

第二章 天線基本理論

本論文的研究主題是超寬頻(UWB)天線設計與實作。在實際應用中任何一支天線，無論其結構為何，只要可以符合 FCC 對 UWB 所訂立的頻寬要求，即可稱其為 UWB 天線。本章節將探討本論文中所提出的天線結構，並分幾個小節說明相關的天線理論與設計概念。

在本篇論文中所討論的 UWB 天線，期望可以具有實際應用價值，故在設計此 UWB 天線時，將依據下列幾個出發點進行研究與改進：

1. 平面印刷式天線 (Printed Antenna)
2. 使用單純的天線結構例如單極天線 (Monopole Antenna)
3. 使用便宜且常見的板材例如 FR4 ($\epsilon_r=4.4$)
4. 以無線網卡(WLAN)，及無線 USB Dongle 的電路板尺寸做為 UWB 天線”地面”(Grounding plane)的參考尺寸。

依據上列的幾個設計原則所設計出來的 UWB 天線，對於系統設計者而言，不需變更原本設計或提高製程能力，將可以符合一般實際應用的需求，提高本研究對於產業發展的價值。在往後的篇幅中，也將持續探討在這些原則下所設計出來的天線具備與其他天線不同的特點。

2.1 偶極天線 (Dipole Antennas)

偶極天線是最常見的天線結構，也是最基本的結構，要了解本論文所討論的 UWB 天線，我們需要先從偶極天線的電流分佈談起。

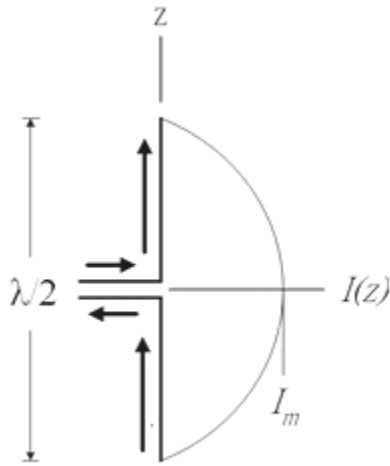


圖 2.1 二分之波長偶極天線電流分佈

$$I(z) = \begin{cases} I_m & |z|=0 \\ I_m \sin\left[\beta\left(\frac{\lambda}{4}-|z|\right)\right] & \text{if } 0 < |z| < \frac{\lambda}{4} \\ 0 & |z| = \frac{\lambda}{4} \end{cases} \quad (2-1)$$

圖 2.1 中電流分為兩路，其分別為+z 方向流出的電流 $I(+z)$ 和朝-z 方向流回的電流 $I(-z)$ 。理想上兩電流的大小相同 ($|I(+z)| = |I(-z)|$)，相位相反 ($\angle I(+z) = -\angle I(-z)$)。如果以半波長的偶極天線來討論。則 $I=0$ 時，由式(2-1)可知 $I(z)=I(0)=I_m$ ；最大電流產生，當 $z = \lambda/4$ 時， $I(z)=0$ ， $z=0$ 至 $\lambda/4$ 之間呈現弦波狀分佈。

將電流 $I(z)$ 朝 z 方向積分可得電場。

$$\begin{aligned} E_\theta &= j\omega\mu \sin\theta \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \int I(z') e^{j\beta z' \cos\theta} dz' \\ &= j\omega\mu \frac{2I_m}{\theta} \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \frac{\cos\left[\left(\frac{\pi}{2}\right)\cos\theta\right]}{\sin\theta} \end{aligned} \quad (2-2)$$

磁場為：

$$\begin{aligned}
 H_{\phi} &= \frac{E_{\theta}}{\eta} \\
 &= j \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left(\frac{\cos\left[\left(\frac{\pi}{2}\right)\cos\theta\right]}{\sin\theta} \right)
 \end{aligned}
 \tag{2-3}$$

