將模擬之結果列表如表 2.2。

由表中可發現，在考慮製程材料損耗的情況下，輻射效率皆比使用銅的情形來得低，另外針對不同的架構，材料損耗對輻射效率影響程度不盡相同，主要是因為電流所走的路徑長度不同，以 2.2 節之架構來說，由於是採用一個波長的共振路徑，電流在導體上所走的路徑很長，因此所造成的損耗也較大，所以在考慮材料損耗後輻射效率下降較多；而 2.3 節之架構，電流亦走了約二分之一波長之路徑，電路損耗亦造成輻射效率降低不少。

表2.2 不同材料對峰值增益與輻射效率之比較

Antenna type	Peak gain at 915MHz (銅)	Efficiency	Peak gain at 915MHz (銀膠)	Efficiency
	0.97dB	73.5%	-1.32dB	43.2%
	-2.18dB	37.3%	-6.16dB	15.0%
	-0.09dB	70.5%	-2.21dB	46.0%

除了電路損耗的因素，另外一個造成低輻射效率的原因為輻射電阻 R_r 太小，輻射電阻的大小與天線的結構及電流的分佈有關，由表 2.2 中可發現，2.2 與 2.3 之結構即使在低電路損耗的條件下，即導體部份設為銅，其輻射效率仍屬偏低，主要是因為其架構本身的輻射能力較差，電流反向部份輻射互相抵消，使得有效的輻射段較少，因而降低輻射電阻，使得輻射效率不好。經由表 2.2 的模擬比較，可觀察出電路損耗與天線架構對輻射效率的影響，前述三種設計基於架構本身輻射能力較差與電路損耗較高等不同程度的影響，皆使其輻射效率不高，因此，如何降低電路損耗與提高輻射能力是改善輻射效率的重要考量。

除了輻射效率之比較，本段探討前述三種設計的匹配方法，2.2 節與 2.3 節之匹配方法相類似，皆為利用一圓環連接於饋入端之兩端，該圓環可實現電感性虛部，並藉由調整該圓環之大小可以調整天線之輸入阻抗值，基本上增大匹配圓環的大小可以增加電感性，反之亦然，因此可經由適當調整圓環之大小來調整虛部阻抗值，以符合所需設計之值；但另一方面，改變圓環的大小亦會改變共振頻率點，因此實部阻抗值也會跟著改變。利用調整匹配圓環來調整天線輸入阻抗的方法，雖然可改變實虛部阻抗的值，但其變化為相依的，實虛部阻抗會同時變化，並非實虛部可獨立調整，常常為虛部阻抗達到所欲設計的值而實部阻抗卻太大或太小，而再將實部阻抗調回所需之值時虛部阻抗卻偏離所需設計的值，因此此種匹配方法並不一定能適當地匹配到微晶片之阻抗值。

而 2.4 節之匹配方法則為利用圓環結構本身即具備一較大的電感性虛部，再分別串聯與並聯開路端傳輸線，其電容性虛部的特性可以抵消圓環本身過大的電感性，藉由調整串並聯開路端傳輸線之長度，可以調整天線輸入阻抗的虛部值至所需設計的值，但改變串並聯開路端傳輸線的同時也會改變共振頻率點，當共振頻率往高頻移時，實部阻抗會變小，反之亦然，因此在調整阻抗匹配時實虛部阻抗亦會同時改變，不易單獨調整實虛部的值，雖然在 2.4 節的設計中實虛部阻抗接近所需匹配的值，但若使用不同的微晶片阻抗時，亦有可能不易匹配到所需的阻抗值。

表2.3 各架構於 915MHz 之天線輸入阻抗值




Antenna type	Input impedance (Ω) at 915MHz
	40.82+j65.92
	3.41+j82.32
	8.34+j66.81

表 2.3 列出前述三種不同架構於操作頻率 915MHz 時的實虛部阻抗值，匹配微晶片阻抗所需之天線阻抗值為 $13.3+j67\Omega$ ，其中 2.4 節之設計為較接近的值，2.2 節與 2.3 節之設計匹配得較不理想，另外值得注意的是，前述三種架構天線輸入阻抗隨頻率的變化都較大，這意味著天線與微晶片之間只有在操作頻率 915MHz 時為匹配，一旦頻率偏離 915MHz 天線輸入阻抗即偏離所需匹配之值，使得阻抗匹配呈現較窄頻的特性。



第三章 多重環形電感之 RFID 天線設計

3.1 多重環形電感 RFID 天線之設計概念

鑑於第二章之幾款設計在輻射增益與匹配上之特性不盡理想，本章提出一使用多重環形電感 RFID 天線之設計，可改善前述設計之缺點，並具有較寬頻之頻寬與較佳的特性，首先在本章的設計中，天線的輻射體採用偶極天線(dipole antenna)架構，偶極天線之輻射場型為一甜甜圈場型，其 H-plane 的場型為全向性，適用於 RFID 天線之應用，偶極天線所需之共振路徑為二分之一波長，操作於 915MHz 時為 164mm，然而偶極天線輸入阻抗之虛部乃呈現電容性，因此需要設計適當的阻抗匹配網路使其具有電感性之虛部與適當的實部。而為了實現電感性的虛部，採取的方法為於饋入端之兩端附近增加一矩形小圓環路徑，由偶極天線之一臂(arm)分支一小段走線至偶極天線的另一臂，此小圓環之一邊長即為偶極天線臂之一部份，天線結構圖如圖 3.1 所示，天線之單一臂長為 86mm，約為操作頻率之四分之一波長，並為使面積縮小將天線臂末端向上彎折，微晶片由中央之狹縫(gap)饋入，電流之分佈分為兩個路徑，一為電流由饋入之一端流向偶極天線臂之末端，另一路徑為電流由饋入之一端出發，繞行矩形小圓環路徑後流回饋入之另一端。天線之尺寸參數為： $l=100\text{mm}$ 、 $w=15\text{mm}$ 、 $l_1=25\text{mm}$ 、 $l_w=2\text{mm}$ 、 $l_{a1}=17\text{mm}$ 、 $l_{b1}=3\text{mm}$ 。

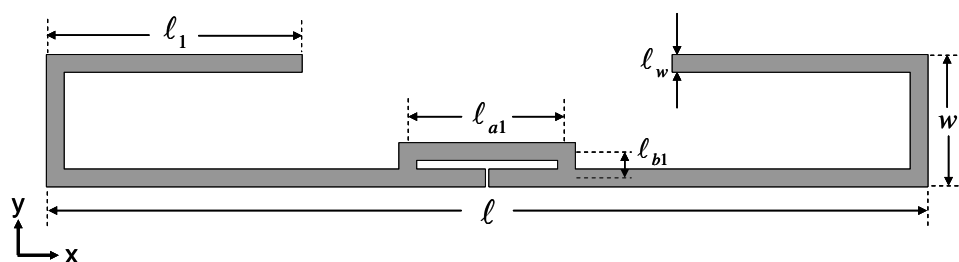


圖3.1 單一環形電感 RFID 天線

利用此一矩形電感性小圓環可增加由饋入端看到的電感性使天線輸入阻抗具有電感性之虛部，改變此電感性圓環的大小，即調整 l_{a1} 與 l_{b1} 之長度，可調整天線之輸入阻抗，基本上增大電感性圓環的大小，虛部電感性增加，相反地若縮小電感性圓環，則虛部阻抗值變小，調整電感性圓環大小對天線輸入阻抗之影響如圖 3.2 所示，由圖中可發現，調整電感性圓環大小雖然不會改變天線之共振頻率，但實部阻抗值亦會隨電感性圓環大小的改變而增減，亦即增大電感性圓環會同時提高天線實虛部阻抗值，縮小電感性圓環會同時降低天線實虛部阻抗值。利用此匹配方法之另一個特性為，可使天線輸入阻抗以共振頻率點為中心呈現對稱性分佈，相較於前述章節之匹配方法均屬於較窄頻的特性，此對稱性阻抗分佈可使天線之反射損耗(return loss)曲線於共振頻率點附近出現兩個低點，其具有寬頻的效果。此外，由圖中亦可觀察出，當電感性圓環增大時，除了實虛部阻抗值變大外，實虛部阻抗隨頻率的變化亦會增大，此特性將使得阻抗頻寬減小。

