

第一章 研究動機

隨著科技的進步，人類對通訊的要求也越來越高。當第一代行動電話通訊系統AMPS（Advanced Mobile Phone System）問世之後，由於其為類比的系統，訊號容易受到雜訊的干擾而不易恢復，造成通訊品質不易提升。且因其為類比系統，保密性不佳、容易被盜用...等等。很快的第二代行動電話通訊系統GSM就取代了AMPS。GSM採用數位的系統，配合錯誤更正碼（error-correction）、資料分散（interleaving）...等技術，當訊號受到雜訊干擾時能夠讓訊號回復到原本的樣子以維持通訊品質。並以蜂巢式（Cellular）的架構，讓頻譜可以重複使用，大大的提升了系統容量。

此時正值網路蓬勃發展的時候，ADSL、Cable、Ethernet...等有線服務能夠提供使用者最高10Mbps至100Mbps的資料傳輸率。相較於有線服務，行動使用者以GSM配合撥接系統，僅能獲得最高9.6kbps的資料傳輸率且成本極為昂貴，於是第2.5代行動電話通訊系統GPRS問世。GPRS是以GSM為架構發展出來的，可以說是GSM的改良版。不同於GSM的線路交換（circuit-switch）技術，GPRS採用封包（packet-switch）技術，讓通道（channel）的使用效率更高，並且以更彈性的方式分配GSM系統的資源，讓GPRS可以支援到最高80kbps的資料傳輸率。

雖然GPRS的資料傳輸率增加，不過跟有線系統比起來還是慢了很多。為了讓資料傳輸率更快、頻譜使用更有效率，第三代行動電話通訊系統問世。一樣採用數位、蜂巢式的架構，只是訊號會經過展頻技術將訊號的頻譜擴散，到接收端之後再以反展頻的方法將訊號變回來，經由各種分析我們發現這種方法讓訊號對雜訊的忍受度更高，也的確使得資料傳輸率更快、在使用頻譜上更有效率。最高可支援到10Mbps的資料傳輸率。但這與目前有線網路的資料傳輸率仍有一段距離，且其成本亦遠高於有線網路。

相較於行動電話通訊系統以高移動性為優先考量，無線通訊系統裡還有另一個技術發展的方向是以高傳輸頻寬為優先考量。無線區域網路，其訴求在於高資料傳輸率（可達54Mbps），基本上可視為有線區域網路的進階版本。但高資料傳輸率僅能在較短的距離（大約一百多公尺）以及較佳的通道環境（多路徑衰落不嚴重）中達到，且其無線通道為眾多使用者所共享，網路品質不易控制。但大部分使用者對於此種無線網路歡迎程度的熱烈是遠超過技術人員的預期，其主因在於與有線網路相同的使用平台及速率，以及免費的接取費用。選擇免費的頻帶（ISM band）進行資料傳輸是其特色與優點，但這也同時成為技術上的一項挑戰，因為非專屬的頻率通道伴隨的是大量且無法預知的干擾，並導致網路品質的不穩定。這在家庭或辦公室中單純被期待用來取代惱人的網路線是可以被接受的，但若是被期待成為可靠的商業網路時便可能造成維運上很大的困擾。不過無論如何，無線區域網路快速

且廣泛的被使用者接受已充分反映出對無線寬頻接取的渴望，這對於無線通訊技術進一步的發展是很大的推動力量。

由前所述可知，要同時達到高傳輸速率、大系統涵蓋範圍並支持使用者高移動性，以目前的技術與無線網路架構是有相當困難的。系統涵蓋範圍大時，通道效應會造成經由不同路徑抵達的訊號之延遲擴散 (delay spread) 增加，使得相鄰的訊號符元所遭受的符際干擾趨於嚴重。由頻域的角度觀之，代表通道的同調頻寬 (coherence bandwidth) 縮小，造成訊號經過通道後更易產生變形，這就是所謂的頻率選擇性衰落 (frequency selective fading)。在長距離傳輸時，通道的頻寬將會較短距離通訊時更窄，此時若增加訊號頻寬，將會使所收到的訊號變形程度更加嚴重，也更難恢復原貌，進而導致傳輸錯誤機率大增。目前第三代行動電話通訊系統中所採用的核心技術：分碼接取多工 (Code Division Multiple Access, CDMA) 中，傳送的訊號在頻域會被展開，而利用時域的等化器：耙狀接收機 (RAKE receiver) 來將通道的效應克服，以正確還原所傳送的資料。但此方法在訊號頻寬很大時，經展頻後的訊號勢必更寬且受通道效應的影響更嚴重。且更大頻寬的訊號代表在時域的符元長度 (symbol length) 勢必更短，代表接收端的硬體需要在更為短暫的時間內處理大量的運算，這些都使頻寬增加所需耗費的代價居高不下。

正交分頻多工技術近年來被世界各地的研究人員熱烈的討論並研究著，並被認為是在無線通訊中達成寬頻傳輸最適合的解決方法。其關鍵處在於該

技術得以將寬頻訊號順利的傳輸經過複雜的多路徑通道，使接收端較容易將正確訊號解出。OFDM之所以有這種能力在於避免傳送單一寬頻的訊號進入通道，改以多個窄頻的訊號化整為零的送出通道，在接收端再將多個窄頻訊號重新組合為原本的寬頻資訊。由於通道效應涉及大自然的地形地物，不是人們可以輕易改變的，因此在訊號設計時選擇避開可預見的通道帶來的訊號衰落及變形是一個明智的抉擇。藉由OFDM技術可透過子載波數量的增加達成傳輸速率的上升，而不需面對更嚴重的通道衰落現象，故此技術被視為是達成無線寬頻傳輸最適合的技術。

雖然目前大部分人使用的蜂窩式移動電話(cellular telephone)是數位式的第二代系統。隨著行動通訊商品化後，行動通訊的服務和人類生活息息相關，人們將要求隨時隨地都可上網。行動通訊的發展便是朝著加強行動數據通訊這方向走。

IEEE 802.16和WiMAX即在此條件下受到越來越多的關注。IEEE 802.16標準是由IEEE相關工作組制定的物理層和MAC層標準，此標準採用了最新的OFDM調變技術。IEEE 802.16標準主要包括802.16a、802.16d、802.16e和802.16j四個標準。802.16a是為支援在2-11GHz頻段的非視距(NLOS)寬頻固定接取系統而設計的，802.16d(802.16-2004)是802.16a的增強型，802.16e是IEEE802.16a/d的進一步延伸，其目的是在已有標準中增加數據移動性，

802.16j則是802.16e的更進一步延伸，基於支援802.16e行動用戶端的標準，加入RS(Relay station)的設計，大大的降低了佈設和營運的成本。

IEEE 802.16j是目前IEEE 802.16標準制定組織中最受大眾矚目且積極參與的新技術標準，其目的是為了強化以IEEE 802.16e為基礎之WiMAX的系統效能，並藉由RS(Relay Station)來降低整個系統的佈建成本。由於RS存在的關係，MS在選擇serving station時不像以往只需要挑一個接收訊號最強的BS即可。MS需要考慮各個station背後的Multi-hop路徑的通道狀況，選擇一個最適合自己的路徑進行資料的傳輸。由於IEEE 802.16j規定MS(Mobile Station)必須完全相容於IEEE 802.16e所規定的MS的規格，所以MS回報的資訊並不足以讓系統能完全的明瞭各個路徑的通道狀況。本篇論文即是研究如何有效地取得各個路徑的通道狀況並降低其複雜度，再輔以各種路徑選擇方法的設計來比較之間的優劣。



第二章 Multi-hop Relay系統簡介

2-1 OFDMA 多重擷取技術

目前OFDM技術已經被廣泛應用在廣播的寬頻數據通信、無線區域網路(WLAN)、高清晰度數位電視(HDTV)和數位音頻廣播(DAB)，非對稱的數位用戶迴路(ADSL)。此外，還由於其具有更高的頻譜使用效率和良好的抗多路徑干擾能力，也被看好成為新一代的行動通訊系統的核心技術之一。在本章中將介紹OFDM技術以及以OFDMA多重擷取技術為基礎之Multi-hop relay系統。



2-1-1 OFDM傳輸技術

OFDM採用多載波多工的原理以達到抵抗通道ISI的效果。多載波傳輸技術原理是將欲傳送的高速率資料分割成個平行的低速資料，且同時使用N個子載波傳送。當使用多個低速資料串列傳送時，個別資料串列的符元區間將變大，在頻域上的意思即是每個子載波上的信號頻寬變小，如此將能忍受較小之同調頻寬增加抵抗頻率選擇衰減的能力，意即信號因為多路徑延遲擴散引起的衰減之容忍度就能提升。如圖2.1.1.1所示。

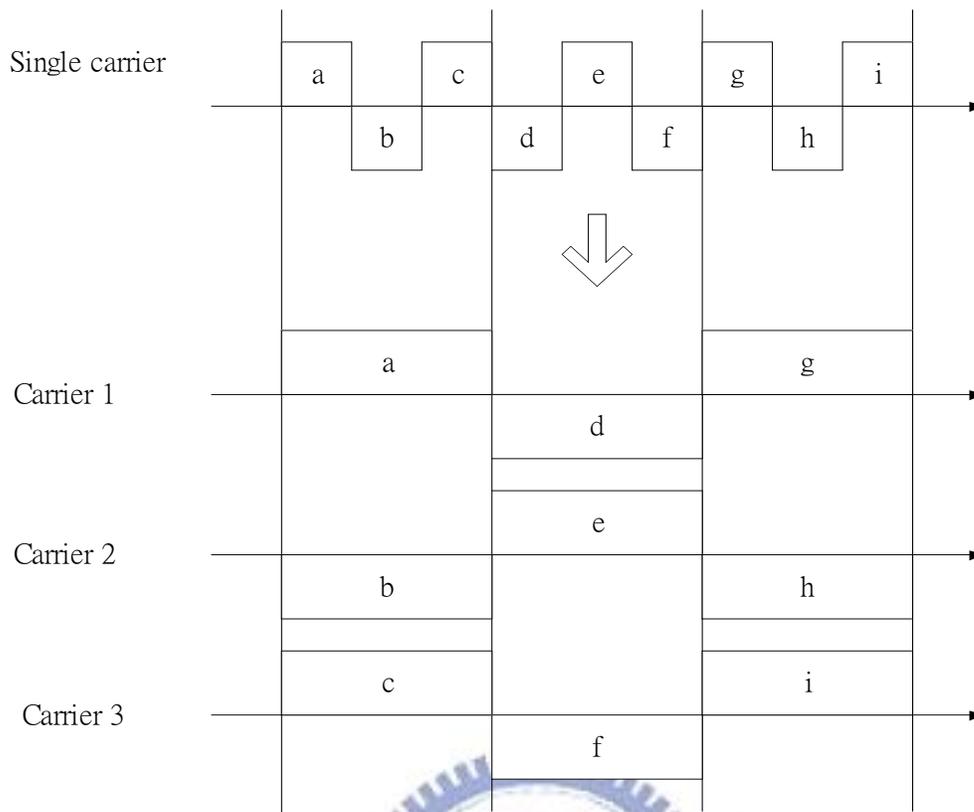


圖2.1.1.1 OFDM技術示意圖 [1]

傳統的多載波技術其子載波是不互相重疊的，OFDM則使用子載波互相重疊且正交的方式來達到節省頻寬的目的，理論上當子載波數目趨近無窮大時，OFDM的頻譜效益為傳統的兩倍。

OFDM訊號由相移鍵控（PSK）或正交振幅調變（QAM）調變的子載波構成。其數學式如下：

$$s(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+\frac{N_s}{2}} \cdot e^{j2\pi(f_c - \frac{i+0.5}{T})(t-t_s)} \right\}, \quad t_s \leq t \leq t_s + T \quad (1)$$

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

我們可以經由數學證明各個載波彼此互相正交。

圖2.1.1.2為OFDM的訊號頻譜，我們可以很清楚看到每個載波之間的頻譜互相正交。

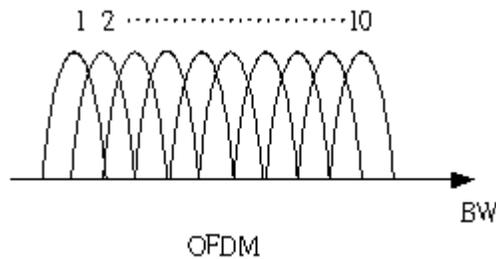
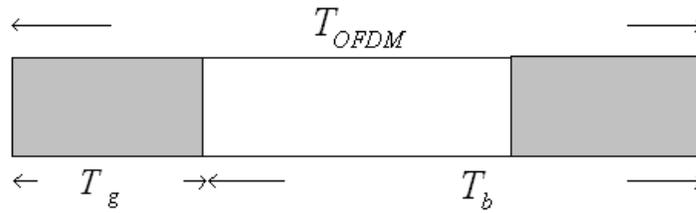


圖2.1.1.2 OFDM頻譜圖 [1]

然而實際上若要用類比方式實現多載波系統是不實際的，因為對於所有子載波都要設計傳送機跟接受機的複雜度太高，所以最好的方式是經由IFFT/FFT用快速數位訊號處理來實現。我們發現經由數學式的推導，可以用IFFT/FFT來表示取樣後的類比OFDM訊號。但由於在推導的過程中我們假設子載波的個數為無限多，實際狀況並不能使用無限多的子載波，因此系統設計時便採用虛擬載波以避免產生疊頻現象。

OFDM雖能減輕多路徑衰減帶來的ISI效應，但卻不能完全消除前後OFDM訊號間的干擾，為了能夠完全消除前後OFDM訊號間的干擾，我們在每一個OFDM方塊中置入保護區間（Guard Interval）或稱循環前置碼（Cyclic Prefix）如圖2.1.1.3所示。



Where the  is the same

圖2.1.1.3 OFDM保護區間圖 [1]

一般而言，保護區間長度的選擇要大於所預期的最大傳輸延遲擴散。但是若是保護區間留下空白則會發生載波間的互相干擾，造成互相不正交，於是我們將循環前置碼置入保護區間消除子載波間的干擾效應。

由於對每一個OFDM訊號接置入循環前置碼，當傳輸延遲擴散小於保護區間時，可確保每個OFDM訊號中被延遲的信號在一個完整的FFT區間中能維持整數倍週期。因此在多路徑傳輸延遲小於保護區間的情況下將不會引起子載波間的干擾。

由以上可知OFDM對頻譜使用的效益很高，以及對於無線通訊中最嚴重的多路徑衰減問題有不錯的抵抗能力，使得OFDM在未來的第四代行動通訊之中扮演著很重要的一個角色，若進一步的把OFDM技術配合著多重擷取 (Multiple Access) 的技術，相信能夠增加系統的可靠性，也同時能提高系統的效能[1][2]。

2-1-2 OFDMA 多重擷取技術

OFDMA 多重擷取技術簡言之即是OFDM技術配合頻率多重擷取技術 (FDMA)，OFDM技術是一種調變技術，將欲傳遞的資料散佈在正交的頻率上，經過IFFT來表示取樣後的類比OFDM訊號。當OFDM配合上TDMA代表的意義如下圖2.1.2.1 [5]：