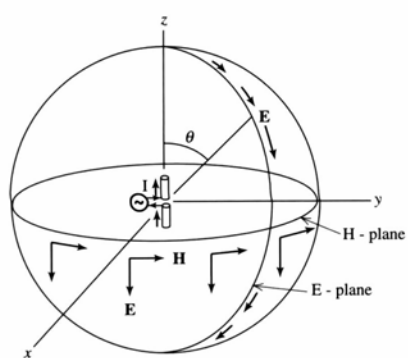
由 Poynting's Theorem 知複數功率 S 為

$$S = \frac{1}{2} \bar{\mathbf{E}} \times \bar{\mathbf{H}}^* = \left[\frac{\eta |I_0|^2}{8\pi^2} \right] \left(\frac{1}{r^2} \right) \left[\frac{\cos\left[\frac{\pi}{2}\cos\theta\right]}{\sin\theta} \right]^2
 \tag{2-4}$$

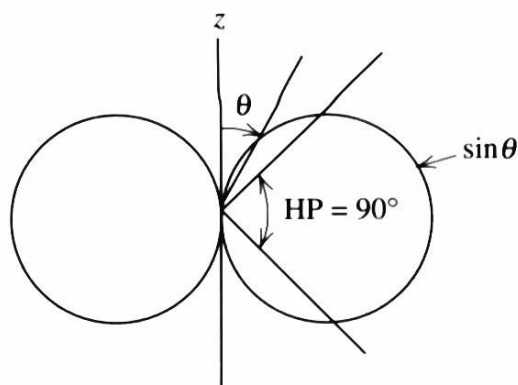
遠場的輻射場型為：

$$F(\theta) = \frac{\cos\left[\frac{\pi}{2}\cos\theta\right]}{\sin\theta}
 \tag{2-5}$$

由(2-5)式中，我們可以得到半波長偶極天線的場型，其中圖 2.1(b)是二維的輻射場型。圖 2.2(a)將偶極天線輻射場用球座標來描述，並定義出 H 平面和 E 平面，並把 YZ，XZ 平面的場型繪於圖 2.2(b)，而 XY 平面(H 平面)的場型繪於圖 2.2(c)，由圖可知場型在這一個切面是一個「全向性」的輻射場型，而圖 2.2(d)所示為一個理想的雙偶極天線的三維輻射場型。



(a)



(b)

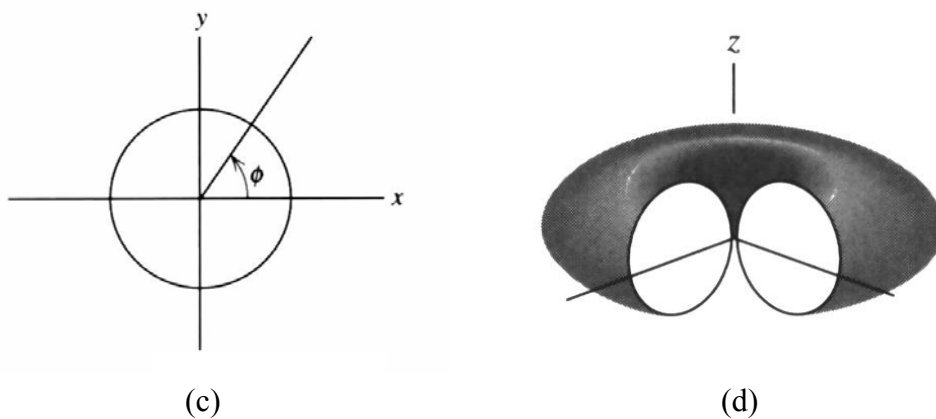


圖 2.2 理想的偶極輻射 (a)場成份 (b)E-plane 輻射場型
(c)H-plane 輻射場型(d)三維立體輻射場型

半波長偶極天線的輻射電阻($R_{A,dipole}$)可由輻射功率及電流計算出為 73 歐姆

$$R_{A,dipole} = \frac{2P_{RAD}}{|I(0)|^2} = 73\Omega \quad (2-6)$$



理論上當偶極天線的線徑非常小時，其輸入阻抗除了實部電阻，還有電感性的虛部，如果不希望輸入阻抗含有虛部，可以將偶極天線的長度由半波長稍稍減短一點，將有助於天線饋入端的匹配。