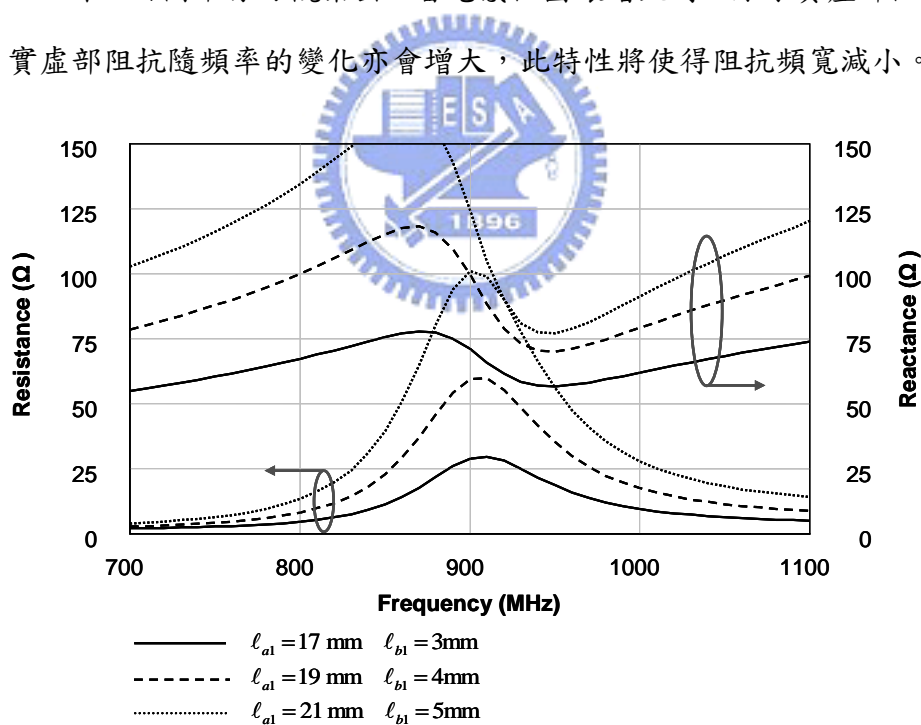


圖 3.2 單一電感性圓環大小變化對天線輸入阻抗之影響

使用單一電感性圓環來調整天線輸入阻抗，雖然可調整實虛部的值，但其變化為相依的，亦即虛部阻抗改變時實部阻抗也會跟著改變，實虛部不易獨立調整，仍有可能發生天線阻抗實虛部無法同時匹配至微晶片阻抗之實虛部值，為了

改善此一缺點，進一步的設計為在原本的矩形圓環外側再加上第二圈的矩形圓環，成為雙重電感性圓環的匹配網路，如圖 3.3 所示，偶極的單一臂長為 90mm，天線之尺寸參數為： $l=100\text{mm}$ 、 $w=15\text{mm}$ 、 $l_1=29\text{mm}$ 、 $l_w=2\text{mm}$ 、 $l_{a1}=18\text{mm}$ 、 $l_{b1}=3\text{mm}$ 、 $l_{a2}=24\text{mm}$ 、 $l_{b2}=6\text{mm}$ 。

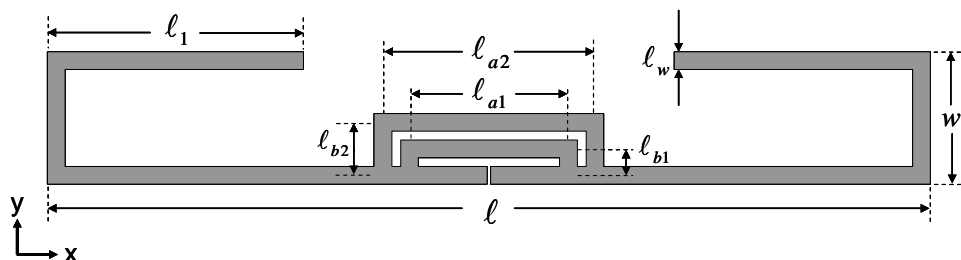


圖3.3 雙重環形電感 RFID 天線

加上第二圈電感性圓環後可降低天線實部阻抗值，而虛部阻抗幾乎維持原本的值，其變化很小，加上第二圈電感性圓環後天線阻抗之變化如圖 3.4，由圖中可觀察出，當只有單一圈電感性圓環時，於共振頻率點天線輸入阻抗值為 $29.6+j66.0\Omega$ ，加上第二圈電感性圓環經適當調整後，共振頻率點的阻抗值變為 $18.0+j66.7\Omega$ ，經比較後可以發現實部阻抗值下降了 11.6Ω ，而虛部阻抗值幾乎維持不變，因此可利用此一特性來實現實虛部阻抗可獨立調整之匹配網路，欲分別調整天線實虛部阻抗的方法為：先改變第一圈電感性圓環的大小，使天線阻抗之虛部接近所需設計的值，此時實部阻抗值可能太大，再利用加上第二圈之電感性圓環來降低實部阻抗至所需設計的值，如此便可分別地調整天線輸入阻抗實虛部之值至所欲匹配的微晶片阻抗值，提高了天線輸入阻抗調整之自由度。

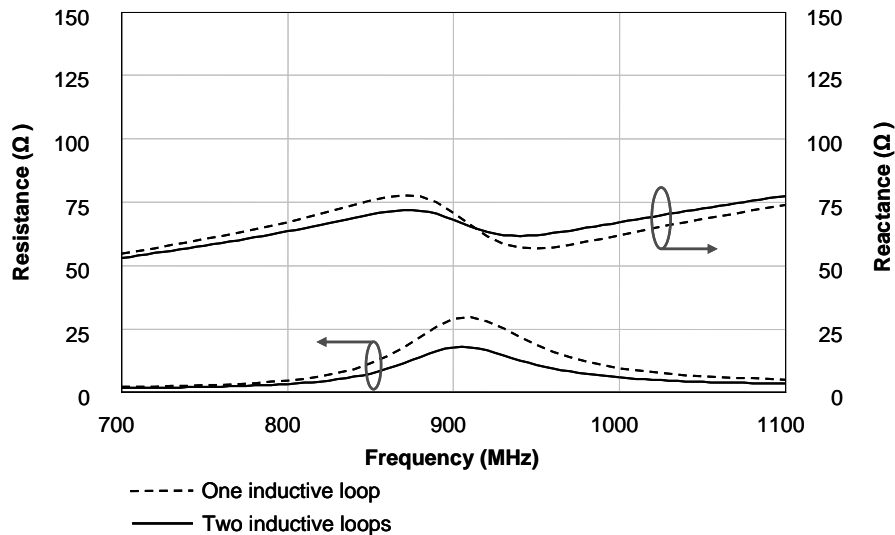


圖3.4 單一環形電感與雙重環形電感天線輸入阻抗之比較

另外值得注意的一點為，增加第二圈電感性圓環後天線阻抗實虛部的變化將變得更平緩，由圖 3.4 中可觀察到，虛部阻抗曲線在操作頻率附近之負斜率區段，於增加第二圈電感性圓環後其斜率之絕對值變小，亦即虛部阻抗隨頻率的變化趨於平緩，而共振頻率點的虛部阻抗值維持不變；實部阻抗曲線也因共振頻率點阻抗值下降而變化較平緩，如此之特性將使得天線阻抗頻寬變寬，為增加第二圈電感性圓環的另一項優點。

由上述之比較可知，增加電感性圓環具有可獨立調整天線之實虛部阻抗值與增加頻寬之特性，因此可針對不同的微晶片阻抗值調整天線輸入阻抗與之匹配，而微晶片之阻抗值通常為一小實部搭配電容性虛部，在設計上若所需匹配之微晶片阻抗虛部值較大時，則需將第一圈電感性圓環加大以提高天線之虛部阻抗值，此時天線之實部阻抗值亦會較高，利用加上第二圈之電感性圓環來降低實部阻抗值後，實部阻抗值仍有可能還是太大，此時可在第二圈電感性圓環之外側再加上第三圈電感性圓環，能有效地降低天線實部阻抗值，並且虛部阻抗值維持不變，而實虛部阻抗曲線隨頻率的變化亦會更趨於平緩，即具有增加頻寬之效果，可抵消因為增大第一圈電感性圓環所造成的窄頻效應。

3.2 多重環形電感 RFID 天線之參數模擬

繼 3.1 節探討多重環形電感 RFID 天線之設計後，本節將針對此架構的各個參數變化模擬與分析其特性，首先模擬電感性圓環的大小對天線輸入阻抗之影響，單一電感性圓環的特性已如圖 3.2 所示，第二圈電感性圓環大小對天線輸入阻抗的響應如圖 3.5 所示，由圖中可觀察出，第二圈電感性圓環的大小變化基本上對天線輸入阻抗沒有太大的影響，只有些微的變化：實部值略為降低與虛部值略為提高及共振頻率略往高頻移，因此，調整天線阻抗時主要是調整第一圈電感性圓環的尺寸來決定虛部的值，再藉由增加第二圈電感性圓環降低實部的值，而第二圈電感性圓環的大小則可供小範圍的微調。

