

# 行政院國家科學委員會專題研究計畫 成果報告

## 子計劃二：B3G OFDM 多重接取系統設計及無線資源管理 (I)(電信科技合作案)

計畫類別：整合型計畫

計畫編號：NSC91-2219-E-009-014-

執行期間：91年08月01日至92年10月31日

執行單位：國立交通大學電信工程學系

計畫主持人：沈文和

計畫參與人員：傅宜康, 劉威志, 王信吉, 林高毅

報告類型：完整報告

報告附件：出席國際會議研究心得報告及發表論文

處理方式：本計畫可公開查詢

中 華 民 國 92 年 10 月 30 日

# 第一章 導言

未來通訊市場的主流[1]，應該是具有寬頻(Broadband)、全球性(Globalization)、即時性(Immediacy)與移動性(Mobility)之特性的通訊服務。而實現此服務之最佳技術，則為寬頻網際網路與無線通訊之結合。

目前正商用化的第三代行動通訊系統(3G)有著連接網際網路、支援行動通訊用戶、更高的資料傳輸率...等特點。自行動通訊商品化以後，消費者行為慢慢地變成具有移動性，漸漸需要能透過無線上網的方式，使用網際網路上的多媒體服務(包括語音)，因此，如何設計出在有限的頻譜資源中能達到更高的資料傳輸速率，又可以支援使用者移動的系統，一直是學者們討論與研究之重點。因此雖說第三代行動通訊才剛推出，但第三代行動通訊之後的系統(Beyond 3G ,B3G)之研究已如火如荼的展開。

當世界各先進電信國家先後完成第三代行動通訊頻譜之拍賣，但網路建設及服務推出時程卻紛紛宣告延遲之際，我國交通部亦將在去年元月舉行 3G 執照之拍賣作業。然而，不論 3G 技術及服務是否按照專家們原來所規劃的願景而逐步實現，或是在許多國家或地區陷入僵局無法推展，全世界的尖端電信研發人員並沒有停止研發的腳步，已經悄悄著手進行超越第三代行動通訊(3G and Beyond，簡稱 B3G)的架構規劃與標準訂定。因此 3G 之後的系統正如火如荼的發展。

所以 3G 之後(Beyond 3G)[1]~[3]的無線通訊統是目前最熱門討論的議題，在此根據 IEEE 802.16 [4]做參考依據，和對 OFDM 的理論認知，建立一個動態(Dynamic)的無線多重接取(Multiple Access)網路模擬平台，且將提供未來在 3G 之後行動通訊系統與異質網路架構中無線資源管理(Radio Resource Management, RRM)相關研究進行時一個很好的基礎。本篇報告在各章節將分別說明此系統模擬平台的設計理念與理論依據：第二章會簡介 OFDM 之理論，第三章將說明系統網路在初步建置時的規劃方法，第四章主題在介紹無線傳播環境的各種通道效果及模擬方法，第五章將說明如何模擬使用者在行動通訊系統中不同的行為模式，在第六章則會提出在此所設計出的系統模擬方法以及如何去實現折疊效果的技術，第七章將分別說明此模擬平台中已建置完成的各演算法以及流程圖，最後在第八章對全文進行總結並說明未來的研究展望。

## 1-1 無線行動通訊與無線區域網路

1980 初期，第一代無線行動通訊系統正式開啟了無線時代，到了 1980 末期，第二代無線行動通訊系統正式啟用數位(digital)調變方式，也結束了第一代無線行動通訊系統採用的類比(analog)調變方式，從此之後無線行動通訊系統發光發熱，成為人類生活中不可缺少的重要高科技產業，因此有更多的人力投入至無線行動電話的研究之上，接著在聯合國下轄之國際電信聯盟(International Telecommunication Union, ITU)在 1992 年決議將 2GHz 附近的頻帶保留給第三代行動通訊系統使用[8][50]，由於當時預期第三代行動通訊系統將於公元兩千年普及，因此 ITU 又將第三代系統稱為”International Mobile Telephony 2000(IMT-2000)”。目前經過 ITU 認可的第三代行動通訊系統已有三種規格，第一種是由歐洲以及日本所主導的”Wideband CDMA,WCDMA”[6]，第二種則是美國主導的”CDMA2000”[10]，最後一種則是由中國大陸主導之”TDS-CDMA”[11]。

與第二代之行動通訊系統不同，3G 系統之最大特色在於可以提供高達 2Mbps 的資料傳輸率，且可以動態地根據使用者的需求調整資料傳輸速率(data rate)。此外，3G 系統可支援多種不同服務型態，包括了傳統的語音服務、數據資料與串流式影音傳送等服務。為了同時支援系統中各種不同類型的服務，以及確保各項服務之品質(Quality of Service, QoS)的前提下，因此更需採用較先進的無線資源管理技術，將有限的系統資源做最有效率的運用。3G 系統可同時支援電路交換(Circuit-Switched)與封包交換(Packet-Switched)兩種模式，電路交換模式採用於即時性資料傳送，比如說提供語音以及串流式動態影像，而封包交換則運用在非即時性的數據資料之傳送，系統可根據系統負載狀態與服務品質需求來動態安排這些透過封包交換的資料所傳送的時程[12]。

加上隨著網際網路的普及，電腦網路無線化的需求也日益增強，目前最廣受歡迎的是符合電子電機工程學會(Institute of Electrical and Electronics Engineers, IEEE) 802.11b 標準之無線區域網路(Wireless Local Area Network, WLAN)，一般俗稱此系統為 Wi-Fi。802.11b 採用直接序列展頻(Direct Sequence Spread Spectrum, DSSS)作為多重接取的技術，其載波頻率位於 2.4GHz 附近，最高的資料傳輸率可達到 11Mbps。此外，802.11a 採用了垂直正交-分時多工(Orthogonal Frequency Division Multiplexing/Time Division Multiple Access, OFDM/TDMA)作為多重接取的技術，其載波頻率位於 5GHz 附近，最高可支援 54Mbps 的資料傳輸率。802.11a 被看好將會與 802.11b 互補並同時存在，而 IEEE 亦正在擬定能與 802.11a/b 相容的 802.11g，此版本更進一步加強了安全性並建立各接取點(Access Point)彼此訊號傳遞的機制。對於無線區域網路以及 IEEE 802.11 標準之詳細技術說明可以參考由 O’Hara 所著之”The IEEE 802.11 Handbook”[13]，其中對於無線區域網路之媒體控制(Media Access Control, MAC)層與實體層(Physical Layer)都

有非常詳細的介紹。

對於行動通訊系統業者而言，無線區域網路的興起是危機也是轉機。一般認為 WLAN 與 3G 系統是處於競爭的狀態，但也有人認為這兩套系統將會是互補的。在此傾向於認同兩系統的互補性，因為目前 WLAN 並不支援使用者的移動性，其接收端並無法克服因使用者移動而導致的通道快衰落效應(Fast Fading)。因此 3G 之後的系統，可以看出一個端倪，就是未來的無線通訊系統都必須要有高資料傳輸速率和移動性的特徵。

## 1-2 3G 之後

3G 之後的未來極可能結合兩種以上類型之異質網路架構將會普遍存在於無線通訊環境中(圖 1-2-1)。除了無線區域網路與行動通訊系統之外，數位電視/廣播系統、衛星通訊系統以及還處於研究階段之個人區域網路(Personal Area Network, PAN)都可能結合在一起，構成一個大型且完整的異質網路架構，以提供無縫隙的無線通訊服務。圖 1.2.1 所示為”Wireless World Research Forum, WWRF”在”The Book of Visions 2001”[14][50]中所描繪之未來階層式的無線網路架構。

然而，可預期的是 3G 之後技術與服務型態的來臨，絕不會是一夕之間達成。3G 之後許多關鍵技術、元件及服務概念系統的雛形，將在未來數年中，由世界各地的研發人員一一完成，而陸續推入市場測試其可行性。國際上打算針對 UMTS WCDMA FDD 標準進行改進或與之競爭的技術尚有 HSDPA (High Speed Downlink Packet Access) 技術或是各種 TDD 技術，如 TDS-CDMA，WCDMA 的 TDD mode 等，均有可能演變成 3.5G 技術。目前國內產業界已極力投入的 WLAN、GPRS、Bluetooth 間，也有很大的整合發展空間。國科會電信國家型計畫辦公室與工研院電通所、資策會、中科院以及中華電信研究所，已著手規劃未來數年適合我國產業發展的 3G 之後系統的前瞻研究，其中應該有許多值得我國電信界(手機及服務業)可參與的領域。行動通訊技術的進步不會停止，下一個行動世代很快即將來臨。

## System Structure beyond 3G

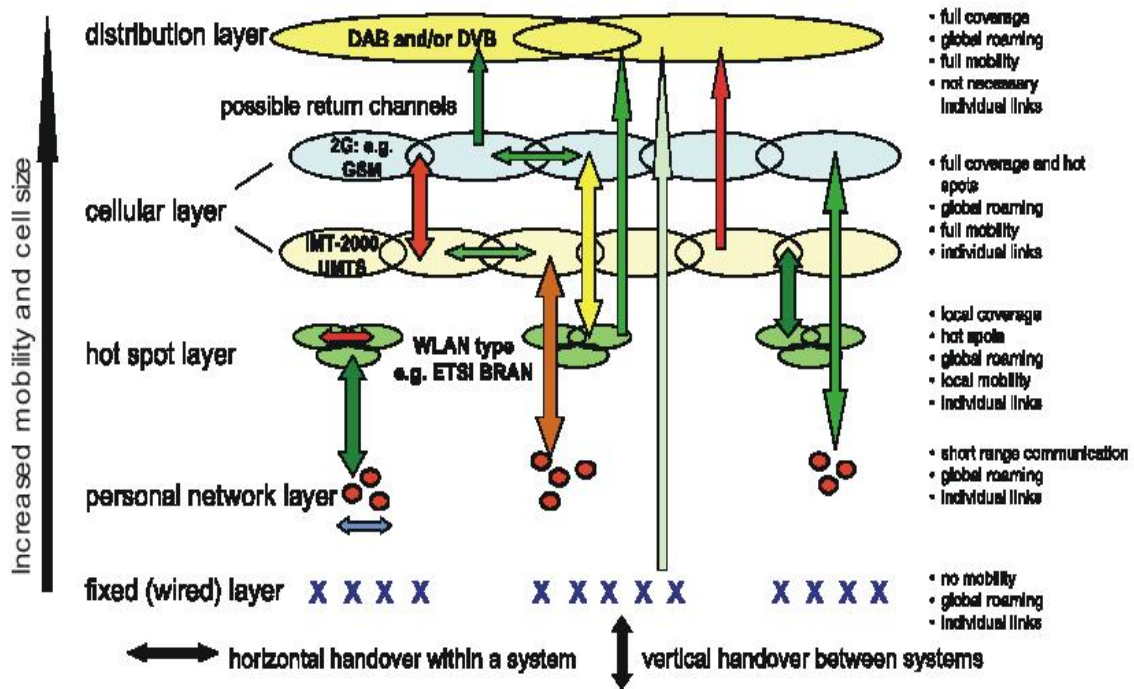


圖 1.2.1 3G 之後系統可能的架構

因此 3G 之後的無線行動通訊，需要高資料傳輸率以克服高資料量的數據傳輸，還要有克服使用者高速移動的特質，來滿足行動通訊的最基本要求，因此一種調變技術稱之為正交分頻多工（Orthogonal Frequency Division Multiplexing，OFDM）技術是目前多數人認為可被期望成 3G 之後的主流調變方式。同時 IEEE Standard 802.16[5] 是一項第二代的無線都會型區域網路 (Wireless Metropolitan Area Network, WMAN) 的寬頻無線通訊標準，於 2001 年 10 月完成標準的審核與制定，並在 2002 年 4 月對外正式發表，宣示出寬頻無線接取技術將成為一項用來連接家庭、企業用戶與電信核心網路的主要工具。因為 802.16 規定使用的頻帶為 10GHz ~ 66GHz 的高頻頻帶，IEEE 802.16 組織在 2000 年 3 月另外成立一項 802.16a 的計畫，用來規範使用於 2GHz ~ 11GHz 的頻帶；並且在 2002 年底完成 IEEE Standard 802.16a 的制定。

因 802.16a 是可支援更大涵蓋範圍的無線都會區域網路 (Wireless Metropolitan Area Network, WMAN)，所以 802.16a 涵蓋範圍更大，必定需要支援使用者之移動，且也有蜂巢(Cellular)架構的概念，加上是 OFDM 為基礎的系統，所以也能有高資料傳輸率的特性，因此以 IEEE 802.16a 為基礎，設計出未來 3G 之後可能的無線通訊系統，以供未來 3G 之後系統的研究，作為最基礎平台，系統簡介將在第二章做更深入討論。

## 第二章 系統簡介

OFDM 技術早已開始被歐洲應用於廣播的寬帶數據通信、無線區域網 (WLAN)、高清晰度數位電視 (HDTV) 和數位音頻廣播 (DAB) [15] 等。此外，還由於其具有更高的頻譜利用率和良好的抗多徑干擾能力，也被看好成為第四代行動通信的核心技術之一。

OFDM 技術良好的性能使得它在很多領域得到了廣泛的應用。歐洲的數位音頻廣播 (DAB) 系統使用的就是 OFDM 調製技術。其試驗系統已在運行，並且明顯地改善了移動中接收無線廣播的效果，很快吸引了大量聽眾。本章將對 OFDM 技術，和本論文所提出之系統簡介做個介紹。

### 2-1 OFDM 技術簡介

OFDM[16]~[19]可視為一種調變技術，也可視為一種多工技術。為一種多載波(Multicarrier)的傳送方式，它主要的觀念是將資料分散至許多不同頻率且彼此正交的次載波(sub-carrier)且上平行(Parallel)傳送，因此每一子載波上的傳輸間隔變大為原本間隔的數倍，使得在每個子載波上的符元間距(Symbol Duration)增加如圖 2.1.1 所示。在傳統的頻率多工系統(Frequency Division Multiplexing)中，為使載波之間不會產生干擾，每個載波都各別作濾波處理並確保各頻譜不會重疊。但如此一來，頻譜使用並沒有達到很好的效率。假若將所有次載波的間距均刻意安排使之保持正交性(orthogonal)，即使每個次載波的頻譜有相當程度的重疊，則在接收時所有的資料仍然可以正確地解調而不會互相干擾，且 OFDM 所需之調變及解調變可利用 IDFT (Inverse Discrete Fourier Transform) 及 DFT (Discrete Fourier Transform)來獲得。

OFDM 的重要關鍵之一是可增加抵抗多路徑延遲擴散(Multi-path Delay Spread)。在單一載波系統中(例如 GSM 系統)，一個的衰減將可能會造成整個通訊的中斷，但多載波的系統中，因每個載波同時受的衰減的機率很小，故可用錯誤更正編碼 (error correction coding) 技術將這些許的錯誤更正，這種觀念就是所謂的平行資料傳輸(parallel data transmission)及分頻多工(frequency division multiplexing)，並結合頻率分集(frequency diversity)等技術。

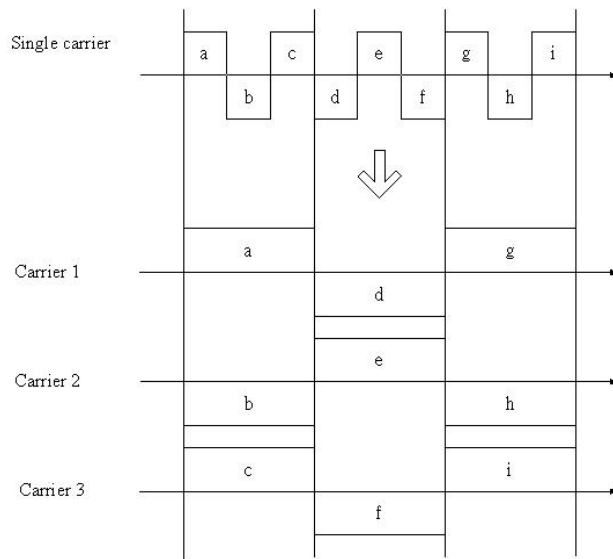


圖 2.1.1 OFDM 技術示意圖

因為可以降低由多路徑延遲擴散(Multi-path Delay Spread)引起之時域上的符號干擾(Inter-symbol interference)，達到高資料傳輸速率的目的。接下來，我們將針對 OFDM 的基本調變技術作一介紹。

OFDM 系統與傳統分頻多工(Frequency Division Multiplexing, FDM)最大不同處在於 OFDM 系統的每個子載波之間具有正交性(此為 OFDM 系統之主要特點)，若在理想的情況之下，子載波彼此之間不會產生干擾，因此頻譜可以相互重疊；而傳統分頻多工系統不同載波之頻譜不可重疊，因此 OFDM 系統比傳統分頻多工系統具有較好的頻寬效益(Bandwidth Efficiency)[20] (其頻譜如下圖 2.1.2 所示)。

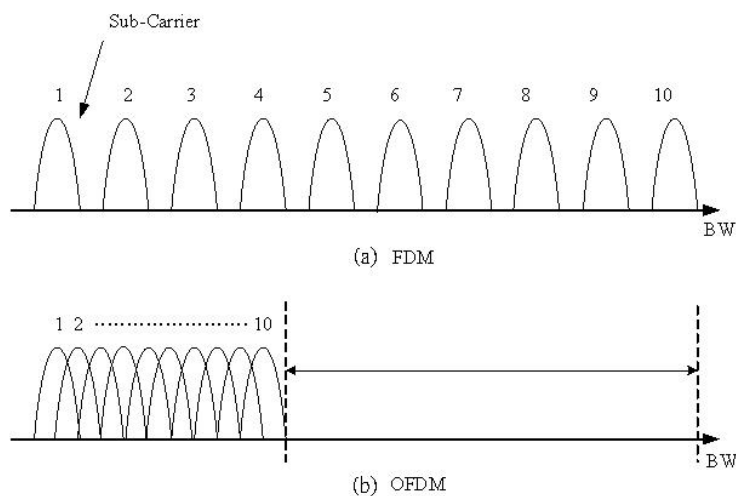


圖 2.1.2 傳統 FDM(a)與 OFDM 的頻譜(b)

子載波上所傳送的符元使用相移鍵控(PSK)或正交振幅調變(QAM)，這些符元構成一個 OFDM 區塊(OFDM Block)，OFDM 信號為所有調制後的子載波所構成，其基頻數學表示式(1)與示意圖 2-1-3：

$$s(t) = \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+N_s/2} \exp\left(j2\pi \frac{i}{T}(t-t_s)\right), t_s \leq t \leq t_s + T$$

$$s(t) = 0, t < t_s \text{ and } t > t_s + T \quad (1)$$

$d_i$ ：複數的符元， $N_s$ ：子載波的數目， $T$ ：符元區間

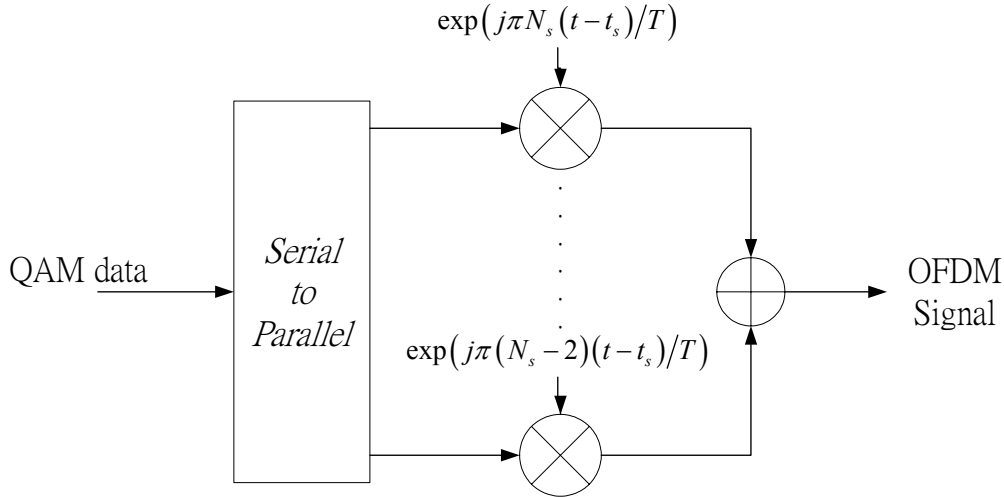


圖 2.1.3 OFDM 系統傳送端調制器示意圖

上述為基本的類比正交多載波調制系統，需要多組的傳收機傳送 OFDM 信號，但實際上的 OFDM 系統採用快速傅立葉(IFFT/FFT)的方式來實現之，所以不需要同時設計多組的傳收機，降低了複雜度。因此，首先將 OFDM 信號以  $kT_s$  取樣，則 OFDM 信號如式 2.1.1

$$s(t) = \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+N_s/2} \exp\left(j2\pi \frac{i}{N_s T_s}(t-t_s)\right)$$

$$s(k) = \frac{1}{N_s} s(t = kT_s) = \frac{1}{N_s} \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+N_s/2} \exp\left(j2\pi \frac{ik}{N_s}\right), k = 0, 1, \dots, N_s - 1 \quad (2.1.1)$$

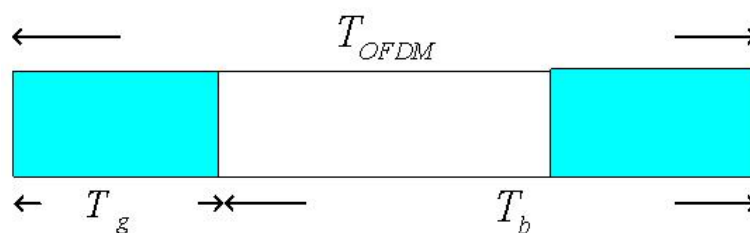
$$s(k) = FFT^{-1} \left\{ d_{i+\frac{N_s}{2}} \right\}$$



由式 2.1.1，以時域(Time Domain)與頻域(Frequency Domain)的觀點來看 OFDM 信號為時域的波形取樣點，而符元則為頻域上每個子載波的信號。因此，OFDM 系統可以複立葉轉換之方式實現。為了以數位方式作複立葉轉換，必須對信號取樣，而且取樣信號必須滿足取樣定理(Sampling Theorem)，即取樣頻率必須大於等於兩倍信號頻寬，若使用所有子載波載送信號，則信號頻寬會大於 0.5 倍取樣頻率，如此不能滿足取樣定理，若是增加子載波數，則頻寬會接近 0.5 倍取樣頻率，當子載波數趨近於無限多時才會滿足取樣定理。

實際上並不能使用無限多的子載波，因此，真正傳送信號的子載波數必須小於總載波數，以滿足取樣定理。不送信號的子載波稱之為虛擬載波(Virtual Carriers)。

因為多路徑延遲擴散除了造成符元之間的干擾外，也會造成不同 OFDM 區塊間的區塊間干擾(Inter-block Interference, IBI)，為了消除此干擾，在每一 OFDM 區塊中加入保護區間(Guard Interval,  $T_g$ )，如圖 2.1.4 所示。



Where the  is the same

**圖 2.1.4 OFDM 之保護區段**

保護區間的長度必須大於所預期之最大傳輸延遲擴散(Max Delay Spread)，使得 OFDM 區塊不會干擾下一個 OFDM 區塊。此外，若保護區間內不送信號，則會引起載波間干擾(Inter-carrier Interference, ICI)，載波之間不再具有正交性如圖 2.1.5 所示。

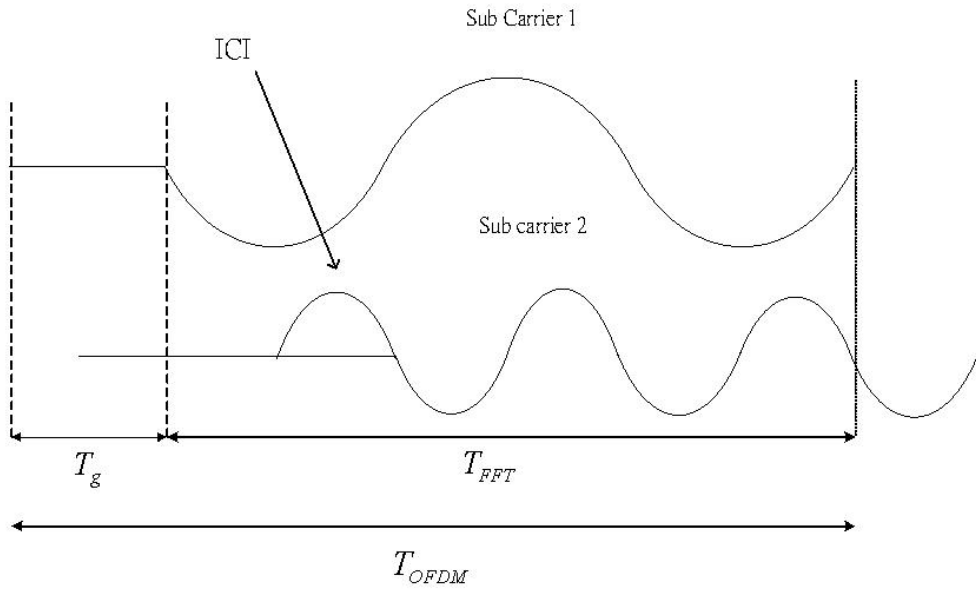


圖 2.1.5 ICI 之示意圖

為了維持正交性，選擇保護區段之信號為 OFDM 區塊之循環展延如圖 2.1.6，只要傳輸延遲擴散小於保護區間，則在一個完整 FFT 區間中總是有整數倍週期的弦波，如此將不會有 ICI 現象發生，可維持 OFDM 系統之正交性，我們以下面的例子說明。

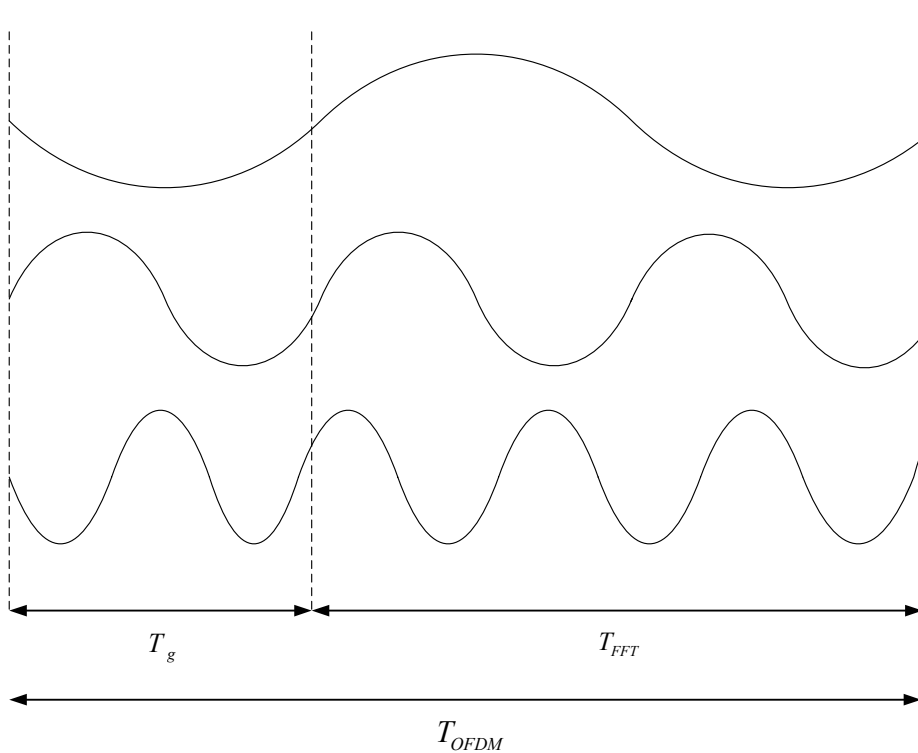


圖 2.1.6 OFDM 區塊之循環展延

以兩個路徑的傳輸為例，因第二路徑的 OFDM 信號延遲，在 OFDM 符元邊

界處有相位跳躍產生。對於第二路徑信號而言，其相位跳躍發生在第一個路徑之後的某一特定延遲。當此延遲小於保護區間，則在完整的 FFT 區間中不會有相位跳躍，因此雖然 OFDM 信號有相位的變化，但是載波之間仍然維持正交性，若是延遲大於保護區間，則在 FFT 區間內會有相位跳躍，使得載波之間失去正交性。

由此可知，OFDM 系統載波之正交性的重要，因此在接收端必須進行同步的動作，只要同步誤差小於保護區間，則 OFDM 區塊之各載波間仍維持正交性，同步誤差僅造成相位偏轉(Phase Rotation)，可利用通道估測的方式加以補償，因此接收端仍可作正確的解調變。反之，若是正交性被破壞，則接收端便無法進行正確的解調變。

此外，OFDM 系統另一重要問題為峰值對均值功率比 (Peak to Average Power Ratio, PAPR)，由於 OFDM 信號為多個載波組合而成，因此其信號功率會隨著子載波所載之符元不同而變化，若變化之範圍超出功率放大器之線性區域則產生非線性失真，因此在多載波時必須考慮 PAPR 問題，以減少功率放大器之非線性失真。

綜合而言，OFDM 系統主要的優點如下：

- OFDM 系統能抵抗多路徑傳輸的干擾，不需要複雜的時域等化器，可降低複雜度，假設一系統可容忍的延遲擴散固定，OFDM 可以簡單的克服延遲擴散所引起的信號干擾，而單載波系統卻需要一個複雜度相當高的等化器來消除延遲擴散所引起的信號干擾。
- 在緩慢的時變通道中，可以調整每個子頻道的資料傳輸速率來增加系統的容量。
- OFDM 系統具有頻率分集(Frequency Diversity)的效果，比單載波機制更能夠對抗窄頻干擾。