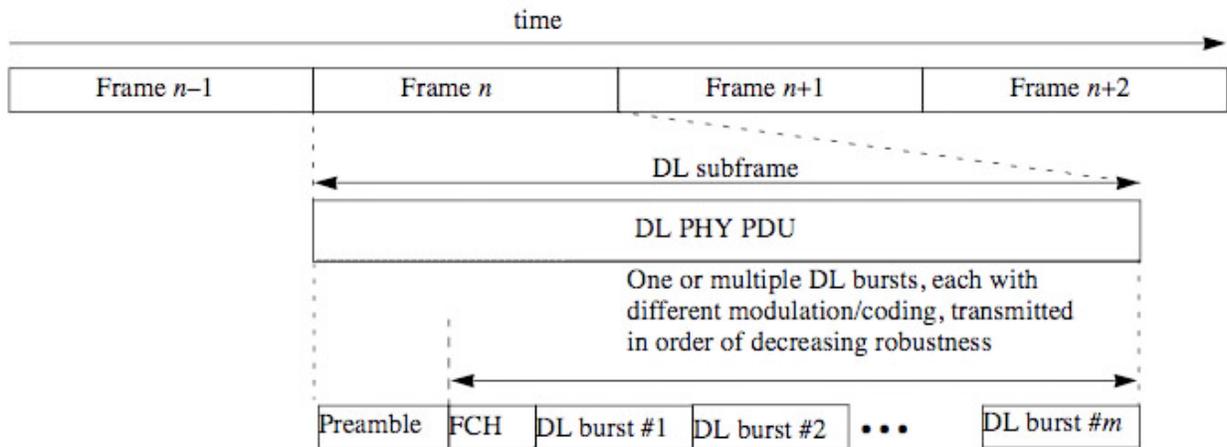


圖2.1.2.1 OFDM-TDMA示意圖 [5]

每個使用者皆佔據完整的頻段，使用者跟使用者之間以時間作為分隔。

針對單一使用者而言，每一個正交的子載波上都有屬於該使用者的資料。

然而OFDMA如下圖2.1.2.2 [5]所示：

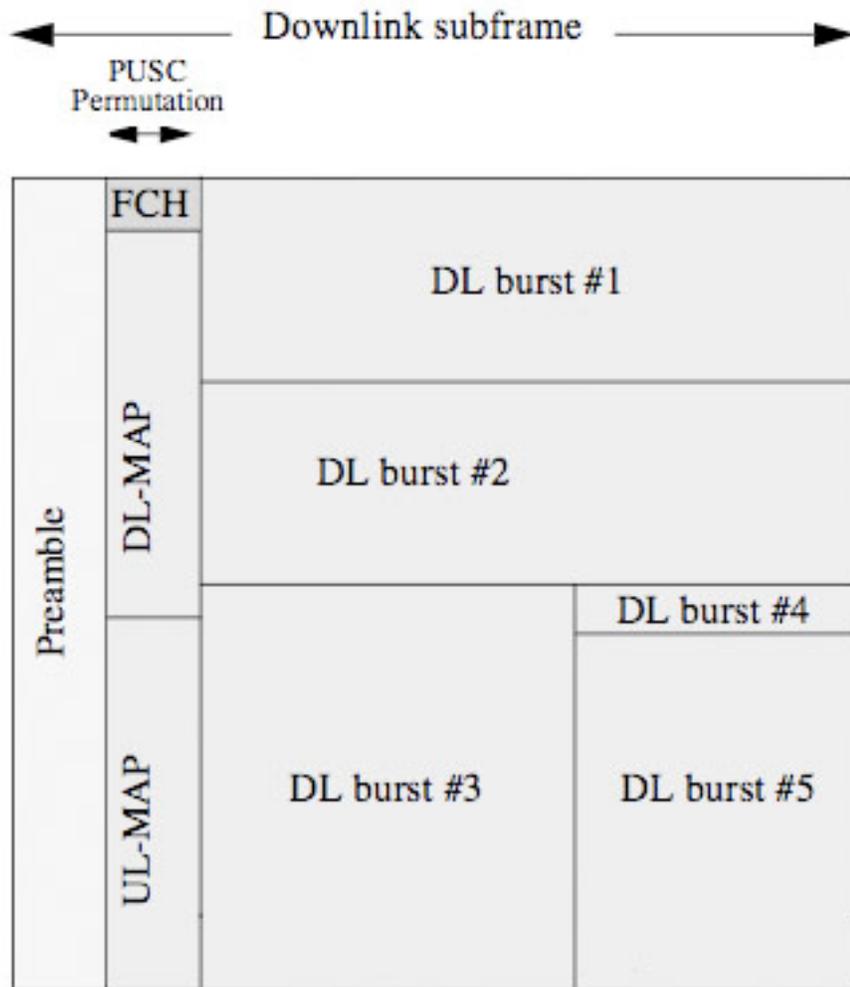


圖2.1.2.2 OFDMA示意圖 [5]

每個使用者不僅可以用時間作為分隔，還可以用頻率分隔。針對單一使用者而言在特定的Frequency-Time Block上才有屬於該使用者的資料。使用OFDMA的好處是在無線資源管理及分配的彈性變大，使用者可以依照不同的頻率以及時間去選擇對自己最好的Block進行傳輸。IEEE 802.16e以及IEEE 802.16j的碼框即是照這樣子的概念下去設計的，圖2.1.2.3以及圖2.1.2.4即是IEEE 802.16j Multi-hop Relay系統的碼框結構[3][4][5]。

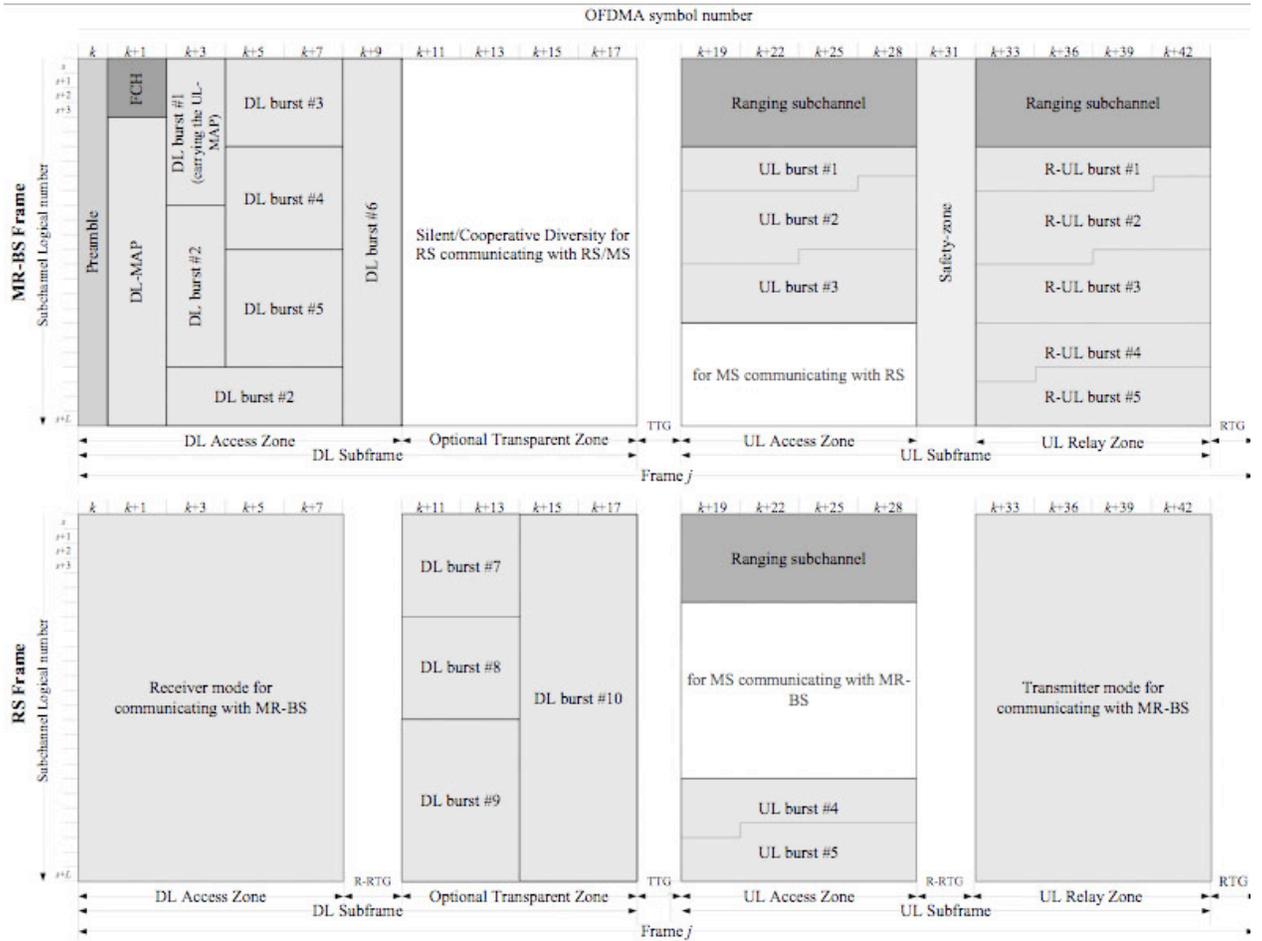


圖 2.1.2.3 IEEE 802.16j Transparent Relay 碼框圖 [12]

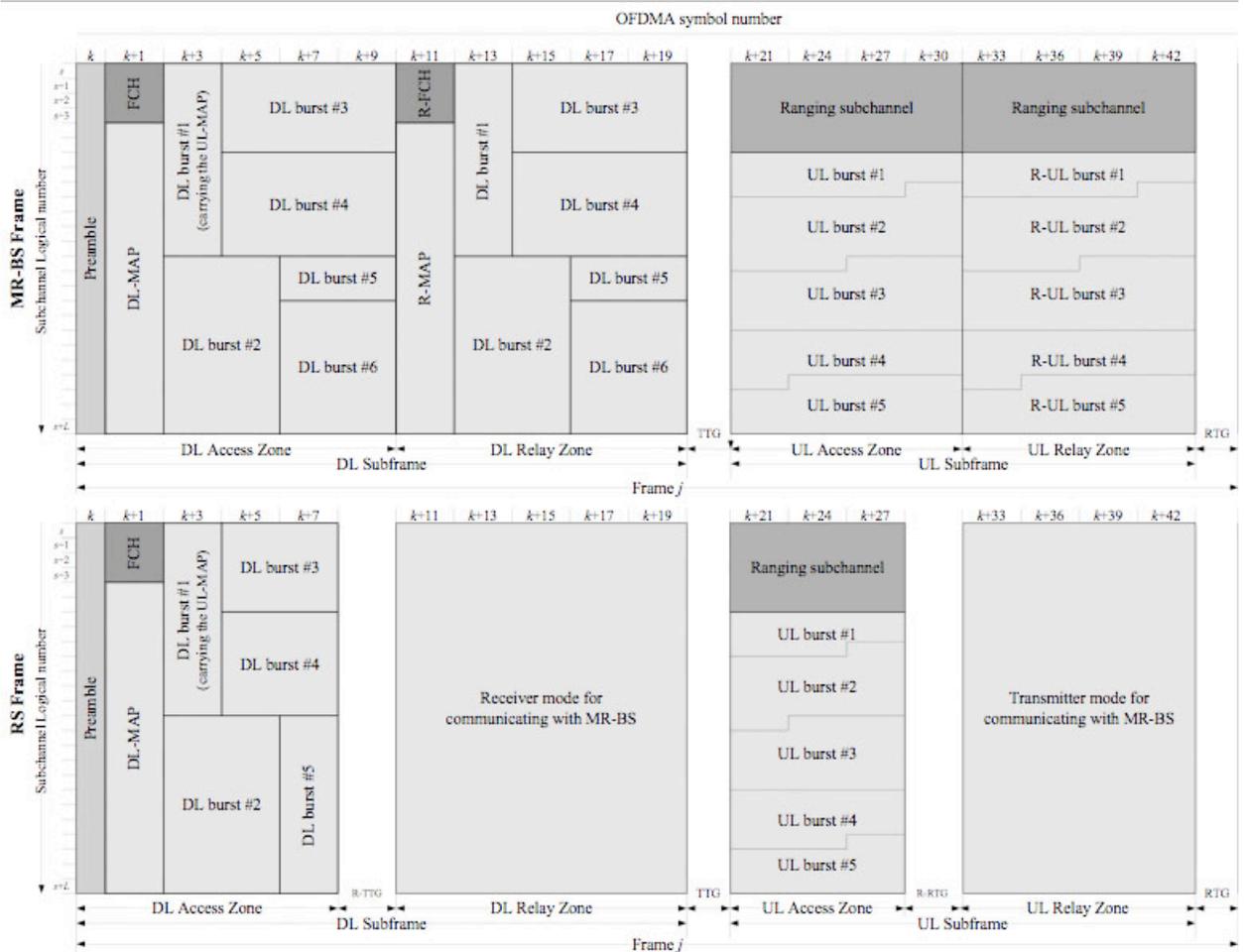


圖 2.1.2.4 IEEE 802.16j Non-transparent Relay 碼框圖 [12]

2-2 子通道組成方法

在IEEE802.16j系統裡，能夠被分配的資源之基本單位為子通道 (Subchannel)，而每個子通道是由子載波所組成的，因此如何選取子載波來形成子通道的方法我們稱為子通道組成方法(subchannelization process)。

子通道組成的方法有下列兩種：

1. Adjacent sub-carrier channelization

2. Distributed sub-carrier channelization

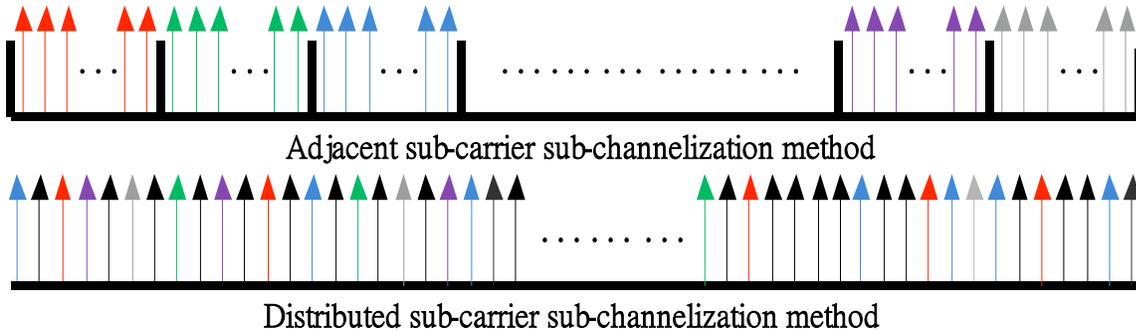
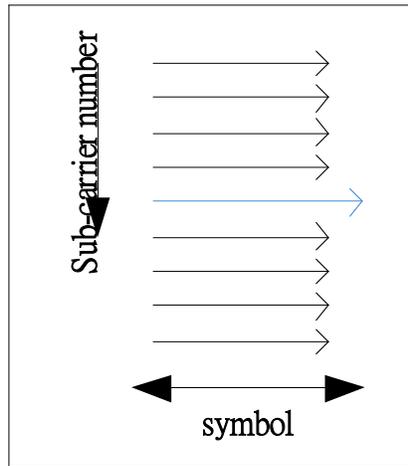


圖2.2.1 子通道組成示意圖 [5]

如圖2.2.1所示，這兩種子通道組成方法最大的不同在於隸屬於同一個子通道裡的子載波位置之相對關係。Adjacent sub-carrier channelization挑選相鄰的子載波來組成子通道；而Distributed sub-carrier channelization則是挑選不相鄰的子載波來組通道。

本篇論文所採用的子通道組成方法為Adjacent sub-carrier channelization，以下就以IEEE 802.16e所提出的方法說明。如圖2.2.2所示，首先將同一symbol內連續9個子載波組成一基本單位-bin，其中第五個子載波為領航(Pilot)載波。接著再取連續6個bin即組成一個子通道，而這連續6個bin的組合方式有兩種選擇，如圖2.2.3所示[3][4][5]。



One bin

圖2.2.2 bin示意圖 [5]

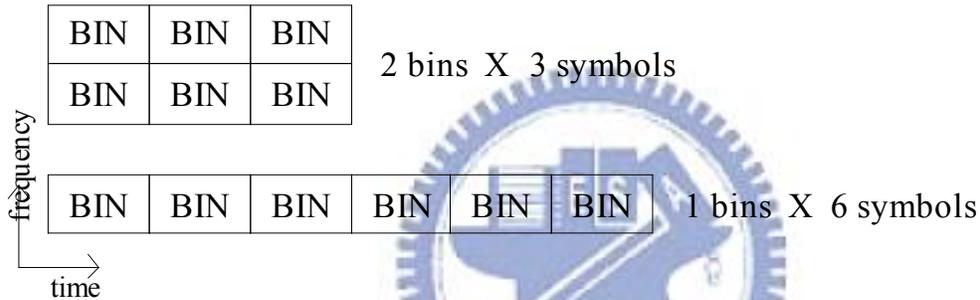


圖2.2.3 IEEE 802.16j 子通道組成示意圖 [5]

