

國立臺灣大學電機資訊學院電信工程學研究所

碩士論文

Graduate Institute of Communication Engineering
College of Electrical Engineering & Computer Science

National Taiwan University

master thesis

無線感知網路之天線設計

Sensor Network Antenna Design



巫宗祐

Wu Tzung-Yu

指導教授：鄭士康 博士

Advisor: Jeng Shyh-Kang, Ph.D.

中華民國 97 年 6 月

June, 2008

國立臺灣大學碩士學位論文
口試委員會審定書

無線感知網路之天線設計

Sensor Network Antenna Design

本論文係巫宗祐君（學號 R95942076）在國立臺灣大學電信工程學研究所完成之碩士學位論文，於民國 97 年 06 月 21 日承下列考試委員審查通過及口試及格，特此證明

口試委員：

鄭士康

(簽名)

(指導教授)

許博文

陳士元

系主任、所長

王暉

(簽名)

致謝

夏日的台大校園顯得分外恬靜，兩年的研究時光乘著徐徐和風，悄悄到來。常以為，學如逆水行舟，而今輕舟已過萬重山，終須一別。回首過往，點滴在心，雖然這不是一部完美的論文，但這部論文的完成，要感謝的人很多，僅以此文表達我誠摯謝意。

首先感謝指導教授鄭士康博士，老師悉心的教誨並包容我的怠惰，使我在這些年中獲益匪淺，還要感謝兩位口試委員的指正和協助，讓論文更加完善。另外亦得感謝賴明佑、謝榮晉學長的協助，因為有你們的幫忙，使我能學會操作電波組的實驗儀器和模擬軟體，且總能在我迷網時為我解惑；不厭其煩的指出我研究中的缺失。感謝淳尹學弟、威翔學弟和昶宇學弟，因為你們平日在報告時的提問，使得本論文能夠完整而嚴謹。

此外，更有賴許多朋友的精神支持，甚或實質協助，我才能順利完成學業。例如碩士班同學張理淵、揚善詠、吳育修、麥肇倫、黃昱瑞、卓廷靖和女友謝采蓉，由於你們的陪伴，讓研究生活變得絢麗多彩。

最後，謹以此文獻給我至愛的雙親。

中文摘要

無線感知網路(wireless sensor network)是近年來相當熱門的技術，隨著技術發展，漸漸出現一些具有商業價值的應用，相信不久的將來，生活周遭會充滿應用這項技術的產品。但是我們發現目前的天線設計是有問題的，由於感知節點內能應用的空間十分有限，我們將無法避免由電池或電路板所構成的金屬環境對天線造成影響。為了解決金屬環境的問題，文中先藉由簡單的無線通道計算和 IEEE 802.15.4 所制定之規格，決定不同室內環境下天線所需的增益值和頻率，再對於應用時天線下方的金屬環境，決定天線的設計目標。本研究提出一種適用於感知節點上的貼片天線設計，並且利用短路金屬柱達到縮小面積的目的，同時對於一般貼片天線頻寬不足的問題，我們利用寄生天線的方式增加頻寬。文末特別針對天線下方為金屬導體時，比較常用於小型通訊產品之印刷導置 F 天線與本研究之設計，實驗結果可發現，本文所提出之設計對於天線下方的金屬環境較為不敏感。

Abstract

In recent years there has been an increasing focus on the technology of commercial products associated with the development of wireless sensor network. In the near future, we believe that wireless sensor network will be all around and incorporated into our daily life. But we find a problem with the antenna design of wireless sensor. The antenna suffers from the influence of metal environments, such as the battery. And we can't abate the interference because of the limited space available in the sensor node. In this article, we use the standard suggested by IEEE 802.15.4 to decide the gain and frequency required for different indoor environment. We chose antennas suitable for the metal environment at the same time. In this thesis, we propose a patch type antenna with a shorting wall and a parasitic antenna. The shorting wall is to reduce the size of patch. The parasitic antenna is to increase the bandwidth. We also prepared an experiment to test the printed inverted F antenna and this work in the metal environment. The experimental results show that our antenna is less sensitive to the metal environment.

目錄

口試委員審定書	i
致謝	ii
中文摘要	iii
Abstract	iv
圖目錄	vi
表目錄	vii
第 1 章 緒論	1
1.1 研究動機與問題描述	1
1.2 文獻回顧	3
1.3 章節概述	3
第 2 章 感知系統之天線設計背景	5
2.1 無線感知系統概述	5
2.2 天線的設計規格	11
第 3 章 理論基礎	19
3.1 貼片天線傳輸線模型和設計公式	19
3.2 貼片天線的空腔模型	26
3.3 減少貼片天線之面積	27
3.4 增加貼片天線頻寬	29
第 4 章 無線感知系統天線設計	33
4.1 印刷倒 F 天線實做與量測	33
4.2 適用於感知節點之天線設計	38
4.3 接地層對輻射增益的影響	47
4.4 金屬環境影響之探討	49
第 5 章 結論	54
參考文獻	55

圖目錄

圖 1.1 問題描述.....	2
圖 2.1 無線感知網路基本架構[6].....	9
圖 2.2 感知節點硬體結構圖[6].....	10
圖 2.3 不同路由方式的路徑圖[6].....	10
圖 2.4 感知區域內的 Link budget.....	16
圖 3.1 矩形貼片天線.....	25
圖 3.2 貼片天線與其傳輸線模型[20].....	25
圖 3.3 貼片天線的電荷分佈圖.....	27
圖 3.4 利用短路牆縮減貼片天線體積.....	28
圖 3.5 利用短路連通柱縮減貼片天線體積.....	29
圖 3.6 不同的饋入方式(a)微帶線(b)同軸電纜(c)孔徑耦合(d)鄰近耦合	31
圖 3.7 多共振結構(a) 疊加金屬片 (b)平行擺放金屬片(c)於貼片上挖 槽線.....	32
圖 4.1 印刷倒 F 天線.....	34
圖 4.2 印刷倒 F 型天線結構圖[13].....	34
圖 4.3 印刷倒 F 天線反射係數.....	36
圖 4.4 印刷倒 F 天線 XY 平面場型.....	36
圖 4.5 印刷倒 F 天線 XZ 平面場型.....	37
圖 4.6 印刷倒 F 天線 YZ 平面場型.....	37
圖 4.7 貼片天線側視圖.....	38
圖 4.8 貼片天線各層俯視圖.....	40
圖 4.9 貼片天線反射係數.....	43
圖 4.10 模擬介電係數為 4.1.....	43
圖 4.11 貼片天線 XY 平面場型.....	45
圖 4.12 貼片天線 XZ 平面場型.....	45
圖 4.13 貼片天線 YZ 平面場型.....	46
圖 4.14 貼片天線 3D 場型.....	46
圖 4.15 接地層長度對天線增益的影響.....	48
圖 4.16 接地層寬度對天線增益的影響.....	49
圖 4.17 金屬環境量測架構.....	50
圖 4.18 不同距離下銅片對印刷倒 F 天線 S 參數的影響.....	52
圖 4.19 不同距離下銅片對本研究 S 參數的影響.....	52
圖 4.20 不同距離下銅片對印刷倒 F 天線實部輸入阻抗的影響.....	53

圖 4.21 不同距離下銅片對印刷倒 F 天線虛部輸入阻抗的影響53

表目錄

表格 2-1 市售感知節點比較[10]~[13].....	17
表格 2-2 IEEE802.15.4a 通道模型參數[7].....	17
表格 2-3 依據 IEEE802.15.4a 通道模型計算後之結果.....	18
表格 3-1 不同饋入方式比較[25].....	31
表格 4-1 印刷倒 F 型天線設計參數.....	35
表格 4-2 貼片天線設計參數.....	41



第1章 緒論

1.1 研究動機與問題描述

近年來無線通訊技術不斷進步，使得低成本、體積小的無線感知網路得以發展。無線感知網路應用在許多方面，無論是軍事上或者家庭上，都必須在監測的區域內散佈大量的感知節點(sensor node)，監測環境資料靠著這些節點收集，並利用短距離的通信的方式將資料傳給使用者做最後的處理。這些節點像是一台微型電腦，大小如同火柴盒一般，能夠收集處理環境資訊，傳遞資訊，擁有獨立的電源供應裝置。然而在有限的空間內，必須同時擺放相關電子元件、天線與電源裝置，而電源供應來源多來自於各種樣式的電池。我們注意到，為了成本考量，天線通常直接製作於電路板上。為了有效利用空間，電路板的下方就是電池設備，而電池本身可視為一種金屬環境，可以預期這種金屬環境大大影響鄰近的天線，因而導致天線的匹配特性受到嚴重影響，見圖 1.1 所示。圖中同時也說明了其它金屬環境的可能性：當感知節點需要更多功能時，電路設計更加複雜，我們可能會用到第二張電路板，而這多出來的電路板也必須視為金屬干擾。除了金屬環境影響，成本考量亦是能否將這項技術普及的關鍵，因此天線設計最好能使用便宜的方式製作。

在後面的章節中，我們先實做目前市面上常用的小型平面倒置 F 天線(PIFA)，這類型天線在無線感知網路(wireless sensor network)應用上，擁有價格低廉與體積小的優勢，但其天線設計多與電路製作在同一張基板上，而電路板下方即是電池或電路板所構成的金屬環境，我們必須考慮金屬環境對天線的影響。後面章節的實驗中我們以金屬片模擬電池或第二張電路板，擺放在平面倒置 F 天線下方，結果可以發現，原本天線 50 歐姆的匹配特性完全消失。本研究目的即為，提出便宜，且對天線下方金屬不敏感的新天線架構，以符合無線感知網路之應用。

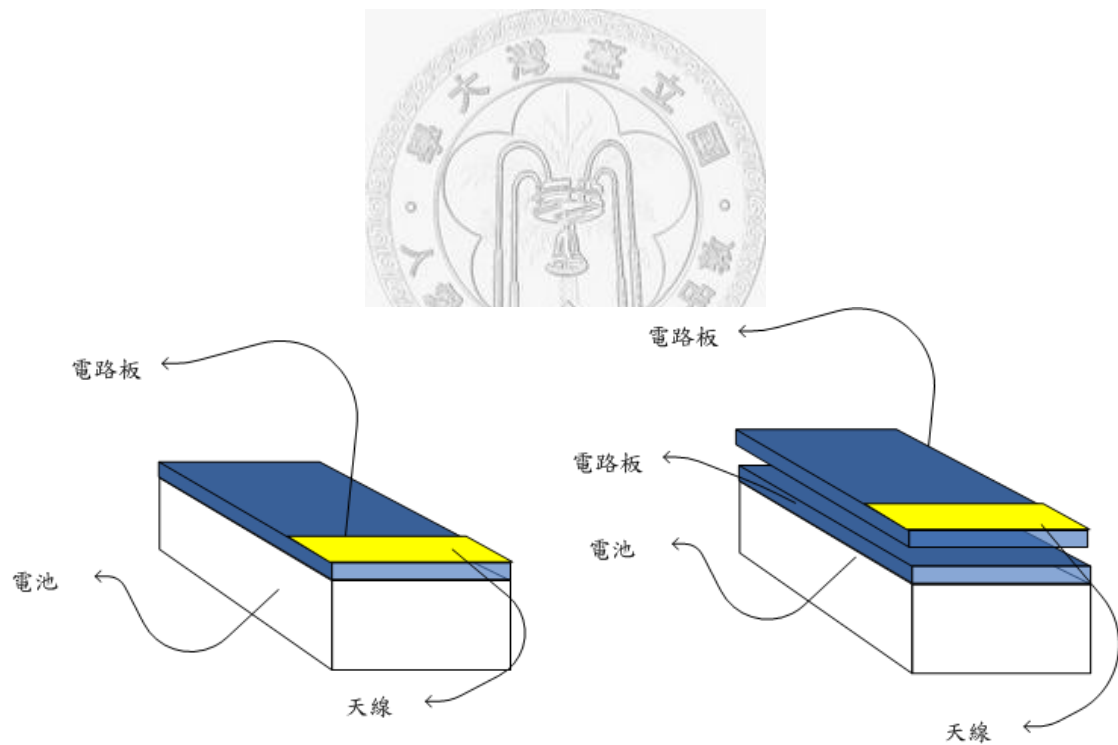


圖 1.1 問題描述

1.2 文獻回顧

前一節指出有限空間內金屬環境對天線的影響，以及天線的製作價格，皆為無線感知網路天線設計時的重要因素。這一小節回顧一些文獻，找出相關之天線設計。首先我們考慮如何減少金屬對天線的影響，文獻[1]是貼片(patch)類天線，其設計能成功的將天線擺放在金屬環境上方，而金屬環境可以是筆記型電腦的液晶銀幕，或者本文所強調的電路板或電池，但上述文獻的天線設計與[2][3]類似，使用特殊的電路板製程，利用柔性印刷線路板(FPCB)可彎曲的特性，折疊出三維的天線設計。柔性印刷線路板製造時需將乾膜(dry film)貼在軟性基板上，經曝光，顯影，蝕刻後在基板上生成導通電路。相對於普通的剛性印刷線路板來講，它可彎曲，體積更小，重量更輕，但價格昂貴。後面第二章的描述中，價格因素占有很重要的影響地位，因此我們將保持貼片天線類型的設計模式，另外找出能夠壓低製造價格的設計方案。

1.3 章節概述

目前學界對於無線感知節點的天線探討仍然相當缺乏，本論文以此為出發點，共分五章論述我們的天線設計。本章為緒論，敘述研究動機、問題描述和相關文獻。第二章描述感知節點的架構、應用環境和常見的研究議題，並使用標準模型

計算各種室內環境所需的天線增益值，依據感知節點的特性定下設計目標。第三章第一節為貼片天線的基礎理論，我們整理相關天線設計公式，並依照設計流程以傳輸線模型解釋每條公式的物理意義，同時在第二節也提供了空腔模型做參考，第三第四節則分別整理縮減天線面積和增加頻寬的技巧，並說明本研究採用這些結構的原因。第四章第一節我們實做印刷倒 F 天線做為參考之用，第二節為本研究所提出之天線設計，第三節描述接地面大小對提出天線之增益的影響，第四節比較印刷倒 F 天線和本研究在金屬環境下的表現。最後在第五章整理研究成果做為結論。



第2章 感知系統之天線設計背景

2.1 無線感知系統概述

感知節點散布的區域通常叫感知區域(sensor field)，也就是我們想觀察環境的區域，其散佈方式如圖 2.1 之無線感知網路基本架構，每個節點都有收集環境資料的能力，並且利用多重跳躍(multi-hop)的方式，將資料交由任務監控節點(task manager node)做最後處理。多重跳躍的演算方式，跟對等式網路(ad hoc)十分類似，但感知區域內的節點密集度比起對等式網路(ad hoc)要大得多，而且感知網路應用環境也比對等式網路(ad hoc)的應用環境複雜許多。無線感知網路與一般對等式網路的差別整理如下[4]：

- ◆ 感知網路的節點數常是對等式網路(ad hoc)的數十倍至數千倍。
- ◆ 感知網路的節點為嵌入式系統。它們故障的機會較高。感知網路的網路型態 (topology) 時常改變。
- ◆ 節點主要使用廣播通訊 (broadcast communication) 而大部份對等式網路(ad hoc)使用點對點 (point-to-point) 通訊。

- ◆ 節點的電池壽命、運算能力及記憶體受到極大的限制。
- ◆ 由於節點數量龐大且很多節點可能進行同樣的偵測及任務，因此 sensor 可能沒有類似網際網路中的網路位址來做為共通的識別碼 (identification)。

無線感知網路有許多應用，本段主要針對室內運用做介紹。在室內環境，有兩大主要應用，一為醫療應用，一為家庭與辦公室之應用。在醫療應用方面，我們可以将感知節點放置在病人身上，監控並且收集病患的心跳、血壓、血流和神經肌肉的傳導狀況，同時紀錄和處理病患的生理資訊。當病患出現緊急狀況時，系統會依據這些紀錄做出適當的反應。當然這些放在病患身上之節點，主要使用電池當作電力來源；為節省電力，這些節點會隨著病人的狀況，變換到不同的操作模式，例如在睡眠時，感知節點可以轉換到比較省電的模式。在家庭應用方面，無線感知系統可以做為家庭保全用途，除了監測入侵者，它也能監控火警，一氧化碳的濃度等等。為了監測上述環境狀況，我們可以將監視氣溫、移動、震動或氣體的儀器裝在感知節點上，且整個系統具有無線傳輸的能力，因此在安置保全系統時，它比起傳統需要拉線的方式容易許多。