OFDM 系統之缺點如下：

- OFDM 系統對於頻率偏差與相位雜訊較為敏感
- OFDM 系統有 PAPR 之問題，造成非線性失真，增加功率放大器設計之複雜度。

## 2-2 系統簡介

此系統的設計是根據 IEEE 802.16[5][6]的規格為基礎，衍生設計出 OFDMA/TDMA 系統，因 802.16[7]是可支援更大涵蓋範圍的無線都會區域網路 (Wireless Metropolitan Area Network, WMAN)，因 802.16 涵蓋範圍更大，必定需要支援使用者之移動，且由於也是 OFDM 為基礎的系統，所以也能有高資料傳輸率的能力，因此符合 3G 之後系統之特性，因此我們根據此做研究的平台

IEEE 802.16[5]提供兩種載波頻帶：一種是 IEEE 802.16，另一種即為 IEEE 802.16a，第一種適用於較優的環境，因它的載波頻率在 2GHz~66GHz 之間，在高頻時，較無法承受太糟的環境之下，因此需要訊號直線傳輸路徑(Line Of Sight, LOS)，且是採用單載波調變方式。

在 IEEE 802.16a[7]中，可以克服較差的環境，因它的載波頻率在 2GHz~11GHz 之間，因此可以接受沒有訊號直線傳輸路徑(None Line Of Sight, LOS)，是用多重載波的調變方式，表 2.2.1 可以看出 16 與 16a 在媒體控制(Media Access Control, MAC)層與實體層(Physical Layer)的差異

Designation	App licability	PHY	MAC	d uplexing
WirelessMAN-SC	10-66 GHZ licensed	SC	Basic	TDD,FDD,HFDD
WirelessMAN-SC2	2-11 GHZ licensed	SC2	Basic,(ARQ) (STC),(AAS)	TDD,FDD,HFDD
WirelessMAN-OFDM	2-11 GHZ licensed	OFDM	Basic,(ARQ) (STC),(AAS)	TDD,FDD,HFDD
	2-11 GHZ license-exempt	OFDM	Basic,(ARQ) (STC),DFS,(MSH), (AAS)	TDD
WirelessMAN-OFDMA	2-11 GHZ licensed	OFDMA (OFDMA2)	Basic,(ARQ) (STC),(AAS)	TDD,FDD,HFDD
	(2-11 GHZ license-exempt)	OFDMA	Basic,(ARQ) (STC),DFS,(MSH), (AAS)	TDD

表 2.2.1 IEEE 802.16 空中介面分類 [6]

其中根據 IEEE 802.16a 實體層為正交分頻多工擷取(Orthogonal Frequency Division Multiplexing Access ,OFDMA)當作系統設計的基礎，它採用 2048 點的快速傅立葉轉換(Fast Fourier Transform , FFT)，下傳資料採用分時多工(Time-Division Multiplexed ,TDM)技術，上傳資料採用分時多重接取(Time-Division Multiple Access , TDMA)技術。

先對系統模擬的範圍和參數，做一個規劃

1. 模擬的系統：OFDMA/TDMA，採用分頻多工(Frequency-Duplex Division, FDD)，只模擬上傳通道(Uplink)。
2. 蜂巢(Cellular)結構，重複使用係數(Reuse factor)為4(第三章說明)。
3. 無線資源管理(Radio Resource Management, RRM)相關研究。
4. 表 2.2.2 是對於 OFDM 信號，頻帶間格(Frequency Spacing)參考表，我們採取頻帶間隔為  $3 \frac{8}{23}$  kHz，保護區間(Guard Interval)為  $1/8$  倍的信號長度，因此，一個細胞所佔的總頻寬約為 6MHz。

BW (MHz)		OFDM ( $N_{FFT} = 2048$ )					
		$\Delta f$ (kHz)	$T_b$ ( $\mu_s$ )	$T_g$ ( $\mu_s$ )			
				$T_b/32$	$T_b/16$	$T_b/8$	$T_b/4$
MMDS ( $f_s/BW = 8/7$ )	1.5	$\frac{36}{43}$	$1194 \frac{2}{3}$	$37 \frac{1}{3}$	$74 \frac{2}{3}$	$149 \frac{1}{3}$	$298 \frac{2}{3}$
	3.0	$1 \frac{60}{89}$	$597 \frac{1}{3}$	$18 \frac{2}{3}$	$37 \frac{1}{3}$	$74 \frac{2}{3}$	$149 \frac{1}{3}$
	6.0	$3 \frac{8}{23}$	$298 \frac{2}{3}$	$9 \frac{1}{3}$	$18 \frac{2}{3}$	$37 \frac{1}{3}$	$74 \frac{2}{3}$
	12.0	$6 \frac{39}{56}$	$149 \frac{1}{3}$	$4 \frac{2}{3}$	$9 \frac{1}{3}$	$18 \frac{2}{3}$	$37 \frac{1}{3}$
	24.0	$13 \frac{11}{28}$	$74 \frac{2}{3}$	$2 \frac{1}{3}$	$4 \frac{2}{3}$	$9 \frac{1}{3}$	$18 \frac{2}{3}$

表 2.2.2 頻帶間格(Frequency Spacing)參考表[6]

載波置入(Carrier Allocation)的分配，是根據 IEEE 802.16a[4]所提出的方法，由表 2.2.3 可看出，上傳載波共 2048 個，真正會使用到的載波是 1696 個，不會使用的到的載波左右各 175 個與 176 個，會使用到的載波一共分成 32 個子通道(Sub-Channel)，所以一個子通道共有 53 個載波，其中有 48 個資料載波，5 個領航(Pilot)載波

Parameter	Value	
Number of DC carriers	1	
$N_{total}$	1696	
Guard Carriers: Left, Right	176	175
$N_{subchannels}$	32	
$N_{subcarriers}$	53	
Number of data carried per subchannel	48	
{1} PermutationBase	{5, 18, 2, 8, 16, 10, 11, 15, 26, 22, 6, 9, 27, 20, 25, 1, 29, 7, 21, 5, 28, 31, 23, 17, 4, 24, 0, 13, 12, 19, 14, 30}	

表 2.2.3 載波置入之分配[6]

一個子通道如何從這 1696 個載波中選出則是根據 IEEE 802.16a 規格所訂的公式，eq 2.2.1

$$\begin{aligned}
 carrier(n, s) = N_{subchannels} \cdot n + \left\{ p_s \left[ n_{\text{mod}(N_{subchannels})} \right] \right. \\
 \left. + ID_{cell} \cdot \text{ceil} \left[ (n+1) / N_{subchannels} \right] \right\}_{\text{mod}(N_{subchannels})} \quad (eq.2.2.1)
 \end{aligned}$$

.carrier(n,s) = 第 s 個子通道中的第 n 的載波

.s = 子通道的編號，共 0 到 31 號

.n = 載波的編號，共 0 到 52 號

.ps[j] = 把排列基底(Permutation Base 表 2-2-3 中)的數字向左移 j 個

.IDcell = 一個正整數，在 MAC 層代表一個基地台的編號

.Xmod(k) = X/k 的餘數

由此可知，每個子通道的載波，是分散在這 1696 個載波之中，由圖 2-2-1 可以大略看出，每個子通道的 53 個載波，並不會連續的從這 1696 個載波取出，而是間隔地取出，且不同的子通道，不會取到相同的載波。

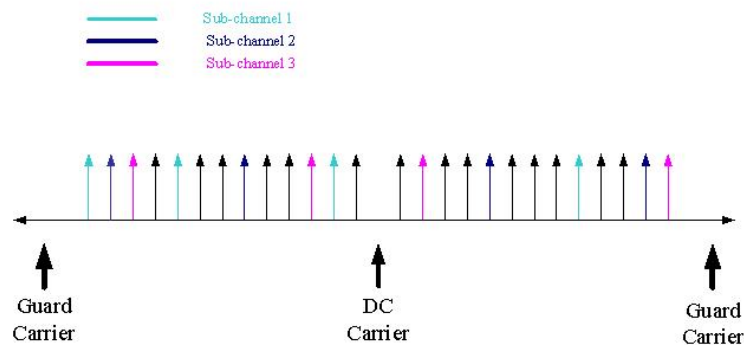


圖 2.2.1 載波置入示意圖[6]

載波上所傳送的符元使用方式也是根據 IEEE 802.16a 的規格中所採用的，表 2.2.4 可得知因此以我們所採用的參數之中，若我們採用 QPSK 編碼速率為 1/2 的調變方式，我們可得的資料傳輸速率為 4.57MHz，換句話說，一個子通道約為 142KHz 的資料傳輸速率

BW (MHz)	Tg	QPSK 1/2	QPSK 3/4	16QAM 1/2	16QAM 3/4	64QAM 2/3	64QAM 3/4
6	1/32	4.99	7.48	9.97	14.96	19.95	22.44
6	1/16	4.84	7.26	9.68	14.52	19.36	21.78
6	1/8	4.57	6.86	9.14	13.71	18.29	20.57
6	1/4	4.11	6.17	8.23	12.34	16.46	18.51

表 2.2.4 資料傳輸速率對照表[6]

本系統的架構，在此訂立一些規則，這些規則是根據 802.16a 規格建議的或根據模擬環境訂出，都是將來值得研究的參數讓系統能最佳化。每 3 個 OFDM 信號為一個區塊(Block)，因 IEEE 802.16a 規定每一個 FEC 區塊為一個 OFDM 訊號長度之 3 的倍數，每 10 個區塊做一次通道重新分配(將在第七章討論)，因在此有模擬語音服務使用者和數據服務使用者，在不同形式的使用者所需要的傳輸量不同，因此所能擷取到的區塊數亦不同，在此我們訂立語音服務使用者在每一次通道重新分配時間內，可以擷取一個子通道的一個區塊，而數據服務使用者可以擷取一個子通道但可以擷取至多五個區塊，換句話說，語音使用者可以在每一次通道重新分配時間內佔據一個子通道，並且傳一個區塊時間，而數據服務使用者，可以佔據一個子通道至多 5 個區塊的時間不等，因此擷取子通道的行為即為 OFDMA 技術，佔據區塊的時間即為 TDMA 技術，由圖 2.2.2 與 2.2.3 可以看出

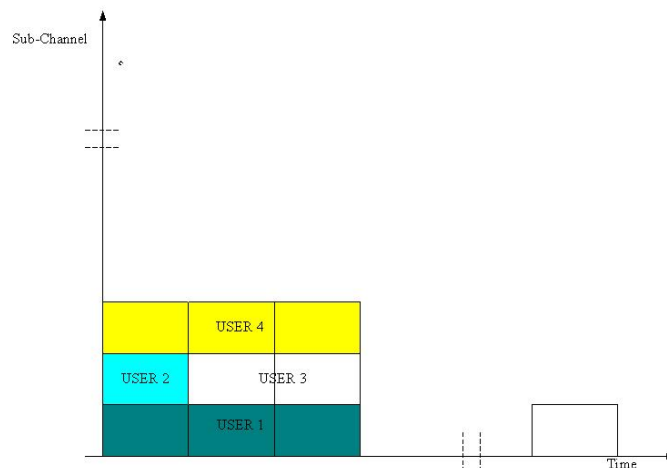


圖 2.2.2 區塊分配 1

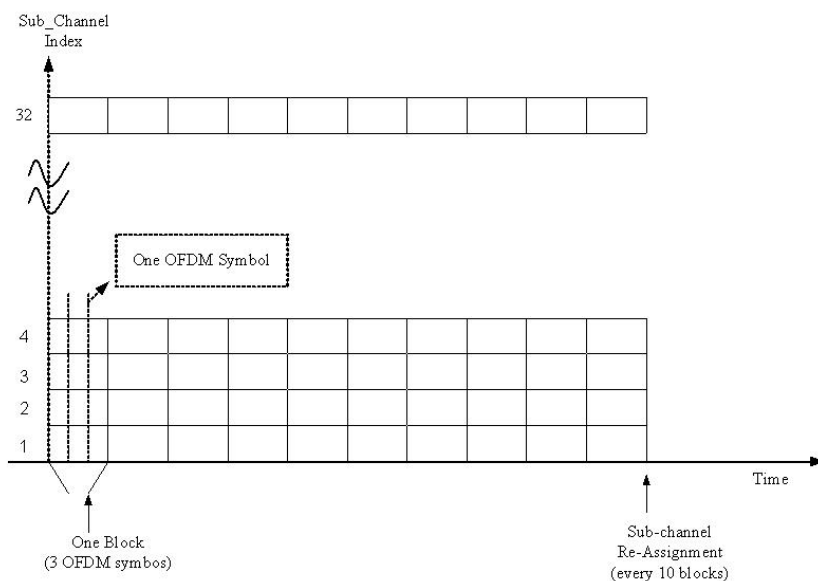


圖 2.2.2 區塊分配 2

許多專家學者已經開始針對第三代行動通訊之後的系統技術進行研究，目前的研究方向大概可以分成兩個方向，第一種是研究新的傳輸技術，目的是要能提供高傳輸速率、高移動能力與低功率的系統；另一個研究方向是多系統的整合技術，其目的是希望能提供隨時隨地上網且高傳輸速率的服務，如蜂巢式網路(如 3G, GSM/GPRS)與無線區域網路(如 IEEE 802.11 Wireless LAN)的整合技術，在第一種方面來說許多學者認為：因 3G 之後將引進全新的無線介面，以大幅突破現有 UMTS 384Kbps 的速率，可能達到數十至 100Mbps，以提供更高頻寬之即時多媒體服務，預期它不僅將採用如 OFDM (Orthogonal Frequency Division Modulation) 之新一代調變技術，也勢必要使用全新的頻譜

3G 之後的系統包含了許多可能性，但我們針對 OFDM 為基礎的系統，先對 3G 之後的系統伸入了觸角，為此系統做初步規劃與介紹，可以先給 3G 之後系統規劃一個初步藍圖和建議，且藉由此規劃可以在配合第七章做無線資源管理的演算法，做各項不同演算法之研究，看出各項系統的參數彼此牽連的關係，與此系統之可行性，和是否有更好的演算法與參數的設定，這也是本篇論文的期望，能對 3G 之後的系統做個釐清與介紹，讓更多的研究能藉由此平台，使系統更完整與周詳。



## 第三章 細胞架構設計

在進行一個完整的系統模擬時，最重要的環境考量，以及系統參數的設定是否合理與正確，都將直接影響研究成果是否具有參考價值。因此本章將會逐一說明此系統模擬平台所考慮的系統環境與背景，以及建構完整系統時各項設計的考量依據。

### 3-1 模擬環境之細胞架構設計

同頻帶干擾(Co-Channel Interference)是影響整個通訊系統的重要因素之一，在模擬的時候勢必要將其他同頻帶的細胞干擾得考慮進去。但隨著考慮的細胞數量越多，模擬所需耗用的時間與資源會越高，尤其在傳統窄頻系統，有重複使用係數(Reuses Factor)，所需要模擬的細胞數更為多，此時便須要做個取捨。根據 Miller 和 Lee 的分析[21]，當考慮兩個干擾層(Tiers)的同頻帶細胞干擾時，就已經相當接近考慮無限個干擾層的情況。因此在兼顧模擬的準確性以及所需消耗的運算量，在此決定考慮模擬兩個干擾層細胞。在此每個細胞的涵蓋範圍(Coverage)都用一個六角形來近似，總共會考慮 76 個細胞的模擬環境，其配置如圖 3.1.1 所示，因重複使用係數(Reuse factor)為 4，所以每一個細胞群組共有 4 個不同頻帶的細胞，所以考慮兩個干擾層需要模擬 19 個細胞組(Cluster)，共 76 個細胞。至於每個細胞所涵蓋的範圍則是以鏈路預算(Link Budget)規劃的結果為參考的依據，在下一節的內容將會詳細說明鏈路預算的使用方式。但由於對於某個細胞來說，它的同頻帶細胞只有 19 個，其實我們並不需要模擬到 76 個細胞，我們將用新的折疊技術來簡化，這將由第六章做詳細的說明

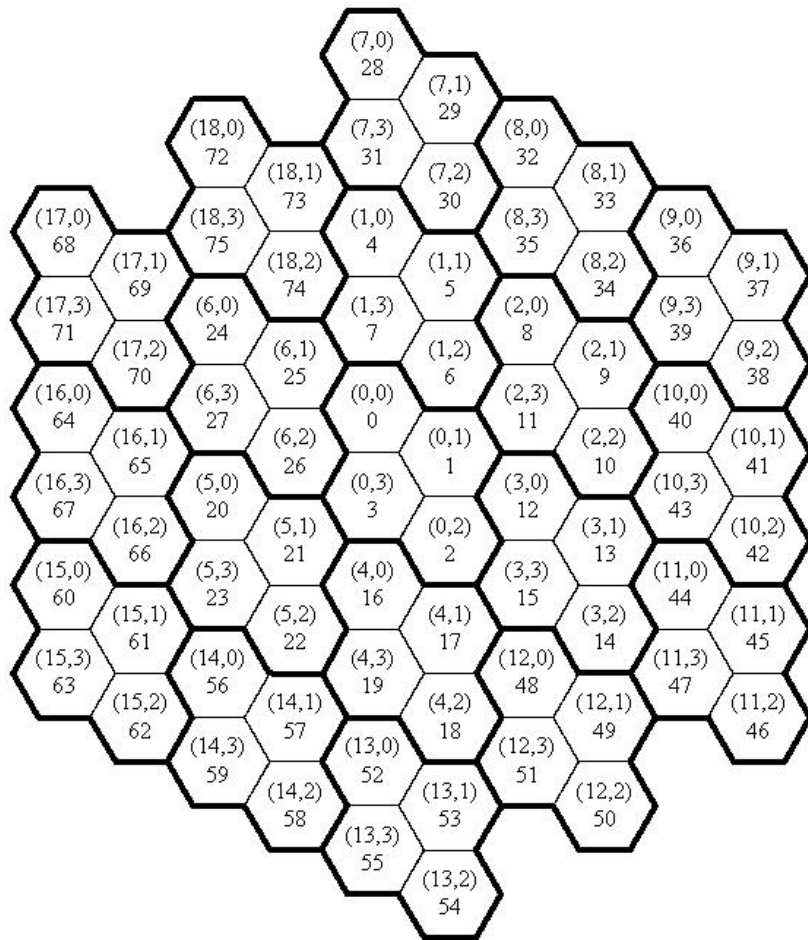


圖 3.1.1 細胞架構

### 3-2 摺疊(Wrap Around) 技術

由圖 3.1.1 所示的細胞架構中，可看到只有正中間那個組細胞組(Cluster)(編號為 0)，是完整地被兩個干擾層的同頻帶細胞組所包圍著，其他任何一細胞組往外看出去，皆無法看到對稱的兩個同頻干擾層。也因此造成程式雖然總共模擬了 19 個細胞組，卻只有中間那個細胞組的統計值是可以被參考的，如此進行模擬將非常沒有效率。因此將採用摺疊技術的技巧，使得從任一個細胞組向外看，皆可以看到完整的兩個干擾層。此技巧的關鍵在於在原本某個細胞組向外兩個干擾層的範圍內，空缺的部份便拿已模擬但卻在該細胞組兩個干擾層之外的細胞，將其所有的內容複製至原本那個細胞組向外兩個干擾層空缺的地方。又因每個細胞組只考慮兩個干擾層的其他細胞組干擾，在經過巧妙的排列後，便可以產生每個細胞組向外都可以看到兩個干擾層的細胞組，而且沒有一個細胞的內容是重複的。如此一來，所有 19 個細胞組中的每個使用者在計算其他細胞干擾時都完整的計算到兩個干擾層的其他細胞干擾，如此 19 個細胞組的統計值都是可

以參考的，大大提高了模擬的效率。此效果的實現方法將在 6-2 中詳細的說明。經過摺疊以後所呈現各細胞排列的效果如圖 3.2.1 所示，其中加白色的範圍是未使用折疊技術時等效之系統模擬範圍，而六角形中的數字代表基地台的編號，且因對於某個細胞來說，它的同頻帶細胞只有 19 個，我們並不需要模擬到 76 個細胞，我們將用新的折疊技術來簡化，這將由 6-2 中做詳細的說明

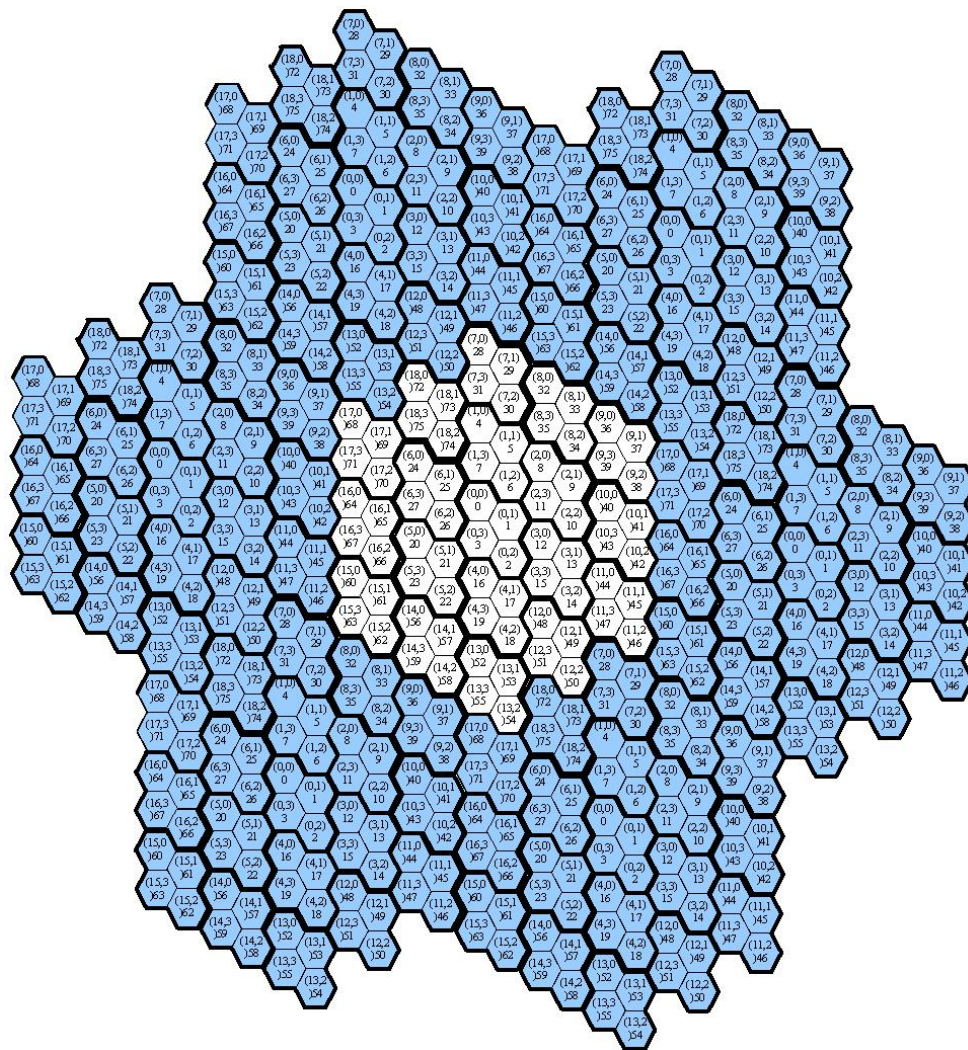


圖 3.2.1 使用折疊技術後等效的系統模擬環境

### 3-3 鏈路預算(Link Budget)

鏈路預算(Link Budget)可以幫助在一個系統開始準備建立之前，先來進行涵蓋範圍的估算。不過要值得注意的是鏈路預算裡的多項參數的值都是考慮一段時間的平均值，因此透過鏈路預算所計算出的結果只能提供系統建置初期的參考，有了此初期參考，在系統一開始規劃時才有依據，而實際的情形還是需要透過進一步的模擬才能清楚。表 3.3.1 是一個鏈路預算的範例。

為了要真實的模擬系統的環境，必須設定環境參數都可以合理的反應出真實的現象，在鏈路預算中的每一個參數即有其物理意義，也表現出真實系統中的環境變因。才能讓系統模擬的結果更具有參考價值。在接下來說明完每一項參數的意義之後，下一節將會提供一個完整的範例說明。

表 3.3.1 所列的鏈路預算範例所考慮的情況是使用者在速度(30 km/hr)，並考慮接收機(Receiver)的頻寬為 6MHz，且環境溫度在 293K(20°C)。此鏈路預算所列出的各種參數與建議的設定值可以在 H. Holma 的著作[22]中找到更進一步的說明。

#### • 環境參數說明：

**Max. mobile transmission** – 使用者所能達到發射訊號的最大功率，單位是 dBm。

**Mobile antenna gain** – 使用者的天線增益，此項為零則代表使用無指向性(omni-directional)天線，若不為零則代表使用指向性(direction)天線。單位為 dBi。

**Thermal noise density** – 熱雜訊的密度與溫度呈正比關係，公式為  $N_0=KT$ 。T 為所考慮環境的凱氏溫度，K 為蒲朗克常數： $1.38 \times 10^{-23}$ 。單位為(dBm/Hz)。

**Base station receiver noise figure** – 在經過基地台接收機時，訊號雜訊比會因為射頻(RF)元件的作用而引入額外的雜訊，此項代表訊號雜訊比(SNR)惡化的程度。單位為 dB。

**Receiver noise density** – 在基地台 RF 接收設備的輸出端，等效的熱雜訊密度。單位為(dBm/Hz)。

**Receiver noise power** – 在已知熱雜訊密度的情況下，考慮濾波器是理想的情

況，所收到的熱雜訊強度便是該位置的熱雜訊密度乘上濾波器的頻寬。單位為 dBm。

**Interference margin** – 系統所規劃準備承受的最大干擾(Interference)強度，此強度是以熱雜訊的強度為比較基準，故單位為 dB。由於通訊系統的干擾強度與使用者數量有某種程度的正比關係，故此項的值會直接影響到系統的容量。之所以會以熱雜訊強度為比較基準，是因為當系統硬體設備規格決定後，接收機在濾波器之後所收到的熱雜訊強度便會固定，此值是不會隨系統其他參數或演算法而有所改變，故以此為比較的基準。

舉例來說，Interference margin 為 10dB，則代表系統被規劃在干擾強度為熱雜訊強度的 10 倍時，系統的服務品質(Quality of Service)將會降到所規劃的臨界值。

**Receiver interference power** – 在基地台 RF 接收設備的輸出端，所規劃承受的最大干擾強度，單位為 dBm。

**Total thermal noise + interference power** -在基地台 RF 接收設備的輸出端，所規劃承受的最大干擾加上熱雜訊強度，單位為 dBm。

**Required SIR** – 使用者所使用的服務所對應需要的訊號品質。S 為訊號中每個位元內所含的功率強度(Power)，而 I 是同頻(Co-Channel)訊號所造成的干擾(Interference)功率強度。實上這裡的 I 並不單指同頻訊號干擾功率強度，還包含了熱雜訊功率強度的影響，此為一個功率的比值，單位為 dB。**Required SIR** 會影響到接收機在 BER(Bit Error Rate)的表現，其之間的關係並非線性，而是需要透過基頻(Base-band)系統模擬找出兩者對應的關係。這兩者之間的關係會隨著傳送接收機(Tranceiver)的設計而有所不同，換句話說，傳送接收機設計的不好時，在同樣的 SIR 下，會造成較高的 BER。反過來說，Required SIR 的設定出發點是為了要能滿足特定的 BER，因此使用不同服務型態時對 BER 的要求會不同，也連帶會使 Required SIR 會不一樣。

**Receiver sensitivity** – 其定義式為  $\text{Required SIR} - \text{Processing gain} + \text{Total thermal noise} + \text{interference power}$ 。此項為滿足一定的 BER(Bit Error Rate)時所對應需要的訊號品質。 $\text{Required SIR} + \text{Total thermal noise} + \text{interference power}$  是所需要的訊號強度，由於這邊考慮的 interference power 是我們所規劃系統準備承受的最大干擾強度。由此可知 Receiver sensitivity 所代表的意義便是，當系統處在最惡劣的情況時，在基地台 RF 設備的輸出端所要求訊號須滿足的最低強度，其單位為 dBm。

**Base station antenna gain** – 在基地台所使用天線的增益。此值為零的時候代表使用無指向性(Omni-Directional)天線，若不為零時則代表使用指向性天線。通常使用指向性天線伴隨著細胞分隔(Sectorize)技術的使用，若使用無指向性天線時則否。單位為 dBi。

**Cable loss in the base station** – 一般基地台的高頻設備都架在樓頂，與機房之間有一點距離，中間會使用同軸電纜傳遞訊號，因此必須考慮訊號在同軸電纜中有遭受到的損耗。單位為 dB。

**Fast fading margin** – 由於功率控制的機制會試著去克服通道衰落的影响以期使接收訊號的訊雜比(SIR)可以維持在欲鎖定的目標，因此在接收端訊雜比要求不變的情況下，傳送端的功率變化將會與通道衰落中的快衰落(Fast Fading)變化的幅度一致。因此我們知道傳送端的功率將會是在一個區間內起伏變化，雖然它的平均為零，但仍需預留一段空間確保傳送端有足夠的空間調整功率以因應快衰落突然變嚴重。此參數在使用者移動速度不快時特別需要考慮，因為此時閉迴路功率控制(Close Loop Power Control)機制較能跟得上快衰落的變化，因此傳送端的功率變化會比較劇烈。至於當使用者移動速度很快時，由於閉迴路功率控制根本無法跟上通道快速的變化，因此傳送端功率的變化幅度反而不大，此時會直接提高 Required Eb/No 來因應通道的變化。

**Max. allowable propagation loss** – 當使用者手機發射功率最高時，考慮系統處於近乎所規劃的滿載的情況時，訊號可以容忍的最大傳播損失(Propagation Loss)。單位為 dB。

**Coverage probability** – 當使用者位在所規劃的涵蓋範圍邊界上，在系統中干擾強度達到所規劃的上限時，使用者傳送到基地台的訊號品質能滿足系統要求的機率。原因在於當使用者位在涵蓋區邊界上的不同位置時，由於各位置與基地台之間所遭受到的遮蔽衰落(Shadow Fading)情況都不相同，因此訊號所遭受的傳播損失亦不相同。詳細原理將在 4-3 說明。