2-3 Multi-hop Relay網路架構

Multi-hop Relay系統顧名思義，即是在原本僅有BS以及MS用single-hop相互傳遞資料的系統下加入RS產生Multi-hop的路徑。

之所以要加入RS是因為有以下的好處

1. 改善接收訊號的強度及品質 (可以提供更高的傳輸速率)

以往MS直接從BS獲得資料的訊號，然而在架設RS之後，RS跟MS的距離拉近，相對上產生較好的訊號品質。

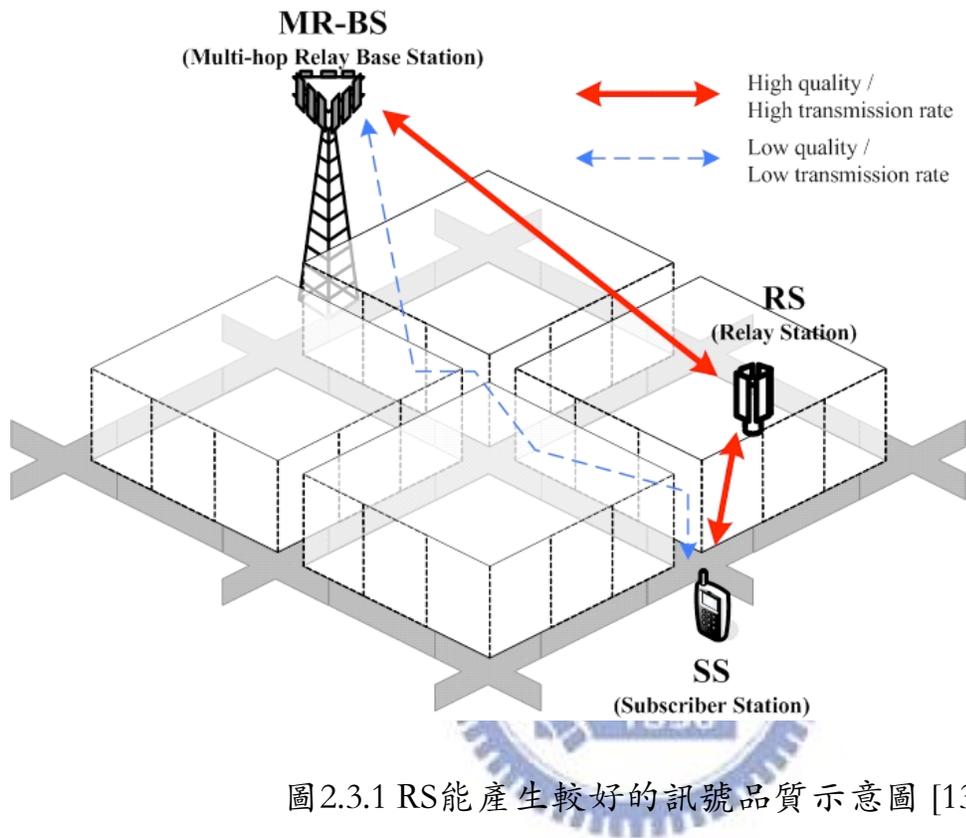


圖2.3.1 RS能產生較好的訊號品質示意圖 [13]

MR-BS(Multi-hop Relay Base Station)

2. 可以增加cell服務的範圍

由於訊號品質變好了，相對的Multi-hop Relay系統可以服務到距離更遠的MS，意即cell涵蓋的範圍變大了。

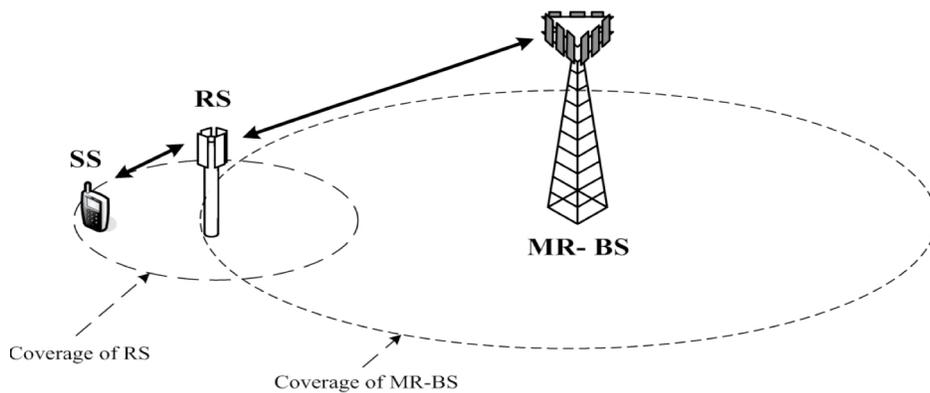


圖2.3.2 RS能增加涵蓋範圍示意圖 [13]

3. 可以更積極的重用頻率 (增加系統的容量)

如圖所示我們可以發現由於RS通常涵蓋範圍較MR-BS小，所以相較於以往僅有BS的狀況下，我們能夠利用RS進行更積極的頻率重用。

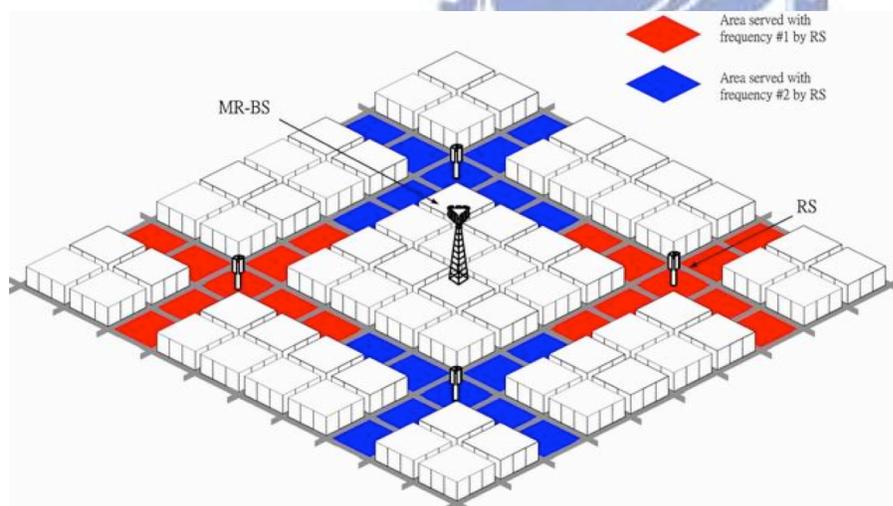


圖2.3.3 RS頻率重用示意圖 [13]

4. 使得傳輸速率可以接近uniform分布

由於訊號品質變好的關係，使得以往僅能用較低速調變編碼技術傳遞資料的區域，在加入RS之後，可以用較高速的調變編碼技術。

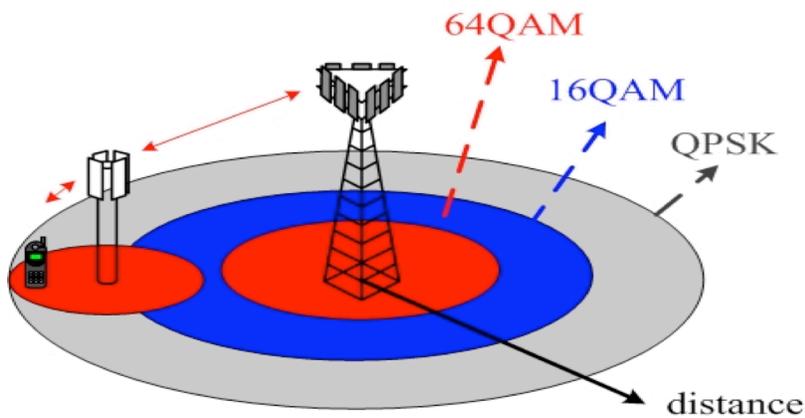


圖2.3.4 Multi-hop Relay System 調變編碼分布示意圖 [13]

5. 減少系統佈建的成本

由圖可以發現，雖然每個RS的涵蓋範圍縮小，造成涵蓋相同大小的範圍需要較多的RS，但是由於每個RS的成本都遠比BS低廉，以致於整體系統佈建的成本比僅用BS來的低。

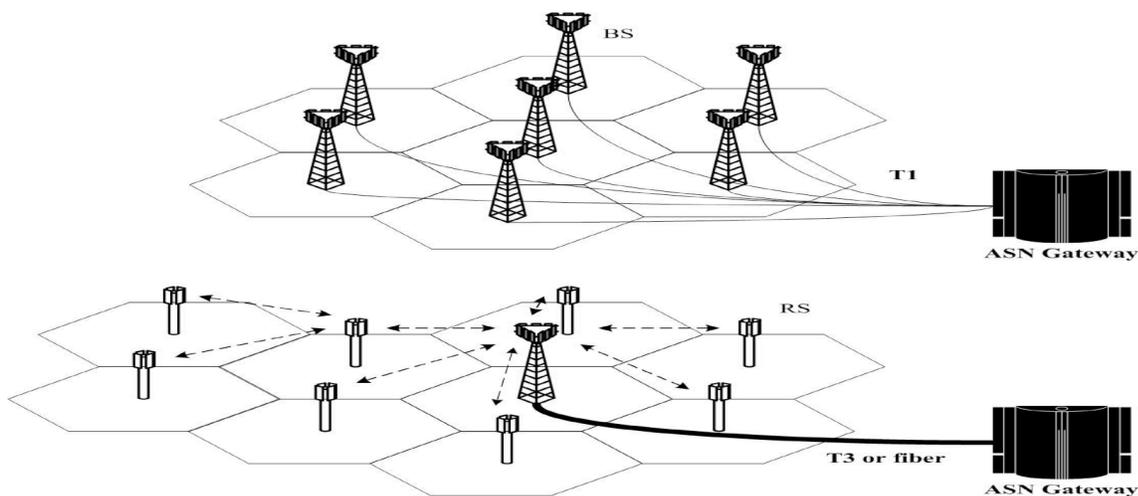


圖2.3.5 RS佈建示意圖 [13]

我們在RS的佈建上採取具subcell概念之網路規劃，以下將分別介紹蜂巢式網路系統的概念，以及具subcell概念之網路規劃。

2-3-1 傳統蜂巢式網路架構

在現有的無線通訊系統中，使用者以電磁波取代線路和基地台溝通以取得和網路的連線，可知基地台的設計對無線通訊系統而言是十分重要的。由於電磁波必須由天線發射，而天線有其訊號涵蓋範圍，所以若是在整個無線通訊的環境中只有一個天線，則為了能涵蓋全部的區域，勢必要用很大的功率傳送信號。如此會造成浪費及對環境強烈的影響，甚至影響到其他系統，所以我們用很多個小基地台像拼圖一般將整個系統涵蓋區域拼起來，這就是蜂巢式的概念，每個小基地台包含其涵蓋的範圍稱為一個cell。如圖2.3.1.1

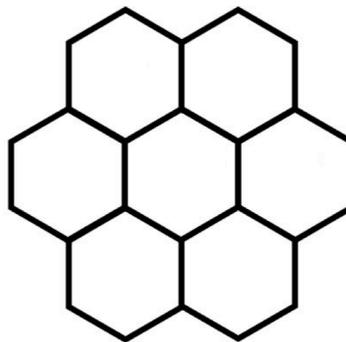


圖2.3.1.1 蜂巢式網路系統示意圖

Cellular System中文翻譯為蜂巢式網路系統，其原因為蜂巢式網路系統每一個cell的形狀為正六角形（酷似蜂巢的形狀）。之所以要設計成正六角形是因為，正六角形是能夠涵蓋所有面積、最接近實際狀況且最好分析的形狀，所以我們在設計蜂巢式網路系統的每個cell時會以正六角形來做涵蓋範圍分析。

蜂巢式網路系統有一個很重要的觀念是頻率重複使用（Frequency Reuse），我們將全部可使用的通道挑選特定幾個組合成一個小集合分配給一個cell，再繼續挑選跟分配直到安排完全部的涵蓋面積。如此一來必會有些cell擁有相同的通道造成干擾，如圖2.3.1.2

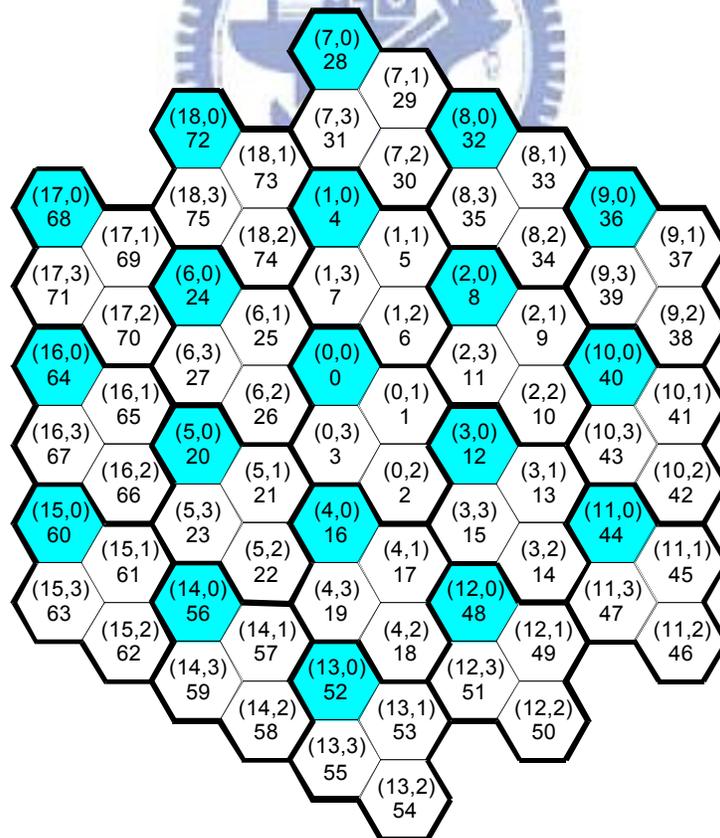


圖2.3.1.2 同頻道干擾示意圖 [1]

這種干擾可以經由集合的大小以及cell的分佈位置來控制。集合很大時，單一基地台可使用的通道增加，但是容易和其他基地台重複造成干擾上升。集合縮小時，跟其他基地台間的干擾降低，但是單一基地台可使用的通道就減少。一般設計一個集合裡的通道是全部通道的1/4或1/7，意即頻譜重複使用的係數（Reuse Factor）為4倍或7倍。

2-3-2 Multi-hop Relay網路架構及網路規劃方法

具subcell概念之網路規劃意即，以RS為單位來規劃頻率重用，同時達到更積極的頻率重用以及干擾的控制。以避免當我們佈建RS時會產生過多的相互干擾，使得整個系統的性能變差。