2.2 單極天線(monopole Antennas)

單極天線的結構如圖 2.3(a)所示， $Z \geq 0$ 部分和偶極天線相同，但是在 $Z < 0$ 的部分，則是變成一大片的接地金屬面(Grounding Plane)，因為鏡像(Image)效應的關係，在此處會產生一對應於 $I(Z)$ ， $Z > 0$ 時的電流，而在 $Z > 0$ 的地方，其電流分佈和偶極天線是相同的，數學式也和(2-1)式相同，圖 2.3(b)所示為單極天線的電流分佈，虛線部分為鏡像電流。

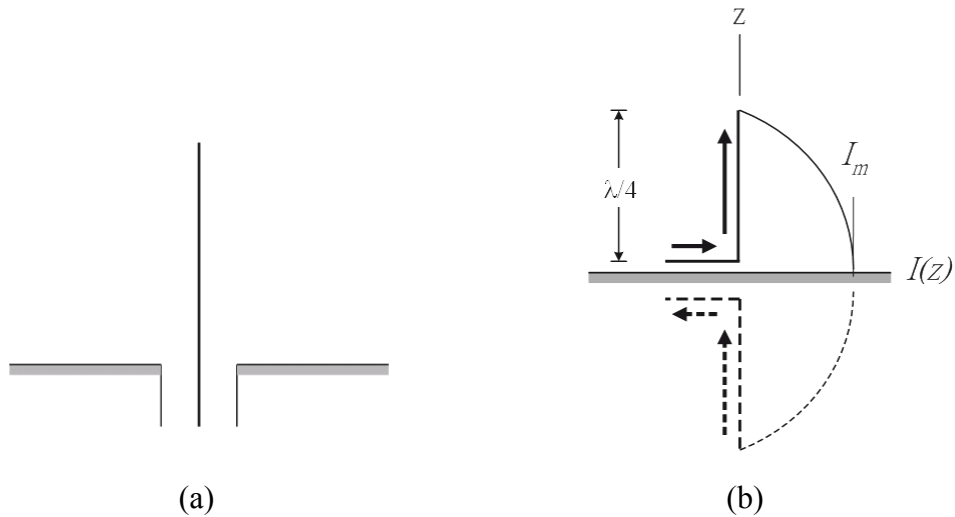


圖 2.3 四分之波長單極天線 (a)結構圖 (b)電流分佈圖

單極天線在 $Z > 0$ 的部分和偶極天線有相同的電場分佈，但是因為底下是一大片的接地金屬面的關係，在 $Z < 0$ 的部分是沒有電場的，如圖 2.4 所示，所以單極天線輸入端的電壓只有偶極天線的一半，但其電流大小是相同的，所以四分之波長單極天線的輸入阻抗是半波長偶極天線的一半。

$$Z_{A,monopole} = \frac{1/2 V_{A,dipole}}{I_{A,dipole}} = \frac{1}{2} Z_{A,dipole} \quad (2-6)$$

四分之波長單極天線的輻射電阻也可以容易的求得，因為四分之波長單極天線的輻射功率只有二分之波長偶極天線的一半，所以四分之波長單極天線的輻射電阻可依(2-7)式求得，

$$R_{r,monopole} = \frac{P_{monopole}}{\frac{1}{2} |I_{A,monopole}|^2} = \frac{\frac{1}{2} P_{dipole}}{\frac{1}{2} |I_{A,dipole}|^2} = \frac{1}{2} R_{r,dipole} \quad (2-7)$$