**Log-normal fading constant** – 在 4-3 將會提到遮蔽衰落的影响大小，在統計上會呈現一個 Log-normal 的分佈，而此項則是指這個 Log-normal 分佈的均方差(Standard Deviation)值。此為一量測值，會根據環境不同而有所改變。

**Propagation model exponent** – 在很簡單的路徑損失(Path Loss)模型中可將路徑損失的量近似成與距離的某次方成反比，而此項便代表在該環境中，適合此路徑損失模型的次方數。此值亦會隨所考慮的環境而有所不同。

**Log-normal fading margin** – 前面提到遮蔽衰落的影响大小會呈現一個 Log-normal 的分佈，因此若把可容許最大傳播損失的門檻(Threshold)設為平均的遮蔽衰落加上路徑損失，則當使用者位在涵蓋區邊界時，只有 50%的機會能滿足訊號品質的要求。為了達到 Coverage probability 所要求，我們必須在所規劃的最大傳播損失中，多預留一些空間因應遮蔽衰落的變動。由於遮蔽衰落是呈 Log-normal 的分佈，因此在已知 Log-normal fading constant 時，我們便可算出所需要的 Log-normal fading margin。在下一節的範例中將會舉例說明。此項的單位為 dB。

**Allowed path loss for cell range** – 在考慮所有系統效能限制與所規劃的系統資源分配後，每個使用者所能夠允許承受的最大路徑損失。此值主要與使用者和基地台間的距離有關，因此透過這個值並配合適當的路徑損失模型，我們便可規劃出這個基地台在滿足各種條件情況下的有效涵蓋半徑為何

Modulation Scheme	QPSK	QPSK	16QAM	16QAM	64QAM	64QAM	
Coding Rate	1/2	3/4	1/2	3/4	2/3	3/4	
<b>Transmitter (Mobile)</b>							
Max. Mobile Tx Power [dBm]	30	30	30	30	30	30	a
Mobile Antenna Gain [dBi]	18	18	18	18	18	18	b
Back Off [dB]	5	5	5	5	5	5	c
EIRP [dB] = a+b-c	43	43	43	43	43	43	d
<b>Receiver (BS)</b>							
Thermal Noise Density [dBm/Hz] = KT	-173.933	-173.933	-173.933	-173.933	-173.933	-173.933	e
Noise Figure [dB]	7	7	7	7	7	7	f
Receiver Noise Density [dBm/Hz] = e+f	-166.933	-166.933	-166.933	-166.933	-166.933	-166.933	g
Receiver Noise Power [dBm]	-99.2	-99.2	-99.2	-99.2	-99.2	-99.2	h
Required SINR [dB]	9.4	11.2	16.4	18.2	22.7	24.4	i
Receiver Sensitivity [dBm]	-85	-83	-78	-76	-72	-70	j
Receiver Interference Power [dBm] = $10 \log_{10}(10^{(j-i)} - 10^h)$	-96.14	-95.85	-96.14	-95.85	-96.61	-95.85	k
BS Antenna Gain [dBi]	15	15	15	15	15	15	l
Cable Loss [dB]	2	2	2	2	2	2	m
Max. Allowable Propagation Loss [dB] = d+j+l-m	141	139	136	134	130	128	n
Coverage Prob. [%]	95	95	95	95	95	95	
Log Normal Fading Constant [dB]	8.2	8.2	8.2	8.2	8.2	8.2	o
Path Loss Exponent	4.117	4.117	4.117	4.117	4.117	4.117	
Log Normal Fading Margin [dB]	9.4	9.4	9.4	9.4	9.4	9.4	p
Allowed Path Loss for Cell Range [dB] = n-p	131.6	129.6	126.6	124.6	120.6	118.6	r
Cell Radius [m]	1612.35	1471.24	1285.56	1177.11	991.61	912.52	
BS Antenna Height [m]	30	30	30	30	30	30	
Min reuse factor $S/I < \frac{(\sqrt{3}N)^{4.117}}{6}$	2.36	2.57	3.10	3.26	3.63	3.76	

表 3.3.1 鍊路預算範例



### 3-4 涵蓋區規劃範例

#### ◆行動通訊系統基地台涵蓋範圍規劃

在此詳細把使用鏈路預算(Link Budget)之流程介紹一下，依據前一節對於每項參數的解釋，逐漸說明如何透過鏈路預算進行基地台涵蓋區域的規劃。此範例參考在 3-3 節中表 3.3.1 所列的參數設定。

在編列鏈路預算時，首先必須先定義好系統所涵蓋的地區內使用者與環境的特性為何，如此才得已對一些參數做好定義。這裡所考慮的鏈路預算是針對使用者使用 QPSK 編碼速率 1/2，且使用者處於低速(30km/hr)的狀況。根據前面對於模擬環境的宣告，我們便可以定義出幾個適當的參數值以反映這樣的環境：

Required SIR = 9.4dB

→ 目前只先針對 QPSK 編碼速率為 1/2 這種調變方式。

Base station antenna gain = 15dB

→ 使用指向性天線，天線增益為 15dB。

Fast fading margin = 0dB

→ 由於使用者移動速度很快，因此快衰落(Fast Fading)變化的非常快，使得閉迴路功率控制無法跟上快衰落的變化，因此傳送端的功率變化並不會隨著快衰落而大幅變動。因此不需要保留額外的空間來因應傳送端發射功率的變化。

因為可以藉由鏈路預算來估算系統有效的涵蓋區，因此比如說在估算使用者各項統計值時，必以使用者位在涵區邊緣時的狀況考慮，且同時在系統負載最嚴重的情況下仍能滿足所要求的訊號品質。根據這兩個考量，在規劃鏈路預算時，需考慮使用者以最大傳輸功率發射訊號，並且應考慮系統內的干擾強度達到所規劃承受的最大值。在接下來的運算式中，都將以表 2.3.1 中最右側欄位中的代號來代表各個參數對應到的設定值。特別要註明的是，這裡的運算都是以 dB 為單位運算。

首先在表 2.3.1 中最上方的一組參數都與發射端有關，而在傳送端整體等效所發射的訊號功率為  $a+b-c = 43 \text{ dBm}$ 。接下來的一組參數都是與基地台接收端有關，由熱雜訊密度為規劃的出發點。熱雜訊密度與所考慮環境的溫度有關係，這裡我們考慮系統所處環境的溫度約為 293K(20°C)，因此可算出當地的熱雜訊密

度為：

$$10 \log_{10}(1.38 \times 10^{-23} \times 293) = -173.9 \text{ dB/Hz}$$

當訊號經過高頻設備時訊號雜訊比會因為高頻元件引入額外的熱雜訊，使得熱雜訊密度等效上增加 5dB，因此在接收機高頻設備的訊號輸出端等效的熱雜訊密度便為  $-173.9 + 7 = -166.9$  (dB/Hz)。考慮接收機的前端濾波器頻寬為 6MHz 時，其強度為：

$$-166.9 + 10 \log_{10}(6000000) = -99.2 \text{ dBm}$$

由於根據 IEEE 802.16a 的規格之參考數據，所需的 SIR 在 QPSK 編碼率為 1/2 的情況下，為 9.4dB 且 **Receiver sensitivity** 為 -85dBm，我們可以知道所能忍受最大雜訊干擾強度為 -96.14dBm

考慮在基地台接收端高頻設備所造成的訊號增益與損失，配合前面推算出使用者發射端最大的訊號發射功率與基地台在系統滿載時對於訊號強度的最低要求，便可以計算出訊號在通道的傳播過程所能容忍的最大傳播損失(Propagation Loss)為  $(d)-(j)+(l)-(m) = 141$ dB。這段可容忍的訊號損失空間是預留給路徑損失(Path Loss)與遮蔽衰落(Shadow Fading)所將造成的訊號強度損失。

一般而言，傳播損失的效果會區分為三種類型，分別代表真實通道中會造成訊號衰落的不同原因：第一種是路徑損失(Path Loss)，其次是遮蔽衰落(Shadow Fading)，最後則是多路徑衰落(Multi-path Fading)。由於多路徑衰落，或稱為快衰落(Fast Fading)，所造成的影響已在前面提到的”Fast fading margin”所考慮了，因此剩下分別需要考慮路徑損失與遮蔽衰落所造成的影響。在 4-3 節將會提到遮蔽衰落所造成的影響可以模擬成一個 Log-normal 的隨機變數，若我們將所能容忍傳播損失的空間都保留給路徑損失，那麼當使用者位在涵蓋區邊界時，由於傳播損失是路徑損失再加上遮蔽衰落，我們可想而知由於遮蔽衰落效果的存在，使用者所發出的訊號有 50%的機率無法滿足系統的要求。在”Coverage probability”這項參數中，我們設定使用者位在涵蓋區邊界時，在考慮遮蔽衰落的影響之下，使用者所發送至基地台的訊號仍應維持 95%的機率能滿足系統對訊號品質的要求，因此我們需要再預留額外的空間以因應遮蔽衰落所造成的訊號強度變動。

由於遮蔽衰落的效果可以用 Log-normal 的隨機變數模擬，因此利用 Q-function 便可以找出一個值比此隨機變數 95%的值都來得高，而此值與此隨機變數的平均值便是”Shadow fading margin”。特別要說明的是，在計算此值時還需配合”Log-normal fading constant”，因為 Q-function 一般在查表時所提供的值都是考慮此隨機變數的標準差(Standard Deviation)為 1 的情形。而”Log-normal fading

constant”所反映的是在該環境中遮蔽衰落的變動幅度，在不同環境中此項的量測值不見得會相同。根據 Q-function 的計算，當需要涵蓋 95%的機率時，邊界值應該要多增加 1.65dB，但由於環境中”Log-normal fading margin”的值為 8，因此我們應該多預留的空間為  $1.65 * 8 = 13.2\text{dB}$ 。但在表 3.3.1 中只多保留了 9.4dB 而非 13.2dB，原因在於因為手機在一開機時會進行基地台選擇”Cell Selection”的動作，因此實際上在所建立的連線中，訊號所遭受到的遮蔽衰落平均起來會比預期的要小，因此我們可以不用預留那麼多的空間。至於可以縮減此空間到什麼程度，則需根據系統模擬的結果再微調才可知。

根據前面的說明，我們知道在可容忍的傳播損失空間中要預留一些給遮蔽衰落，此外當使用者位在車輛內時還需考慮”In-car loss”。整理一下可以得知系統最大可容忍的路徑損失為  $(o)-(p) = 131.6 \text{ dB}$ 。由於路徑損失幾乎只與使用者和基地台之間的距離有關，因此透過符合所考慮之模擬環境的路徑損失模型，便可以反算出該基地台在特定系統環境的考慮時，有效的涵蓋半徑。

此鍊路預算對於系統建置時的初步規劃有非常大的幫助，但更精確的基地台涵蓋半徑仍需透過完整的系統模擬才有辦法得知。

## 第四章 系統模擬環境建立

在各種無線通訊的系統，由於多種無線通道(Wireless Channels)的效應 [23][24]。如路徑損失(Path Loss)，遮蔽衰落(Shadow Fading)，多路徑衰落(Multi-path Fading)、及在接收天線上之損耗、再加上接收機上因熱所產生的熱效應 (Thermal Noise...) 彼此錯綜在一起。

因此建立一個接近真實的模擬環境是非常重要的，以確保正確的模擬系統的運作情形。在建立這樣的環境之前，我們需要先瞭解整個系統是處在一個什麼樣的環境中，在 4-1 節中將描述我們所模擬的系統所處的環境。在 4-2 ~ 4-4 節中將分別詳細說明這些通道效應的成因，以及模擬的方法。

### 4-1 模擬環境

首先透過圖 4.1.1 來描繪行動通訊系統中，訊號傳播所經過的環境，以及幾個主要造成訊號衰落的原因：

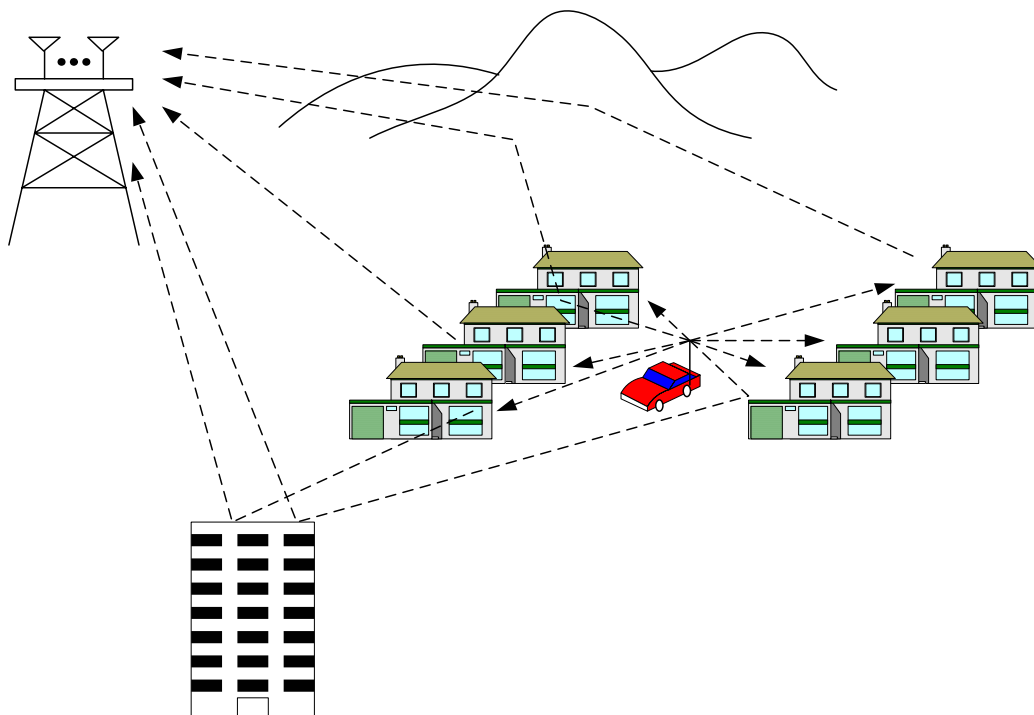


圖 4.1.1 無線傳播環境示意圖

在蜂巢式(Cellular)行動通訊系統中，無論城市鄉村，地表上都有著不同程度的建築物或地形起伏，因此一定要考慮充滿反射物的訊號傳播環境。不論系統是

被設置在市中心或是郊區，訊號從基地台(Base Station)發射出以後，大多是經過重重反射才得以到達使用者所持有的行動終端設備(Mobile)。事實上，特別在都會區的環境中，基地台與使用者之間是幾乎不可能沒有遮蔽物所阻擋的，代表訊號必然是經過多重反射後才被接收到。一般來說在不同的傳播機制下，對於從發射機到接受端之間的電波，在不同加乘性的特性下，有著下列特性：

- 吸收(牆、樹、大氣層)
- 反射(Reflection)
- 散射(Scattering)
- 漫射(Diffraction)

反射(Reflection)，當傳播中的電磁波撞擊一個大小遠大於本身波長的平坦物體時，會有反射的現象。發生的情況通常在地表、建築物及牆壁上。反射物通常都會吸收部分，除了反射(Reflection)之外，電磁訊號的在反射物上的漫射(Diffraction)，漫射發生在發射器與接收器之間的傳播路徑被大小遠大於本身波長的緊密結實物體阻擋時造成的，還有使用者的電磁波撞擊到的物體大小與傳播的電磁波波長比較下是差不多或小於波長時，對於電磁波來說受撞擊物體如同多面的反射體所造成散射(Scattering)效應也都會造成訊號劇烈的變動。在圖 4.1.1 中可以看到，訊號在基地台與使用者之間傳播時，會經過幾條主要的反射路徑，而造成這幾條主要反射路徑的物體，則被稱為主要反射物(Dominant Reflector)。由於這些主要反射物通常體積較大且有一定的截面積，因此訊號經主要反射物反射時，同時也會有散射的現象。若是由基地台發出訊號的觀點來看，電磁訊號的波前(Wavefront)事實上可以看成是一個平面而非一個波束(Beam)，因此經過反射後訊號亦將逐漸散開在一定的空間範圍中，我們稱這是訊號傳播的其中一個路徑(Path)。由這個路徑到達使用者附近的訊號，還會再經過使用者周圍鄰近的反射物(Local Scatterers)折射或是反射後才會被使用者所接收到，如此會造成訊號等效上可能由使用者的四面八方而來，而有散射(Scattering)的效果。這些鄰近的反射物一般只有在使用者終端才比較明顯，因為使用者通常會位在大樓或是街道上，周遭有許多可能造成訊號反射的物體。至於基地台，由於大多設置在較高的位置，相對周遭的傳播環境比較單純，因此鄰近的空間並不容易有明顯的反射物，以致不需要去考慮訊號到達基地台接收端時會有散射的效果。

此外，訊號在空間中傳播所受到最主要也是最單純的影響，便是隨著傳播距離越遠，訊號的強度便會越來越弱。以上所提到這些通道效果，可以分成三種不同特性的效果：路徑損失(Path Loss)、遮蔽衰落(Shadow Fading)與多路徑衰落(Multi-Path Fading)。這三種通道效應與模擬的技術將會在接下來的章節分別描述並說明。

在進行系統效能模擬時，我們通常會試著將環境變數簡化，但同時又希望兼顧準確性。因此考慮系統所處的真实環境，並使用適合的通道模型，是建立系統模擬環境時非常重要的一個步驟。在 UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) 規格書所提供的參考資料[25]中，依使用者的特性將系統運作環境歸類成

三種典型：

#### 室內/辦公室(Indoor Office Test Environment)

-此環境的特色在於基地台涵蓋範圍小，且訊號傳輸功率低。基地台與使用者幾乎是在室內固定不動的。路徑損失的主要原因來自於牆壁、樓板與金屬結構如隔板或儲櫃等，這些物體亦會造成遮蔽衰落的變化。根據量測的結果，室內的遮蔽衰落變化程度會是 Log-normal 的分佈，而標準差約為 12dB。

#### 室內與室外間移動的行人(Outdoor to Indoor and Pedestrian Test Environment)

-在此環境之中，基地台的涵蓋範圍與訊號傳輸功率亦不大。基地台被設置於室外但樓層不高的位置，使用者則是位在建築物內、街上或是住宅中。當使用者與基地台間有訊號直線傳輸路徑(Line Of Sight, LOS)時，路徑損失大致上會與兩者間距離的平方成反比。但當使用者離基地台更遠一點以致兩者間沒有訊號直線傳輸路徑(Non-LOS)時，且考慮建築物的轉角可能造成訊號的散射，此時路徑損失大致會與兩者間距離的四次方成反比。此環境中的遮蔽衰落變化經統計是以 Log-normal 分佈，且標準差約為 8dB。

#### 在交通工具上(Vehicular Test Environment)

-此環境的特色在於基地台涵蓋範圍大且訊號傳輸功率高。在都會區與市郊的環境中，路徑損失大約會與使用者和基地台間距離的四次方成反比，且遮蔽衰落變化幅度的標準差約為 10 dB。在鄉間(Rural)的環境，由於地形變化較平緩，使相同間距時的路徑損失相較於都會或市郊都要來得低。若是在山區，若將基地台佈放於適當的制高點可使路徑損失降至與距離的平方成反比。

在系統模擬前先確定所考慮的環境，並搭配合理的系統與使用者參數設定，將能讓系統模擬結果更為準確且更具參考價值。

## 4-2 路徑損失模型(Path Loss Model)

很直覺得當電磁波傳播的越遠，訊號損失的越嚴重，因此路徑損失最大的因素是傳播距離，再加上上一節的一些加成因素加成而成。路徑損失模型是根據 IEEE 802.16a 的貢獻投稿(Contribution)[26]作為參考依據，在載波頻率為 2GHz，接收機天線高度為 2 公尺高的上傳通道(Uplink)，且根據不同的地形會有不同的參數設定，一共有三種不同地形，種類 A 是在多崎嶇不平的小山坡地，種類 C 是平坦的平地，種類 B 則是介於此兩者之間，也是我們所採用的種類，由表 4-2-1 可以得到。

$$PL = A + 10\gamma \log_{10}(d/d_0) + s \quad \text{for } d_0 > d$$

$$A = 20 \log_{10}(4\pi d_0 / \lambda)$$

$$d_0 = 100m$$

$$\gamma = (a - bh_b + c / h_b)$$

$$10m < h_b < 80m$$

$h_b$  是基地台的高度

參數	種類 A	種類 B	種類 C
a	4.6	4	3.6
b	0.0075	0.0065	0.005
c	12.6	17.1	20

表 4-2-1 不同地形對應之參數

## 4-3 遮蔽衰落模型

而在 Shadowing(或稱 slow fading 慢速衰弱)方面是因為在傳送與接收間有較大阻隔，但因隨著使用者之移動，會漸漸離阻隔遠去，而沒有了阻隔。

根據在真實的無線傳播環境中量測得到的結果，我們知道遮蔽衰落的變化程

度統計起來是呈現 Log-normal 的分佈。因此在進行系統模擬且沒有考慮特定地形地物的情況時，我們會用一個呈現 Log-normal 分佈的隨機變數，來產生遮蔽衰落所造成的影響。此隨機變數的標準差則隨著所考慮的模擬環境而有所不同。

利用一個 Log-normal 的隨機變數來產生遮蔽衰落的變化在統計上是常用的做法，因隨著使用者的位置不同，雖說就算距離相同，也可能訊號有所不同衰減，但隨著更進一步的研究[50]，發現到在真實環境中量測到的遮蔽衰落變化之數據，在某些方面是有相關性的。總結這些對於遮蔽衰落相關性的研究，可以歸納出兩種遮蔽衰落的相關性類型：自相關特性(Auto-correlation)與交相關特性(Cross-correlation)，這兩種相關特性在系統中所代表的意義各不相同，接下來將會分別說明。

#### ◆遮蔽效應的自相關模型：

遮蔽效應(Shadow Fading)的主要成因來自於訊號傳播的路徑上有遮蔽物的阻擋，這些遮蔽物可能是人造的建築物如高樓大廈，也可能是天然的障礙物如山丘或是森林。透過圖 4.3.1 可以說明遮蔽效應的成因：

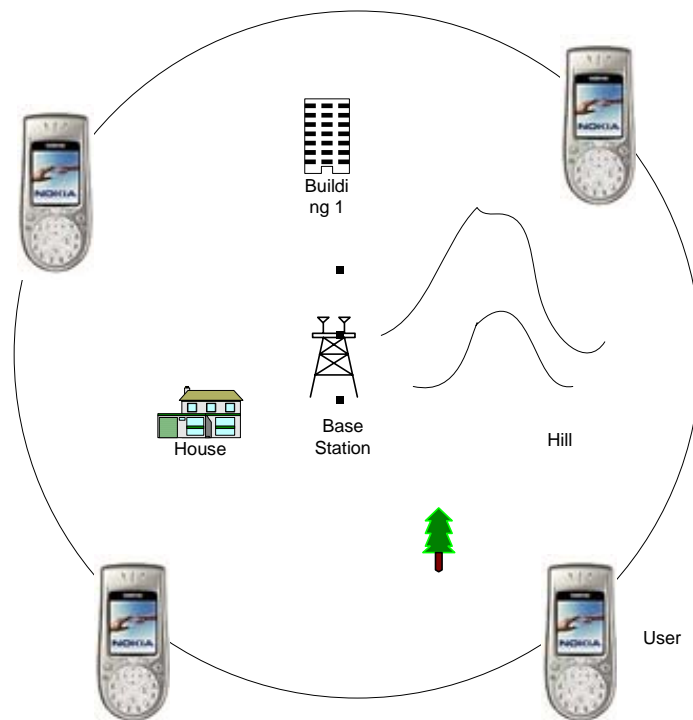


圖 4.3.1 遮蔽效應示意圖

在圖 4.3.1 中可以看到，若固定基地台和使用者的距離，將使用者可能的位置畫成一個圓。在這個圓上的每個位置，由於半徑相同，所以訊號所遭受到



的路徑損失都會相同。但在實際的環境中，訊號由基地台發射出去時，在每個方向所面臨的地形地物都不相同，可能朝某些方向發射的訊號會遇到障礙物而嚴重衰減，而另一個方向可能因為地形空曠而使訊號並未遭受特別的衰減。這可以說明為何雖然這個圓上的每個位置皆和基地台間的距離相同，但沿著此圓繞一圈所量測到的訊號強度卻會起起伏伏，而這起伏的變化統計起來會呈現 Log-normal 的分佈。

由上面對於遮蔽效應的描述，可知遮蔽效應的影響會隨著使用者所處在的位置而有所不同，因此當使用者沒有移動時，該使用者所遭受遮蔽效應的影響是不會改變的。反過來說，當使用者移動時，遮蔽效應便會隨著使用者所處的位置改變而有所變化。前面提到在系統模擬時產生遮蔽衰落是透過一個 Log-normal 的隨機變數，因此在模擬時，每當使用者移動時，以往的做法是再隨機產生一個值做為使用者移動至下一點時所遭受到的遮蔽衰落之影響。但由於使用者的移動速度有限，因此可推知系統在相鄰兩次取樣時間點時，使用者的位置變動並不會太大。將此概念對應到實際的空間環境，代表使用者所看到的遮蔽物並不會在這麼短的時間而有太大的變化，也因此該使用者的訊號強度所遭受到的遮蔽衰落並不應該有太大的變化。此觀點由實際系統中的訊號量測結果亦得到證實，雖然遮蔽衰落於系統中整體的統計特性之標準差並不小，但在短距離的相鄰位置所測得的遮蔽衰落程度之差距並不大。由數學的觀點，我們可能稱遮蔽衰落的變化是與相鄰兩取樣點的距離而有相關性的。由於在短時間內可以將使用者移動的速度視為定值，因此可以將遮蔽衰落與距離的相關性轉變成為與時間的相關性。由於這種相關性指的是同一組使用者與基地台之間的連線，在不同的時間點所遭受到的遮蔽衰落彼此之間具有相關性，因此我們又稱此種相關性為遮蔽衰落的自相關性 (Auto-correlation on Shadow Fading)。

有許多學者或研究人員根據他們的量測結果建立起一些描述此種遮蔽衰落的自相關模型，其中最常被參考使用的便是 Gudmundson 所提出的模型[27]，在 UMTS 規格書中對於系統模擬時所建議的遮蔽衰落自相關模型亦為此模型，接下來將會說明之。在進行系統模擬時，這種模型的應用與否，將會影響到演算法效能評估的結果，這在 P. Dassanayake 的研究成果[28]中有詳細的說明。

Gudmundson 根據量測的結果提出的自相關模型如下：

$$R(k) = \sigma^2 a^{|k|}$$
$$a = \varepsilon_D^{vT/D}$$

其中  $R(k)$  為兩取樣值之間的相關性

$\sigma$  為系統中統計遮蔽衰落變化得到的標準差

- $k$  為兩取樣點所間隔的取樣次數
- $a$  為兩取樣值間之相關常數(correlation coefficient)
- $v$  為使用者移動速度
- $T$  為每次取樣的間隔時間
- $D$  為經量測得知該環境之非相關距離(De-correlation Distance)
- $\varepsilon_D$  為兩取樣點相距為  $D$  時之自相關常數值

若將非相關距離定義成兩取樣點之相關性降至 1/2 時之距離，則 Gudmundson 的自相關模型可以修改成：

其中  $\rho$  為兩取樣點之間的自相關常數值

$$\rho(\Delta x) = e^{-\frac{|\Delta x|}{D} \ln 2}$$

- $\Delta x$  為兩取樣點所對應的距離( $k \cdot T \cdot v$ )
- $D$  為經量測得知該環境之非相關距離

透過 Gudmundson 所提出的遮蔽效應自相關模型，我們可以將系統模擬時遮蔽衰落的變化模式更進一步的釐清。首先，由於每個使用者所處的位置都不同，因此透過一個隨機變數產生遮蔽衰落的效果給某個使用者，這個隨機變數的機率分佈是呈 Log-normal 的分佈。當使用者移動至新的位置時，由於位置的改變，因此需要透過隨機變數重新產生一個值做為遮蔽衰落的效果。但這個新產生的值與前一個時間點所產生的值彼此之間是有相關性的，而這個相關性可透過 Gudmundson 所提出的模型找出來。在說明如何藉由前一次的結果來產生下一次的輸出之前，我們先用數學分析來討論當兩個隨機變數具有相同的統計特性(Normal Distribution)且已知彼此的相關常數時，在已經其中一個隨機變數的值時，另外一個隨機變數的機率分佈會如何隨著這個隨機變數的結果而改變：

首先我們假設有兩個隨機變數  $X$ 、 $Y$ ，其統計特性為 Normal(Gaussian)分佈，且平均值(mean)與標準差(Standard Deviation)分別為  $m_1$ 、 $m_2$  與  $\sigma_1$ 、 $\sigma_2$ 。當已知隨機變數  $Y$  的值為  $y$  時，隨機變數  $X$  的值  $x$ ，其條件機率分佈(Conditional PDF)將不再和原本  $X$  的機率分佈一致，而會透過  $X$  與  $Y$  的相關性，將  $Y=y$  的影響引入。

因此當已知  $Y=y$  時，隨機變數  $X$  的機率分佈仍然會維持 Normal(Gaussian) 分佈的特性，但平均值與標準差會隨著  $y$  的值而有所不同。當我們考慮隨機變數  $X$  與  $Y$  是同一個隨機程序(Random Process)在不同時間點的輸出時，代表  $X$  與  $Y$  的平均值與標準差是相同的，並考慮遮蔽衰落的變化平均為零，則經過所推導得到的結果便可化簡為：

$$\begin{aligned} \text{mean} &= \rho_{x,y} \times y \\ \text{STD} &= \sqrt{\sigma^2(1 - \rho_{x,y}^2)} \end{aligned}$$