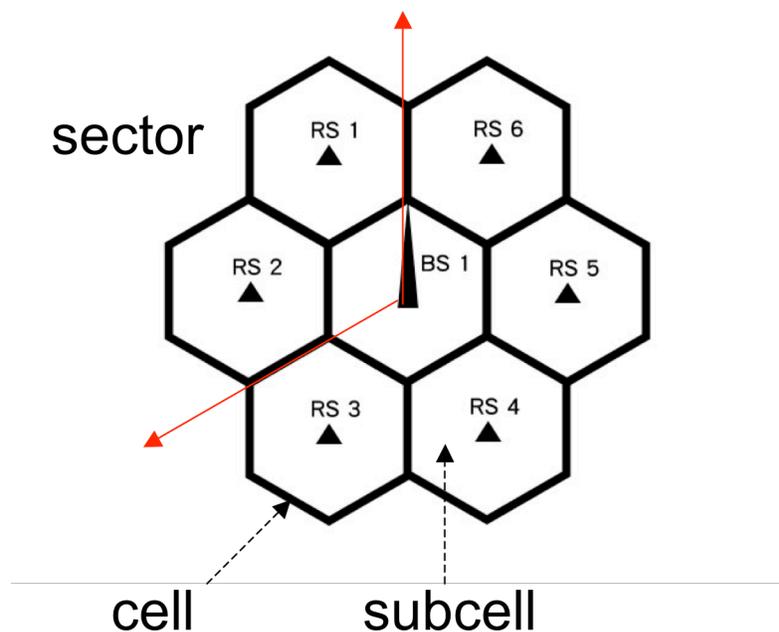


圖2.3.2.1 具subcell概念之cell結構

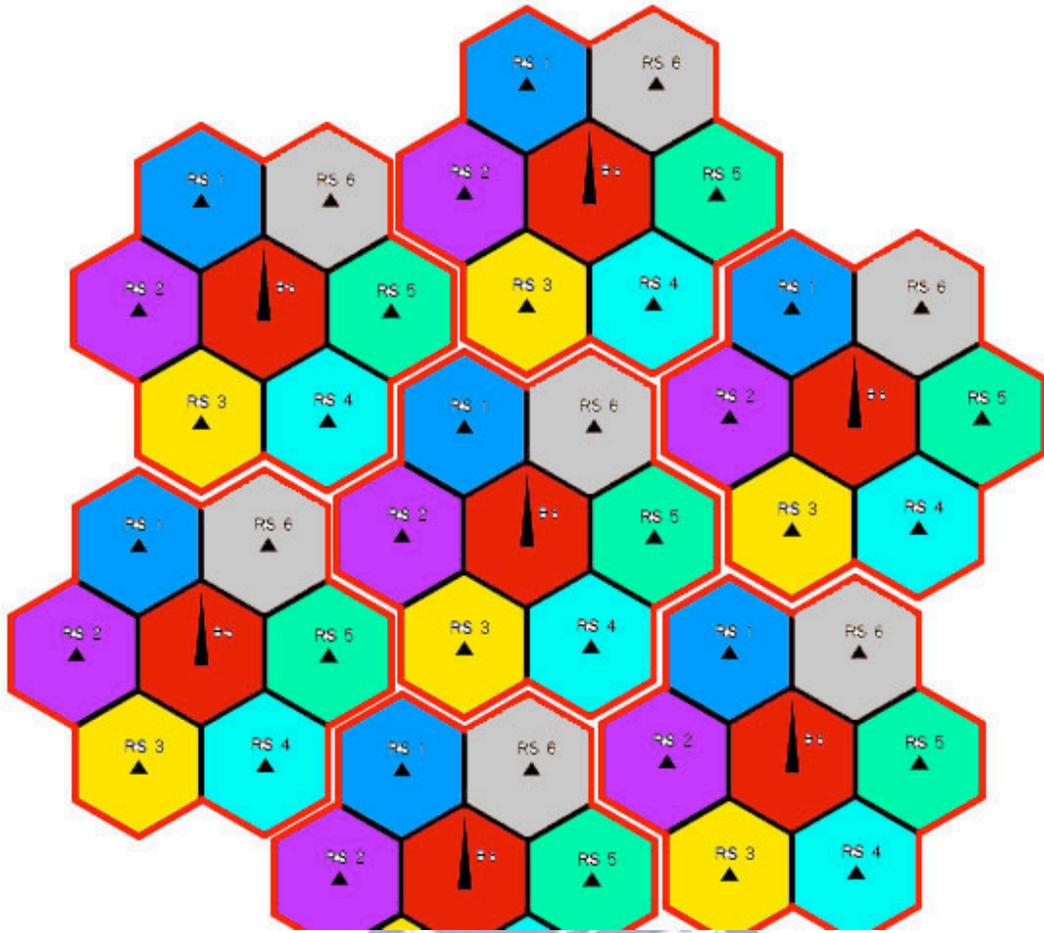


圖2.3.2.2 具subcell概念之網路規劃

觀察圖2.3.2.1可以很清楚看到，我們以RS為單位構成一個subcell，再以7個subcell構成一個cell。圖2.3.2.2是一個subcell reuse factor為7的範例。當我們使用不具subcell概念的網路規劃時，RS皆是在MR-BS已經佈建好的狀況下加上去的，極容易造成系統中無法控制的相互干擾。然而如圖2.3.2.1以及2.3.2.2使用具subcell概念的網路規劃，我們則可以簡單的控制在佈建MR-BS以及RS時的相互干擾量。

2-4 IEEE802.16j Multi-hop Relay系統

IEEE 802.16標準主要包括802.16a、802.16d、802.16e和802.16j四個標準。

802.16a是為支援在2-11GHz頻段的非視距(NLOS)寬頻固定接取系統而設計

的，802.16d(802.16-2004)是802.16a的增強型，802.16e是IEEE802.16a/d的進一步

延伸，其目的是在已有標準中增加數據移動性，802.16j則是802.16e的更進

一步延伸，基於支援802.16e行動用戶端的標準，加入RS的設計。

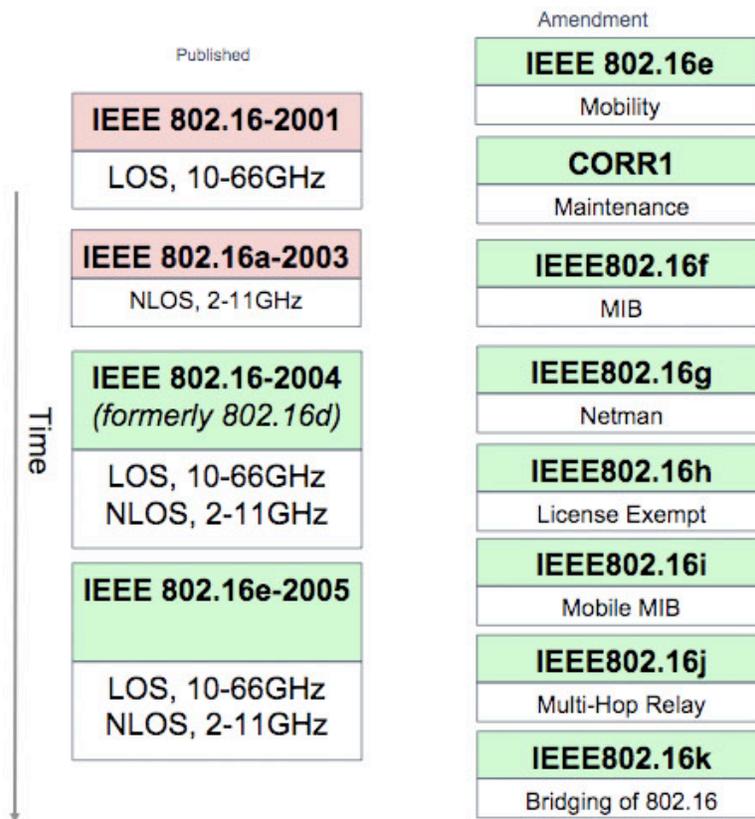


圖2.4.1 IEEE 802.16發展示意圖 [3]

在介紹IEEE 802.16j之前必須先簡單介紹IEEE 802.16e，原因當然是因為

IEEE 802.16j規定MS必須要跟IEEE802.16e相容。

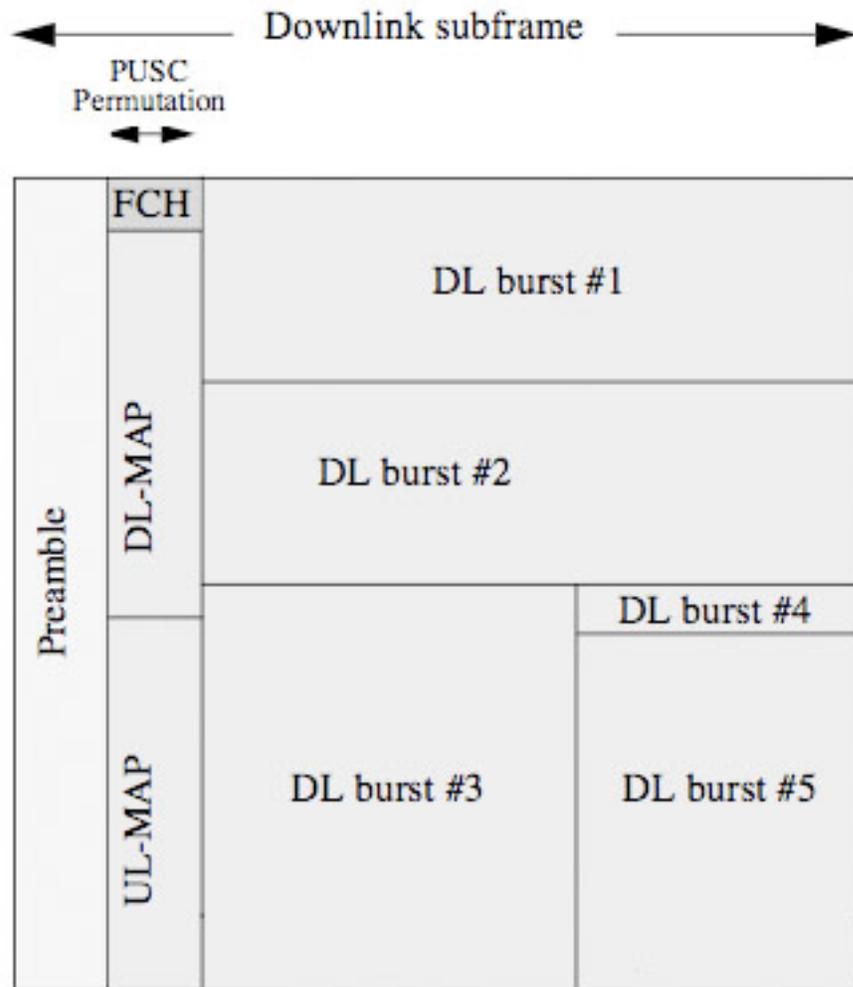


圖2.4.2 IEEE 802.16e碼框示意圖 [5]

由圖2.4.2我們可以看見在整個碼框的一開始有幾個很重要的訊號，其中包含Preamble、FCH、DL-MAPS、UL-MAPS。Preamble提供MS量測BS重要的參考依據，藉由preamble，MS可以得知BS對自己的訊號強度為何，在接下來的資料傳輸當中可以作為SINR的重要估計依據。Preamble還有一個重要的意義是提供MS分辨每個BS，不同的BS會打不一樣的preamble，MS才能分的清楚訊號源跟干擾源分別是哪些station。FCH(Frame Control Header)裡面帶有非常多碼框的控制訊號，因為種類太多繁多，故不在本篇文章多加敘述，我們之後

若有使用到任何控制訊號會再特別說明。DL-MAPS以及UL-MAPS是用來告知MS資料的位置，由於IEEE 802.16e是使用OFDMA的系統，所以各個使用者的資料會以Frequency-Time block的方式切割。DL-MAPS以及UL-MAPS的存在就是為了告知這些使用者精確的資料位置，讓每個使用者都可以到屬於自己的Frequency-Time block中擷取自己的資料。

IEEE802.16j分為兩種模式，其一為Transparent relay，另外一個為Non-transparent relay。Transparent relay顧名思義就是MS看不見RS的存在，其原因是因為transparent relay並不會廣播preamble，MS又是依靠preamble來分辨各個station。所以MS在量測接收訊號的時候不會量到RS給MS的訊號強度，這將導致之後會談到的一個問題就是SINR估計的誤差，此議題將會稍後詳加描述。由於transparent relay不廣播preamble的關係，所以使用transparent relay的MR-BS必須要涵蓋所以transparent relay會涵蓋到的所有範圍，以免有部份的MS沒有接收到preamble導致無法接收資料的狀況。

Non-transparent relay會廣播preamble，MS會將RS視為MR-BS的其中一個sector，所以MS可以精確地量測各個station到自己的訊號強度，包含MR-BS以及RS。所以Non-transparent relay可以用來增加cell服務的範圍而不用加大MR-BS的涵蓋範圍。這兩種模式的碼框圖如下所示[5]:

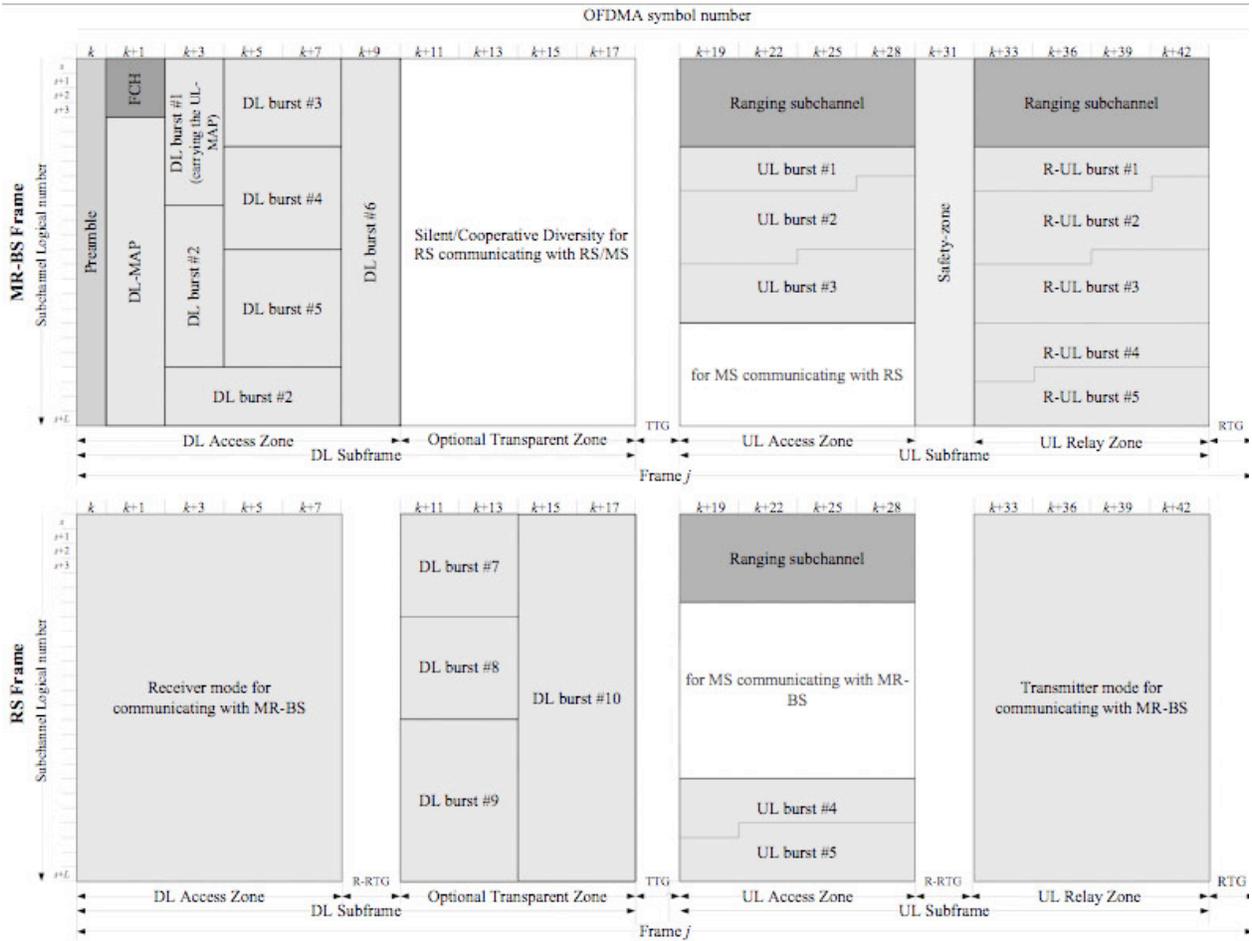


圖 2.4.3 IEEE 802.16j Transparent Relay 碼框圖 [12]

