

## 第七章 無線通道模型概論

### 7.1 概論

一般而言，有兩種較為採用的方式來描述電磁波的傳播，第一種是針對特定的地形與區域，用精準的方式來描述電磁波所受特定環境的影響；第二種是用統計的方式來描述電磁波所受環境的影響，這種方式不考慮特定的地形與區域，而是在量測過各類環境的綜合影響之後，用巨觀的方式描述相關統計資料。第二種方法特別適合通訊系統的開發，因為所開發出來的系統，必須在各式各樣不同的環境中運作。因此，本書便採取第二種方式來描述電磁波在無線通道之中的傳輸模型。

各類訊號從發射端送出之後，在到達接收端之前所經過的所有路徑，我們統稱為通道。通道對傳送訊號所產生的影響，是各類通訊系統接收機設計的一個關鍵考量。其中，如果傳送的是無線電訊號，電磁波傳播所經過的路徑，我們特別稱為無線通道。無線通道可能是很簡單的直線(目視)傳播(Line of Sight, LOS)，也可能會被許多不同的因素所干擾，例如訊號經過建築物、山丘、或者樹葉反射所產生的多重路徑效應(Multipath Effect)，多重路徑效應會造成訊號放大或衰減，最大和最小可以相差 30 到 40 dB；此外，傳送端和接收端的相對運動，會使訊號產生都普勒效應(Doppler Effect)，都普勒效應會使通道的特性隨著時間而改變，增加了訊號品質的不確定性。對無線通訊系統而言，因為傳播路徑的多樣性與時變性，無線通道的特性便在接收機的設計中，扮演著關鍵的角色。在無線通訊系統中，無線通道通常是利用通道的統計特性來分析與模擬，各類文獻已經提出相當多的通道模型，一般而言，整個無線通道對訊號所產生的影響，共可分為以下三大部分，它們在一個無線通道中是同時存在的：

1. 傳播路徑損耗模型(Propagation Path Loss Model)：一般而言，接收訊號的功率或是傳播路徑的損耗，可以視為一個隨機變數，而傳播路徑損耗模型是用來描述接收訊號的平均功率或是傳播路徑的平均損耗，平均功率會隨著傳播距離的增加而減少，而傳播路徑的損耗會隨著距離的增加而增加，因此，這個隨機變數是一個距離的函數，而隨著距離的不同，會有不同的平均值或中間值；
2. 大尺度傳播模型(Large Scale Propagation Model)：這個模型是用巨觀的角度，來描述訊號在經過較長的距離(或時間)所產生的變化，而此變化是用統計的方式來描述；此模型之中，通常是給定一特定的傳收(Transmitter-Receiver, T-R)距離，然後把接收訊號的強度，當成是一個隨機變數，這個模型通常可以用來估測無線電波的覆蓋區域；
3. 小尺度傳播模型(Small Scale Propagation Model)：這個模型是用微觀的角度，來描述在很短的距離(或時間)之內，接收訊號功率所呈現快速的變動。

這三種現象在真實的通道中是同時存在的，但是在電腦模擬或是理論分析之中，很少被同時使用，主要是同時使用時的複雜度太高。一般來說，如果研究的目標是系統容量的分析、無線電波的覆蓋區域、或是換手(Handover)的演算法，大多數時候只會用到傳播路徑損耗模型及大尺度傳播模型，因為系統容量及換手演算法只會和系統長時間、大範圍的平均訊號狀況有關；如果研究的目標是接收機基頻訊號的處理，則大多數時候只會用到小尺度傳播模型，因為基頻訊號處理的都是一個個的符元或子碼，它們的週期相對而言都較短，這時候訊號瞬間的變化就變成是一個重要的考量，也是基頻訊號處理所必須克服的主要問題，此時系統仍然會受到傳播路徑損耗模型及大尺度傳播模型的影響，只不過我們通常假設這些影響已經被其他的技術所解決(如功率控制)；此外，當研究的目標是功率控制時，這三種模型都有可能被採用，主要是看功率控制所設定解決的問題。

在 WCDMA FDD 模式之中，功率控制共分為開迴路(Open Loop)和閉迴路(Close Loop)兩大類。開迴路功率控制主要是在手機一開始和基地台(Node B)建立聯繫之時，用來粗略估測手機和基地台之間路徑所造成的功率損耗，此時手機會量測基地台的訊號強度，然後決定該使用多少功率來傳送訊號給基地台，然而上鏈和下鏈所使用的載波頻率不同，通道的衰減狀況也是各自獨立的，所以此種估測路徑所造成功率損耗的方法是非常不準確的；閉迴路功率控制又分為外迴路(Outer Loop)與內迴路(Inner Loop)兩種，外迴路功率控制的主要目的，是讓無線網路控制器(Radio Network Controller, RNC)針對每一個連線通訊品質的要求，設定一個訊號對干擾目標比值(Target Signal to Interference Ratio, Target SIR)，這個比值主要和服務品質(QoS)、通道衰減狀況、與車速有關；內迴路功率控制主要是使用於基地台和用戶之間的迴路，在 RNC 給定的 Target SIR 之下，用每秒鐘一千五百次的速率改變傳送功率，目的是用來對抗小尺度傳播模型所造成接收訊號的快速變化。

以上只是概略的介紹此三種通道模型，在往後章節內將會有更詳細的論述。本章將會介紹各種無線通道的特性，並藉由電腦程式的模擬，以了解傳送訊號在經過無線通道到達接收機之前，會產生什麼樣子的變化。

## 7.2 傳播路徑損耗模型(Propagation Path Loss Model)

無線電自發射端送出後，在空間中呈現發散的特質向四面八方傳播出去，情況就像一個不斷膨脹的球體，基於能量守恆的原理，無論半徑為多少，整個球體表面積所散佈的能量必須守恆，而球體的表面積是與距離的平方成正比，這也就是為何在真空之中，接收功率會和傳播距離平方成反比的緣故。事實上，還有很多因素會影響到能量的散逸，因此在我們所處的環境中，接收訊號的功率是和距離的三次方或四次方成反比，當然也有某些狀況會令能量的散逸較為平緩，以下將逐一介紹用來描述傳播路徑損耗的通道模型。在這裡我們主要探討三個在文獻之中較常使用的模型：自由空間傳播模型(Free

Space Propagation Model)、對數距離路徑損耗模型(Log-Distance Path Loss Model)、及哈他模型(Hata Model)。

### 7.2.1 自由空間傳播模型(Free Space Propagation Model)

此模型是用來估測當傳送端和接收端之間沒有任何障礙物，亦指目視所及(Line of Sight, LOS)時所測得的訊號強度，此時傳送端與接收端之間的距離也是最短的，例如衛星通訊就是一個最好的例子。基本上，在這種通道傳播模式底下，接收機所接收到的訊號強度是和距離的平方成反比，這也是依球面積和能量守恆定律所得來的結果。在自由空間傳播模型中，最常用的是福利斯自由空間模型(Friis Free Space Model)，在一給定傳送端和接收端的距離時，此模型提供了接收端的平均接收功率。由福利斯自由空間方程式(Friis Free Space Equation)，我們可以得到當傳收距離為  $d$  時，接收訊號的平均功率  $P_r(d)$  為：

$$P_r(d) = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2 L} \quad (7-1)$$

其中  $P_t$  為傳輸功率， $G_t$  為傳送端天線的增益， $G_r$  為接收端天線的增益， $L$  為系統散逸係數(和傳播通道無關)， $\lambda$  為電磁波波長(單位為公尺)。

天線增益( $G_t$  和  $G_r$ )與其有效孔徑(Effective Aperture) $A_e$  有關：

$$G = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} \quad (7-2)$$

一般而言，天線是沒有放大訊號的功能，也就是增益為 1(0 dB)。但是有些天線可以朝特定方向傳送或接收訊號，這種天線我們稱為方向性天線(Directional Antenna)，對此種天線而言，無論是傳送或接收都可以獲得較高的訊號強度。此外，不同的天線設計和天線實體形狀的大小，也都會影響到有效孔徑的大小，也就都會影響到傳送或接收的訊號強度。因此，即使傳送端使用相同的傳輸功率，只要使用的傳送天線或接收天線不同，接收機所接收到的功率也就不同，對用戶而言，就似乎是天線本身有增益一般。所以  $G_t$  和  $G_r$  的定義，就是使用相同的傳輸功率，透過不同的傳送或接收天線，在接收端所獲得不同功率的比值。如果比較的對象是全向性天線(Isotropic Antenna)，那麼  $G_t$  和  $G_r$  的單位就是 dBi (dB gain with respect to an isotropic antenna)，如果比較的對象是半波長雙極天線(Half-wave Dipole Antenna)， $G_t$  和  $G_r$  的單位就是 dBd (dB gain with respect to a half-wave dipole antenna)。

另外在(7-1)中，還有一個修正用的參數  $L$ ，這代表系統中其他所有散逸的總和，此參數通常是由整個通訊系統中的傳輸線衰減、濾波器散逸、和天線散逸所造成，若  $L=1$  則代表在系統硬體上並無任何功率散逸。

另外，由福利斯自由空間模型中，我們可以看出在  $d=0$  時，接收功率是無法定義

的，有鑒於此，通常會在此模型中定義一個陷入距離(Close-in Distance) $d_0$ ，在 $d_0$ 所接收到的功率被當作是參考功率。因此，對於任何距離 $d > d_0$ ，我們都可以將福利斯自由空間模型表示成：

$$P_r(d) = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2 L} = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d_0^2 L} \cdot \left(\frac{d_0}{d}\right)^2 = P_r(d_0) \cdot \left(\frac{d_0}{d}\right)^2 \quad (7-3)$$

## 7.2.2 對數距離路徑損耗模型(Log-Distance Path Loss Model)

不論是經由理論推導或是實驗量測，我們都可以發現接收訊號的平均功率會隨著距離的增加而呈現指數的衰減，這種現象在室內或戶外皆通用，所以已經被文獻所廣泛使用。也由於接收訊號的平均功率是成指數衰減，在一般狀況下，路徑所造成接收功率的平均損耗 $\overline{PL}(d)$ 通常會和距離的 $n$ 次方成正比，也就是說，對任意的傳收距離而言，接收功率的平均損耗可以表示成距離的函數：

$$\overline{PL}(d) \propto \left(\frac{d}{d_0}\right)^n \quad (7-4)$$

或是將(7-4)取 dB 值：

$$\overline{PL}(\text{dB}) = \overline{PL}(d_0) + 10n \times \log\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (\text{dB}) \quad (7-5)$$

在(7-5)中 $n$ 為路徑散逸指數，這指數代表路徑散逸的速率； $d_0$ 為陷入距離(Close-in Distance)，陷入距離通常為一非常接近傳送端的距離； $d$ 為傳送端和接收端的距離。 $n$ 值會隨著環境的不同而改變，表 7.1 列出在不同環境中，所使用不同的 $n$ 值。

有一點值得注意的，基於表 7.1，我們發現 $n$ 值在大部分的環境中是大於或等於 2，那麼有沒有可能 $n$ 值小於 2 呢？答案是肯定的。考慮在一個走廊的環境中發射電磁波，此時走廊的環境就像一個導波管，訊號將會沿著特定的方向傳播，而非之前所提及的球狀散逸，因此在傳播的過程之中，訊號的能量會較為集中，此時的 $n$ 值便有可能小於 2。

最後要提醒讀者的是，在一固定的傳收距離下，傳播路徑所造成的功率損耗是一個隨機變數，主要的原因是在傳播通道之中，訊號所遭遇地形與地物的干擾是隨著環境而改變的，一般只能用統計的方法來描述這個現象。在上一小節及本小節中所討論的兩個傳播路徑損耗模型，主要是提供這個隨機變數的平均值。我們將在 7.3 節中看到，傳播路徑所造成的接收功率損耗(以 dB 為單位)，一般是當成一個高斯分佈的隨機變數。

表 7.1：各種環境中的  $n$  值

環境	路徑散逸指數 $n$
暢通空間	2
都會地區的無線電	2.7 至 3.5
有遮蔽效應的都會地區無線電	3 至 5
在建築物內視線所及之區域	1.6 至 1.8
在建築物內有遮蔽之區域	4 至 6
在工廠內有遮蔽之區域	2 至 3

### 7.2.3 哈他模型(Hata Model)

哈他模型是經由無數次實地量測的結果，再藉由資料統計所組合而成的經驗公式，這些資料是由 Okumura 所提供，經哈他整理而得。這些公式主要適用在城市地區(Urban Area)，若是要將此公式應用在其他的地區，則只需要代入某些相關函式(Correlation Equations)即可。哈他模型有兩個版本，第一個版本適用的頻率範圍在 150MHz 至 1500MHz 的範圍內：

$$L_{50}(\text{urban})(\text{dB}) = 69.55 + 26.16 \log(f_c) - 13.82 \log(h_{te}) - a(h_{re}) + (44.9 - 6.55 \log(h_{te})) \log(d) \quad (7-6)$$

其中  $f_c$  為載波頻率(150MHz 至 1500MHz)； $h_{te}$  為有效的傳送端天線高度(指基地台)，範圍從 30 公尺至 200 公尺； $h_{re}$  為有效接收天線的高度(指手機)，範圍從 1 公尺至 10 公尺； $d$  為傳送天線與接收天線的距離，單位為公里； $a(h_{re})$  為一個修正係數，此修正係數的大小和基地台的覆蓋區域相關，也是手機有效天線高度的函式，例如在小至中型城市的大小下， $a(h_{re})$  可表示為：

$$a(h_{re}) = (1.1 \log(f_c) - 0.7) h_{re} - (1.56 \log(f_c) - 0.8) \quad \text{dB} \quad (7-7)$$

對於一個大型城市，當傳送訊號的載波頻率小於 300 MHz 時， $a(h_{re})$  可表示為：

$$a(h_{re}) = 8.29 (\log(1.54 h_{re}))^2 - 1.1 \quad \text{dB} \quad f_c \leq 300 \text{ MHz} \quad (7-8a)$$

若傳送訊號的載波頻率大於 300 MHz 時， $a(h_{re})$  則為：

$$a(h_{re}) = 3.2 (\log(11.75 h_{re}))^2 - 4.97 \quad \text{dB} \quad f_c \geq 300 \text{ MHz} \quad (7-8b)$$

若是要得到郊區的路徑散逸公式，哈他模型必須修改為：

$$L_{50}(\text{dB}) = L_{50}(\text{urban}) - 2 \left[ \log \left( \frac{f_c}{28} \right) \right]^2 - 5.4 \quad (7-9)$$

而在鄉間時，哈他模型必須修改為：

$$L_{50}(\text{dB}) = L_{50}(\text{urban}) - 4.78 (\log(f_c))^2 + 18.33 \log(f_c) - 40.94 \quad (7-10)$$

哈他模型非常適合於有廣大覆蓋面積的行動通訊系統，卻不適合個人通訊系統

(Personal Communication System, PCS)，因為個人通訊系統所涵蓋的範圍通常只有 1 公里，所以我們必須做以下的修正：

$$L_{50}(\text{urban}) = 46.3 + 33.9 \log(f_c) - 13.82 \log(h_{te}) - a(h_{re}) + (44.9 - 6.55 \log(h_{te})) \times \log(d) + C_M \quad (7-11)$$

(7-11)的適用範圍為 1500MHz 至 2000MHz，而  $C_M$  的定義如下：

$$C_M = \begin{cases} 0 & \text{dB} & \text{中型大小的城市和郊區} \\ 3 & \text{dB} & \text{大都市的市中心} \end{cases}$$

以下為(7.11)各個參數的適用範圍：

$$\begin{aligned} f_c &: 1500\text{MHz 至 } 2000\text{MHz} \\ h_{te} &: 30 \text{ 公尺至 } 200 \text{ 公尺} \\ h_{re} &: 1 \text{ 公尺至 } 10 \text{ 公尺} \\ d &: 1 \text{ 公里至 } 20 \text{ 公里} \end{aligned}$$