因此由(2-7)式可知四分之波長單極天線的輻射電阻只有二分之波長偶極天線的一半，除此之外，因為四分之波長單極天線的輻射功率只有二分之波長偶極天線輻射功率的一

半，所以單極天線的指向性為偶極天線的兩倍。

$$D_{monopole} = 2D_{dipole} \quad (2-8)$$

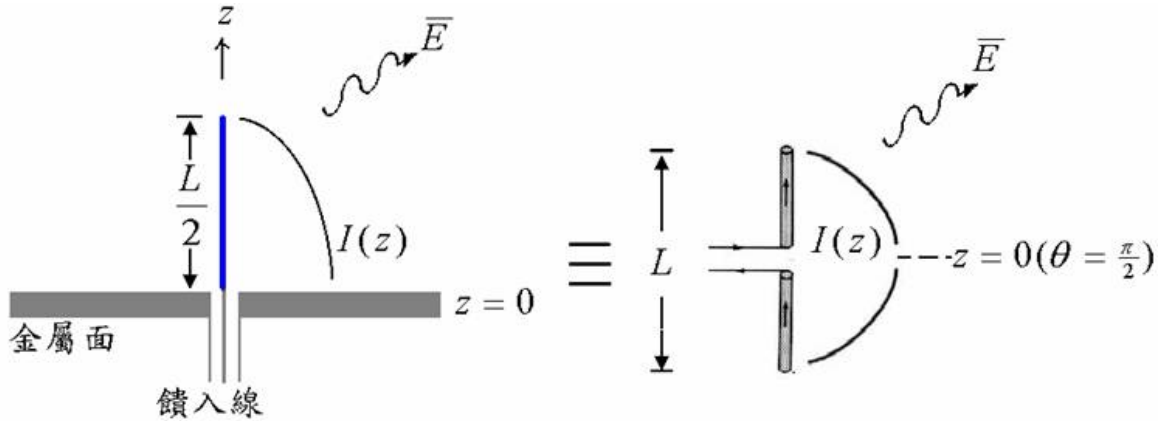


圖 2.4 單極天線與偶極天線電場分佈($L = \lambda/2$)。

2.3 寬頻天線(Broadband Antennas)

一般在設計窄頻天線的時候，會以共振腔的觀念來等效天線的結構，也就是將天線看成一個或多個 LC 的共振腔，但是當所設計的天線頻寬希望在 1GHz 以上，(用比例頻寬)就很難以共振的方式來滿足這麼寬的頻寬。在本小節中，將會介紹幾種廣頻的天線結構，並研究它們之所以可以寬頻的觀念，進而推廣至 UWB 天線的研究上。

2.3.1 行進波線形天線 (Traveling-wave Wire Antennas)

天線是將波從波導中導入空氣的一個媒介，而空氣亦可視為另一段波導，以此一概念為出發點來看天線，我們可以把一支天線看成一個轉換器(transformer)，以一個偶極線形天線為例，偶極天線上的電流分佈(2-9)式所示：

$$I_m \sin \left[\beta \left(\frac{L}{2} - z \right) \right] = \frac{I_m}{2j} e^{-j(\beta L/2)} \left(e^{-j\beta z} - e^{j\beta z} \right) \quad (2-9)$$

此時天線結構可視為一段開路傳輸線，等號右邊第一項表示波由饋入點進入並且離開天線的行進波，第二項表示波在此天線上的反射波。依照(2-9)式若某種天線其反射波並不大，即入射波全部被導到空氣中，則可視為一行進波天線(traveling-wave antenna)，反之，倘若反射波的成分很大，會和離開天線方向的行進波形成駐波，為了達到較好的輻射效率，必須調整傳輸線的長度使其共振，這也就是一般窄頻諧振天線的操作機制。

一個行進波線形天線，其輻射體末端等效上並不是一個開路的狀況，而像是接了一個完美匹配的負載電阻 R_L ，如圖 2.5 所示，因為天線末端完美的匹配，(2-9)式中的反射項並不會存在，所以天線上只會存在單一方向的行進波，(2-9)式可改寫成(2-10)式，其中負載電阻並不會隨著頻率的改變而改變其電阻值，所以採用這種操作機制的天線會非常寬頻。

