

如何選擇天線於微波系統

1 1. 前言

本文章將介紹天線的基本功能和如何選擇天線於微波系統。從討論赫茲(Hertz)的天線模型如何產生電磁波開始，然後概要介紹電磁波傳播的基本原理，與天線的重要特性及其相關參數；最後，介紹天線種類，如何選擇天線於微波系統。

2 2. 簡介

天線作為傳導波和電磁波之間的轉換器，在空間中自由傳播(Fig. 1)。他們的名字是從動物學借來的拉丁語的天線用來描述所擁有的長而細的觸感許多昆蟲。

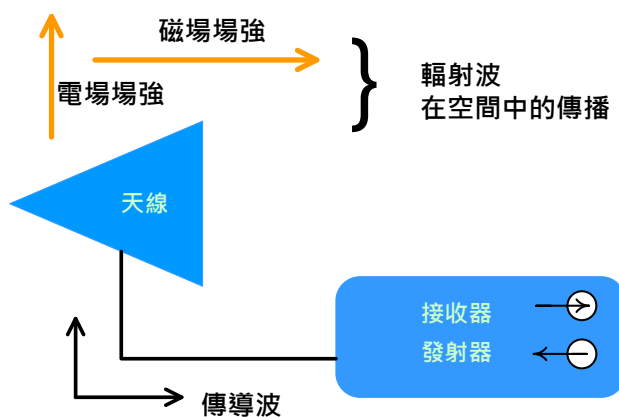


Fig1：天線的基本功能

現在，最古老的天線，由赫茲(Heinrich Hertz)在 1888 年期間所使用的天線，用於證明電磁波存在的實驗；在理論上和和實作上的天線，與微波發射器是相同的元件。

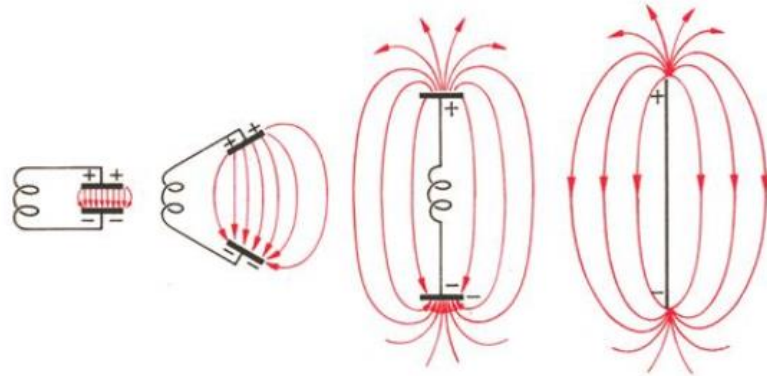


Fig 2：赫茲天線的模式

天線可以由電感和電容所組合而成的平行電路板。如果在電容電路板的板端彎曲打開，在電路板中的電感，所形成電感量被減少；然後，繼續增加電路板的距離，形成一個偶極天線，如 Fig. 2 圖所示。

事實上，電感-電容(L-C)組成電路可以用在電路共振器，儲存電路共振時振盪的能量；經常用於解釋天線的特性。直到 1900 年左右，甚至在目前，在建造發射站和接收站，明確將天線指定為微波系統中的一個元件。

在 Fig. 3 中可以看出，天線在所有微波系統中的重要元件，因為它像鏈條中的鏈接。所以整體微波系統運作功能，明顯受到發射天線和接收天線性能影響。

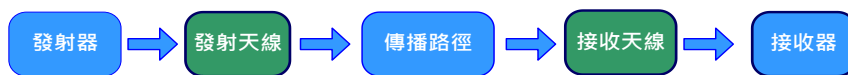


Fig.3：微波系統架構圖

一般而言，現代天線模型與古典模型非常類似。為了達到應用要求，天線必須進行資源最佳化。通信天線功能，主要將一波型變換為另一個波型時，儘量達到損失最少的能量。當天線被要求測試時，不需要在意；而是連接測試接收機，提供安裝地點的精確場強測量值。也就是充分了解天線的物理特性與應用，將每一種天線廣泛用在所有用途。將在下章節，會說明天線參數特性解釋和參數效能評估，而且詳細說明目前常用天線的種類。

3 2.電磁波傳播基礎

3.1 2.1 馬克士威方程式



馬克士威方程由蘇格蘭物理學家詹姆斯·克萊克·馬克士威 (James Clerk Maxwell) 在 1864 · 在他的文章”電磁場的動態理論是古典電動力學、古典光學和電路的基礎”中提出。這組偏微方程式中，描述受到帶電荷或電流的影響，電場和磁場之間是如何產生和改變。

$$\text{rot}\vec{H} = \vec{j} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (1)$$

$$\text{rot}\vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2)$$

$$\text{div}\vec{B} = 0 \quad (3)$$

$$\text{div}\vec{D} = \rho \quad (4)$$

在方程式中 rot (或 curl) 是描述三維向量場的旋轉的向量運算符號，

\vec{j} 是電流密度向量，

$\partial \vec{D} / \partial t$ 是電場位移向量 \vec{D} 的時間導數，

$\partial \vec{B} / \partial t$ 是磁感應向量 \vec{B} 的時間導數，

$\text{div}\vec{D}$ 是電場源密度，

ρ 是電荷密度。

公式 (1) 是安培定律，基本上說明任何電場在時間上的變化，導致磁場產生。

方程 (2) 是法拉第電磁感應定律，描述任何磁場在時間上的變化，導致電場產生。

其他兩個方程與高斯定律有關，公式 (3) 表示任何磁場都是螺線管形狀表現，

和公式 (4) 定義電流通過表面的位移等於電荷量。

馬克士威方程式也稱謂的材料方程式，

$$\vec{D} = \epsilon \cdot \vec{E} \quad \vec{j} = \sigma \cdot \vec{E} \quad \text{和} \quad \vec{B} = \mu \cdot \vec{H}$$

也可以推導出二階微分方程形式的電報方程式：

$$\text{rotrot}\vec{F} + \sigma\mu \frac{\partial \vec{F}}{\partial t} + \mu\epsilon \frac{\partial^2 \vec{F}}{\partial t^2}$$

在電報方程式中， ϵ 是介電材料的電容率 (permittivity) ，

σ 是材料的導電率，

μ 是材料的滲透率，

\vec{F} 是佔用符號，可以是 \vec{E} 或 \vec{H} 。

假設電磁波傳播介質的電導率非常小 ($\sigma \rightarrow 0$) ，和限制所有電磁波為有角頻率 ω 的正弦波，則可導出波動方程式：

$$\text{rotrot}\vec{F} - \omega^2\mu\epsilon\vec{F} = 0$$

波動方程式的最簡解釋，平面波如何在均勻無損耗空間中進行傳播。這一電磁波，在必符合下列條件：

- 電場場強向量和磁場場強向量相互垂直，也與傳播方向相互垂直 (見 Fig 4) 。

因此，電場場強和磁場場強通過的自由空間中，相互連接，此稱為自由空間阻抗：

$$E = Z_0 \cdot H \quad \text{with} \quad Z_0 = 120\pi \Omega \cong 377 \Omega$$

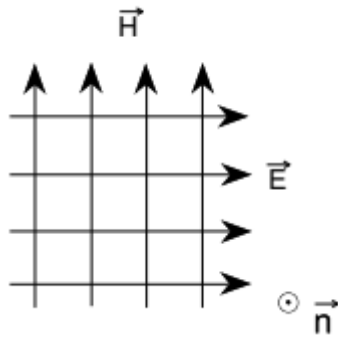


Fig. 4: 平面波描述

平面波的存在兩個先決條件：

- a. 必須達到遠場 (far field) 條件。
- b. 可用空間條件的存在。

只有滿足這兩個條件，電場強度隨距離 r ，以 $1/r$ 的因素衰減。

3.2

3.3 2.2 波長

在線性介質中，任何波模式都可用正弦分量的獨立傳播來說明。正弦波形的波長以恆定速度傳播，由下式公式得知：

$$\lambda = \frac{v}{f} \quad \text{with } v = c_0 \cong 300000 \text{ km/s}$$

波長是測量波形參數之一，測量重複波之間距離，例如波峰至波峰，波谷至波谷，或通過零點至通過零點。

3.3.1

3.4 2.3 遠場條件

天線的距離滿足遠場條件時，完全由天線的尺寸決定，和相對於波長長短。對於較小的天線（例如半波偶極天線），在很近距離，從天線輻射的波陣面幾乎平行，與大型電子天線比較。