最後要提醒讀者的是，如同 7.2.2 節最後一段所說的，在一固定的傳收距離下，傳播路徑所造成的接收功率損耗是一個隨機變數，這個小節中哈他模型所提供的損耗，是這個隨機變數的中間值，這一點可以從代表路徑損耗  $L$  的下標 50 中得知。此外，當使用哈他模型時，必須非常小心單位的選擇，比如說傳收距離的單位(公里)與天線高度的單位(公尺)是不一樣的，載波頻率  $f_c$  則須以 MHz 為單位，一旦單位使用錯誤，由哈他模型所得到的路徑損耗是完全沒有意義的。

### 7.3 大尺度傳播模型(Large Scale Propagation Model)

大尺度傳播模型所主要探討的現象，是各類地形與地物對傳播訊號所產生的遮蔽效應(Shadowing Effect)。遮蔽效應可以用一個隨機變數來描述，大部分的文獻都一致的假設：遮蔽效應會使接收到的訊號功率呈現對數-常態分布(Log-Normal Distribution)。

#### 7.3.1 遮蔽效應與對數-常態分布(Log-Normal Distribution)

在所有傳播路徑損耗模型中，路徑所造成的接收功率損耗，只考慮到距離所產生的影響，並沒有考慮到所有距離相同的傳送端與接收端，其間的地形與地物仍有不同程度的變化；也就是說，兩個不同的接收機，如果和同一個傳送端的距離相同，接收到的訊號強度也會有所不同，這主要是傳播路徑所經過不同地形與地物所造成的，例如，以發射端為圓心，和發射端等距離的接收機會座落在同一個圓周上，但因為傳播路徑所經過的半徑可能有山頂，也可能有山谷，亦可能有大樓或樹木，這些地理環境的不同，將使得接收到的訊號強度有很大的差異；而差異的大小，又會隨著環境而改變，都會地區因為高樓林立、道路錯綜複雜，各傳播路徑的差異會較大，郊外與鄉村地區各個路徑的差異則較小。

傳播路徑損耗模型中所能提供我們的資訊，是所有可能路徑所造成功率損耗的一個平均值或中間值，對於某一特定路徑的功率損耗，我們通常假設它是一個呈現對數-常態分布(Log-Normal Distribution)的隨機變數：

$$PL(d)[\text{dB}] = \overline{PL}(d) + X_\sigma = \overline{PL}(d_0) + 10n \cdot \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_\sigma \quad (7-12a)$$

或是：

$$P_r(d)[\text{dBm}] = P_t(d)[\text{dBm}] - PL(d)[\text{dB}] \quad (7-12b)$$

(7-12b)表示當傳送功率為 $P_t(d)[\text{dBm}]$ 時，經過 $PL(d)[\text{dB}]$ 的路徑損耗之後，得到的接收功率為 $P_r(d)[\text{dBm}]$ ；(7-12a)中的 $PL(d)$ (單位為分貝[dB])為路徑損耗所造成的功率散逸；

$\overline{PL}(d)$ 為所有可能路徑的平均功率散逸，也就是 $PL(d)$ 的平均值； $X_\sigma$ 代表平均值為0的高斯隨機變數，其標準差(Standard Deviation) $\sigma$ 為4至10 dB，都會地區的標準差會較大，鄉村與郊區則較小。

經由一些實際的量測顯示，在相同的傳收距離下，不同的接收端因訊號傳播的路徑不同，致使傳送訊號的功率損耗在取過dB值之後，會呈現對數-常態分佈，這就是所謂的遮蔽效應(Shadowing Effect)，這種現象也稱為對數-常態遮蔽效應(Log-normal Shadowing)。換句話說，對數-常態遮蔽效應指的就是：在相同的傳收距離下，不同接收機所接收到的訊號強度(單位為dB)將呈現高斯或是常態分布，這也就是說傳播路徑所造成的功率損耗(以dB為單位)是呈現高斯或是常態分布的，而且這個隨機變數標準差 $\sigma$ 的單位亦為dB。在統計上，我們可以用 $d_0$ 、 $n$ 、 $\sigma$ 等參數來描述一個具有特定傳收距離的路徑損耗模型，而在實際上， $n$ 和 $\sigma$ 這兩個參數都是經由收集大量的量測資料，再利用線性回歸(Linear Regression)的方法，使得量測和估測出來的路徑損耗有最小的均方根誤差(Mean Square Error, MSE)而得來的。

## 7.4 小尺度傳播模型(Small Scale Propagation Model)

小尺度傳播模型是用來探討小尺度衰減(Small Scale Fading)的現象，小尺度衰減也簡稱為衰減(Fading)，主要是用來描述無線電訊號經過一段很短的時間(或是很短的距離)所產生的快速變化，這些變化包括振幅、相位、頻率、多重路徑所造成的延遲等等，也因為是在很短的時間內觀察訊號的變化，因此由大尺度傳播所造成的功率散逸可以被忽略。在這種衰減中，僅僅在幾毫秒(ms)之內，訊號的強度可能會相差數百至數千倍，甚至是到達萬倍的等級，對於通訊工程師來說，這種衰減是基頻訊號處理所必須要面對的主要問題。簡單的來說，大尺度傳播模型是用來描述在一段較長的時間之內，訊號所呈現的平均功率變化，而小尺度傳播模型則是描述訊號在短時間之內，受到通道影響瞬間所產生的變化，兩者不可混肴。

影響小尺度衰減最重要的兩個因素是多重路徑效應和都普勒效應。多重路徑效應會

造成各個路徑訊號到達接收機時有不同的相位、振幅、與時間延遲，因此會產生訊號的時散(Time Dispersion)效應與頻率選擇性衰減；都普勒效應則會產生訊號的頻散(Frequency Dispersion)效應與時間選擇性衰減。這四種效應在通道中是同時存在的，可是某種特定效應是否明顯，卻是取決於傳送訊號的頻寬與符元週期，而無線通訊系統可以由它們自己所感受到的通道特性來對通道做分類。在了解無線通道的分類之前，我們先對這幾個通道的效應做深入的探討。對通道效應有深入的了解，是一個無線系統工程師所需具備的首要條件。

## 7.4.1 由多重路徑傳播效應引起的延遲擴展(Delay Spread)

### 7.4.1.1 多重路徑傳播效應(Multipath Propagation Effect)

當無線電訊號由傳送端送出，經由天線送入大氣之中，此時無線電波是以發散的狀態來傳播，然後經過各個不同的路徑到達接收機。由於各個傳播路徑的環境不同，訊號將會遭受不同程度的衰減以及延遲，我們以圖 7.1 來表示訊號在經過多重路徑通道之後，振幅和延遲所產生的變化。

在圖 7.1 之中，我們利用  $\tau_0$ 、 $\tau_1$ 、 $\dots$ 、 $\tau_{N-1}$  等來表示訊號經由不同路徑到達接收端時所產生的延遲，由於傳播路徑的長短不一，因此到達接收端的時間也將不同，如此便造成了多重路徑效應。因此，多重路徑效應主要是造成接收訊號在時間上的擴散效應，所以接收到的訊號時間長度，會比傳送訊號的時間長度來得大，這便是我們所謂的時散效應。圖 7.1 中不同路徑延遲的差距如果夠大，接收機便可以清楚的分辨出來，這些路徑我們就稱為是可解析的(Resolvable)。但是，有時會有兩個甚至是多個以上路徑的訊號幾乎同時到達接收端，對接收機來說，看起來就像是同一個路徑的訊號，這些路徑我們就稱為是無法解析(Unresolvable)。

值得特別注意的是，在眾多無法解析的路徑之中，我們所謂不同路徑的訊號幾乎同時到達，這是以符元的觀點來看，先後到達的符元，由於到達時間的差異有限，所以接收機是無法分辨的；但是以載波的觀點來看，由於無線通訊系統中的載波頻率通常很高，這一點點時間上的差異，就足以造成接收訊號相位的顯著差異。這相位的差異，會使眾多無法解析的路徑，有時造成接收訊號的增益(建設性干涉)，有時造成接收訊號的衰減(相消性干涉)，視各路徑延遲的長短而有不同的變化。因此，對某個可解析的路徑



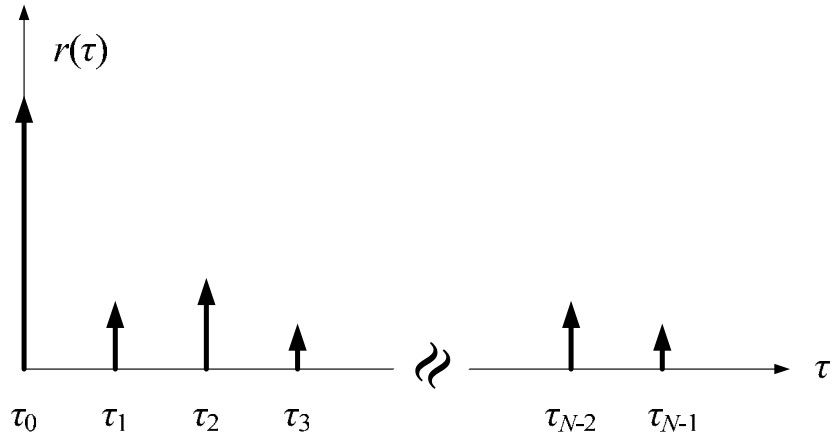


圖 7.1：接收訊號受多重路徑傳播效應影響示意圖

而言，它的訊號其實是由許多不同路徑的訊號組合而成，只不過這些路徑訊號到達接收機的時間，對一個符元週期而言差距不大，所以這些路徑的符元訊號是不可解析的，而這些不可解析訊號所結合而成的接收訊號，其振幅會是一個瑞雷分布 (Rayleigh Distribution) 的隨機變數，這一點我們在後面章節會有更詳細的敘述。

在展頻通訊系統中，如果不同路徑的延遲差距不超過一個子碼的時間，我們便稱這些路徑是不可解析的，反之我們便稱為是可以解析的。

#### 7.4.1.2 延遲擴展 (Delay Spread) 及功率延遲概觀 (Power Delay Profile)

延遲擴展 (Delay Spread) 是用來描述在時域上，由多重路徑所造成的訊號波形擴散效應，簡單來說就是，由傳送端送出一個脈衝訊號，如果通道的多重路徑效應造成數個可解析的路徑，所以在接收端會收到來自不同路徑卻包含相同資訊的訊號，每個可解析路徑的訊號皆有特定的延遲，此為著名的延遲擴展。不同的環境會有不同的延遲擴展，為了對延遲擴展做一個量化的描述，我們必須先介紹通道的功率延遲概觀 (Power Delay Profile)。

一般在文獻上，基頻訊號的通道脈衝響應可以表示為：

$$h_b(t, \tau) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i(t, \tau) \cdot e^{j[2\pi f_c \tau_i(t) + \phi_i(t, \tau)]} \cdot \delta(\tau - \tau_i(t)) \quad (7-13a)$$

在(7-13a)中，符號  $i$  代表的是第  $i$  個可解析的多重路徑訊號， $a_i(t, \tau)$  代表在時間為  $t$ 、延遲為  $\tau$  時的振幅， $\tau_i(t)$  則是過量延遲 (Excess Delay)， $2\pi f_c \tau_i(t) + \phi_i(t, \tau)$  則是代表相位偏移，這裡所謂的過量延遲是定義成每一個路徑實際的延遲減掉第一個路徑的延遲。在此我們假設有  $N$  個可解析的多重路徑，故  $i = 0, 1, 2, \dots, N-1$ ，所以功率延遲概觀是用來描述有多個可解析路徑的通道。

通常，我們會把相位偏移( $2\pi f_c \tau_i(t) + \phi_i(t, \tau)$ )用 $\theta_i(t, \tau)$ 來表示， $\theta_i(t, \tau)$ 代表的就是第*i*個可解析路徑訊號所有的相位偏移量。如果通道的脈衝響應是非時變性的，或是在一小段時間(距離)之內，通道的統計特性為廣義穩態(Wide Sense Stationary, WSS)，則(7-13a)可以簡化為：

$$h_b(\tau) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i \cdot e^{j\theta_i} \cdot \delta(\tau - \tau_i) \quad (7-13b)$$

當我們需要量測或是預估 $h_b(\tau)$ 的時候，我們必須先傳送一個已知的訊號 $p(t)$ ，通常 $p(t)$ 為一個脈衝訊號，我們可以用德塔函式(Delta Function)來表示：

$$p(t) \approx \delta(t - \tau) \quad (7-14)$$

我們可以在傳送端送出 $p(t)$ ，如此在接收端便可得知通道的變化情形。對於小範圍的通道模型而言，通道的功率延遲概觀，便是在一個區域之內計算 $|h_b(t; \tau)|^2$ 對空間的平均值。

因此，通道的功率延遲概觀 $P(\tau)$ 便可以表示為：

$$P(\tau) \approx k \overline{|h_b(t; \tau)|^2} \quad (7-15)$$

在式子(7-15)中，橫槓代表 $|h_b(t; \tau)|^2$ 在一個區域內的平均值，而增益 $k$ 和傳送及接收訊號的功率有關。

### 7.4.1.3 時散參數(Time Dispersion Parameters)

一般用來描述有多個可解析路徑通道的延遲特性，主要依據以下三個參數：平均過量延遲(Mean Excess Delay)、方均根(Root Mean Square, RMS)延遲擴展(RMS Delay Spread)和過量延遲擴展(Excess Delay Spread)( $X$  dB)，這些參數可以從功率延遲概觀求得，其代表意義將分別描述如下。

在有多個可解析路徑的通道中(如(7-13a)及(7-13b)所示)，我們通常藉由平均過量延遲 $\bar{\tau}$ 和方均根延遲擴展 $\sigma_\tau$ 來量化此種通道時散的特性。平均過量延遲的定義如下：

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k a_k^2 \cdot \tau_k}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \cdot \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (7-16)$$

在(7-16)中，每個路徑的延遲 $\tau_k$ 皆被視為隨機變數， $\tau_k$ 在經過不同權重之後所得到的平均便是 $\bar{\tau}$ 。而方均根延遲擴展則是定義如下：

$$\sigma_\tau = \sqrt{\tau^2 - (\bar{\tau})^2} \quad (7-17)$$

其中

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_k a_k^2 \cdot \tau_k^2}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \cdot \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (7-18)$$

(7-16)以及(7-18)中的 $\tau_k$ 是我們在 7.4.1.2 節所定義的過量延遲，都是以第一個可偵測的接收訊號為基準來量測的，也就是說，我們以第一個到達接收端的訊號為準，將其延遲 $\tau_0$ 設定為0。值得注意的是，平均過量延遲和方均根延遲擴展是從單一個功率延遲概觀得來的，通常為了決定以上所提及參數的範圍，行動通訊業者會在許多地區做量測，以便提供給行動通訊系統使用。在戶外，方均根延遲擴展的大小通常在微秒( $\mu s$ )這個數量級；而在室內，其大小通常在奈秒( $ns$ )這個數量級之間。表 7.2 列出了一些經由量測得來的方均根延遲擴展。

此外，功率延遲概觀的最大過量延遲(Maximum Excess Delay)( $X$  dB)指的是，與路徑的最大能量相距  $X$  dB 以內的所有路徑，我們找出一個延遲最大的路徑，此路徑與最大能量路徑在時間上所產生的延遲差距，我們就稱為最大過量延遲。換句話說，最大過