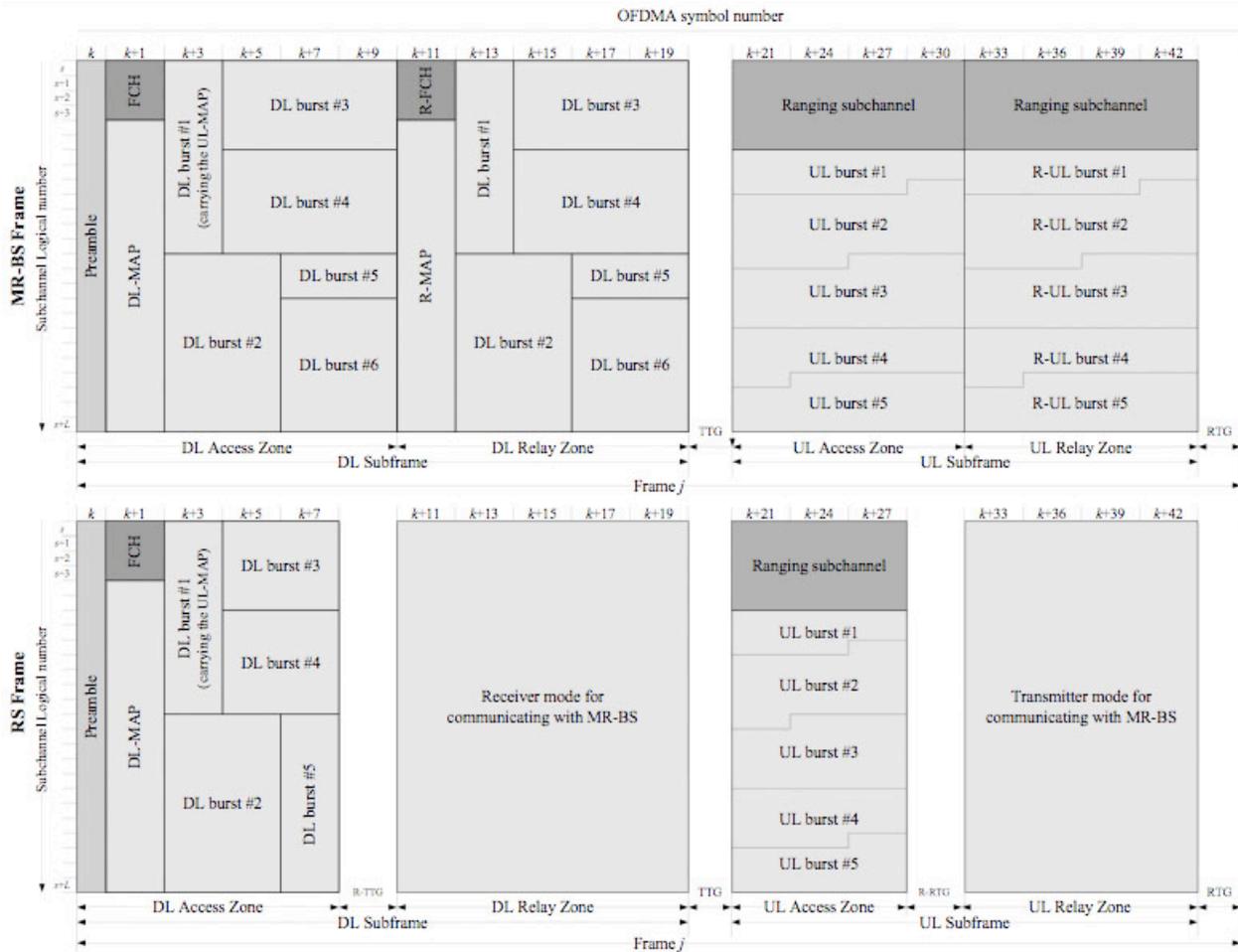


圖 2.4.4 IEEE 802.16j Non-transparent Relay 碼框圖 [12]

由圖 2.4.3 以及圖 2.4.4 中，我們可以很清楚的看到，碼框結構分成兩個部份，分別是 Access Zone 和 Relay Zone。MS 經由 Access Zone 下載或上傳資料，MR-BS 藉由 Relay Zone 和 RS 進行資料傳遞或是溝通。DL-MAP 指定 MS 只能在 Access Zone 接受或傳遞資料，則 MS 就不會因為加入 RS 而有任何的改變，使得 IEEE 802.16j Multi-hop Relay 系統可以完全相容於 IEEE 802.16e 的系統。

第三章 適用於IEEE 802.16j Multi-hop Relay系統之新型量測方法與SINR預測方法

在IEEE802.16j的系統中，新增了RS的設計。由於在資料傳遞的過程當中，必須要得知各個station互相之間的接收訊號強度以便於判斷該使用何種的調變編碼技術。本實驗室發展出一套流程來估計各個station相互之間的接收訊號強度(RSSI)，經過進一步的運算即可以預測各個station相互之間的SINR。

因為IEEE 802.16j當中的RS可以重新設計，而MS卻要完全遵照IEEE 802.16e原本的設計，所以RS跟MS獲得正確RSSI數值的流程並不完全相同。以下將兩小節分別說明RS跟MS如何獲得正確的RSSI數值以及預測SINR。

3-1 適用於IEEE 802.16j Multi-hop Relay系統之新型量測方法

在IEEE 802.16j的碼框結構當中，我們有看到一個區域叫做R-amble，之所以跟preamble取名很像的原因就是因為R-amble是RS用來量測相互之間的接收訊號強度的參考依據。藉由每個RS分別廣播R-amble，每個RS皆可以建立一個

table儲存每個其他的RS到自己本身的接收訊號強度。有接收訊號強度之後，若要預測SINR就極為方便。[6]

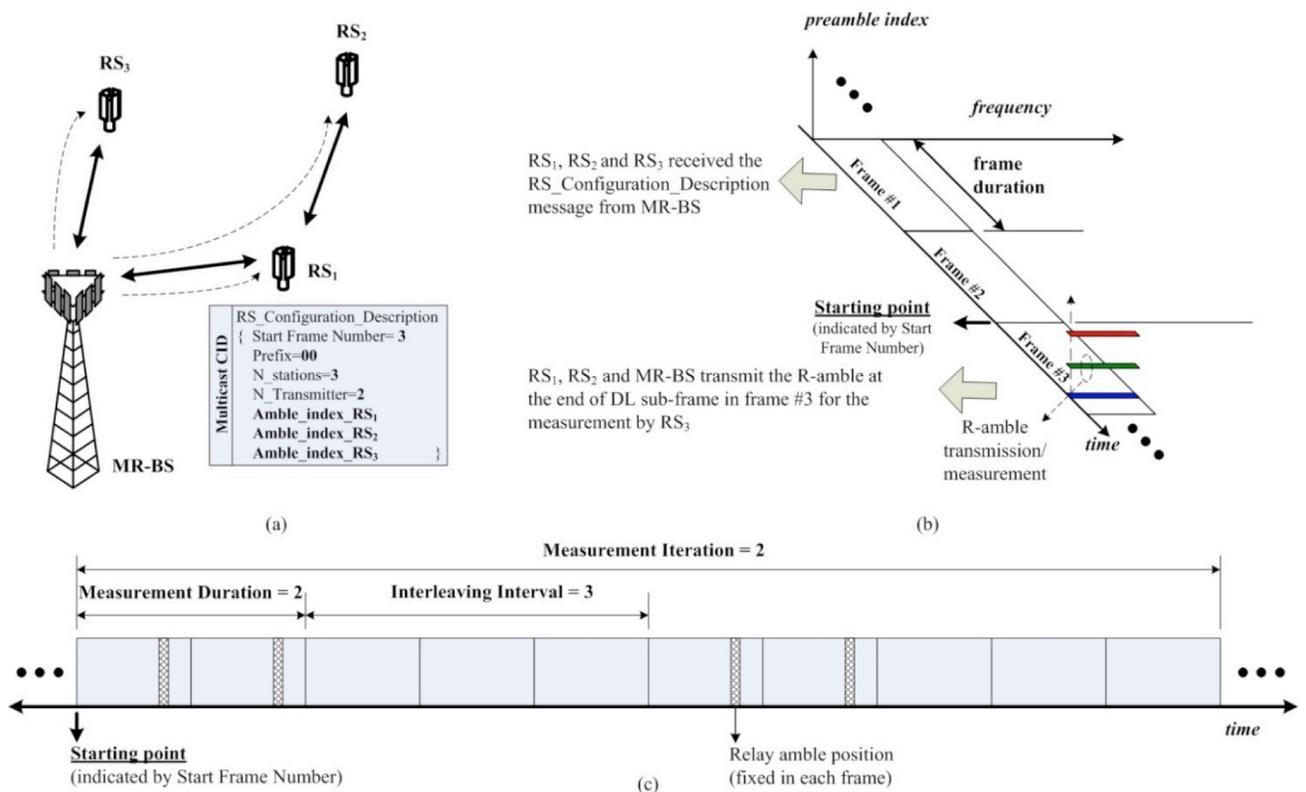


圖3.1.1 R-amble說明圖 [13]

由圖3.1.1我們可以看見RS在固定的時間將R-amble訊號廣播出去讓其他的RS量測接收訊號強度，由於RS不會經常移動的關係，所以即使是每個RS輪流廣播R-amble的時間很長也不會使量測結果隨著時間影響產生極大的誤差。

至於MS如何得知切確的RSSI就比較複雜。由於IEEE 802.16j當中的MS必須完全支援IEEE 802.16e的MS的標準制定，所以MS無法辨認RS的存在，導致MS無法以802.16e原本設計的方法完成正確的RSSI估計。此段落接下來主要用於說明如何利用802.16e的訊息來量測802.16j Mobile Station(MS)的RSSI。

首先如圖3.1.2所示為一個802.16e的MS，其中MS可經由802.16e中的REP-RSP訊息(表3.1.1) [5]來獲得各個station到MS的RSSI的數值。

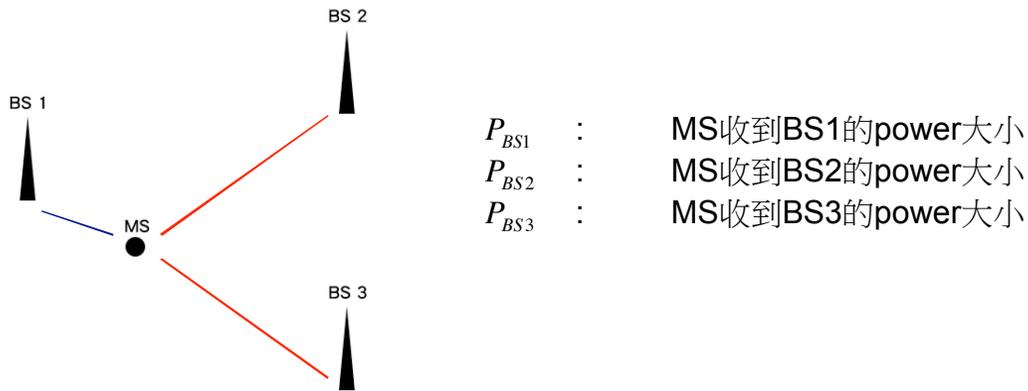


圖3.1.2 MS接收來自三個BS的訊號示意圖

11.12 REP-RSP management message encodings

Name	Type	Length	Value
Report	1	variable	Compound
Channel Type Report in WirelessMAN OFDMA PHY	2	variable	Compound
Current transmitted power	147	1	See 8.3.7.4 and 11.1.1

The report consists of the following parameters (see also 8.2.2, 8.3.9, or 8.4.11 for details).

REP-REQ Report type	Name	Type	Length	Value
bit #0 = 1	Channel number	1.1	1	Physical channel number (see 8.5.1) to be reported on
bit #0 = 1	Start frame	1.2	2	Frame number in which measurement for this channel started
bit #0 = 1	Duration	1.3	3	Cumulative measurement duration on the channel in multiples of T_c . For any value exceeding 0xFFFFFFFF, report 0xFFFFFFFF
bit #0 = 1	Basic report	1.4	1	Bit #0: WirelessHUMAN detected on the channel Bit #1: Unknown transmissions detected on the channel Bit #2: Primary User detected on the channel Bit #3: Unmeasured. Channel not measured
bit #1 = 1	CINR report	1.5	2	1 byte: mean (see also 8.2.2, 8.3.9, 8.4.11) for details) 1 byte: standard deviation
bit #2 = 1	RSSI report	1.6	2	1 byte: mean (see also 8.2.2, 8.3.9, 8.4.11) for details) 1 byte: standard deviation

表3.1.1 REP-RSP訊息內容 [5]

然而在802.16j中(圖3.1.3), 我們必須要多知道RS到MS的RSSI。

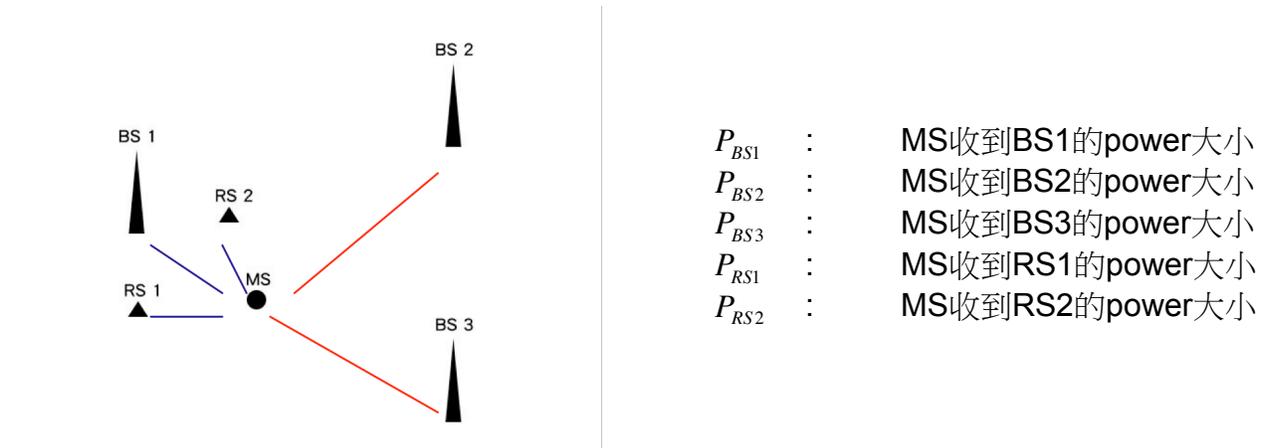


圖3.1.3 MS接收來自三個MR-BS以及兩個RS的訊號示意圖

我們建議可經由以下步驟取得各個station到MS的RSSI

1. Get MS' s transmission power via SBC-REQ or REP-RSP
2. Calculate propagation loss
3. Calculate the RSSI via reciprocal principle

以下針對各步驟進一步解說

1. Get MS' s transmission power via SBC-REQ or REP-RSP

11.1.1 Current transmit power

The parameter indicates the transmitted power used for the burst which carried the message. The parameter is reported in dBm and is quantized in 0.5 dBm steps ranging from -64 dBm (encoded 0x00) to 63.5 dBm (encoded 0xFF). Values outside this range shall be assigned the closest extreme. The parameter is only applicable to systems supporting the SCa, OFDM, or OFDMA PHY specifications.