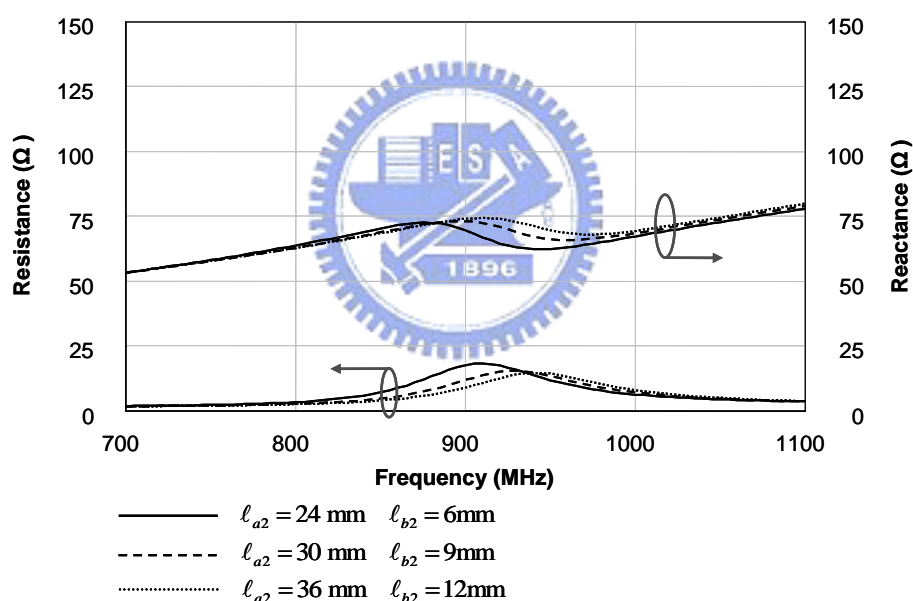


圖3.5 第二圈電感性圓環大小變化對天線輸入阻抗之影響

接下來探討偶極天線之臂長對天線輸入阻抗的影響，針對不同 l_1 長度變化之模擬如圖 3.6，由圖中可觀察出，偶極天線之臂長會影響共振頻率，當 l_1 長度增長時，電流共振路徑增長，因而使共振頻率往低頻移動，而實虛部阻抗的值沒有太大的變化，因此偶極之長度主要為決定共振頻率點。

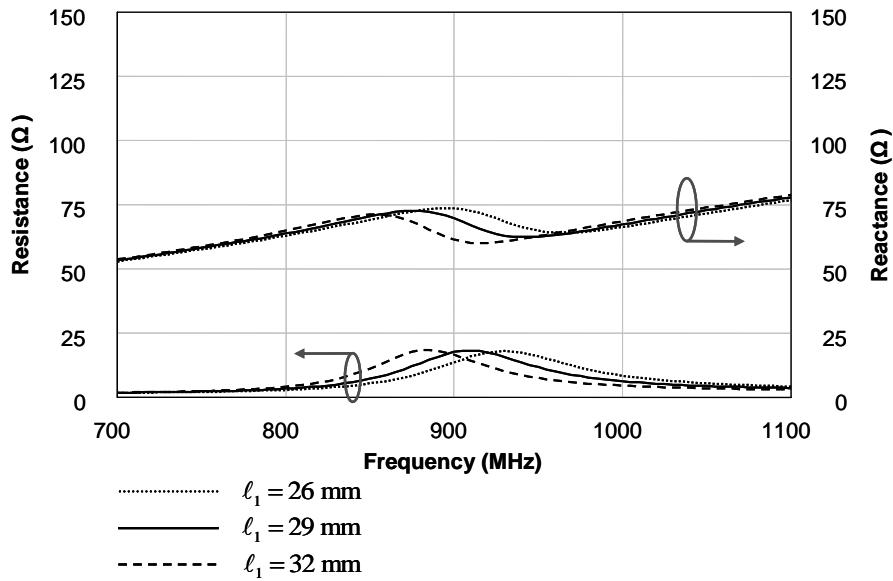


圖3.6 偶極天線臂長變化對天線輸入阻抗之影響

接著探討線寬寬度對天線輸入阻抗之影響，針對不同線寬 l_w 變化之模擬如圖 3.7，由模擬中可觀察出，線寬變細會提高天線實虛部阻抗值且使共振頻率往低頻移，在考量實作上的容易度，本論文選擇=2mm 之線寬。

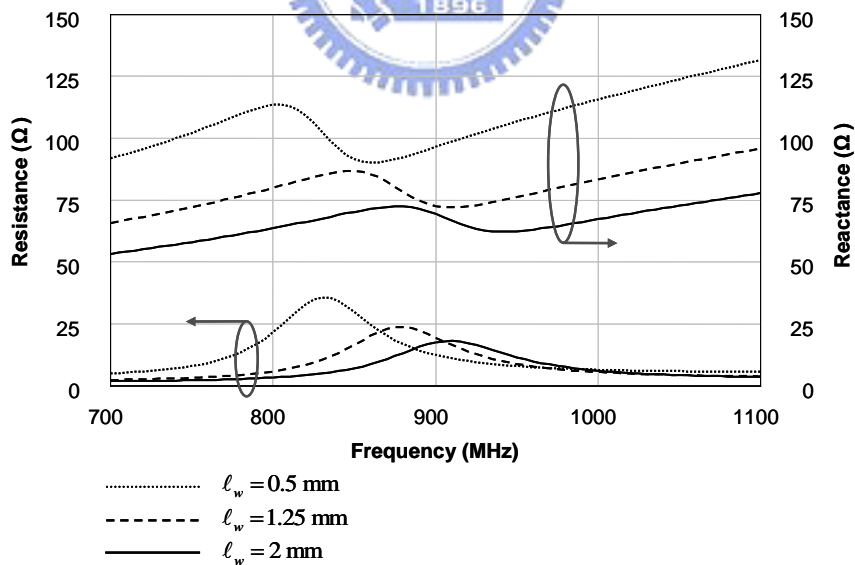


圖3.7 線寬變化對天線輸入阻抗之影響

由 3.1 節的敘述中可得知，增加第二圈電感性圓環具提高天線阻抗調整之自由度與增加頻寬的效果，而如 2.1 節中所提到的，微晶片之輸入阻抗亦是隨頻率

而變化的，如圖 2.1，因此要計算天線與微晶片之間阻抗共軛匹配的頻寬，必須依據 3-1 式來計算，3-1 式為阻抗共軛匹配之反射損失(return loss)計算公式，其中 Z_a 為天線之輸入阻抗， Z_c 為微晶片之輸入阻抗，將本論文所使用之微晶片輸入阻抗隨頻率變化之值與天線輸入阻抗隨頻率變化之值代入 3.1 式，可得天線與微晶片間的反射損失如圖 3.8 所示，其中雙重電感性圓環之-10dB 頻寬為 135MHz，單一電感性圓環之-10dB 頻寬約為 77MHz，由圖中可比較出增加第二圈電感性圓環後之阻抗頻寬明顯地增加了。

$$RL = \left| \frac{Z_a - Z_c^*}{Z_a + Z_c} \right| \quad (3.1)$$

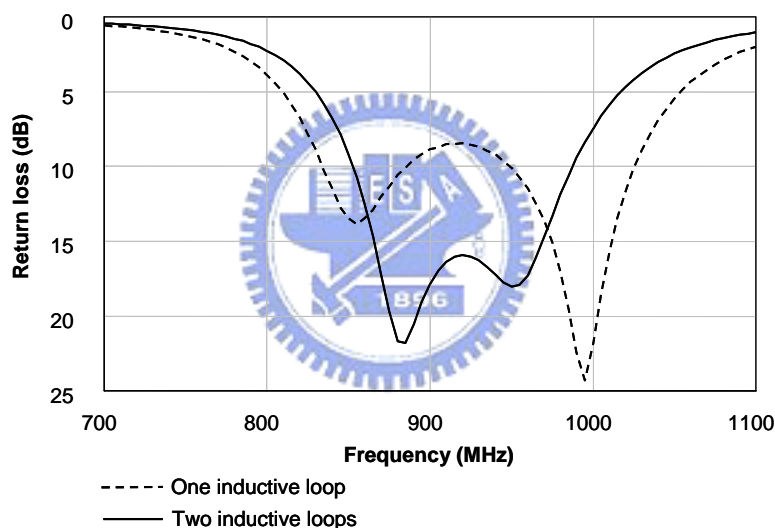


圖3.8 反射損失比較圖

圖 3.3 雙重環形電感 RFID 天線架構之輻射場型如圖 3.9 所示，為一標準的偶極天線場型，其零點在 y 軸， xz 平面為全向性場型，峰值增益為 1.63dB，輻射效率為 85.3%，特性均較前章節之架構好，主要為使用基本的偶極天線架構加以彎折，而彎折的部份為偶極天線臂的末端，由於末端為開路的邊界條件，其電流趨於零，所以彎折末端對天線的輻射影響不大，使得天線能保有較高的輻射效率，此外，由觀察輻射場型為標準的偶極天線場型可得知，雙重電感性圓環的部份亦不影響輻射，其主要的功能為阻抗匹配網路，並不影響天線輻射場型。