小型天線的遠場條件，其近似值是：

$$r \approx 2 \cdot \lambda$$

大型天線（例如，反射型天線或陣列天線），其天線的尺寸（ L ）遠大於波長（ $L \gg \lambda$ ），其遠場距離的近似值：

$$r \approx \frac{2L^2}{\lambda}$$

3.5 2.4 自由空間條件

自由空間條件，在兩個天線之間視線，可直接達到。因此，自由空間之間的路徑沒有任何障礙。為了避免直接和反射信號之間重疊，造成的重大影響，第一個菲涅耳橢圓球 (the first Fresnel ellipsoid; 見 Fig. 5) 必須完全沒有障礙物：

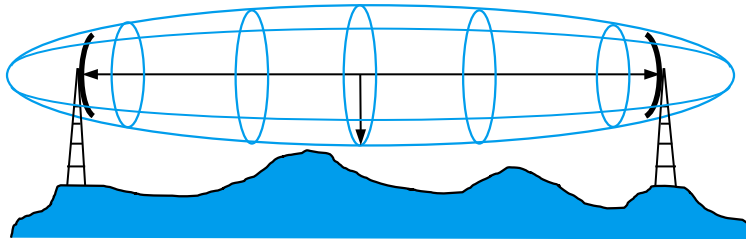


Fig. 5: 第一個菲涅耳橢圓球

第一個菲涅耳橢圓球定義為可旋轉橢圓球，兩個天線位置在橢圓球的焦點處。在這個橢圓球內，兩個電位路徑之間相位差小於波長的一半。

橢圓球中心的半徑 (b) 可以根據公式計算：

$$b = 17.32 \sqrt{\frac{d}{4f}}$$

其中，

b: 以 m 為單位的半徑，

d: 以 km 為單位的接收器 (Rx) 和發射器(Tx)之間的距離，

f: 以 GHz 為單位的頻率。

3.6 2.5 偏振 (polarization)

電場的方向 \vec{E} 完全決定天線的偏振，必須區分各式偏振類型：

- 線性偏振 (linear polarization)：電場向量 \vec{E} ，只有在電位幅度上變化。
- 圓偏振：電場向量 \vec{E} 的大小是恆定的，其方向是圍繞傳播方向旋轉而改變。
- 橢圓偏振：電場向量 \vec{E} 的大小和方向的改變，可用橢圓方程來描述其峰值位置。

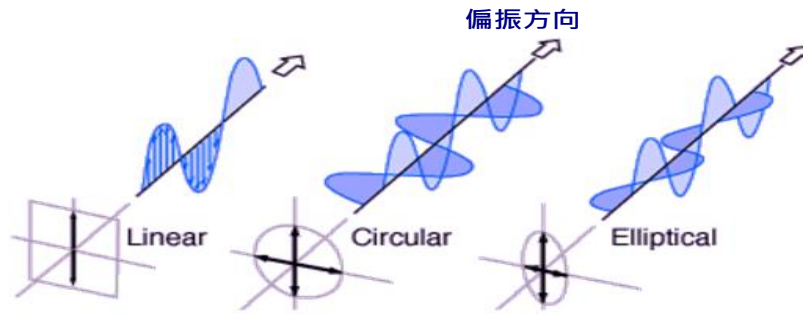


Fig. 6：線性（垂直）偏振，圓偏振，和橢圓偏振

當接收天線的偏振不等於入射波的偏振時，會發生偏振不匹配。 Fig. 7 描述了對接收信號所得到的偏振不匹配和相關損耗的概述。請注意，V 表示垂直，H 為水平，LHC 為左旋圓偏振，和 RHC 為右旋圓偏振。

天線偏振

| | | ↑ | → | ↻ | ↻ |
|-----------|----------|------|------|------|------|
| 輸入信號的電場向量 | V ↑ | 0 dB | ∞ | 3 dB | 3 dB |
| | H → | ∞ | 0 dB | 3 dB | 3 dB |
| | RHC ↻ | 3 dB | 3 dB | 0 dB | ∞ |
| | LHC ↻ | 3 dB | 3 dB | ∞ | 0 dB |

Fig. 7：由於偏振不匹配，產生預期損耗值

使用圓偏振天線接收線性偏振信號時，必產生 3 dB 的損耗（反之亦然）；通常，這是可以容忍的。最關鍵的是使用正交天線偏振的情況，因為在理論上的衰減值，是無窮極限。在實際上，大多數天線皆有限制的偏振解耦合；所以，實際的損耗，永遠不會達到無窮大。

4 3. 天線特性

如前面說明，天線具有轉換一種波形至另一種波形的功能。能量方向的轉換的工作原理或便於理解，對於我們來說並不重要。因此，發射天線和接收天線可以用相同方式觀察（互補原理），和本章中所說明的參數，也可適用於發射和接收。有些參數在某些情況下，只可在發射或接收運作下，才可進行測量；這些規格，僅在這些模式下，才有意義的話。主動天線是唯一的例外，純作為接收天線，不是互補的。除此之

外，必須在發射天線與接收天線之間，有明確的區別；例如，需考慮最大發射器功率；但這此與特點和操作原理沒有關係。

4.1

4.2 3.1 輻射密度

最簡單方法，想像天線是一種全向性輻射體；在實際上，並不存在，但可解釋天線的能量輻射的一個很好的理論模型。全向性輻射體，空間中的一個無因次點，產生球形面波完全均勻輻射。當產生理想匹配的發射器功率 P_s 時，在距離 r 處的輻射密度：

$$S = \frac{P_s}{4\pi r^2}$$

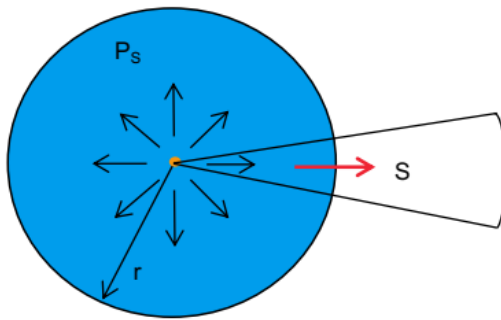


Fig. 8：均勻空間中的全向性輻射體

輻射密度（通常也稱為功率密度），也是在遠場中的電磁波，電場強度與磁場強度乘積

$$S = E \cdot H$$

4.3 3.2 輻射方向圖

天線在三維空間輻射行為，可使用輻射方向圖來描述（通常在遠場中）。如前所述，只有全向性輻射體，在空間的每一方向，表現相同的輻射量；但是這種輻射體不能適用於任何特定的偏振，可作為合適模型和比較標準。偶極天線和單極天線具有指向性，自由空間中的電子短偶極天線的三維輻射圖（如 Fig. 9），每一線軸皆有零點。