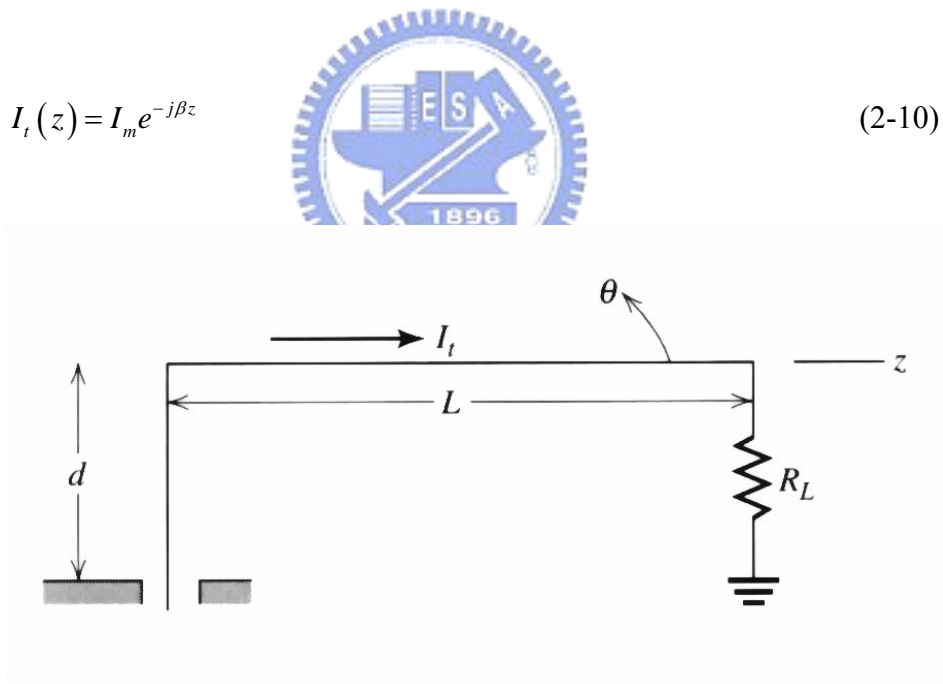


圖 2.5 行進波長線形天線

2.3.2 雙圓錐天線(Biconical Antennas)

一個簡單的偶極天線可以藉由增加天線的線徑，來增加天線的頻寬，如圖 2.6 所示。

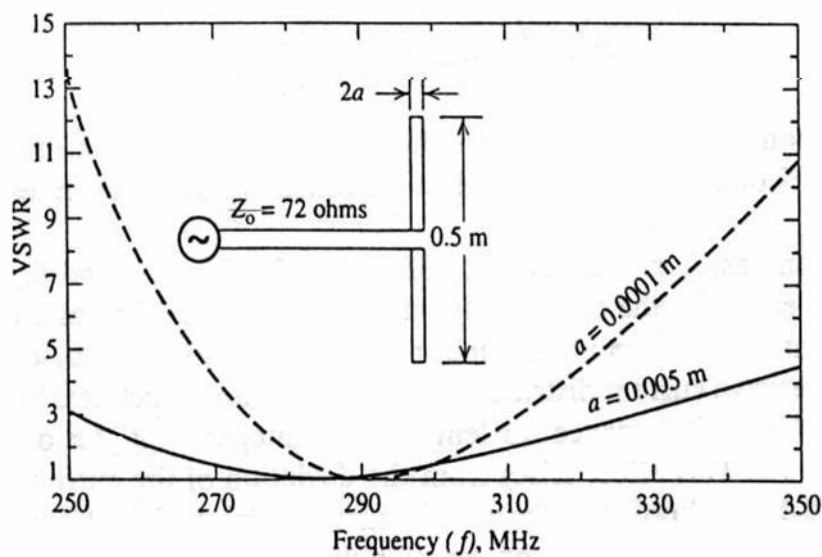


圖 2.6 不同天線(dipole)線徑對應頻寬變化

除了增加天線的線徑，也可以將原本柱狀結構變成圓錐狀，也就是雙圓錐形天線，因為說明的方便，假設 Biconical Antenna 是朝+z 及-z 方向無限延伸(Infinite Biconical Antenna)，如圖 2.7(a)所示，在圖中電流沿著圓錐形的表面，呈放射狀流動，如此，提供了許多不同路徑長度的電流，增加頻寬，電場和磁場的分佈與一般偶極天線相似。磁場的數學式為：

$$H_{\phi} = H_0 \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \frac{1}{\sin \theta} \quad (2-11)$$