量延遲就是 $\tau_x - \tau_0$ ，其中 $\tau_0$ 為第一個到達接收端訊號的延遲， $\tau_x$ 就是與路徑的最大能量相距  $X$  dB 以內的所有路徑之中，產生最大延遲之路徑的時間延遲量。這裡要注意的是，第一個到達的訊號，其能量不一定為最大，在此只是為了方便，故假設第一個到達的訊號擁有最大能量。而 $\tau_x$ 有時亦稱為功率延遲概觀的過量延遲擴展(Excess Delay Spread)。功率延遲概觀的大小通常與系統所設定的雜訊門檻有關，而雜訊門檻是用來區別多重路徑訊號及熱雜訊(Thermal Noise，由元件內部電子流動所產生)，如果雜訊門檻設定過低，雜訊便很容易超過此門檻而看起來像多重路徑訊號。事實上， $\bar{\tau}$ 、 $\overline{\tau^2}$ 、 $\sigma_\tau$ 也都和雜訊門檻有關，雜訊門檻設定過低的話，由雜訊引起的誤判將會使得這些參數值變高。

表 7.2 各種環境中的方均根延遲擴展

環境	頻率(MHz)	方均根延遲擴展	備註
都會區(urban)	910	1300 ns avg. 600 ns st. dev. 3500 ns max.	紐約市
都會區(urban)	892	10-25 $\mu s$	舊金山
郊區(suburban)	910	200-310 ns	一般狀況
郊區(suburban)	910	1960-2110 ns	最差狀況
室內(indoor)	1500	10-50 ns 25 ns median	辦公大樓
室內(indoor)	850	270 ns max	辦公大樓
室內(indoor)	1900	70-94 ns avg. 1470 ns max.	舊金山辦公大樓

#### 7.4.1.4 同調頻寬(Coherence Bandwidth)

在上一小節中，我們介紹了一些與訊號延遲相關的參數，這些參數的值基本上是由環境所決定的，一旦用戶所處的環境是靜止不動的，這些參數的值也就不會隨著時間而改變。與延遲相關的參數，基本上是環境對訊號在時域上所產生的影響，在此我們將介紹一個與頻域相關的參數：同調頻寬，這個參數是由方均根延遲擴展所定義而來的。我們先由同調頻寬的物理意義來說明這個名詞：所有在同調頻寬 $B_c$ 範圍裡面的訊號，其所受到通道的影響是很類似的(相關性很高)，也就是說，在同調頻寬內的所有訊號，有大約相等的振幅增益和線性的相位關係。若是任意兩個弦波訊號，其頻譜間隔超過同調頻寬 $B_c$ ，它們所受到通道影響的關連性就很低。

接下來我們要給同調頻寬正式的定義：一般定義同調頻寬的大小有兩種方式，都是以不同頻率之訊號的相關性來決定的。若是要求不同頻率之訊號的相關函式(Correlation Function)必須要大於 0.9，則同調頻寬大約是：

$$B_c \approx \frac{1}{50\sigma_r} \quad (7-19)$$

如果我們將同調頻寬的定義，放寬到只要求不同頻率之訊號的相關函式大於 0.5，則同調頻寬大約是：

$$B_c \approx \frac{1}{5\sigma_r} \quad (7-20)$$

此外，也有人更進一步，把同調頻寬的定義放寬到只要求相關函式大於 $1/e \approx 0.36788$ 。得注意的是，(7-19)與(7-20)只是一個粗略的估計，同調頻寬和方均根延遲擴展的確切關係式並不存在，而且同調頻寬的大小，也與系統的調變與解調機制有關。實際上在設計無線通訊系統時，還是必須針對特定的系統選擇正確的通道模型。

有一點特別值得注意的：方均根延遲擴展是從時域上來觀察通道的特性，同調頻寬則是從頻域上來觀察，兩者之間是成反比的關係，方均根延遲擴展越小(大)時，同調頻寬越大(小)，而這兩個參數基本上都是由環境決定的，如果用戶所處的環境不變，這兩個參數基本上也不會隨著時間而改變；當然，當用戶移動或是環境隨著時間而變動時，這兩個參數也會隨著時間而改變。

#### 7.4.1.5 寬頻(Wideband)系統與窄頻(Narrowband)系統

寬頻(Wideband)和窄頻(Narrowband)是從同調頻寬衍生而來的觀念。簡單來說，所謂窄頻系統指的就是傳送訊號的頻寬小於通道的頻寬，這裡通道頻寬指的是同調頻寬。在窄頻通訊系統中，因為所有的訊號都在同調頻寬之內，所以所有的訊號都有相似的振幅增益和線性的相位響應；在窄頻系統中，系統訊號在各個頻率的增益或是衰減狀況，幾乎是一個常數，我們也因此稱窄頻系統的衰減是平緩衰減(Flat Fading)。值得特別注

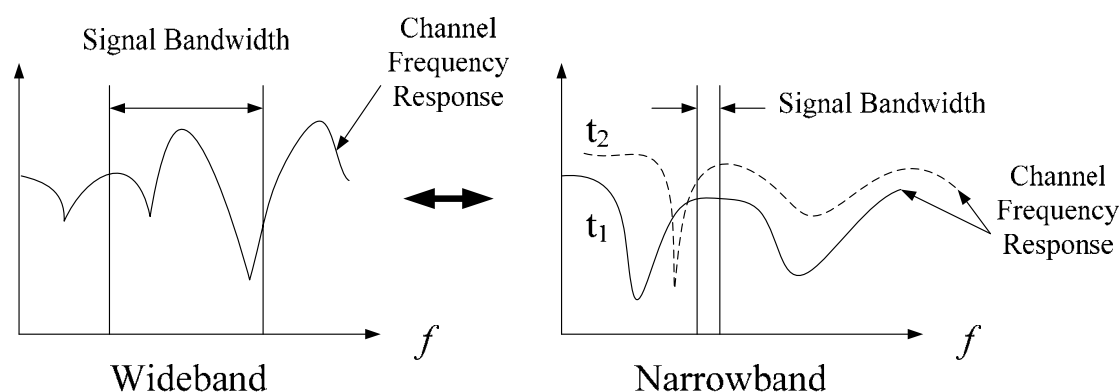


圖 7.2：寬頻和窄頻系統示意圖

意的是，這裡的『平緩』指的是對於任意的一個固定時間，訊號在不同頻率之增益或衰減情況，幾乎是一個定值，所以平緩是一個相對於頻域的概念；然而在時域上，各個頻率訊號的增益或衰減情況，還是有可能一起經歷快速而劇烈的變化；此外，窄頻系統指的是訊號頻寬相對同調頻寬而言是較窄的，而不是同調頻寬本身是較窄的。

寬頻系統指的就是傳送訊號的頻寬大於通道的頻寬，由於訊號的頻寬已經超過同調頻寬的範圍，每一頻譜區段的訊號響應也就不盡相同，因此我們稱寬頻系統的衰減是頻率選擇性衰減(Frequency Selective Fading)；很明顯的，這也是一個頻域上的概念，而隨著時間的改變，各個頻率的增益或衰減情況，還是有可能經歷不同的消長；同樣值得注意的是，寬頻系統指的是訊號頻寬相對同調頻寬而言是較寬的，而不是同調頻寬本身是較寬的。寬頻系統和窄頻系統的差別，可以藉由圖 7.2 來了解。

綜合以上所說的，我們先由通道的時散性定義出方均根延遲擴展，再由方均根延遲擴展定義出同調頻寬；把訊號頻寬和同調頻寬比較，訊號頻寬較窄的，我們稱為窄頻系

統，訊號頻寬較寬的，我們稱為寬頻系統；由圖 7.2 右邊的窄頻系統示意圖，我們可以觀察到訊號在時間點  $t_1$  是落在通道頻率響應變化比較平緩的區間，而在時間點  $t_2$  則是落在通道頻率響應變化比較大的區間，但因為訊號是窄頻系統，遭受到的衰減看起來都是平緩衰減，而圖 7.2 左邊的寬頻系統示意圖則可以發現寬頻系統會遭受頻率選擇性衰減。以下我們便對多重路徑效應所產生的衰減做一個整理。

#### 一、平緩衰減(Flat Fading)；窄頻(Narrowband)系統

1. 訊號頻寬 < 通道頻寬(同調頻寬)
2. 延遲擴展 < 符元週期

在一個平緩衰減的通道中，當訊號頻譜經過通道之後，因為各個頻率的衰減狀況是類似的，頻譜仍然可以保有它原本的特性而不會變形。然而因為多重路徑

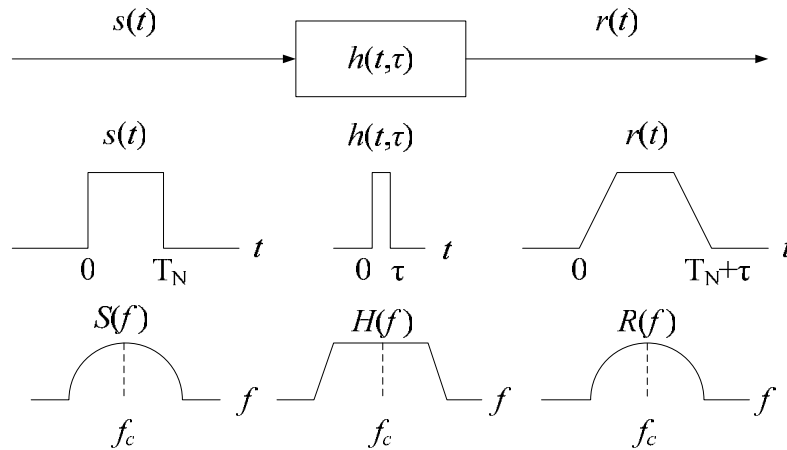


圖 7.3：平緩衰減通道對訊號的影響

的效應，通道的衰減狀況有可能隨著時間而變，接收到的訊號強度也會隨著時間而改變，整個平緩衰減通道的特性是如圖 7.3 所示。

在圖 7.3 之中，傳送訊號  $s(t)$  的符元週期大於通道的延遲擴展，也就是說訊號的頻寬是落在通道的同調頻寬之內，接收訊號  $r(t)$  在時間上雖然會受到通道增益變化的影響，所以訊號的振幅會隨著時間而改變，但是訊號頻譜  $R(f)$  的形狀

並不會有太大的變化，頂多是因為通道的增益隨著時間改變，而導致訊號頻譜整個放大或縮小。然而，當通道產生嚴重衰減(Deep Fade)時，訊號的各個頻率分量都會遭受嚴重的衰減，此時只有透過增加傳輸功率，才可能保持原有的通訊品質，而所需要增加的功率，有可能到達原先的 20 至 30 dB。這裡的平緩衰減，也有人稱為頻率平緩衰減(Frequency-Flat Fading)。

此外，在平緩衰減通道中，由於通道的延遲擴展小於符元的週期，所以所有的多重路徑訊號，雖然到達接收機的時間先後不一，但是對接收機而言，這些訊號是不能解析的，也就是所有多重路徑訊號結合的結果，會形成單一個可解析的路徑，這個路徑訊號的振幅是一個隨機變數，而我們一般認為這是一個瑞雷分布(Rayleigh Distribution)的隨機變數。

## 二、 頻率選擇性衰減(Frequency Selective Fading)；寬頻(Wideband)系統

1. 訊號頻寬 > 通道頻寬(同調頻寬)
2. 延遲擴展 > 符元週期

相較於以上所提的窄頻系統，如果通道維持固定振幅增益和線性相位響應的頻寬，小於傳送訊號的頻寬時，我們便稱此通道為頻率選擇性衰減通道。在此情況下，因為通道的延遲擴展大於符元的週期，因此多重路徑的綜合效應，會在接

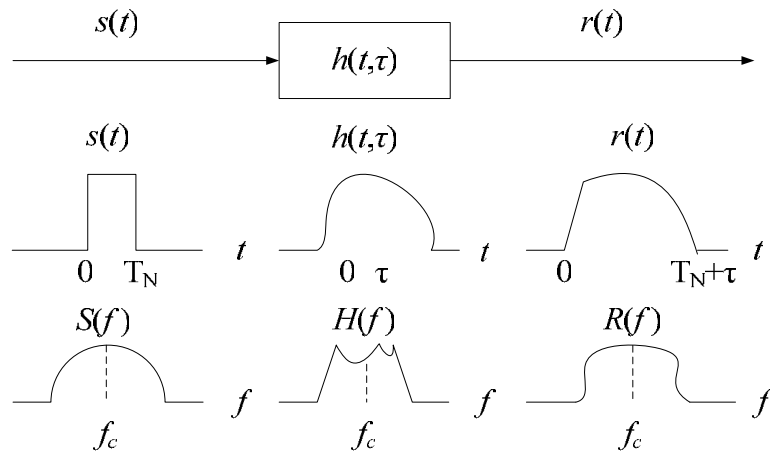


圖 7.4：頻率選擇性衰減通道對訊號的影響

收端形成數個可解析的路徑，當然，每一個可解析的路徑還是包含了數個不可解析的路徑。因此，傳送端所發射的同一個訊號，我們將會在接收端收到數個不同延遲的訊號，同一個訊號在不同的時間到達，彼此之間就會造成干擾，因此訊號將會有失真的情形發生，這種干擾是另一種形式的符際干擾。這裡所謂的符際干擾和一般數位通訊系統的符際干擾是不一樣的，一般數位通訊系統的符際干擾指的是鄰近符元間所產生的干擾，而頻率選擇性衰減通道所產生的符際干擾，則是來自同一個符元。

從頻域的觀點來看，通道的頻率選擇性衰減會使不同頻段的訊號，遭受到不同大小的增益與衰減，這也是為什麼我們稱這種通道為頻率選擇性衰減的原因。從時域的觀點來看，同一個傳送訊號會在不同的時間到達，這就是頻率選擇性衰減通道的時散效應。圖 7.4 介紹了頻率選擇性衰減通道的特性，我們可以看出訊號的頻寬是比通道的同調頻寬來的大，而且通道在不同的頻段有不同的增益。從時域的觀點來看，因為各個頻率的衰減或增益程度會隨著時間而有不同的變化，所以接收訊號  $r(t)$  的失真情況也會隨著時間而改變。

在頻率選擇性衰減通道之中，各個可解析路徑的訊號之間，雖然會有符際干擾而使訊號失真，然而各個路徑的衰減狀況是相互獨立的，這也是另一種形式的多樣性(Diversity)，對接收訊號提供了額外的保護，如果有某幾個路徑遭受嚴重

的衰減，接收機可以藉由其他的路徑來還原傳送的訊號。從頻域的觀點來看，因為不同頻段所遭受到的衰減狀況不同，如果有某幾個頻率遭受嚴重的訊號衰減，接收機可以從其他的頻段來還原傳送的訊號。

對頻率選擇性衰減通道來說，因為多重路徑的綜合效應會在接收端形成數個可解析的路徑，因此我們在使用電腦模擬頻率選擇性衰減通道時，會把幾個相互

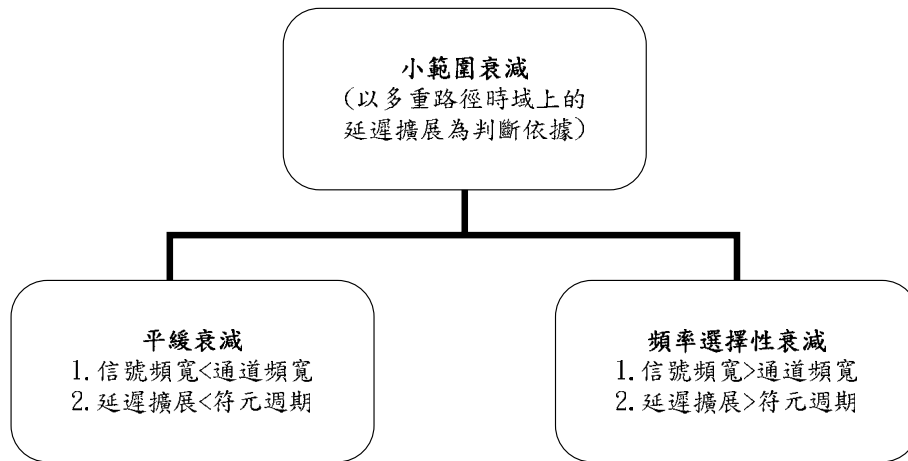


圖 7.5：平緩衰減和頻率選擇性衰減的關係

獨立的平緩衰減通道結合在一起，並把訊號經過每一個平緩衰減通道之後的振幅當成是一個隨機變數，而這些隨機變數都是相互獨立的瑞雷分布，每一個平緩衰減通道有各自的訊號平均功率，各通道之間也都在時間上有不同的延遲把它們區隔開來。