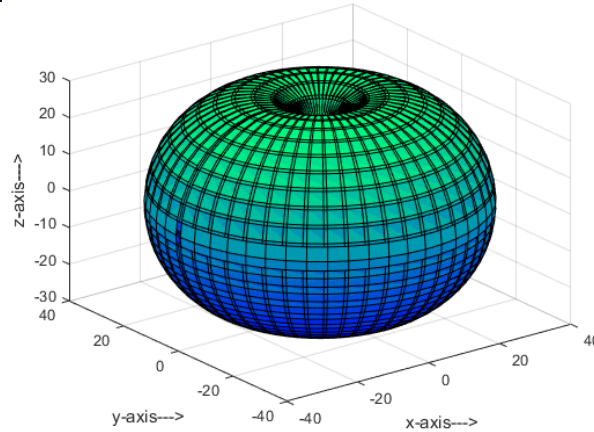


Fig. 9：偶極天線的三維輻射圖

雖然，輻射方向圖為三維空間模型，通常使用兩個平面方向圖（也稱為主平面方向圖）來描述輻射方向圖。從輻射在空間特性，觀察通過一個截平面，可以看到通過原點和輻射的最大值。如 Fig. 10 表示的球面坐標，用於描述三維空間中的位置。

水平方向圖（見 Fig. 11）表示電場強度，在固定 θ 值（通常 $\theta = 90^\circ$ ），以方位角 ϕ 的函數表示。垂直方向圖（見 Fig.12）表示場強強度，在固定 ϕ 值（通常 $\phi = \pm 90^\circ$ 或 $0^\circ / 180^\circ$ ），以仰角高度 θ 的函數表示。

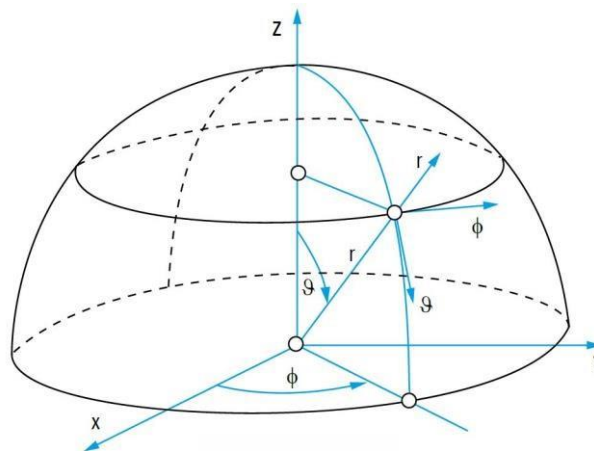


Fig. 10: 球形座標的解釋

使用兩個主平面方向圖，解釋天線的輻射特性，足夠說明天線的完整運作模式；所以，當只有兩個平面顯示時，會有資訊丟失，意義不大。

在文獻或數據中，經常使用方位角圖或仰角高度圖術語。使用方位角描述了“水平”或“水平的”相關解釋；使用仰角高度描述了對“垂直”的相關解釋。當使用這兩個術語來描述天線的輻射方向圖，設定天線安裝的方向圖上所做測量。

另外，兩種主平面方向圖的通用名稱，為 **E-平面** 方向圖和 **H-平面** 方向圖；它們直接決定天線輻射的方向。因此，天線測量數據不會只依據的安裝方向。

請注意：

不要混淆 **H-平面 (H-plane)** 與水平的平面(horizontal plane)！

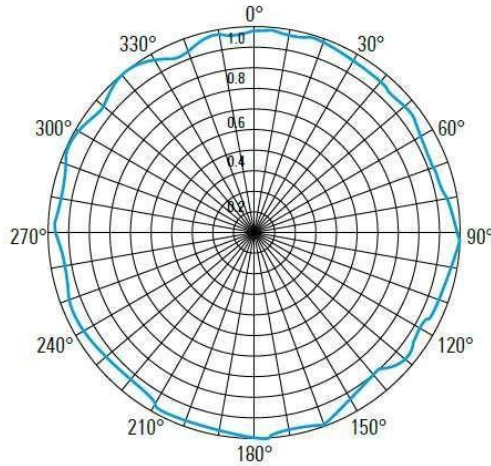


Fig. 11: 偶極天線的水平方向圖

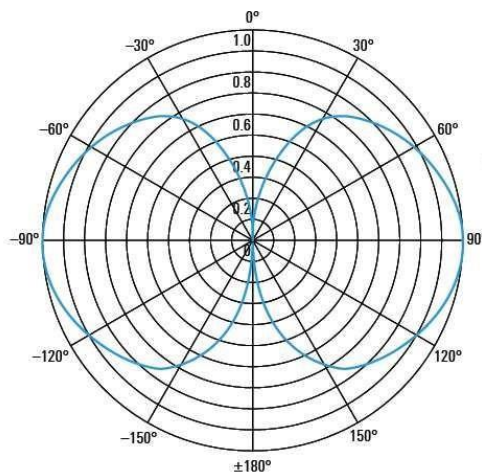


Fig. 12: 偶極天線的垂直方向圖

通常，也可使用極座標繪製天線方向圖的曲線圖，此方法優點：可以快速地將輻射方向圖轉換可讀的曲線圖。在某些情況下（即對於高定向天線），在笛卡爾坐標系中，將輻射方向圖繪製功率圖，表現主波束和相鄰旁波束的更多細節數據（見 Fig. 13）。

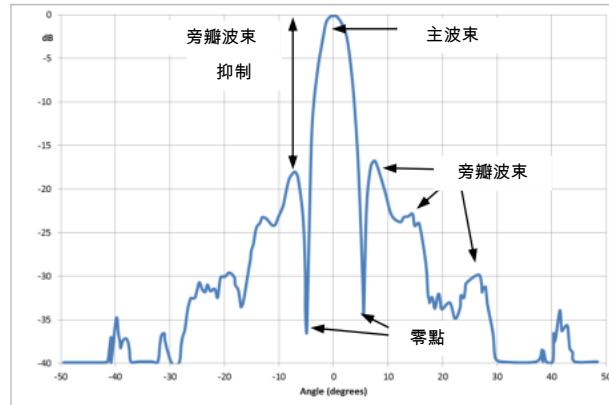


Fig. 13: 笛卡爾坐標的輻射方向圖

從輻射方向圖式可以導出以下附加參數 (見 Fig. 14)

- 旁瓣波束抑制 (或旁瓣波束功率準位) · 測量主波束與最高旁瓣波束之間的功率準位。
- 半功率波束寬度 (HPBW) 是天線方向圖中主波束兩點之間的角度 · 從最大值下降 3 dB 的地方。它通常被定義為兩個主平面方向圖。
- 前後功率比為輻射的功率準位與天線背面的的功率準位之間比值。它是正向峰值增益與反向 (180°) 增益之間比值。它通常用 dB 表示。

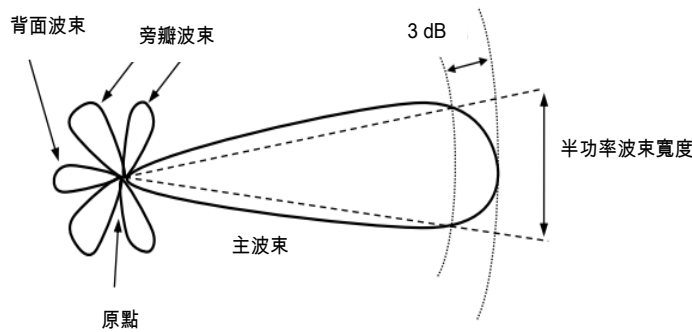


Fig. 14 : 輻射方向圖中的進一步參數



4.4 3.3 方向性

4.5

方向性因數 D 被定義為在主輻射方向上所得到的 F_{max} 輻射強度與 F_i 輻射強度之比， F_i 由無損耗的全向性的相同輻射功率 P_t 的輻射器所產生的。輻射強度可以用 Poynting 向量表示的功率密度來代替，如下所示：