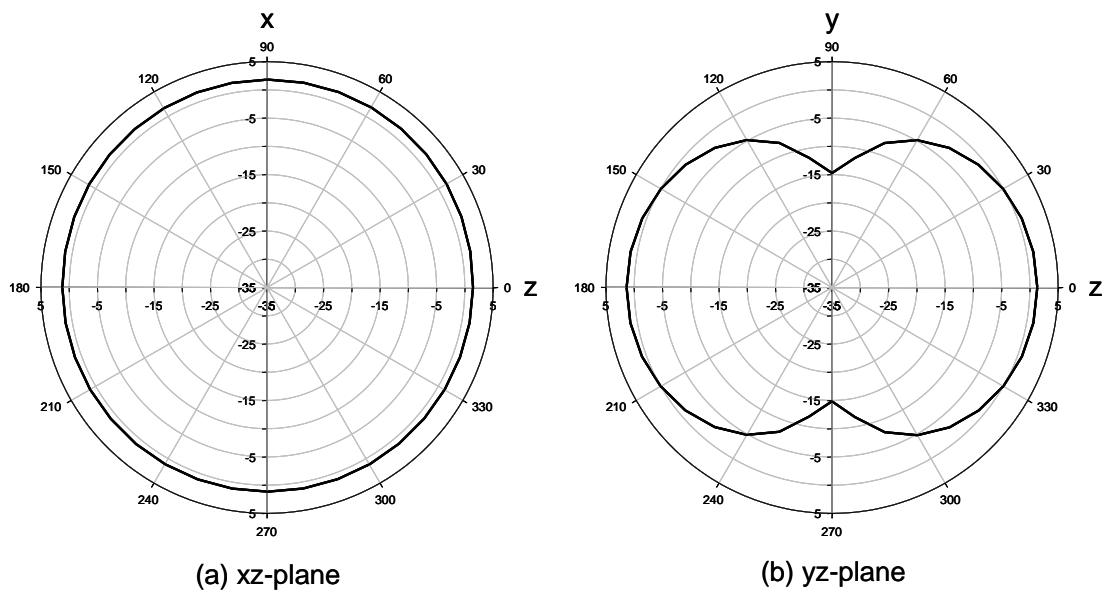


圖3.9 雙重環形電感 RFID 天線之輻射場型

最後，將不同圈數電感性圓環對天線輸入阻抗影響之比較模擬如圖 3.10 所示，圖 3.10 為在不改變天線其他尺寸參數而只增加電感性圓環之比較，由圖中可觀察出，增加電感性圓環可降低天線實部阻抗值，而虛部阻抗值幾乎維持不變，且在共振頻率點附近實虛部阻抗隨頻率之變化亦趨於平緩；此外，增加電感性圓環亦會使得共振頻率點略往高頻頻飄，在設計上只要利用調整偶極天線臂長，即增加 l_1 之長度即可將共振頻率點調回來。

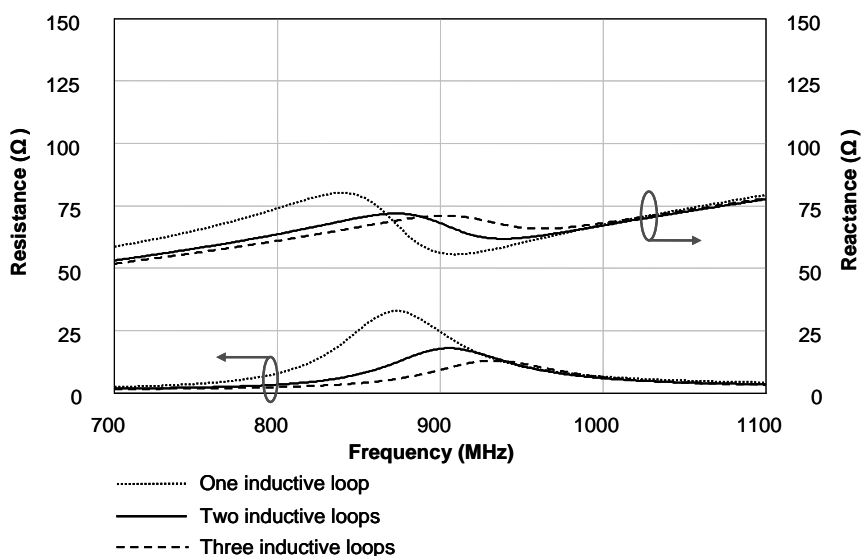
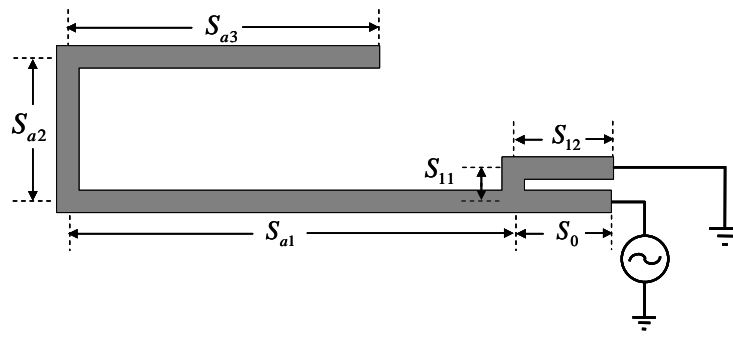


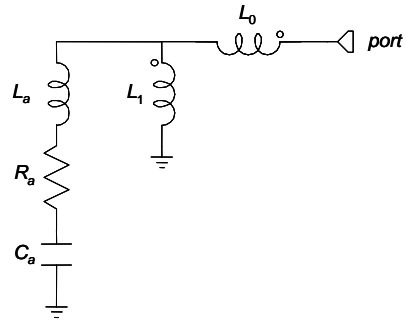
圖3.10 不同圈數電感性圓環之天線輸入阻抗比較

3.3 多重環形電感 RFID 天線之等效電路

本節針對上述多重環形電感 RFID 天線架構提出一等效電路，由於天線之架構為對稱性結構，因此以其中央對稱對天線之一半結構建構等效電路，另一半結構亦為相同之等效電路，首先針對單一電感性圓環 RFID 天線建構等效電路如圖 3.11(b)所示，圖 3.11(a)為等效電路對應之天線結構，天線之饋入點即為等效電路之輸入埠，中央對稱線則為等效電路之接地點，圖中亦標示天線與等效電路之對應結構，其中 S_0 線段對應至電感 L_0 ， S_{11} 與 S_{12} 線段對應至電感 L_1 ， S_{a1} 、 S_{a2} 、 S_{a3} 之偶極天線臂對應至電感 L_a 、電阻 R_a 及電容 C_a ，此外，由於天線結構中之電感性圓環部份會產生電磁耦合的效應，因此於等效電路中使電感 L_0 與 L_1 為具有互感之電感以等效天線結構之電磁耦合效應，其互感係數 (mutual-coupling coefficient) 為 K_{01} 。同理，雙重電感性圓環 RFID 天線之等效電路如圖 3.12(b)所示，圖 3.12(a)為其對應之天線結構，增加的第二圈電感性圓環 S_{21} 與 S_{22} 線段對應至電感 L_2 ，而 S_s 線段則對應至電感 L_s ，雙重電感性圓環相較於單一電感性圓環增加了電感 L_2 與 L_s ，同樣地雙重電感性圓環之間亦會產生電磁耦合效應，因此使等效電路中 L_0 、 L_1 、 L_2 為相互具有互感之電感，以等效雙重電感性圓環之電磁耦合效應，其互感係數分別為 K_{01} 、 K_{02} 、 K_{12} 。

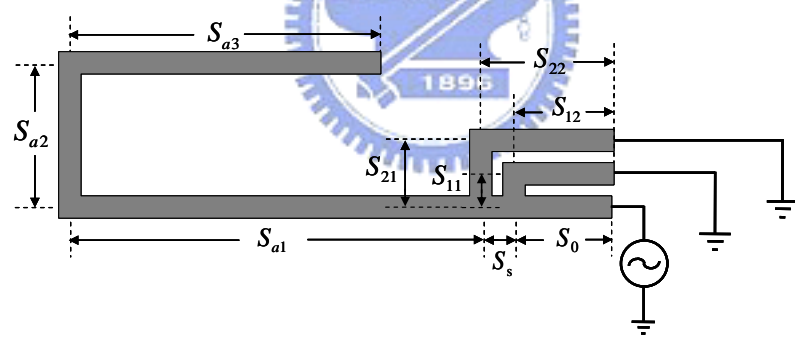


(a)