透過理論推導的結果，可以知道在系統模擬時要如何產生遮蔽衰落的自相關特性。方法便在於每次使用者移動後要產生新的遮蔽衰落效果時，仍然是透過一個 Log-normal 的隨機變數來產生，但這個隨機變數的平均值與標準差必須要考慮前一個時間點使用者遭受遮蔽衰落影響的大小( $y$ )，而新的平均值與標準差之算法則如同上面式子所示。用此方法產生使用者在新的位置所遭受到的遮蔽衰落( $x$ )，便可以確保其統計特性會與真實環境中量測到的結果一致。而加入此自相關模型以產生遮蔽衰落的效果，將可使系統模擬的結果更接近於真實的情況。

#### ◆遮蔽效應的交相關模型：

在前一個小節中說明遮蔽衰落的自相關效應是由於使用移動速度有限，使得使用者在鄰近的位置所遭受到遮蔽衰落影響程度彼此間有相關性，而這個相關性是源自於現實環境中的遮蔽物在空間上是連續的，因此使用者在鄰近的位置所看到的地形地物是差不多的。我們稱這樣的現象導致使用者與某一基地台之間傳送的訊號在不同的時間點所遭受到的遮蔽衰落彼此之間具有相關性，而此種相關性被稱為遮蔽衰落的自相關性。

基於類似的理由，接下來將說明遮蔽衰落的交相關性。前面提到，真實環境中的遮蔽物在空間上具有連續性，這可以說明不同的訊號若是從相同的方向收到時，這些訊號所經過的傳播空間在某種程度上是相重疊的，也因此這些訊號在傳送時因為遮蔽物而遭受到的遮蔽衰落在某種程度上會將具有相關性。這種相關性來自於訊號傳播時所共同經過的空間，因此這種相關性的強度會隨著不同訊號所共同經歷過的傳播空間重疊性越高而越強。由於這種相關性存在於某個時間點，某個使用者與不同基地台間傳送的訊號所各自遭受到的遮蔽衰落彼此間會有相關性。換句話說，這是在某個時間點中，不同的連線所遭受遮蔽衰落彼此間的相關性，因此我們稱此為遮蔽衰落的交相關性(Cross-correlation on Shadow Fading)。

為了在系統模擬時將遮蔽衰落的交相關性加入，許多學者發展出不同的方法。在 Viterbi 所提出的方法[29]中，簡單的將使用者至不同基地台連線間所遭遇的遮蔽衰落分成了兩個部份。其中一個部份是每個連線所共同遭受到的遮蔽衰落影響，用來描述在所有訊號會共同經過使用者附近的訊號傳播環境。另一個部份則是每個連線各自用隨機變數產生的結果，用來描述大環境的地形地物變化。這樣的作法在系統模擬時很容易實現，但也把傳播環境中的遮蔽效應的變化太過簡化。

此外，Klingenbrunn 亦發展出一套方法，將接收訊號的入射角與遮蔽衰落的交相關程度建立起關聯[30]。此種方法考慮到入射角越接近的訊號，所經過的傳播空間相似性越高，因此兩者所遭受到的遮蔽衰落彼此間的相關性便越高。此種方法更仔細的考慮了傳播空間中不同方向的遮蔽物所造成的不同效果，這可使系統模擬出的結果更具有參考價值，因此在我們的系統模擬平台中採用了此種模型。接下來會說明此模型所考量的狀況，與系統模擬時的實現方法。

首先用圖 4.3.4 來說明此交相關模型考量的出發點。

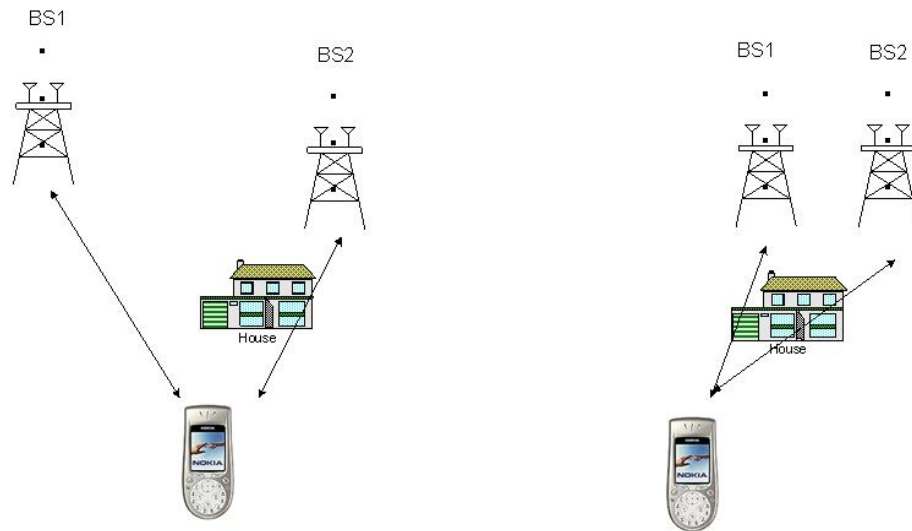


圖 4.3.4 遮蔽衰落的交相關性

圖 4.3.4 可看出：當兩個基地台相對於使用者的方向角越接近時，由兩基地台所發射出的訊號所經過的傳播空間相似程度便越高，因此所遭遇到的遮蔽衰落彼此間的相關性也越高。而這樣的描述在存在多路徑訊號傳播時一樣成立。根據在真實環境中量測而得到結果，而整理出下列的關係式：

$$\rho(\theta) = \begin{cases} 0.8 - |\theta|/150 & \text{if } |\theta| \leq 60^\circ \\ 0.4 & \text{if } |\theta| > 60^\circ \end{cases}$$

其中  $\rho$  為兩訊號傳送時所遭受的遮蔽衰落彼此間的相關常數

$\theta$  為兩基地台方向角的差

藉由使用者與各基地台的座標位置，我們可以解算出各基地台所發出的訊號所遭受到的遮蔽衰落，兩兩之間的相關常數(Correlation Coefficient)。有了這些參數以後，我們便可以在系統模擬時產生具有此種相關效果的遮蔽效應。在說明如何產生此效果之前，必須要先說明一些將會被使用到的數學模型。

接下來要說明的是，藉由產生一組彼此獨立(Independent)的隨機變數，如何將其轉變成為一組彼此具有特定相關性的隨機變數。首先我們產生一組常態(Normal)分佈的隨機變數  $x_1, x_2, \dots, x_N$ ，其中每一個隨機變數的平均值皆為零，且標準差為  $\sigma_X$ 。我們希望能透過這組隨機變數的線性組合而得到另外一組隨機變數，其關係為：

$$Y = CX$$

其中  $X$  與  $Y$  分別指兩組隨機變數  $x_1, x_2, \dots, x_N$  與  $y_1, y_2, \dots, y_N$ 。而  $C$  則是加權矩陣(Weight Matrix)，我們現在的目標便是解算出加權矩陣  $C$ ，使得  $Y$  裡面每個隨機變數之間符合特定的相關性，且  $X$  和  $Y$  中每個隨機變數的標準差相同。

由於  $Y=CX$  且  $X$  裡面的每個隨機變數彼此間為獨立，可知  $Y$  陣列的相關性矩陣(Correlation Matrix)可以寫為：

$$\Gamma = CC^T$$

此外，由相關性矩陣的定義可知：

$$\Gamma = \begin{bmatrix} 1 & \rho_{12} & \cdots & \rho_{1N} \\ \rho_{21} & 1 & \cdots & \rho_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{N1} & \rho_{N2} & \cdots & 1 \end{bmatrix}$$

其中  $\rho_{ab}$  代表  $Y$  陣列中第  $a$  項與第  $b$  項間的相關常數，因此在上面這個式子我們可以發現當  $a=b$  時， $\rho_{ab}=1$ 。給定  $Y$  的相關性矩陣，我們便可以得到  $\Gamma$ ，並進一步解算出  $C$ 。由於  $\Gamma = CC^T$ ，因此解算  $C$  的流程將會是一個 Cholesky Factorization[31]，而解算出的  $C$  將會是一個下三角(Lower Triangular)的矩陣。

前面所提的遮蔽衰落交相關模型，和這裡所描述的數學模型相結合便提供我們一個產生具有交相關特性遮蔽衰落的方法：

首先定義出每個使用者要考慮連線的基地台數量  $N$ ，透過常態(Normal)分佈的隨機變數產生一組  $N$  個值的陣列  $X$ ，其中每個值皆為獨立產生。藉由使用者與每個基地台的座標位置換算出基地台兩兩間的方位角差，並透過交相關模型可找出每條連線中遮蔽衰落兩兩間的相關常數，這些相關性常數便可組合成  $Y$  的相關性矩陣  $\Gamma$ ，其中  $Y$  便是我們最後希望得到的陣列。由前面的數學模型可知，藉由 Cholesky Factorization 可以由  $\Gamma$  中解算出加權矩陣  $C$ 。將矩陣  $C$  與之前產生的陣列  $X$  相乘，便可以得到陣列  $Y$ ，且陣列  $Y$  中的每一個數彼此間的交相關性皆符合  $\Gamma$  的特性。

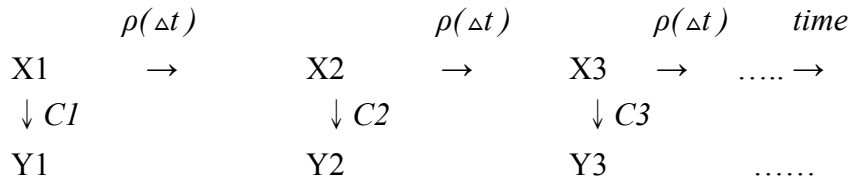
其它的學者對於遮蔽衰落交相關效應亦進行了許多研究，在 Mawira 的文章 [32] 中提到了另一種交相關模型，而在 Sorensen 的文章中 [33] 則提出一個適合在小型都會區使用的交相關模型。

#### ◆ 結合遮蔽衰落的自相關與交相關特性

在過去所進行的研究當中，系統模擬時很少同時考慮遮蔽衰落的兩種相關特性，這裡我們考慮了一個特別的方法來結合這兩種遮蔽衰落的相關特性，並且在文獻中找到了相關的理論推導來印證我們的想法是正確的。

在系統模擬時，使用者與各基地台間的傳送訊號所遭受到的遮蔽衰落會因為使用者移動而改變，故每個連線所遭受到的遮蔽衰落在不同時間的影響彼此間具有相關性(自相關)。同時這些連線在每個時間點所遭受到的遮蔽衰落彼此間亦有相關性(交相關)。為了結合此兩種效果，我們發展出了下面的方法：

假設一個使用者同時會接收到  $N$  個基地台的訊號，因此我們需要產生  $N$  個遮蔽衰落的值給每一條連線。於是我們透過一個常態(Normal)分佈的隨機變數，獨立產生  $N$  個值，我們稱為遮蔽衰落的種子(Seed)值。由於這  $N$  個值彼此獨立，因此在每個時間點真正的遮蔽衰落值會是由這  $N$  個種子值配合遮蔽衰落交相關模型所解算出來。而這  $N$  個種子值亦會隨著時間而改變(因為使用者移動)，每個值隨時間的變化皆符合其自相關的特性。



**圖 4.3.5 產生結合兩種自相關效應的遮蔽衰落**

圖 4.3.5 中的 X 指的是在某一時間點的遮蔽衰落種子值，相鄰  $\Delta t$  時間產生的 X 彼此維持  $\rho(\Delta t)$  的自相關性。而每一時間點真正的遮蔽衰落值 Y 則是由 X 透過依當時相對座標解算出之加權矩陣 C 而換算出來的結果。

此種結合遮蔽衰落兩種相關性的方法在數學分析上是合理的，在 Graziosi 等人所發表的文章[34]之中，對於此概念做了詳細的數學分析。至於遮蔽衰落的交相關效應對系統模擬結果之影響在 Klingenbrunn 的文章[30]中亦有探討。

#### 4-4 多路徑衰落模型

在本章第一節曾提到，訊號在傳播時常是經過多次反射後才被接收到，因此會產生多路徑(Multi-path)傳播的效果，且基地台與手機並不知道彼此的相對位置，所以發射的電磁波，都呈均向性而向外擴散，而電磁波在到達接收機的過程中，會因為通道環境中種種的物體使得電磁波會歷經反射、繞射、散射等作用後，由不同路徑到達接收端，此種現象稱為多重路徑現象。這些從不同路徑而來的信號，彼此有著不同的到達角、不同的到達時間、不同的振幅大小、不同的相位，並相互獨立。我們稱這些信號為多重路徑成份(Multipath components)，它們以相位相加的方式合成我們的接收信號。

此外，當使用者在移動時，由物理學的推論可知，接收到的訊號載波頻率將會遭受都卜勒(Doppler)效應而偏移，再加上因為多路徑傳播造成訊號在使用者周圍環境有散射效應(Scattering)，導致來自不同方向的訊號所遭受到的都卜勒偏移程度皆不相同。由於來自各方向的訊號遭受頻率偏移程度不一，因此這些訊號到達接收端時的相位都不盡相同，相位相加的方式有兩種：建設性及破壞性，為了簡化說明多重路徑現象對於接收信號的影響，假設只有兩個路徑到達接收端。若路徑 A 代表第一個到達接收端的成份，B 代表第二個到達接收端的成份，假設我們發現路徑 B 幾乎與 A 同相，所以合成的信號為建設性相加；相反的，將造成破壞性相加，使得合成的接收信號變得微小，因此造成訊號的起伏。此散射所造成的訊號強度起伏，再配合上多路徑傳播造成相同訊號抵達接收端會有時間差，便構成了一般無線通道中的多路徑傳播衰落(Multi-path Fading)。由於此種衰落變化

速度較遮蔽衰落快很多，又稱此為快衰落(Fast Fading)，而稱遮蔽衰落為慢衰落(Slow Fading)。藉由圖 4.1 所描繪的傳播空間可以清楚的看出多路徑與散射效應的成因，我們將圖中兩條主要的傳播路徑標註如圖 4.4.1 所示：

還有一個重要的參數，就是延遲擴散(Delay Spread)，延遲擴散是由於在電波傳播在多重路徑情況下，接收機所接收的信號在時間延遲變化的一種現象，這是因為不同的反射路徑使各個電波到達接收端的長度各不相同，因而造成在接收端接收到同一信號，但不同時間、不同振幅此即為電波延遲擴散。延遲擴散越大，代表此通道環境越差，因經過的路徑越複雜，造成路徑與路徑之間的時間差，OFDM 系統的保護區間就是為了克服延遲擴散

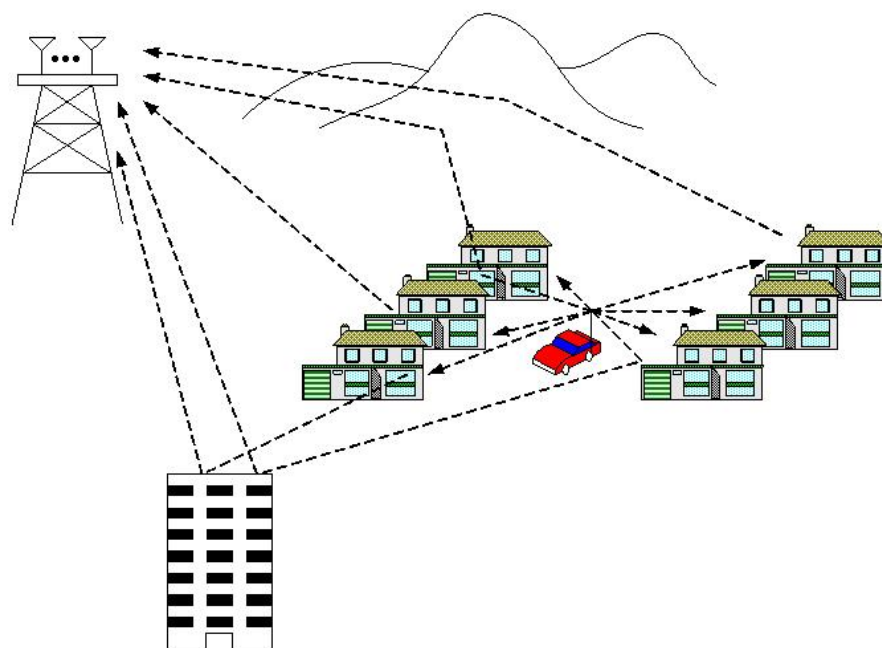


圖 4.4.1 多路徑傳播模型

在圖 4.4.1 中，使用者與基地台間訊號傳播時會有兩條主要的路徑，相較於沒有經過反射的情況，訊號經此兩條傳播路徑到達接收端時分別延遲的時間也不同秒。其中延遲  $\tau$  代表經由山所反射傳播的訊號，也代表訊號在傳播空間中是經由某大型的障礙物反射至接收端的。由於訊號被大型障礙物反射時會有漫射(Diffraction)的效果，因此訊號反射至使用者接收端附近時還會再被附近的小障礙物反射或折射，造成使用者所收到經某一路徑到達的訊號，事實上是從四面八方來的。此種情況在市區中或傳播環境很混亂的情況下特別明顯，也因此造成了散射效應。同理，經由路徑二所傳播的訊號到達使用者附近時，亦會因接收端周圍傳播環境的變化(在此為大樓)造成使用者接受到從該路徑到達的訊號，事實上是從四面八方而非特定方向到達的。



多路徑衰落模型是根據 IEEE 802.16a 的貢獻投稿(Contribution)[26]當作參考依據，在此他們提出六種多路徑模型，為了配合之前路徑衰落模型，我們所選的種類 B，因此我們選了 SUI 4 當作多路徑衰落模型，由表 4-4-1 可知，其中 SUI 為史丹佛大學暫訂的改善通道模型(Modified Stanford University Interim Channel Models)，不同的 SUI 通道有不同的延遲擴散(Delay Spread)，由表 4-4-2 與 4-4-3 可得知，其中 K 係數越高代表環境越接近訊號直線傳輸路徑(Line Of Sight, LOS)，越低則是越接近沒有訊號直線傳輸路徑(None Line Of Sight, NLOS)

地形種類	A		B		C	
SUI 通道	SUI-5	SUI-6	SUI-3	SUI-4	SUI-1	SUI-2

表 4.4.1 S U I 通道與對應地形的關係

K-factor Low

都普勒	低延遲擴散	中延遲擴散	高延遲擴散
低	SUI-3		SUI-6
高		SUI-4	SUI-5

表 4.4.2 S U I 通道與延遲擴散的關係 1

K-factor High

都普勒	低延遲擴散	中延遲擴散	高延遲擴散
低	SUI-1 SUI-2		
高			

表 4.4.3 S U I 通道與延遲擴散的關係 2

根據參考文獻定義，SUI-4 的多路徑通道，有三根路徑組成，可由圖 4-4-2 清楚的看出，且 SUI-4 通道最大的延遲擴散為  $4\mu\text{s}$ ，當我們在第二章選擇的一個 OFDM 信號長度為  $298\frac{2}{3}\mu\text{s}$ ，保護區間為  $\frac{1}{8}$  信號長度長，所以為  $37\frac{1}{3}\mu\text{s}$ ，因此可以知道所有延遲都在保護區間內，因此可以假設沒有載波間干擾，可以確保一個 OFDM 信號的正交性

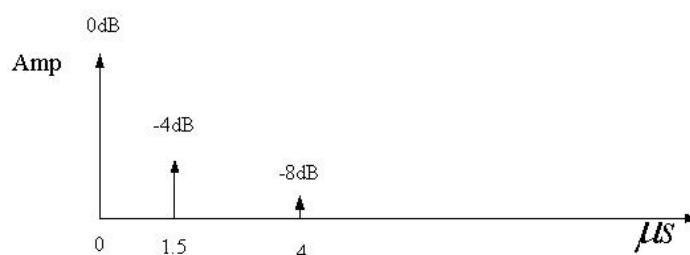


圖 4.4.2 SUI-4 的多路徑通道

為了模擬出多路徑衰落的效果，除了藉由通道脈衝響應(Impulse Response)來模擬多路徑傳播的效果，最重要的就是模擬散射(Scattering)的效果。最常在系統模擬使用的便是 Jakes 模型，它假設了使用者鄰近的反射物在二維的平面上是數量有限且均勻分佈。如此一來，當使用者朝某個方向移動時，來自每個反射物的訊號所遭受的都卜勒頻率偏移(Doppler Frequency Offset)便可得知。由於使用者手機上的天線幾乎都是無指向性(Omni-directional)天線，因此所收到的訊號便是來自每一個反射物的訊號加總的結果。Jakes 所考慮的訊號散射環境如下圖所示：

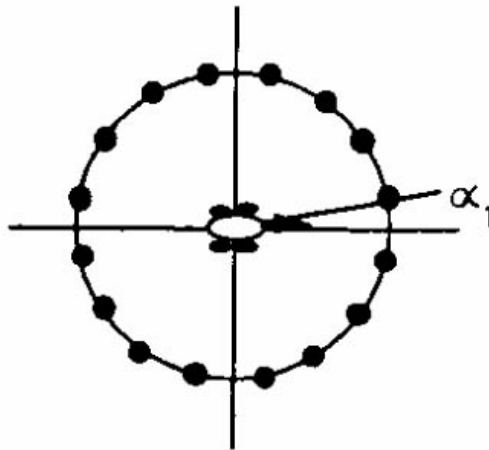


圖 4.4.3 Jakes 模型所考慮之訊號入射角度[35]

Jakes 模型數學公式如下[23]

$$r(t) = \sum_{n=1}^N e^{-j(\hat{\phi}_n + 2\pi f_m t \cos \theta_n)}$$

$$\text{where } \hat{\phi}_n = 2\pi(f_c + f_m)\tau_n$$

$$\theta_n = \frac{2\pi n}{N}, \quad n = 1, 2, \dots, N$$

$r(t)$ 為收到的訊號，經過推導之後，可得

$$r_I(t) = 2 \sum_{n=1}^M \cos \beta_n \cos 2\pi f_n t + \sqrt{2} \cos \alpha \cos 2\pi f_m t$$

$$r_\theta(t) = 2 \sum_{n=1}^M \sin \beta_n \cos 2\pi f_n t + \sqrt{2} \sin \alpha \cos 2\pi f_m t$$

$$\alpha = \frac{\phi_N - \phi_{-N}}{2}$$

$r_I(t)$ : I-Part

$r_Q(t)$ : Q-Part

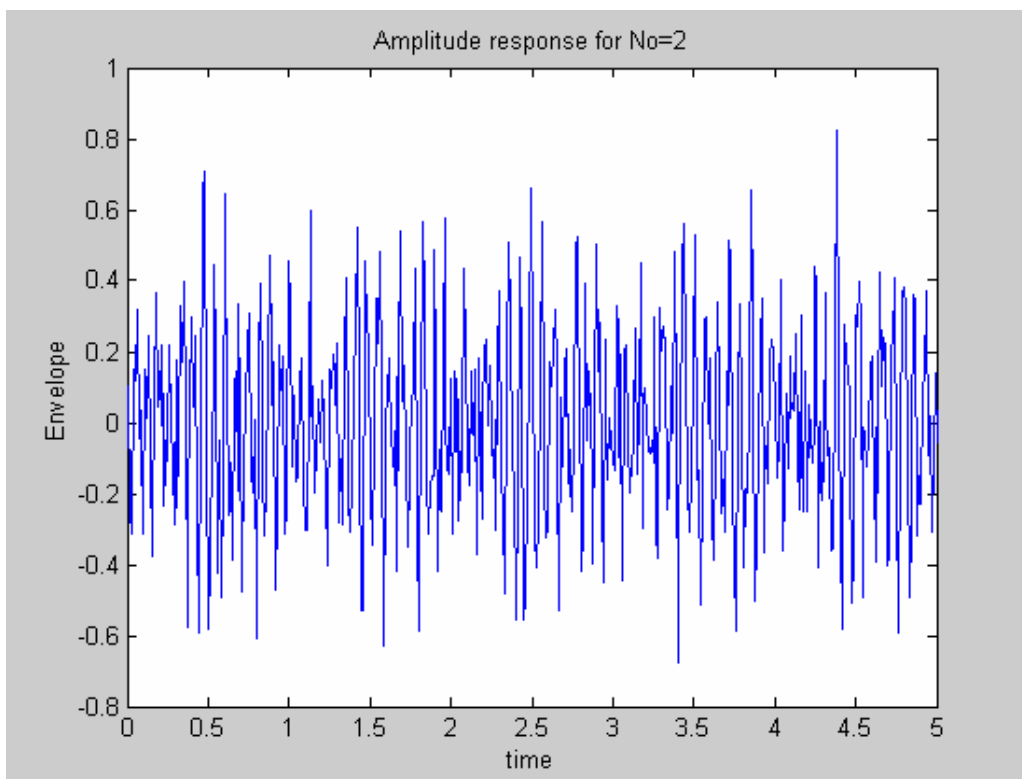


圖 4.4.4 Jakes 模型產生的多路徑衰落

# 第五章 使用者行為模擬

因為必須充分考慮在真實環境中使用者的狀況，才能確保系統模擬的結果對於真實系統的運作具有參考價值。所以在進行系統模擬時，如何真實的反映出使用者各種不同的行為模式與服務時的特性，以及使用不同服務時對於系統資源的耗用，是一個非常重要的課題。在行動通訊系統中，使用者的行為會造成發射訊號強度變動來自兩個原因：一是使用者在空間中的移動、二是使用者選用不同服務時對於系統無線資源(Radio Resource)的耗用。本章將會說明如何去模擬使用者在系統中的行為。

## 5-1 使用者移動模型[25]

因使用者會移動，所以換手技術(Handover)就是為了使使用者移動的行為對系統造成的影響達到最小，所以在不同的使用者移動環境中，換手技術所需採用的演算法或參數可能都不相同，而這也間接的會影響到系統中干擾強度的水平(Interference Level)。所以模擬使用者之移動是非常重要之課題，接下來將針對幾個系統中主要的環境來說明使用者在其中的移動模式，與該環境的空間模型。

- 室內/辦公室(Indoor Office Test Environment)

此環境是針對一個有空曠樓面的大樓建築，辦公室的座位有著隔板分隔著，而這些隔板會造成訊號大幅的變動，並且有著 Log-normal 的分佈。這裡所考慮的模型中，並不考慮電梯和樓梯間的使用者，但這些情況實際上是存在的。此外基地台是使用無指向性(Omni-directional)天線，且考慮系統所蒐集到的統計特性是在中間樓層所進行的。

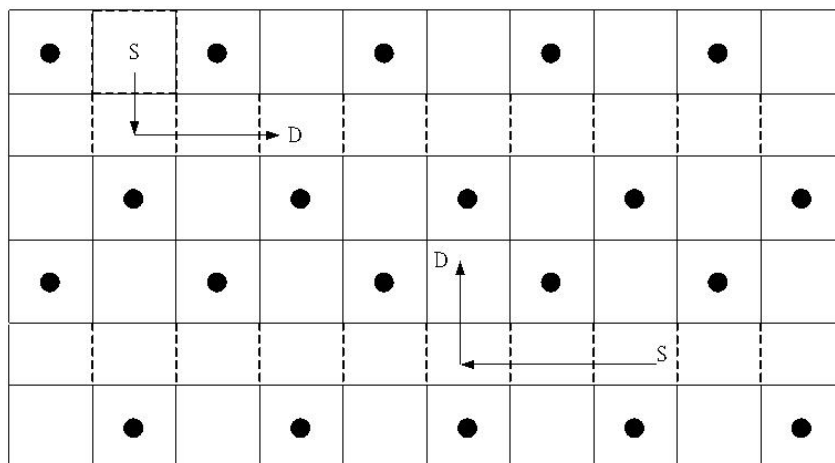


圖 5.1.1 室內/辦公室環境模型

每層樓面積	樓層數	房間大小	遮蔽效應標準差	使用者移動速度
5000(m <sup>2</sup> )	3	10x10x3 m	12 dB	3 kn/h

表 5.1.1 室內/辦公室環境參數設定

此環境中移動模型的特徵如下：

- 使用者不會於 2 樓層之間移動。
- 使用者從辦公室房間到走道是以固定速度移動，不然就是靜止。
- 若使用者是在辦公室內，有較高的機率是靜止的。
- 若使用者是在走道上，有較低的機率是靜止的。
- 移動者不是靜止就是移動，從靜止狀態到移動狀態的變化是一個隨機過程。使用者在靜止狀態所花的時間是幾何分佈，根據移動者是在辦公室或走道而有不同的平均值。而這在移動的移動者到達他的目的地，此移動者從移動狀態變成靜止狀態。
- 當使用者在辦公室內，當移動到走道時便改為行動狀態。
- 在走道上時，使用者目的地的座標是均勻分佈的（每個走道的位置，都有均等的機會成為目的地）
- 使用者”走”到目的地，是先移動 y 方向的座標到達目的地的 y 座標，再移動 x 方向到達目的地，且是用固定的速度。
- 當移動者到了目的地，馬上轉換成靜止狀態。
- 當移動者直走出辦公室到走道，簡單的假設辦公室的門能和辦公室的寬一樣寬。當在走道上的移動者要進辦公室時，進每個辦公室的機率是相等的。以下定義四個步驟：
  - 1.在走道和從走道走到辦公室的移動行為及選擇哪間辦公室為目的地是根據離散的均勻分佈
  - 2.在走道上，移動者目的地的座標是均勻分佈的（每個走道的位置,都有

均等的機會成為目的地)