本文即是針對上述用途的感知網路系統，提出適合的天線設計。我們注意到，感知節點密集的散佈在感知區域內，有時每立方公尺內就有 20 個節點[1]，因為其節點高密度的特性，在設計時我們假設天線能達到 10 公尺的室內傳輸距離即

符合要求。

圖 2.2 是感知節點的硬體結構圖，基本上它包含四個基本的單元：感知單元、處理單元、無線收發器和電力設備。感知單元通常包括感測電路和類比數位轉換器(ADC)，感知節點偵測到周遭環境產生類比訊號，類比訊號再經由類比數位轉換器轉為數位訊號，經轉換後的數位訊號再交給處理單元。處理單元通常包括少許的記憶體，能將轉換過的數位資料收集後，做出判斷，使感知系統內的所有節點能都合理的操作，達到各節點分工合作之效果。數位訊號經過處理器來到收發器端，收發器將這些訊號調變後，由天線將調變後的數位訊號傳播到附近的節點。電力設備是感知節點當中也是相當重要的單位，而提供電力的設備可為太陽能或電池。無線節點有時會有其他的次要基本單元，如定位系統和行動裝置。大部分感知系統的路由技術和感測任務，都需要知道節點的位置，這時候我們就需要將定位系統安裝在感知節點上。有時候感知節點可能需要被移動到任務地點，因此我們有時會把節點安裝在行動裝置上。在節點價格上，由於我們必須在感知區域內散布大量節點，因此節點價格越便宜越好，一般來說我們希望每個節點的價格能低於 US \$ 1，因此無線感知節點的研究重點即是如何降低其硬體成本。

由於節點的電力多來自電池設備，有限的電力來源使得我們必須找出一些有效率的電力利用方式。如前段所述，醫療應用時，放置在病患身上之節點會隨生

理狀況的不同做出調整，例如睡眠時間可以關閉節點上一些功能達到省電的目的，但是每位病人的狀況不同，節點的操作模式也不同，因此感知節點上所剩餘的電力也有所不同，這時就需要特別的路由方式，有效率的使用不同節點上不同的剩餘電力。有效利用電力資源的路由方式有很多種，圖 2.3 為不同路由方式的路徑圖，標示不同的路由方式，PA(available power)代表特定節點上可獲得的電力資源， α 代表特定傳播路徑所需的電力資源，T 代表資料來源節點。

- ◆ 路徑 1：連接閘道器-A-B-T，總和 PA=4，總和 $\alpha=3$
- ◆ 路徑 2：連接閘道器-A-B-C-T，總和 PA=6，總和 $\alpha=6$
- ◆ 路徑 3：連接閘道器-D-T，總和 PA=3，總和 $\alpha=4$
- ◆ 路徑 4：連接閘道器-E-F-T，總和 PA=5，總和 $\alpha=6$

有效率的路徑選擇方法有下列幾種，最大 PA 路徑法(maximum PA route)、最小電力需求法(minimum energy route)、最小節點需求法(minimum hop route)和路徑最大 PA 節點法(maximum minimum PA node route)。最大 PA 路徑法，即選擇路徑之總和 PA 最大者，我們可以發現路徑 2 符合要求，但路徑 2 比起路徑 1 多使用了一個節點，在選擇路徑時我們通常會希望節點的需求數量越少越好，所以我們退而求其次，選擇路徑 4 做為最大 PA 路徑法的最後結果。最小電力需求法，即選擇路徑之總和 α 最小者，我們可以發現路徑 1 符合要求。最小節點需求法，

即選擇路徑所經過之節點數最少者，我們可以發現路徑 3 符合要求。路徑最大 PA 節點法，即特定路徑中某節點之 PA 最小者，其最小 PA 與它路徑中任意節點之 PA 相比皆大，則此特定路徑符合我們的要求，上述的路徑選擇方式只是些基本原則，其相關研究目前仍十分熱門。除了上述硬體價格和能量消耗外，容錯能力也是設計無線感知網路的研究重點，而本文主要探討硬體方面的設計問題。

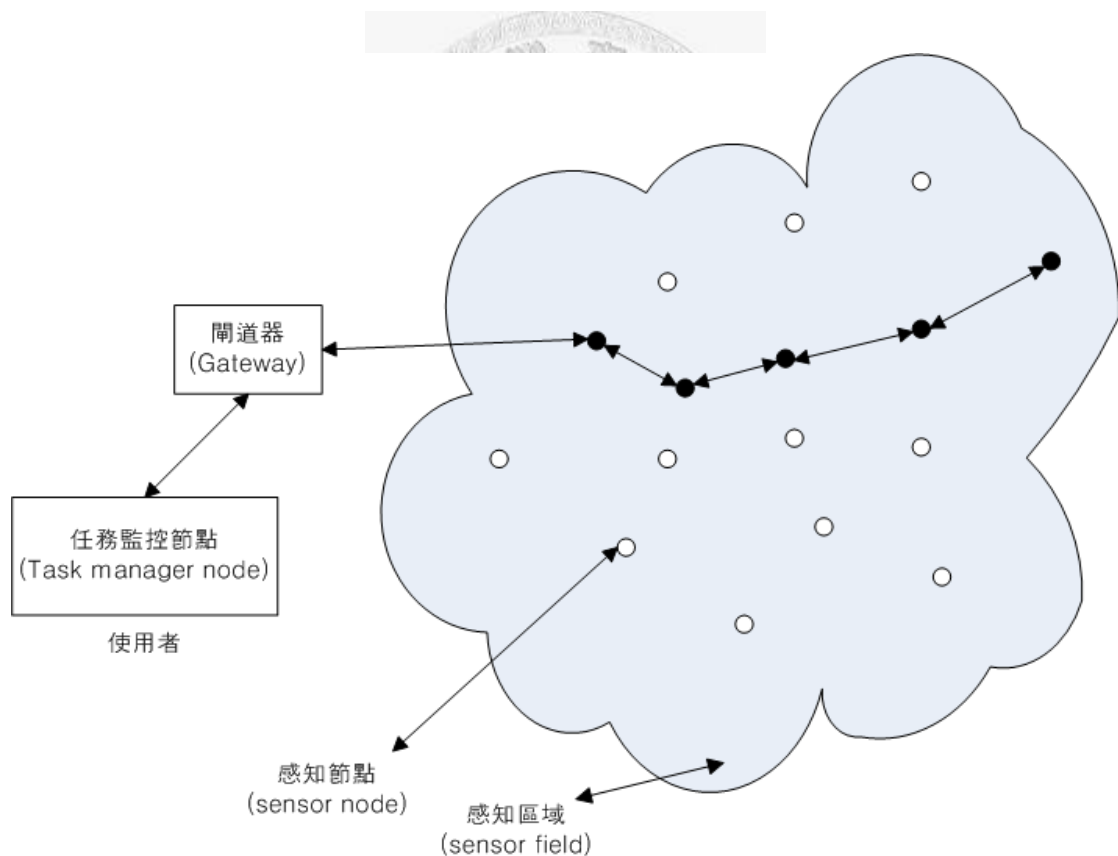


圖 2.1 無線感知網路基本架構[6]

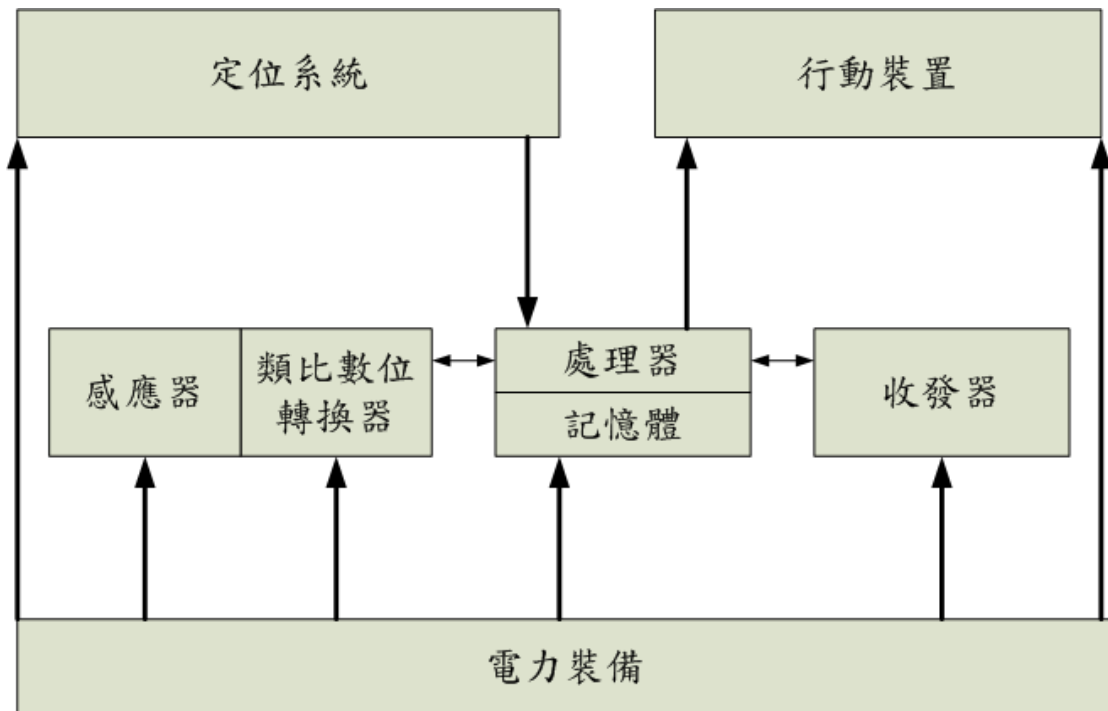


圖 2.2 感知節點硬體結構圖[6]

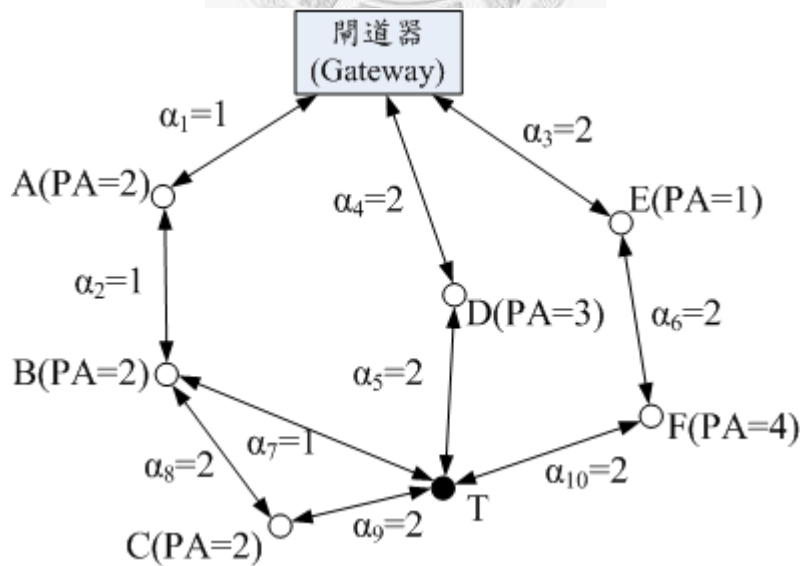


圖 2.3 不同路由方式的路徑圖[6]

2.2 天線的設計規格

表 2-1 為市售感知節點比較，列出六種市面能夠買到的感知節點。其收發器的規格主要有兩大類，IEEE 802.15.1 (Bluetooth)與 IEEE 802.15.4 (ZigBee)，但由於 ZigBee 有價格上的優勢，因此在後面制定規格時我們以 IEEE 802.15.4 的標準為主。IEEE 802.15.4 下規範了三個主要頻段，分別為在歐洲使用的 868-868.8MHz 頻段、在北美使用的 902-928MHz 頻段和全世界通用的 2400-2483.5MHz 頻段。因此我們天線的 10dB 頻段選擇也是 2400-2483.5MHz，其除以中心頻率後的頻寬比為 3.42%。



頻段決定後，我們必須估計需要多少天線增益，才能符合無線感知網路的應用需求。為了估計天線增益，我們必須知道相關的無線通道模型和其收發機的輸出與接收功率。IEEE 802.15.4 為發展適用於無線感知系統的物理層(physical layer)成立一個特別的小組 802.15.4a，這個小組曾對許多感知系統的應用環境進行量測，並且建立了在頻段 2-10GHz 之間的寬頻低功率通道模型[7]，雖然通道模型為寬頻環境模擬之用，但其內文中提及，可使用帶通濾波器得到窄頻的通道模型，也就是說我們可以使用 802.15.4a 所提供的低功率無線通道模型，針對頻段為 2400-2483.5MHz 之間的天線，計算不同環境下所需之增益。另外文獻[8] 指出對於符合 IEEE 802.15.4 規範的裝置而言，其輸出功率至少為 1mW，其接收敏感度

在2.4GHz這個頻帶至少為-85dBm，然而就實際應用情況而言，接收機的出廠規格有可能會比規定多出10dB的敏感度。此外依IEEE 802.15.4之規範，無線感知節點須有至少10m的傳輸距離，所以我們在估計天線增益時以10m的可直視(light of sight)傳輸距離當作參考標準。

式(2-1)為文獻提供的路徑增益(path gain)模型：

$$PG(f) = \frac{P_r(f)}{P_{TX-amp}(f)} = \frac{1}{2} PL_0 \eta_{TX-ant}(f) \eta_{RX-ant}(f) \left(\frac{f}{f_c}\right)^{-2} \left(\frac{d}{d_0}\right)^{-n} \quad (2-1)$$

其中 PL_0 是一公尺時的路徑衰減， η 為接天線的幅射效率， n 是衰減指數。上述參數隨環境的不同跟著改變，並詳列於表 2-2。其它參數如頻率 $f_c=5\text{GHz}$ 和參考距離 $d_0=1\text{m}$ ，皆不隨環境改變。我們將表列的數值代入公式，假設天線的幅射效率 $\eta=40\%$ 不隨頻率改變，求得頻率 $f=2.45\text{GHz}$ 和距離 $d=10\text{m}$ 時的路徑增益，計算結果列於表 2-3。在公寓的環境中，由於環境較為複雜，路徑衰減量為 66.635dB，而辦公室環境較簡單，衰減量 57.673dB，相對於公寓環境較不嚴重。

在室內環境中多重路徑造成的小規模衰落(small-scale fading)往往相當嚴重，需要考慮。文獻[7]中建議小規模衰落可使用 Rice 分佈(Rice distribution)模擬，其機率密度函數(pdf)數學表達如式(2-2)，累積分佈函數(cdf)表達如式(2-3)：

$$pdf_r(r) = \frac{r}{\sigma^2} \cdot \exp\left[-\frac{r^2 + A^2}{2\sigma^2}\right] \cdot I_0\left(\frac{rA}{\sigma^2}\right) dr \quad (2-2)$$

$$\begin{aligned} cdf(r_{\min}) &= \int_0^{r_{\min}} \frac{r}{\sigma^2} \cdot \exp\left[-\frac{r^2 + A^2}{2\sigma^2}\right] \cdot I_0\left(\frac{rA}{\sigma^2}\right) dr \quad 0 \leq r < \infty \\ &= 1 - Q_M\left(\frac{A}{\sigma}, \frac{r_{\min}}{\sigma}\right) \end{aligned} \quad (2-3)$$

其中 A 代表多重路徑中主要成分的振幅，r 是隨機變數或者接收端訊號振幅， σ 為變異數， r_{\min} 接收機能接受之最小訊號振幅。

振幅均方值為主要的訊號振幅加上多重路徑造成的變動相，(2-4) 為訊號振幅均方值表示式：

$$\overline{r^2} = 2\sigma^2 + A^2 \quad (2-4)$$

由於小規模衰落是一種機率分佈，訊號接收端必須對於小規模衰落須有一定的容忍度(margin)，其容忍度定義為式(2-5)：

$$Margin = \frac{\overline{r^2}}{r_{\min}^2} = \frac{2\sigma^2(1 + K_r)}{r_{\min}^2} \quad (2-5)$$