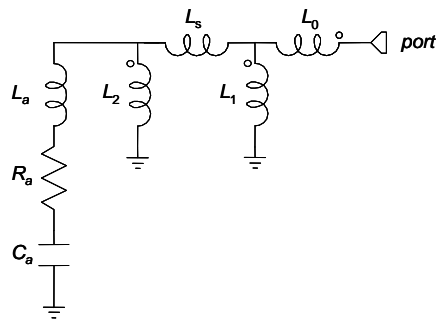


(b)

圖3.11 單一電感性圓環 RFID 天線之等效電路



(a)



(b)

圖3.12 雙重電感性圓環 RFID 天線之等效電路

針對不同圈數電感性圓環之天線架構建立等效電路後，分別使用電路模擬軟體 Microwave Office 模擬等效電路輸入阻抗與使用電磁模擬軟體 HFSS 模擬天線輸入阻抗，兩者之比較如圖 3.13 所示，圖 3.13(a)為 HFSS 模擬之天線輸入阻抗，圖 3.13(b)為 Microwave Office 模擬之等效電路輸入阻抗，由兩圖之比對可以觀察出，等效電路輸入阻抗曲線與天線輸入阻抗曲線非常近似，且增加電感性圓環之後兩者的變化趨勢亦非常近似，等效電路之各元件值列表如表 3.1 所示，由表中可比對得知，雙重電感性圓環與單一電感性圓環天線結構相同的部份，其對應的等效電路元件值皆維持不變，只有增加第二圈電感性圓環所對應的電感 L_2 與 L_s ，及因為 S_{a1} 線段縮短稍微降低電感 L_a 的值與雙重電感性圓環對應的互感係數稍微改變。



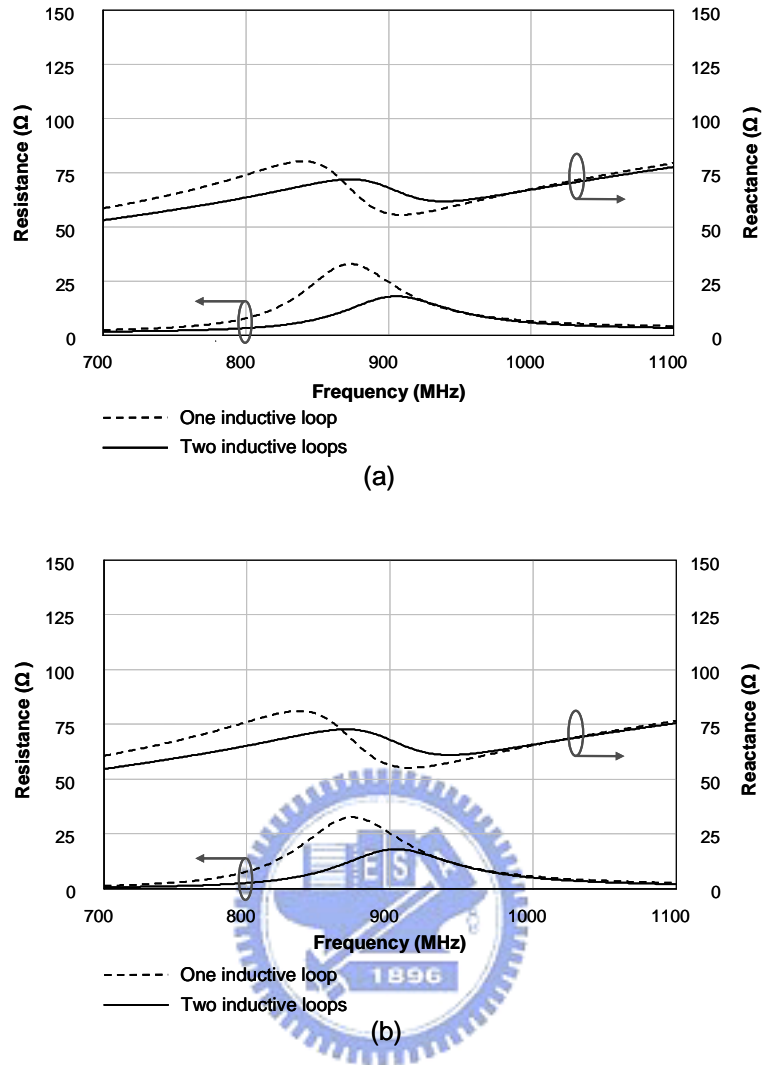


圖3.13 不同圈數電感性圓環 RFID 天線之天線與等效電路比較
 (a) 天線輸入阻抗 (b) 等效電路輸入阻抗

表3.1 不同圈數電感性圓環 RFID 天線等效電路之各元件值

Element	One inductive loop	Two inductive loops
L_a (nH)	54.75	52.15
R_a (Ω)	34.15	34.15
C_a (pF)	0.57	0.57
L_0 (nH)	1.55	1.55
L_1 (nH)	3.8	3.8
K_{01}	0.20	0.39
L_s (nH)		0.86
L_2 (nH)		4.46
K_{02}		0.39
K_{12}		0.11

此外，針對雙重環形電感 RFID 天線參數變化亦對其建構等效電路的模擬，圖 3.14 為當第二圈電感性圓環大小變化時天線與等效電路之比對，圖 3.14(a)為 HFSS 模擬之天線輸入阻抗，圖 3.14(b)為 Microwave Office 模擬之等效電路輸入阻抗，由兩圖比對可觀察出，等效電路之變化趨勢與天線模擬之變化趨勢非常吻合，等效電路之各元件值列表如表 3.2 所示，由表中比對可得知，改變第二圈電感性圓環之大小時，即改變線段 S_{a1} 、 S_s 、 S_{21} 、 S_{22} 之長度，只有與之對應的電感 L_2 與 L_s 之值改變，及因 S_{a1} 線段改變而電感 L_a 的值些微降低與第二圈電感性圓環對應的互感係數稍微改變。

圖 3.15 為當偶極天線臂變化時天線與等效電路之比對，圖 3.15(a)為 HFSS 模擬之天線輸入阻抗，圖 3.15(b)為 Microwave Office 模擬之等效電路輸入阻抗，由兩圖之比對可觀察出，等效電路之變化趨勢與天線模擬之變化趨勢亦非常吻合，等效電路之各元件值列表如表 3.3 所示，由表中比對可得知，改變偶極天線臂長度時，即改變線段 S_{a3} 之長度，只有與偶極天線臂對應的電感 L_a 與電阻 R_a 之值改變，其餘之元件值皆維持不變。

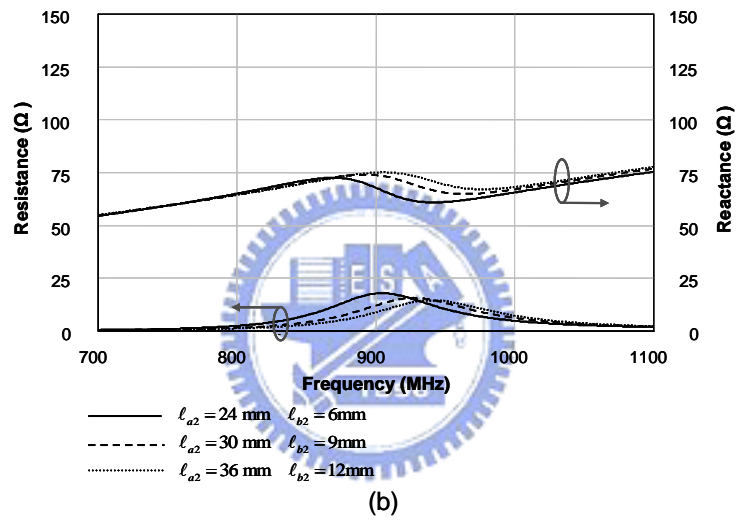
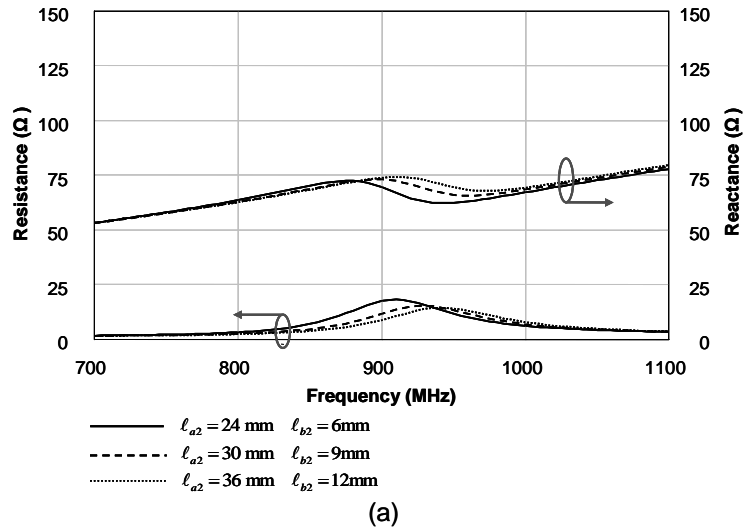