Type	Length	Value	Scope
147	1	Current transmitted power	SBC-REQ, REP-RSP

When included in an SBC-REQ message, the TLV is encapsulated in the Physical supported parameters compound TLV

表3.1.2 MS告知Current transmitted power之訊息 [5]

表3.1.2顯示我們可以經由SBC-REQ以及REP-RSP來獲得MS的transmission power。SBC-REQ會在MS進行network entry的時候由MS傳給MR-BS。REP-RSP則是在network entry後，MR-BS可隨時傳送REP-REQ給MS，請MS回覆REP-RSP。



2. Calculate propagation loss

在得知MS的傳送功率大小之後，MR-BS以及RS就可以從接收到MS的power大小以及MS的傳送功率大小計算出MR-BS到MS、RS到MS之間的propagation loss

3. Calculate the RSSI via reciprocal principle

MR-BS可以利用propagation loss估算出MS的RSSI。因為MR-BS知道自己以及同一個cell之內RS的傳送功率，所以只要將各個RS的傳送功率乘上propagation loss之後即可獲得RSSI。

舉例如下：

假設有一個802.16e的MS處在圖3.1.4所顯示的環境中。

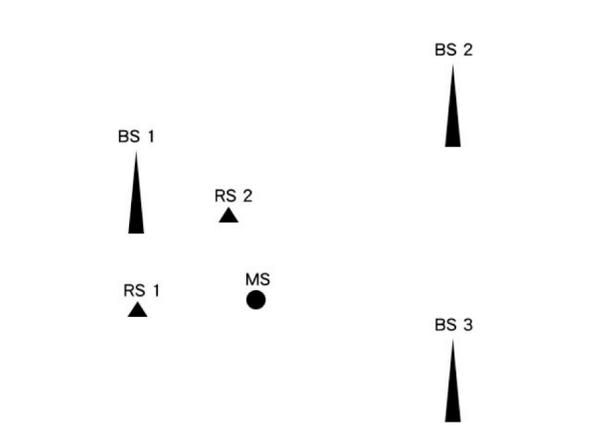


圖3.1.4 MS位於Multi-hop Relay系統示意圖

當MS正在進行network entry的時候，MR-BS就可以經由SBC-REQ獲得MS的傳送功率。MR-BS以及RS可由本身接收到的MS的功率以及MS的傳送功率估算出MR-BS到MS以及RS到MS的channel propagation loss(圖3.1.5)。

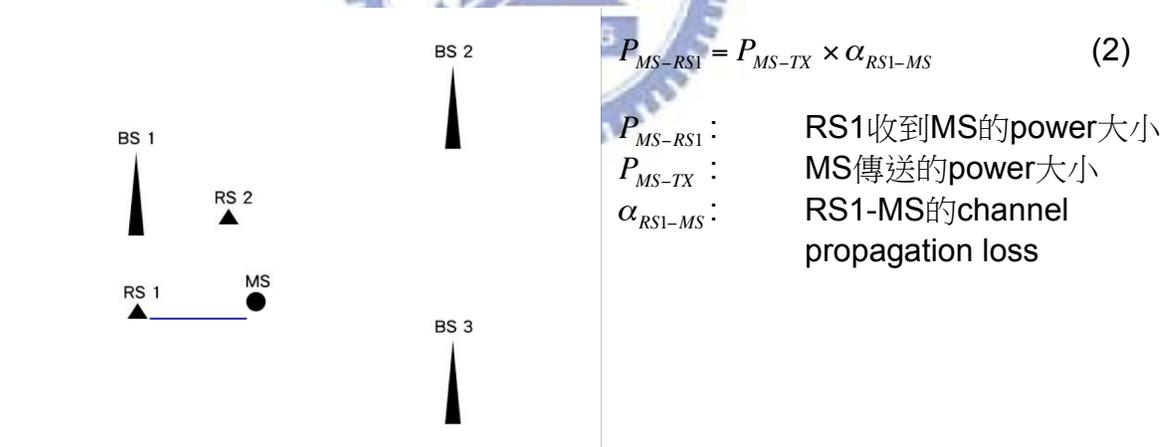
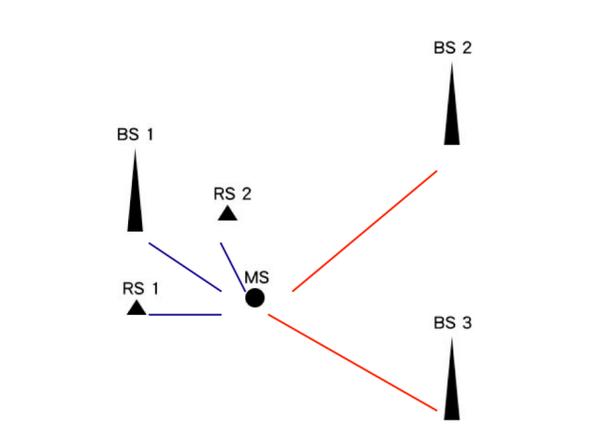


圖3.1.5 RS量測來自MS的RSS示意圖

接著MR-BS就可以經由各個RS回報的propagation loss的值，以及各RS的傳送功率估算出MS的RSSI(圖3.1.6)。



$$P_{RS1} = P_{RS1-TX} \times \alpha_{RS1-MS} \quad (3)$$

$$P_{RS2} = P_{RS2-TX} \times \alpha_{RS2-MS} \quad (4)$$

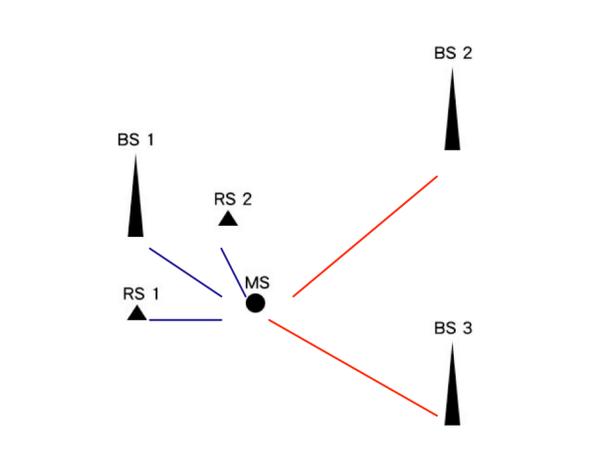
圖3.1.6 計算MS收到來自RS的RSS示意圖

3-2 適用於IEEE 802.16j Multi-hop Relay系統之新型

SINR預測方法

我們先看MS的部份，如圖3.2.1，在802.16j中，MS的SINR應為

$$SINR_j = \frac{P_{BS1} + P_{RS1} + P_{RS2}}{P_{BS2} + P_{BS3} + noise} \quad (5)$$



- P_{BS1} : MS收到BS1的power大小
- P_{BS2} : MS收到BS2的power大小
- P_{BS3} : MS收到BS3的power大小
- P_{RS1} : MS收到RS1的power大小
- P_{RS2} : MS收到RS2的power大小
- noise : 背景雜訊

圖3.2.1 由RSS預測SINR示意圖

由於我們已經成功的獲得了各個station到MS的RSSI，所以我們即以RSSI之間互相運算來預測MS的SINR，如圖3.2.1所示。至於MS取得RSSI的重要關鍵是，RS必須要能夠接收到並且成功解碼 SBC-REQ或是REP-RSP。為難的是這兩個訊息都是MS要傳遞給serving station的訊息，由於MS在上傳的時候會進行功率控制，所以並不是所有的RS都可以很成功地將 SBC-REQ或REP-RSP解碼。這造成了這個方法看似很準確，實質上卻不一定能夠得到準確地接收訊號強度。此外，若MS處於移動狀態，MR-BS需要不斷地更新所有MS的所有RSS，這將會造成不小的overhead。因此我們解決的方法是利用serving station的RSSI來作為MS的RSSI。

常理而言MS會選擇接收訊號強度最大的station當作自己的serving station，通常這些serving station和他們的MS地理位置上會比較接近。所以我們認為我們可以利用先前講過的R-ambly的量測結果來代表MS的結果。如此雖然會有一個誤差量在，但是卻可以成功的解決上述的問題。

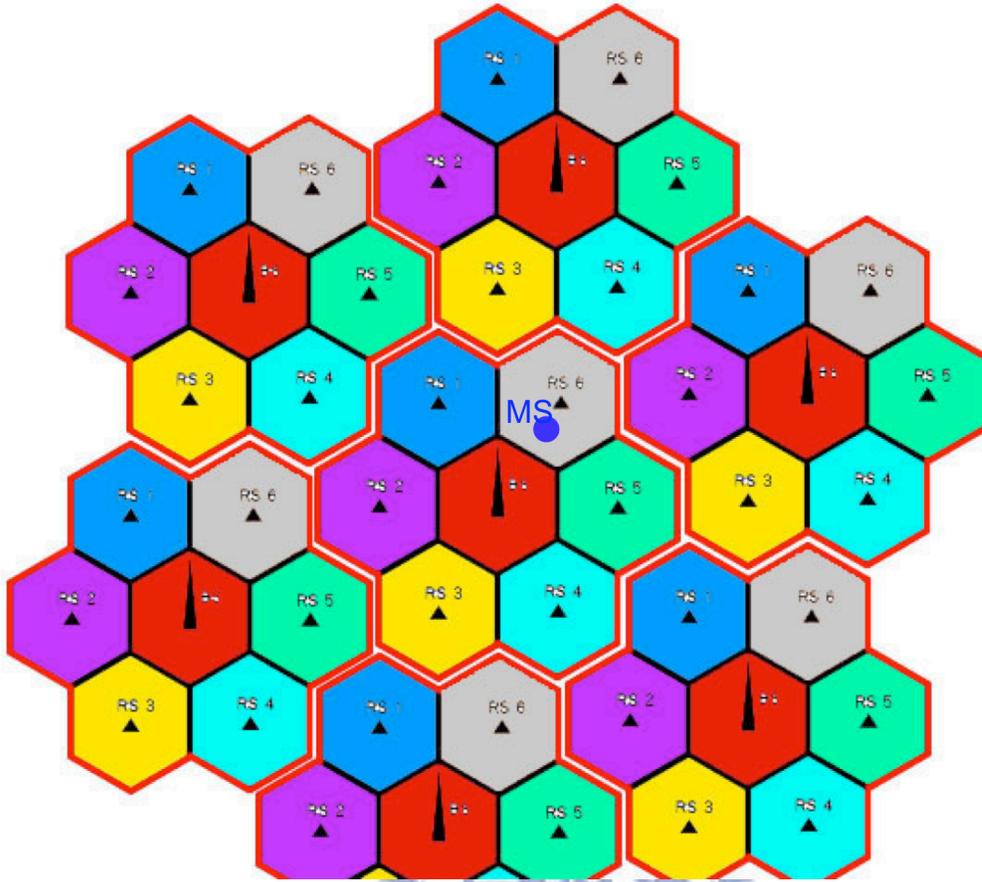


圖3.3.1 MS位於subcell reuse factor為7之系統示意圖

由圖3.3.1是一個subcell reuse factor為7的例子，我們可以看到最中央的cell的右上角的subcell有一個MS，原本應該要量測同頻段的RS到該MS的接收訊號強度，以RS為基礎之MS SINR預測方法即是使用同頻段的RS到MS所屬的RS的接收訊號強度來作為MS的接收訊號強度。

接下來是RS的SINR預測的部份，基本上RS的SINR預測都和MS一樣，由於有R-ambles的關係，所以可以直接取得RSSI，不用再以鄰近的serving station的RSSI來代替。

第四章 適用於 IEEE802.16j Multi-hop Relay 系統 之路徑選擇演算法

首先，在IEEE 802.16j transparent relay的系統下，由於RS不會廣播 preamble、FCH以及Maps等等控制訊號，所以MS僅能先藉由獲得MR-BS的 preamble來判斷自己應隸屬於哪個cell。接著才會在該cell內進行路徑選擇。

接著，在IEEE 802.16j non-transparent relay的系統下，由於RS會廣播 preamble、FCH以及Maps等等控制訊號，意即MS其實將RS視為一個新的MR-BS。所以當我們使用non-transparent relay時，我們可以直接從MS回報的訊息中直接得到各個station到MS的訊號強度。而且在選擇路徑的流程上也和使用 transparent relay的系統略有不同。

MS會先找尋訊號最佳的station當成自己的serving station，若挑選到的 serving station是MR-BS，則MR-BS即可獲得該MS的資訊。若挑選到的serving station為RS，則RS會將該MS的資料上傳到intracell的MR-BS。接著MR-BS再根據路徑選擇演算法算出一個適合該MS的路徑後，經由serving station也就是MR-BS本身或是RS對該MS進行主動換手，達到路徑選擇的目的。

本篇論文提出的演算法是綜合了新型量測與SINR預測方法配合不同的路徑選擇方法所產生的IEEE 802.16j Multi-hop Relay系統中以SINR預測為基礎

之新型路徑選擇演算法。藉由SINR預測方法得到的SINR數值帶入各個方法中，計算出最好的路徑。

4-1 路徑選擇方法

以下我們提出三種適用於IEEE802.16j Multi-hop Relay系統之路徑選擇的方法。分別為

1. 以SINR強度為考量之路徑選擇方法

此種方法的概念是，根據MS所接收到各個RS以及MR-BS的SINR來判斷MS應該經由哪一條路徑來進行傳輸。如圖4.1.1所示：

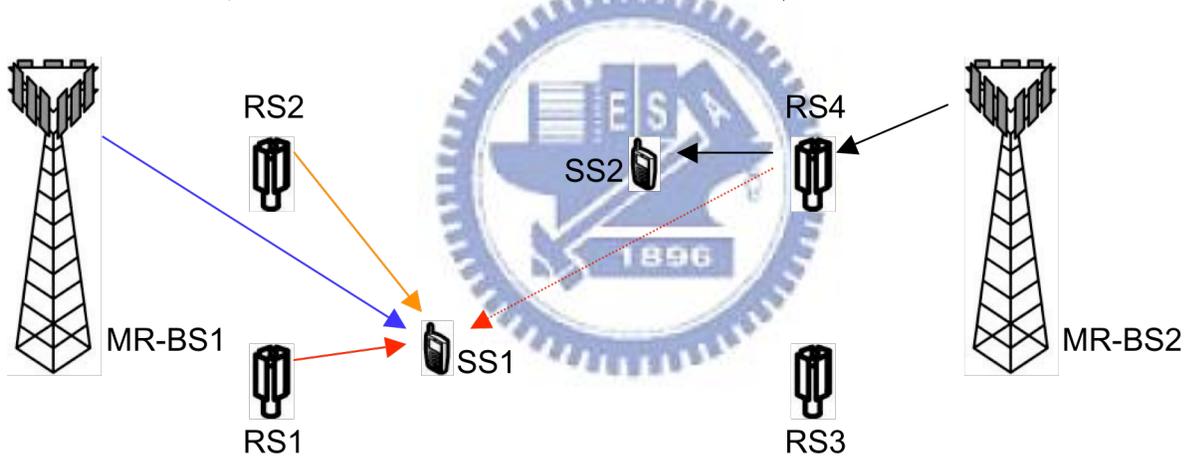


圖4.1.1 MS收到來字各個路徑的SINR示意圖

此種方法的優點是較為簡單，僅要根據接收到的SINR即可判斷路徑。缺點是由於沒有考量到選擇RS會增加額外的無線資源消耗，所以就整體表現來看稍嫌遜色[7][8]。

2. 以資源消耗量為考量之路徑選擇方法

此種方法不僅會依據MS所接收到各個RS以及MR-BS的SINR來判斷路徑，更進一步地有考量到選擇RS後會增加的額外的無線資源消耗。此種方法會計算一個名為LCI的參數，並選擇LCI較小的路徑進行傳輸。

$$LCI = \zeta_{MSk-CXX} = \frac{C_{MSk-CXX}}{R_{MSk-CXX}} \quad (6)$$

其中 $C_{MSk-CXX}$ 代表的是無線資源消耗的量，在IEEE 802.16j的系統當中，我們通常用消耗的Frequency-Time block的數量來代表， $R_{MSk-CXX}$ 代表的是MSk所能支援的傳輸速率。當MS選擇RS來進行資料傳輸時，該路徑的 $C_{MSk-CXX}$ 會較選擇MR-BS來得大。我們可以看到若將LCI倒數， $1/LCI$ 其實就是考量RS額外消耗的資源後的等效的傳輸速率，選擇LCI小的路徑即代表此路徑的等效速率越大，意即選擇了一個使用資源最小化的路徑給MS進行傳輸。此方法的優點為，因為考慮到RS消耗的無線資源，以致於選擇出來的路徑會盡量使系統消耗最小的資源，達到更高的資料傳輸量。缺點是需要衡量每個MS選擇各個路徑的資源消耗，需要較大的運算量[9]。