電場數學式：

$$E_{\theta} = \eta H_0 \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \frac{1}{\sin \theta} \quad (2-12)$$

輻射場型：

$$F(\theta) = \frac{\sin \theta_h}{\sin \theta}, \quad \theta_h < \theta < \pi - \theta_h \quad (2-13)$$

天線的端電壓：

$$V(r) = \frac{\eta H_o}{2\pi} e^{-j\beta r} \ln\left(\cot \frac{\theta_h}{2}\right) \quad (2-14)$$

天線上的電流：

$$I(r) = \frac{H_o}{2} e^{-j\beta r} \quad (2-15)$$

由(2-13)式及(2-14)式可得到特性阻抗 Z_0

$$Z_0 = \frac{V(r)}{I(r)} = \frac{h}{\lambda} \ln\left(\cot \frac{\theta_h}{2}\right) \quad (2-16)$$

式中 Z_0 不是 r 的函數，且 $\eta \sim 120\pi$ ，所以天線的輸入阻抗

$$Z_A = Z_0 = 120 \ln\left(\cot \frac{\theta_h}{2}\right) \Omega \quad (2-17)$$

$$Z_A = Z_0 \approx 120 \ln\left(\frac{2}{\theta_h}\right) \Omega \quad \text{當 } \theta_h < 20^\circ \quad (2-18)$$

若 $\theta_h = 1^\circ$ 則 $Z_A = 568 + j0$ 歐姆，假設 $\theta_h = 50^\circ$ ， $Z_A = 91 + j0 \Omega$ ，當輸入阻抗只有實部電阻，則天線上沒有反射波只有行進波，這觀念和圖 2.5 所表現的意思是相同的。

上述討論天線結構是朝 r 方向呈輻射狀無限延伸，不會有不連續面產生，造成反射波甚至駐波產生，和單極天線相同，若將圖 2.7(a) $z=0$ 至 $z=-z$ 的圓錐體部分用一無限大的量導體取代，則一樣因為映射效應(image)產生一個圓錐單極天線(monopole version of the infinite bicone)，此天線的輸入阻抗為：

$$Z_{A_{\text{monobicone}}} = \frac{1}{2} Z_A \quad (2-19)$$

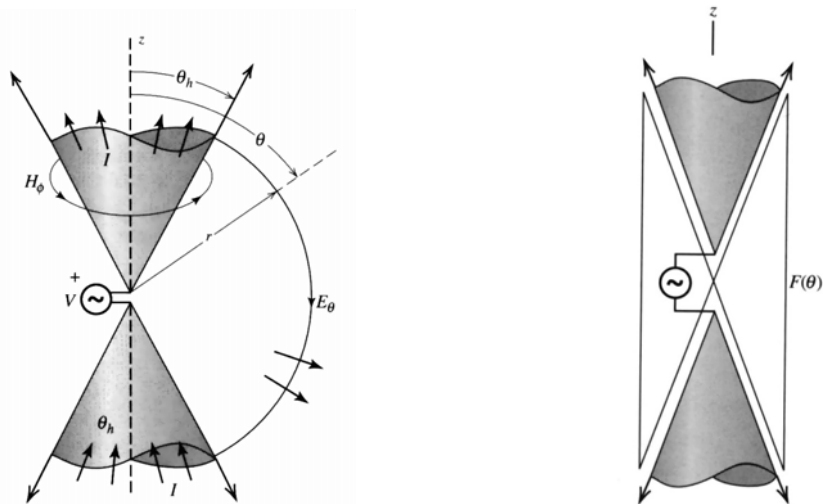


圖 2.7 無限雙圓錐天線 (a)電場，磁場與電流分佈圖 (b)輻射場型

實際上沒有無限雙圓錐天線(Infinite Biconical Antenna)，如圖 2.8 所示，圖中的雙圓錐天線具備有限的 h 及 a ，其圓錐體的兩尾端會激發出高階模，這些高階模是天線虛部產生的主要原因，因為電線阻抗具備虛部，會引起波的反射造成駐波。