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H}$$

在遠場中， \vec{S} 垂直於 \vec{E} ，和 \vec{S} 與 \vec{E} 垂直 \vec{H} 。

功率密度可從距離天線的不同 r 位置得到；下列表示式應用於 D ：

$$D = \frac{F_{max}}{F_i}, \text{ 當 } F_i = \frac{P_t}{4\pi}$$

4.6 3.4 天線增益

相對於方向性因子，天線增益 G 是在主輻射方向上的輻射強度 F_{max} 與輻射強度 F_{i0} 之間的比率，輻射強度 F_{i0} 由無損耗的全向性的相同輸入功率 P_{t0} 的輻射器所產生。

$$G = \frac{F_{max}}{F_{i0}}, \text{ 當 } F_{i0} = \frac{P_{t0}}{4\pi}$$

與方向性因子相反的，將天線效率 η 也考慮在內，天線增益 G 公式須改為：

對於效率 $\eta = 100\%$ 的天線，這表示天線增益和方向性是相等的。在實際中，情形沒有發生；而且，天線增益可以容易測量到，時常使用的參數。

天線增益和方向性通常以對數形式表示：

$$g/dB = 10 \cdot \log G, \text{ 或 } d/dB = 10 \cdot \log D$$

與常見規則和標準相反，在 dB 之後加上額外的字母，表示建立在參考實際值的做法：

- dBi 參考同性輻射器
- dBd 參考半波偶極

例如，dBi 和 dBd 之間轉換公式： $0 \text{ dBd} \approx 2.15 \text{ dBi}$ 。

4.7

4.8

4.9 3.5 實際增益

雖然天線增益定義，假設天線與所連接的電纜和接收器或發射器之間為理想匹配；實際上，很少如此。那麼在非理想匹配的設置中測量值，就是天線的實際增益。

天線增益可以從實際增益得到：

$$G = G_{pract} \frac{1}{1 - |r|^2}$$

其中不匹配的所有總量由反射係數 r 的大小表示（見 3.9 章節）

4.10 3.6 有效面積

天線的有效面積 A_w ，是專門為接收天線所定義參數。用以判斷天線是否能夠從功率密度 S 的平面波中，得到最大接收功率 P_r ：

$$P_{r\ max} = S \cdot A_w$$

雖然，天線的有效面積可以被想像為垂直於入射波傳播方向的實際面積，但它不一定與天線的幾何面積 A_g 相同。有效區域和幾何區域之間的關係，由孔徑效率 q 來描述

$$q = \frac{A_w}{A_g}$$

天線的有效面積，可以使用下列公式轉換為天線增益，反之亦然：

$$A_w = \frac{\lambda^2}{4\pi} G$$

4.11 3.7 輸入阻抗

4.12

天線最重要的參數之一，是其輸入阻抗：

$$Z_{in} = R_{in} + jX_{in}$$

這是天線回饋電點處的阻抗；其實部 R_{in} 可分解為輻射電阻 R_R 和損耗電阻 R_L

$$R_{in} = R_R + R_L$$

然而，應該注意的是，輻射電阻是輻射功率和天線電流的 RMS 值平方的商值，與空間相關聯的；這也適用於天線電流。因此，在被指定輻射電阻時，需要指定其在天線上的位置。

一般而言，天線回饋電指定點，也是電流最大值點。這兩點是重疊於天線處，並不是適合所有類型的天線有此特性。如果天線工作在共振狀態，則輸入阻抗的虛部 X_{in} 會消失。從天線特性中，非常短電子的線性天線具有電容性阻抗值 ($X_{in} < 0$)，而非常長電子的線性天線以的電感性阻抗值 ($X_{in} > 0$) 被識別。

4.13 3.8 名義阻抗

名義阻抗 Z_n 僅是一個參考數量，通常規定天線電纜的特徵阻抗，必須與天線阻抗相匹配（通常為 $Z_n = 50\Omega$ ）。

4.14 3.9 阻抗匹配和 VSWR

如果天線的阻抗不等於電纜的阻抗和或發射機的阻抗，則發射信號的不連續性一定會發生。描述這種不連續性發生時的影響，因為其中一部分功率被反射，此信號一定不會到天線的發射端（見 Fig. 15）。同樣情形，也會發生在接收天線端不能完全接收功率，由於不匹配問題，導致信號不連續性發生，不能到達接收機。

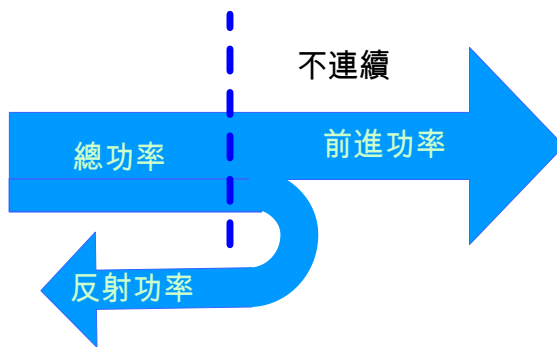


Fig. 15: 由於不匹配導致的正向和反射功率

反射功率的大小，可以根據發射天線的等效電路圖來計算（見 Fig. 16）。

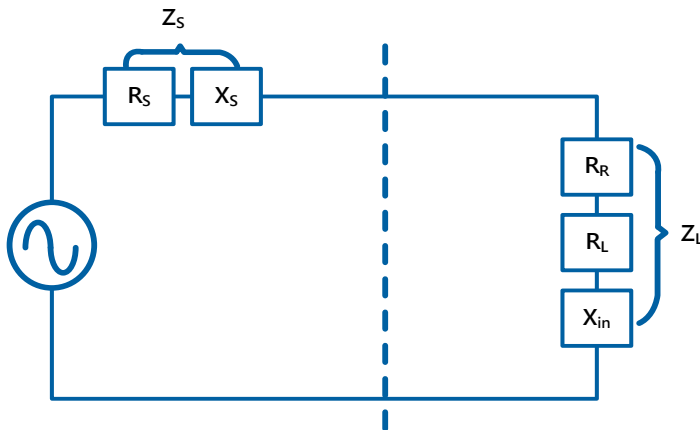


Fig. 16: 發射天線的等效電路圖

為達到最佳化性能，發射機的阻抗 (Z_S) 必須與天線輸入阻抗 Z_{in} 相互匹配。根據最大功率傳輸定理，只有當發射機的阻抗是天線阻抗的複共軛時才能傳輸最大功率，反之亦然。因此以下匹配條件適用：

$$Z_{in} = Z_S^*$$

$$\text{當 } Z_{in} = R_{in} + jX_{in} \text{ 和 } Z_S = R_S + jX_S$$

如果不能滿足匹配的條件不能滿足，則會有一些反射功率發生，導致產生駐波，其特性稱為電壓駐波比 (VSWR) 的參數。

VSWR 被定義為與傳輸線上最大和最小電壓的比值 (如其名稱所示)。但是也可以按照以下公式顯示的電流或功率水平來計算 VSWR：

$$S = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{I_{max}}{I_{min}} = \frac{|V_{forw}| + |V_{refl}|}{|V_{forw}| - |V_{refl}|} = \frac{\sqrt{P_{forw}} + \sqrt{P_{refl}}}{\sqrt{P_{forw}} - \sqrt{P_{refl}}}$$