也就是當平均接收功率大於最小功率某倍數時，其容忍度就能保證通訊中斷機率 (outage probability) 小於某個值[9]。

為計算方便我們將式(2-4)與式(2-5)代入式(2-3)，經整理後我們可以得到式 (2-6)：

$$cdf(r_{\min}) = 1 - Q_m \left((K_r \times 2)^{\frac{1}{2}}, \sqrt{(1 + K_r) \times 2 \times \frac{1}{\text{Margin}}} \right) \quad (2-6)$$

計算時假設通訊中斷的必須機率少於 5%。令(2-6)等式右方的 Marcum Q 函數 (Marcum Q-function) 等於 95%，我們可以得到不同環境下的容忍度(Margin)，計算結果列於表 2-3。由於 IEEE 802.15.4 的通道模型參數只提供 Nakagami 因子 (m-factor) 的平均值與變異數，為計算方便，其平均值代入(2-7)後計算 Rice 因子 (Rice factor)：

$$K_r = A^2 / 2\sigma^2 = \frac{\sqrt{m^2 - m}}{m - \sqrt{m^2 - m}} \quad (2-7)$$

大規模衰落(large-scale fading)是另一個要考慮的因素，公寓環境中其衰減量為 2.22dB，而在辦公室的環境中的大規模衰落為高斯分佈，其衰落平均值 S=0。

最後我們可以開始估計天線增益值，假設接收與發送端的天線完全相同，我們參考圖 2.4 得出式(2-8)，估計欲達到 10 公尺直視(light of sight)傳輸距離所需的天線增益值：

$$Gain_{tx} = Gain_{RX} = \frac{-PG+S+margin-85dB}{2} \quad (2-8)$$

我們可以發現感知系統對天線增益要求不高，這最主要是因為其節點之接收靈敏度只需-85dBm 甚至-95dBm。除了利用上述文獻提供的通道模型，我們也利用了傳統天線遠場衰減公式(Friis transmission formula)計算天線增益值，(2-9)和(2-10)：

$$P_{RX}(d) = P_{TX} G_{TX} G_{RX} \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^n \quad (2-9)$$

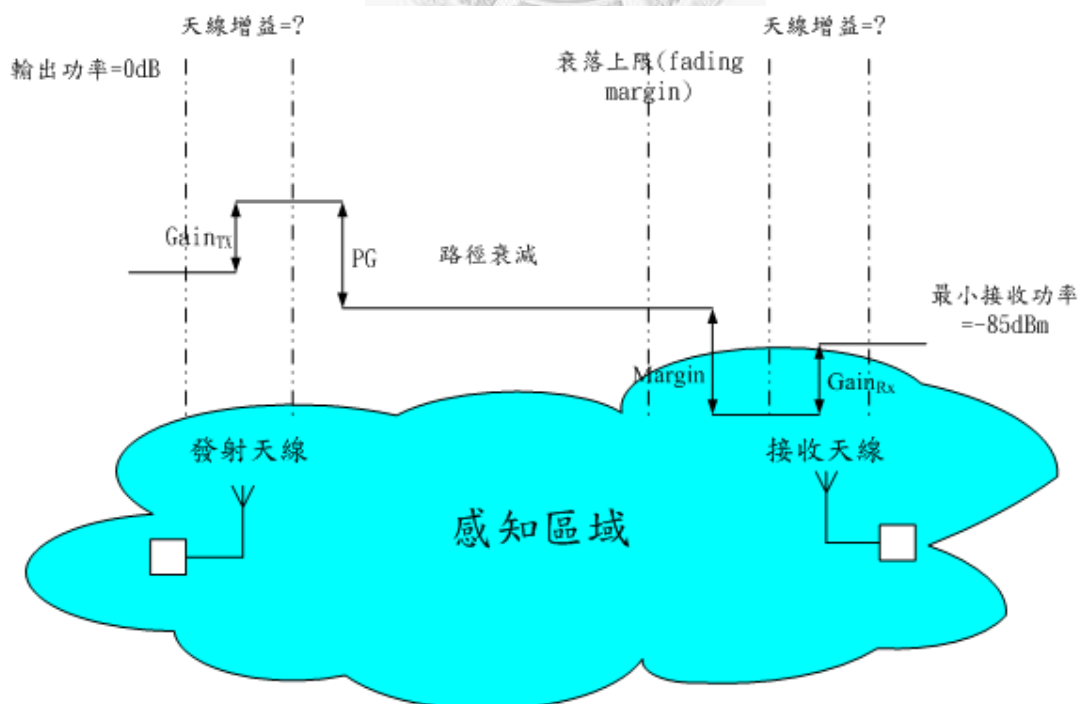
$$PG = \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^n \quad (2-10)$$

由於此計算公式基於自由空間的電磁傳播狀況，因此我們只需考慮路徑的衰減量，我們將所有計算結果列於 表 2-3。

至此我們已決定了天線操作的頻段與天線所需的增益值，接下來即為決定天線的型態，決定要用哪種類型的天線製作，以符合感知節點的需求。為了解決金

屬環境的問題，我們參考過去的文獻，選擇貼片類型的天線設計，利用天線本身完整的接地平面(ground plate)，減少下方金屬的影響。同時參考表 2-1，可發現感知節點體積都不大，因此天線設計不能使用過多的電路板面積。最後我們將天線的規格制定如下：

- ◆ 天線增益至少為-2dB(peak gain)
- ◆ 操作頻段在 2400-2483.5MHz
- ◆ 使用便宜的 PCB 製程製作
- ◆ 天線大小在 40mm×20mm 以內
- ◆ 需要完整接地平面，以隔絕天線下方金屬影響



表格 2-1 市售感知節點比較[10]~[13]

商品名稱	節點大小	收發器	天線型態
BTnode	58.15mm×33mm 下方有 2A 電池盒	Chipcon CC1000(433-915MHz) and Bluetooth(2.4GHz)	LTCC Chip antenna
kmote	40mm×22mm×8mm	250 kbit/s 2.4GHz IEEE 802.15.4 Chipcon Wireless Transceiver	外接 monopole
MICAZ	-	802.15.4/ZigBee compliant RF Transceiver	外接 monopole
T-mote Sky	32.2mm×65.5mm	250kbit/s 2.4GHz IEEE 802.15.4 Chipcon Wireless Transceiver	印刷倒置 F 型天 線
imote	28mm×28mm×9mm	Bluetooth	LTCC Chip antenns
TAROKO	65mm×31mm×6mm	250kbit/s 2.4GHz IEEE 802.15.4 Chipcon Wireless Transceiver	印刷倒置 F 型天 線

表格 2-2 IEEE802.15.4a 通道模型參數[7]

環境	公寓	辦公室	自由空間
n	1.79	1.63	2
m	0.67dB	0.42dB	-
PL ₀	43.9dB	36.6dB	-
S	2.22	0	-
d	10m	10m	10m

表格 2-3 依據 IEEE802.15.4a 通道模型計算後之結果

環境	自由空間	公寓	辦公室
PG	-60.225dB	-66.635dB	-57.673
Kr	-	0.6080	0.436
Margin	-	12.304dB	12.553dB
天線增益	-12.387	-1.951	-7.387



第3章 理論基礎

3.1 貼片天線傳輸線模型和設計公式

我們選擇貼片類型的天線設計，以隔絕天線下方的金屬環境，為提出適用的天線設計，必須先了解基本貼片天線的設計原理。典型的貼片天線(patch antenna)結構包括一個輻射金屬片在介質層上方和一個大型的金屬片位於介質層下方。貼片天線製作簡單，有體積小和價格便宜等優勢。為分析方便起見，通常我們會考慮的貼片多為正方形、矩形、三角形和橢圓形等。以矩形貼片天線來說，如圖 3.1 的矩形貼片天線，W長度一般在 $0.3333\lambda_0$ 到 $0.5\lambda_0$ 之間，其中 λ_0 是自由空間中的波長，貼片金屬厚度T遠小於 λ_0 ，介質層厚度在 $0.003\lambda_0$ 到 $0.05\lambda_0$ 之間，介電常數在2.2到12之間。貼片天線的輻射機制主要來自貼片邊緣與接地層之間的邊際電場(fringing fields)，其輻射效率與介質層的厚度有相當大的關係。不考慮介質造成之損耗，定義輻射效率為式(3-1)[14]：

$$e = \frac{P_{rad}}{P_{rad} + P_{sw}} \quad (3-1)$$

其中 P_{rad} 代表空間波(space wave)造成的輻射，為天線正上方輻射的主要貢獻者， P_{sw} 為表面波(surface wave)形成的輻射，表面波存在於介質和接地平面間，對天線正上方的輻射沒有貢獻，可視為損耗，其截止頻率如(3-2)[15]所示：

$$f_c = \frac{n}{4t\sqrt{\epsilon_d\mu_d - \epsilon_0\mu_0}} \quad (3-2)$$

$n=0,1,2,3,\dots$ 分別對應 $\text{TM}_0, \text{TE}_1, \text{TM}_2, \text{TE}_3,\dots$ 等不同模態，而 TM_0 模態的截止頻率為零，因此 TM_0 模態的表面波存在於任意頻率下而不可避免。令人困擾的是當介質厚度 t 增加時， TM_0 的表面波的成分跟著增加，導致最後天線的輻射效率下降。文獻[14]以介電常數為2.55的貼片天線為例，對輻射效率與 t/λ 作圖，可以發現當 $t/\lambda=0$ 時輻射效率最大，爾後輻射效率隨著介質厚度增加而下降，直到 $t/\lambda=0.1$ 時，由於 P_{rad} 隨著介質厚度增加而增加的情況愈趨明顯，輻射效率也跟著增加，直到 $t/\lambda=0.2$ 時，表面波的第二模態被激發，輻射效率也跟著下降。

前段主要描述選擇介質厚度時須考慮的因素，本段將針對金屬貼片的尺寸進行設計，首先將貼片天線等效為傳輸線，見圖 3.2，在傳輸線內的電磁波為準(quasi)TEM 模態，可將設計分為六個步驟：

第一步： 使用公式(3-3)[16]計算貼片寬度，當貼片寬度小於此設計值時，

輻射效率會變差；貼片寬度大於此設計值時，第二模態會被激發：

$$W = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\frac{(\epsilon_r + 1)}{2}}} \quad (3-3)$$

第二步：由於電磁波並不是完全侷限在貼片下方之介質內，為考慮分佈在空氣中的電場和邊際電場效應，介質常數必須修正。我們可用公式(3-4)[17]計算等效介電係數：


$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{t}{W} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3-4)$$

第三步：計算貼片長度 L_{eff} 。通常我們希望貼片的共振在 TM_0 模態，此時貼片長度略小於 $\lambda/2$ ，其中 λ 是介質中的波長，等於 $\lambda_0/\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}$ ， λ_0 是自由空間(free space)中的波長，因此我們可以利用式(3-5)[18]計算 L_{eff} ：

$$L_{\text{eff}} = \frac{c}{2f_c \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \quad (3-5)$$

貼片內的 TM_0 電場隨 x 方向變化，不隨 y 方向變化，並於貼片的左右邊緣處產生邊際電場(fringing fields)，其電場形成連接貼片邊緣和接地

面的弧形的電力線。我們可以將電力線分為兩個部份，一為平行金屬貼片的平行電場，一為垂直貼片的垂直電場。垂直電場在貼片左右兩處方向相反，因此在遠場處，垂直電場所貢獻的輻射會互相抵銷。而平行電場在貼片左右兩處方向相同，為電磁輻射的主要貢獻者。

第四步: 在步驟三時我們提到，貼片兩邊的電場可以分成兩個部份，而主要輻射貢獻者為平行電場，我們可以將左右兩邊的平行電場當作兩個槽線(slot)，這使得 L_{eff} 會比實際的長度還大，因此我們必須將多餘的長度扣除。多餘的長度 ΔL 可以使用經驗公式(3-6)[19]決定，最後實際貼片長度 L 為(3-7)：

$$\Delta L = 0.412t \frac{\left(\epsilon_{reff} + 0.3\right)\left(\frac{W}{t} + 0.264\right)}{\left(\epsilon_{reff} - 0.258\right)\left(\frac{W}{t} + 0.8\right)} \quad (3-6)$$

$$L = L_{eff} - \Delta L \quad (3-7)$$

第五步: 上述公式為假設接地面無線大時，利用傳輸線模型而得到的結果，但實際接地面面積有限，我們必須知道面積為多少時其計算結果與無限大

的面積相當。根據[18]，接地面的長寬比起貼片長寬大上六倍介質厚度時，可以將有限面積的接地平面視為無限大的接地平面。接地平面 (ground plate) 尺寸可使用(3-8)(3-9)決定：

$$L_g = 6t + L \quad (3-8)$$

$$W_g = 6t + W \quad (3-9)$$

第六步：天線的尺寸決定後，我們開始決定同軸電纜的饋入位置。為了達到天線與同軸電纜的阻抗匹配，在圖 3.2 中我們定義座標原點在天線正中央，饋入點座標為 (X_f, Y_f) ， Y_f 的決定方式可以參考[20]，當 Y_f 沿著 L 上的某處有最小反射係數，因此我們先令 Y_f 等於零。我們接著開始決定 X_f 的位置：首先決定圖 3.2 中傳輸線的各项參數，傳播常數(3-10)、特性阻抗(3-11)、電納(susceptance)(3-12)和電導(3-13)，然後計算輸入導

$$\beta_g = k_0 \sqrt{\epsilon_{reff}} \quad (3-10)$$

$$Z_0 = \frac{1}{Y_0} \approx \frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_{reff}}} \frac{t}{W} \quad (3-11)$$

$$B \approx 0.412 \frac{k_0 \sqrt{\epsilon_{reff}} (\epsilon_{reff} + 0.3) \left(\frac{W}{t} + 0.264 \right)}{Z_0 (\epsilon_{reff} - 0.258) \left(\frac{W}{t} + 0.8 \right)} \quad (3-12)$$

$$G_r \approx \begin{cases} \frac{W^2}{90\lambda_0^2} & W < 0.35\lambda_0 \\ \frac{W}{120\lambda_0} - \frac{1}{60\pi^2}, & 0.35\lambda_0 \leq W \leq 2\lambda_0 \\ \frac{W}{120\lambda_0} & 2\lambda_0 < W \end{cases} \quad (3-13)$$

