

第 5 章 通道與信號模型

5.1 IEEE 802.11a 多重路徑衰退通道模型

在無線傳輸系統的通道中，由於障礙物及反射體的影響，導致所傳送的信號，經由不同的方向與時間到達接收機，這個現象稱為多重路徑。多重路徑的通道模型，常用來模擬室內無線傳輸的通道。在模擬 IEEE 802.11a 規格書所定義的系統時，通道效應是以[6]中定義的通道為模型，以期在模擬傳送及接收機的運作時，通道效應能夠接近真實的環境。

如圖 5.1.1 所示，在圖最左端是 802.11 無線區域網路的傳送端，傳送的信號在經過不同的反射物後到達接收端。接收機在天線前端除了接收到一個直接到達的路徑之外還有經過不同路徑衰減的信號。由於經過的路徑的長短不同，到達的時間亦有所不同，導致接收信號的失真與衰減，及增加處理同步問題的困難度。

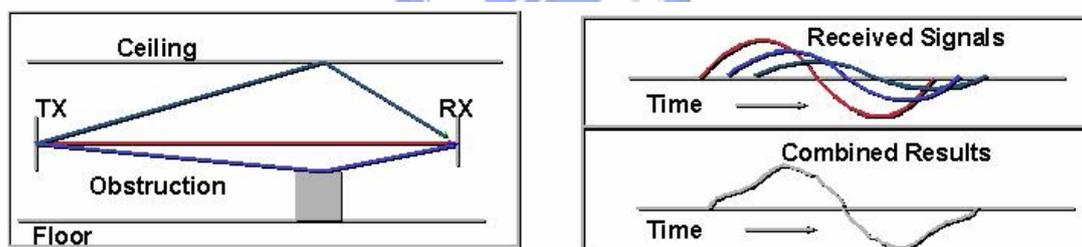


圖 5.1.1 多重路徑衰落通道示意圖

通道模型是一個平均振幅隨著延遲的增加而成一個指數衰減(Exponential Decay)的通道模型，在模擬中路徑的最大數目以 $k_{\max} = 10 \times T_{RMS} / T_s$ 來決定， T_{RMS} 為經由不同路徑延遲的均方根延遲擴展(Root Mean Square Delay Spread)， T_s 為取樣時間，通道模型如圖 5.1.2。也就是說在統計上第一個到達路徑的平均振幅是最大的。隨著延遲的增加，在統計上平均的振幅隨之呈指數下降。其中定義第 k 個路徑是由實數及虛數部分而構成，實數及虛數部分是由平均值為 0 且變異為 $\sigma_k^2/2$ 的高斯隨機變數所產生。於是在任一個路徑上的振幅是一個雷利分布(Rayleigh Distribution)，相位為均勻分布(Uniform Distribution)的隨機變

數。在通道模型中定義第 k 個路徑的數學表示式為：

$$h_k = N\left(0, \frac{1}{2}\sigma_k^2\right) + j \cdot N\left(0, \frac{1}{2}\sigma_k^2\right)$$

$$\sigma_k^2 = \sigma_0^2 \cdot e^{-kT_s/T_{RMS}} \quad (5.1.1)$$

$$\sigma_0^2 = 1 - e^{-T_s/T_{RMS}}$$

其中， $N(0, \sigma_k^2/2)$ 是一個平均值為 0 變異為 $\sigma_k^2/2$ 的高斯隨機變數，而這個變數可以經由一個 $N(0,1)$ 的高斯隨機變數再乘以 $\sqrt{\sigma_k^2/2}$ 而得到。而且在此模型中，每個不同的路徑都是獨立產生的。 T_s 定義為取樣的週期。