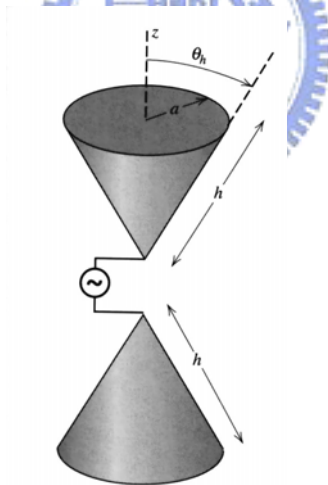
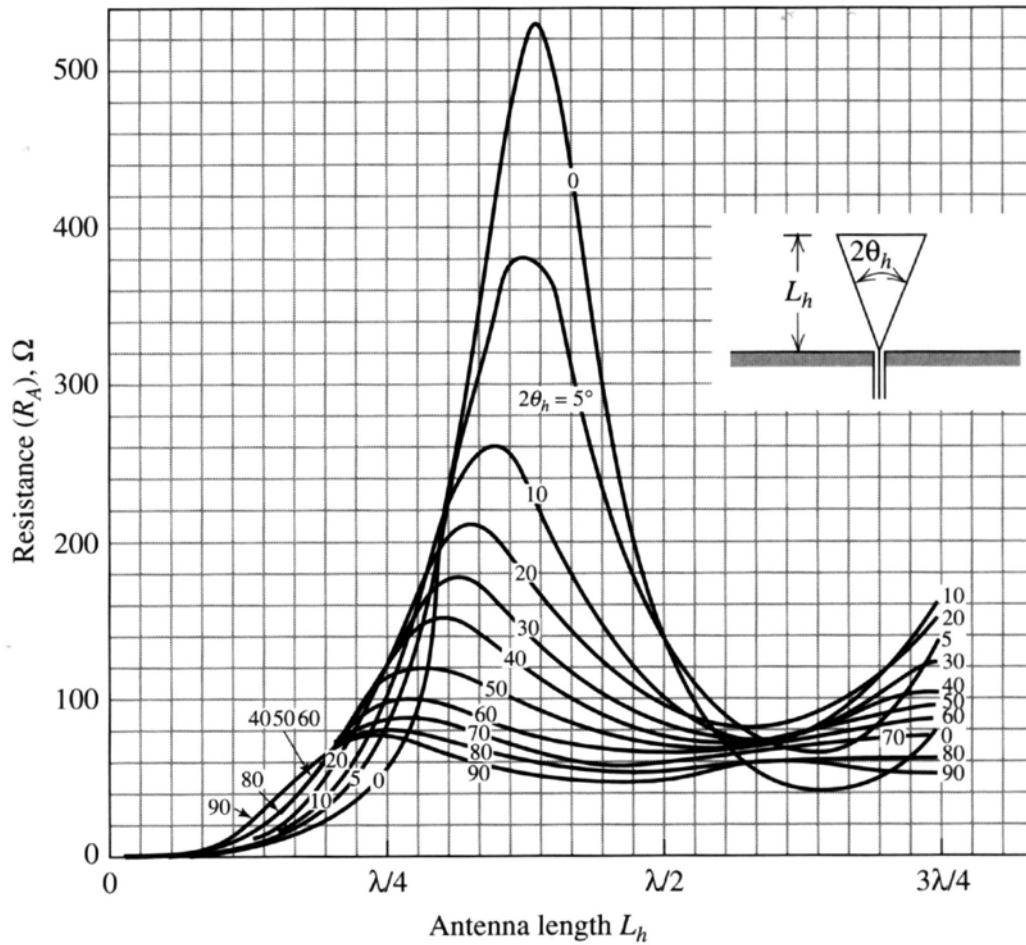


圖 2.8 有限雙圓錐天線

增加圓錐體開口的角度 θ_h 可以降低輸入阻抗的虛部大小，在增加 θ_h 的同時，也減少輸入阻抗實部，對頻率變化的敏感度，也就是輸入阻抗實部值比較不隨的頻率改變而有太大的變化，增加 h 也可以降低輸入阻抗的虛部和實部值，比較不受頻率變化所影響。