與 VSWR 密切相關的另一個參數是反射係數 r 。它被定義為反射波 V_{refl} 的幅度與入射波 V_{forw} 的幅度之比：

$$r = \frac{V_{refl}}{V_{forw}}$$

此外，通過下面的公式還涉及 VSWR：

$$s = \frac{1 + |r|}{1 - |r|}$$

回波損耗來自反射係數作為對數測量：

$$a_r = -20 \log|r| = -20 \log\left(\frac{V_{refl}}{V_{Forw}}\right) = -20 \log\left(\frac{P_{refl}}{P_{Forw}}\right)$$



所以實際上有幾個物理參數來描述阻抗匹配的質量; 這些可以根據需要簡單地從一個轉換到另一個。為了便於轉換，請參考下表：

| VSWR | r | a _r | Reflected power |
|-------|-------|----------------|-----------------|
| 1.002 | 0.001 | 60 dB | |
| 1.01 | 0.005 | 46 dB | |
| 1.1 | 0.05 | 26 dB | 0.2 % |
| 1.2 | 0.1 | 20 dB | 0.8 % |
| 1.5 | 0.2 | 14 dB | 4 % |
| 2.0 | 0.33 | 9.5 dB | 11.1 % |
| 3.0 | 0.5 | 6 dB | 25 % |
| 5.0 | 0.67 | 3.5 dB | 44.4 % |

4.15

4.163.10 天線因數

天線因數（也被稱為轉換因數或換算因數）被定義為電場強度與其回饋電點處測得的輸出電壓之比。

$$K = \frac{\text{Electrical field strength}}{\text{Output voltage at } 50 \Omega}$$

天線因數也被用在接收機中，用以顯示天線周圍的場強，而不是信號的電壓電位。更方便對數形式以表示天線因數為：

$$k = 20 \log K$$

一般而言，天線因數在天線文件中規定，無論以表格或圖形格式表示。如果天線經過校準程序，在天線校準文件中，確實列出天線因數值。天線因數以對數形式表示，其單位是 dB / m。

當知道天線因數時，可以容易地用下列公式，計算天線周圍的電場場強 E：

$$E/dBuV/m = U_{Rx}/dBuV/m + k/dB/m$$

其中 U_{RX} 是接收機電壓準位在 50Ω 輸入端測量值。

應該提到的是，為了得到精確的電場場強測量，測試天線和接收器之間的電纜損耗必須包括在內：

$$E/dBuV/m = U_{RX}/dBuV/m + k/dB/m + cable\ loss/dB$$

eful to know the relationship:

在場強測量中，天線因數通常被當作天線的表徵值；通用在天線工程中主要項目，是天線增益和方向性因數。因此，天線增益和方向性因數的關係為：

$$K = \frac{9.73}{\lambda \cdot \sqrt{G}}$$

為了在天線因數和實際增益之間進行轉換，以對數形式表示：

$$K = -29.8\ dB + 20\ \log\left(\frac{f}{MHz}\right) - g$$

4.173.11 天線頻寬

天線頻寬，定義為天線在可使用頻率的範圍中，天線參數性能符合天線規定標準。

· 阻抗匹配最通常必考慮的參數（即是 $VSWR < 1.5$ ），其它參數如天線增益或旁束抑制也可以用以頻寬標準。

在寬頻天線中，須確定最高可用頻率和最低可用頻率的比率。2 : 1 的比例被稱為兩倍頻，和 10 : 1 的比例被稱為十倍頻。

$$BW = \frac{f_H}{f_L}$$

其中 f_H 是最高可用頻率， f_L 是最低可用頻率。當 BW 等於或大於 2 時，是寬頻天線。還有，對窄頻天線有效的頻寬的計算，有不同定義：

$$BW \text{ (in \%)} = \left(\frac{f_H - f_L}{f_c} \right) \cdot 100$$

其中 f_c 是中心頻率。

BW 的數值可以在 0 到 200% 的範圍內，實際上只用到了大約 100%。

5

6 4 如何選擇天線於微波系統

6.1 4.1 半波偶極

偶極天線是最基本的天線形式。最著名的例子是調整（半波）偶極。

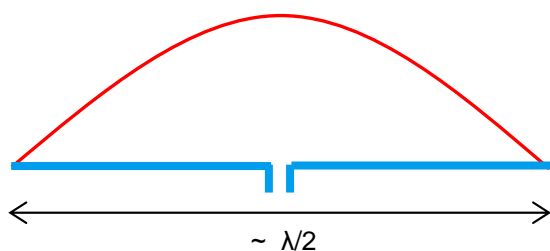


Fig. 17：半波偶極天線

偶極長度略小於半個波長，輸入阻抗在共振時，在 50Ω 和 70Ω 之間，其長度/直徑比決定阻抗數值；因此，名義阻抗的共同饋入電纜，可容易被連接。偶極上的電流分佈（如 Fig. 17 中的紅線所示），可假設為近似正弦曲線，其三維輻射方向圖已經在 3.2 中表示（見 Fig. 9）。E 平面上的輻射圖是偶極軸的參考平面，看起來像數字 8 型狀（見 Fig. 12），而垂直此軸的平面（H 平面）內的輻射圖都是均勻的。

半波偶極組成的天線，這種天線只能用在一個頻率。在使用偶極天線的經驗中，可接收非常廣泛頻率範圍的信號；可以得到結論，使用半波偶極為測試天線，測量頻率範圍可遠離天線的共振頻率。當在寬頻應用時，傳統偶極會遇到下列重要問題：

- 天線的輸入阻抗，與天線的長度與波長的比例（見 Fig. 18）有絕對關係；所以，當工作頻率遠離半波諧振頻率時，會出現顯著的不匹配問題。薄偶極的長度（ l ）與直徑（ d ）之比率較大，情況也是如此。如果這個比例下降，不匹配量將會減少。Fig. 19 顯示厚的偶極的一些可能的形狀。

當偶極的阻抗與饋電電纜的阻抗相匹配時，還需要考慮平衡天線，通過平衡 - 不平衡轉換器連接到不平衡（或同軸）電纜。Balun 是一個由“平衡”和“不平衡”組成的元件，Balun 可幫助前面提到的設備之間轉換。如果沒有 Balun（平衡 - 不平衡變換器），在同軸電纜的外導體上會形成表面電流，這會導致強烈的電磁干擾或改變天線的輻射方向圖。