經由以上對平緩衰減和頻率選擇性衰減的解釋，我們可以在時域上依延遲擴展的程度、或是在頻域上依通道頻寬的大小來區分上述兩種衰減，整個平緩衰減和頻率選擇性衰減的關係是如圖 7.5 所示。

值得特別一提的是，無線通訊系統本身並沒有絕對屬於寬頻系統或是窄頻系統，無線通訊系統屬於寬頻或是窄頻都是要由系統當時所處的環境來決定。同一個系統，有可能當它在室內的環境時，因為方均根延遲擴展較小、同調頻寬較大，而屬於窄頻系統；當這個系統拿到戶外的環境時，有可能因為方均根延遲擴展較大、同調頻寬較小，轉而屬於寬頻系統。

## 7.4.2 由都普勒效應造成的頻率偏移

### 7.4.2.1 都普勒偏移(Doppler Shift)

在 7.4.1 介紹了小尺度衰減中著名的多重路徑效應之後，接下來我們要介紹的是另一個相當重要的小尺度衰減：都普勒效應。如圖 7.6 所示，S 為基地台，假設手機的移動速度為  $v$ ，在時間  $\Delta t$  內手機移動了距離  $d$  (由 X 至 Y)；在同樣時間  $\Delta t$  內，由基地台送出的電磁波分別到達 X 和 Y，其行進的距離差大約是  $\Delta l = d \cdot \cos \theta = v \cdot \Delta t \cdot \cos \theta$ ，所以 X 與 Y 接收訊號的相位相差了  $\Delta \phi$ ：

$$\Delta \phi = \frac{2\pi \cdot \Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi \cdot v \cdot \Delta t \cdot \cos \theta}{\lambda} \quad (7-21)$$



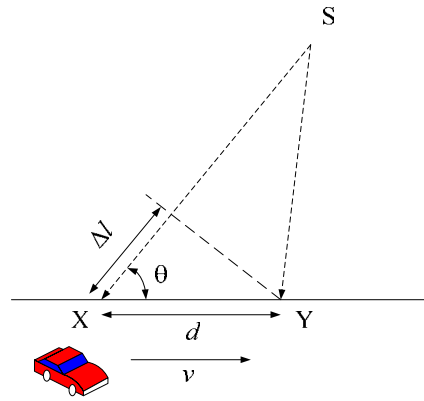


圖 7.6：因傳送端和接收端的相對運動使接收訊號產生都普勒偏移

因此，我們可以得到在頻率上的都普勒偏移(Doppler Shift)  $f_d$ ：

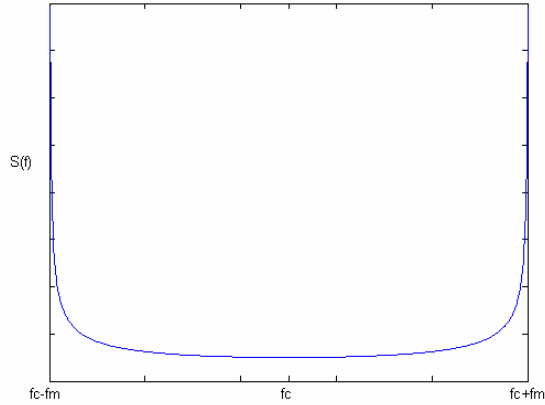
$$f_d = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\Delta\phi}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cdot \cos\theta \quad (7-22)$$

由(7-22)可以看出，都普勒偏移和車速  $v$ 、波長  $\lambda$ 、及移動方向和入射波的夾角  $\theta$  有關，如果  $\cos\theta$  為正的話，也就是說，移動方向和入射波的夾角  $-90^\circ < \theta < 90^\circ$ ，則都普勒偏移將是正的，也就是說接收到的訊號頻率將會增加，反之( $90^\circ < \theta < 270^\circ$ )都普勒偏移就將是負的，接收到的訊號頻率將會減少。所以，若是傳送端和接收端有相對運動的話，每個經由不同路徑到達接收端的訊號，皆有其特定的都普勒偏移，這將使得接收訊號的頻寬增加，這也就是都普勒效應所產生的頻散(Frequency Dispersion)效應。

#### 7.4.2.2 都普勒偏移(Doppler Shift)及同調時間(Coherence Time)

7.4.1.4 所提及時域的延遲擴展和頻域的同調頻寬，二者皆是用來描述通道的時散特性，而通道的時散性是由多重路徑效應所造成的，其中多重路徑效應的影響是由環境所決定的，只要系統中所有相關的地形地物都是靜止的，基本上這些效應與參數都不會隨著時間而改變。不過，當傳送端和接收端有相對運動的時候，或是通道中相關的地形地物隨著時間而有所變化，上述的參數就無法描述通道的時變特性。在考慮到通道的時變性時，頻域的都普勒偏移和時域的同調時間，就成為描述此一通道特性最重要的兩個參數。這裡有一個很有趣的現象，從時域上來看，多重路徑效應造成了訊號的時散性，而從頻域上來看，傳送端與接收端的相對運動，則因為都普勒偏移產生了訊號的頻散性(Frequency Dispersion)。

上一個小節中提到，當傳送端和接收端有相對運動的時候，訊號便有都普勒偏移的產生，這造成了訊號頻譜的展延。如果傳送的是頻率為  $f_c$  的弦波，在沒有都普勒效應的影響下，訊號的功率密度頻譜(Power Density Spectrum)為一德塔函數(Delta Function)，所有的訊號能量會集中在中心頻率附近，一旦傳送端和接收端有相對運動之後，都普勒效應將會使功率密度頻譜往最大都普勒偏移(Maximum Doppler Shift)  $f_m$  集中



$$(f_m = v/\lambda)$$

圖 7.7：訊號功率密度頻譜受都普勒效應之影響而呈現 U 字形

而形成 U 字形，如圖 7.7 所示，對傳送訊號而言，都普勒延展(Doppler Spread)  $B_D$  指的就是接收訊號的都普勒頻譜不為零的頻率範圍。由於整個訊號頻譜的能量集中在兩側，使得中心頻率附近的能量密度較低，因此在做訊號偵測時，必須在接收機設計一適當頻寬的低通濾波器，將受到都普勒偏移的訊號濾出，而此濾波器的頻寬必須根據當時的車速而做適當的調整。

當傳送端和接收端有相對運動時，或是通道中相關的地形地物隨著時間而有所變化，通道對訊號所產生的影響，也就會隨著時間而改變。在考慮通道的時變性時，從頻域的角度來看，我們有都普勒偏移這個參數，而同調時間  $T_C$  則為都普勒偏移在時域上

的表現，這是因為都普勒效應所造成通道的頻散性，其實也隱含了通道會隨時間而改變這個事實。和同調頻寬的定義類似，同調時間指的是在某個時間週期之內，任意兩個接收訊號的增益或衰減有很高的相關性，也就是說，通道對這兩個訊號所造成的增益或衰減是差不多的。一般來說，同調時間  $T_C$  的值可以近似為最大都普勒偏移的倒數：

$$T_C \approx \frac{1}{f_m} \quad (7-23)$$

如果傳送訊號的符元週期大於通道的同調時間，則通道將在一個符元尚未傳送完畢之前就發生變化，如此一來，接收機所收到的訊號就會失真。

另外有兩種定義同調時間的方式，第一個是把同調時間定義成通道的時間相關函式大於 0.5，在此狀況下，同調時間大約是：

$$T_C \approx \frac{9}{16\pi \cdot f_m} \quad (7-24)$$

實際上，(7-23)是一個相對而言較長的同調時間定義，在這定義下的同調時間之內，訊號會受到瑞雷衰減(Rayleigh Fading)的影響而有很大的變化，而 (7-24)的定義又把同調時間定義的太短了，實際上比較受到大家歡迎而常被採用的是以下的定義：

$$T_C = \sqrt{\frac{9}{16\pi \cdot f_m^2}} = \frac{0.423}{f_m} \quad (7-25)$$

(7-25)是將(7-23)和(7-24)作幾何平均所得而來的。最後我們要重申，如果任意兩個訊號到達接收端的時間差，大於同調時間 $T_C$ 的話，則這兩個訊號所受到的通道影響將視為互不相關。舉個例子來說，在 WCDMA 的規格中，載波頻率為 2 GHz，如果車速為每小時 120 公里，則最大都普勒偏移 $f_m$ 將為 222.22 Hz，依(7-25)所定義的 $T_C$ 約為 1.9 ms，也就是說，如果系統的符元速率大於 $1/T_C \approx 526$  bits/sec，則通道將不會因為傳送端和接收端的相對移動而使得訊號有失真的現象產生。

### 7.4.2.3 緩慢衰減(Slow Fading)及快速衰減(Fast Fading)

綜合以上所說的，我們由傳送端與接收端的相對運動得到最大都普勒偏移，再由最大都普勒偏移得到同調時間。如果基頻符元週期比同調時間來的長，我們便稱此通道為快速衰減，因為通道變化的速度快過符元傳送的速度；反之，如果基頻符元週期比同調時間來的短，我們便稱此通道為緩慢衰減，因為通道要在傳輸數個符元之後才会有顯著的變化，相對而言，通道衰減變化的速率是較慢的。以下我們便對都普勒效應所產生的通道衰減做一個整理。

#### 一、 緩慢衰減(Slow Fading)

1. 較低的都普勒偏移
2. 同調時間 > 符元週期
3. 通道的變化速率比基頻訊號的符元速率慢

從時域的觀點來看，在緩慢衰減通道中，通道脈衝響應的變動速率比傳送訊號的基頻符元速率慢，在這種情況下，我們可以把數個符元週期內的通道狀況都視為靜止不變的；而從頻域上來看這同一個現象，我們可以認為通道的都普勒偏移是遠小於基頻訊號的頻寬。這裡的緩慢衰減，也有人稱為時間平緩衰減(Time-Flat Fading)。

#### 二、 快速衰減(Fast Fading)

1. 較高的都普勒偏移
2. 同調時間 < 符元週期
3. 通道的變化速率比基頻訊號的符元速率快

從時域的觀點來看，在快速衰減通道中，通道的同調時間小於傳送訊號的符元週期，也就是說通道在一個符元還沒有傳送完畢之前，就已經發生了變化，因為同一個符元的一部分增益會和另一部分不同，因此我們也可以稱這個通道是時

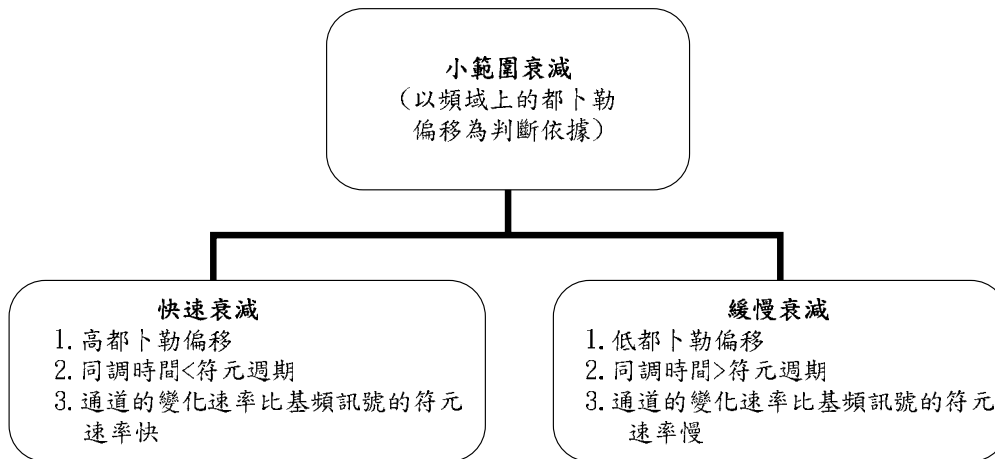


圖 7.8：快速衰減和緩慢衰減的關係

間選擇性衰減(Time Selective Fading)，而這種情況會造成傳送訊號的失真。再回到頻域來看這個現象，如果都普勒展延越大，代表傳送端與接收端的相對速度越高，也就代表通道變化的速度越快，訊號因為受到較快速的通道衰減變化，失真的情況也就跟著越嚴重。在實際的系統中，大部分的無線通訊系統是處於慢速衰減的通道之中，快速衰減只會發生在傳送符元速率極低的情況底下。

經過以上對於緩慢衰減及快速衰減的解釋，我們可以依都普勒偏移的程度來區分這兩種通道的衰減，他們的關係如圖 7.8 所示。

關於通道各類效應所造成的衰減，有幾點是值得特別注意的：如果我們將通道以快速衰減或是緩慢衰減來區分的話，這和通道是屬於平緩衰減或屬於頻率選擇性衰減是沒有關係的，因為『快』或『慢』只取決於通道變化的速率，而這變化速率主要是和車速或是環境中物體的移動有關，而這些現象和環境所造成的多重路徑效應是毫無關係的。某種程度來說，我們可以說都普勒效應是動態因素所造成的，而多重路徑效應或是延遲擴展則是靜態因素所造成的。這也就是說，通道可以同時是快速(緩慢)衰減，而且也是平緩衰減；或者通道可以同時是快速(緩慢)衰減，而且也是頻率選擇性衰減，也就是說總共有四種排列組合的可能性。

此外，包過作者在內，很多人時常被各類文獻中的『快速/緩慢衰減』(Fast/Slow Fading)、『長期/短期衰減』(Long-Term/Short-Term Fading)、與『大尺度/小尺度衰減』(Large-Scale/Small-Scale Fading)這幾個名詞所混淆而產生困惑，許多文獻裡面的講法並不一致是產生混淆的主要原因。有鑒於此，我們特別在此對這幾個名詞做一個統一的說明：在本書之中，我們不採用『長期/短期衰減』這個名詞；『大尺度衰減』指的是『遮蔽效應』所造成的『對數-常態分佈』；『小尺度衰減』則由『多重路徑效應』與『都普勒效應』所產生，其中『都普勒偏移』的高與低分別會造成『快速衰減』與『緩慢衰減』。

與本書採用相同定義的參考書籍包括了[1,2,3]。

第二種與通道衰減相關的定義，是有一些文獻把『遮蔽效應』所產生的『對數-常態分佈』定義成『緩慢衰減』或是『長期衰減』，而把『多重路徑效應』的『瑞雷分佈』定義成『快速衰減』或是『短期衰減』，採用這種定義的參考書籍包括了[4,5,6,7,8]。