圖 2.9(a)所表示為圓錐單極天線(conical monopole)。由圖中縱軸表示輸入阻抗的實

部電阻值，而橫軸原本表示圓錐單極天線在某個頻率下對應不同長度 L_h 變量，不過在此只討論 θ_h 對圓錐單極天線的影響所以可以將橫軸視為在某個固定 L_h 下對應一段頻帶的變量也就是說橫軸是表示頻率的變數；由圖中可以發現當 θ_h 愈大時，輸入阻抗的實部值 R_A 隨波長改變的變化量愈小；相似地，圖 2.9(b) 表示當圓錐單極天線的 θ_h 愈大輸入阻抗虛部電抗 X_A 值愈接近 0Ω 利於阻抗匹配。



(a)

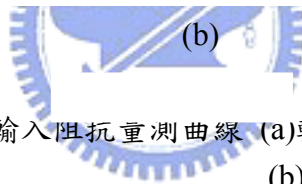
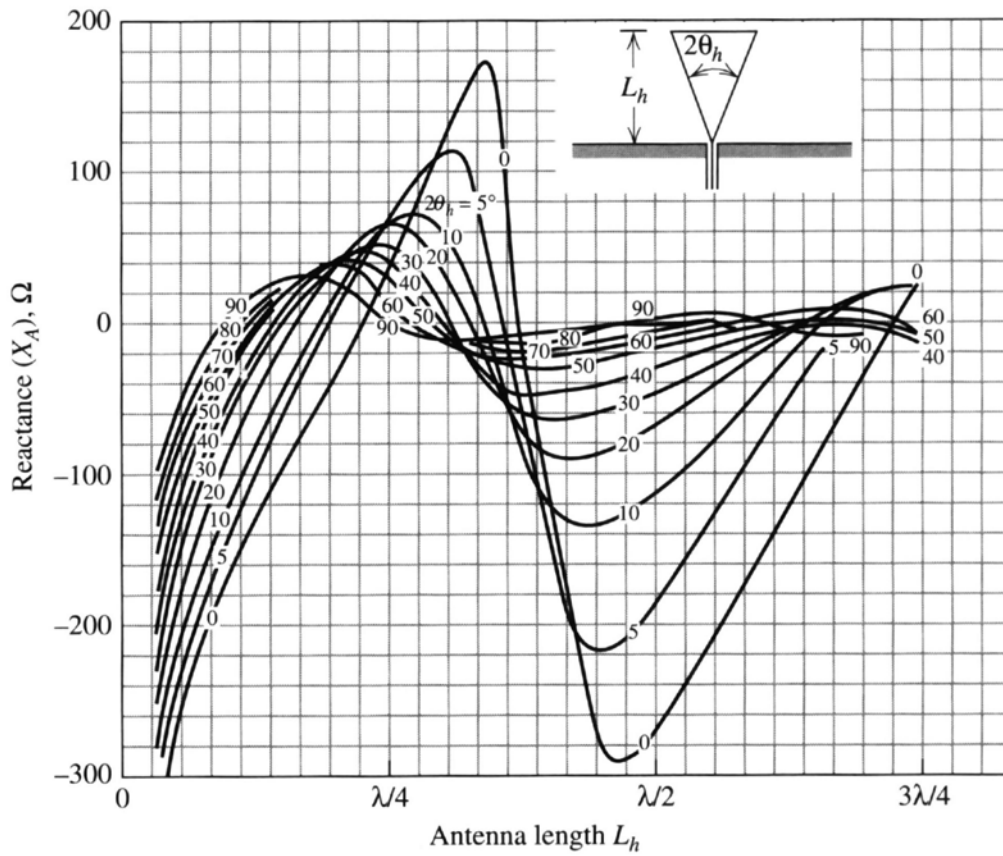


圖 2.9 圓錐單極天線輸入阻抗重測曲線 (a)輸入阻抗實部電阻
(b)輸入阻抗虛部電抗