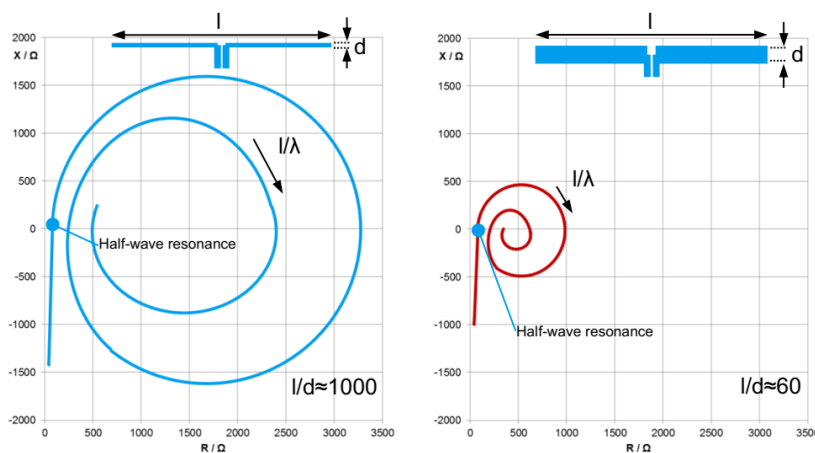


Fig. 18: 不同 l/d 比率的偶極產生輸入阻抗

為了節省材料和尤其是重量，寬頻偶極天線通常以籠子形式設計，另一種常用的測試天線為雙錐形天線在 Fig. 18 的右邊。

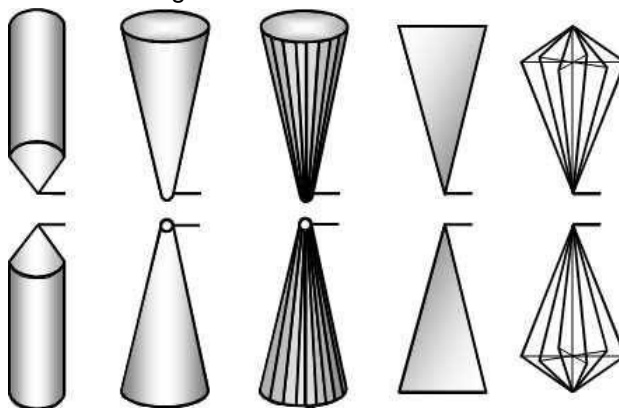


Figure 19: 寬頻偶極天線的可能形狀

- 在全波共振下，輻射方向圖將改為天線長度與波長比率的函數；但在 Fig. 20 下，這樣的關係已經不存在，因為不能夠明確地表示輻射的主方向或增益。例如，這種“分裂輻射方向圖”的產生，由於長度與波長比率變得太大時，偶極上的非理想電流分佈造成的。避免這種情況的一個選擇是將天線桿設計成伸縮元件，從而可以改變天線長度以匹配工作頻率。然後偶極可以在每個設定的頻率上以共振的方式進行操作。然而這在實際中通常是不可能的，因為只要頻率改變就必須改變長度。

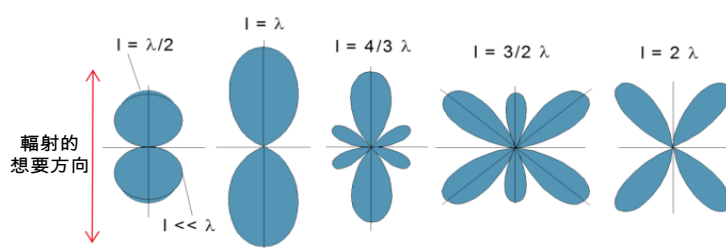


Fig. 20：偶極輻射方向圖由長度/波長比率決定

另一種更實際的解決方法是改變天線上的電流分佈（例如通過電抗元件，諧振電路，或磁鐵環），使用在較高頻率下，只有部分天線被活化。即使頻率可能變化，但波長與天線長度的比值幾乎保持不變。在電子學而言，這種解決方法多少與另一單極天線相同，但不需要使用戶付出任何努力或花費。

6.2

6.3 4.2 單極天線

桿狀天線（或單極天線）的工作原理為電流分佈於天線上，天線的長度為四分之一波長，與半波偶極天線上的電流分佈相同（見 Fig. 17）。當單極天線沒有偶極功能，被具有高度導電的表面所取代，由於反射原理（參見 Fig. 21），導電地面上的垂直四分之一波長天線具有，與半波偶極天線相同的輻射方向圖的特性。當然，在另一半陰影的空間沒有輻射進入，輸入阻抗是偶極的一半，阻抗約為 30Ω 和 40Ω。

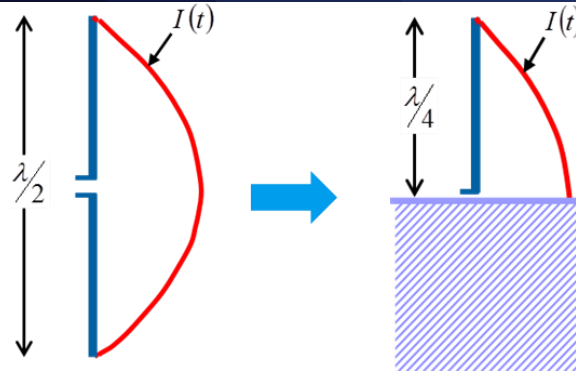


Fig. 21: 從偶極天線到單極天線

在單極天線上的導電面板，利用反射原理，啟動重要功能。例如，在一般可傳導的地面（如濕草地），或在不容易傳導的乾燥地面（如乾沙地），可以放置地網（通常也稱為徑向線），可形成傳導的地面。

Fig. 22 顯示了地面電導率對單極天線垂直方向方向圖的影響：

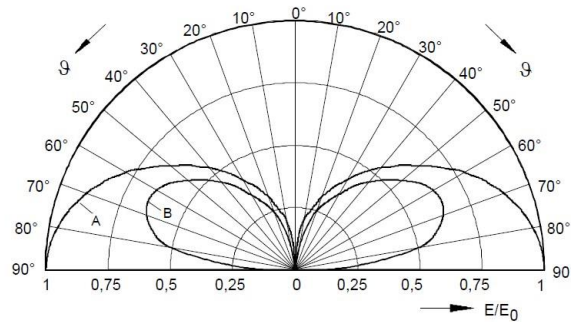


Fig. 22：導電性好地面（A）和導電性不好地面（B）的單極天線的垂直方向圖

一種特殊形狀單極天線，被稱為地平面天線（參見 Fig. 23）。它的特點是有若干根電線或棒（稱為徑向線），以一定角度從饋電點至電線或棒以徑向排列；典型的角為 135° ，使用四分之一波長單極，以增加饋電點的電阻值約為 50Ω ，可以容易與同軸電纜相匹配。

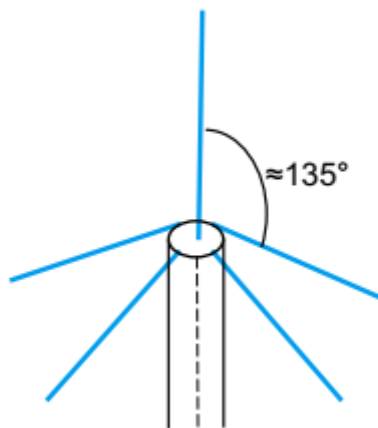


Fig. 23: 地平面天線

在 VHF / UHF 頻率範圍，地平面天線也可用於垂直極化全向天線。

6.4 4.3 指向天線

前面章節已說明，理想的全向天線不可能發生。如果，將天線的輻射功率集中在空間中一個特定方向，稱為指向天線。在等效發射功率條件下，可明顯提高信噪比，但是必須對準於遠端點上；在此情況下，使用旋轉設施，以使對準於遠端點上。對於指向天線，參數增益，方向性，與輻射方向圖有關的數值，在 3.2 中已經討論的前後比，支束抑制或半功率波束寬度，討論輻射能量集中，進入一定的方向。