讀者在文獻中面對某個名詞時，必須要了解它真正的涵義，否則很容易產生混淆。比如說，在第二種與通道衰減相關的定義之中，『多重路徑效應』的『瑞雷分佈』是定義成『快速衰減』或是『短期衰減』，這其實是一種很容易誤導讀者的說法，會讓讀者誤以為瑞雷分佈是時域上面的觀念，是牽涉到通道在時間上快速的變化，事實上瑞雷分佈與通道在時間上變化的速度毫無關係，多重路徑效應甚至可以是一個長期而完全不變的效應，以下便是我們所做的說明：接收訊號振幅的瑞雷分布，是由於通道的多重路徑效應所造成，而多重路徑效應是由環境所決定的，當環境中所有相關事物都是完全靜止的時候，所有路徑的長短也都是固定的，在此情況下，各路徑訊號到達接收機時的振幅與相位也都是固定的，此時接收機所收到的訊號就只是一個固定大小的增益或衰減，不會隨著時間而改變，也可以說這種狀況只是瑞雷分佈隨機變數的一個取樣值；常有人誤以為接收機如果在同一個地方固定不動，訊號的振幅仍然是一個隨著時間改變而呈現瑞雷分佈的隨機變數，其實如果接收機在某個地方發生嚴重的衰減而收訊品質不良時，如果此時四周的環境是完全靜止的，而接收機的位置也不移動的話，收訊品質是不可能改變的。會發生混淆的原因，主要是在真實的環境中，只要接收機移動很短的距離，或是周圍環境有很小幅度的改變，通道的衰減狀況就會產生巨大的變化。我們用一個實際的例子來了解這個現象：在 WCDMA 中，載波的頻率大約是 2 GHz，換算成波長就是 15 cm，換句話說，只要接收機移動了半個波長 7.5 cm，某個路徑的電磁波就可能從波峰轉變成波谷，原本多重路徑建設性干涉所造成的訊號增益，也就可能變成相消性干涉而造成訊號的衰減，換算成時速 120 公里的車速，這只需要 2.25 ms，即使以每小時三公里的步行速度，這也只需要花費 0.09 秒的時間，就足以造成通道衰減情況劇烈的變化。所以把『多重路徑效應』的『瑞雷分佈』是定義成『快速衰減』或是『短期衰減』，這裡『快速』或『短期』的概念，嚴格來說是針對移動的『距離』而言，是一個『空間』而非『時間』的概念，如果用戶與環境完全靜止不動的話，多重路徑效應甚至可以是長期而在時間上完全靜止的效應。

## 7.5 瑞雷分布(Rayleigh Distribution)

在無線通道中，當傳送訊號通過平緩衰減通道時，由於多重路徑的效應，接收訊號的振幅或包跡(Envelope)是一個隨機變數，而這隨機變數的機率分布通常是以瑞雷分布來描述，這裡所謂的包跡指的是 I 軸的振幅平方加上 Q 軸的振幅平方後再開根號所得的振幅。瑞雷分布的機率密度函數(Probability Density Function, pdf)為

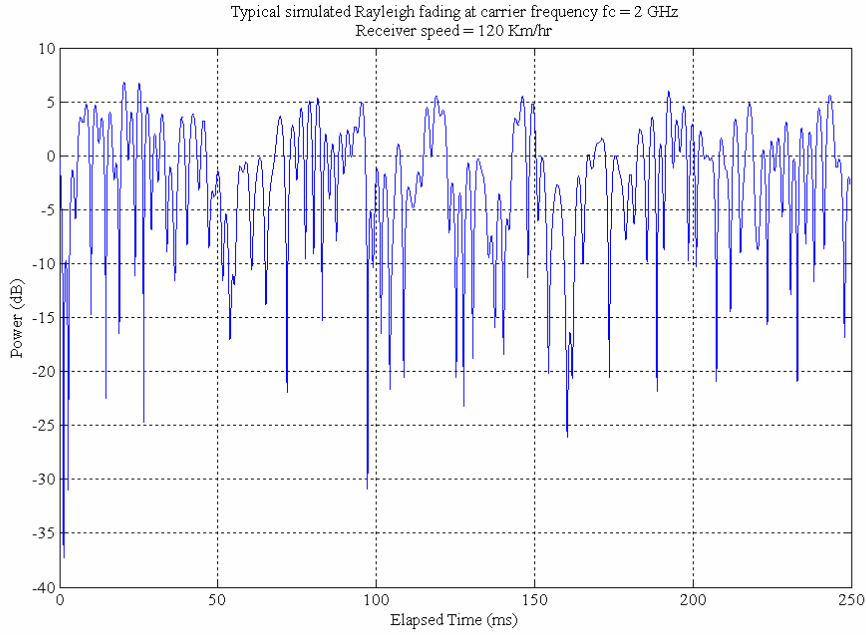


圖 7.9：電腦模擬瑞雷分布的訊號包跡

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} & 0 \leq r \leq \infty \\ 0 & r < 0 \end{cases} \quad (7-26)$$

其中  $r$  代表訊號的振幅或是包跡， $\sigma^2$  為接收訊號在經過包跡檢測器(Envelope Detector)之前的平均功率。圖 7.9 為接收訊號包跡隨著時間而變化的情形，其中車速為每小時 120 公里，載波頻率為 2 GHz，我們可以看到在圖 7.9 中，雖然整個時間軸總共只有 0.25 秒，但是最強和最弱的訊號包跡相差了大約 40 dB，也就是大約一萬倍。

### 7.5.1 瑞雷分布的公式推導

我們在這一小節將由理論來證明，當傳送訊號經過多重路徑的效應之後，所接收到的訊號振幅會是一個瑞雷分佈的隨機變數。首先我們考慮傳送訊號  $s$  的載波頻率為  $f_c$ 、振幅為  $a$ ：

$$s = a \cdot \exp(j2\pi f_c t) \quad (7-27)$$

經過有多重路徑的通道，假設在接收端收到  $n$  個不同路徑的訊號，則我們可以將接收訊號  $s_r$  表示成：

$$s_r = \sum_{i=1}^n a_i \exp(j2\pi f_c t + j\theta_i) \equiv r \cdot \exp[j(2\pi f_c t + \theta)] \quad (7-28)$$

其中  $r \cdot \exp(j\theta) = \sum_{i=1}^n a_i \exp(j\theta_i)$ 。在(7-28)中，我們可以注意到每一個多重路徑的訊號，都有相同的載波頻率  $f_c$ ，這是因為我們在多重路徑效應中不同時考慮都普勒效應，然而

各個路徑的長短不同，所以接收機所收到各個路徑訊號的振幅  $a_i$  與相位  $\theta_i$  也就不同。若我們將  $r \cdot \exp(j\theta)$  表示成複數形式，也就是定義：

$$r \cdot \exp(j\theta) = \sum_{i=1}^n a_i \cos(\theta_i) + j \sum_{i=1}^n a_i \sin(\theta_i) \equiv x + jy$$

我們可以得到：

$$x^2 + y^2 = r^2, \quad x = r \cdot \cos \theta, \quad y = r \cdot \sin \theta$$

這裡  $r$  所代表的也就是訊號的振幅或包跡。接下來我們有幾個假設：(1) 多重路徑的數目  $n$  非常大；(2) 各個路徑所接收到的訊號振幅  $a_i$  為互相獨立的隨機變數；(3) 接收訊號的相位  $\theta_i$  在  $[-\pi, \pi]$  之間呈現均勻的分布 (Uniform Distribution)。根據中央極限定理 (Central Limit Theorem)， $x$  和  $y$  是平均值為 0、變異數為  $\sigma^2$ 、且相互獨立的高斯隨機變數，也就是說：

$$m_x = m_y = 0 \quad ; \quad \sigma_x^2 = \sigma_y^2 = \sigma^2$$

因此，訊號的振幅或包跡的平方  $r^2$ ，其實也就是兩個相互獨立的高斯隨機變數的平方和。因為  $x$  和  $y$  為相互獨立的隨機變數，其機率的聯合分布 (Joint Distribution) 為：

$$p(x, y) = p(x) \cdot p(y) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2 + y^2}{2\sigma^2}\right) \quad (7-29)$$

經由變數變換， $r$  和  $\theta$  的聯合分布  $p(r, \theta)$  可以  $p(x, y)$  來表示：

$$p(r, \theta) = |J| \cdot p(x, y)$$

其中

$$J \equiv \begin{vmatrix} \frac{\partial x}{\partial r} & \frac{\partial x}{\partial \theta} \\ \frac{\partial y}{\partial r} & \frac{\partial y}{\partial \theta} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \cos \theta & -r \sin \theta \\ \sin \theta & r \cos \theta \end{vmatrix} = r$$

所以我們可以得到：

$$p(r, \theta) = \frac{r}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right)$$

$r$  的機率密度函數便是把  $p(r, \theta)$  對  $\theta$  做積分：

$$p(r) = \int_0^{2\pi} p(r, \theta) d\theta = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) & r \geq 0 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (7-30)$$

(7-30) 便是訊號振幅或是包跡隨機變數  $r$  的瑞雷分佈，其中隨機變數  $r$  是兩個相互獨立高斯隨機變數平方和的二次方根。瑞雷分佈的累加分布函數 (Cumulative Distribution Function, CDF) 為：

$$P(R) = \Pr(r \leq R) = \int_0^R p(r) dr = 1 - \exp\left(-\frac{R^2}{2\sigma^2}\right) \quad (7-31)$$

這個累加分布函數也就是接收訊號振幅衰減至一指定門檻  $R$  以下的機率。

### 7.5.2 瑞雷分布的統計特性

由(7-30)，我們可以推導出瑞雷分布的一些統計特性。首先我們來看瑞雷分布的平均值  $r_{mean}$ ：

$$r_{mean} = E[r] = \int_0^{\infty} r \cdot p(r) dr = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} = 1.2533\sigma \quad (7-32)$$

由(7-32)所求得平均值，我們可以得到瑞雷分布的變異數  $\sigma_r^2$ ：

$$\sigma_r^2 = E[r^2] - E^2[r] = \sigma^2 \left(2 - \frac{\pi}{2}\right) = 0.4292\sigma^2 \quad (7-33)$$

而瑞雷分布的中間值(Median Value)則是計算  $\frac{1}{2} = \int_0^{r_{median}} p(r) dr$ ，我們可以得到：

$$r_{median} = 1.177\sigma \quad (7-34)$$

瑞雷分布的最大可能值(Most Likely Value)的定義是在機率分布  $p(r)$  中，機率密度最大的  $r$  值，也就是說：

$$r_{ml} = \max\{p(r)\} = \sigma \quad (7-35)$$

圖 7.10 為瑞雷分布的機率密度函數(Probability Density Function, pdf)圖。

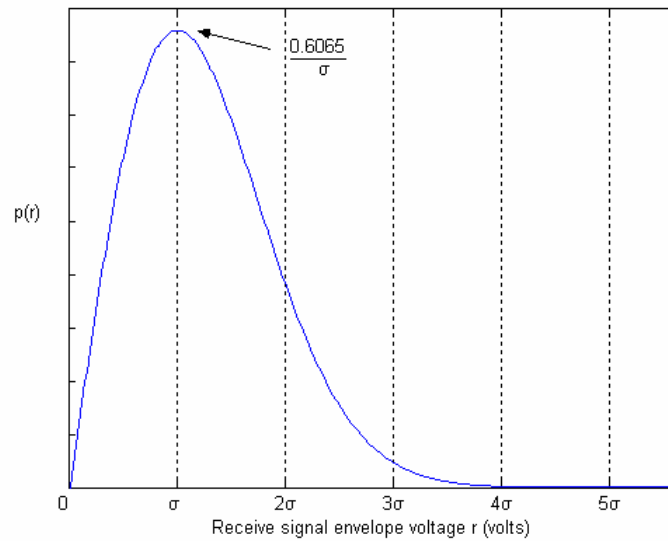


圖 7.10：瑞雷分布的機率密度函數圖



## 7.6 萊斯分布(Ricean Distribution)

在 7.5 小節的瑞雷分布中我們提到：在無線通訊系統中，接收訊號可以視為多重路徑訊號的合成。倘若其中某一路徑的訊號遠比其他路徑的訊號強大，例如有某一路徑的訊號是從傳送端以直線距離、毫無阻礙的到達接收端(LOS 的情況)，則接收訊號的包跡將會是一個萊斯分布(Ricean Distribution)的隨機變數。在這種狀況下，由各個路徑而來的訊號將會疊加在最強的訊號之上，於是在包跡檢測器的輸出端，訊號就像加了直流分量一樣。當此主要訊號變的較弱之時，這些疊加在一起訊號的包跡將呈現瑞雷分布。因此，當主要訊號衰減至某一程度之後，萊斯分布就變為瑞雷分布。

### 7.6.1 萊斯分布的公式推導

萊斯分布的理論推導跟瑞雷分布的理論推導很類似，假設  $s_r$  為接收訊號，我們可以得到：

$$s_r = \overbrace{r' \exp(j\omega_0 t + j\theta)}^{\text{散射波}} + \overbrace{A \exp(j\omega_0 t)}^{\text{主要信號}} \equiv [(x + A) + jy] \exp(j\omega_0 t) = r \exp[(j\omega_0 t) + j\theta] \quad (7-36)$$

其中  $r^2 = (x + A)^2 + y^2$ 。令  $x + A = r \cos \theta$ ， $y = r \sin \theta$ ，因此我們可以推得萊斯分布的機率密度函數  $p(r)$  為：

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma_r^2} \exp\left(-\frac{r^2 + A^2}{2\sigma_r^2}\right) \cdot I_0\left(\frac{A \cdot r}{\sigma_r^2}\right), & \text{for } (A > 0, r \geq 0) \\ 0, & \text{for } (r < 0) \end{cases} \quad (7-37)$$

其中  $I_0\left(\frac{A \cdot r}{\sigma_r^2}\right) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp\left(\frac{A \cdot r \cos \theta}{\sigma_r^2}\right) d\theta$  為修正過的第零階貝索函數 (Modified Zeroth-order Bessel Function)：

$$I_0(x) = \sum_{i=0}^{\infty} \left( \frac{x^i}{i! \cdot 2^i} \right) \quad (7-38)$$

### 7.6.2 萊斯分布的特性

萊斯分布通常用一個參數  $K$  來描述， $K$  的定義為主要訊號的功率和其他附加訊號變異數的比值， $K \equiv \frac{A^2}{2\sigma_r^2}$ ，我們通常以 dB 來表示  $K$  值：

$$K(\text{dB}) = 10 \cdot \log \frac{A^2}{2\sigma_r^2} \quad (\text{dB}) \quad (7-39)$$

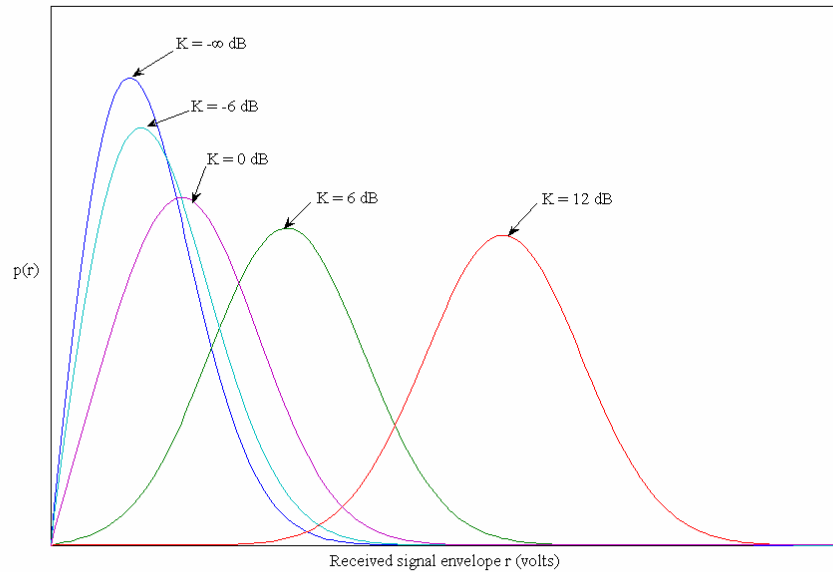


圖 7.11：萊斯分布在不同  $K$  值時的機率密度函數圖

因此我們稱  $K$  為萊斯因子(Ricean Factor)。當  $A \rightarrow 0$ ， $K \rightarrow -\infty$  dB 時，也就是主要訊號衰減成附加訊號的強度時，萊斯分布將退化為瑞雷分布；圖 7.11 為萊斯分布在不同  $K$  值時的機率密度函數圖，值得注意的是，當  $K \gg 1$  時，萊斯分布將近似於高斯分布。