圖3.14 第二圈電感性圓環大小變化之天線與等效電路比較

(a)天線輸入阻抗 (b)等效電路輸入阻抗

表3.2 第二圈電感性圓環大小變化之等效電路各元件值

Element	$l_{a2} = 24 \text{ mm}$ $l_{b2} = 6 \text{ mm}$	$l_{a2} = 30 \text{ mm}$ $l_{b2} = 9 \text{ mm}$	$l_{a2} = 36 \text{ mm}$ $l_{b2} = 12 \text{ mm}$
L_a (nH)	52.15	49.05	47.05
R_a (Ω)	34.15	34.15	34.15
C_a (pF)	0.57	0.57	0.57
L_0 (nH)	1.55	1.55	1.55
L_1 (nH)	3.8	3.8	3.8
K_{01}	0.39	0.39	0.39
L_s (nH)	0.86	2.27	3.41
L_2 (nH)	4.46	5.27	6.39
K_{02}	0.39	0.29	0.19
K_{12}	0.11	0.07	0.05

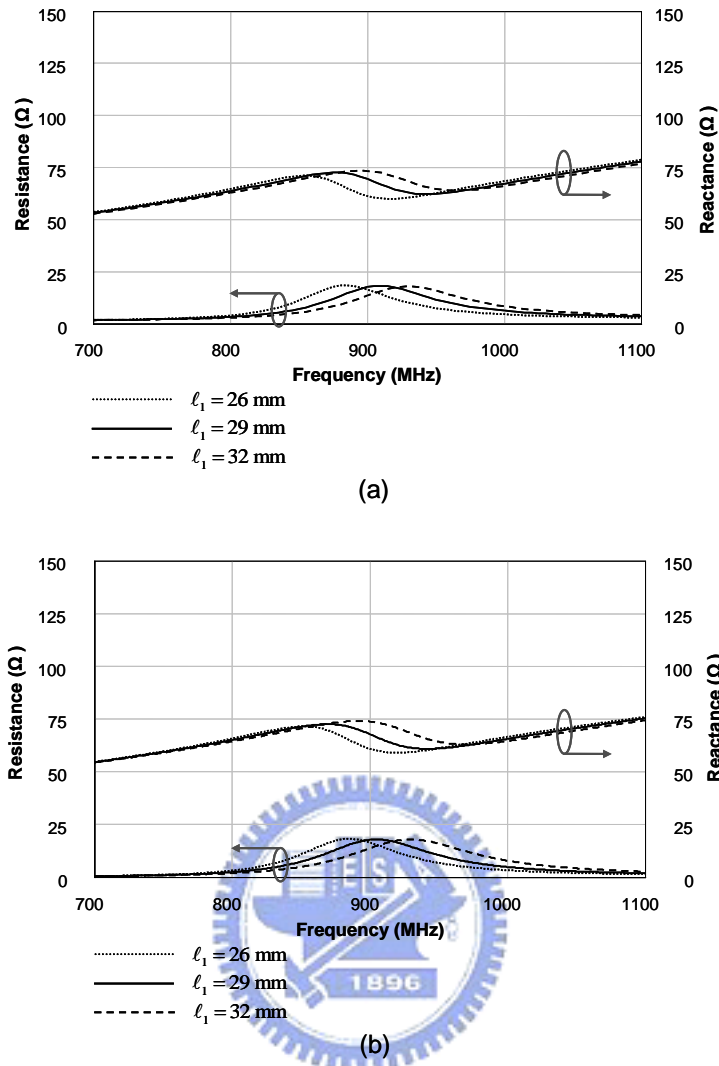


圖3.15 偶極天線臂長度變化之天線與等效電路比較

(a)天線輸入阻抗 (b)等效電路輸入阻抗

表3.3 偶極天線臂長度變化之等效電路各元件值

Element	$l_1 = 26 \text{ mm}$	$l_1 = 29 \text{ mm}$	$l_1 = 32 \text{ mm}$
L_a (nH)	49.31	52.15	54.55
R_a (Ω)	34.15	34.15	34.15
C_a (pF)	0.57	0.57	0.57
L_0 (nH)	1.55	1.55	1.55
L_1 (nH)	3.8	3.8	3.8
K_{01}	0.39	0.39	0.39
L_s (nH)	0.86	0.86	0.86
L_2 (nH)	4.46	4.46	4.46
K_{02}	0.39	0.39	0.39
K_{12}	0.11	0.11	0.11

經由上述對不同電感性圓環圈數及其他參數變化建構之等效電路與天線之比對，可得知當天線結構改變時，只需改變對應之等效電路元件值即可模擬與天線相同之輸入阻抗變化，由此可見，此等效電路可準確地等效出天線結構，因而在設計上可透過調整等效電路之元件值來預測天線結構上的改變將會對天線輸入阻抗有何影響。

此外，由等效電路的建構可分析出，增加第二圈電感性圓環在等效電路上為並聯 L_2 電感，並聯此一電感後將可使得輸入阻抗的實部值降低，而虛部值僅些微地改變，並使實虛部阻抗隨頻率之變化更趨平緩，因此，由等效電路可得知並聯 L_2 電感具有可提高阻抗調整之自由度與增加頻寬之效果。



3.4 多重環形電感 RFID 天線之實作與量測

經設計與模擬後，使用雙重電感性圓環之架構即可符合本論文設計之要求，因此針對此一設計實作與量測，實作之製程是採用 PET 材料為基板，基厚度為 1mm，而印刷天線之導體材料為銀膠，天線之面積為 10cm×1.5cm，實作之照片如圖 3.16 所示。

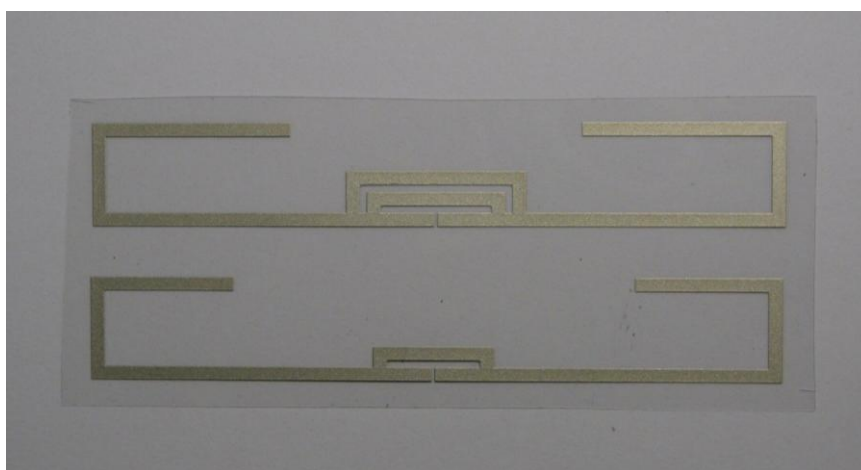


圖3.16 天線實作照片

關於天線輸入阻抗之量測，由於本論文所設計之多重環形電感 RFID 天線為對稱性結構，天線之電流分佈呈對稱性分佈，因此為準確量測天線，必須使用平衡式饋入(balanced feed)之方式，例如圖 3.17 (b)所示之雙導線饋入，此種平衡式饋入乃為利用雙導線之對稱結構，雙導線之火線與地線結構相同，因此電流分佈為對稱，將其分別饋入天線之火線與地線，可使天線上之電流為等量對稱，即為平衡式饋入；若使用一般常見之同軸線(coaxial cable)饋入，如圖 3.17(a)，由於同軸線作為火線與地線之內導體與外導體結構上並不對稱，因此火線與地線之電流分佈亦不對稱，將其分別饋入天線之火線與地線，內導體電流流向天線之一端，而外導體電流之一部分可能由外導體之外表面往回流，並沒有全然地流入天線之另一端，使得天線之火線與地線饋入電流不對稱，進而可能影響天線之輸入阻抗與輻射場型，在此情況下所量測到的天線輸入阻抗值並非天線正常工作時的狀

態，量測上會有不準確性，因此於饋入天線時，必須使用一 balun 將非平衡 (unbalance) 結構轉為平衡 (balance) 結構，亦即將同軸線轉為雙導線，再饋入天線之兩端，如圖 3.18 所示，如此才可消除因為饋入不正確所產生的不準度。