3.當移動者”走”到目的地,是先移動 x 座標達目的地的 x 座標,再移動 y 座標,而到達目的地,且走路的速度是固定的

4.當移動者到達目的地馬上變成靜止狀態，且當在靜止狀態的移動者將不再移動。

為了推導使用者從靜止狀態到移動狀態的轉移機率,必須設定以下的參數：  
 使用者者在辦公室的機率 (r)、待在辦公室的平均時間( mr )、座標位置更新時間間隔(Δt)，有了這些參數便可以推算出在每個時間點(1-Δt/mr , 1-Δt/mc)的轉移機率和平均在走道的時間(mc)。此外，進入辦公室的流量須等於離開辦公室的流量，因此可以寫出下面這個式子：

$$r \frac{\Delta t}{mr} = (1-r) \frac{\Delta t}{mc}$$

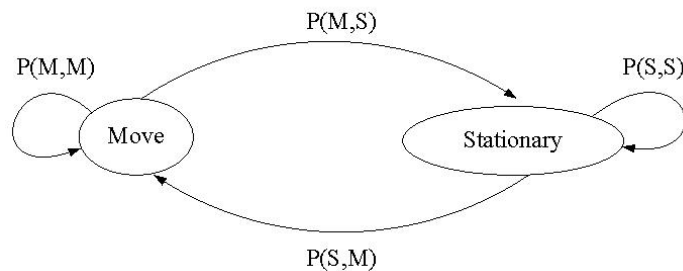


圖 5.1.2 使用者狀態轉移機率表示圖

藉由預設的參數值，圖中的狀態變換機率可以求得：

$$P(S,S) = 1 - 0.005/30 = 0.999833$$

$$P(S,M) = 0.005/30 = 0.0001667$$

$$P(M,S) = 1 - 0.0009444 = 0.9990556$$

$$P(M,M) = 0.005 * 85 / (30 * 15) = 0.0009444$$

在走道平均靜止的時間為  $\Delta t / P(S,M) = 5.294$  秒

• 室內與室外間移動的行人(Outdoor to Indoor and Pedestrian Test Environment)

利用類似曼哈頓地區的道路結構來定義室外到室內和行人的環境，使用者沿著街道移動，並在路口街角處才會轉彎。此種道路結構普遍存在於世界各大城市之中，可視為是市區內典型的道路結構。

街區大小	街道寬度	基地台天線高度	遮蔽效應標準差	使用者移動速度
200x200 m	30 m	10 m	10 dB	3 km/h

表 5.1.2 環境參數設定

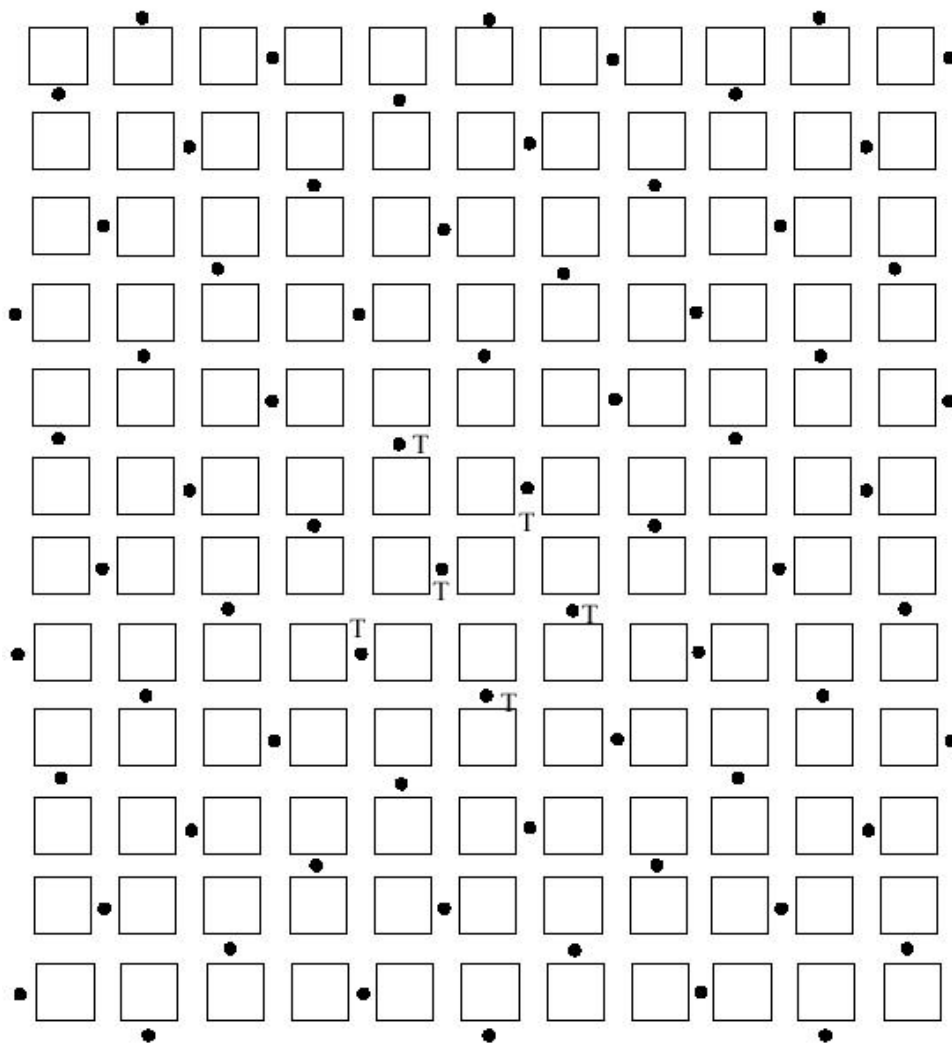


圖 5.1.3 類似曼哈頓地區的典型市區街道模型

在市區的使用者移動模型和街道結構有高度的相關性。在這結構中使用者沿著街道移動且在十字路口有著一定的機率會轉彎。在模擬系統中所儲存使用者的座標每 5 公尺更新一次，且在每次更新位置時，速度有一定的機率會產生變化。此環境的使用者移動模型相關參數如下：

- 平均速度： 3km/h
- 最低速度： 0 km/h
- 速度的標準差（常態分佈）： 0.3km/h

- 每個更新位置點時速度改變的機率： 20%
- 在十字路口轉彎的機率： 50%

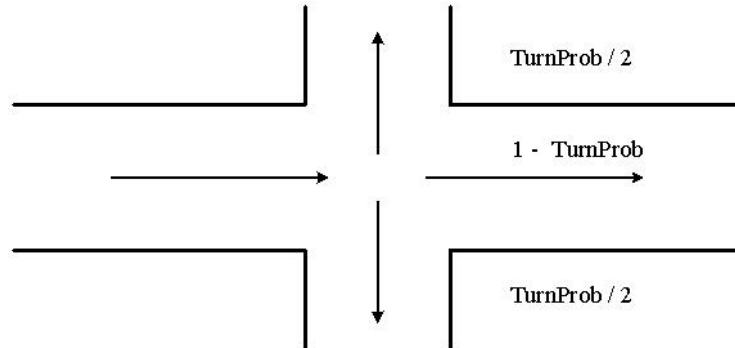


圖 5.1.4 使用者方向改變機率分佈

使用者在街道上的初始座標位置是均勻分佈的，而起始的移動方向亦是隨機決定。

• 在交通工具上(Vehicular Test Environment)

此環境中，使用者位於車輛或其他的載具之內以高速於大範圍的區域中移動。為了在此環境有效地提供服務，基地台天線的高度必須比平均屋頂高度高上 15 公尺。下圖使用六角型的細胞來代表每個基地台的涵蓋範圍，而基地台間的距離約為 6 公里，這裡的基地台並使用了指向性天線以增加有效的涵蓋範圍。

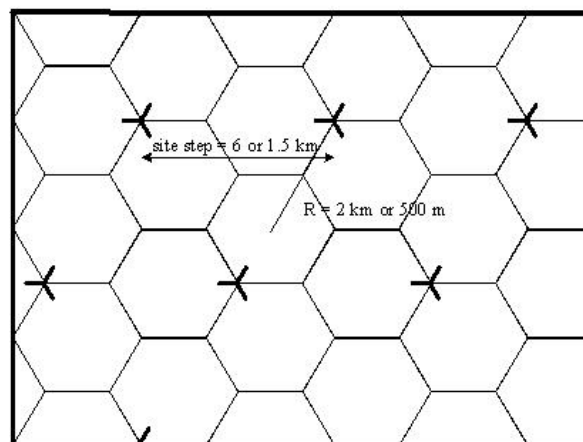


圖 5.1.5 具有大涵蓋範圍的基地台佈放模型與車輛移動模型



車輛的移動模型需考慮高速移動且方向改變的量並非特定的值，系統模擬時使用的座標更新是以非相關距離為準，且在每次更新位置時都有一定的機率會改變前進的方向。

假設車輛以等速移動，且相關的參數設定如下：

- 速度： 30km/h
- 在座標更新點變換方向的機率： 20 %
- 每次方向最大變化角度： 45 度
- 非相關距離： 20 公尺

使用者的初始座標位置是在地圖上均勻(Uniform)產生，而初始移動方向亦是隨機產生。

## 5-2 使用者資料流量模型

在無線通訊系統中，由於系統的容量與系統中干擾的強度有很密切的關係，而系統中的干擾源便來自每個同頻帶使用者所發射出的訊號，因此必須要正確的模擬出每種服務所需消耗的無線資源程度以及形式。

但是當系統中使用者所使用的服務不同時，對於系統的無線資源(Radio Resource)耗用程度亦不相同。因此為了模擬時能真實反應出系統的效能。這裡針對動通訊系統可能提供的幾種服務來介紹其資料流量模型，其中數據服務模型是根據目前在網際網路所統計歸納而成的。

### • 語音服務流量模型(Voice Service Traffic Model)

語音傳輸在行動通訊系統出現以來一直都是最重要的服務。圖 5.2.1 所示為使用語音服務時所造成的資料流量模型。其中”Active(ON)”的時候此時代表的是發話端或受話端正在講話，因此有訊號發出，所以有相對應的資料流量產生。而在”OFF”的時候，則代表當時並沒有訊號需要傳送(使用者沒有講話)，因此發射端不會送訊號出來，也就不會造成其他使用者的干擾。因此我們可知，使用者的資料流量模型所對應到的便是在空中介面(Air Interface)中，屬於該使用者的訊號傳送與否的變化。因此使用者的資料流量模型將會被用來反映每個使用者發出訊號與否，藉以模擬出在每一個時間點中，整個系統中的干擾強度變化。

因為一般人講話的習慣有關係，所以根據統計的結果得知，在使用語音服務時，使用者傳送訊號的特色在於”ON”的時候會持續一長段，接著伴隨著一長段的”OFF”。將整個使用者通話期間”ON”的時間平均起來，得到參數稱為”Activity Factor,  $\rho$ ”，這個參數反應出對於通道(Channel)的使用率。此外，此種語音服務的資料流量模型由於就像開關一樣，一陣子開再一陣子關，因此又被稱為”On-Off Model”。

假設目前系統中有  $N$  個使用者，當  $N$  的值很大時，在任一個時間點觀察狀態處在”Active”的使用者數目平均會是  $N\rho$ 。因此當系統中使用語音服務的使用者很多時，我們估算使用語音服務的使用者所造成的干擾強度會訂為他們總共所造成的干擾強度  $I$  再乘上  $\rho$ 。用此簡單的方式來反應出使用者使用該服務時資料流量的特性，所造成系統中干擾強度的變化。

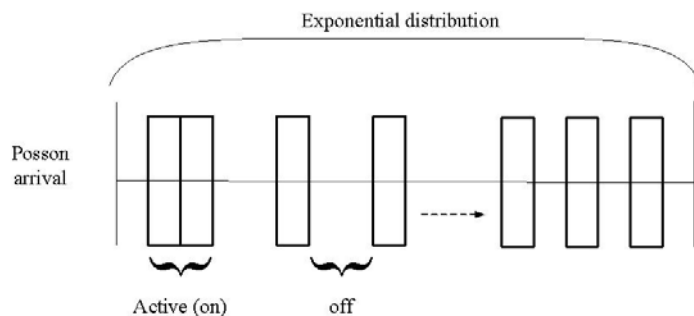


圖 5.2.1 語音服務流量模型

且根據統計的結果，使用者進入系統的每個時間點會是一個 Poisson 的流程，而每使用者進入系統時間點的間距是呈現 Exponential 的分佈。此外，每個使用者的平均通話時間也是呈現 Exponential 分佈，且使用者通話過程中若沒有講話時，手機會暫時停止發送訊號(Silent State)，故此時將不會造成其他使用者的同頻干擾(Co- Channel Interference)。

• 數據服務流量模型(Data Service Traffic Model)

在 3G 之後行動通訊系統中，最大的特色是加入大量的數據服務，因此數據服務的使用將會非常的普遍，也是許多學者繼續研究的原因，希望能發展出更能支援數據服務之系統的出現，可預期系統的資料流量將會有相當的一部份是由數據服務所貢獻。

由於數據服務所使用的資料傳輸速率普遍都比使用語音服務時要高出很多，因此在訊號傳送時所需要的發射功率將會高出語音服務甚多。因此如何在通訊系統中有效的將資源分配給使用不同服務的使用者以維持一定的服務品質(Quality of Service, QoS)是非常重要的研究方向。不過在進行相關的研究時，準確且真實的模擬出數據服務所造成的資料流量是非常重要的，如此所研究發展出的演算法才能真正解決實際系統中的問題，並對系統容量有正確的估算。

行動通訊系統將能提供串流式的影音服務，此類型的服務所造成的資料流量一般認為將會與語音服務時的資料流量特性類似，只是所耗用的系統資源要高的多。由於目前此種服務還沒有真正在商業運轉的系統中提供，因此並沒有一個很可靠的資料流量模型可供參考，這個部份有待未來更進一步的研究。

目前在第二代或第二點五代系統中所提供的數據服務都集中在存取網際網路(World Wide Web, WWW)上的資料。雖然上網的平台是透過行動通訊網路，但

根據相關的研究[36]顯示，其數據資料流量的特性與有線網路中以 IP(Internet Protocol)封包傳送網際網路資料時的特性相同。因此我們採用 UMTS 規格書[25]中所推薦的數據服務流量模型，此模型是根據使用者瀏覽網際網路時所造成的資料流量所建構而成的，如圖 5.2.2 所示。

此模型中有數個重要的參數需設定：

- Session arrival time

使用者開始使用數據服務的時間點，和語音服務一樣，這些時間點的產生是依據 Poisson 流程。

- Number of packet calls per session, Npc.

使用者上網瀏覽資料的過程中所閱讀的網頁數目。這個參數表示該使用者此次上網一共會瀏覽幾個不同的網頁。這個值的產生是透過一個 Geometric 的隨機變數，而參考的平均值則是根據現行系統中所統計的結果。

- Reading time between packet calls, Dpc.

使用者在閱讀一個網頁所需耗費的時間。此參數經統計是呈現 Exponential 的分佈，但在系統模擬時我們會將時間的最小單位訂為一個區塊(Block)。故此值會用一個 Geometric 隨機變數產生，單位是區塊。

- Number of datagrams within a packet calls, Nd.

下載一個網頁時所包含的檔案數目。一個網頁之中是由許多小檔案組合而成的，下載網頁時會分別將這些小檔案下載，最後才會呈現出一個完整的網頁。此值亦由一個 Geometric 隨機變數產生，參考的平均值是根據真實系統統計而得。

- Inter arrival time between datagrams, Dd.

下載一個網頁時，每個小檔案依序下載時彼此間隔的時間。系統會分別將構成網頁的小檔案下載到手機上，因此每個小檔案在被傳送之間是有空檔的，這個間隔時間也是以區塊為單位，透過 Geometric 隨機變數產生而得。

- Size of datagrams, Sd.

每個小檔案的大小，單位為 bytes。此參數經統計是呈 Pareto 分佈。因此需透過一 Pareto 隨機變數來產生此項參數。Pareto 隨機變數的機率分佈如下所示：

$$f_n(x) = \begin{cases} \frac{\alpha k^\alpha}{x^{\alpha+1}}, & k \leq x < m \\ \beta, & x = m \end{cases}$$

$$\beta = \int_m^\infty f_x(x) dx = \left(\frac{k}{m}\right)^\alpha, \alpha > 1$$

$$\mu_n = \int_{-\infty}^\infty x f_n(x) dx = \int_k^{m^-} x \frac{\alpha k^\alpha}{x^{\alpha+1}} dx + m \left(\frac{k}{m}\right)^\alpha = \dots \dots \dots \frac{\alpha k - m \left(\frac{k}{m}\right)^\alpha}{\alpha - 1}$$

根據實際系統統計的結果，每個檔案的平均大小為 480bytes。

在使用不同資料傳輸率時，使用下載網頁的時間也有所不同，但其影響只會在於傳送每一個檔案時所要花的時間不一樣。至於使用者所需要的閱讀時間以及每次使用者下載的網頁數目並不會因此而有所改變。下圖所列出的是當使用不同資料傳輸率時，數據資料流量模型所對應的參數平均值：

Packet based information types	Average number of packet calls within a session	Average reading time between packet calls [s]	Average amount of packets within a packet call [l]	Average interarrival of packets between packets [s]	Parameters for packet size distribution
WWW surfing UDD 8 kbit/s	5	39.5	25	0.5	k = 81.5 α = 1.1
WWW surfing UDD 32 kbit/s	5	39.5	25	0.125	k = 81.5 α = 1.1
WWW surfing UDD 64 kbit/s	5	39.5	25	0.0625	k = 81.5 α = 1.1
WWW surfing UDD 144 kbit/s	5	39.5	25	0.0277	k = 81.5 α = 1.1
WWW surfing UDD 384 kbit/s	5	39.5	25	0.0104	k = 81.5 α = 1.1
WWW surfing UDD 2048 kbit/s	5	39.5	25	0.00195	k = 81.5 α = 1.1

表 5.2.3 不同資料傳輸率所對應之數據資料流量模型參數

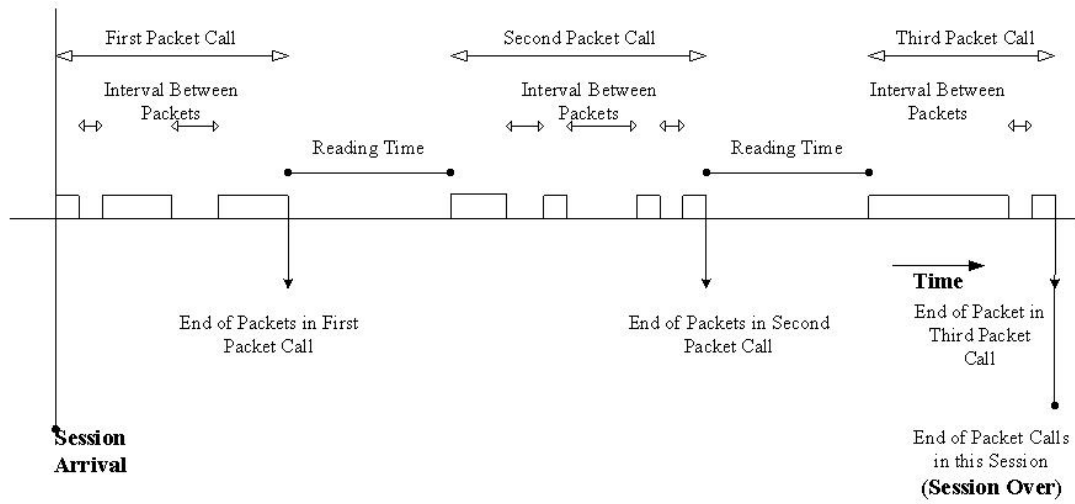


圖 5.5.2 數據資料流量模型(瀏覽網際網路)

## 第六章 系統模擬程序設計

本章將說明如何透過妥善的設計電腦程式，以達到模擬此系統運作之效果。並根據前面章節的理論推導，說明我們如何設計模擬程式的邏輯，以模擬出真實系統的運作與背後的环境變化。透過電腦的運算模擬以進行各種科學研究，我們可以利用電腦創造出另外一個虛擬的世界，而這個虛擬世界的運作機制則是依照真實情況中各項環境變數的統計特性去設計，藉此方式讓我們得以去模擬真實環境的變化。並以此為基礎。

### 6-1 系統模擬流程

在通訊系統的模擬方法中，因為模擬特性不同，因此有不同的模擬方法，一般來說可以分成兩類：事件驅動(Event Driven)與時間驅動(Time Driven)[37] 5 這兩種方法。因有些事件並不會週期性的更新，而是隨著一個機率流程，做變數之更新，舉例來說，在進行允入控制(Admission Control)相關研究時，在不考慮使用者移動性的情況下，只需模擬有使用者要進入系統時刻的系統狀態，並將這些資訊提供給允入控制演算法做判斷便可。由於新使用者並非週期性的到達，而是依據 Poisson 流程，因此系統不需要去模擬沒有新使用者到達時系統的狀態。也就是說，系統所需模擬的時間點是根據”新使用者到達(New Call Arrival)”這個事件的發生而決定，換個角度來看，這個模擬系統的運作是由”新使用者到達”這個事件所驅動的，也就是所謂事件驅動的系統模擬。因此這種事件的時間點可以直接跳躍至事件發生的時刻，以節省系統模擬耗費的時間。

以時間驅動的方式進行系統模擬，剛好相反，因有些事件必須週期性的更新或檢查，所以時間驅動主要就是針對系統中需要週期性更新的變數。透過時間驅動方式進行系統模擬以定期去執行某些功能或是調整系統中某些變數，可以降低邏輯上的複雜性且使得程式中的變數變化有很明確的時間參考做為依據。舉例來說，在系統中的通道重新分配每個 10ms 就要執行一次，這個時間的依據是來自於以速度 30km/hr 的使用者來說，根據計算後同調時間(Coherence Time)為 18ms，因此在每次通道重新分配時，可以假設在此時間內的多路徑衰弱不會變化，因此每隔 10ms 就會執行一次通道重新分配。因此在通道重新分配這種週期性的行為時，便採用時間驅動的概念來設計系統模擬程式，以簡化模擬程式的複雜度。

但在本系統模擬平台之中，由於整合了多種無線資源管理的演算法，其中有的可以採用事件驅動的方式去模擬，有的則適合採用時間驅動的方式去模擬。為

了可以同時兼顧這兩種方法的優點，因此我們在設計系統模擬平台時同時結合了這兩種系統模擬的概念，並將各種不同的演算法結合在一起。因此可以兼顧模擬的正確性，並且可以使模擬的效率大大提高。

接下來透過圖 6.1.1 來說明整個系統模擬程式運作的邏輯概念：

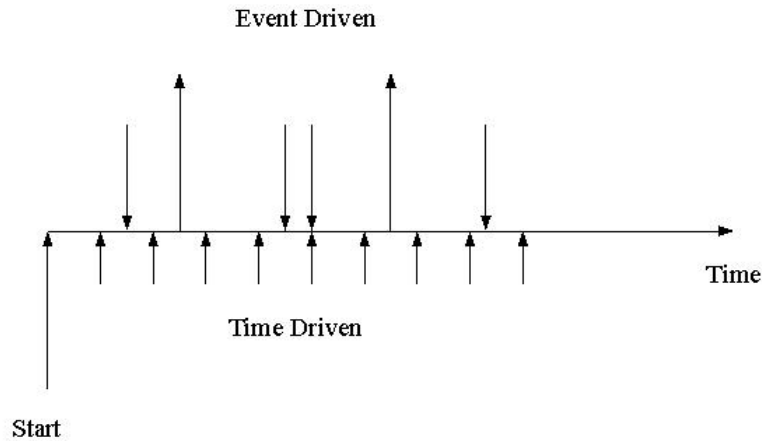


圖 6.1.1 系統模擬邏輯示意圖

在圖 6.1.1 中上半部所描述的是非週期性發生的事件，這些事件在程式中相關的動作會以事件驅動(Event Driven)的方式處理。而在圖 6.1.1 下半部所描述的是週期性發生的事件，這些事件相對應的動作會以時間驅動(Time Driven)的方式處理。但同樣是時間驅動的事件，根據其特性的不同，我們特別設計使每個事件都有其各自發生的週期，以增加系統運作的效率。

在圖 6.1.1 中的橫軸代表時間軸，而每個箭頭則代表某個事件的發生，這裡先列舉出幾個事件以說明此程式設計的理念。在圖 6.1.1 的最左端上半部那個指向下的箭頭便是代表”新使用者到達(New Call Arrival)”事件的發生,因此事件發生不是定期的，所以是屬於事件驅動。隨著時間的增加，背景環境的參數會定期的變化以反映出環境的變化，而在圖中自第一位使用者到達後系統發生的下一個事件便是時間驅動的事件，需週期性的更新。以上圖為例，上半部代表使用者的來與走，當新使用者來時，經過了幾次週期的更新，比如說遮蔽效應或移動性的更新，且伴隨著時間繼續往前，也會遇到使用者離開，或者新使用者進入，而程式中所模擬的時間也隨之不斷向前推進。每當特定的事件在特定的時間點發生後，程式便會執行該事件所對應的動作或演算法，並將結果反映在相對應的參數之中。換句話說，每個事件會將其對應動作或演算法執行的結果反映在系統或環境的參數之中，而每個事件在執行相關的動作時，也是依據當時系統或環境的參數來做出相對應的判斷。每個事件與各個參數之間不斷的交互影響，便構成了系



統隨著時間運作的依據。

在圖 6.1.1 只列出了幾個模擬程式中其中幾個事件，接著要說明在程式中所有的事件，與每個事件中所對應的功能與相關的設計：

#### • New Call Arrival

產生新的使用者，需要對包括座標、使用服務形態、移動速度、移動方向、與每個基地台間連線所遭受到的遮蔽衰落，做一個初始化，此事件發生時會產生一個新的使用者進入系統，所以發生的時間點是由一個 Poisson 流程所決定的，可知此事件並非週期性的發生。相關內容在 5-2 中曾做過說明。

伴隨著新使用者的產生，透過細胞搜尋(Cell Search)才能讓新使用者找到訊號品質最佳的基地台以開始進行連線。而接著透過允入控制的機制以決定是否能讓新使用者進入系統。

#### • Call Departure

此事件是針對使用語音服務的使用者，結束使用服務並離開系統。因為使用數據服務時，使用者待在系統的時間並不是一個單純的機率分佈，因此不容易事先算出。發生此事件時程式會將與該使用者相關的參數自記憶體移除。

#### • Traffic Update

此事件只會針對使用數據服務的使用者來更新其資料流量狀態，因為使用數據服務時使用者資料流量的變化比較頻繁，需藉由經常性的更新其流量狀態以反映出流量變化的效果。而語音服務之使用者流量變化很緩慢，可直接在統計時考慮”Activity Factor”以反映流量變化的效果。

更新使用者資料流量的狀態。在 5-2 曾提到使用者資料流量模擬的方法，而此事件發生時程式便會根據該使用者的資料流量模型來判斷是否應該更新該使用者的資料流量狀態，以藉由此方法在程式中產生使用者資料流量變化的效果。

若程式發現該使用數據服務的使用者已經傳送/接收完所有的封包資料時，也會將該使用者比照成結束服務並離開系統的情形。程式將會自記憶體移除關於該使用者的參數。

#### • Shadow Update

更新系統內每個連線所遭受遮蔽衰落的狀況。隨著使用者位置的改變，所遭受的遮蔽衰落也會隨著改變。但考慮遮蔽衰落的自相關模型時，我們可以假設當遮蔽衰落的自相關性仍高於一定程度時，其值是不變的，因此可以求得一個相對應的參數更新週期。舉例來說，若在兩不同位置遮蔽衰落彼此間的相關性常數高

於 0.95，我們便假設使用者在此兩點範圍內所遭受到的遮蔽衰落皆相同。在 4-3 中曾提到我們所參考的遮蔽衰落自相關模型為：

$$\rho(\Delta x) = e^{-\frac{|\Delta x|}{D} \ln 2}$$

在非相關距離為 20 公尺時，我們可以透過此公式反算出當兩點間遮蔽衰落之自相關常數降至 0.95 時所需間隔的距離  $\Delta x$  為：

$$0.95 = e^{-\frac{|\Delta x|}{20} \ln 2} \Rightarrow |\Delta x| = -20 \frac{\ln(0.95)}{\ln 2} \approx 1.48(m)$$

因此可以假設當使用者移動距離不超過 1.48 公尺時，遮蔽衰落的參數並不需要更新，如此才能在兼顧準確性的前提下節省運算時間。當使用者移動速度為 30 km/h 時，需花費 0.1783 秒才會移動 1.48 公尺。故此時程式更新遮蔽衰落參數的週期便是 0.1783 秒。

#### • Mobility Update

更新系統內與使用者移動性相關之參數。需要更新的參數為使用者的座標位置以及使用者移動的速度與方向。新的座標是由前一次的座標加上這段期間使用者在 X 軸與 Y 軸移動的距離，而移動速度與方向的更新則是根據使用者移動模型來決定。由於這幾項參數最主要的影響是在路徑損失的效果上面，因此當使用者每移動一定的距離後再更新便可，不需要太密集的去更新這些參數。根據 UMTS 的建議[25]，每當使用者移動距離等於非相關距離(De-correlation Distance)時再更新這些參數便可。若考慮該環境非相關距離為 20 公尺且使用者移動速度為 30km/h 時，使用者需花費 2.4 秒才能移動 20 公尺，因此程式此時便以 2.4 秒作為更新使用者移動性相關參數之週期。

#### • Channel Re-Allocation

為了使用者可以一直使用通道品質較佳的子通道，定期的做通道重新分配，這時間配合在同調時間之內，可以假設多路徑衰落在在此時間不會有太大變化，因此使用者可以因此選到品質較佳的通道，以保證服務品質。

#### • Packet Scheduling

通道重新分配也是因為要配合封包排程，使系統的使用效率達到最高，因通道會重新分配，因此一定有優先順序，根據此優先順序挑選適合各使用者的子通道，且數據服務使用者，若狀態不是在傳送資料時，可以把子通道空出來給他