## 7.7 多重路徑與都普勒效應的電腦模擬

對於接收機的基頻訊號處理來說，大多數時候只會考慮到通道的小尺度傳播模型，

因為基頻訊號處理的都是一個個的符元或子碼，它們的週期相對而言都較短，這時候訊號快速的變化就變成是基頻訊號處理所必須面對的一個重要問題。此時系統仍然會受到傳播路徑損耗模型及大尺度傳播模型的影響，只不過我們通常假設這些影響已經被其他的技術所解決(如功率控制)。

各種不同的基頻訊號處理演算法，通常會透過電腦模擬來驗證他們的效能。此時，如何在電腦上設計出符合實際狀況的通道模型，就成為建立電腦模擬平台過程中的一項重要任務。我們在前面的章節已經介紹過小尺度傳播模型的多重路徑與都普勒效應，在本小節之中，我們便將介紹如何在電腦上模擬通道的小尺度傳播模型。

### 7.7.1 適合窄頻系統的無線通道模型

當建構無線通道模型時，一個合理的假設是電磁波訊號到達接收機時，入射角度是均勻分布在  $0$  到  $2\pi$  之間，藉此假設並利用餘弦函數的對稱特性，可以推導出接收訊號

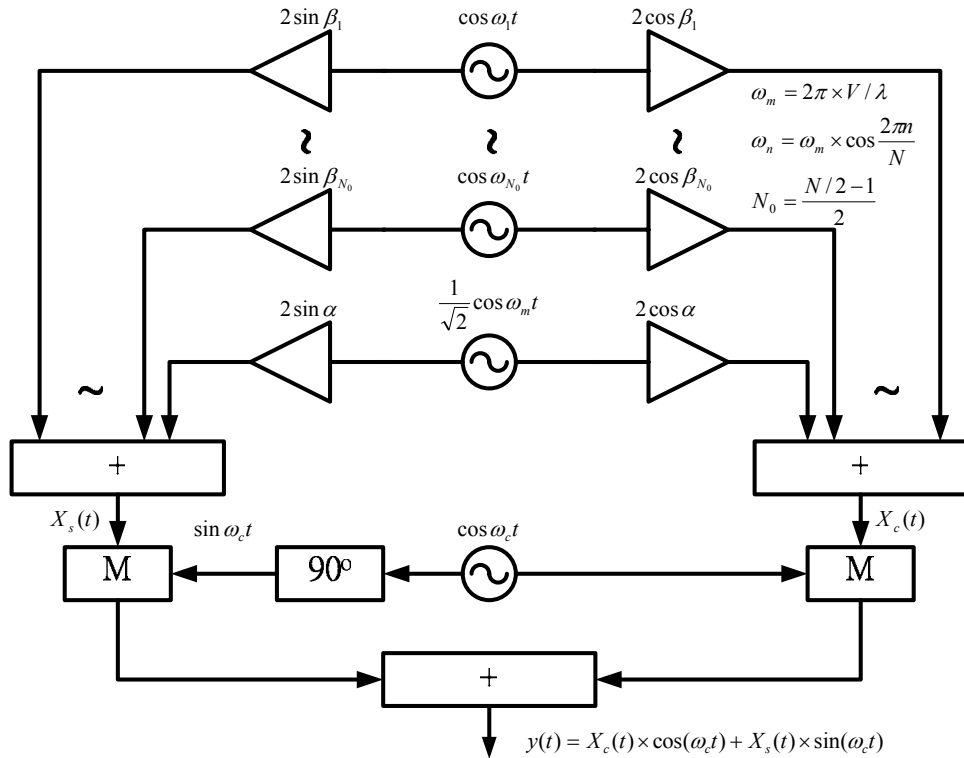


圖 7.12：傑克斯模型/產生之訊號擁有窄頻系統的無線通道頻譜

相關的數學函式，據此可以建構出適合窄頻系統的無線通道模型[9]，此模型一般稱為傑克斯模型(Jakes' Model)，其架構如圖 7.12 所示。傑克斯模型可以讓我們在實驗室的环境中，複製出擁有窄頻系統之無線通道頻譜的訊號。

觀察圖 7.12 便可發現，此模型基本上是由  $N_0 + 1$  個產生都普勒偏移的低頻振盪器所組成，振盪頻率為最大都普勒偏移  $f_m = \frac{\omega_m}{2\pi}$  的振盪器有 1 個，其振幅之設定為  $1/\sqrt{2}$ ；而

振盪頻率為  $f_n = \frac{\omega_n}{2\pi} = \frac{\omega_m}{2\pi} \cos(2\pi n/N)$ ， $n=1 \sim N_0$  的振盪器有  $N_0$  個，其振幅之設定為

1，這些振盪器輸出的訊號經過不同的權值之後被加起來，組成了  $X_c(t)$  和  $X_s(t)$ ，此二路訊號最後會再經由頻率為  $f_c$  的載波調變。在此模型中，傑克斯建議參數  $N$  可以設定為  $34(N_0 = 8)$ ，此時由模擬所產生的訊號頻譜  $Y(f)$  將近似於：

$$Y(f) = \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{f - f_c}{f_m}}} \quad (7-40)$$

此外，參考圖 7.12，我們可以將此模型的輸出訊號  $y(t)$  表示如下：

$$y(t) = X_c(t) \cos \omega_c t + X_s(t) \sin \omega_c t \quad (7-41)$$

其中  $X_c(t)$  和  $X_s(t)$  又分別為：

$$X_c(t) = 2 \sum_{n=1}^{N_0} \cos \beta_n \cos \omega_n t + \sqrt{2} \cos \alpha \cos \omega_m t \quad (7-42)$$

$$X_s(t) = 2 \sum_{n=1}^{N_0} \sin \beta_n \cos \omega_n t + \sqrt{2} \sin \alpha \cos \omega_m t \quad (7-43)$$

在此模型中， $y(t)$  的相位必須是一個隨機變數且均勻分布在 0 到  $2\pi$  之間，並且經由參數的選擇使得  $X_c(t)$  和  $X_s(t)$  成為變異數近似相等、且相關性很低的函數，其意義便是如 (7-44) 及 (7-45) 所示：

$$E(X_c^2) \approx E(X_s^2) \quad (7-44)$$

$$E(X_c X_s) \approx 0 \quad (7-45)$$

將 (7-42) 及 (7-43) 代入 (7-44) 和 (7-45) 中，我們可得到：

$$E(X_c^2) = 2 \sum_{n=1}^{N_0} \cos^2 \beta_n + \cos^2 \alpha = N_0 + \cos^2 \alpha + \sum_{n=1}^{N_0} \cos 2\beta_n \quad (7-46)$$

$$E(X_s^2) = 2 \sum_{n=1}^{N_0} \sin^2 \beta_n + \sin^2 \alpha = N_0 + \sin^2 \alpha - \sum_{n=1}^{N_0} \cos 2\beta_n \quad (7-47)$$

$$E(X_c X_s) = 2 \sum_{n=1}^{N_0} \sin \beta_n \cos \beta_n + \sin \alpha \cos \alpha \quad (7-48)$$

經由參數  $\alpha$  及  $\beta_n$  的選擇，我們可以使 (7-46)、(7-47)、及 (7-48) 滿足 (7-44) 和 (7-45) 兩式。

傑克斯的建議是：設  $\alpha = 0$  和  $\beta_n = \pi n / (N_0 + 1)$ ，則我們可以得到  $E(X_c^2) = N_0$ 、

$E(X_s^2) = N_0 + 1$  且  $E(X_c X_s) = 0$ ，此時輸出訊號  $y(t)$  為一個具有瑞雷衰減特徵，且載波頻

率  $f_c$  的窄頻訊號，其自相關函數 (Autocorrelation Function)  $R_y(\tau)$  將近似於：

$$R_y(\tau) \approx J_0(\omega_m \tau) \quad (7-49)$$

(7-49) 中， $J_0(\cdot)$  代表的是第零階的貝索函數 (Zeroth-order Bessel Function)。

利用圖 7.12 的架構來模擬平緩衰減通道時，有一點必須特別注意的：觀察圖 7.12，我們可以發現隨著振盪器個數的增加，輸出訊號的平均功率也將隨之提高，也就是說在傑克斯模型中，並沒有將輸出訊號的平均功率正規化 (Normalize) 的措施。所以，最後的輸出訊號  $y_o(t)$  應該表示為：

$$y_o(t) = \frac{y(t)}{\sqrt{P_y}} \quad (7-50)$$

其中  $P_y$  代表  $y(t)$  的平均功率。輸出訊號  $y(t)$  必須經過正規化過程是撰寫程式時容易忽略的地方，值得大家注意。

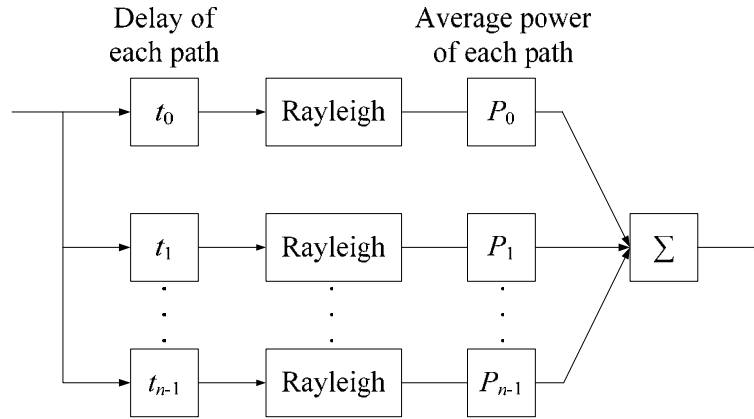


圖 7.13：頻率選擇性衰減通道電腦模擬示意圖

### 7.7.2 頻率選擇性衰減通道模型

瑞雷分佈通常可以用來描述訊號經過平緩衰減通道後振幅分佈的情況，而如 7.4.1.5 小節所述，一般我們在模擬頻率選擇性衰減通道時，會把幾個相互獨立的平緩衰減通道結合在一起，並把訊號經過每一個平緩衰減通道之後的振幅，當成是一個隨機變數，而每一個隨機變數都是相互獨立的瑞雷分布，每一個平緩衰減通道有各自的訊號平均功率，各通道之間也都在時間上有不同的延遲把它們區隔開來。因此，頻率選擇性衰減通道的電腦模擬便如圖 7.13 所示。

為了產生相互獨立瑞雷分布的隨機變數，我們可以利用在 7.7.1 中所提到的傑克斯模型，透過增加每個震盪器的相位偏移，我們就可以產生頻率選擇性衰減的通道模型。參考圖 7.12，在不改變每個振盪器增益的情況下，我們只要在第  $n$  個震盪器加上額外的相位偏移  $\gamma_{nj} + \beta_{nj}$ ， $n=1 \sim N_0$ ，便可產生最多  $N_0$  個獨立的窄頻輸出訊號  $y_j(t)$ ， $j \leq N_0$ ，這些輸出的窄頻訊號彼此必須不相關(Uncorrelated)或是相關性很低，可以達成這項要求的  $\gamma_{nj}$  和  $\beta_{nj}$  值的選擇並非唯一，以下是傑克斯所建議的  $\gamma_{nj}$  和  $\beta_{nj}$  [9]：

$$\beta_{nj} = \frac{\pi n}{N_0 + 1} \quad n = 1 \sim N_0 \quad (7-51)$$

$$\gamma_{nj} = \frac{2\pi(j-1)}{N_0 + 1} \quad n = 1 \sim N_0 \quad (7-52)$$

### 7.7.3 巨型細胞環境中的通道模型

巨型細胞(Macrocell)環境指的是基地台所覆蓋的區域面積很大，其半徑可達數公里至數十公里之遠，一般而言，依電磁波訊號傳輸方向的不同，可以將無線通道模型分為

兩種[10]。第一種的傳輸方向是由基地台到手機端的方向，也就是下鏈通道傳輸的方向，在此情況下電磁波的傳輸就如同圖 7.14 所示。此時，四週物體的高度與手機的高度大約相同或是比手機稍高，而且電磁波訊號到達手機時的入射角度是均勻分布在  $0$  到  $2\pi$  之間。而第二種的傳輸方向是由手機到基地台的方向，也就是上鏈通道的傳輸方向，此時電磁波的傳輸情況就如圖 7.15 所示，由於在巨型細胞環境中，基地台覆蓋的區域面積相當大，基地台與手機及其週遭物體相距甚遠，多重路徑的訊號到達基地台時將侷限在一個小角度  $\Phi_{BW}$  的範圍之內，所以訊號到達時的方向將不再均勻分布於  $0$  到  $2\pi$  之間[10]。

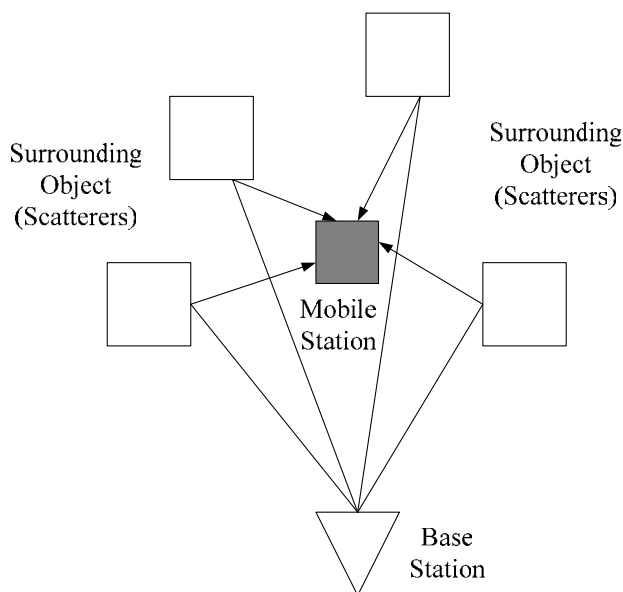


圖 7.14：下鏈通道傳輸示意圖

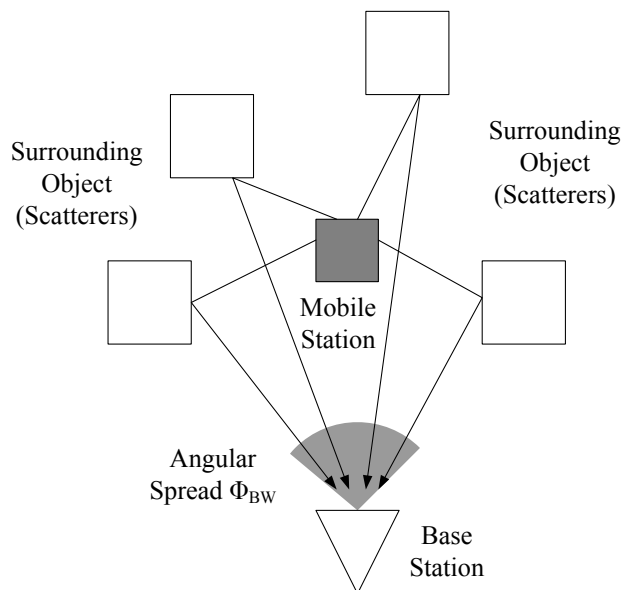


圖 7.15：上鏈通道傳輸示意圖

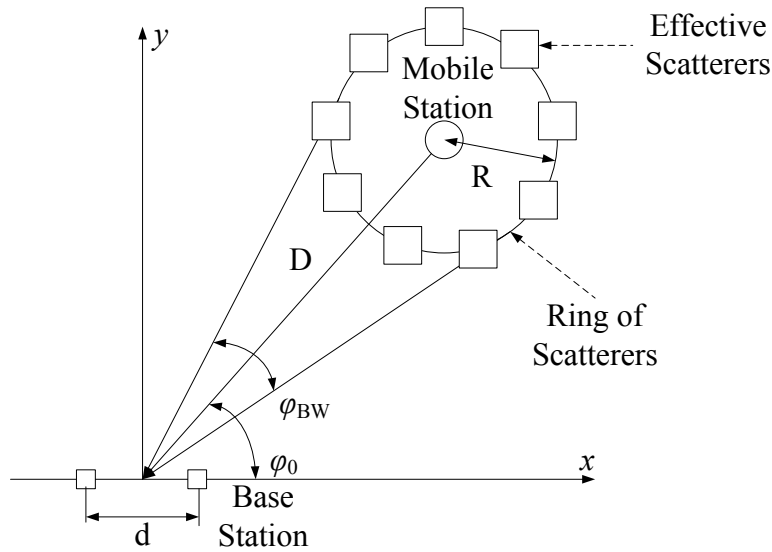


圖 7.16：適用於巨型細胞環境中上鏈傳輸方向的無線通道模型

#### 7.7.4 適用於巨型細胞環境中上鏈傳輸方向的無線通道模型

7.7.3 提到，在巨型細胞環境中，由於手機端與基地台相距甚遠，電磁波訊號由手機端送出，到達基地台時將侷限在一個小角度  $\Phi_{BW}$  的範圍之內，我們可以用圖 7.16 來表示此情況，此模型又稱為李氏模型(Lee's Model)[10]。在圖 7.16 中，手機週遭的物體是平均地散佈在散射環(Ring of Scatterers)上，這些物體被稱為有效的散射體(Effective Scatterers)[11]。這個模型是用來描述，當基地台有兩組相互距離為  $d$  的天線時，這兩組天線所接收到的訊號，其相關性是  $d$  的函數，而且這相關性將會決定空間多樣性(Spatial Diversity)技術的效能。一般而言，越大的角度擴展(Angle Spread)  $\phi_{BW}$  和越遠的距離  $d$