指向天線最簡單的形式是，在預定距離上，設置兩個單極天線，饋入不同的相位的信號 (見 Fig. 24)。

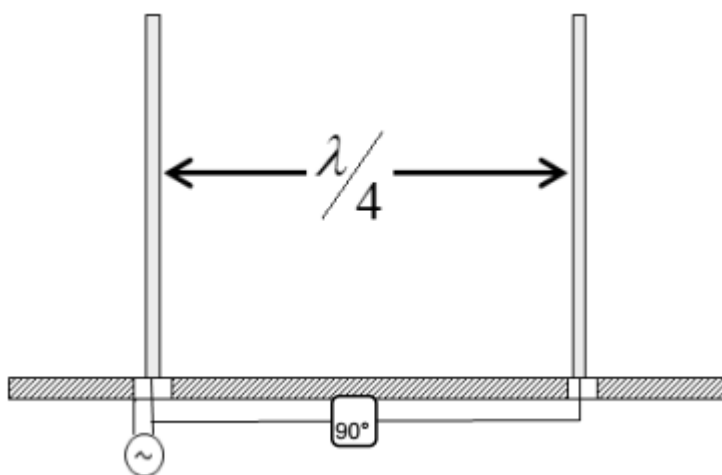


Fig. 24: 指向天線的原理

在 Fig. 24 的例子，選擇四分之一波長的距離和 90° 的相位差，由兩個天線所產生的遠場強度，會形成心形輻射方向圖 (參見 Fig. 25)。

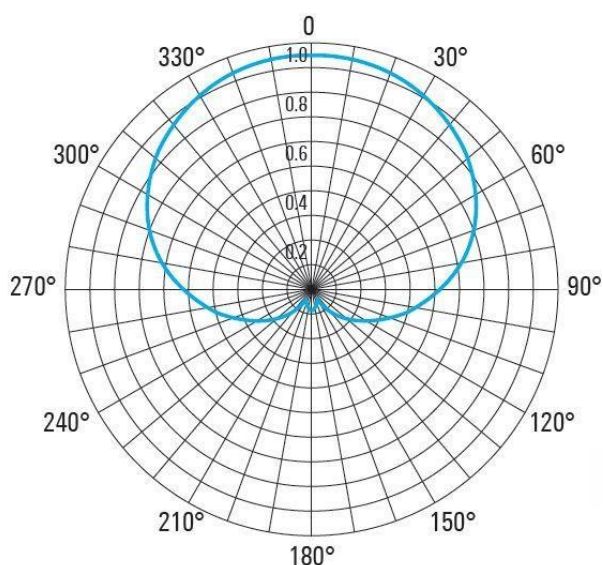


Fig. 25 : 心形輻射方向圖

雖然，指向天線配置不會產生強烈輻射的聚焦，但是它在輻射方向圖有清晰的零點，可以有效抑制干擾信號。

在規定距離上，使用規定相位轉移和方向性模型的方法，重疊兩個或幾個以上輻射體，可產生所需方向性模型；但其方向性會受限於可用空間，和所需輻射體的數量。

在 Fig. 24 中，表示使用電纜饋入輻射體方法之外，輻射耦合的原理也是主要方法之一；從電纜饋入一個輻射器，並且經由輻射器激發其餘元件。Yagi-Uda 天線由 4 到 30 個元件組成，用於接收電視和 VHF 聲音廣播信號，其增益值為 10dB 或更多。

用電子方法，改變高定向天線的主波束方向，越來越多地應用於非常高頻率（例如衛星微波通訊服務）的天線陣列。天線陣列被稱為平坦天線 (planar antenna)，主要由偶極極幕組合而成，與幕簾天線相比，偶極極幕安裝在導電平板的前方。天線陣列可以用印刷電路板蝕刻成輻射體（微帶天線）。因為印刷電路板蝕刻技術，大形天線陣列也可在微波頻率範圍內，達到高精度和高效率。

6.5

6.6 4.4 對數週期偶極天線 (LPDA)

一種特別指向型式天線，是對數週期偶極天線 (LPDA, Log-Periodic Dipole Antenna)；使用多個推動元件，執行成形的光束。LPDA 由許多平行偶極的組合，偶極之間藉著增加長度和間距，構式天線（見 Fig. 26）。每一偶極通過共同的回饋線，饋入不同相位的任一邊元件。連接偶極末端和天線縱軸的線形成的角度 α 保持不變，刻度因數 τ 等於相鄰元件長度和它們的間距之比：

$$\tau = \frac{l_{n+1}}{l_n} = \frac{d_{n+1}}{d_n} = \text{const}$$

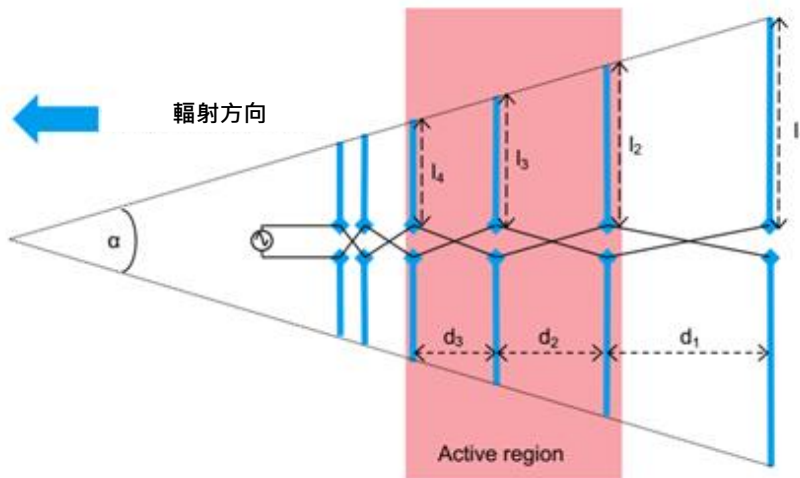


Fig. 26: 對數週期偶極天線 (LPDA)

LPDA 天線的特點，有主動區和被動區。天線從前面開始饋入（在最短偶極），當電磁波通過回饋線和所有偶極，電磁波的半波長短於偶極長度，不會有輻射發生。當半波長的偶極被帶入諧振狀態，形成主動區，電磁波輻射會回到較短偶極方向。這現象解釋，有效區域後面的較長偶極，完全沒有電磁波到達。主動區通常由 3 至 5 個偶極組成，其位置明顯隨頻率變化。LPDA 中的最短和最長偶極的長度，決定天線可使用的最大頻率和最小頻率。

由於在特定的頻率下，只有一些偶極對輻射有作用，用 LPDAs 可達到所需方向性（也就是增益），相對於天線的整體尺寸相對較小。然而，LPDA 的優勢在於它的大頻寬，理論上它只受物理限制。

LPDA 的輻射方向圖在整個工作頻率範圍內幾乎是恆定的。在 H 平面中，其半功率波束寬度為 120°；而 E 平面中，其半功率波束寬度為 60°至 80°。H 平面中的波束寬度，減小到成值約 65°，形成堆疊兩個 V 形的 LPDA。（見 Fig. 27）

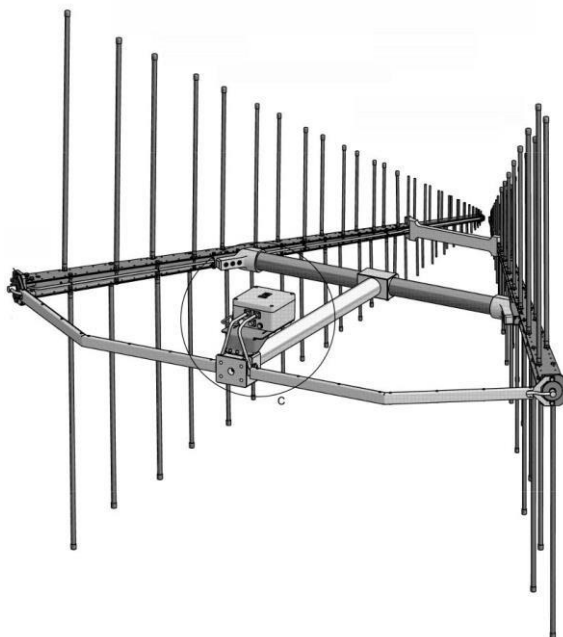


Fig. 27 : V 型堆疊 LPDA 天線例子

V 型 LPDA 天線具有非常相似的半功率波束寬度的 E 和 H 平面方向圖 (見 Fig. 28) 。 此外 · V 型 LPDA 與普通 LPDA 相比 · 增益高 1.5 dB 。