人使用，以系統運作可以更有效率

### • Handover Update

更新使用者換手機制相關之參數。系統會週期性的去偵測目前使用者連線品質的狀態以作為換手機制運作的參考，若是訊號品質到達某個標準，換手機制便會調整相對應的參數。舉例來說，系統設定每 1 秒會檢查目前使用者與每個基地台間訊號品質狀態，則每當此事件發生時，系統所量測出使用者至每個基地台連線的品質便會輸入至換手機制演算法中以決定是否更新相關的參數，若某個基地台的訊號強度高過目前連線基地台的訊號強度，則系統便可能會將使用者的連線轉移至具有較強訊號的基地台。這些機制會取決於所採用的換手技術演算法，詳細的內容將會在下一章說明。

### • Outage Update

系統每隔一段時間便確認各使用者連線的品質是否滿足最低要求，否則便將使用者的服務強迫中斷。此事件通常是每個區塊(Block)或是每個幾個時槽便發生一次，主要的目的在切斷品質不佳的連線以免影響其他使用者的服務。對於語音服務的使用者，一旦品質低過底限(Threshold)便會被強迫中斷服務，但對於使用數據服務的使用者，也許只是暫時將原本欲傳送的資料暫時延遲一下，這些相對應的動作都取決於演算法的設計。

### • Power Control

根據功率控制演算法來調整使用者發射訊號之功率強度。此事件會在每個時槽都發生，目的在調整訊號發射功率強度。主要的精神在於滿足連線品質的前提下，維持發射訊號功率強度在最低的水準，以降低對其它使用者的干擾強度。功率控制的演算法有非常多種，詳細內容將會在下一章中說明。在調整功率之前需要先對連線品質進行量測，因此多路徑衰落(Multi-path Fading)的效果將在此加入以得到完整的通道效果。多路徑衰落的產生方法與模型已在 4-4 中有詳細的說明。

## 6-2 折疊技術

在 3-2 中曾經提到在系統模擬時使用折疊技術將可以增加系統模擬時有效的統計量，在本節中將會說明如何在程式中達成此效果，並且說明使用折疊技術將對哪些參數造成影響。首先用圖形來說明我們所發展出一套達成折疊效果的方法：

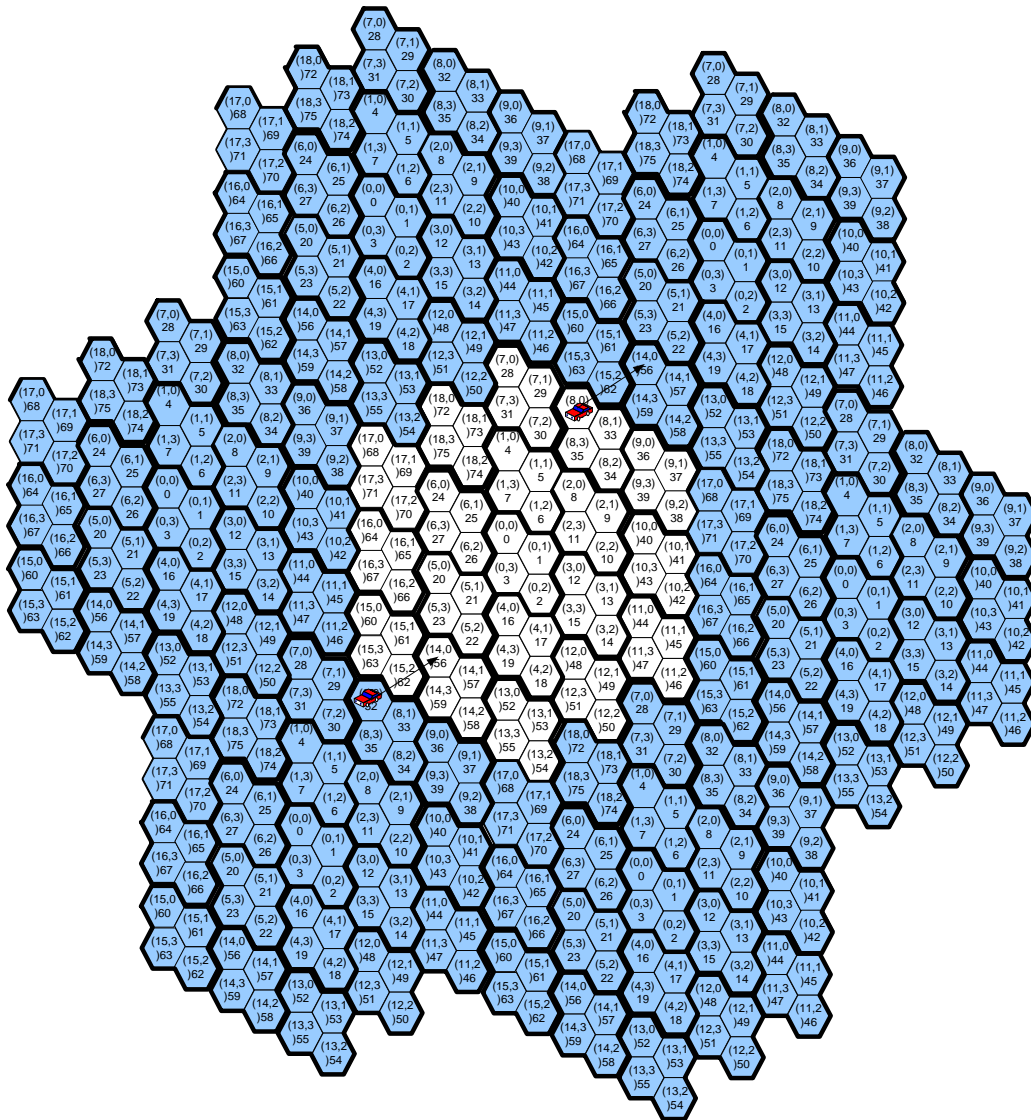


圖 6.2.1 折疊技術全圖

圖 6.2.1 中的(0,0)代表編號第 0 號的細胞組，頻帶為 0，因為了正確模擬兩層同頻干擾，因此由圖 6.2.1 可知，中間白色的細胞群是以編號為 0 號的細胞組(Cluster)為中心，往外看出去，正是 19 個細胞組:1~18，因此若只單單模擬細胞組編號為 1 的細胞，可以正確的得到 19 個同頻干擾源，但問題是，程式中還模擬了其他細胞組，以這些細胞組為中心，往外看出去，並不會得到 19 個同頻干擾源，因此造成模擬的浪費，因除了編號為 0 的細胞組之外，其餘的細胞組

所得到的統計值，並不可以採用。且，若使用者到達圖 6.2.1 白色的邊緣時，當使用者移動出白色的範圍，該如何延伸，都是折疊技術可以解決的。

為了模擬的效率與正確，採用折疊技術，以圖 6.2.2 可知，舉例來說，以細胞組 1 號為中心來看，他衍生出去 19 個同頻細胞組，圖中用淺色粗線圍出來的 19 個細胞組，可以清楚看到必定會有超過的範圍，而超過的部分，即為底色為空白的細胞組，這些即為超過沒模擬到的部分，因此這部分，就找其他細胞組代替，而這部分的細胞就用有模擬，但在此狀況用不到的細胞組 11, 12, 13, 14, 15 來代替，及圖中有的下半部，如此一來，即可延綿不絕的不管那個細胞組，都可以看到 19 的同頻干擾源細胞。

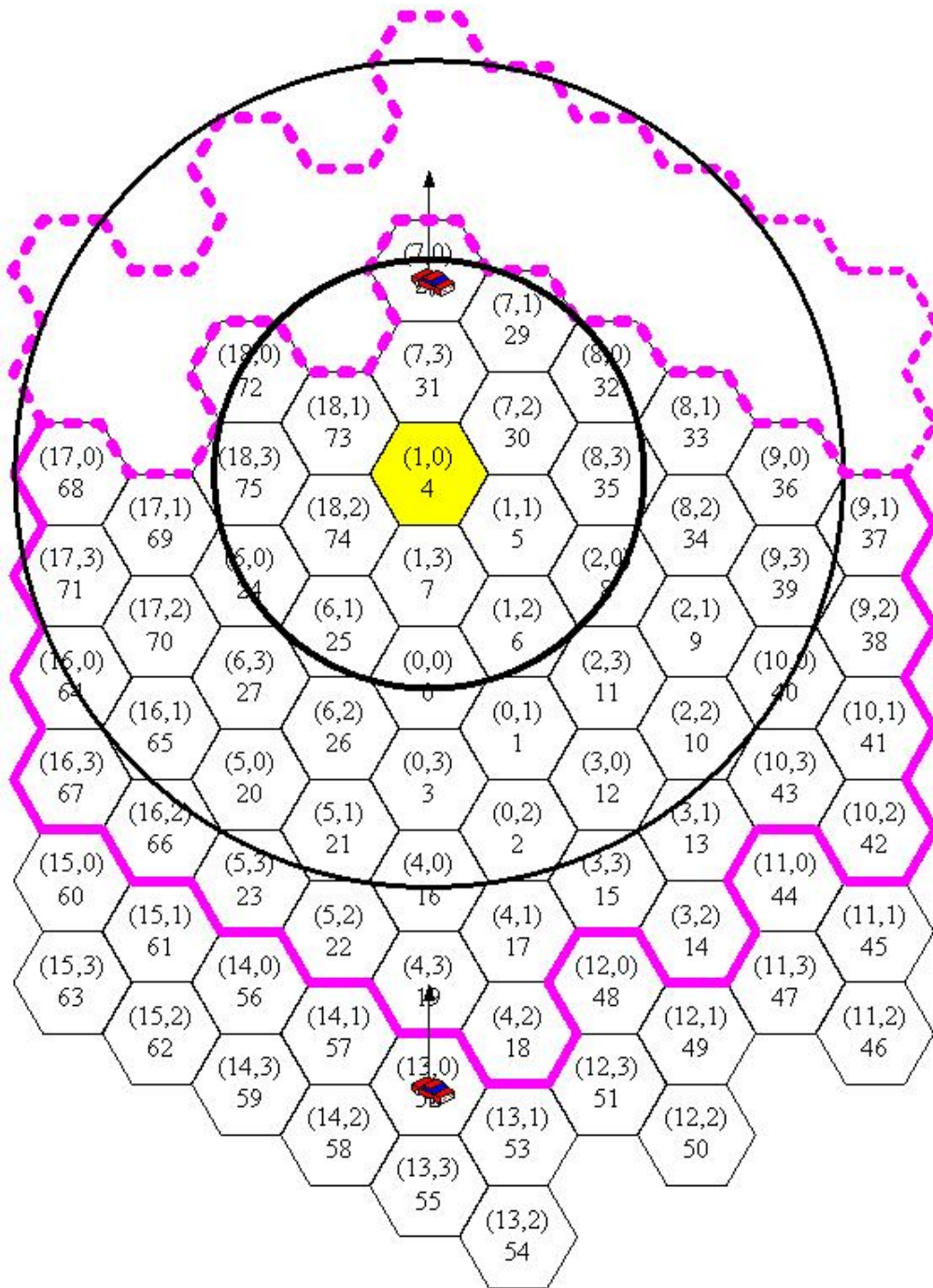


圖 6.2.2 折疊技術

且由圖 6.2.2 可以看到，若使用者在白色細胞組的邊緣時，當使用者移出這範圍，相對的就好像在底下會有使用者移入，就很像把這細胞組對折，從另一端移出，相當從另一端移入，如此一來，細胞即可延綿不絕，無止盡延伸，且都可以看到 19 個同題帶干擾源，因此只要模擬 19 個細胞組，就可以正確有效率的得到模擬結果。

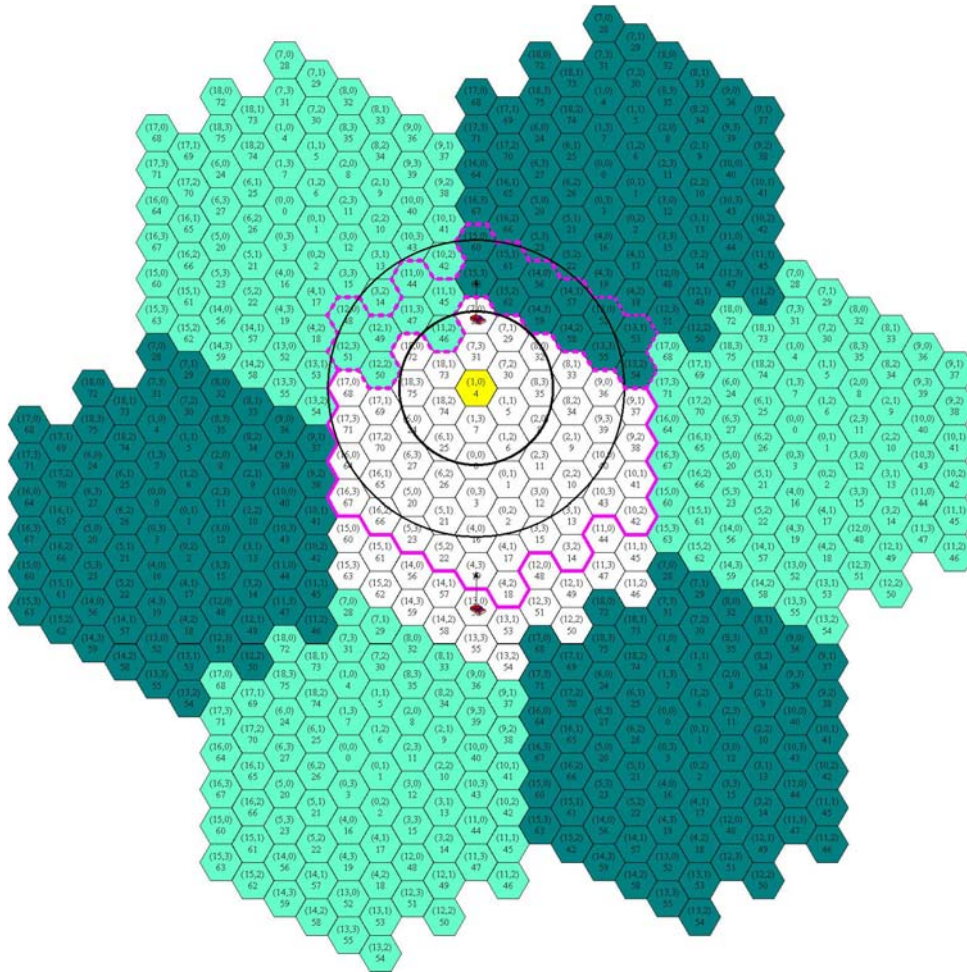


圖 6.2.3 折疊技術後的等效圖

但由於對於一個細胞組而言，他的頻率重複係數是 4，也就是說，一個細胞組的每個細胞都使用不同頻帶，彼此不會有干擾，因此若細胞組中的每個細胞都模擬的話，必定造成資源浪費，因對這些細胞的統計量而言，彼此獨立，互不干擾，以細胞組為 0 的細胞來說，有 4 個頻帶，而頻帶為 1 的細胞，只會影響其他細胞組，頻帶也為 1 的細胞，對頻帶為 2, 3, 4 的細胞，並不會影響，由此可知，其實只需要模擬某一個頻帶，19 個同頻干擾源，必定與 76 個細胞都模擬，來得迅速，有效率，且統計結果必定一樣

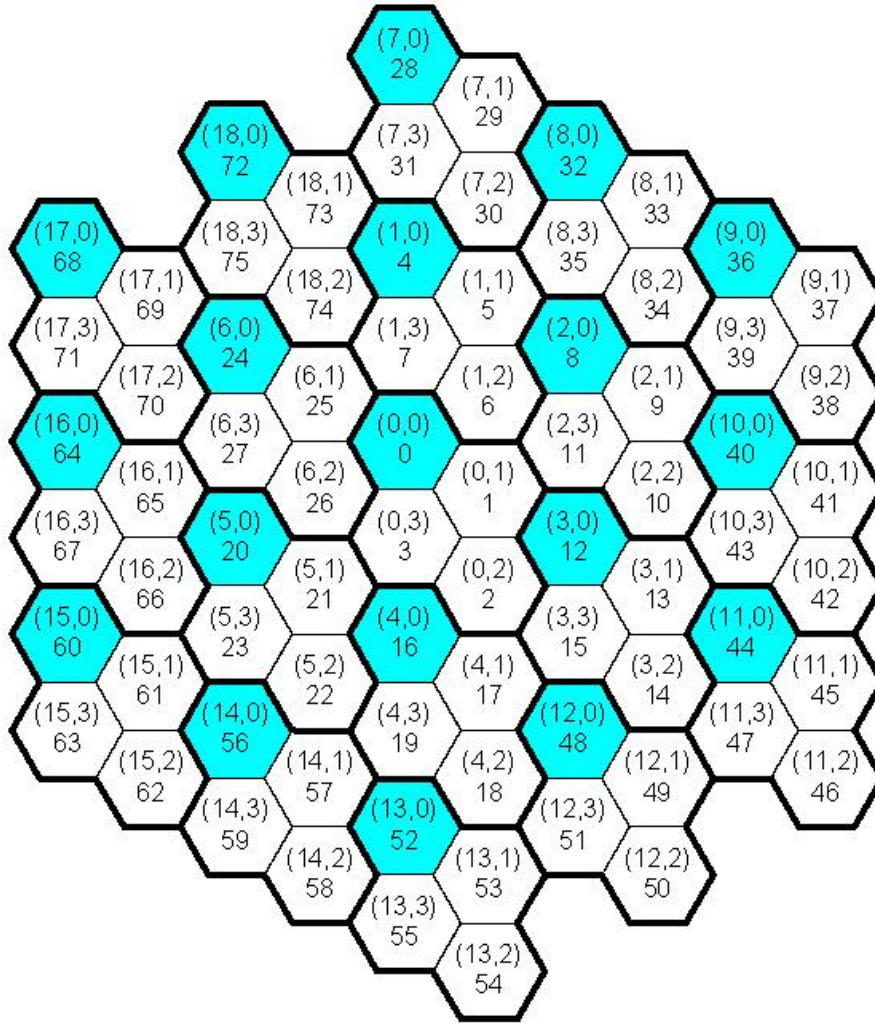


圖 6.2.4 同頻帶細胞

且因 OFDMA 系統，使用大於 1 的頻率重複係數，因此若想要在程式中，改變頻率重複係數，則整個細胞排列必定要重新安排，造成程式必須重新寫入新架構，而不能隨心所欲的調整頻率重複係數，由細胞規劃時我們可以知道，同頻帶細胞，彼此會相距一個固定的距離，這距離與頻率重複係數有關，由圖 6.2.5 可知，不同重複使用係數(Reuse Factor)他們的同頻帶細胞排列方式，有某種程度上的相似，排列方式都是一樣，只是距離不同，同頻帶細胞的距離為  $D$ ，每個同頻帶細胞是以這  $D$  為半徑，向外擴展出去

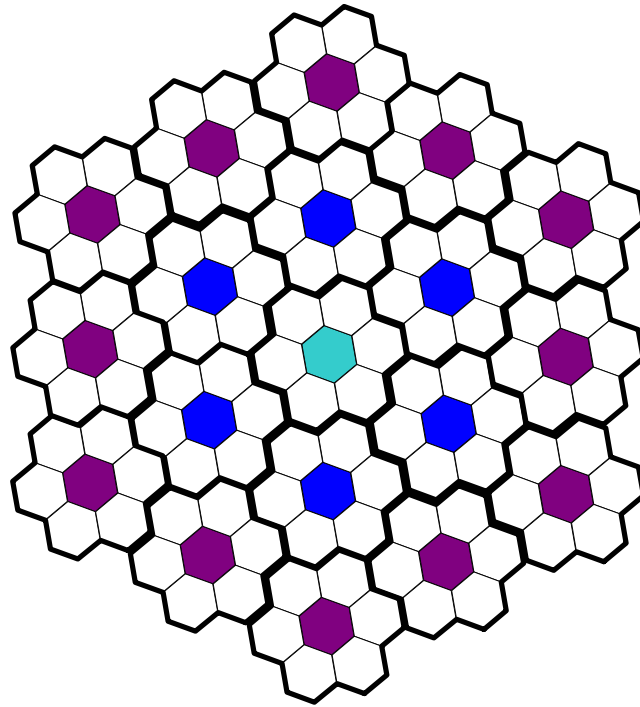
因此，若能只模擬同頻帶細胞，可以簡單的藉由改變頻率重複係數，看出對系統的影響，而不用大費周章的改變細胞架構

$D$  與頻率重複使用係數  $K$  有下列關係( $R$  為細胞半徑)

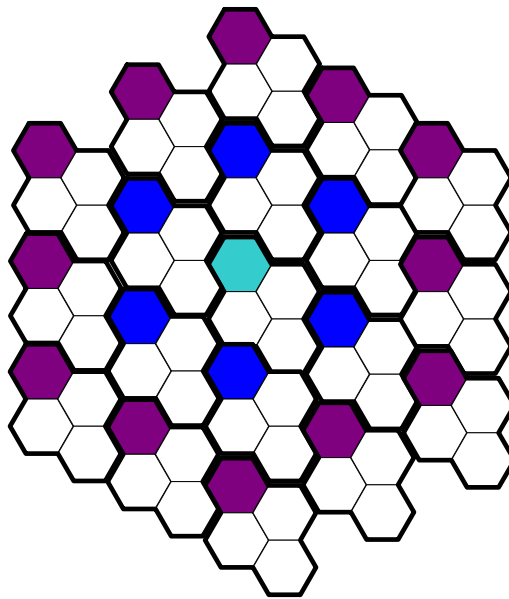
$$D / R = \sqrt{3K} \quad [24]$$



由圖 6.2.6 可一看究竟



Reuse Factor =7



Reuse Factor=4

圖 6.2.5 不同的重複使用係數之同頻帶細胞

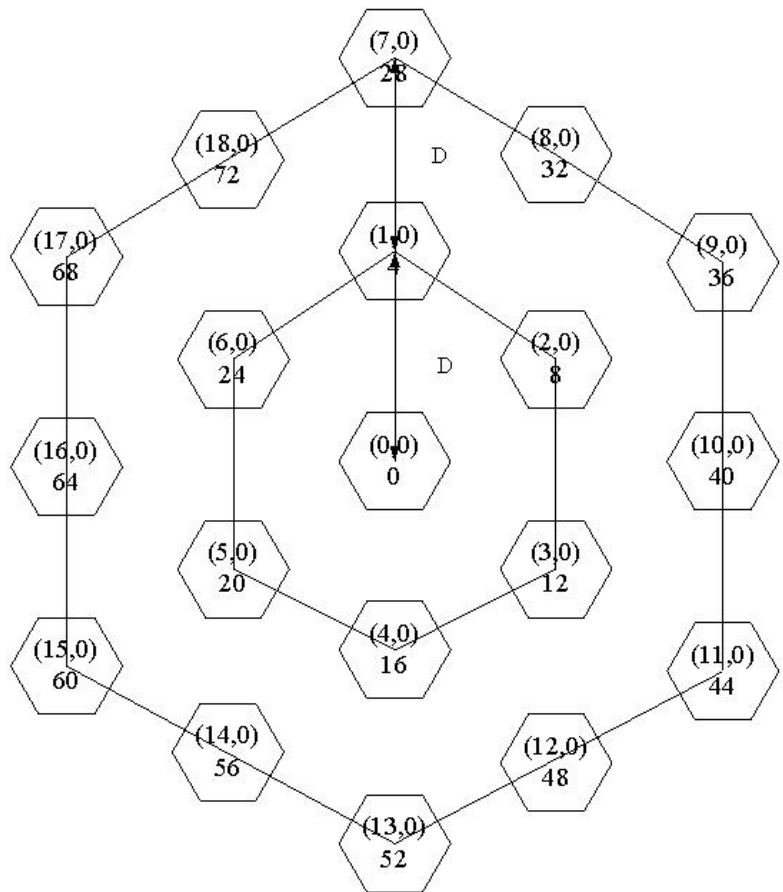


圖 6. 2. 6 同頻帶細胞距離

由於模擬同頻帶的細胞，第一個面對的問題就是，那使用者若移動到沒模擬的細胞改怎麼辦？因沒有每個細胞都模擬，一定會有使用者會移出這細胞，那這些使用者該怎麼辦？圖 6. 2. 5 底色是深色的細胞有模擬的細胞，白色的細胞是沒模擬的細胞，若移動者移動到此，會發生問題

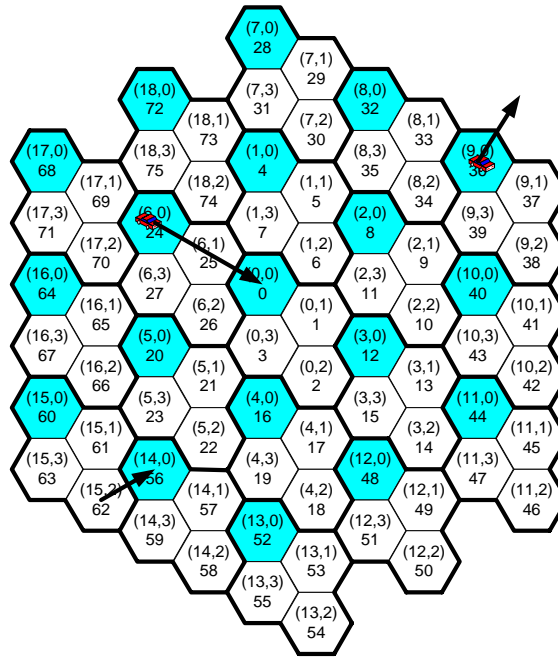


圖 6.2.7 折疊技術 2

因此再用一次折疊技術，來克服使用者在細胞邊緣的問題，如圖 6.2.6 可看出，若有使用者在細胞(6,0)時，當他要移出這細胞到(6,1)由於頻帶 1 的細胞並沒有模擬，所以把使用者移入(0,0)內，因進行模擬時，一個細胞的使用者移出與移入，長時間統計是一個等值，也就是說若使用者從一個同頻帶細胞移出，同時也會有使用者會移入，因此我們用這折疊技術，讓整個細胞的流量能在一個穩定值，並且克服使用者移動出細胞所發生的問題

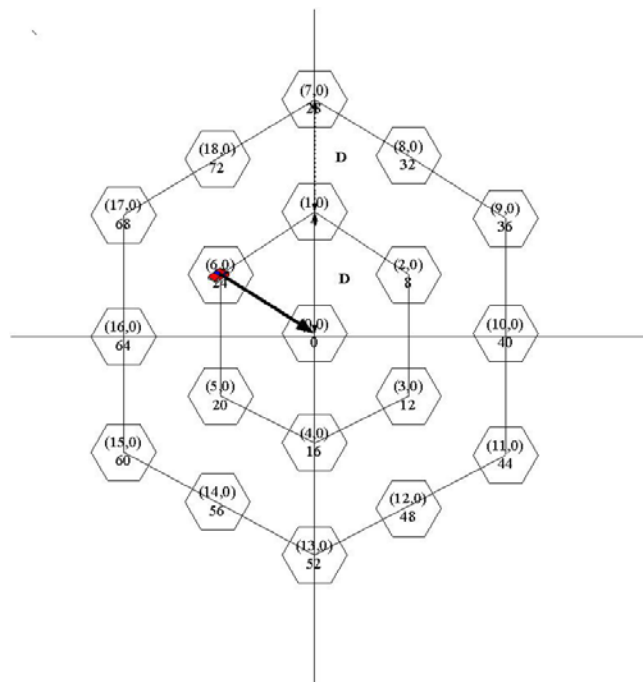


圖 6.2.8 折疊技術 2(只模擬同頻帶細胞)

有了折疊技術，不但大大提高了模擬的效率，增加模擬的速度，且能維持正確性，和等效的模擬無限多的細胞，讓模擬的結果更可靠

由於宣告 76x2048 這麼大的陣列時所需要的記憶體容量遠超過一般個人電腦所能提供的，因若模擬 76 個細胞則幾乎無法產生 76 個細胞的每個子載波之多路徑衰落之值，因此在此用一個例子，來證明只模擬同頻帶細胞所得到的統計結果，跟模擬所有細胞時的結果近乎完全相同。

在此驗證程式模擬的背景是

- OFDMA 擷取方式
- 沒有數據服務使用者
- 使用者會移動，硬式換手技術
- 沒有做功率控制，也沒有子通道重新分配
- 沒有封包排程
- 使用者隨機(Random)選擇子通道，再根據相同訊號干擾比之功率指定法指定其功率

由圖 6.2.7 與 6.2.8 可以看出兩種模擬的阻塞率(Blocking)是非常接近的，但只模擬同頻帶細胞所需同時產生的系統變數大約只需要模擬全部細胞時的的四分之一，因此大大提升了電腦硬體處理的效率。