納(3-14)。依據[21]當共振發生時，可以將公式近似為(3-15)，最後可利

用此式估計 X_f 的位置。

$$Y_{in} = Y_o \frac{(G_r + jB) + jY_0 \tan(\beta_g L_1)}{Y_0 + j(G_r + jB) \tan(\beta_g L_1)} + Y_o \frac{(G_r + jB) + jY_0 \tan(\beta_g L_2)}{Y_0 + j(G_r + jB) \tan(\beta_g L_2)} \quad (3-14)$$

$$Y_{in} \approx \frac{2G_r}{\cos^2(\beta_g L_1)} \quad (3-15)$$

依照上述六個步驟，我們大致可以估計贴片天線的尺寸與饋入位置。知道天線大

略設計規則與其相對物理機制後，就可方便地使用商用軟體做後續的微調。

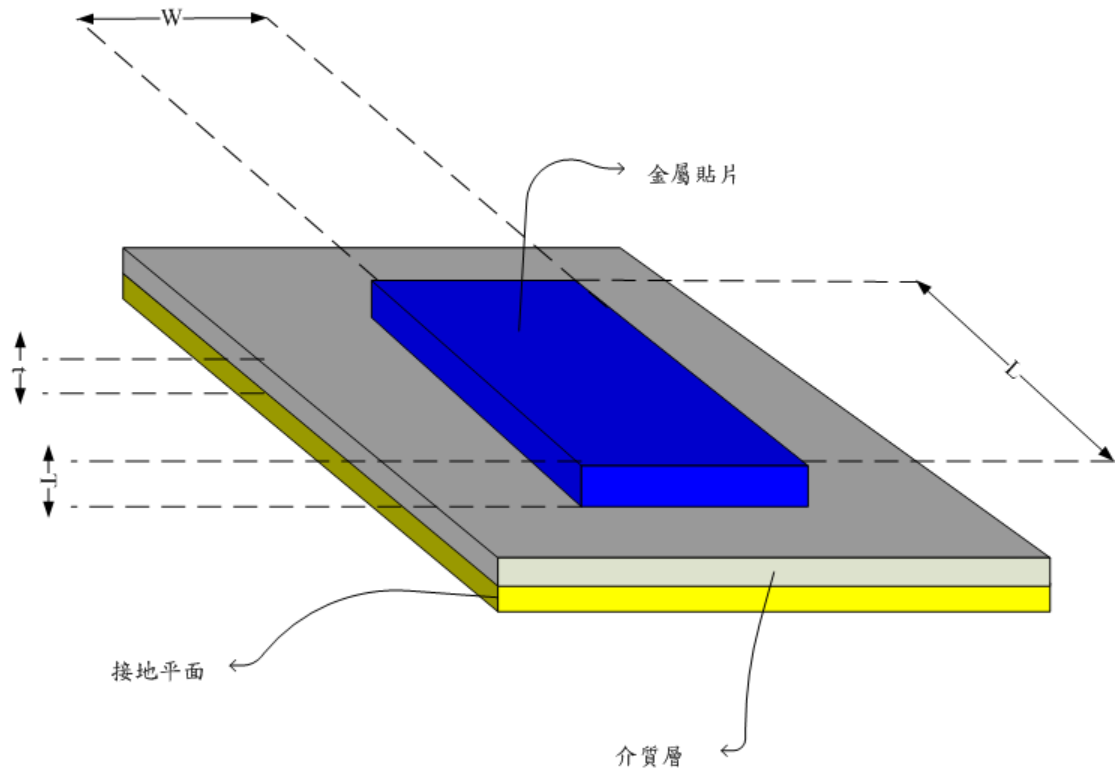


圖 3.1 矩形貼片天線

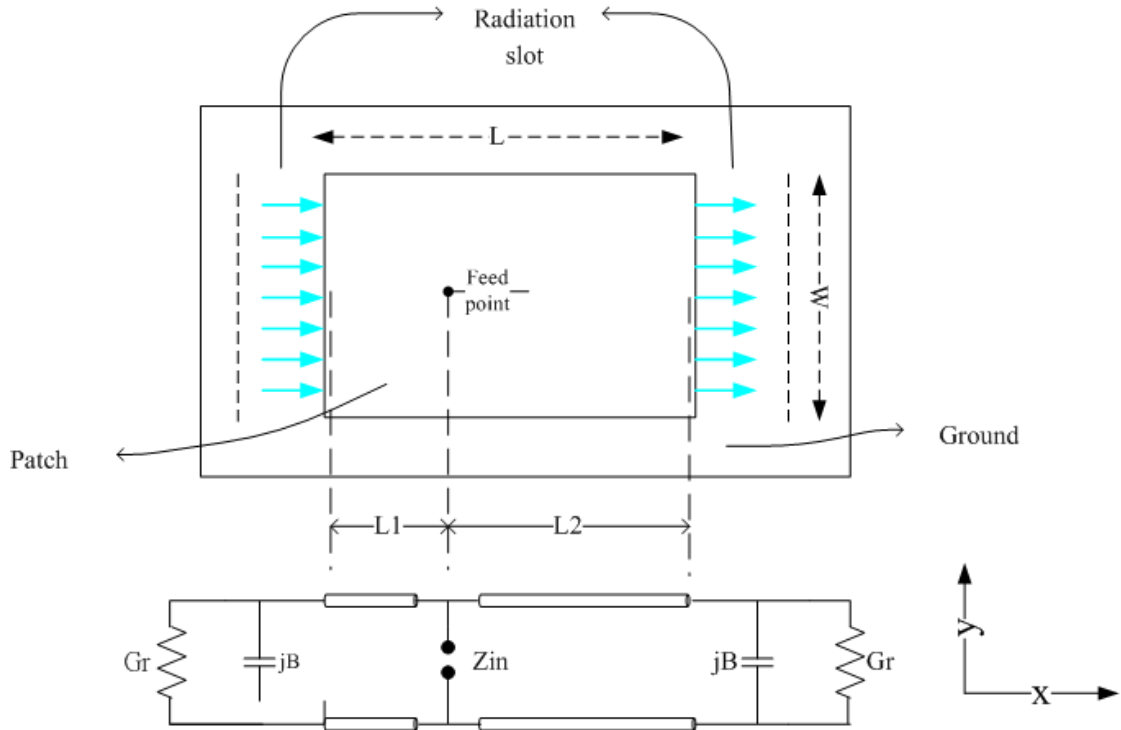


圖 3.2 貼片天線與其傳輸線模型[20]

3.2 貼片天線的空腔模型

除了傳輸線模型以外，空腔模型(cavity model)也可以用來估計貼片天線尺寸與饋入位置，其模型較傳輸線模型精確，但本論文只探討其模型的物理機制。見圖 3.3，當能量饋入貼片天線後，正負電荷在空腔的上下層金屬表面形成，其電荷受到相吸與相斥的作用力影響，相吸的作用力來自於上下層金屬的正負電荷，作用力使貼片上的電荷大多聚集在金屬片與介質的交接處；相斥的作用力則使分佈在介質與貼片間的電荷往貼片上方移動。電荷移動在貼片的上方和下方形成電流，其電流分佈與介質厚度和貼片寬度的比例有關。當介質層越薄，貼片越寬，正負電荷相吸的作用力也就越明顯，因此電流多聚集在貼片金屬與介質之間，流往貼片上方電流則可被忽略，使得貼片邊緣的平行磁場可視為零，如此我們可以將貼片四周模擬為完美磁導(PMC)，而貼片下方的電磁場不會受到干擾，雖然在實際應用時介質厚度與貼片寬度比例有限，但平行貼片邊緣電場成分仍然十分接近於零，可以使用完美磁導(PMC)模擬貼片四周。

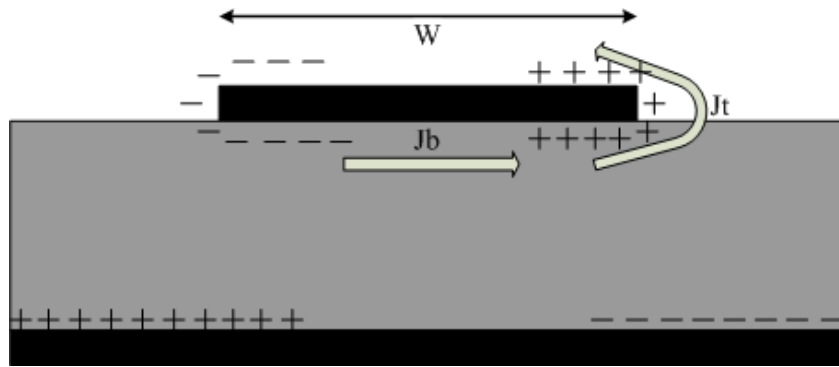


圖 3.3 貼片天線的電荷分佈圖

3.3 減少貼片天線之面積

典型的貼片天線尺寸約為二分之一個導波波長，其接地面若需近似為無窮大平面，則天線體積將會超出感知節點所能容忍的範圍，所以我們必須想辦法將天線體積縮小。縮小體積的方式整理如下：

- ◆ 利用短路牆(shorting wall)使天線共振在四分之一波長，如圖 3.4：電場分佈在加入短路牆後依然不變。天線體積大約縮小 50%左右，因此 Q 值變小，頻寬較寬。由於輻射只來自於一個貼片邊緣，其輻射趨向於全向性，天線正上方增益會變小[22]。
- ◆ 利用短路連通柱(shorting via)使天線共振在四分之一波長，如圖 3.5：當短

路連通柱出現在貼片天線時，其電場分佈會變得複雜而難以描述，但一般來說，在饋入端可視連通柱為並聯電感，適當選擇短路位置可以縮小天線體積達 80%，但會減少原天線的 10dB 頻寬[23]。

- ◆ 使用高介電常數的介質層縮減天線體積：高介電常數使得導波波長變得較短，因此天線體積能所小許多，但此種方式會帶來頻寬不足的缺點。
- ◆ 利用折疊貼片天線的方式縮減體積：除了利用上述方法外，我們還可以進一步將天線折疊縮小體積。[24]成功將四分之一波長共振長度小縮減至八分之一波長共振長度，天線結構由匚字型折疊成 S 型，若我們想要利用增加共振天線的方式增加天線頻寬，設計將會變得相當複雜難以實現。

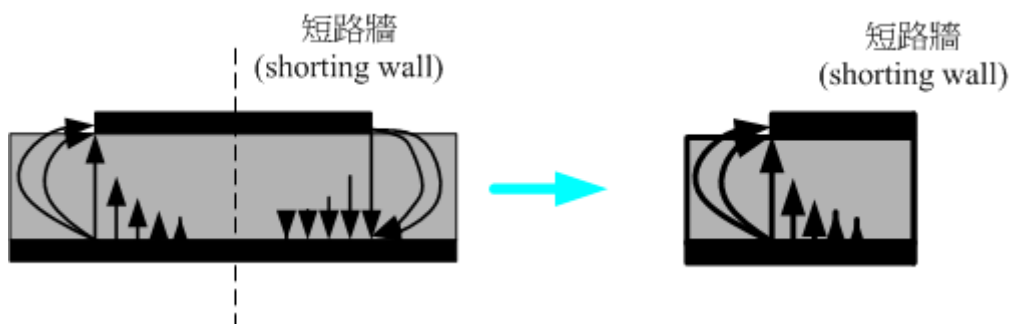


圖 3.4 利用短路牆縮減貼片天線體積

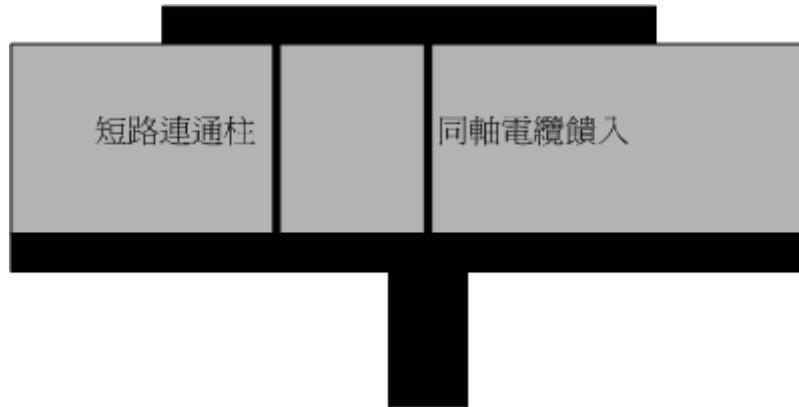


圖 3.5 利用短路連通柱縮減貼片天線體積

3.4 增加貼片天線頻寬

貼片天線一直有頻寬過窄的缺點，近二十年來不斷有人嘗試各種方法，增加貼片天線的頻寬，我們將這些方法整理如下：

- ◆ 改變饋入方式，增加頻寬：貼片天線饋入方式整理於表 3-1[25]，饋入結構見圖 3.6，其中孔徑耦合的方式須使用三層金屬結構，電磁波經由最下層的微帶線將能量帶至槽孔處，在槽孔處的能量藉由耦合的方式激發最上層的金屬。我們發現隨著饋入方式的不同，頻寬也有所不同。表 3-1 中的鄰近耦合 (proximity coupled feed) 饋入方式有最大的頻寬比，其結構能再做變化而達到最佳的頻寬比。L 型饋入法為鄰近耦合饋入法的變形[26]，頻寬可達 36%，除了良好的頻寬特性外，結構與圖 3.6 類似，只是金屬微帶線末端以一個垂

直的同軸電纜饋入，只要改變微帶線的長度，就能調整天線的輸入阻抗達到 50 歐姆的匹配條件，雖然 L 型饋入法有上述種種好處，但卻難以使用一般 PCB 製程實現。

- ◆ 增加共振結構，見圖 3.7：此一方法主要是利用兩個或多個共振結構增加頻寬，除了主要貼片是由饋入端直接激發，其他的共振結構由耦合方式獲得能量，見圖 3.7(a)(b)。我們可以堆疊或平行擺放寄生天線達到增加頻寬的效果，但很明顯的，平行擺放寄生天線佔去較大的面積，堆疊的方式將較為適合於本研究的設計。另外一種增加共振結構的方式，在貼片上直接挖槽，並同時激發貼片與槽線[27][28]，但在實際設計 2.4GHz 天線時，我們發現，以 PCB 製作四分之一波長的天線其尺寸約為 15 毫米，若要在貼片上挖槽線，很容易破壞原本的貼片共振，設計上會相當困難，因此我們將使用圖 3.7(a) 的結構增加頻寬。

表格 3-1 不同饋入方式比較[25]

饋入方式	傳輸線	同軸電纜	孔徑耦合 (aperture coupled feed)	鄰近耦合 (proximity coupled feed)
饋入網路的寄生輻射	多	多	少	極少
製作容易度	簡單	需要焊接	不同結構層間需要對準	不同結構層間需要對準
阻抗匹配	容易	容易	容易	容易
頻寬比	2-5%	2-5%	2-5%	13%