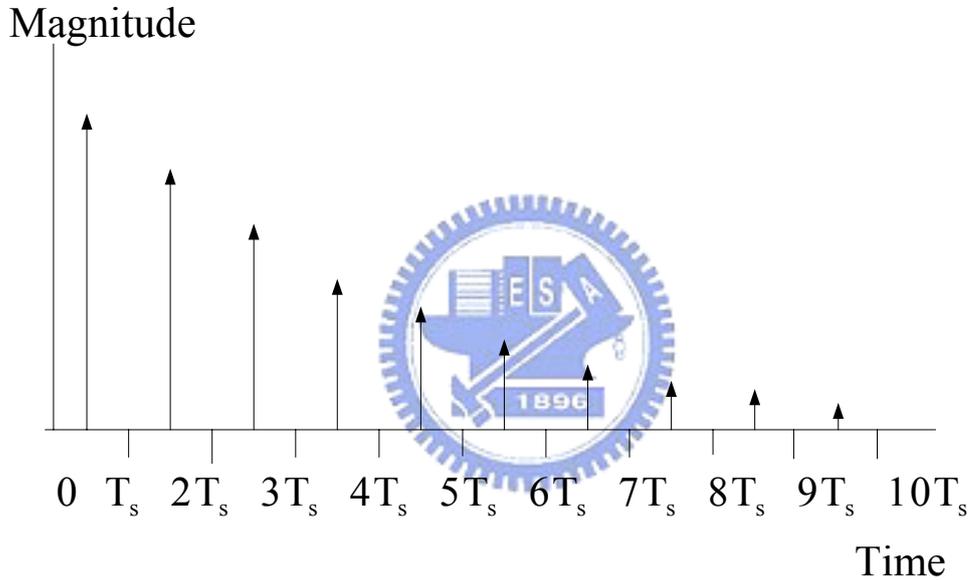


圖 5.1.2 多重路徑衰退通道脈衝響應

於是經由模型的數學式可以計算出在此模型中通道的總路徑在統計上所提
供的平均功率增益為：

$$\sum_{k=0}^{\infty} \sigma_k^2 = \frac{\sigma_0^2}{1 - \exp(-T_s/T_{RMS})} = \frac{1 - \exp(-T_s/T_{RMS})}{1 - \exp(-T_s/T_{RMS})} = 1 \quad (5.1.2)$$

在每一次的通道產生時，各個路徑所提供的功率增益時大時小，但在統計上平均
功率增益為 1。

5.2 IEEE802.16a 多重路徑衰退通道模型

在模擬 IEEE802.16a 規格書所定義的系統時，通道效應以[7]中所定義的 SUI (Stanford University Interim)通道模型為基準。SUI 共包含了 6 種通道，代表了 6 種不同的環境，包括了 LOS(Line-of-Sight)和 NLOS(Non-Line-of-Sight)的情形，如表 5.2.1 所示。接收信號振幅的統計特性為 Ricean 分布，影響此統計特性有一個重要的參數 K-factor，K-factor 的定義為固定成份(Fixed Component)功率與散射成份(Scatter Component)功率的比值，K-factor 等於 0，表示沒有 LOS 固定成份功率的接收路徑，因此振幅的統計特性為 Rayleigh 分布。根據不同的時間延遲擴展(Delay Spread)與 K-factor，6 種通道可以歸類為表 5.2.2。

SUI 是一種多重路徑衰退(Multipath Fading)的通道模型，平均振幅隨著時間延遲的增加而減少，通道中每個路徑依據不同的 K-factor，而有對應的 Ricean 或 Rayleigh 分布。通道的數目(Tap Number)共有 3 條，在時間上是不均勻的分布，而非等間隔分布，如圖 5.2.1 所示。

SUI 通道處於以下的環境條件之中：

- 細胞涵蓋範圍：7 公里
- 基地站天線高度：30 公尺
- 接收天線高度：6 公尺
- 基地站天線波瓣寬度：120°
- 接收天線波瓣寬度：360° 和 30°
- 垂直極化(Vertical Polarization)之電磁波
- 落在細胞內的用戶中，有 90%收到服務的機率達到 99.9%

表 5.2.3~表 5.2.6 顯示 6 種 SUI 通道各參數的數值，其中的 Normalization Factor 是為了讓通道總能量為 1。

表 5.2.1 LOS and NLOS 通道模型

Channel type	SUI Channels
LOS	SUI-1, SUI-2, SUI-6
NLOS	SUI-3,SUI-4,SUI-5

表 5.2.2 不同的時間延遲與 K-factor 之值的通道模型

	Low delay spread	Moderate delay spread	High delay spread
Low K-factor	SUI-3	SUI-4	SUI-5, SUI-6
High K-factor	SUI-1, SUI-2		