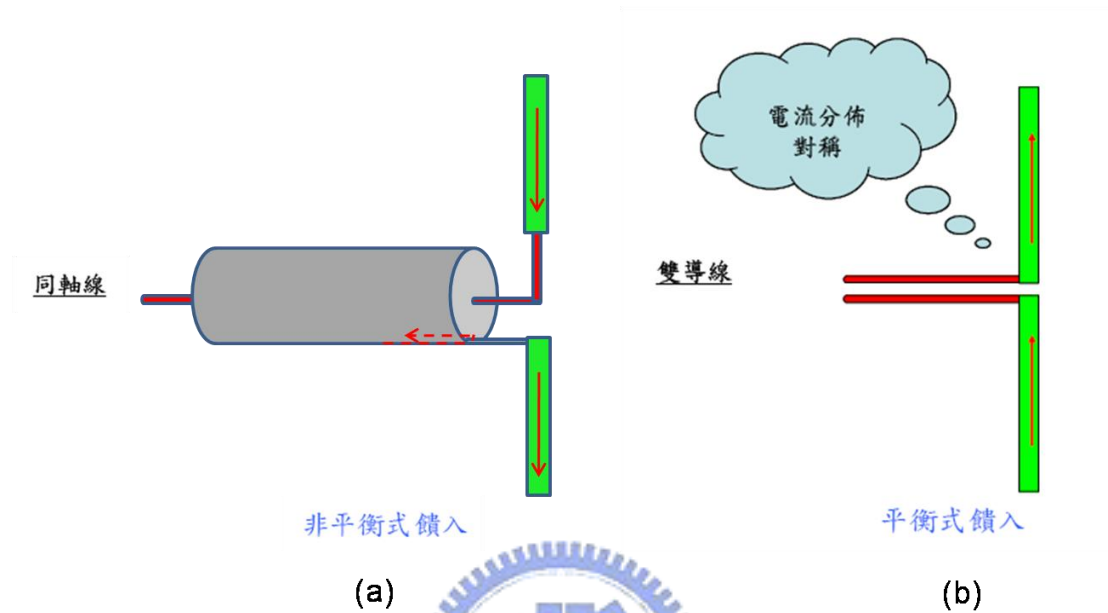


圖3.17 (a)使用同軸線之非平衡式饋入 (b)使用雙導線之平衡式饋入

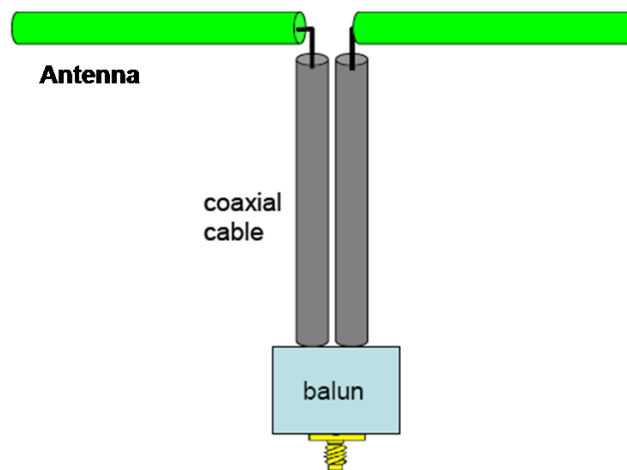


圖3.18 非平衡轉平衡式饋入

本論文之量測使用一顆商用 balun 如圖 3.19 所示，為 Mini-circuits 公司之 JTX-4-10T 型號 balun，其適用頻率範圍為 50~1000MHz，阻抗比 (impedance ratio) 為 1:4。由於其阻抗比為 1:4，因此當其一端接 50 歐姆之同軸線接頭時，另一

端之輸出為 100 歐姆，為了連接阻抗亦為 50 歐姆之同軸線，因此需再設計一 100 歐姆轉 50 歐姆之阻抗轉換網路(impedance transform circuit)，將 balun 之輸出端阻抗轉為 50 歐姆，此架構之示意圖如圖 3.20 所示，由同軸接頭連接一 balun，經一阻抗轉換網路，連接至由兩條同軸線所實現之雙導線，再饋入天線之兩端，在此架構中使用兩條相同同軸線之內導體作為雙導線，一條作為火線，另一條作為地線，由於其內導體結構對稱，可視為兩條結構相同之雙導線，如此便可將非平衡同軸接頭轉為平衡式雙導線饋入，實作之照片如圖 3.21 所示。



圖3.19 Mini-circuits JTX-4-10T

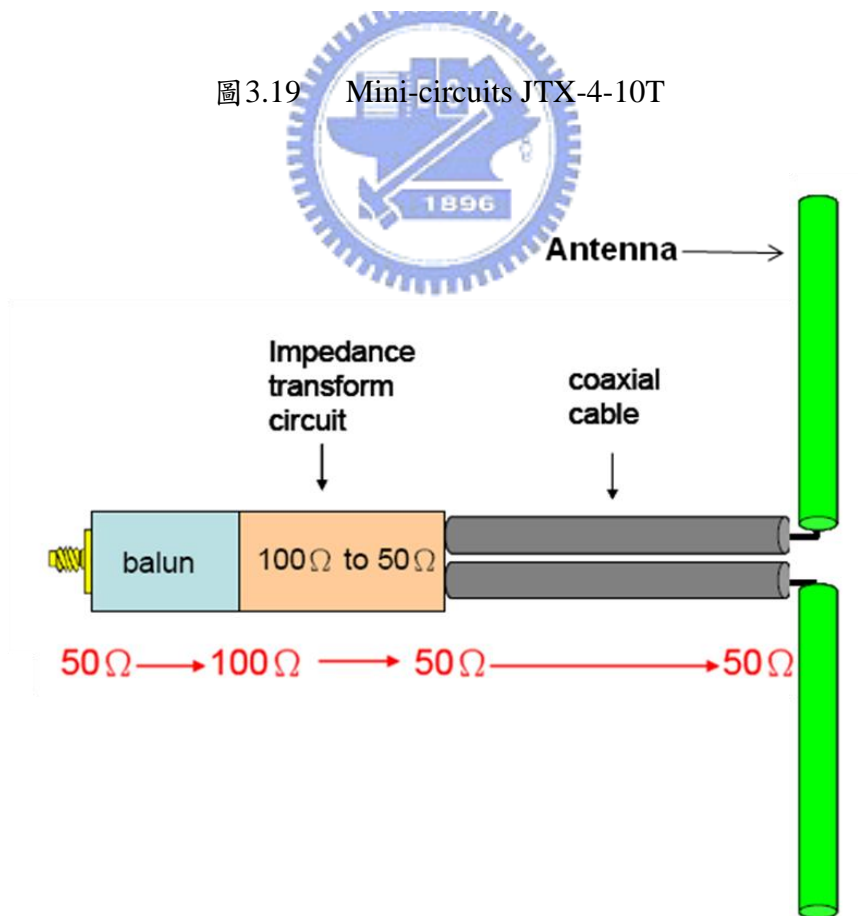


圖3.20 同軸線轉雙導線架構



圖3.21 同軸線轉雙導線架構之實作照片

而在開始量測之前必須先做儀器之校正，且整個非平衡轉平衡模組的效應也必須校正掉，在此使用的校正法為單埠 SOL(short、open、load)校正法，分別將 balun 模組前端之雙導線，即兩同軸線之內導體，焊成 short、open 及焊接 50 歐姆之 load，並分別對這三種狀態做校正，以將量測之參考平面(reference plane)校正到 balun 模組之最前端，如圖 3.22 所示，如此在量測時所測量到的值才是由 balun 模組最前端所看到天線之輸入阻抗值，不會包含 balun 模組的效應。



圖3.22 校正參考平面

此外在量測時必須注意，balun 模組必須與天線垂直，如圖 3.23 所示，垂直的目的在於避免 balun 模組上之電流所產生的電磁場耦合到天線上，影響天線的輻射與特性，當 balun 模組與天線垂直時，balun 模組雙導線上的電流與天線上的電流亦相互垂直，此時的電磁場耦合量最小，因此可將 balun 模組影響天線的效應降至最低，以減低量測上的不準度。



圖3.23 量測方法與製具

以上即為天線之量測方法與設定，除了使用非平衡轉平衡之 balun 模組，儀器量測參考面之校正，量測時亦需考量電磁場耦合的效應，將 balun 模組垂直地饋入至天線，以降低量測上之誤差，此外，由於天線是實作在 PET 基板上，PET 本身的熔點低，遇高溫即熔化，所以 balun 模組之前端雙導線無法直接焊接至天線的饋入端，因此採用直接碰觸的饋入方法，將 balun 模組垂直地碰觸天線之饋入端並將其固定以完成饋入，再將 balun 模組之同軸接頭連接至網路分析儀之 cable，如此完成天線輸入阻抗之量測。