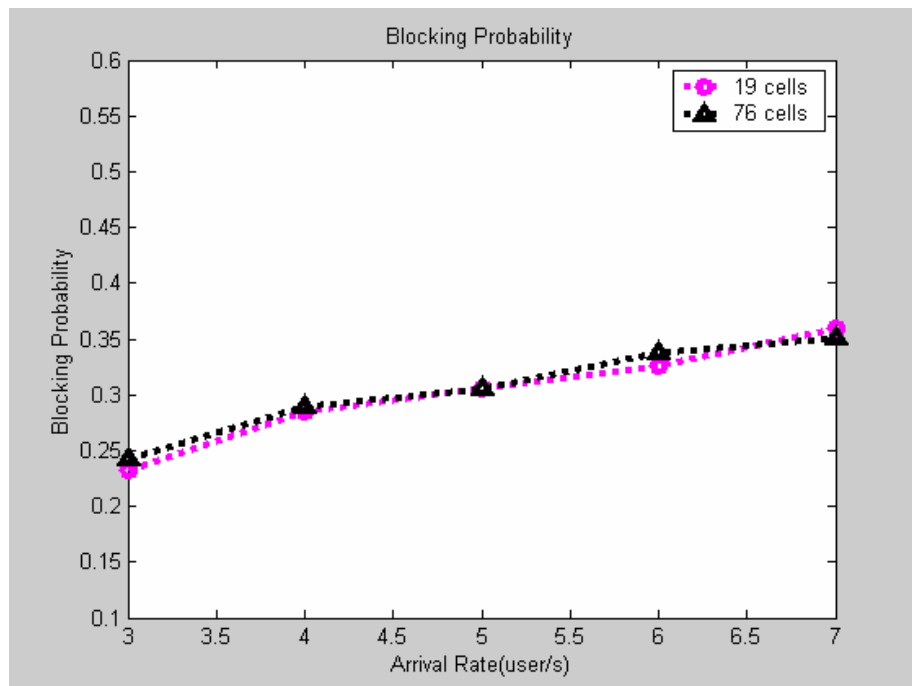


圖 6.2.9 模擬同頻帶細胞與全部細胞之阻塞率

# 第七章 無線資源管理演算法

相較於有線通訊，無線通訊系統在效能上最大的限制便在於可傳輸的資料量較小，這是主要由於無線頻譜資源非常的有限，單位頻寬的成本遠高於有線通訊系統。為了在有限的頻譜資源中傳輸更多的資料量，除了採用更新的無線接取(Radio Access)技術之外，最重要的便是使系統能非常有效的管理珍貴的無線資源(Radio Resource)，以發揮最大的效益。在 3G 之後行動通訊系統中將會提供高頻寬需求的數據影音服務，這對於系統有限的資源會是一個非常大的負擔。因此系統必須透過一些有效的無線資源管理演算法使得系統以期將有限的資源做最佳的運用，同時仍確保每一個使用者的連線品質。對於系統業者而言，藉由採用適當的無線資源管理演算法，將可在增加系統容量與維持服務品質間取得平衡點，且透過適當的參數調整，更可增進整個系統的效能。

本章將針對允入控制、封包排程、功率指定、子通道重新分配、功率控制與換手技術這六種在此行動通訊系統所採用之無線資源管理演算法來介紹與說明。並且以其中的功率指定配合不同的子通道重新分配的方法，作為範例，可以藉由模擬看出對系統各項參數的影響，也是本模擬平台的最大特色，可以動態調整各項無線資源管理演算法，並觀察演算法之間互動的情況。

## 7-1 允入控制(Call Admission Control)演算法[42]

在系統模擬時，我們對於新使用者的處理流程如圖 7.1.1 所示，其中在使用者提出進入系統要求時所需採用的允入控制演算法則應該根據系統的環境考慮來設計。首先使用者產生之後，即所謂的開機之後，先根據使用者的所在地，和當時收到的訊號強度，去選擇適當的基地台，跟此基地台註冊聯絡後，經過允入控制，決定此使用者是否可以進入此系統，不行的話則拒絕使用者的通話請求(Blocking)，可以的話則開始通話或傳輸數據。

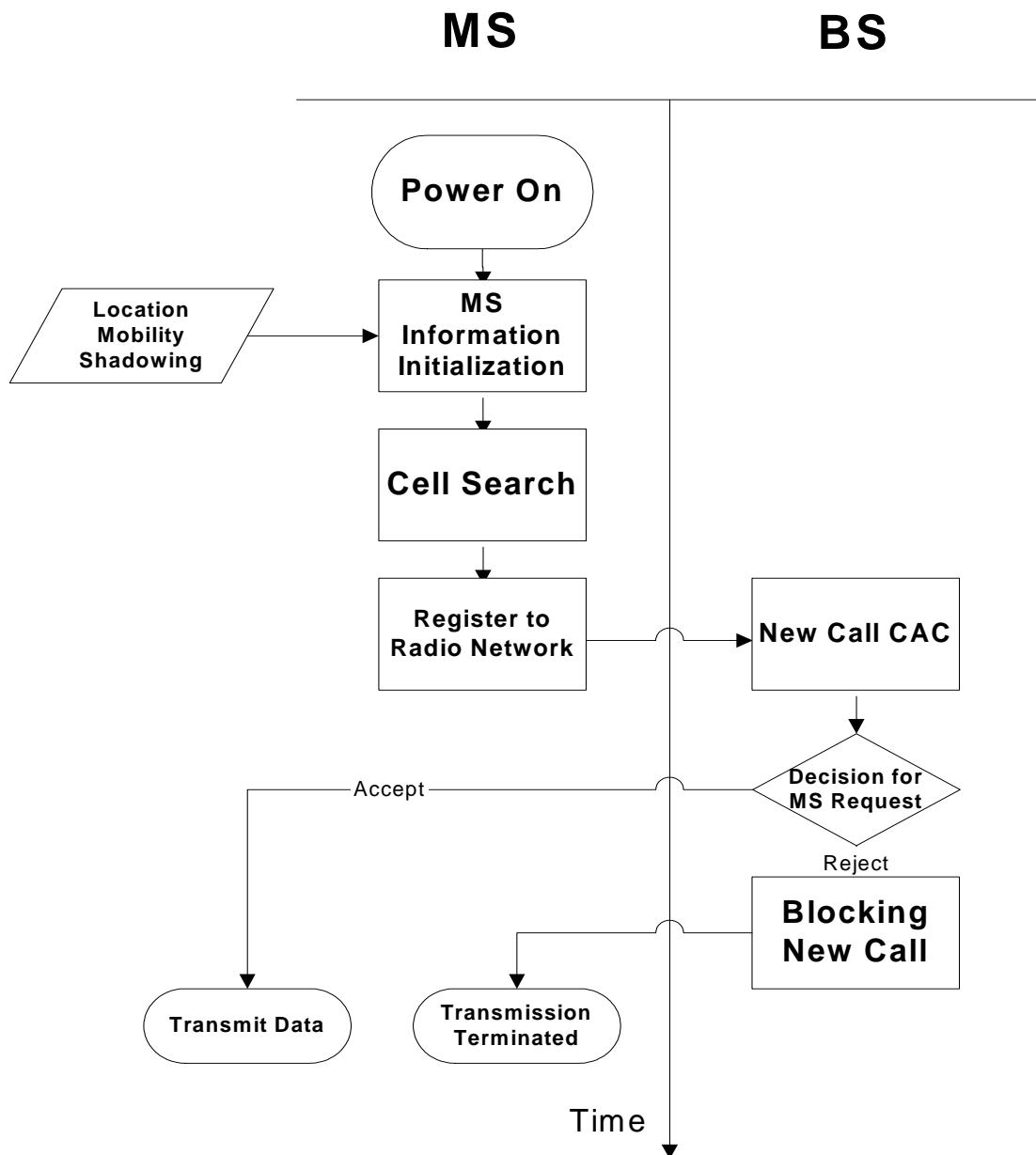


圖 7.1.1 新使用者產生之處理程序

在此提出一個簡單的允入控制的演算法，因 OFDMA 系統類似傳統第二代的系統，有個明確的子通道或時槽為依據，有空的子通道或時槽可以讓使用者傳送資料，即可進入系統，並且加入下一時刻的封包排程，反之則被阻塞(block)，由圖 7-1-2 可得。

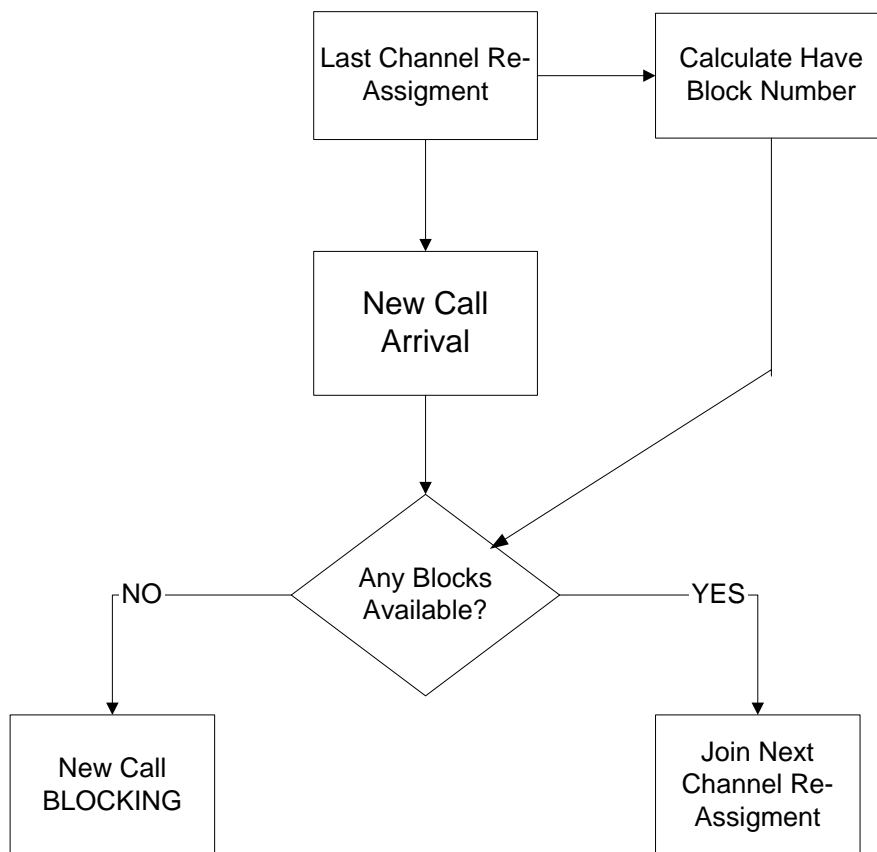


圖 7.1.2 允入控制演算法

## 7-2 封包排程(Packet Scheduling)演算法[38]~[41]

為了確保系統資源不發生過載 (Overload) 並維持穩定是無線資源管理領域中重要的議題，其中允入控制 (Admission Control) 會依據系統目前負載的狀況決定使用者使用系統的權力，可以達到部分控制系統資源的功能，但在使用者進入系統後，系統負載可能因為某些資料流量型態 (如封包交換模式) 之特性，或使用者傳輸行為 (如改變資料傳輸速率) 等隨時間不斷變化，因此定期偵測系統負載並進行控制，以避免過載與系統資源利用效率低落，在無線資源管理中我們稱為負載控制 (Load Control)。在這個範疇內，我們針對以封包交換模式之流量型態的資料傳輸進行其負載的控制，此機制我們稱為封包排程 (Packet Scheduling)

封包排程的重要性，一則達到負載控制的目的，在系統規劃的資源上限下，妥善將提供給即時性服務使用者的系統資源安排給封包資料使用，以避免過載與

## 提高系統效率 (Efficiency)

貳則，回顧本論文第六章關於數據資料流量特性的部份，如圖 7.2.1 所示，可知支援封包交換技術的數據資料產生時會以封包為單位，當該封包的資料傳送完畢便等待下一個封包的資料被產生時才需再度傳送，而在沒有資料傳送的時候，該使用者在數據通道 (Data Channel) 中便不發送訊號，因此此使用者不需佔據子通道，此時可以給其他使用者使用子通道，否則若不需傳送資料的使用者還佔據子通道會造成資源的浪費，且會使阻塞率大大的提高。

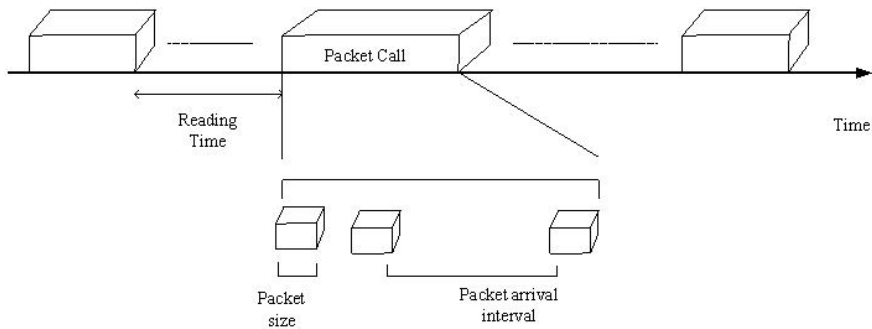


圖 7.2.1 支援封包交換技術的數據資料流量模型示意圖

三則在於維持使用者的服務品質 (Quality of Service, QoS)，當系統對於使用者的服務品質有不同等級時，會透過資料傳送優先權 (Priority) 的不同來保障高服務品質需求的使用者先選擇適合自己的子通道(下一節將做詳細說明)，亦會評估系統負載的狀況選擇對使用者而言最好的傳輸狀態以滿足對服務品質的要求。綜合以上所述，我們可歸納封包排程的功能在於：

- ◆ 決定封包資料使用者可利用的系統資源
- ◆ 依據每位使用者對於服務品質的要求決定其傳送的優先權
- ◆ 依據每位使用者的通道條件決定傳輸通道是否被其使用與決定其適當的傳輸模式 (適當的資料傳輸速率)
- ◆ 偵測系統負載與封包安排的狀況

由封包排程的功能我們瞭解必須週期性的觀察系統負載與使用者最新的狀況，重新安排使用者的傳輸狀態，在此是每 10ms 做一次封包排程的動作，且根據優先權來決定選擇子通道的順序，換句話說，優先權高的使用者，較有機會先選擇通道狀況較佳的子通道，因使用者最高速度為 30km/hr，因此換算出此速度下的同調時間(coherence time)為 18ms，因此我們可以假設，每次封包排程候選到的子通道的多路徑衰落，在到下一次封包排程時刻前是不會變動的。

設定使用者的優先權是排程程序中重要的一環，即可依不同服務種類與不同



使用者對於服務品質的要求或使用者付出的成本 (Cost)，安排傳輸先後順序，在依序調整每位使用者可利用的系統資源與傳輸狀況。以延遲 (Delay) 指標而言，語音服務有即時性服務特性，所以對於傳輸延誤秒差有較小的容忍度因此相對於非即時性服務而言其有較高的傳輸優先權，而相同的服務層級的使用者如互動式服務 (網際瀏覽)，必須盡量使其封包平均延遲在某個範圍之內，所以需依使用者目前的狀況來決定其優先權以縮短延遲現象，考慮的狀況其一為使用者目前已造成的延遲時間，該值越大者，應使其先行傳送，以降低延遲，該值超過設定範圍者，應有更高的優先權，其二為使用者欲傳送的資料量，資料量越大者應給較多的系統資源，可使傳輸時間縮短而降低延遲。有關使用者成本的問題，系統供應者應依據使用者付出的成本與申請服務的等級給予適當的使用權利。目前我們主要探討服務層級、延遲時間與傳輸資料量來決定使用者的傳輸優先權。對服務層級而言為對話層級→串流層級→互動層級→基礎層級，一個層級安排完再安排下一個層級；而屬於同一層級的使用者則以延遲時間與傳輸資料量為參數定義優先權的方程式，如下：

$$\phi_k = \begin{cases} L_k \cdot (1 + DT_k) & 0 \leq DT_k < DBT \\ L_k \cdot (DT_k)^2 & DT_k \geq DBT \end{cases}$$

- $\phi_k$  : 為使用者  $k$  的優先權比重
- $L_i$  : 為使用者欲傳送的資料量大小
- $DT_k$  : 為使用者  $k$  目前所受的延遲時間
- $DBT$  : 為系統軟式服務品質的參考上限值

方程式所得之值代表使用者的優先順序，越高則有較高的優先權，使用者根據此優先順序，依序選擇子通道，若數據服務者在閱讀時間時，則不必選擇子通道，而可以空出來給其他使用者使用，因此可以達到更高的子通道使用效率。

### 7-3 子通道重新分配(Sub-channel Reallocation)

在 OFDMA 系統中，當系統在每次封包排程之後，系統就會依據使用者的優先順序進行子通道分配(Subchannel Assignment)，隨著使用者使用子通道進行傳輸時，因使用者移動的行為會使得子通道的通道狀況變有所變化，若子通道遭受偌大的衰弱，此時就算調高使用者的傳輸功率，也不一定可以達到所需的訊雜比，且還會對其他同頻帶的使用者帶來偌大同頻干擾，若此時能適當的做子通道重新分配，根據使用者的優先順序，選擇對使用者而言，通道狀況最佳的子通道，不只不會浪費使用者的傳輸功率，也不會造成其他同頻使用者偌大的同頻干擾，所以在我們所模擬的系統中，系統會每隔一段時間來做通道再分配的動作，把當時不傳資料的使用者所分配到的通道給釋放掉。在此是每 10ms 做一次封包排程的動作，且根據優先權來決定選擇子通道的順序，換句話說，優先權高的使用者，較有機會先選擇通道狀況較佳的子通道，因使用者最高速度為 30km/hr，因此換算出此速度下的同調時間(coherence time)為 18ms，因此我們可以假設，每次封包排程候選到的子通道的多路徑衰落，在到下一次封包排程時，這之間可以假設通道是不會因多路徑衰落而變動的。

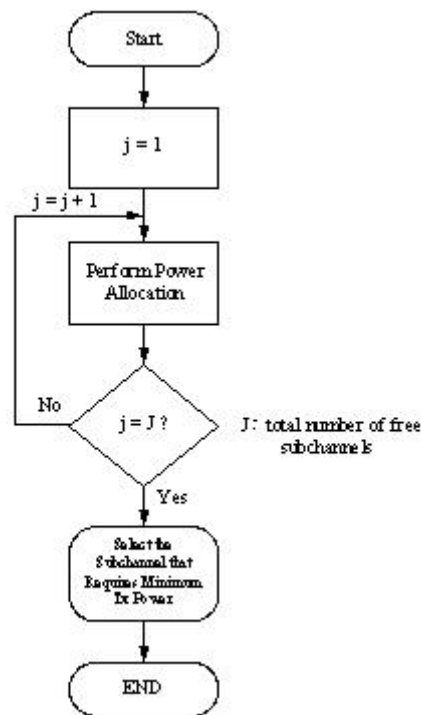


圖 7.3.1 子通道重新分配流程圖

子通道分配(Subchannel assignment)演算法,在此採用兩種方法

### 1:隨機分配(Random Assignment)

給定可以使用的空子通道後，隨機通道分配(Random Channel Assignment)會基於均勻分佈機率之下去隨機分配空的子通道給使用者，隨機通道分配演算法沒有使用到目前或者是之前所量測到的資訊(通道情況)來分配通道，所以選擇到的子通道的通道情況很難掌握。其運作方式如下圖 7.3.2 所示。

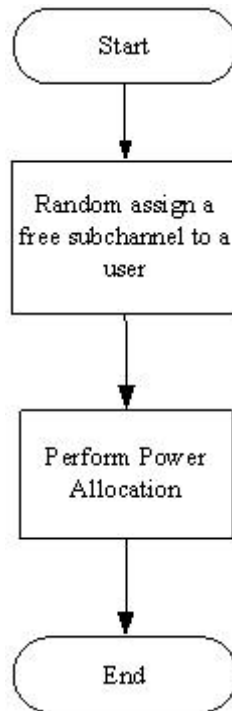


圖 7.3.2 隨機子通道分配法

### 2. 以功率指定為基礎

由於隨機分配的方法沒有考量到現有通道的情況，所以我們在子通道分配上多加了以通道的情況來選子通道的動作，但由於在選子通道的時候會先算所有可以選的子通道之通道條件，再把對使用而言最好的子通道分配給使用者之後，接著才去把所需傳送的功率給計算出來，所以我們的想法就是系統在分配子通道給使用者的時候，先依據功率指定的演算法去求出每一個子通道所需傳送的功率，再將對使用者而言最小所需傳送功率的通道分配給使用者以使得同頻干擾降到最低。整體流程，如圖 7.3.3 所示。

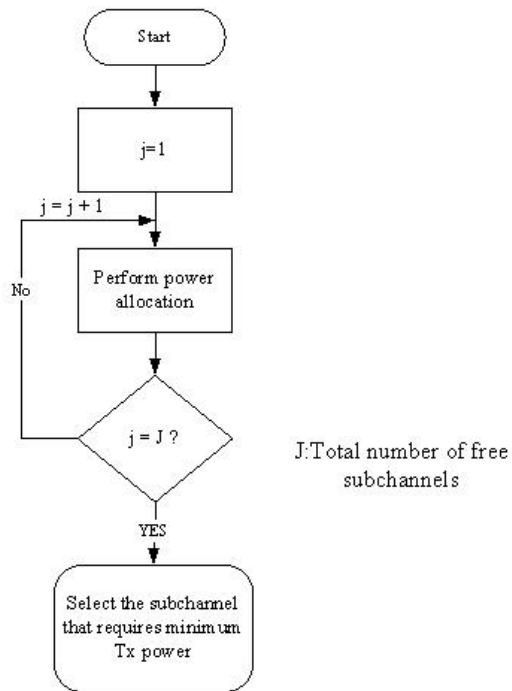


圖 7.3.3 以功率指定為基礎之子通道分配法

#### 7-4 功率指定(Power Allocation)演算法[43]

同頻干擾(Co-channel Interference)是整個無線資源最大所需克服的干擾，所以有效率地做好功率指定的動作，不但可以增加功率使用效率，還可以降低此使用者對其他使用者之同頻干擾的產生。所以在蜂巢式 OFDMA 系統，每一個次載波上所分配到的功率應該在滿足連線服務品質(QoS)要求下用最小的功率去傳送，以降低同頻干擾的影響。

功率指定的方式，在傳統的做法上是讓所有有傳送的次載波維持相同的連線品質下去指定每一個次載波所傳送的功率，也就是在基地台端系統將全部有傳送功率之次載波的目標訊號干擾比設定為相同值，這種方式的優點是在實現上很簡單，但缺點是當某一個次載波通道所受到的衰落(fading)太嚴重了或從遠端同頻使用者所產生的干擾太大了，所以使用者必須跟著增加傳送的功率以滿足基地台端所接收到的訊號品質，這樣子會造成同頻干擾也跟著增加，使得遠端同頻使用者被迫去增加傳送的功率，一來一往之下，有些連線品質較差的使用者也許會被系統中斷掉，以下圖 7.4.1 為相同訊號干擾比演算法的流程圖。

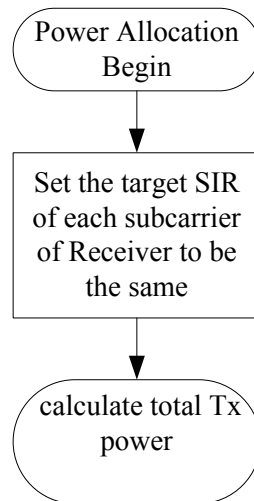


圖 7.4.1 相同訊號干擾比之功率指定法

## 7-5 功率控制(Power Control)演算法

功率控制是在維持傳送訊號品質的前提下，用最小傳送功率來傳送，將同頻干擾降到最低，所以在無線通訊系統中，功率控制是一項用來降低同頻干擾非常重要的技術。

當系統做好子通道分配(Subchannel Assignment)及功率指定(Power Allocation)後，使用者根據所分配到的通道進行傳輸，但經過一段時間，可能由於使用者的移動，或是周遭環境的變化，使得使用者使用的無線通道產生變化，長時間而言，會採用通道重新分配的動作來使使用者維持在較好的通話品質，但在短時間內就要利用功率控制的方式來補償。

功率控制演算法調整功率的基準可以是依據基地台所接收到訊號強度(Strength-based)或是收到的訊號干擾比(SIR-based)，在訊號強度方面，某一使用者的傳輸功率被調整以補償從使用者到基地台所造成的衰減量。然而，基於訊號強度的功率控制法對同頻干擾的靈敏度較高[44]，而基於訊號干擾比的功率控制法所得到的效能比較好，但所需的資訊較多(量測訊號品質)[45][46]。我們所採用的方法是基於訊號干擾比之功率控制方式。

功率控制可以分成兩種類型：開放式(Open-loop)及封閉式(Closed-loop)功率控制。開放式功率控制是根據使用者所量測到訊號強度來估計通道的路徑損失(Path Loss)及遮蔽衰落(Shadow Fading)後來調整自己的傳輸功率，但這種方式必須上傳(Uplink)及下傳(Downlink)要在相同的頻帶上也就是分時多工(Time

Division Duplex, TDD)模式下才可有效地工作，而我們系統是採用分頻多工(Frequency Division Duplex, FDD)模式，所以開放式功率控制在系統中只有在決定傳送功率的初始值時才使用。封閉式功率控制在系統中用來補償多重路衰落(Multi-path Fading)的影響，在上傳通道封閉式功率控制方面，在基地台端接收到使用者所傳送的訊號後，依據所接收到的資訊去估算每根次載波的訊號干擾比(SIR)，將其與系統所要求的品質做比較，如果量測到的訊號干擾比要比系統所要求的品質還要高時，接下來基地台就下指令要求使用者降低傳送功率，反之則提高傳送功率。

在系統中我們是用分散式限制功率控制(Distributed Constrained Power Control)[47]的方式來調整使用者傳送的功率，在這種架構之下，每一個使用者在已知通道情況之下來各別調整自己的傳送功率，其在(n+1)時間週期上所傳送的功率依據式子 7.1 來計算。

$$P_{i,k}(n+1) = \min \left( P_{\max}, P_{i,k}(n) \cdot \frac{\bar{\gamma}_{i,k}}{\gamma_{i,k}(n)} \right), 1 \leq i \leq M, n \geq 1 \quad (7.1)$$

$P_{\max}$  是使用者端最大可傳送的功率，在系統中是 30dBm。 $P_{i,k}(n)$  是第 i 個使用者之第 k 個次載波在 n 時間週期上所傳送的功率。 $\bar{\gamma}_{i,k}$  是基地台所設定第 i 個使用者之第 k 個次載波的目標訊號干擾比(Target SIR)， $\gamma_{i,k}(n)$  是基地台所接收到第 i 個使用者之第 k 個次載波在第 n 時間週期上的訊號干擾比。

此功率控制的方式是基地台端先量測到使用者所有次載波的訊號干擾比再對其取平均值後，來跟系統所要求的訊號品質做一比較，如果量測到的平均訊號干擾比要比系統所要求的品質還要高時，接下來基地台就下指令要求使用者降低所有次載波的傳送功率，反之則提高所有次載波的傳送功率，如式子 4.3 所示。

$$P_{i,k}(n+1) = P_{i,k}(n) + \Delta \cdot \text{sgn}(\bar{\gamma}_i - \gamma_i(n)) \quad (4.3)$$

$\Delta$  是功率控制的步長(Step size)， $\bar{\gamma}_i$  是目標訊號干擾比， $\gamma_i$  是平均所接收到每根次載波訊號干擾比。如圖 7.5.1 所示為整個功率控制的流程圖。圖 7.5.2 是收到的 SIR 的機率密度分佈圖,呈現高斯分佈。

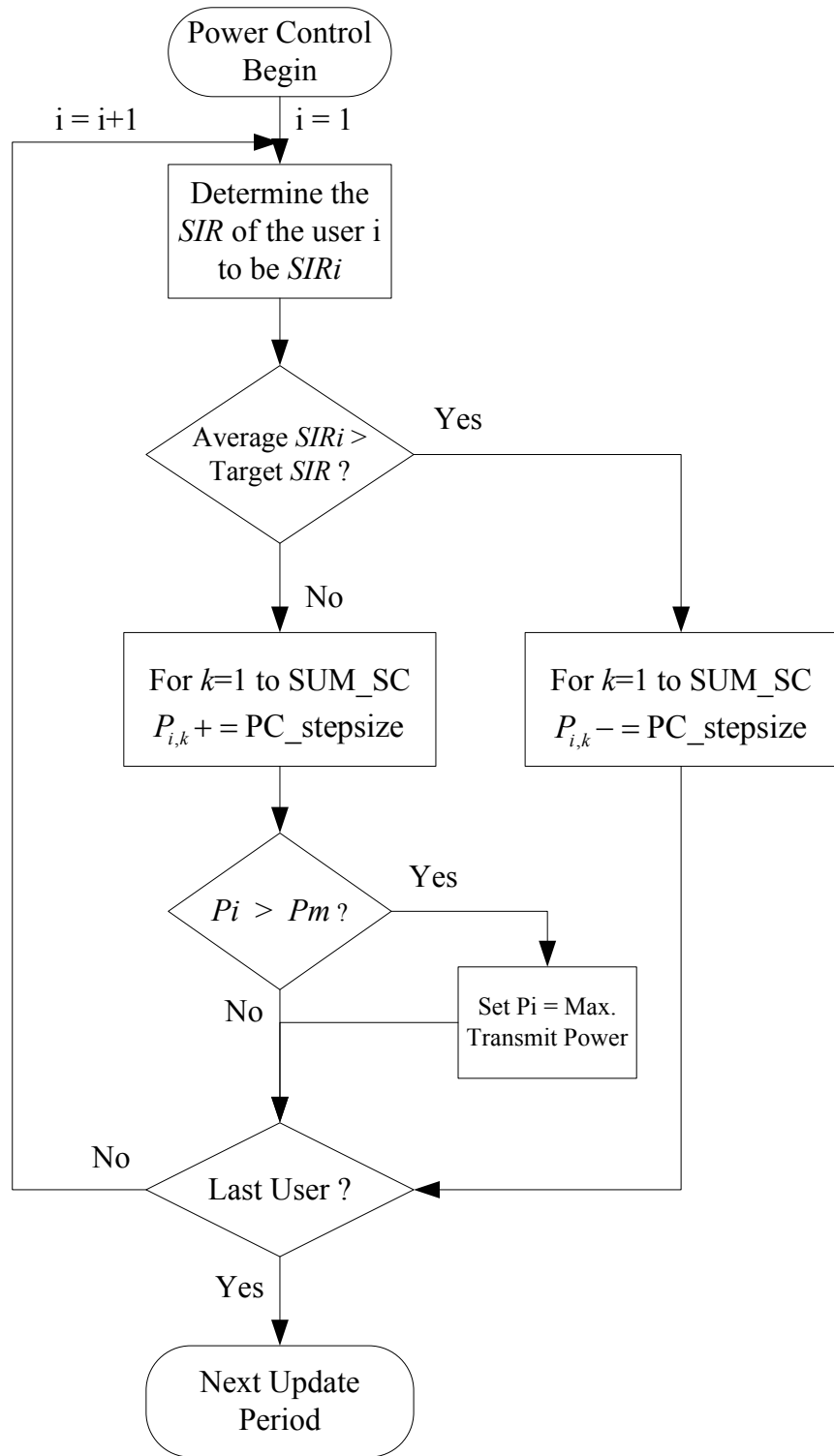


圖 7.5.1 以子通道為基礎之功率控制流程圖

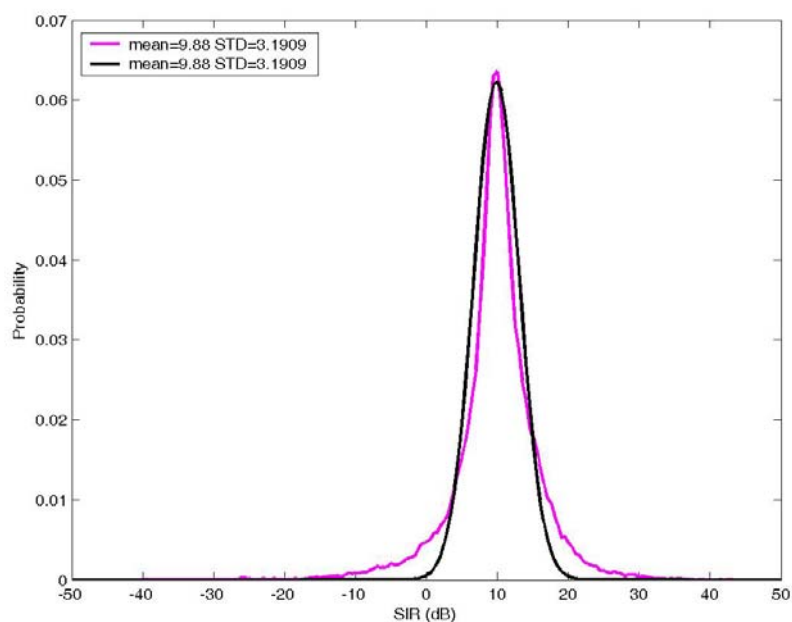


圖 7.5.2 SIR 機率密度函數分佈圖

## 7-6 換手技術(Handover)演算法

行動通訊系統為了支援使用者在不同基地台涵蓋區之間的移動性，需透過換手技術將使用者的話務適當地轉移到訊號品質較佳的基地台以降低使用者所需傳送的訊號功率，也確保使用者不論移動到何處都能維持一定的訊號品質。