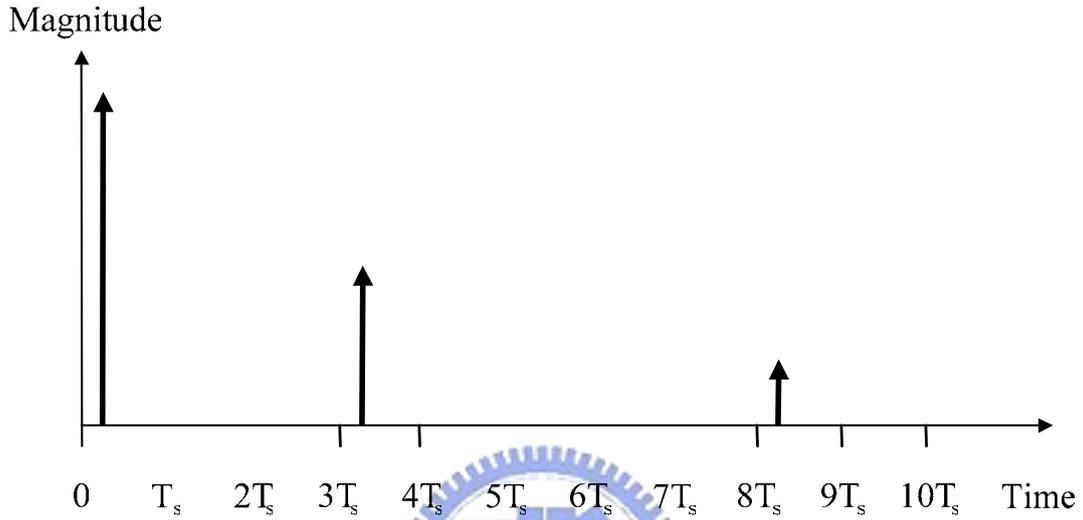


圖 5.2.1 多重路徑衰退通道脈衝響應

表 5.2.3 SUI-1 通道模型

SUI-1				
	Tap1	Tap2	Tap3	Units
Delay	0	0.4	0.9	μs
Power (omni ant.)	0	-15	-20	dB
90% K-fact. (omni)	4	0	0	
Power (30° ant.)	0	-21	-32	dB
90% K-fact. (30°)	16	0	0	
Normalization Factor: $F_{\text{omni}}=-0.1771\text{dB}$, $F_{30^\circ}=-0.0371\text{dB}$				

表 5.2.4 SUI-2 通道模型

SUI-2				
	Tap1	Tap2	Tap3	Units
Delay	0	0.4	1.1	μs
Power (omni ant.)	0	-12	-15	dB
90% K-fact. (omni)	2	0	0	
Power (30°ant.)	0	-18	-27	dB
90% K-fact. (30°)	8	0	0	
Normalization Factor: $F_{\text{omni}}=-0.3930\text{dB}$, $F_{30^\circ}=-0.0371\text{dB}$				

表 5.2.5 SUI-3 通道模型

SUI-3				
	Tap1	Tap2	Tap3	Units
Delay	0	0.4	0.9	μs
Power (omni ant.)	0	-5	-10	dB
90% K-fact. (omni)	1	0	0	
Power (30°ant.)	0	-11	-22	dB
90% K-fact. (30°)	3	0	0	
Normalization Factor: $F_{\text{omni}}=-1.5113\text{dB}$, $F_{30^\circ}=-0.3573\text{dB}$				

表 5.2.6 SUI-4 通道模型

SUI-4				
	Tap1	Tap2	Tap3	Units
Delay	0	1.5	4	μs
Power (omni ant.)	0	-4	-8	dB
90% K-fact. (omni)	0	0	0	
Power (30°ant.)	0	-10	-20	dB
90% K-fact. (30°)	1	0	0	
Normalization Factor: $F_{\text{omni}}=-1.9218\text{dB}$, $F_{30^\circ}=-0.4532\text{dB}$				