依照上述之量測方法量測雙重電感性圓環 RFID 天線之輸入阻抗，量測結果與模擬之比較如圖 3.24 所示。

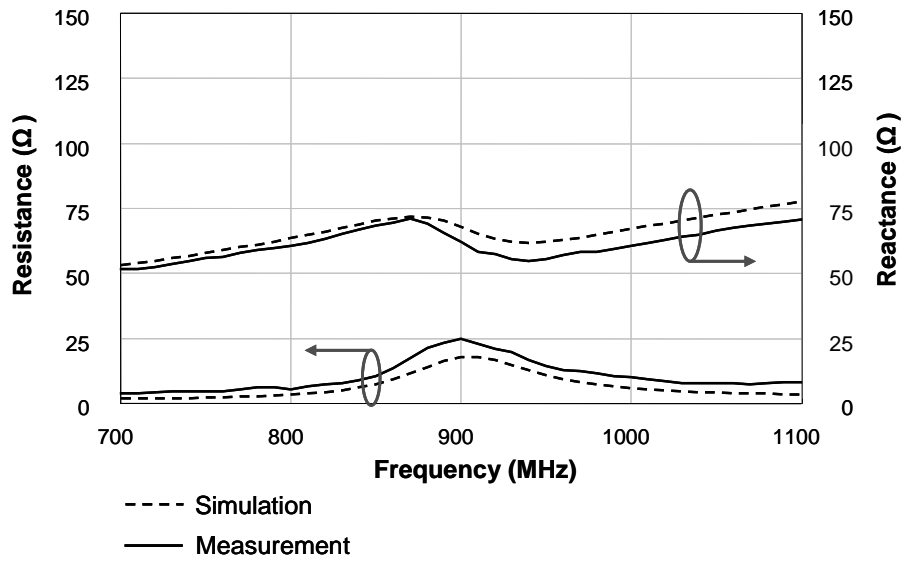


圖3.24 雙重環形電感 RFID 天線輸入阻抗之量測圖



第四章 結論

鑑於無線辨識系統(RFID)之發展趨於成熟及應用日漸普遍，本論文提出一 RFID 標籤天線之設計方法，係採用偶極天線架構及多重電感性圓環之匹配網路，由於 RFID 標籤天線在應用上需搭配微晶片使用，而微晶片之阻抗通常並非常用的 50 歐姆，視不同的廠牌與型號各有不同的阻抗，較常見的為一小實部及電容性虛部，而 RFID 標籤天線必須依照所欲搭載之微晶片，針對其阻抗做共軛匹配，因此阻抗匹配乃 RFID 天線之設計重點，本論文提出一調整天線輸入阻抗之匹配網路，即利用多重電感性圓環結構，先調整第一圈電感性圓環之大小決定天線輸入阻抗虛部值，再利用增加電感性圓環之方式調整實部阻抗值，藉由多重電感性圓環來實現天線實虛部阻抗可獨立調整之機制，在適用本論文所採用之微晶片時可達到良好之匹配與寬頻之頻寬，而當天線欲搭載不同阻抗值之微晶片時，利用相同的方法可調整天線輸入阻抗至所需匹配的值，因此本論文之設計亦可適用於其他不同廠牌型號之微晶片。

在對稱性 RFID 天線輸入阻抗之量測上，需注意使用平衡式饋入的方式以降低量測上之不準度，本論文亦提供一量測之方法與設定，利用 balun 與兩條同軸線將非平衡之同軸接頭轉換為平衡之雙導線結構，並將量測參考平面校正至雙導線最前端，此外，饋入天線時亦需考慮電磁耦合的效應，建議將饋入線與天線保持垂直以使電磁耦合的效應降至最小。

本論文所提出 RFID 天線之設計與阻抗匹配方法及量測方法，於特性及適用範圍上皆有不錯的表現，希望對無線通訊產業及 RFID 系統的應用上能有所助益。

參考文獻

- [1] L. Ukkonen, M. Schaffrath, D.W. Engels, L. Sydanheimo, and M. Kivikoski, “Operability of Folded Microstrip Patch-Type Tag Antenna in the UHF RFID Bands Within 865-928 MHz,” *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 5, no. 1, pp. 414-417, Dec. 2006.
- [2] G. Marrocco, A. Fonte, and F. Bardati, “Evolutionary design of miniaturized meander-line antennas for RFID applications,” in *Proc. IEEE Antennas and Propag. Soc. Int. Symp.*, vol. 2, pp. 362-365, 16-21 June 2002.
- [3] C. T. Rodenbeck, “Planar miniature RFID antennas suitable for integration with batteries,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 12, pp. 3700-3706, Dec. 2006.
- [4] H.-W. Son and C.-S. Pyo, “Design of RFID tag antennas using an inductively coupled feed,” *Electronics Letters*, Volume 41, Issue 18, pp. 994 – 996, 1 Sept. 2005.
- [5] W. Choi, H.W. Son, C. Shin, J.-H. Bae, and G. Choi, “RFID tag antenna with a meandered dipole and inductively coupled feed,” in *Proc. IEEE Antennas and Propag. Soc. Int. Symp.*, pp. 619 – 622, 9-14 July 2006.
- [6] L. Yang, S. Serkan Basat, and M.M. Tentzeris, “Design and development of novel inductively coupled RFID antennas,” in *Proc. IEEE Antennas and Propag. Soc. Int. Symp.*, pp. 1035 – 1038, 9-14 July 2006.
- [7] H. Choo and H. Ling, “Design of electrically small planar antennas using inductively coupled feed,” *Electronics Letters*, Volume 39, Issue 22, pp. 1563 – 1565, 30 Oct. 2003.
- [8] K.V.S. Rao, P.V. Nikitin, and S.F. Lam, “Antenna design for UHF RFID tags: a review and a practical application,” *IEEE Transactions on Antenna and Propagation*, Volume 53, Issue 12, pp. 3870 – 3876, Dec. 2005.

- [9] C. Cho, H. Choo, and I. Park, "Broadband RFID tag antenna with quasi-isotropic radiation pattern," *Electronics Letters*, Volume 41, Issue 20, pp. 1091 – 1092, 29 Sept. 2005.
- [10] C. Cho, H. Choo, and I. Park, "Design of Novel RFID Tag Antennas for Metallic Objects," in *Proc. IEEE Antennas and Propag. Soc. Int. Symp.*, pp. 3245 – 3248, 9-14 July 2006.
- [11] W. Lee, K. Chang, and Y.J. Yoon, "Small RFID tag antenna with bandwidth enhanced characteristic," in *Proc. IEEE Antennas and Propag. Soc. Int. Symp.*, pp. 1359 – 1362, 9-14 July 2006.
- [12] B. Yang and Q. Feng, "A folded dipole antenna for RFID tag," *International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*, Volume 3, pp. 1047 - 1049, 21-24 April 2008.
- [13] Y. Feng, B. Braaten, and R. Nelson, "Analytical expressions for small loop antennas - with applicaton to EMC and RFID systems," *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Volume 1, pp. 63 - 68, 14-18 Aug. 2006.
- [14] H.-K. Ryu and J.-M. Woo, "Size Reduction in UHF Band RFID Tag Antenna Based on Circular Loop Antenna," *International Conference on Applied Electromagnetics and Communications*, pp. 1 – 4, 12-14 Oct. 2005.
- [15] A.S. Andrenko, M. kai, T. Maniwa, and T. Yamagajo, "Compact printed-on-CD UHF RFID tag antennas," in *Proc. IEEE Antennas and Propag. Soc. Int. Symp.*, pp. 5455 – 5458, 9-15 July 2007.
- [16] Y. Okano, "A simple shape broadband planar antenna adaptable to RFID-tag," *IEEE Transactions on Antenna and Propagation*, Volume 54, Issue 6, pp. 1885 – 1888, June 2006.
- [17] G. Marrocco, "RFID Antennas for the UHF Remote Monitoring of Human Subjects," *IEEE Transactions on Antenna and Propagation*, Volume 55, Issue 6, Part 2, pp. 1862 – 1870, June 2006.

- [18] W.L. Stutzm and G.A. Thiele, “Antenna Theory and Design,” 2nd, John Wiley, New York, 1998.
- [19] D.M. Pozar, “Microwave Engineering,” 3rd, John Wiley, New York, 2003.
- [20] Finkenzeller, “RFID Handbook,” Wuket, 2000.
- [21] C.C. Chang and Y.C. Lo, “Broadband RFID tag antenna with capacitively coupled structure,” *Electronics Letters*, Volume 42, Issue 23, pp. 1322 – 1323, 9 Nov. 2006.
- [22] G. Marrocco, A. Fonte, and F. Bardati, “Evolutionary design of miniaturized meander-line antennas for RFID applications,” in *Proc. IEEE Antennas and Propag. Soc. Int. Symp.*, Volume 2, pp. 362 – 365, 16-21 June 2002.
- [23] C.H. Cheng and R.D. Murch, “Asymmetric RFID tag antenna,” in *Proc. IEEE Antennas and Propag. Soc. Int. Symp.*, pp. 1363 – 1366, 9-14 July 2006.