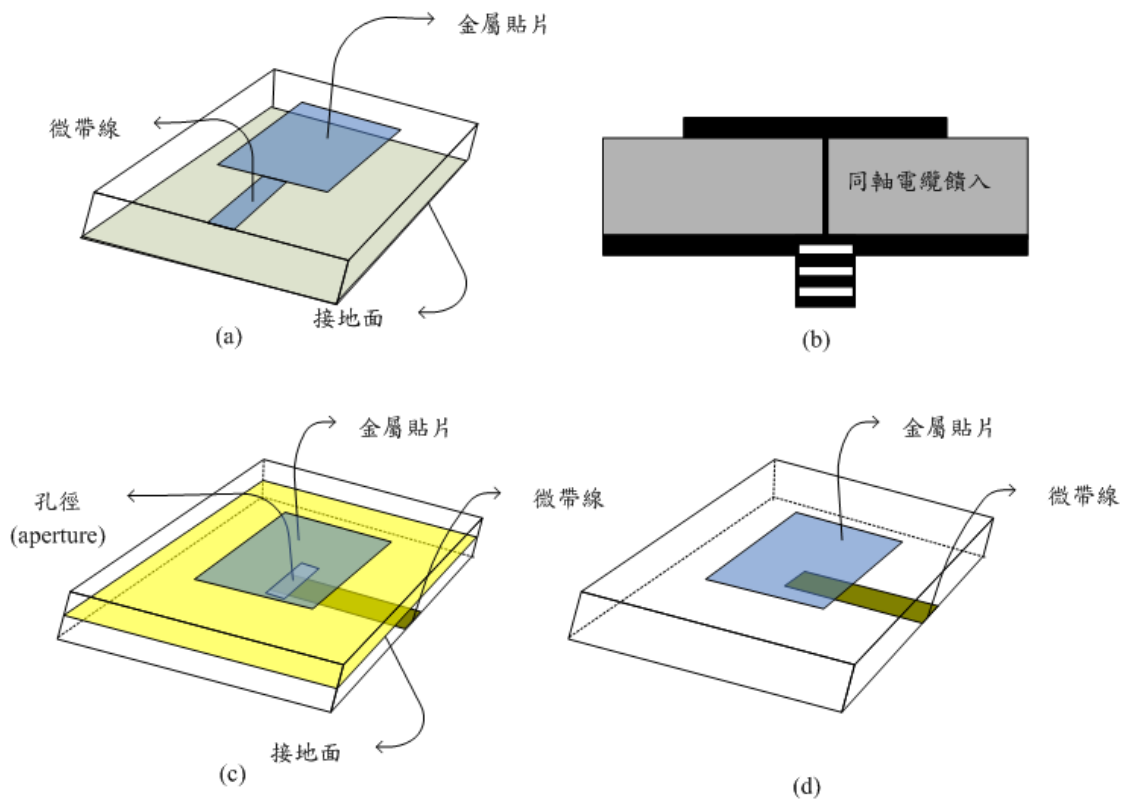


圖 3.6 不同的饋入方式(a)微帶線(b)同軸電纜(c)孔徑耦合(d)鄰近耦合

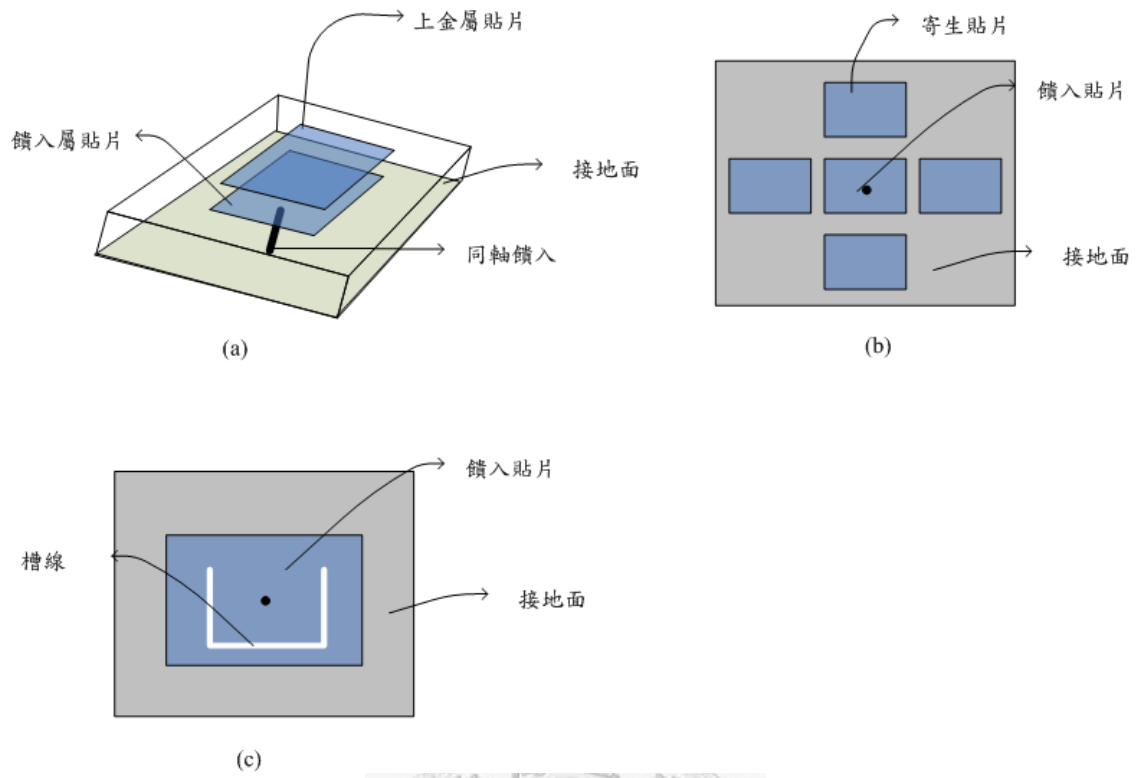


圖 3.7 多共振結構(a)疊加金屬片(b)平行擺放金屬片(c)於貼片上挖槽線



第4章 無線感知系統天線設計

4.1 印刷倒 F 天線實做與量測

印刷倒 F 天線(printed inverted F antenna)以其結構與倒反的英文字母 F 外觀雷同而得名，見圖 4.1。天線操作長度約為四分之一波長，基本結構如同將單極天線(monopole antenna) 摺疊成為倒 L 形金屬線後，印刷在雙層電路板上方，且於 L 的短臂短路至接地平面(ground)，並利用微帶線饋入 L 長臂上適合的位置，而 L 型金屬線下方的地層金屬必須挖去，與之相關的資料可參考[29][30][31]。文獻中特別將這類型的天線命名為印刷倒 F 天線，而非傳統的平面倒 F 天線(planar inverted F antenna)，以強調其可利用印刷電路板製程製作的特色。由於結構簡單，可以直接與電路整合製作在電路板上，而且製作價格便宜，所以感知節點的天線大多也屬於印刷倒 F 天線的設計。為了探討金屬環境對不同天線設計的影響，本研究直接使用市面上能購得之感知節點[13]，參考其天線設計後，仿製如圖 4.2，圖示內包含了天線結構和感知節點裝置，天線使用雙金屬面 FR4 板材，總厚度為 0.8mm，總面積與[13]所提供之節點相同為 65mm×31mm，上層金屬片經由兩個導通柱連接至地層，並使用同軸電纜饋入微帶線後，再經由其共振電流路

徑由 L1 至 L3 再到接地端總長 31.4mm，約等同於 2.4GHz 電磁波在自由空間中的四分之一波長，所有設計參數列於 表 4-1。感知節點照片採自[13]。

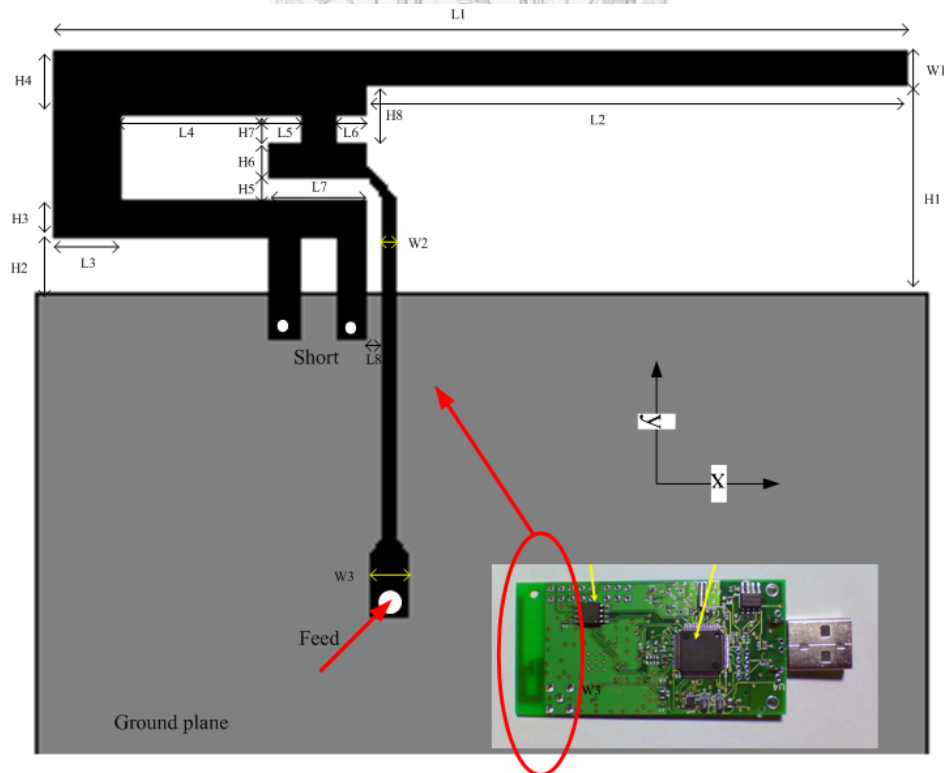
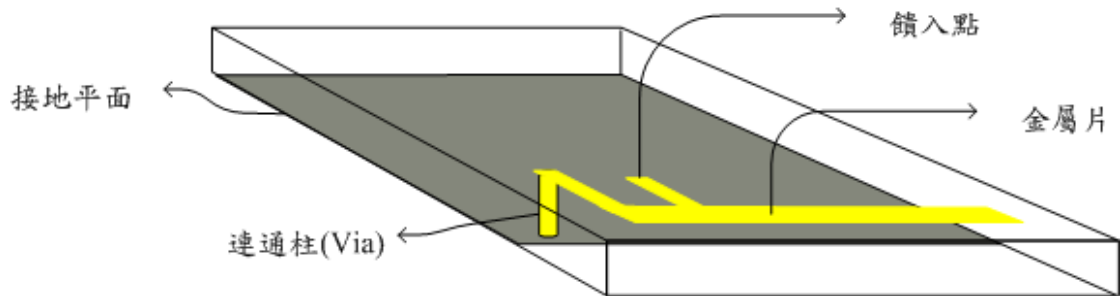


圖 4.2 印刷倒 F 型天線結構圖[13]

表格 4-1 印刷倒 F 型天線設計參數

H1	5.7mm	H7	0.80mm	L1	23.93mm	L7	3.20mm
H2	0.74mm	H8	1.80mm	L2	16.40mm	L8	0.45mm
H3	1.29mm	H9	0.61mm	L3	2.18mm	Lg	65mm
H4	2.21mm	W1	1.21mm	L4	4.80mm	Wg	31mm
H5	0.66mm	W2	0.46mm	L5	1mm		
H6	1.21mm	W3	1.50mm	L6	1mm		

實際製作後，我們對天線特性進行量測，圖 4.3 為天線 S 參數的量測結果，頻寬比為 11%，10dB 頻寬涵蓋 IEEE 802.15.4 所要求的範圍，但在量測的同時我們發現當有導體從任意方向靠近天線，其反射係數變動劇烈。印刷倒 F 天線對導體環境似乎相當敏感。圖 4.4、圖 4.5 和圖 4.6 分別為天線在 2.45GHz 的 XY 平面、XZ 平面和 YZ 平面的場型，其中 E_{ϕ} 和 E_{θ} 在各切面接近於全向性輻射，最大天線增益為 3.7dBi。

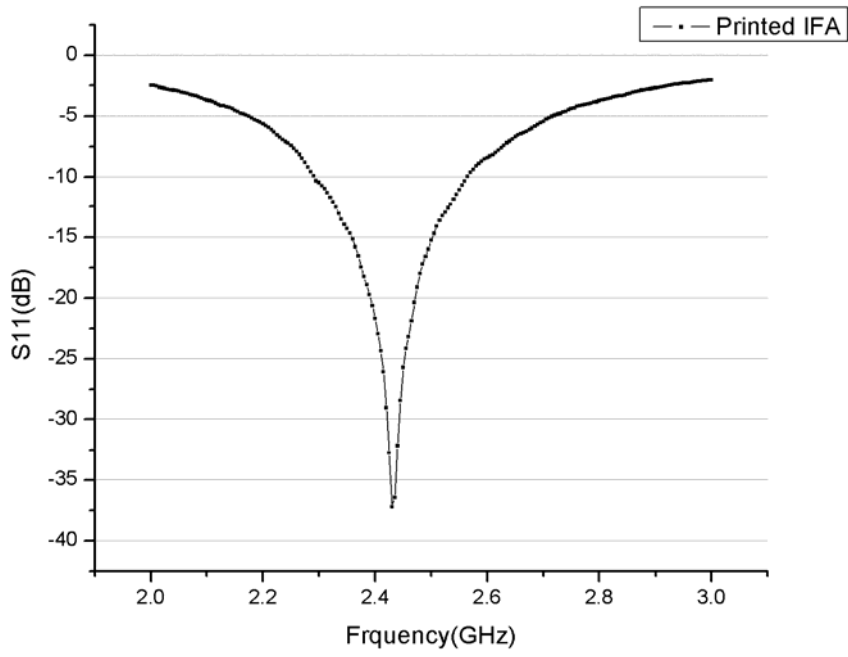


圖 4.3 印刷倒 F 天線反射係數

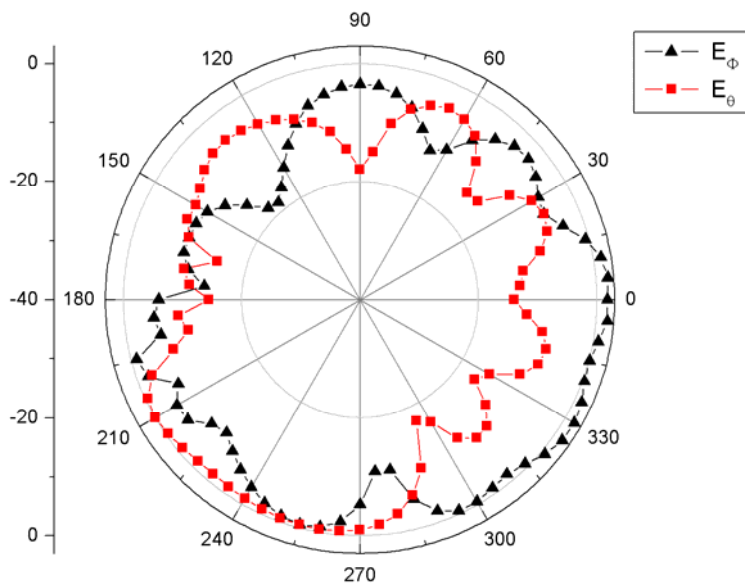


圖 4.4 印刷倒 F 天線 XY 平面場型

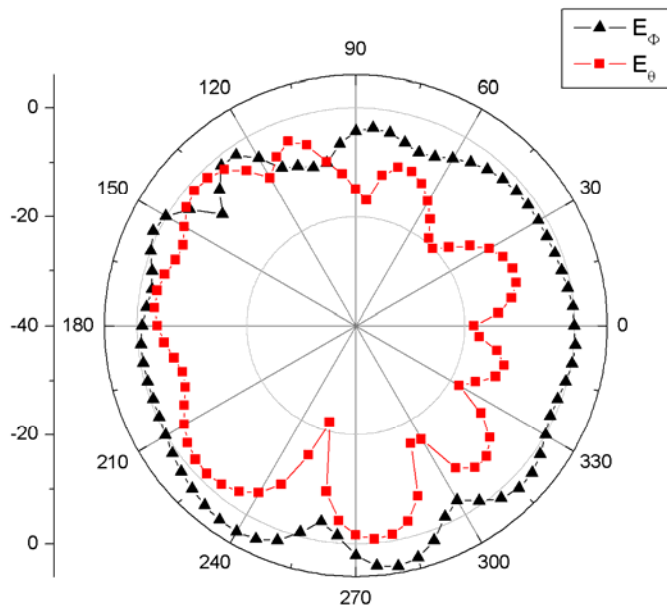


圖 4.5 印刷倒 F 天線 XZ 平面場型

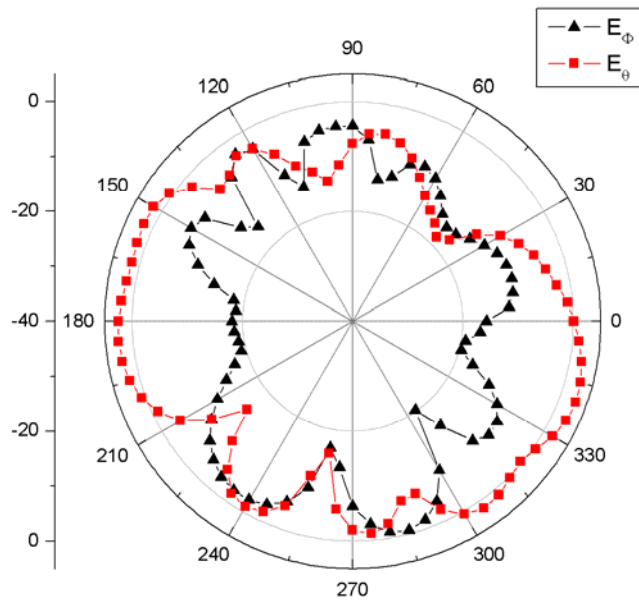


圖 4.6 印刷倒 F 天線 YZ 平面場型

4.2 適用於感知節點之天線設計

在前面的章節中提到了許多天線設計要素，天線設計必須要便宜、體積小和能夠對抗金屬環境。為達到對抗金屬環境和製作便宜的目的，本文選擇貼片天線做為設計原型，並且利用第三節所描述的技巧縮小天線體積與增加頻寬。同時我們希望天線最終能夠被大量且便宜的製作出來，因此設計必須能夠符合 PCB 的標準製程，以利天線與电路板的整合降低生產成本。本研究使用提出一項四層結構 PCB 的新設計，模擬時設定 PCB 材料為 FR4 材質，介電常數與損失正切預設為 4.4 和 0.02。第一層與第二層間距和第三層與第四層間距皆為 0.2mm，總厚度為 1.6mm，利用四根水平排列的連通柱形成金屬牆，連通柱直徑 R_s 為 0.8mm。同軸電纜內導體只與第一和第二層金屬連接，第三和第四層在饋入位置須挖空防止金屬層與同軸電纜連接，內導體直徑 R_f 為 1.27mm，第三和第四層挖去直徑 R_a 為 2.4mm 的淨空區。貼片天線側視圖如圖 4.7 所示。