將會使接收訊號的相關性越低，並能夠提供更大的多樣性增益(Diversity Gain)。在基地台量測接收訊號的相關性顯示，若  $\lambda$  為載波波長，則散射環半徑  $R$  的長度範圍大致上是從  $100\lambda$  至  $200\lambda$  [11]，而這個模型也可以用來解釋，對一個窄頻訊號而言，我們只要基地台的天線間隔為 40 倍載波波長的距離，在手機端的天線間隔大約為 0.2 倍載波波長的距離，便可獲得良好的多樣性[11]。

現在我們將簡單的介紹在此模型中，接收訊號的相關性。參考圖 7.16，假設有  $N$  個散射體均勻地散佈在半徑為  $R$  的散射環上，並且每個散射體和基地台中間沒有任何遮蔽物，也就是說，基地台與手機是位於一個直線傳播的位置，經由推導[12]，每個訊號到達的方向可以表示為：

$$\phi_i \approx \frac{R}{D} \sin\left(\frac{2\pi}{N} i\right) \quad \text{for } i = 0, 1, \dots, N-1 \quad (7-53)$$

對任意兩組相距為  $d$  的接收天線而言，接收訊號的相關性可以表示為[12]：

$$r(d, \varphi_0, R, D) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \exp[-j2\pi d \cdot \cos(\varphi_0 + \varphi_i)] \quad (7-54)$$

### 7.7.5 多重路徑通道的電腦模擬結果

在本小節之中，為了讓讀者對無線通道有更深入的了解，我們利用 7.7.1 所提到的傑克斯模型與 7.7.2 所提到的頻率選擇性衰減通道模型來建立無線通道的電腦模擬程式。在此，我們所建立的通道為 WCDMA 標準中所訂定多重路徑衰減傳播狀況(請參考 7.8.2 節的表 7.5)的 Case 3 和 Case 4，每個狀況皆有四個相互獨立的路徑，時速分別為 120 公里和 250 公里，每個狀況皆模擬 100 ms(384000 個子碼，也就是 10 個框架)，每個子碼的時間間隔約為 260 ns，載波頻率設定為 2 GHz，多重路徑的個數  $N$  設定為 34( $N_0=8$ )。此模擬的目的，主要是為了觀察無線通道中振幅和相位變化的情形，電腦模擬的結果顯示在圖 7.17 和圖 7.18 之中。由圖 7.17 和 7.18 可以看出，車速越快，通道狀況(功率和相位)的變動也越快速，對訊號造成的影響也越大，這符合 7.4.2 中對緩慢衰減及快速衰減的描述。

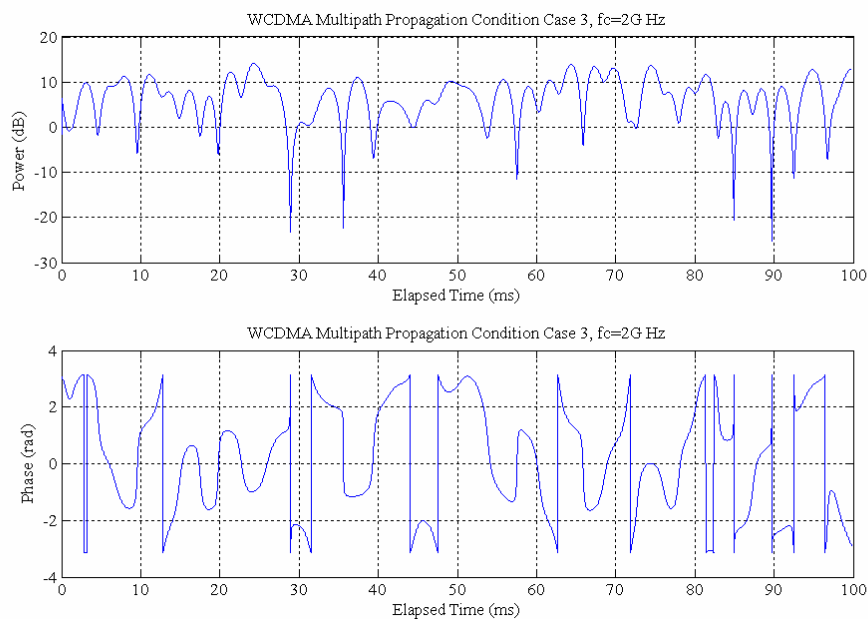


圖 7.17：在車速 120 公里下功率(單位 dB)及相位(單位 rad)變化圖



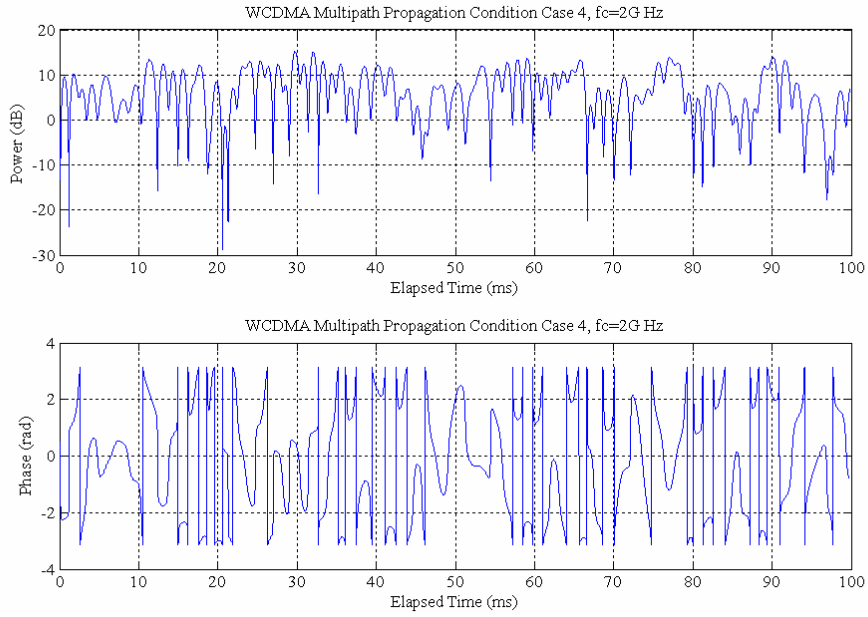


圖 7.18：在車速 250 公里下功率(單位 dB)及相位(單位 rad)變化圖

接下來我們觀察訊號通過此通道之後所產生的變化,我們輸入的訊號是一個 100 Hz 的正弦波,如圖 7.19 所示。將此訊號通過上述的 WCDMA 多重路徑衰減通道,時速分別為 120 公里和 250 公里的兩個例子,模擬結果分別如圖 7.20 和圖 7.21 所示。

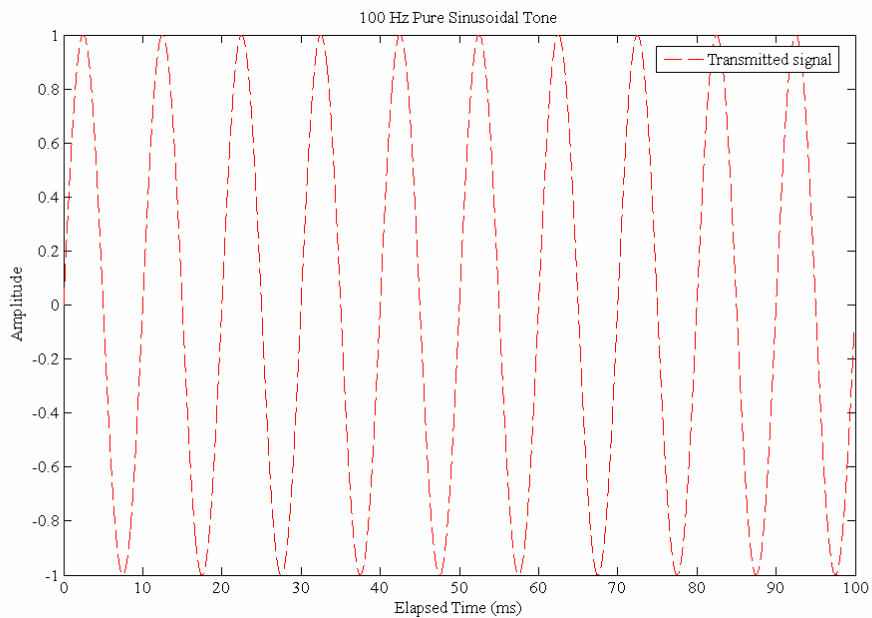


圖 7.19：100 Hz 的正弦波

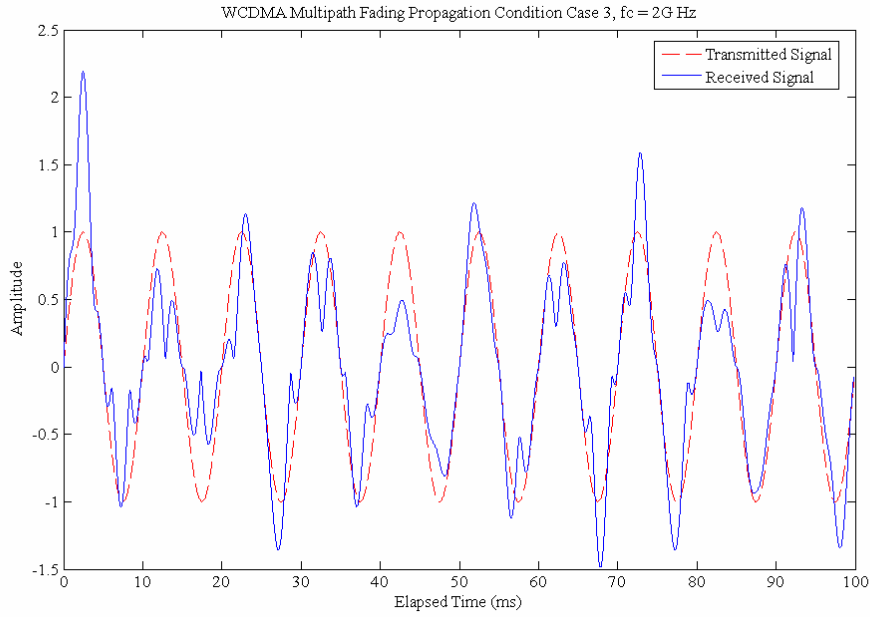


圖 7.20：100 Hz 的正弦波通過車速 120 Km/hr 之通道後的波形圖

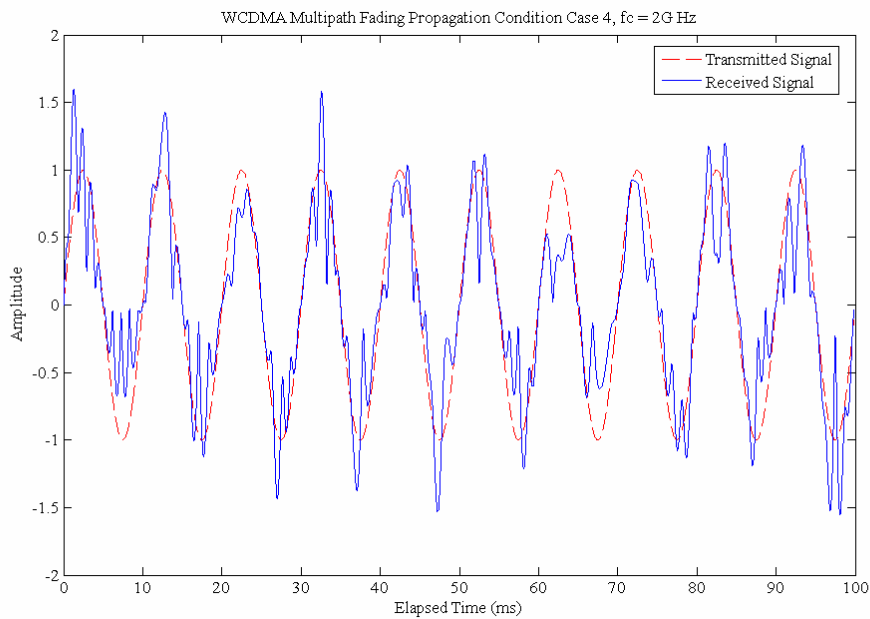


圖 7.21：100 Hz 的正弦波通過車速 250 Km/hr 之通道後的波形圖

由圖 7.20 及圖 7.21 可以看出，訊號衰減得相當嚴重，在車速 250 Km/hr 的通道下，訊號變動的情形比車速 120 Km/hr 的通道劇烈。此外，我們也模擬了 WCDMA 多重路徑衰減傳播狀況的 Case 1 來作為比較，此時的車速為每小時三公里，共有兩個相互獨立的路徑，模擬的結果顯示在圖 7.22 中，我們可以很明顯的看到，訊號的變動遠較前面兩個例子來得緩和。