在 3G 系統，所有細胞載波頻率都相同，所以在換手技術上，與以往的系統都不同，採用了軟式換手技術(Soft Handover)[48]，不同於硬式換手技術，軟式換手技術允許使用者同時與一個以上的基地台建立連線，如此讓使用者訊號在兩基地台間切換時不會有話務間斷的現象發生。此外，由於與使用者建立連線的基地台分別位在不同的方位，因此使用者與不同基地台間的連線同時遭受到很嚴重的遮蔽衰落的機會小了很多，使得平均起來使用者訊號的品質提高，亦間接改善了系統的效能。在第三代行動通訊系統中之所以普遍採用軟式換手技術一方面是因為相較於硬式換手技術的優點，另一方面是由於系統是採用分碼多工接取(CDMA)的技術，使得每位使用者的傳送訊號都位在相同的頻帶之中，因此可以在不增加射頻設備的情況之下實現軟式換手的技術。故實現此技術的可行性較在



其它系統中都要來得高。

但因在 OFDMA 系統，有頻率重複係數，相鄰的細胞所使用的頻帶不相同，所以，若使用軟式的換手技術，使用者需要兩套的硬體接收機，會增加額外硬體的負擔，因此在此先提出與以往窄頻系統所採用的是硬式(Hard)換手技術[49]，使用者藉由不斷偵測各基地台的訊號品質以決定使用者應在何時將連線切換至不同的基地台。但透過硬式換手技術，使用者連線訊號在切換的過程中是先中斷舊有的連線，再與另一個基地台建立起新的連線，這會讓使用者在通話過程中會有中斷的感覺。此外在細胞邊界附近的區域，不同基地台的訊號品質不斷地起伏變化，使用者有可能不斷的在兩基地台之間切換連線，造成系統網路資源嚴重的負擔，這種現象被稱為乒乓效應(Ping-Pong Effect)。為了解決此現象，系統在訂定連線切換的門檻時需增加一個遲滯值(Hysteresis)圖 7-5-1，但這卻常會讓使用者平均傳送訊號功率增加，進而影響到系統的效能。

硬式換手轉換演算法(圖 7-5-2)很簡單,偵測到其他基地台的訊號強度與現在所服務的基地台之信號強度做比較,大過所設的遲滯值,即執行換手,換手之後,這使用者可以加入所換手的細胞的封包排程,以得到子通道來做傳輸

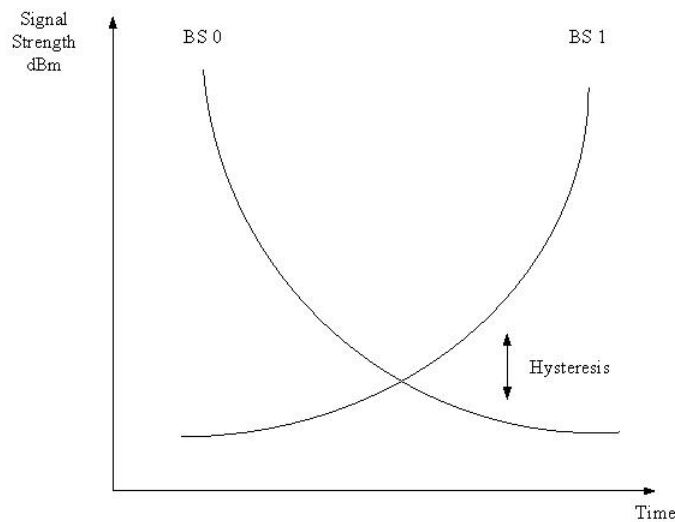


圖 7-5-1 硬式換手技術訊號示意圖

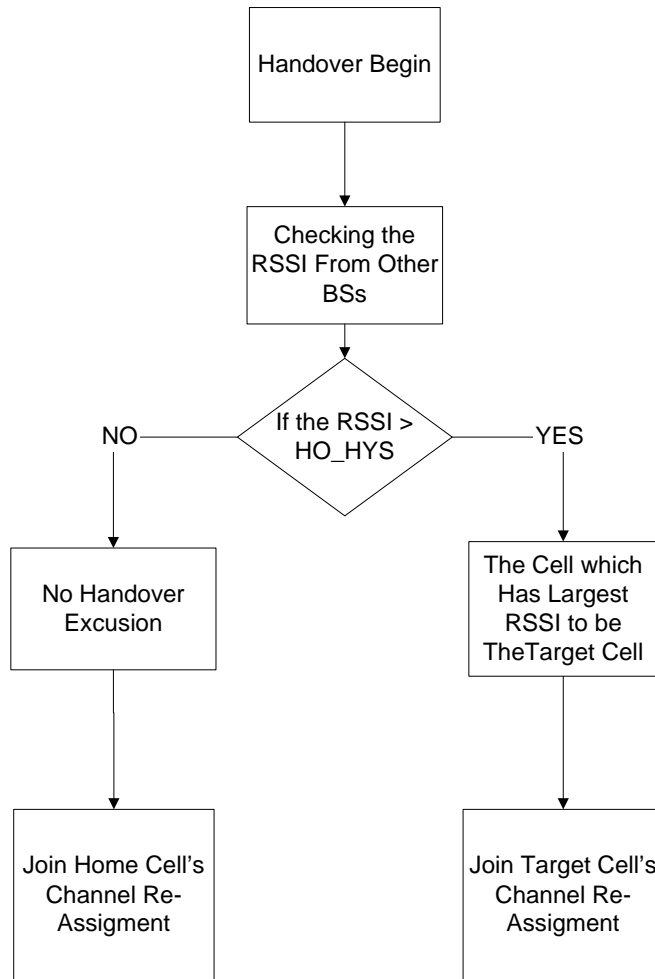


圖 7-5-1 硬式換手技術演算法

## 7-7 模擬結果

根據以上各節的無線資源管理演算法，在此針對使用不同的子通道選擇的方法來看出對系統的影響。

模擬結果可由下圖略知一二，其中深色的線代表每當子通道重新分配，使用者根據相同訊雜比之功率指定法去選擇對適合的子通道，之後再根據相同訊雜比之功率指定法去指定其載波功率，而淺色線就代表當使用者選擇子通道時，是隨機去選的，之後才根據相同訊雜比之功率指定法去指定其載波功率。

由圖 7.7.2~7.7.6 可以清楚的看出隨機選擇法無論是在傳送功率(Transmit Power)的大小，封包流失率(Packet Loss Rate)，封包平均延遲(Packet Average Delay)與資料流量(Throughput)都劣於有根據相同訊雜比之功率指定法去選擇子通道。

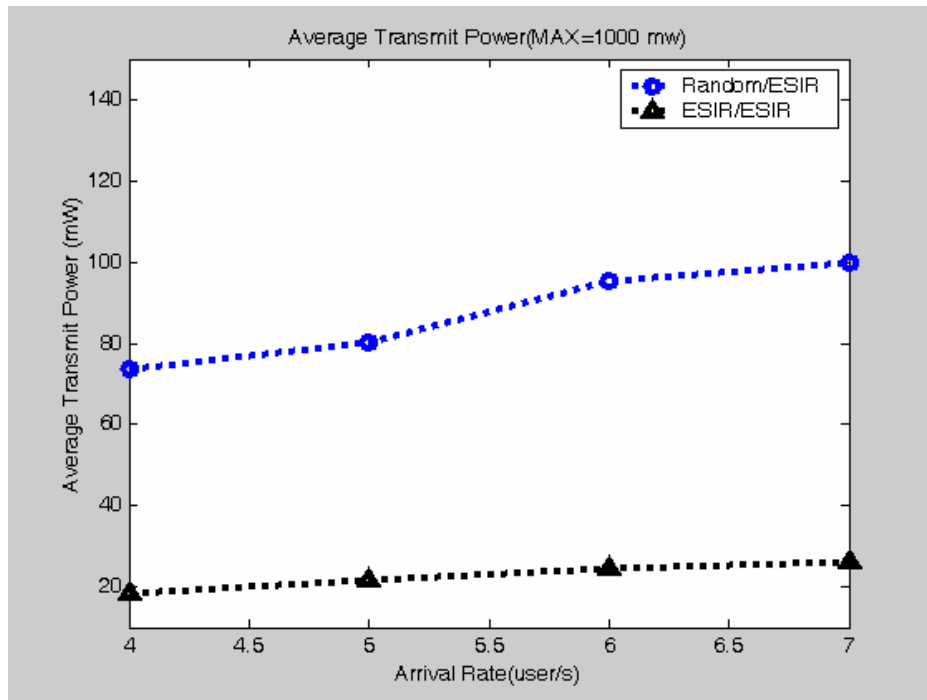


圖 7.7.1 不同子通道選擇方法之平均傳送功率

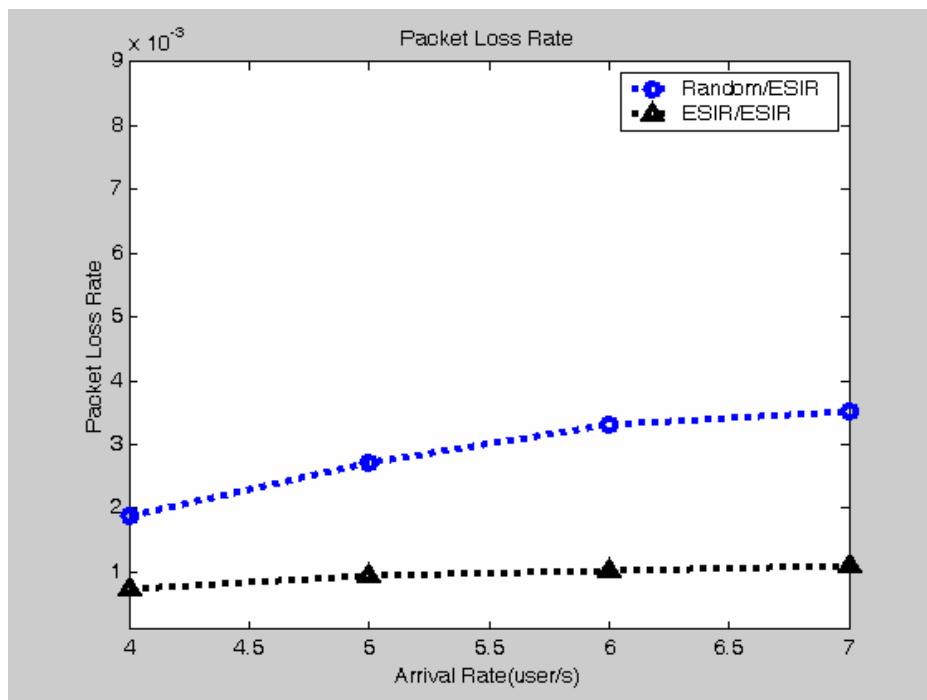


圖 7.7.2 不同子通道選擇方法之封包流失率

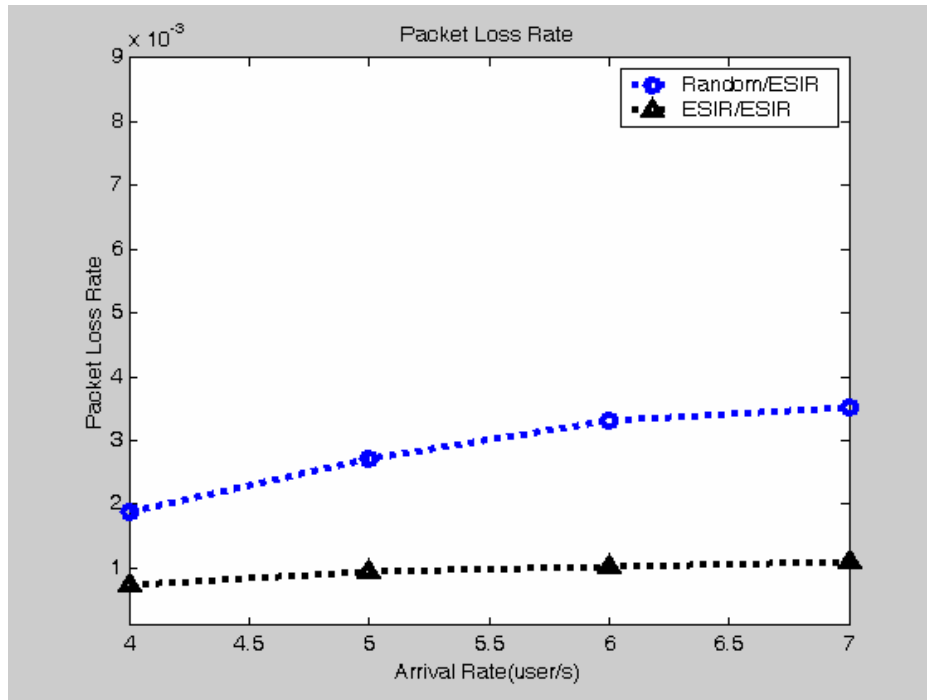


圖 7.7.3 不同子通道選擇方法之封包平均延遲

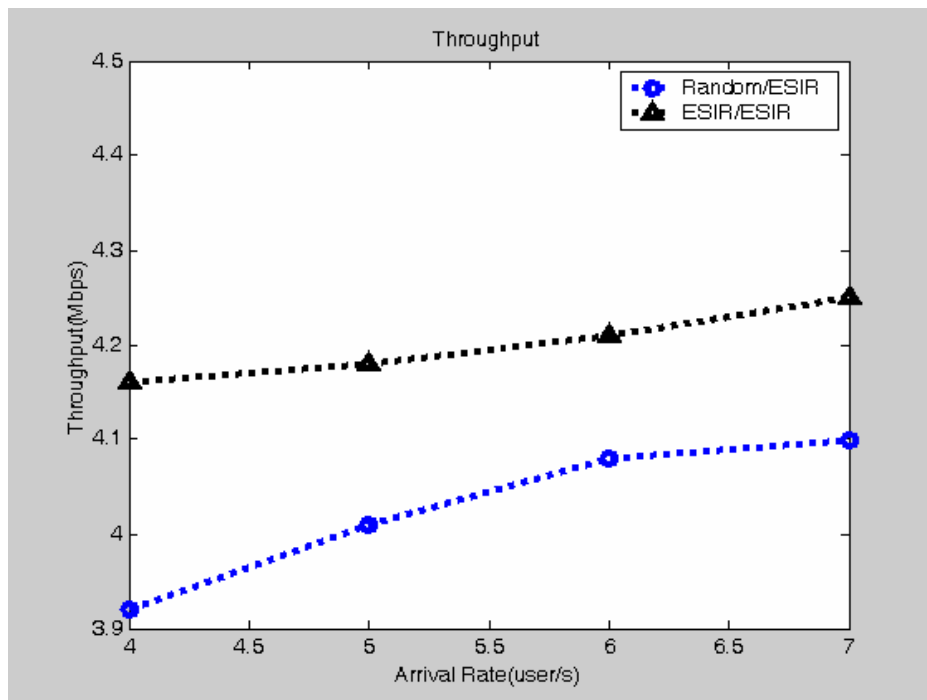


圖 7.7.4 不同子通道選擇方法之資料流量

## 第八章 結論與展望

本研究主要目標在建構一個完善之系統模擬環境以供 3G 之後系統發展進行時使用，此環境乃針對以 OFDM 為基礎之系統而建立，並可忠實呈現出 OFDMA/TDMA 系統之無線資源管理相關研究進行時各種不同設計之效能表現，以提供可靠且更具參考價值的研究成果。且因程式設計的彈性，可輕易透過適當的修正以實現不同之系統架構與演算法。除此之外，在研究過程中也利用一套相當具有彈性之折疊技術以兼顧系統模擬之真實性與可行性，並因此大幅提升了系統模擬進行時的效率，並且適用於不同之頻率重複使用係數值，以期用有限的資源模擬出更真實的結果。並且在系統模擬的邏輯上結合了事件驅動以及時間驅動的方式，在兼顧模擬效果可靠性的前提之下，儘可能節省所需消耗的運算資源，並提供了模擬事件在時間精確度上的彈性。綜而言之，此系統模擬平台是針對未來於無線資源管理相關研究領域之進行而設計，故此平台已將數種主要的無線資源管理演算法建置於其中，並在程式架構上做了特別的設計以使各演算法可以在此平台正確且有彈性的運作。

總結此系統模擬平台的特色如下：

- OFDMA/TDMA 之後的系統建構。
- 具有調整系統架構之彈性，適用不同頻率重複使用係數值。
- 建構出接近真實之系統模擬環境以及數據資料流量模型。
- 整合多種無線資源管理演算法於同一平台之上。
- 可動態調整模擬程式中各事件之週期與演算法之內容。

以此系統模擬平台為基礎，未來可進一步研究的主題整理如下：

- 更適合此系統的無線資源管理演算法：
  - 在既有模擬平台的架構之下可對各種先進的演算法提供充分的效能估算，或是對於各演算法找出最佳化的參數組合。
- 適應性調變(Adaptive Modulation)技術的採用
- 智慧型天線的應用
- 異質網路架構中的無線資源管理演算法：
  - 將不同系統的資源做整合性的運用以增進整體系統之效能。

## 參考文獻

- [1] <http://www.cqinc.com.tw/grandsoft/cm/097>
- [2] Demestichas, P.; Papadopoulou, L.; Stavroulaki, V.; Theologou, M.; Vivier, G.; Martinez, G and Galliano, F." Wireless beyond 3G: managing services and network resources" *Computer* , Vol.35 Issue: 8 , pp. 80 -82, Aug, 2002.
- [3] Steele, R " Beyond 3G " *Broadband Communications, 2000*. Proceedings. 2000 International Zurich Seminar on , 15-17 , pp. 1 -7, Feb, 2000.
- [4] Hock-Beng Lim" Beyond 3G [cellular communications]" *Potentials, IEEE* , Vol. 21 Issue. 4 , pp. 18 -23, Oct-Nov, 2002.
- [5] IEEE802.16-2002 , "IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks –Part 16 : Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems " , 2002-03-25.
- [6] IEEE802.16a/D3-2002 , "Draft Amendment to IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks –Part 16 : Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems Control Modifications and Additional Physical Layers Specifications for 2-11 GHz.
- [7] Carl Ekund ,et al, "IEEE Standard 802.16:A technical Overview of the WirelessMAN Air Interface of Broadband Wireless Access," *IEEE Comm ,Mag* ,pp. 98-107, Jun, 2002.
- [8] International Telecommunication Union  
<http://www.imt-2000.org/portal/index.asp>
- [9] The 3<sup>rd</sup> Generation Partnership Project, 3GPP , <http://www.3gpp.org/>
- [10] 3<sup>rd</sup> Generation Partnership Project 2, 3GPP2 , <http://www.3gpp2.org/>
- [11] SIEMENS mobile, Mobile Networks & Solutions, TD-SCDMA  
<http://www.siemens.ie/mobile/TDSCDMA/index.htm>

- [12] Harri Holma and Antti Toskala "WCDMA for UMTS – Radio Access For Third Generaion Mobile Communications" , ISBN 0-471-72051-8 , John Wiley & Sons , pp.221~230, 2000.
- [13] Bob O'Hara and Al Petrick "The IEEE 802.11 Handbook – A Designer's Companion" Standards Information Network, IEEE Press, The Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., ISBN 0-7381-1855-9.
- [14] Wireless World Research Forum "The Book of Visions 2001" pp.61~62  
<http://www.wireless-world-research.org/>
- [15] Radio broadcasting systems: Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers. ETS 300 401, ETSI-European Telecommunications Standards Institute, Valbonne, France, Feb, 1995.
- [16] Richard van Nee and Ramjee Prasad " OFDM for Wireless Multimedia Communications" Artech House,2000.
- [17] R. W. Chang. "Synthesis of band-limited orthogonal signals for multi-channel data transmission". *Bell System Tech. J.*, 45:1775-1796. Dec, 1966.
- [18] L. J. Cimini." Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency-division multiplexing". *IEEE Trans. Commun.*, COM-33970:665-675, pp. 665 -675, Jul, 1985.
- [19] W. Y. Zou and Y. Wu. "COFDM: An overview". *IEEE Trans. Broadc.*, 41(1):1-8, pp. 1 -8,Mar, 1995.
- [20] J. A. C. Bingham. "Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come." *IEEE Commun. Mag.*, 28(5):5-14, pp. 5 -14,May, 1990.

- [21] Jhong Sam Lee and Leonard E. Miller "CDMA Systems Engineering Handbook", *Artech House* , pp.1012 –1017,1998 .
- [22] Harri Holma and Antti Toskala "WCDMA for UMTS – Radio Access For Third Generaion Mobile Communications" , *ISBN 0-471-72051-8* , *John Wiley & Sons* , pp.157~159,2000.
- [23] Gordon L .Stuber "Principles of Mobile Communication" *Kluwer Academic Publishers*.4<sup>th</sup> Printing 2000.
- [24] Theodore S.Rappaport"Wireless Communication Principle & Practice" *Prentice Hall* ,PTR, Jul,1999.
- [25] "Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); Selection Procedures for the Choice of Radio Transmission Technologies of the UMTS : Annex B", TR 101 112 V3.2.0(1998-04), UMTS 30.03 version 3.2.0.
- [26] <http://ieee802.org/16> IEEE802.16Broadband Wireless Access Working Grup
- [27] Gudmundson, M." Correlation for Shadow Fading in Mobile Radio Systems," *Electronics Letters*, vol.27, pp.2145-2146, Nov,1991.
- [28] Prem Dassanayake "Spatial Correlation of Shadow Fading and its Impact on Handover Algorithm Parameter Settings" *International Conference on Information Engineering, Proceedings of IEEE Singapore International Conference on*, pp.225 -229, 1995.
- [29] A.J. Viterbi, A.M. Viterbi, K.S. Gilhousen and E. Zehavi"Soft Handoff Extends CDMA Cell Coverage and Increases Reverse Link Capacity" *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*,Vol. 12,No. 8, pp.1281-1288 ,Oct,1994.
- [30]Thomas Klingenbrunn and Preben Mogensen "Modelling Cross-Correlated Shadowing in Network Simulations", *IEEE VTC* , pp.1407-1411,1999.
- [31] G. H. Golub and C. F.Van Loan "Matrix Computations" *Third Ed, The Johns Hopkins University Press*, 1996.



- [32] A. Mawira "Models for the Spatial Correlation Functions of the Log-Normal Component of the variability of VHF/UHF field strength in Urban Environment" *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Proceedings, PIMRC '92.*, Boston, USA, pp. 436 -440,1992.
- [33] Troels B. Sorensen, "Correlation Model for Slow Fading in a Small Urban Macro Cell" *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Proceedings, Boston, USA.*, 8-11 *vol.3*, pp. 1161 -1165, Sep, 1998.
- [34] F. Graziosi, M. Pratesi, M. Ruggieri and F. Santucci "A Multicell Model of Handover Initiation in Mobile Cellular Network", *IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol.48,NO. 3* , pp. 802 -814,May, 1999.
- [35] Jakes, W. C.,JUN. (Ed.) , "Microwave mobile communications", Wiley, New York, 1974.
- [36] Anderlind Reik and Jens Zander "A Traffic Model for Non-Real-Time Data Users in a Wireless Radio Network" *IEEE Communication Letters. Vol 1 No.2*, pp. 37 -39, Mar, 1997.
- [37] Michel C. Jeruchim, Philip Balaban and K. Sam Shanmugan,"Simulation of Communication Systems", *Second Edition,Kluwer Academic/Plenum Publishers*, New York, 2000, ISBN 0-306-46267-2.
- [38] M. Naghshineh and A. S. Acampora, "QoS Provisioning in Micro-Cellular Networks Supporting Multiple Classes of Traffic," *Wireless Networks, vol. 2*, pp.195–203, 1996.
- [39] Mahmoud Naghshineh and Anthony S. Acampora, "Design and Control of Microcellular Networks with QoS Provisioning for Data Traffic," *Wireless Networks, vol. 3*, pp. 249–256,1997.
- [40] Peijuan Liu, Honig M.L. and Jordan S., "Forward-link CDMA Resource Allocation based on Pricing," *IEEE WCNC, vol.3*, pp.1410-1414, Sep, 2000.
- [41] Abrardo A., Benelli G., Giambene G. and Sennati D. "Performance analysis of a packet scheduling policy for a DS-CDMA cellular system," *IEEE VTS 53rd, Vol.3* , pp. 2214 -2218, 6-9 May, 2001.

- [42] C.Oliveira, J. Kim, and T. Suda, "An Adaptive Bandwidth Reservation Scheme for High-Speed Multimedia Wireless Networks," *IEEE JSAC*, vol.16, no.6, pp.858-873, Aug,1998.
- [43] Hsuan-Jung Su and Evaggelos Geranioties "Power Allocation and Control for Multicarrier Systems with Soft Decoding" *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 17, No.10, Oct, 1999
- [44] T. Nagatsu, T. Tsuruhara, and M. Sakamoto, "Transmitter power control for cellular and mobile radio", *IEEE Global Telecommunications Conference*, pp.1430-1434, 1983.
- [45] J. Zander, "Performance of optimum transmitter power control in cellular radio systems," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 41, pp. 5-62, February 1992.
- [46] S. Grandhi, R. Vijayan, D. J. Goodman, and J. Zander, "Centralized power control for cellular radio systems," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 42(4), pp. 466 -468, Nov, 1993.
- [47] Grandhi, S. A., J. Zander, and R. Yates, "Constrained Power Control," *Wireless Personal Communications*, Vol. 1, pp. 257-270, 1995.
- [48] Wong, D. and Teng Joon Lim; "Soft handoffs in CDMA mobile systems" *Personal Communications, IEEE [see also IEEE Wireless Communications]*, Vol. 4 Issue: 6, pp. 6 -17, Dec, 1997.
- [49] Gudmundson, M.; "Analysis of handover algorithms " *Vehicular Technology Conference*, 1991. 'Gateway to the Future Technology in Motion', 41st IEEE, pp. 537 -542, 19-22 May, 1991.
- [50] I. K. Fu, "A Dynamic Simulation Platform for Heterogeneous Multiple Access Systems," *Thesis of Master Degree, National Chung Cheng University*, 2002.

## 成果自評

本研究計劃在第一年度的成果超越了預定的進度，已完成對於 OFDM/TDMA 與 OFDMA 系統模擬環境第一階段的設計與建立，並已開始發展系統運作所需之各項演算法。在系統模擬環境建立與設計過程中，藉由與總計劃充分地相互搭配，研究出各種系統環境模擬所需使用之理論與技術，並且驗證其正確性。此模擬技術的開發，為學術界或產業界進行提供了良好的理論基礎，以進行以 OFDM 技術為基礎之無線通訊系統研究與開發，具有高度的實用價值。為了進一步增進研究成果的實用性，系統模擬環境建立時，參考了國際間正同步發展相類似之無線寬頻通訊系統(IEEE 802.16a)所採用之設計考量，以力求系統設計之完備，並增加研究成果對於產業界之價值。

此外，本研究計劃第一年度的成果亦包括了對於系統運轉所需要之各功能進行理論上的研究，並提出一套完整的無線資源管理解決方案。此部份包括了允入控制演算法、功率指定演算法、封包排程演算法、功率控制演算法、子通道重新分配演算法以及換手技術演算法。此部份是目前在文獻中尚未提及，或是國際大廠尚未公開的研究成果，具有相當高的開發潛力與研究價值。惟本研究團隊希望針對各演算法進行更深入的研究，以期提出的解決方案在國際間能獲得更高的評價。故針對此部份進行更為深入的研究，是本研究計劃在未來一個年度中努力的方向。希望藉由更為優異的研究成果在國際間發表，為本研究計劃之成果贏得更大的肯定。