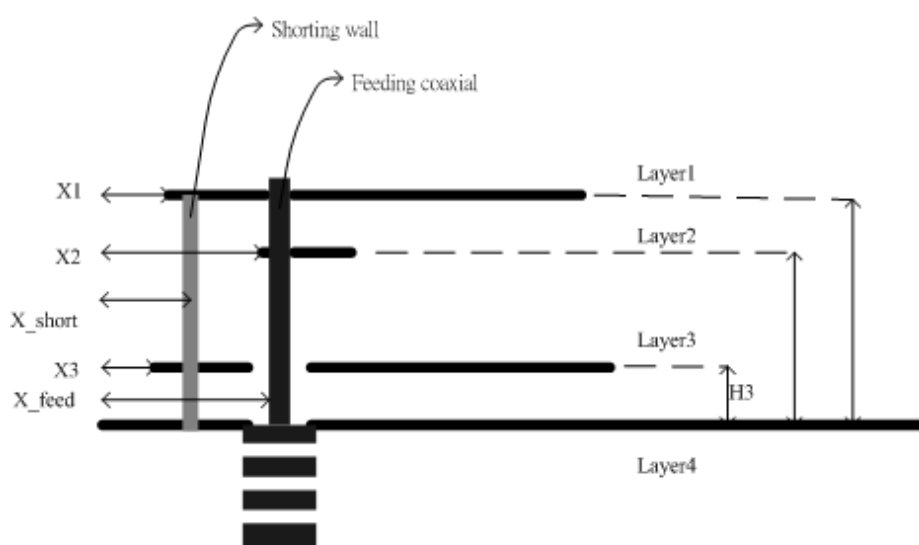


圖 4.7 貼片天線側視圖

圖 4.8 為本研究所提出的天線俯視圖，自左上方圖示順時鐘依序為第一層到第四層的天線結構，灰色小圓圈代表短路連通柱，黑色中圓代表饋入處的圓型內導體，大圓代表防止內導體與金屬片連接的淨空區。天線有兩個共振頻率設計在 2.45GHz 附近，以增加 10dB 頻寬，兩個共振頻率分別由第一和第三層金屬負責，其金屬片長度 L_1 和 L_3 分別為 15.2mm 和 16.1mm。第一層金屬片由同軸電纜直接激發，貼片長度與其共振頻率有關，長度越短共振頻率越高。第三層屬於寄生天線，負責另一個共振點，但是 16.1mm 的貼片長度共振頻率過低，因此我們在貼片末端剪去一小塊金屬片以提高共振頻率。同軸電纜不與第三層金屬連接，其能量主經由連通柱將第一層金屬的電流引導至此層而產生共振。第二層的金屬提供與[26]類似的效果，適當調整金屬片大小可以改變輸入阻抗特性，以達到 50 歐姆的阻抗匹配。第四層金屬平面大小與天線總面積相同為 20mm×40mm，為天線的接地平面，用來隔絕下方的金屬環境。金屬環境對本文所提出的天線和印刷倒 F 天線的影響於 4.4 節再做探討。

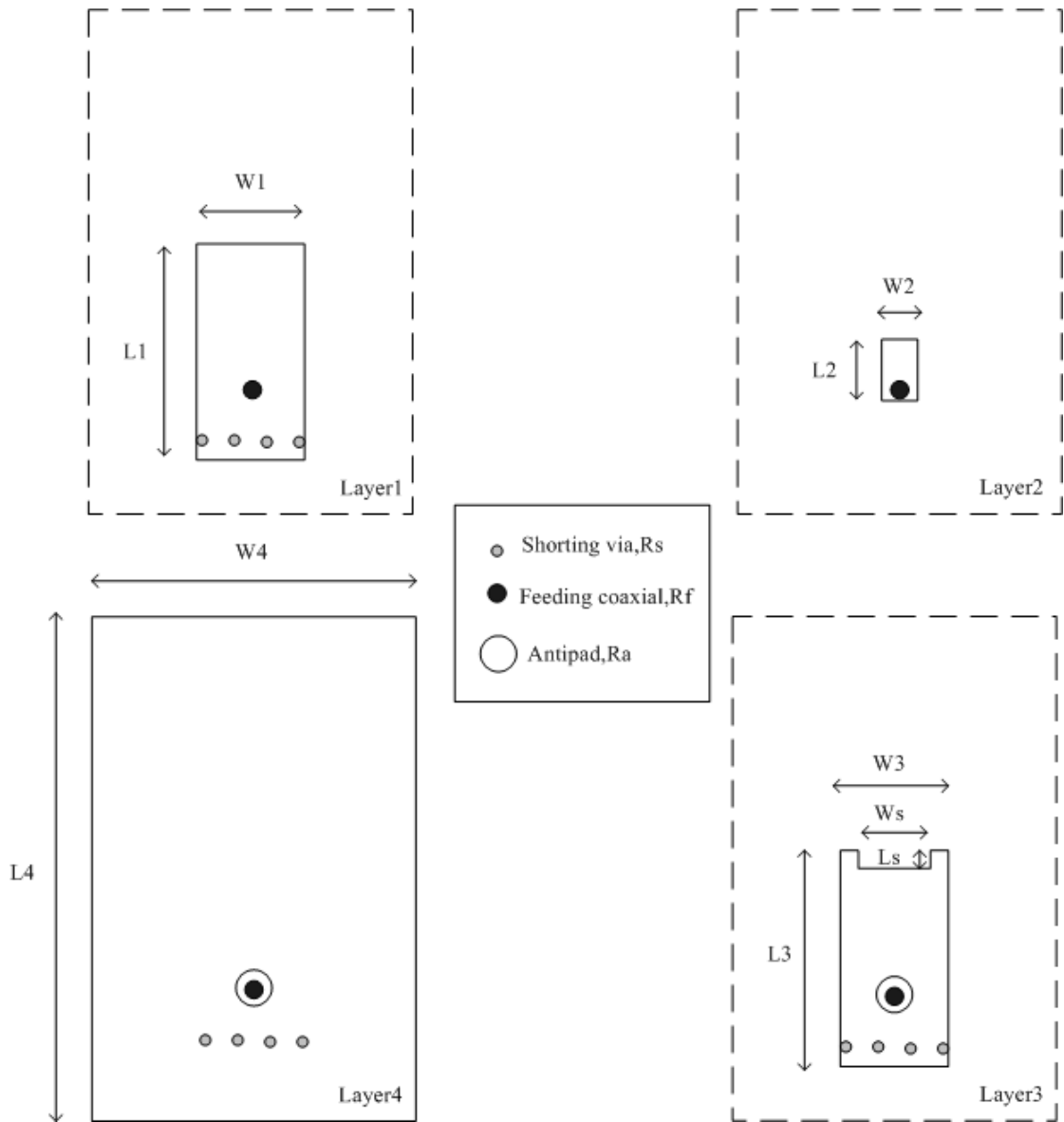


圖 4.8 贴片天线各层俯视图

調整各項結構參數，會使天線的幾何形狀產生不同變化，金屬表面的電流分佈隨之改變。由電磁理論可知，天線金屬表面的電流分佈變化，會導致電場分佈改變，再經由數值計算可以推出天線的輸入阻抗亦會有所變動。第三章的理論可以大致解釋天線的物理機制，但實際的天線設計比起典型的贴片要複雜許多，電磁波的特性也變得難以預測，我們只能利用第三章的設計公式做出粗略的估計，

然後再利用商用軟體微調(tuning)。我們使用 HFSS™ 做為設計軟體，HFSS™ 為一套基於有限元素法寫成的三維電磁模擬軟體。模擬時利用軟體內建的繪圖工具繪製天線模型，模擬的頻段為 1GHz 到 3GHz，最高頻率波長為 10 公分，遠比 PCB 中金屬層的厚度大上許多，因此我們合理的忽略金屬層的損耗並且以完美導體平面替代原本的銅金屬層，連通柱設為完美導體，介質層使用內建 FR4 材料(介電常數為 4.4，損失正為 0.02)。將最後的設計參數列於 表 4-2。

表格 4-2 貼片天線設計參數

H1	1.6mm	X3	2mm	L1	15.2mm	Rs	0.8mm
H2	1.4mm	X_feed	5.7mm	L2	2mm	Rf	1.27mm
H3	0.2mm	W1	8mm	L3	16.1mm	Ra	2.4mm
X1	2mm	W2	2.5mm	L4	40mm		
X2	5.2mm	W3	10mm	Ws	9mm		
X_short	2.5mm	W4	20mm	Ls	2.1mm		

圖 4.9 為貼片天線 S 參數模擬與量測的結果，模擬的 10dB 頻寬分佈在 2.385GHz 到 2.505GHz 之間，除以中心頻率後的頻寬比為 4.9%。量測的 10dB 頻寬分佈在 2.46GHz 到 2.575GHz 之間，除以中心頻率後的頻寬比為 4.5%。中心頻率的偏差量為 2.9%，介電常數可能是造成偏差量的主因。FR4 的製作過程須先

將玻璃纖維布侵入環氧樹脂中，經由烤箱烘乾後剪裁成適當大小，然後壓製成我們想要的介質層，環氧樹脂的相對介電係數為 3.5，玻璃纖維的相對介電係數為 5.04，FR4 因加熱、剪裁和壓製等等製程中可能的不確定因素，使相對介電係數也隨之改變在 4.1 到 4.6 之間。試著將模擬的介電係數更改為 4.1，我們發現圖 4.10 模擬與量測的結果十分接近，其原因為當介電係數變小，波導波長隨之增加，天線的相對尺寸變小，共振頻率也因此上升。另外圖 4.9 中兩個模擬的共正頻率分別為 2.415GHz 和 2.47GHz。使用模擬軟體觀察這兩個共振點的電流分佈情形，可以發現第一層貼片在高頻共振有較大的電流流經貼片表面，而第三層金屬在低頻共振時有較大的電流分佈，適當調整第一和第三層貼片長度可以得到我們想要的共振點。



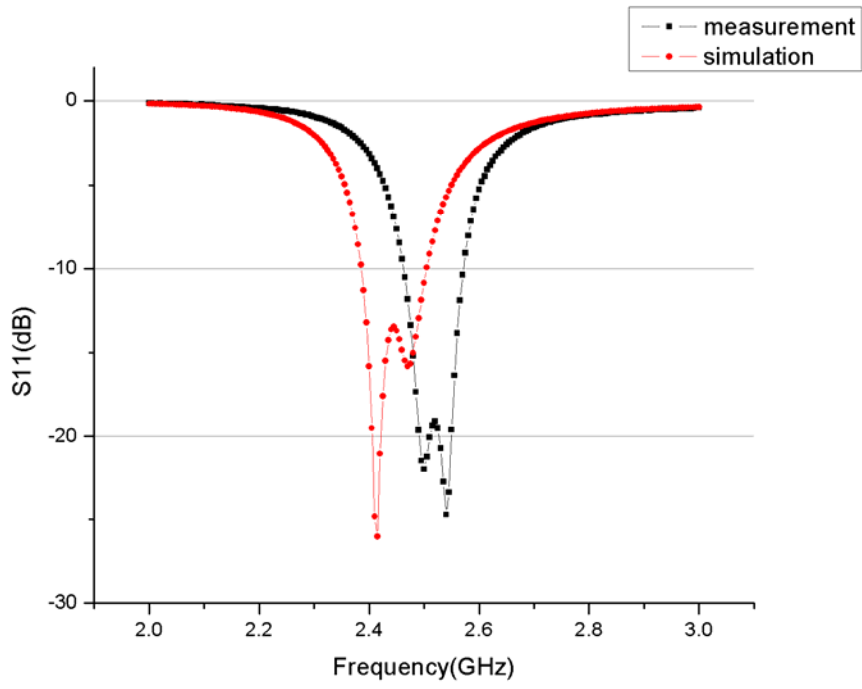


圖 4.9 贴片天线反射系数

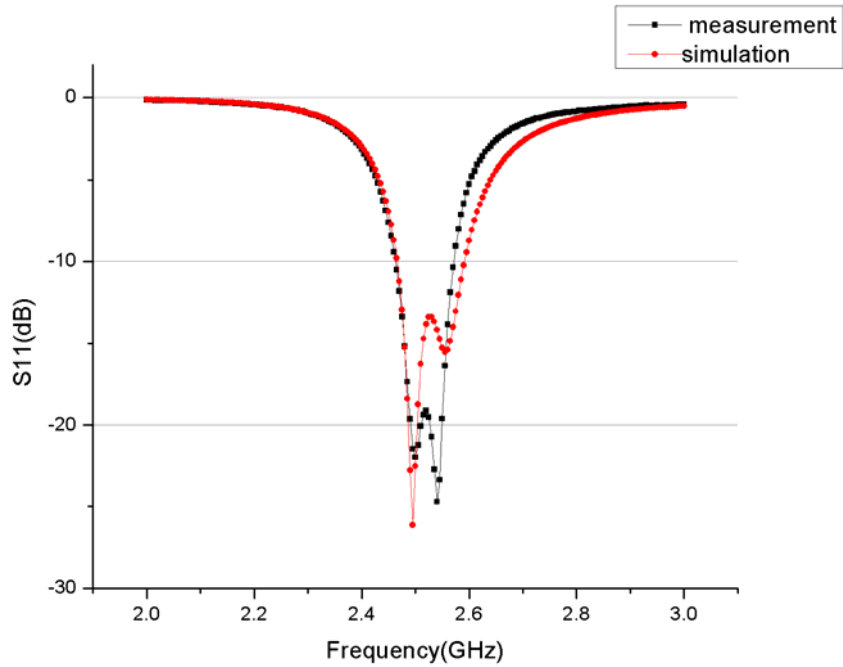


圖 4.10 模擬介電係數為 4.1

圖 4.11、圖 4.12 和圖 4.13 為本文所提出天線的場型，圖示下方為天線於空間中擺放的位置，模擬與量測的頻率皆為 2.45GHz，量測的峰值增益為-0.9dBi。

在分析輻射場型前，讓我們先了解電流在天線上分佈的狀況：我們提出之設計使用同軸電纜饋入第一層貼片，貼片表面電流流向相當一致的於 X 方向流入四根 Y 方向上的金屬柱，並流向第三和第四金屬層，因此天線上電流成分以 X 方向為主，以 Z 方向為輔，與小部分金屬片轉角處的 Y 方向電流。由於金屬表面電流大多在 X 方向上，本研究所提出之設計應為線性極化天線。XY 平面 E_{ϕ} 場型的零點出現在 $\Phi=0^{\circ}$ 和 $\Phi=180^{\circ}$ 處， E_{ϕ} 極化方向在這個角度看到的電流完全垂直 Φ 方向。XY 平面 E_{θ} 場型的輻射來源來自於天線 Z 方向上的金屬結構，例如短路連通柱和同軸電纜接頭。使用無反射室量測時，我們需要在天線輸入端接上金屬製的衰減器和連接測量儀器的電纜線，衰減器的金屬結構和電纜線損耗在模擬時皆未被考慮，這些未被考慮的因素為模擬與量測結果不吻合的主要原因。XZ 平面 E_{θ} 場型的輻射貢獻來自於金屬片 X 方向和連通柱 Z 方向上的電流，最大值增益於天線正上方 $\theta=0^{\circ}$ 處，背向輻射在 $\theta=180^{\circ}$ 有較小增益值。XZ 平面 E_{ϕ} 電場垂直於金屬片表面電流和金屬連通柱的方向，理論上輻射增益值會非常小，但量測結果不然，經不斷重複量測和探討，理論與實驗的差別仍然存在。圖 4.13 為 YZ 平面 E_{θ} 和 E_{ϕ} 的場型，在 $\theta=0^{\circ}$ 和 $\theta=180^{\circ}$ 處 E_{θ} 垂直於貼片上的電流和金屬連通柱會有零點產生，我們發現，量測結果比模擬結果大上許多，但經不斷重複量測和探討，實驗數據仍與模擬結果有所不同，而 E_{ϕ} 處處平行於貼片的表面電流場型