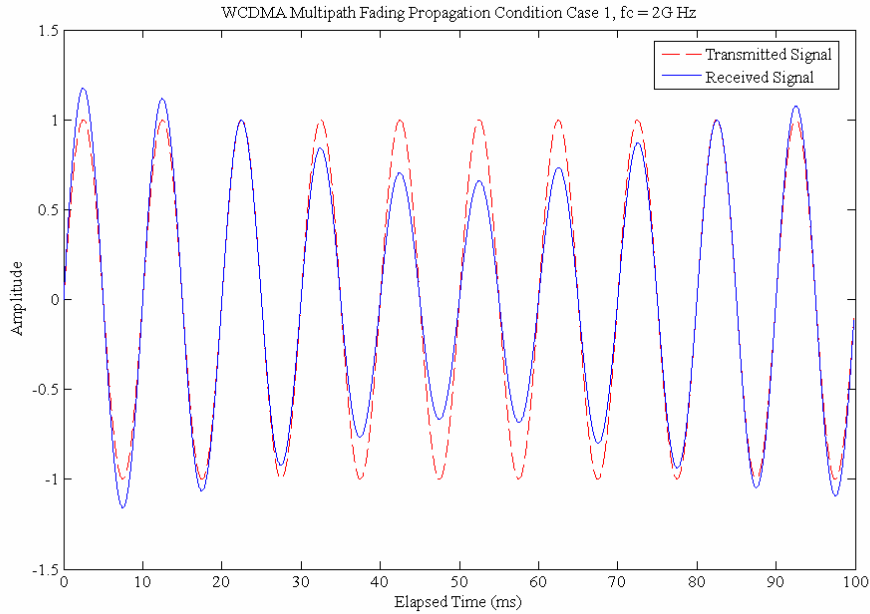


圖 7.22：100 Hz 的正弦波通過車速為 3 Km/hr 之通道後的波形圖

## 7.8 WCDMA 的通道模型

在 WCDMA 的標準之中，一共規定了四種通道模型，這些通道模型的主要目的是為了測試接收機演算法的效能。對於各種不同的通道模型及資料傳輸速率，WCDMA 的標準之中規定了在特定的訊雜比之下，專用通道(Dedicated Channel, DCH)區塊錯誤率(Block Error Rate, BLER)的上限值，這是各系統廠商所設計接收機效能的最低規範。表 7.3 為在各種通道模型與資料速率下，標準中所規範的區塊錯誤率一覽表。

值得注意的是，我們這裡所提到的訊雜比，指的就是  $E_b/N_0$ ，也就是一個位元(Bit)的能量與單邊雜訊功率頻譜密度(One-side Noise Power Spectral Density)的比值， $E_b/N_0$  和一個子碼(Chip)的能量  $E_c$  有以下的關係式：

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{E_c}{N_0} \cdot \frac{L_{chip}}{L_{inf}} = \frac{E_c}{N_0} \cdot SF \quad (7-55)$$

(7-55)中  $L_{chip}$  指的就是整個框架(Frame)中所有的子碼數，而  $L_{inf}$  指的是整個框架中所有的位元數(不包含循環冗贅核對位元)，兩者的比值便是展頻因子(Spreading Factor, SF)。將(7-55)換算成以分貝為單位的表示式，我們可以得到：

$$\frac{E_b}{N_0} [\text{dB}] = 10 \cdot \log_{10}(SF) + \frac{E_c}{N_0} [\text{dB}] \quad (7-56)$$

接下來我們將逐一介紹在 WCDMA 標準中所訂定的四種通道模型，以及標準中所規範接收機在特定的訊雜比及資料速率之下，所必須滿足的區塊錯誤率。

表 7.3：在不同的通道模型與資料速率下，WCDMA 所規範的區塊錯誤率一覽表

Physical channel	Measurement channel	Static	Multi-path Case 1	Multi-path Case 2	Multi-path Case 3	Moving	Birth / Death
		Performance metric					
DCH	12.2 kbps	BLER<10 <sup>-2</sup>	BLER<10 <sup>-2</sup>	BLER<10 <sup>-2</sup>	BLER<10 <sup>-2</sup>	BLER<	BLER<
	64 kbps	BLER<10 <sup>-1</sup> ,10 <sup>-2</sup>	BLER<10 <sup>-1</sup> ,10 <sup>-2</sup>	BLER<10 <sup>-1</sup> ,10 <sup>-2</sup>	BLER<10 <sup>-1</sup> ,10 <sup>-2</sup> ,10 <sup>-3</sup>	BLER<	BLER<
	144 kbps	BLER<10 <sup>-1</sup> ,10 <sup>-2</sup>	BLER<10 <sup>-1</sup> ,10 <sup>-2</sup>	BLER<10 <sup>-1</sup> ,10 <sup>-2</sup>	BLER<10 <sup>-1</sup> ,10 <sup>-2</sup> ,10 <sup>-3</sup>	-	-
	384 kbps	BLER<10 <sup>-1</sup> ,10 <sup>-2</sup>	BLER<10 <sup>-1</sup> ,10 <sup>-2</sup>	BLER<10 <sup>-1</sup> ,10 <sup>-2</sup>	BLER<10 <sup>-1</sup> ,10 <sup>-2</sup> ,10 <sup>-3</sup>	-	-

### 7.8.1 靜止傳播狀況(Static Propagation Condition)

此模型主要描述的是在靜止的狀況底下，訊號會受到可加性白色高斯雜訊(Additive White Gaussian Noise, AWGN)的影響。在這種傳播狀況之中，訊號沒有遭受衰減或是多重路徑的效應。表 7.4 列出了在靜止傳播的狀況下，不同資料速率在不同訊雜比之下所要滿足的區塊錯誤率。

### 7.8.2 多重路徑衰減傳播狀況(Multipath Fading Propagation Conditions)

表 7.5 列出了各種不同的多重路徑衰減環境，所有的路徑都必須包含傳統的都普勒頻譜(Doppler Spectrum)，這裡所謂傳統的都普勒頻譜，也就是我們在圖 7.7 所說的 U 字形頻譜，這頻譜是如(7-57)所示：

$$S(f) \propto \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_D}\right)^2}} \quad -f_D \leq f \leq f_D \quad (7-57)$$

在這不同的多重路徑衰減之下，有不同區塊錯誤率的要求，如表 7.6 及表 7.7 所示。

表 7.4：在 AWGN 通道中，不同資料速率在不同訊雜比之下所要求的區塊錯誤率

Measurement channel	Received $E_b/N_0$	Required BLER
12.2 kbps	n.a.	$< 10^{-1}$
	5.1 dB	$< 10^{-2}$
64 kbps	1.5 dB	$< 10^{-1}$
	1.7 dB	$< 10^{-2}$
144 kbps	0.8 dB	$< 10^{-1}$
	0.9 dB	$< 10^{-2}$
384 kbps	0.9 dB	$< 10^{-1}$
	1.0 dB	$< 10^{-2}$

表 7.5：WCDMA 所訂定的多重路徑衰減環境

Case 1, 3 km/h		Case 2, 3 km/h		Case 3, 120 km/h		Case 4, 250 km/h	
Relative Delay [ns]	Average Power [dB]	Relative Delay [ns]	Average Power [dB]	Relative Delay [ns]	Average Power [dB]	Relative Delay [ns]	Average Power [dB]
0	0	0	0	0	0	0	0
976	-10	976	0	260	-3	260	-3
		20000	0	521	-6	521	-6
				781	-9	781	-9

表 7.6：在 Case 1 和 Case 2 的情況下，不同資料速率所要求的區塊錯誤率

Measurement channel	Case 1		Case 2	
	Received $E_b/N_0$	Required BLER	Received $E_b/N_0$	Required BLER
12.2 kbps	n.a.	$< 10^{-1}$	n.a.	$< 10^{-1}$
	11.9 dB	$< 10^{-2}$	11.9 dB	$< 10^{-2}$
64 kbps	6.2 dB	$< 10^{-1}$	6.2 dB	$< 10^{-1}$
	9.2 dB	$< 10^{-2}$	9.2 dB	$< 10^{-2}$
144 kbps	5.4 dB	$< 10^{-1}$	5.4 dB	$< 10^{-1}$
	8.4 dB	$< 10^{-2}$	8.4 dB	$< 10^{-2}$
384 kbps	5.8 dB	$< 10^{-1}$	5.8 dB	$< 10^{-1}$
	8.8 dB	$< 10^{-2}$	8.8 dB	$< 10^{-2}$

表 7.7：在 Case 3 和 Case 4 的情況下，不同資料速率所要求的區塊錯誤率

Measurement channel	Case 3		Case 4	
	Received $E_b/N_0$	Required BLER	Received $E_b/N_0$	Required BLER
12.2 kbps	n.a.	$< 10^{-1}$	n.a.	$< 10^{-1}$
	7.2 dB	$< 10^{-2}$	10.2 dB	$< 10^{-2}$
	8.0 dB	$< 10^{-3}$	11.0 dB	$< 10^{-3}$
64 kbps	3.4 dB	$< 10^{-1}$	6.4 dB	$< 10^{-1}$
	3.8 dB	$< 10^{-2}$	6.8 dB	$< 10^{-2}$
	4.1 dB	$< 10^{-3}$	7.1 dB	$< 10^{-3}$
144 kbps	2.8 dB	$< 10^{-1}$	5.8 dB	$< 10^{-1}$
	3.2 dB	$< 10^{-2}$	6.2 dB	$< 10^{-2}$
	3.6 dB	$< 10^{-3}$	6.6 dB	$< 10^{-3}$
384 kbps	3.2 dB	$< 10^{-1}$	6.2 dB	$< 10^{-1}$
	3.6 dB	$< 10^{-2}$	6.6 dB	$< 10^{-2}$
	4.2 dB	$< 10^{-3}$	7.2 dB	$< 10^{-3}$

### 7.8.3 移動傳播狀況(Moving Propagation Conditions)

在此模型中，我們用兩個路徑來測試接收機基頻訊號處理的效能，路徑 1( $P_1$ )為靜止的，路徑 2( $P_2$ )則為移動的，兩條路徑皆有相同的訊號強度及相位，圖 7.23 顯示了此種移動傳播狀況。圖 7.23 中，兩條路徑的時間差  $\Delta\tau$  是根據下式得來的：

$$\Delta\tau = B + \frac{A}{2}(1 + \sin(\Delta\omega \cdot t)) \quad (7-58)$$

而(7-58)的參數是根據表 7.8 而來的。另外表 7.9 列出了在此移動傳播狀況下，不同訊雜比及資料速率所要求的區塊錯誤率。

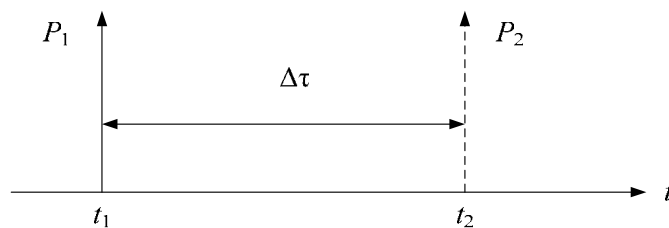


圖 7.23：移動傳播狀況中的兩個不同路徑

表 7.8：(7-54)之中的參數設定

$A$	$5\mu\text{s}$
$B$	$1\mu\text{s}$
$\Delta\omega$	$40 \times 10^{-3} \text{ s}^{-1}$

表 7.9：在移動傳播狀況中，不同資料速率所要求的區塊錯誤率

Measurement channel	Received $E_b/N_0$	Required BLER
12.2 kbps	n.a.	$< 10^{-1}$
	5.7 dB	$< 10^{-2}$
64 kbps	2.1 dB	$< 10^{-1}$
	2.2 dB	$< 10^{-2}$

### 7.8.4 生滅傳播狀況(Birth-Death Propagation Conditions)

此模型亦是描述動態的傳播情況。和移動傳播狀況類似，此傳播狀況也有兩個路徑，分別是路徑 1 和路徑 2，但是這兩個路徑的位置並不固定，而且在這兩個路徑上的訊號會交替著『生』與『滅』，如圖 7.24 所示。

圖 7.24 兩個路徑『生』與『滅』的規則如下：

1. 這兩個路徑的位置是隨機的，發生在 $[-5, -4, -3, -2, -1, 0, 1, 2, 3, 4, 5]\mu\text{s}$ 的任兩個時間點，而這兩個路徑有相同的振幅和相位。
2. 在 191 ms 之後，路徑 1(P1)消失，並且隨機地重新出現在 $[-5, -4, -3, -2, -1, 0, 1, 2, 3, 4, 5]\mu\text{s}$ 中(但不包括路徑 2 出現的位置)，當然這兩條路徑的振幅和相位仍然沒有改變。
3. 再經過 191 ms 之後，路徑 2(P2)消失，並且隨機地重新出現在 $[-5, -4, -3, -2, -1, 0, 1, 2, 3, 4, 5]\mu\text{s}$ 中(但不包括路徑 1 出現的位置)，而此兩條路徑的振幅和相位還是沒有改變。
4. 重複步驟 2 和步驟 3。

最後，我們在表 7.10 列出了在生滅傳播狀況中，不同資料速率及不同訊雜比所要

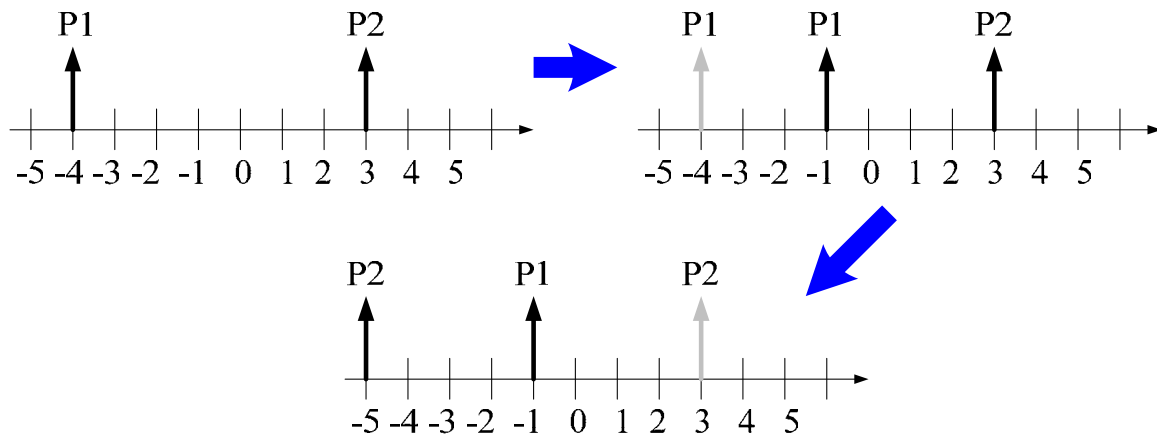


圖 7.24：生滅傳播示意圖

表 7.10：在生減傳播狀況中，不同資料速率及不同訊雜比所要求的區塊錯誤率

Measurement channel	Received $E_b/N_0$	Required BLER
12.2 kbps	n.a.	$< 10^{-1}$
	7.7 dB	$< 10^{-2}$
64 kbps	4.1 dB	$< 10^{-1}$
	4.2 dB	$< 10^{-2}$

求的區塊錯誤率。

### 參考文獻：

- [1] Theodore S. Rappaport, *Wireless Communications – Principles & Practice*, Prentice Hall Inc., 2002.
- [2] Juha Heiskala, and John Terry, *OFDM Wireless LANs: A Theoretical and Practical Guide*, Sams Publishing, 2002.
- [3] Seiichi Sampei, *Applications of Digital Wireless Technologies of Global Wireless Communications*, 1997 by Prentice Hall PTR.
- [4] William Stallings, *Wireless Communications and Networks*, Prentice Hall Inc., 2002.
- [5] Ray E. Sheriff & Y. Fun Hu, *Mobile Satellite Communication Networks*, John Wiley & Sons, Ltd., 2001.
- [6] Raymond Steele, *Mobile Radio Communications*, John Wiley & Sons Ltd, 1996.
- [7] Vijay K. Garg and Joseph E. Wilkes, *Wireless and Personal Communications Systems*, Prentice Hall Inc., 1996.
- [8] Michel Daoud Yacoub, *Foundations of Mobile Radio Engineering*, CRC Press Inc., 1993.
- [9] W. C. Jakes, Ed., *Microwave Mobile Communications*, IEEE Press, Piscataway, NJ, 1974.
- [10] J. C. Liberti, T. S. Rappaport, *Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications*, Prentice Hall, 1999.
- [11] W. C. Y. Lee, *Mobile Communications Engineering*, McGraw Publications, NY, 1982.
- [12] D. Aszently, “On Antenna Arrays in Mobile Communication System: Fast Fading and GSM Base Station Receiver Algorithm,” *Ph. D. Dissertation*, Royal Institute of Technology, Stockholm, Sweden, Mar. 1996.