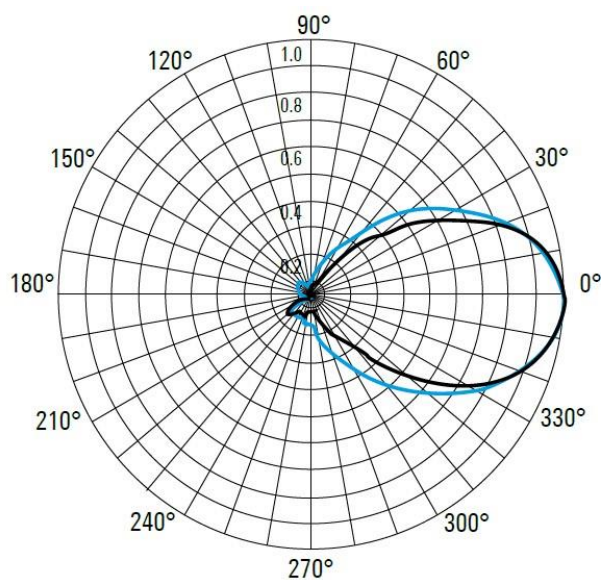


Fig. 28 : V 型堆疊式 LPDA 的輻射方向圖 - E-平面 (黑色) · H-平面 (藍色)

6.7 4.5 主動天線

主動天線是製造簡潔型寬頻天線的一種可能方法。在這樣的想法，使用非常短偶極長度的天線，將導致有用信號 P_S 和噪聲 P_N 的輸出功率準位相應降低。因此，信噪比 (S/N) 是接收品質的唯一指標，在相當寬的範圍內保持不變，如 Fig. 29 所示。

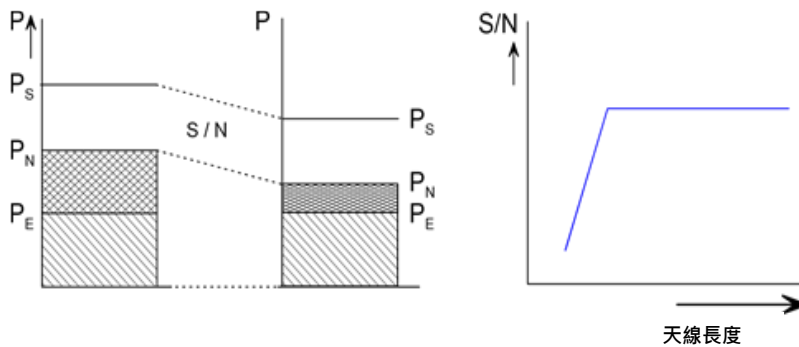


Fig. 29: 主動天線的基本原理

當 P_E 受到接收機的技术參數影響，造成在外部噪聲 P_N 的功率準位低於接收機噪聲 P_E 的情況下， S/N 才會受到影響。

在第 3 章 (見 Fig. 18) 已經說明，縮短輻射體與阻抗的極端變化有關連。對於主動棒狀或偶極天線，這通過直接饋送天線終端的信號電壓到非常高阻抗的主動元件 (通常是場效應晶體)，形成阻抗轉換器，且同時放大來補償。因此，主動天線根據天線定義，其中主動元件直接接到短電性輻射體 (即是偶極體，如 Fig. 30 所示)；請不要混淆不清，系統中的被動天線輸出信號，循環通過前置放大器。非常清楚解釋,主動天線用在於接收。

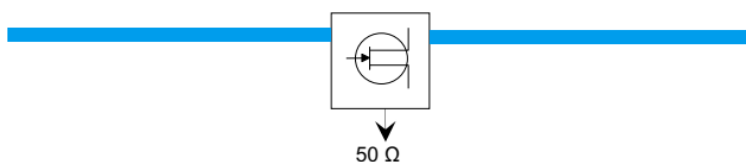


Fig. 30: 主動偶極天線的原理

使用主動天線的優點，主動天線的輻射方向圖不再是頻率的函數，因為它們使用了短電性的元件。將主動電路仔細調整到天線的幾何形狀，並採用其他測量，儘可能做到天線因數與頻率之間沒有關連，從而可以容易地進行場強測量。

主動天線不是侷限用於非常高噪聲大氣層的較低頻率 (頻率低於 200MHz)，由於其極寬頻的特性，主動天線也越來越多地用於更高的頻率範圍。



主動天線的最大優點之一，就是減小了尺寸要求。例如，一個主動桿狀天線涵蓋高頻和部分低頻頻率，可以使用一個較短，大約 1 米的輻射體來建造。如果使用被動天線，需涵蓋相同等頻率範圍，需十倍值的輻射體來建造。

當設計有源天線時，工程師需要處理兩個稍微矛盾的目標：

- 主動天線在外部噪聲影響時，需達到最大的靈敏度。因此，設計人員將選擇主動元件，以期得到最佳的噪音係數 (NF) 和噪聲匹配。
- 主動天線應該具有良好抵抗較強干擾信號的保護能力 - 無論主動電路在天線內部或外部產生。因此，設計者會選擇具有高截取點值 (IP2 和 IP3) 的主動元件。

在實際上，主動天線不可能同時達到這兩個目標，它們之間的邊界條件被稱為動態範圍。主動天線具有動態範圍有限的，也使得主動天線在強發射機附近，或者附近有高場強值的位置，難以應用。但是，主動天線具有以下優點和缺點

| 優點 | 缺點 |
|---------------|----------------|
| 小於同類型被動天線 | 不能用於傳輸 |
| 比同類型被動天線的頻寬更寬 | 如果安裝不當，更容易受到干擾 |
| 頻率與輻射方向圖沒有關連 | 具有較小的動態範圍 |
| 可以安裝相對較接近 | 不能安裝在受干擾的環境中 |
| 非常適合作為頻寬測試天線 | 必須小必平衡 |

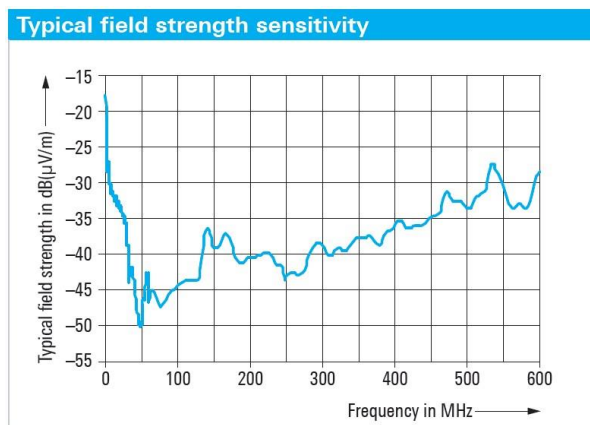
當主動天線的增益需規定時，必須小心；因為有兩個定義需要解釋：

- 電子增益 G_T 是接收功率在名義電阻與接收最大功率的比率，最大接收功率可以從相同方向特性的天線場強提取。
- 實際增益 G_{pract} 為名義電阻上接收功率 P_r 與無損耗全向參考天線（等向性輻射體）的接收功率 P_{ri} 之比值。

$$G_{pract} = \frac{P_r}{P_{ri}} = D \cdot G_T$$

因此，僅靠天線增益，不能得到任何結論，有關於天線的輻射方向圖或場強靈敏度。

場強敏感度值都會在天線文件中規定。為了得到可靠比較的結果，可必被檢測的最小場強值，與頻寬和欲達到的信噪比 (S/N) 有一定關係 (見 Fig. 31)。



At antenna output (measurement bandwidth $\Delta f = 1$ Hz; S/N = 0 dB).

圖 31：主動天線的場強靈敏度規格

5. 參考文獻

- 1 M. Reckeweg, Dr. C. Rohner “ Antenna Basics White Paper” , 8GE01_1e