表 5.2.7 SUI-5 通道模型

SUI-5				
	Tap1	Tap2	Tap3	Units
Delay	0	4	10	μs
Power (omni ant.)	0	-5	-10	dB
90% K-fact. (omni)	0	0	0	
Power (30°ant.)	0	-11	-22	dB
90% K-fact. (30°)	0	0	0	
Normalization Factor: $F_{\text{omni}} = -1.5113\text{dB}$, $F_{30^\circ} = -0.3573\text{dB}$				

表 5.2.8 SUI-6 通道模型

SUI-6				
	Tap1	Tap2	Tap3	Units
Delay	0	14	20	μs
Power (omni ant.)	0	-10	-14	dB
90% K-fact. (omni)	0	0	0	
Power (30°ant.)	0	-16	-26	dB
90% K-fact. (30°)	0	0	0	
Normalization Factor: $F_{\text{omni}} = -0.5683\text{dB}$, $F_{30^\circ} = -0.1184\text{dB}$				

SUI 定義通道中每個路徑皆為一個複數的形式，如果第 k 個路徑為一個 K_factor 為 0 的 Rayleigh 分布，實部和虛部各為一個平均值為 0，變異數為 $0.5\sigma_k^2$ 的高斯分布， σ_k^2 為此路徑的功率，總路徑在統計上所提供的平均功率增益為 1。如果此路徑為一個 $K_factor \neq 0$ 的 Ricean 分布，表示實部和虛部之中必須加入一個固定大小的成分 m_k ，此一固定成分和原來 Rayleigh 分布的變異數 σ_k^2 之比值即是 K_factor 。

現在我們用數學來表示路徑的 Ricean 分布。設第 k 個路徑的功率為 P_k ，則

$$P_k = |m_k|^2 + \sigma_k^2$$

$$\sum_{k=0}^{\infty} P_k = 1 \quad (5.2.1)$$

此處 m_k 為一固定的複數值，當 $k \neq 0$ 時 $m_k = 0$ ，也就是 m_k 僅存在於第一個到達的路徑。 σ_k^2 為實部與虛部兩高斯分布的變異數總和。因此，K-factor 定義為

$$K \triangleq \frac{|m_0|^2}{\sigma_0^2} \quad (5.2.2)$$

利用(5.2.1)及(5.2.2)兩個等式，可以獲得下面的關係

$$\sigma_k^2 = P_k \frac{1}{K+1} \quad \text{and} \quad |m_0|^2 = P_0 \frac{K}{K+1} \quad (5.2.3)$$

用 $K=0$ 代入，則第 k 個接收路徑的功率為 σ_k^2 且 $m_k = 0$ ，因此變成了一個 Rayleigh 分布。

5.3 信號模型



在分析時，每個符元是頻域上的資料經由 N 點的快速富利葉反轉換所構成，在接收端，每個取樣點都受到一個獨立的高斯雜訊所影響。在此，假設通道是一個多重路徑擴展的通道，總通道長度小於守護區間。於是在接收端經過頻率偏移影響的信號，在第 n 點的取樣值可以表示成：

$$x(n) = e^{-j2\pi n \epsilon / N} s(n) + w(n), \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (5.3.1)$$

其中， $s(n)$ 是所傳輸的 OFDM 符元和通道迴旋後的取樣信號，表示如下：

$$s(n) = \sum_{k=0}^{L-1} h(k) a_{n-k}, \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (5.3.2)$$

a_n : IFFT Output

$h(k)$: Channel Impulse Response

L : Channel Memory

ϵ 為傳送端與接收端所產生的頻率偏移正規化於次載波間距(Sub-Carrier Spacing)， $w(n)$ 是 AWGN 雜訊。

所以 $x(n)$ 可以表示如下:

$$x(n) = e^{-j2\pi n\epsilon/N} \sum_{k=0}^{L-1} h(k)a_{n-k} + w(n) \quad (5.3.3)$$