3. 以SINR預測為基礎之新型預測式路徑選擇方法

由於前面所提的各項方法幾乎都是考慮單一MS，希望能使單一MS的資料傳輸量最大，卻沒有考量到系統本身是具有多個MS同時進行傳輸的狀態。所以我們發展了一個新型的路徑選擇方法，希望能考量到多個MS並且使得整體的表現更佳。除了使用了先前提到的SINR預測結果外，我們設計的參數另

外有考量到對別人的影響，意即我們更進一步地去預測對別人的影響。此參

$$\text{數如下所示： } \alpha_i(k) = \frac{N_{T,i}(k)}{M_{A,i}(k) + M_{R,i}(k)} - \sum_j \frac{\tilde{N}_{I,i,j}(k)}{M_{A,j}(k) + M_{R,j}(k)}, \quad (7)$$

其中 $N_{T,i}(k)$ 代表的是MSi選擇了第k個路徑後可以傳送的位元總數， $M_{A,i}(k)$ 是傳送這些位元總數所需要消耗的access zone的無線資源， $M_{R,i}(k)$ 是傳送這些位元

總數所需要消耗的relay zone的無線資源， $\tilde{N}_{I,i,j}(k)$ 代表MSi傳送時會造成MSj因此少傳的位元總數， $M_{A,j}(k)$ 、 $M_{R,j}(k)$ 分別代表MSj所需要消耗的access zone以

及relay zone的無線資源。這個參數主要的用意在於考量到當MSi選擇一個對自己很好的路徑時，也同時將該MSi對其他MSj的影響考慮進來。若我們只看前

面那一項 $\frac{N_{T,i}(k)}{M_{A,i}(k) + M_{R,i}(k)}$ 就可以很清楚的發現這一項代表的意義跟1/LCI極為

相似。當 $\frac{N_{T,i}(k)}{M_{A,i}(k) + M_{R,i}(k)}$ 越大時，代表我們選擇的路徑可以讓該MSi等效上傳

送更多的資料量，而後面這一項 $\sum_j \frac{\tilde{N}_{I,i,j}(k)}{M_{A,j}(k) + M_{R,j}(k)}$ 代表的就是當MSi選擇路徑k

時會對周遭的MSj都造成影響，而因為這些影響都會反應在throughput上，所

以我們將這些影響加總起來扣掉，預期能讓MSi在選擇路徑時不僅考量到自己

也考量到別人使得整體的throughput最大化。我們進一步的對 $\alpha_i(k)$ 進行化簡，

$$\begin{aligned}
\alpha_i(k) &= \frac{N_{T,i}(k)}{M_{A,i}(k) + M_{R,i}(k)} - \sum_j \frac{\tilde{N}_{I,i,j}(k)}{M_{A,j} + M_{R,j}} \\
&= \frac{\Gamma(\text{SINR}_i(k)) \cdot M_{A,i}(k)}{M_{A,i}(k) + M_{R,i}(k)} - \sum_j \frac{(\Gamma(\text{SINR}_j) - \tilde{\Gamma}(\text{SINR}_j(i,k)) \cdot CH(i,j)) \cdot M_{A,j}}{M_{A,j} + M_{R,j}} \\
&= \frac{\Gamma(\text{SINR}_i(k))}{1 + \frac{M_{R,i}(k)}{M_{A,i}(k)}} - \sum_j \frac{(\Gamma(\text{SINR}_j) - \tilde{\Gamma}(\text{SINR}_j(i,k)) \cdot CH(i,j))}{1 + \frac{M_{R,j}}{M_{A,j}}} \tag{8} \\
&= \frac{\Gamma(\text{SINR}_i(k))}{1 + \frac{\Gamma(\text{SINR}_{R,i}(k))}{\Gamma(\text{SINR}_i(k))}} - \sum_j \frac{(\Gamma(\text{SINR}_j) - \tilde{\Gamma}(\text{SINR}_j(i,k)) \cdot CH(i,j))}{1 + \frac{\Gamma(\text{SINR}_j)}{\Gamma(\text{SINR}_{R,j})}}
\end{aligned}$$

其中 $\text{SINR}_i(k)$ 代表的是MSi選擇路徑k的access link的SINR， SINR_j 代表MSj也就是其他MS的access link的SINR， $\text{SINR}_j(i,k)$ 代表的是我們預測當MSi選擇路徑k之後MSj的access link的SINR， $CH(i,j)$ 為一個indicator function，只有在MSi跟MSj使用的通道相同時才會互相干擾， $\text{SINR}_{R,i}(k)$ 以及 $\text{SINR}_{R,j}$ 分別代表MSi以及MSj在Relay link的SINR。

我們最後即可用IEEE 802.16j系統所提供之SINR的數值帶入得到 $\alpha_i(k)$ ，並且選擇 $\alpha_i(k)$ 最大的路徑給MSi。

4-2 以SINR強度為考量之路徑選擇方法

我們以前面提及之預測方法來獲得各個station給MS的SINR。此路徑選擇方法使用流程如下：

1. MSi根據MSi所接收到的preamble選擇一個MR-BS作為serving MR-BS

2.serving MR-BS由RSS的結果預測各個路徑對MSi的SINR

3.serving MR-BS根據SINR來判斷該MSi應該要選擇哪條路徑來進行資料傳輸

4-3 以資源消耗量為考量之路徑選擇方法

此路徑方法使用流程如下：

1.MSi根據MSi所接收到的preamble選擇一個MR-BS作為serving MR-BS

2.serving MR-BS由RSS的結果預測各個路徑對MSi的SINR

3.serving MR-BS將SINR帶入判斷式來比較各個路徑並判斷MSi應該要選擇哪條路徑來進行傳輸



4-4 以SINR預測為基礎之新型預測式路徑選擇方法

此路徑方法的使用流程如下：

1.MSi根據MSi所接收到的preamble選擇一個MR-BS作為serving MR-BS

2.serving MR-BS由RSS的結果預測各個路徑對MSi的SINR

3.serving MR-BS將MSi可能會選擇的所有路徑中造成的影響的頻段及通道經由back haul network傳遞給鄰近的MR-BS

4.鄰近的MR-BS接收到這個訊息後，檢視內部的MSj是否有可能被影響到，並回傳可能會被影響的MSj的SINR資訊

6.serving MR-BS接收到回傳的訊息後，利用RSS的資訊進一步預測MSi對其他MSj影響的interference的量，累加在回傳的MSj的SINR上面，判斷是否會對MSj的MCS造成顯著的影響

7.serving MR-BS將MSi的SINR、MSj的SINR、以及MSi對MSj造成的MCS影響的量帶入判斷式中來比較各個路徑並決定MSi應該要選擇哪條路徑來進行傳輸。



第五章 系統模擬

在進行系統模擬時，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我們的模擬方法。

5-1 模擬環境

我們針對IEEE 802.16j transparent relay系統以及non-transparent relay系統選擇不同的模擬環境。原因是在transparent relay系統當中RS不廣播preamble、FCH以及Maps，所以在transparent relay系統當中MR-BS的涵蓋範圍必須包含所有intracell RS的涵蓋範圍，然而non-transparent relay系統中的MR-BS並不用涵蓋所有intracell RS的涵蓋範圍，MR-BS以及RS可以擁有彼此互相不重疊的涵蓋範圍。這在路徑選擇上有一些影響，其中transparent relay系統，由於MR-BS和RS涵蓋範圍互相有重疊，所以會有較多的MS需要使用到路徑選擇演算法。然而在non-transparent relay系統中，由於MR-BS和RS之間可以擁有互相不重疊的涵蓋範圍，所以在station涵蓋範圍交接處時，MS才比較有可能使用到路徑選擇演算法。我們在模擬環境時假設控制訊號的涵蓋範圍和資料傳輸的涵蓋範圍是一樣的。以下我們將會針對兩種系統的模擬模型進行解說

5-1-1 IEEE 802.16j transparent relay系統的模擬模型

我們採取的是具subcell概念之模擬模型，如下圖5.1.1.1所示，我們以subcell為單位形成一個cell，接著再產生19個cell以wrap around的方式進行模擬

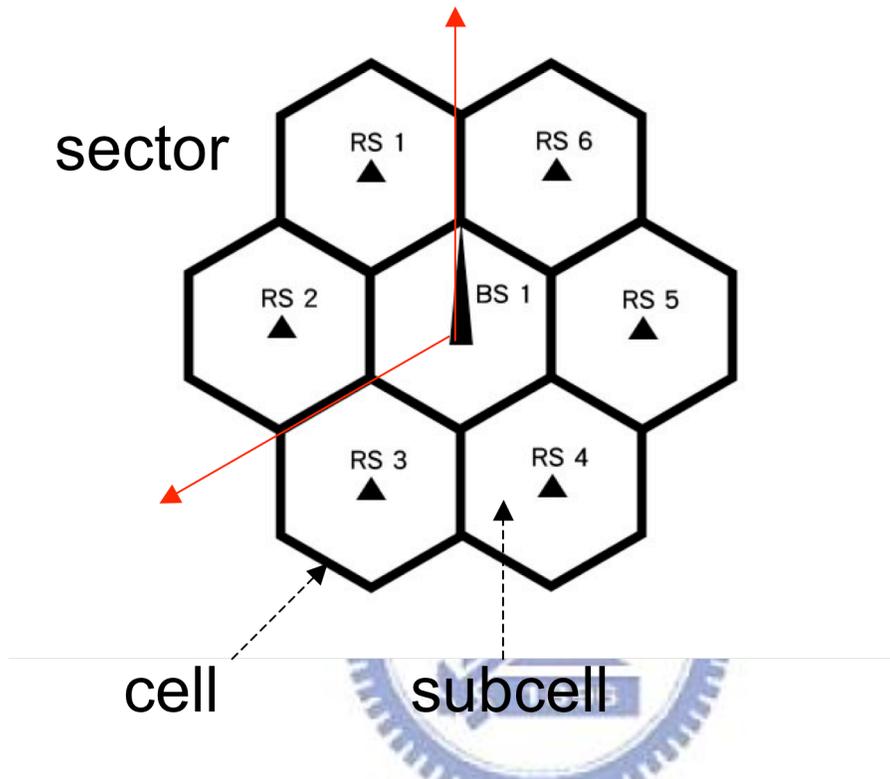


圖5.1.1.1 具subcell概念之cell結構

看圖很清楚的可以了解一個cell是由7個subcell構成，MR-BS以及周圍的RS各自擁有自己的subcell，且在transparent relay的系統中MR-BS除了自己的subcell外也必須涵蓋整個cell。並且我們假設MR-BS具有sector antenna，RS則是omi antenna。

路徑衰減模型採用的是802.16e的typeA [14]。

$$PL = A + 10 \cdot \gamma \cdot \log_{10}(d/d_0) + \Delta PL_f + \Delta PL_h + s \text{ dB}, \quad (9)$$

其中 $d_0 = 100m$, $A = 20 \cdot \log_{10}(4\pi d_0/\lambda)$, $\gamma = (a - b \cdot h_b + c/h_b)$, λ 代表載波波長單位是m, h_b 代表BS的高度單位是m, s 是log-normal遮蔽效應單位是dB, d 是BS到MS的距離單位是m。

Model Parameter	Terrain Type A	Terrain Type B	Terrain Type C
a	4.6	4	3.6
b	0.0075	0.0065	0.005
c	12.6	17.1	20
Standard deviation of “s”	10.6dB	9.6dB	8.2dB

表5.1.1.1 802.16e路徑衰減模型參數表 [14]

根據Link budget的計算我們打算採用subcell reuse factor 7, 對於一個cell來說reuse factor仍維持在1的程度。

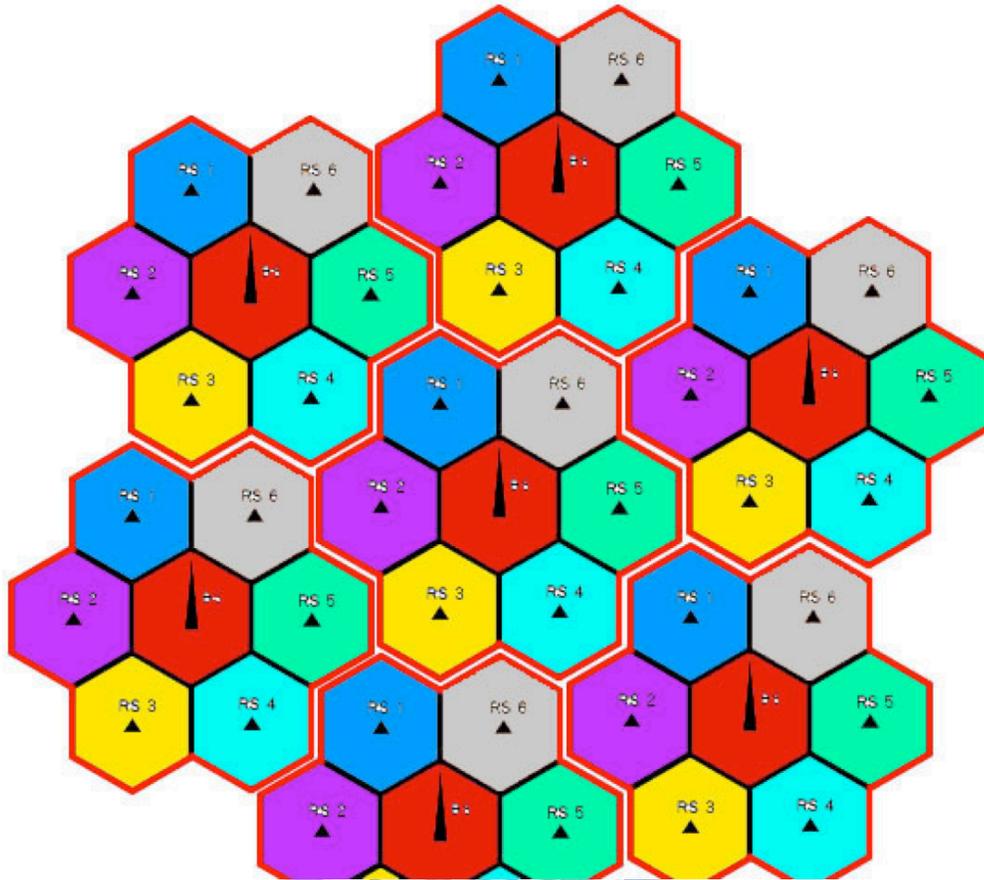


圖 5.1.1.2 具subcell概念之網路規劃

由圖5.1.1.2我們可以看到一個顏色即代表一段頻率，在intracell內每個subcell使用不同的頻率，且MR-BS涵蓋整個cell包含自己以及周圍RS的7個subcell。模擬程式中採用的操作頻率為3.5GHz，FFT size為1024，一個cell的半徑為1500m，subcell的半徑則是500m。

5-1-2 IEEE 802.16j non-transparent relay 系統的模擬模型

在non-transparent relay的系統中，大部分的狀況和transparent皆一樣，只有在涵蓋範圍上做了不同的設計。那就是我們讓MR-BS也只涵蓋一個subcell的

範圍，讓MR-BS和RS的涵蓋範圍不重疊其餘包含路徑衰減模型、以及cell架構都是一樣的。

5-1-3 摺疊技術

在模擬中會遇到一個問題是，當我們模擬19個cell，只有正中間那個cell，是完整地被兩個干擾層的同頻帶cell所包圍著，其他任何一個cell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cell，卻只有中間那個cell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cell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cell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cell兩個干擾層之外的cell，將其所有的內容複製至原本那個cell向外兩個干擾層空缺的地方。又因每個cell只考慮兩個干擾層的其他cell干擾，在經過巧妙的排列後，便可以產生每個cell向外都可以看到兩個干擾層的cell，而且沒有一個cell的內容是重複的。如此一來，所有19個cell中的每個使用者在計算其他cell干擾時都完整的計算到兩個干擾層的其他cell干擾，如此19個cell的統計值都是可以參考的，大大提高了模擬的效率。