接近全向性。圖 4.14 為天線在 2.4GHz 的模擬 3D 場型，我們可以發現本設計在

正 X 和負 X 方向上有相當狹窄的零點存在。

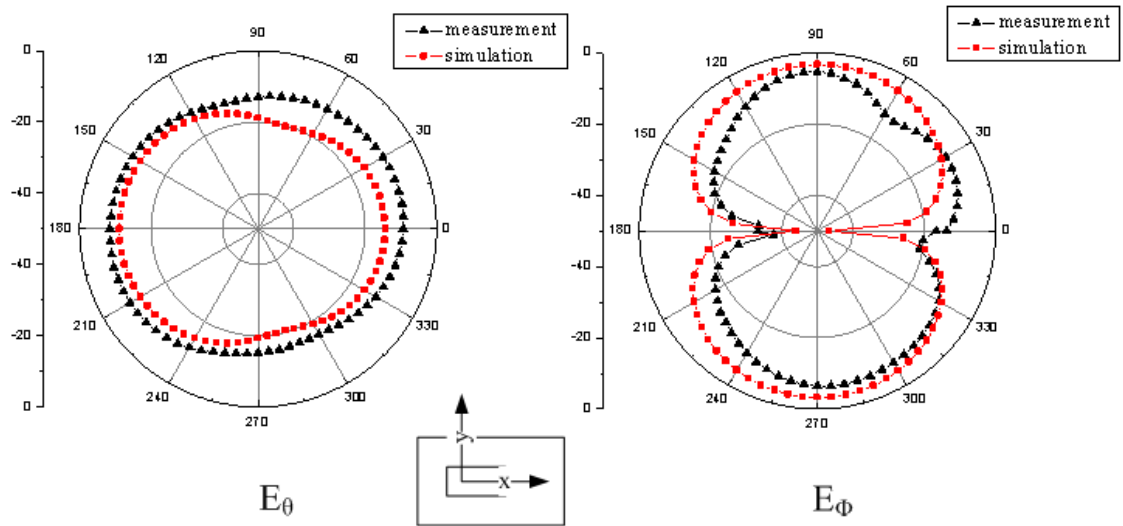


圖 4.11 貼片天線 XY 平面場型

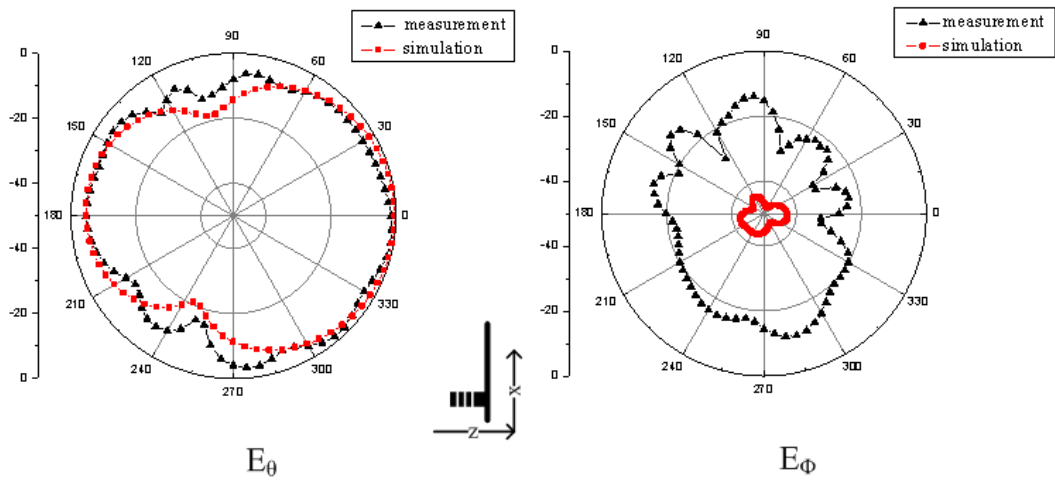


圖 4.12 貼片天線 XZ 平面場型

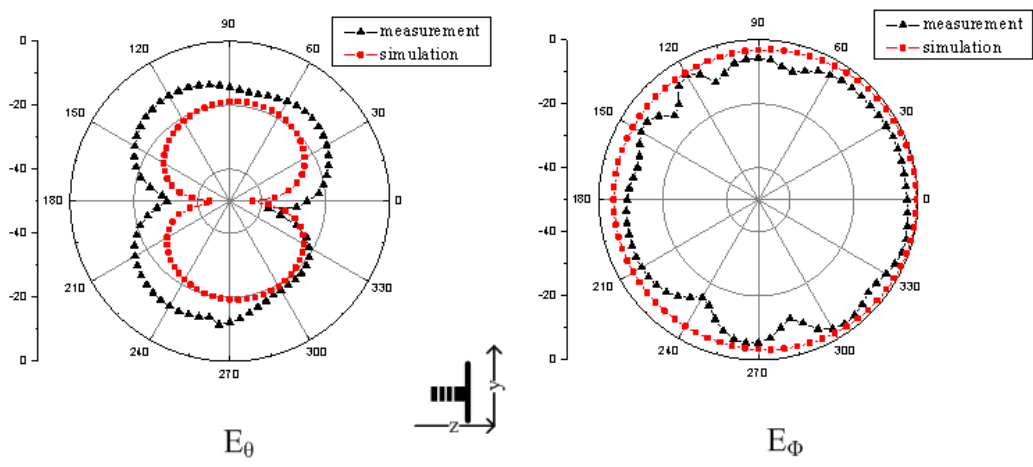


圖 4.13 貼片天線 YZ 平面場型

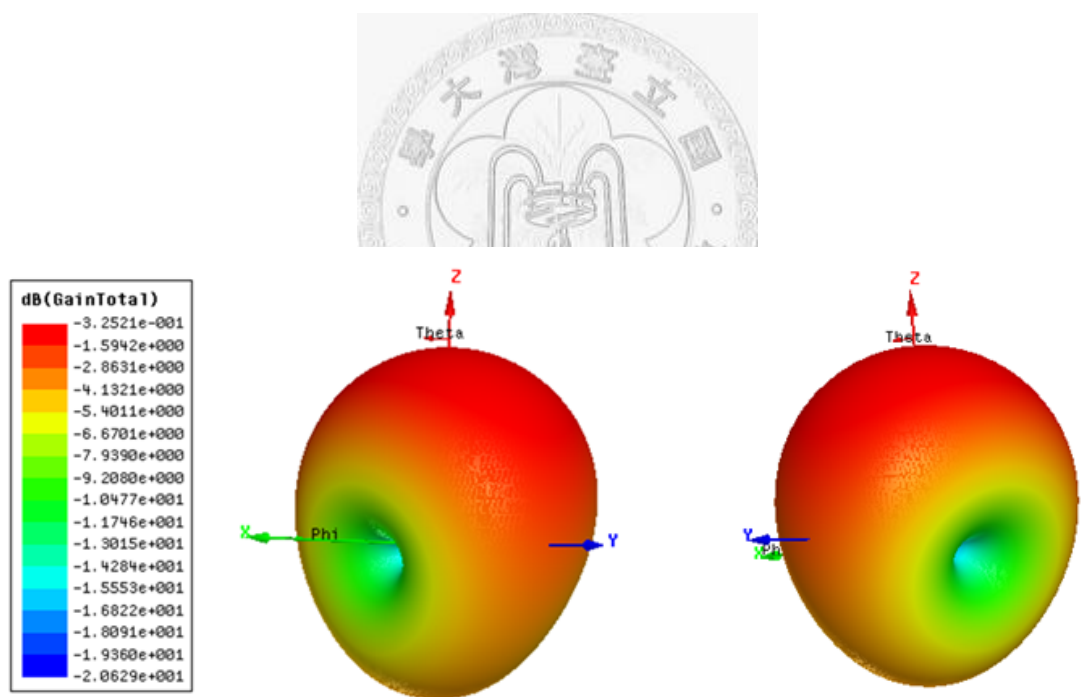


圖 4.14 貼片天線 3D 場型

4.3 接地層對輻射增益的影響

對於感知節點天線設計而言，天線占用電路板的面積越小越好，若能將長度為40mm的接地層適度縮減，無線感知節點的生產成本也會跟著減少。但接地面不完整可能導致輻射能量無法集中在天線正上方，使得增益值下降。為模擬接地層對天線增益的影響，我們只改變參數 L_g 和 W_g ，保持其他設計參數不變。

圖 4.15 為接地層長度對天線增益的影響，我們發現接地面越長，天線增益越高，長度小於30mm時增益值皆小於-2，不符合我們所訂的標準。在35mm時增益隨長度的增加量趨於飽和，當長度為45mm時有最大增益值。然而，取決於天線占用PCB面積的因素，我們選擇 $L_g=40\text{mm}$ 為最後設計參數。圖 4.16 為接地層寬度對天線增益的影響，我們發現與長度相比，寬度大小對天線增益值的影響較為緩和，雖然在寬度為15mm時有最大增益值，我們依然選擇20mm做為最後的設計參數，以保持地層完整性避免天線下方金屬的影響。另外如第三章所述，貼片本身的寬度也會影響輻射效率，在微調的過程中，我們發現較寬的貼片的確有較高的增益，但變化不如調整地層長度來的大，同時由於改變貼片寬度需要同時改變第一和第三層的結構，並且增加連通柱，其模擬結果將不具有太大的代表性，因此我們僅對貼片寬度對於增益值的影響作經驗上的描述。

除了接地平面大小的影響，天線介質層的厚度與材質都會影響輻射效率。輻射效率越低，天線的增益也會越低。在第三章我們提及必須適當選擇介質層厚度與材質以達到最大的輻射效率，但為了感知節點生產最重要的成本因素，我們只能使用標準的材質，因此對於介質材料本研究將不探討。

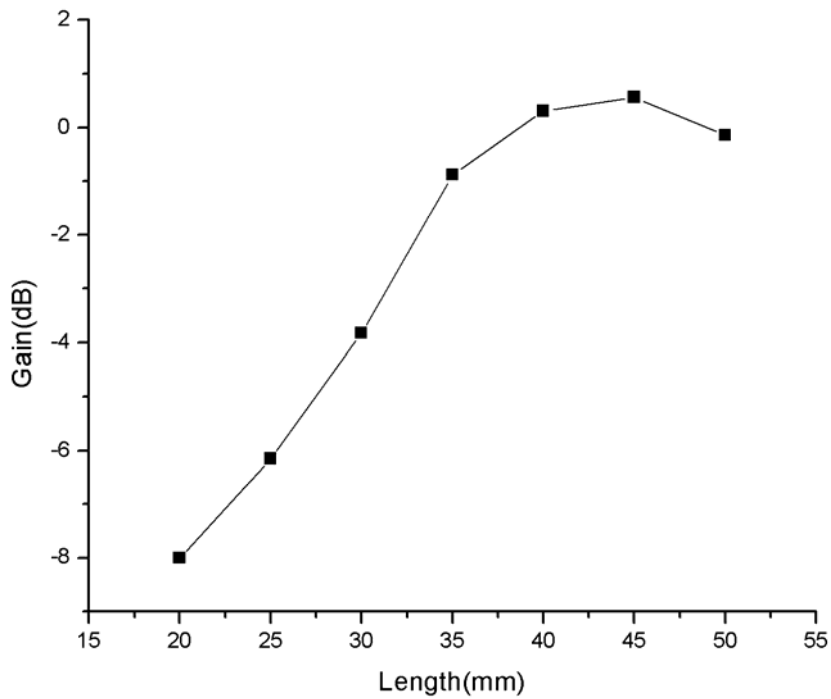


圖 4.15 接地層長度對天線增益的影響

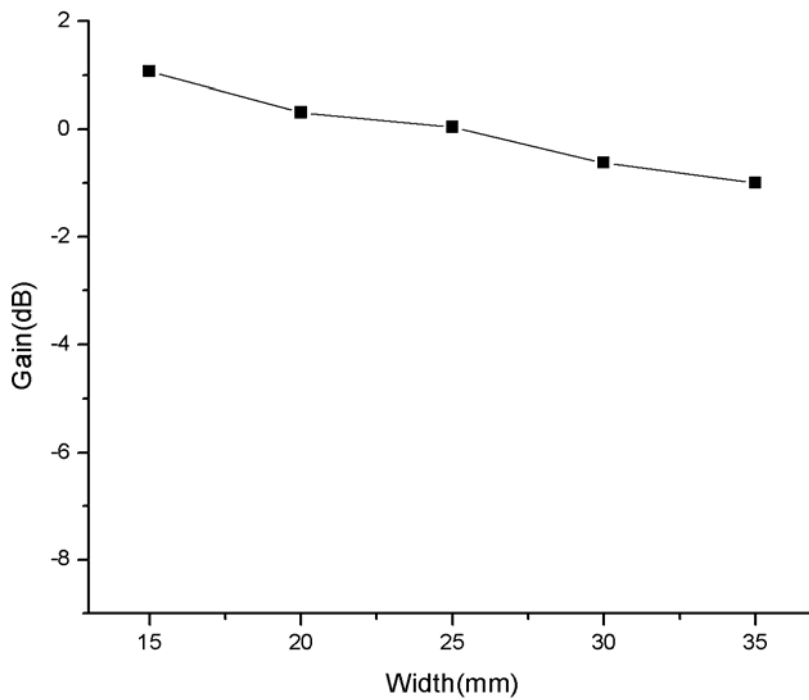


圖 4.16 接地層寬度對天線增益的影響

4.4 金屬環境影響之探討

如前面章節所述，在小型的感知節點內，空間有限的情況下，天線將無法避免周遭金屬環境的影響，而我們的天線設計具有抵抗這些金屬環境的效果。為證明我們提出之設計較一般常用的印刷倒F天線來的適用，我們設計了本小節的實驗以比較兩種天線設計。

本實驗使用銅片剪裁成如節點[13]的電路板，大小為 65mm×31mm。銅片模擬兩種可能的金屬環境，第一種為提供更多功能的第二層電路板，第二種為提供獨

立電源位於電路板下方的電池。圖 4.17 為金屬環境量測架構，最上層為我們所提出的天線設計，依需求可將之置換為印刷倒 F 天線。中間為數層洗去銅箔的 FR4 介質層。為了保持銅片與天線間的距離，我們使用手邊現有的 FR4 板，利用其標準厚度為 0.8mm 做為參考基準，依據我們想要的間距疊加 FR4 板材。最下方為模擬金屬環境的銅片，銅片與天線之間通過 RF 接頭形成金屬短路，圖片後方為網路分析儀用來量測我們想要的數據。

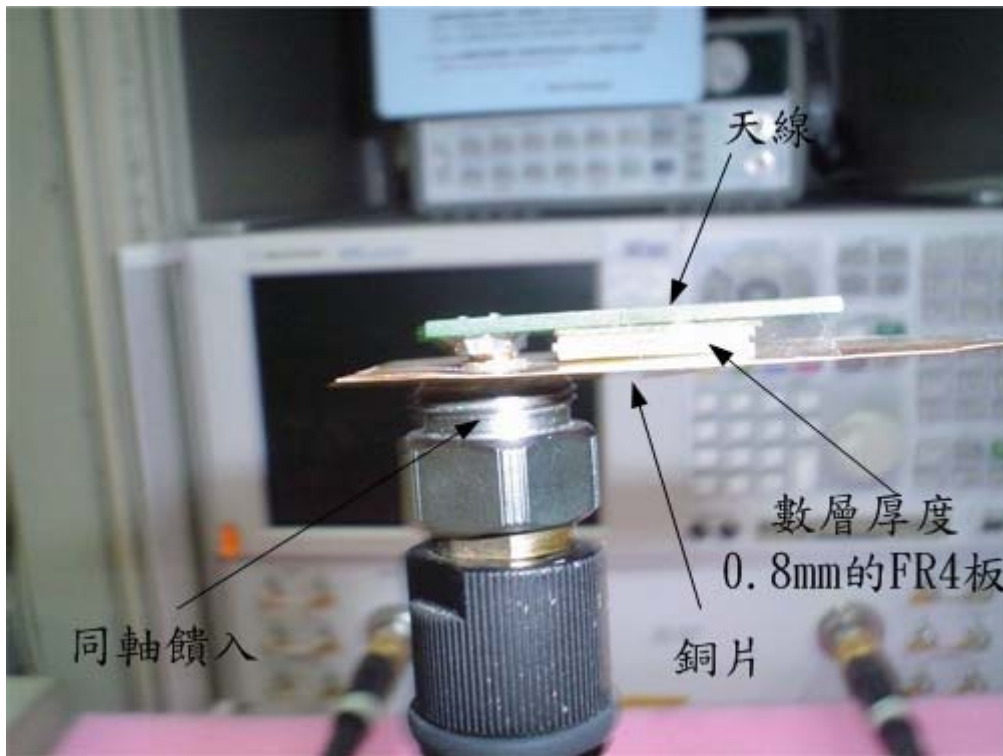


圖 4.17 金屬環境量測架構

圖 4.18 為不同距離下銅片對印刷倒 F 天線 S 參數的影響，與天線大小一致的銅片擺放在印刷倒 F 天線的正下方，F 字型的主要幅射金屬線剛好在銅片上方，

原本應該輻射的金屬線現在看起來就像條末端開路的微帶線，而實驗結果顯示天線的匹配特性嚴重地被近距離銅片所改變，大部分的能量都被反射回饋入端。但當距離為五層 FR4 板材時，金屬環境對印刷倒 F 天線的影響漸小。同時利用量得的 S 參數推算輸入阻抗與金屬銅片之間的關係，得到圖 4.20 為不同距離銅片對實部輸入阻抗的影響。我們發現當金屬銅片接近天線，實部阻抗越高，也越往低頻偏。另外也求得圖 4.21 為不同距離下銅片對虛部輸入阻抗的影響，由圖可知當金屬接近天線時，虛部零點有往低頻移動的跡象，同時零點附近的電容電感性也跟著增加，使能量被限制在天線的近場而無法輻射到遠場，因此在使用這類型的設計時，必須考慮天線與下方金屬的距離。圖 4.19 為不同距離銅片對本研究的影響，銅片擺放位置如圖 4.17 所示，並在長方型銅片短邊下方 1.4 cm 處挖孔方便饋入。我們可以發現無論在何種距離下，天線的匹配特性依然不變，10dB 頻寬仍為 4.5%，因此本研究所提出之設計對金屬環境有絕佳的抵抗力。

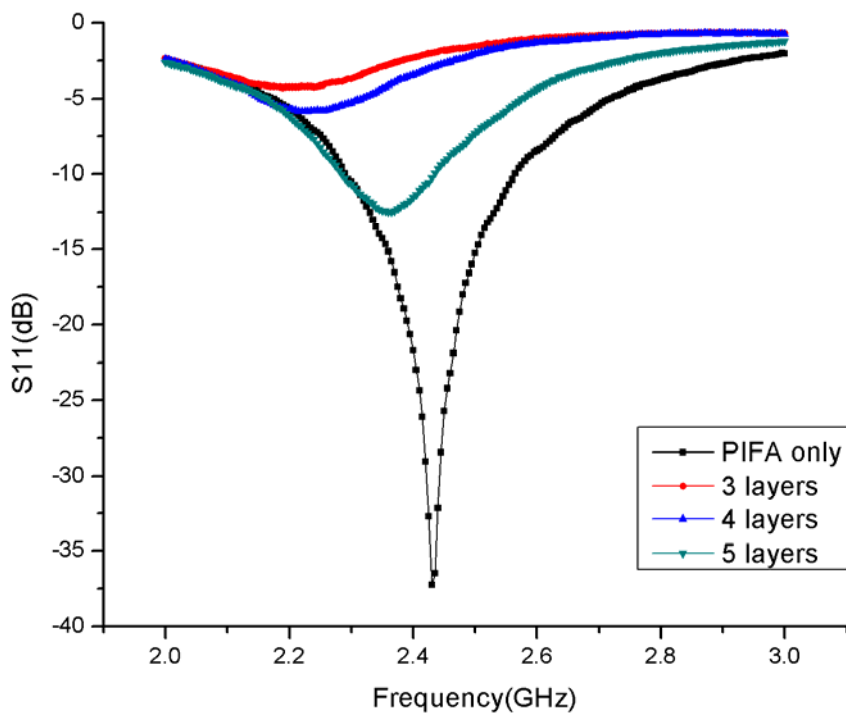


圖 4.18 不同距離下銅片對印刷倒 F 天線 S 參數的影響

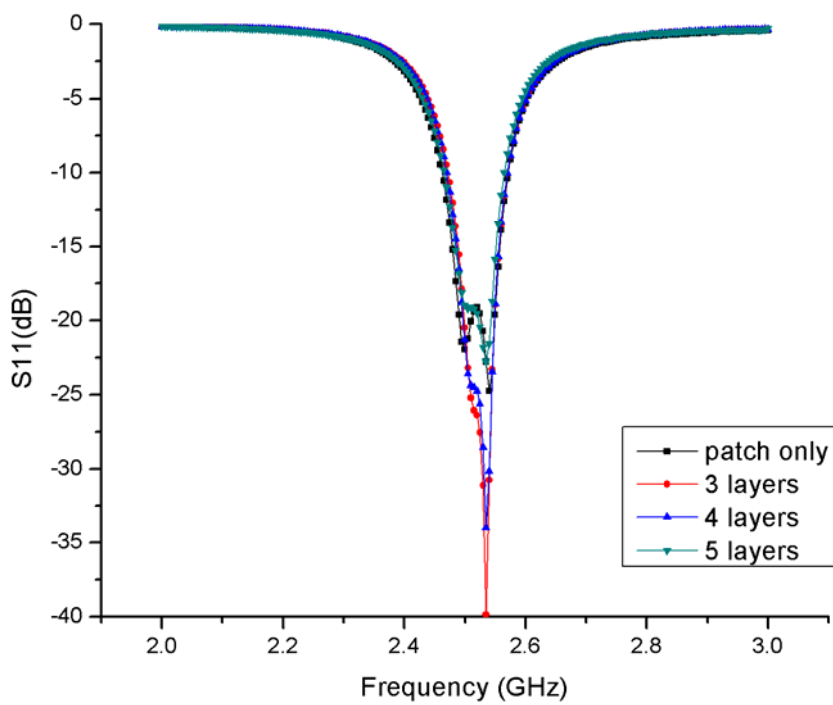


圖 4.19 不同距離下銅片對本研究 S 參數的影響

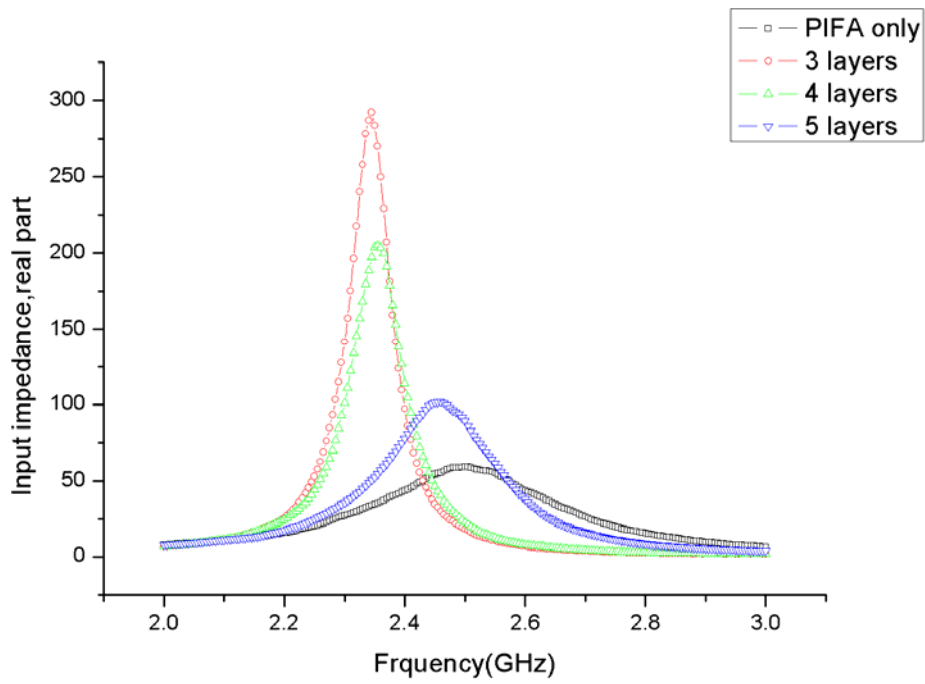


圖 4.20 不同距離下銅片對印刷倒 F 天線實部輸入阻抗的影響

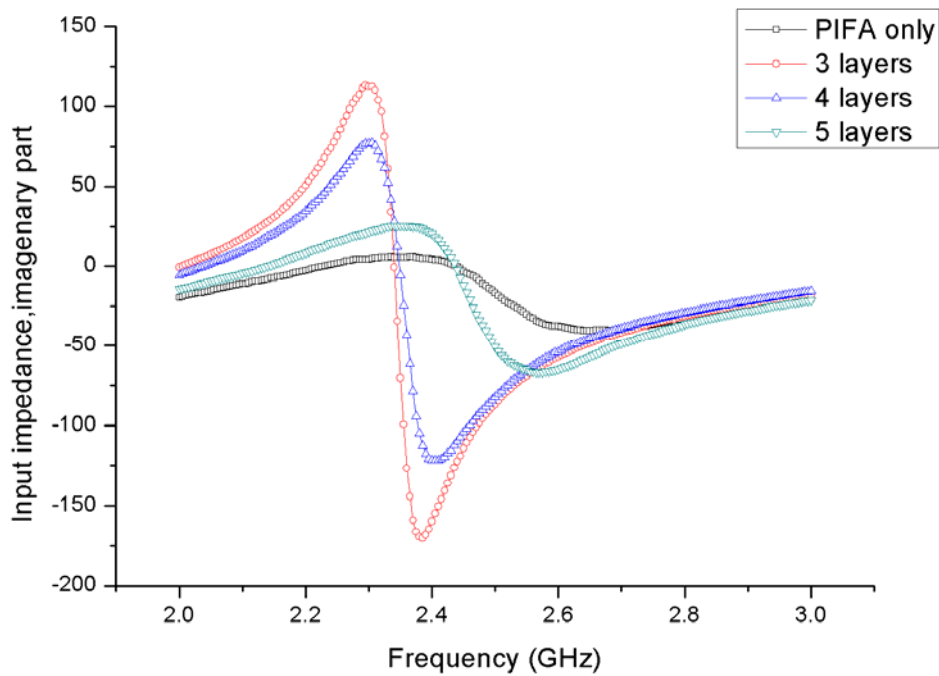


圖 4.21 不同距離下銅片對印刷倒 F 天線虛部輸入阻抗的影響

第5章 結論

本研究已基於感知節點需要抵抗金屬環境、便宜和小體積的要求，提出天線設計需求，同時也依據標準室內通道模型計算出天線所需的增益值，以公寓環境而言，天線僅需-1.95 的增益就能達到 10 公尺的傳輸距離。同時我們整理了有關貼片天線的設計公式、縮小體積和增加頻寬的技巧，利用這些設計公式和技巧，完成感知節點的天線新設計。本研究使用 PCB 板廠提供之標準製程，以厚度為 1.6mm 的 FR4 板材製作天線，天線結構可與電路板整合以降低生產成本。天線的 10dB 頻寬為 4.5%，天線增益為-0.99dB，符合我們所預期的設計標準，但中心頻率因為介電係數偏差了 2.9%。我們也研究了接地層對天線增益的影響：發現地層的長度 L_g 對輻射增益有決定性的影響， L_g 越短增益值下降越多，而縮減接地面寬度 W_g 和增加貼片寬度 W_1 、 W_3 能增加些許天線增益。最後我們模擬實際的金屬環境進行天線反射係數的量測，由實驗可以發現，常用於小型通訊設備的印刷倒 F 天線容易受到天線下方金屬環境的影響，天線的匹配特性改變，而我們的設計有極佳的金屬抵抗能力，且符合無線感知節點的要求。我們期待在未來的工作能再增加頻寬，以容忍製程的誤差，同時增加幅射增益，使設計更加實用。

參考文獻

- [1] S.-W. Su, J.-H. Chou, A.Chen and L. Tai, “Compact patch antenna mountable above conducting plate for WLAN operation,” *Electronics Letters*, Vol.42, pp.1130-1131, Sept.2006.
- [2] C.-C. Lin, G.-Y. Lee, and K.-L. Wong, “Surface-mount dual-loop antenna for 2.4/5 GHz WLAN operation,” *Electron. Lett.*, Vol.39, pp.1302-1304, Sept.2003.
- [3] S.-W. Su, S.-T. Fang, and K.-L. Wong, “A low-cost surface-mount monopole antenna for 2.4/5.2/5.8 GHz band operation,” *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol.36, pp.487-489, Mar.2003.
- [4] NCKU CSIE Advance Data System Lab, “Wireless Sensor Networks”.
Web : <http://imus.csie.ncku.edu.tw/imus/sensor/index.html>
- [5] E. Shih *et al.*, “Physical Layer Driven Protocol and Algorithm Design for Energy-Efficient Wireless Sensor Networks,” *Proc. ACM MobiCom*, July 2001.
- [6] I. F. Akyildiz, W. Su, Y. Sankarasubramaniam and E. Cayirci, “A survey on sensor network”, *IEEE Commun. Mag.*, Vol.40, pp.102-114, Aug. 2002.
- [7] A. F. Molisch, K. Balakrishnan, D. Cassioli, C.-C. Chong, S. Emami, A. Fort, J. Karedal, J. Kunisch, H. Schantz, U. Schuster and K. Siwiak “IEEE 802.15.4a channel model - final report”, *IEEE 802.15-04/662r0*, Nov. 2004.
- [8] E. Callaway, P. Gorday, L. Hester, J. A. Gutierrez, M. Naeve, B. Heile and V. Bahl, “Home Networking with IEEE 802.15.4: A Developing Standard for Low-Rate Wireless Personal Area Networks”, *IEEE Commun. Mag.* Vol.40, pp.70-77, Aug. 2002.
- [9] A. F. Molisch, *Wireless Communications*, Wiley-IEEE Press, Ch. 5, 2005.
- [10] “BTnode Platform,”
Web: <http://www.btnode.ethz.ch/>

- [11] “TinyOS Mall,”
Web: <http://www.tinyosmall.co.kr/html/mainm.html>
- [12] “Tomate Sky Datasheet,”
Web: <http://wsnsolution.bandwavetech.com/download/tmote-sky-datasheet.pdf>
- [13] “TAROKO 使用手冊,”
Web: http://gcsn.csie.ntust.edu.tw/download/TAROKO_User_Guide_RevA.pdf
- [14] D. M. Pozar, “Consideration for millimeter wave printed antenna,” *IEEE Trans. antennas and Propagation*, Vol.31, pp. 740-747, Sep. 1983.
- [15] R. F. Harrington, *Time-Harmonic Electromagnetic Fields*, Wiley-IEEE Press, Ch. 4, 2001.
- [16] I .J. Bahl, and P. Bhartia, *Microstrip Antennas*, Artech House, Dedham, MA, 1980.
- [17] C. A. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*, John Wiley & Sons, New York, 1989
- [18] G. Kumar and K. P. Ray, *Broadband Microstrip Antennas*, Artech House, Inc, 2003.
- [19] E. O. Hammerstad, “Equations for Microstrip Circuit Design,” *Proc. Fifth European Microwave Conf.*, pp. 268-272, September 1975.
- [20] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, John Wiley & Sons, Inc, 1997.
- [21] Y. Kim and S. Lee, “Design and fabrication of a planar inverted-F antenna for the wireless lan in the 5-GHz band,” *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 34, pp. 469-475, Aug. 2002.
- [22] S. Pinhas and S. Shtrikman, “Comparison between computed and measured bandwidth of quarter-wave microstrip radiator,” *IEEE Trans. Antenna and Propagation*, Vol.36, pp.1615-1616, Nov. 1988.

- [23] R. Waterhouse, "Small microstrip patch antenna," *Electronics Letters*, Vol. 31, pp. 604-605, Apr. 1995.
- [24] R. Li, G. DeJean, M. M. Tentzeris, and J. Laskar, "Development and analysis of a folded shorted-patch antenna with reduced size," *IEEE Trans. Antenna and Propagation*, Vol.52, pp. 555-562, Feb. 2004.
- [25] W. L. Stutzman, and G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, John Wiley & Sons, Inc, 1998.
- [26] C. L. Mak, K. M. Luk, K. F. Lee, and Y. L. Chow, "Experimental study of a microstrip patch antenna with an L-shaped probe," *IEEE Trans. Antenna and Propagation*, Vol.48, pp.777-783, May 2000.
- [27] Y. X. Guo, A. Shackelford, K. F. Lee, and K. M. Luk, "Broadband quarter-wavelength patch antennas with a U-shaped slot," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 28, pp. 328-330, Jan. 2001
- [28] R. Chair, C.-L. Mak, K.-F. Lee, K.-M. Luk, and Ahmed A. Kishk, "Miniature wide-band half U-slot and half E-shaped patch antenna" *IEEE Trans. Antenna and Propagation*, Vol.53, pp.2646-2652, Aug. 2005.
- [29] M. Ali, G. J. Hayes, "Small printed integrated inverted-F antenna for Bluetooth application," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 33, pp. 347-349, Apr. 2002.
- [30] M. Karaboikis, C. Soras, G. Tsachtsiris, and V. Makios, "Compact dual-printed inverted-F antenna diversity systems for portable wireless devices," *Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 3, pp. 9-14, 2004.
- [31] C. Soras, M. Karaboikis, G. Tsachtsiris, and V. Makios, "Analysis and design of an inverted-F antenna printed on a PCMCIA card for the 2.4GHz ISM band," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 44, pp. 37-44 Feb. 2002.