5-1-4 鏈路預算

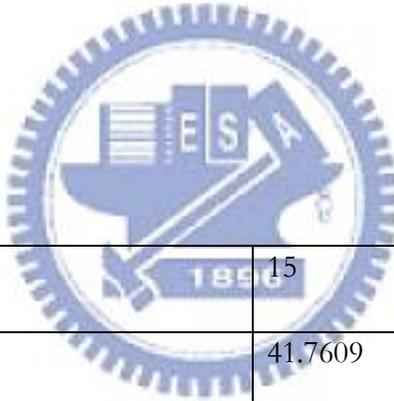
鏈路預算(Link Budget)可以幫助在一個系統開始準備建立之前，先來進行涵蓋範圍的估算。不過要注意的是鏈路預算裡的多項參數的值都是考慮一段時間的平均值，因此透過鏈路預算所計算出的結果只能提供系統建置初期的參考，有了此初期參考，在系統一開始規劃時才有依據，而實際的情形還是需要透過進一步的模擬才能清楚。下表是我們這個系統的鏈路預算。

RS(subcell)

Max_Tx_Power_RS	3
Max_Tx_Power_RS_dBm	34.7712
Max_Tx_Power_RS_SC_dBm	14.9485
RS_Antenna_Gain	0
Back_off	5
EIRP	9.9485
Thermal_Noise_Density	-173.93
Noise_figure	4
Receiver_Noise_Density	-169.93
Receiver_Noise_power	-130.033
Received_Interference_power_cell_boundary_dBm	-137.1879
Total_Received_Noise_Interference_Power	-129.2683

Required_SINR	5
Processing_Gain	0
Mobile_Antenna_Gain	0
Required_Received_Signal_Power	-124.2683
Max_allowable_Propagation_loss	134.2168
Log_Normal_Fading_Margin	9
Allowed_Path_Loss_for_Cell_Range	125.2168
Cell_Radius	500

表5.1.4.1 RS鏈路預算表



MR-BS(cell)

Max_Tx_Power_BS_sector	15
Max_Tx_Power_BS_sector_dBm	41.7609
Max_Tx_Power_BS_SC_sector_dBm	21.9382
BS_Antenna_Gain	18
Back_off	5
EIRP	34.9382
Thermal_Noise_Density	-173.93
Noise_figure	4
Receiver_Noise_Density	-169.93
Receiver_Noise_power	-130.033

Received_Interference_power_cell_boundary_dBm	-124.7055
Total_Received_Noise_Interference_Power	-123.5887
Required_SINR	5
Processing_Gain	0
Mobile_Antenna_Gain	0
Required_Received_Signal_Power	-118.5887
Max_allowable_Propagation_loss	153.5269
Log_Normal_Fading_Margin	9
Allowed_Path_Loss_for_Cell_Range	144.5269
Cell_Radius	1500

表5.1.4.2 MR-BS鏈路預算表

上表所列的鏈路預算所考慮的情況是操作頻率為3.5GHz、接收機(Receiver)的頻寬為10MHz，且環境溫度在293K(20° C)。以下是環境參數說明：

Max_Tx_Power_BS_sector - MR-BS其中一個sector所能達到發射訊號的最大功率，單位是W。

Max_Tx_Power_BS_sector_dBm - MR-BS其中一個sector所能達到發射訊號的最大功率，單位是dBm。

Max_Tx_Power_BS_SC_sector_dBm - MR-BS其中一個sector中的一個subcarrier所能達到發射訊號的最大功率，單位是dBm。

Max_Tx_Power_RS - RS所能達到發射訊號的最大功率，單位是W。

Max_Tx_Power_RS_dBm - RS所能達到發射訊號的最大功率，單位是dBm。

Max_Tx_Power_RS_SC_dBm - RS中的一個subcarrier所能達到發射訊號的最大功率，單位是dBm。



BS/RS_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。

Back_off - 在MR-BS/RS端可能會遭受到的損失的總和，單位為dBi。

EIRP - 真正有效傳遞出去的功率，單位為dBm。

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： 1.38×10^{-23} 。單位為 (dBm/Hz)。

Noise_figure - 在經過MS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MS 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。

Receiver interference power - 在MS 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MS 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 SINR - MS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，單位為dB。

Mobile antenna gain - MS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，單位為dBi。



Required_Received_Signal_Power - 根據MS所使用的服務所對應需要的訊號品質以及通道狀況對應出的MS需要的接收信號功率。

Max_allowable_Propagation_loss - 當MR-BS/RS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。

Log-normal fading margin – 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，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MR-BS/RS所能夠允許承受的最大路徑損失。此值主要與MS和MR-BS/RS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MR-BS/RS在滿足各種條件情況下的有效涵蓋半徑為何。



5-2 模擬結果

圖5.2.1為IEEE 802.16j Multi-hop Relay 系統在transparent relay模式下分別使用方法一，以SINR強度為考量之路徑選擇方法、方法二，以資源消耗量為考量之路徑選擇方法、方法三，以SINR預測為基礎之新型預測式路徑選擇方法之相互比較圖。針對MS各個路徑的通道狀況使用R-ambly的結果來預測。縱軸為平均一個cell的throughput，單位為Mbps，橫軸為三個方法。

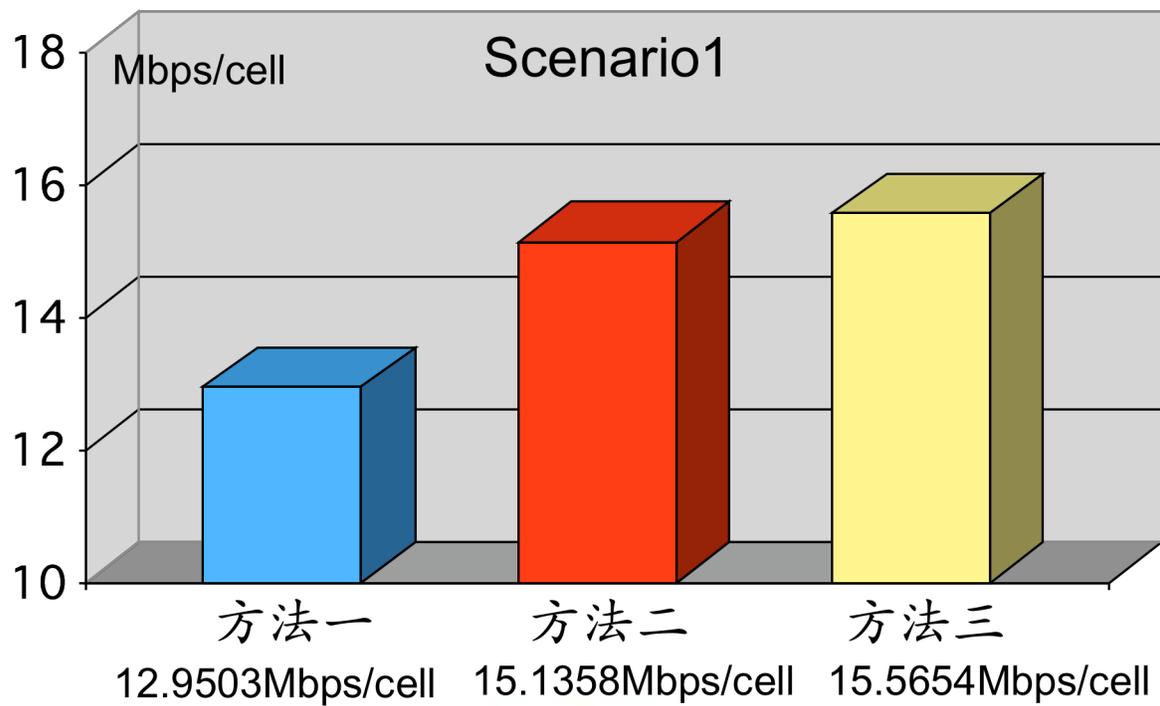


圖5.2.1 針對三種路徑選擇方法在Scenario1下的模擬結果

圖5.2.2為IEEE 802.16j Multi-hop Relay 系統在transparent relay模式下分別使用方法一，以SINR強度為考量之路徑選擇方法、方法二，以資源消耗量為考量之路徑選擇方法、方法三，以SINR預測為基礎之新型預測式路徑選擇方法之相互比較圖。針對MS各個路徑的通道狀況使用精確的量測結果來預測。縱軸為平均一個cell的throughput，單位為Mbps，橫軸為三個方法。

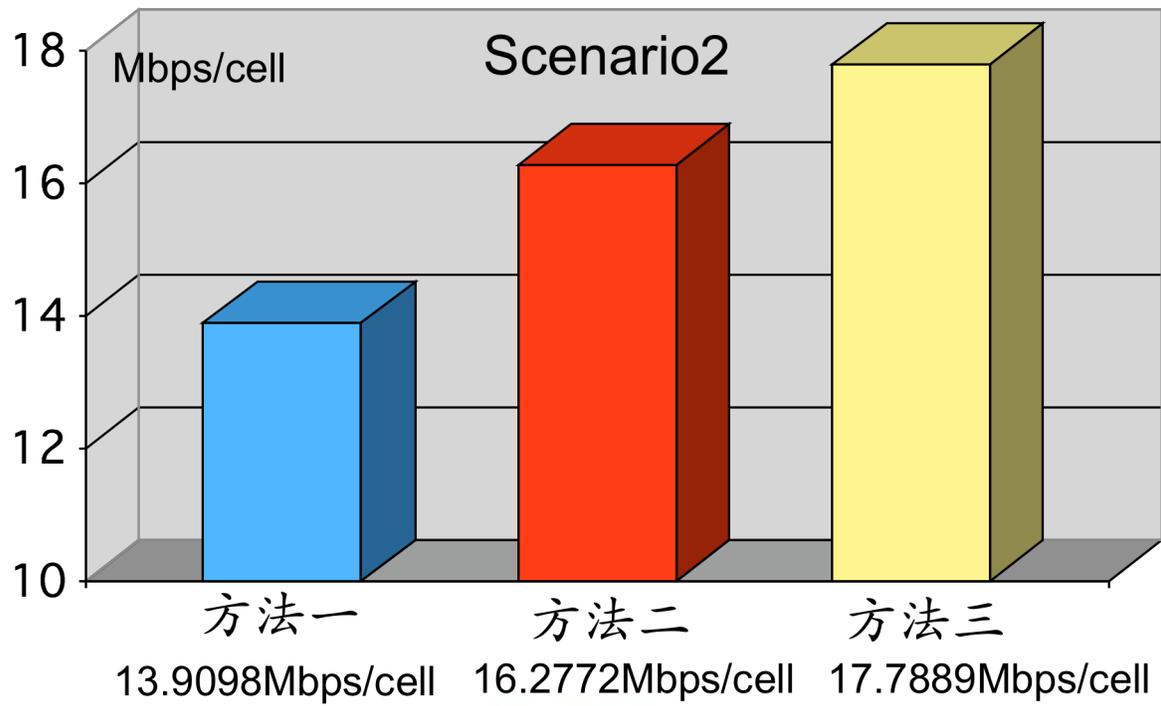


圖5.2.2 針對三種路徑選擇方法在Scenario2下的模擬結果



圖 5.2.3 為圖 5.2.1 的模擬情況中的方法一的 MCS 分布情形，縱軸為 %。

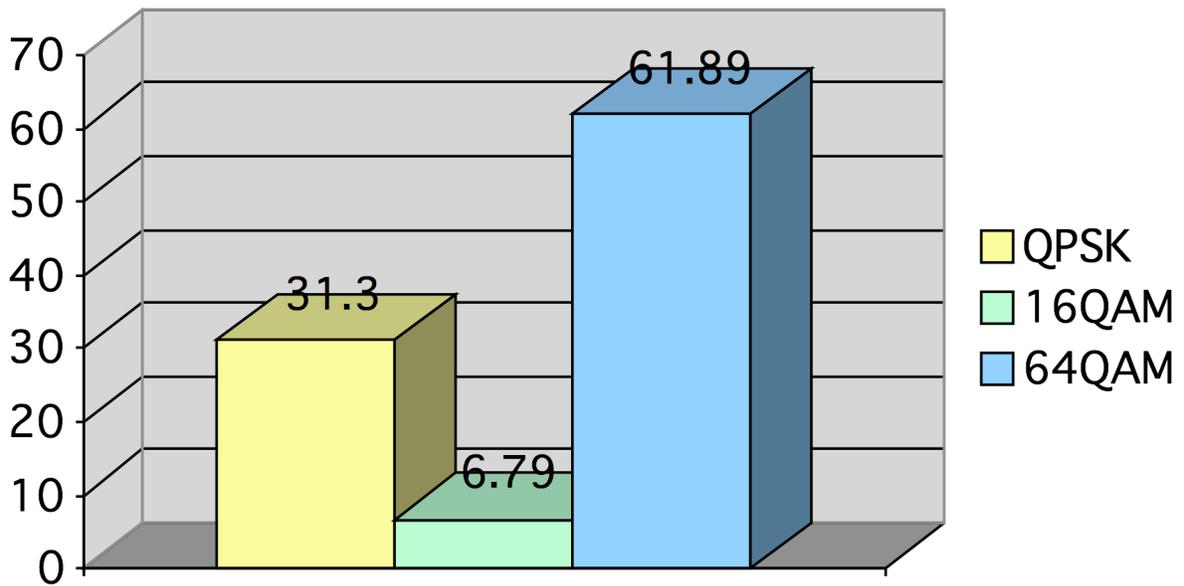


圖 5.2.3 方法一在 Scenario 1 的 MCS 分布

圖 5.2.4 為圖 5.2.1 的模擬情況中的方法二的 MCS 分布情形，縱軸為 %。

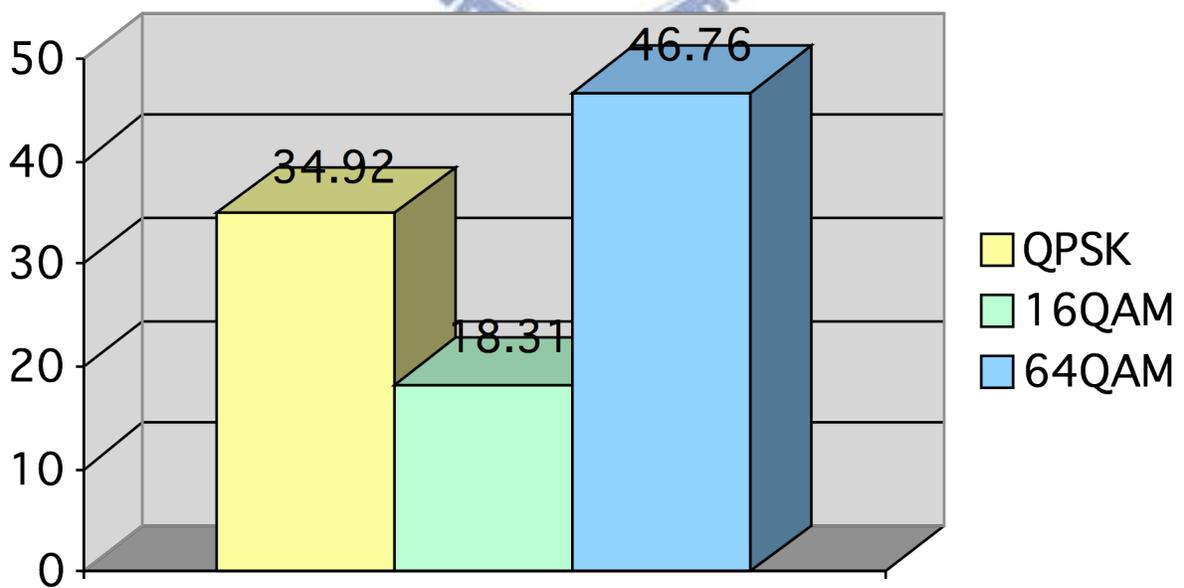


圖 5.2.4 方法二在 Scenario 1 的 MCS 分布

圖 5.2.5 為圖 5.2.1 的模擬情況中的方法三的 MCS 分布情形，縱軸為 %。

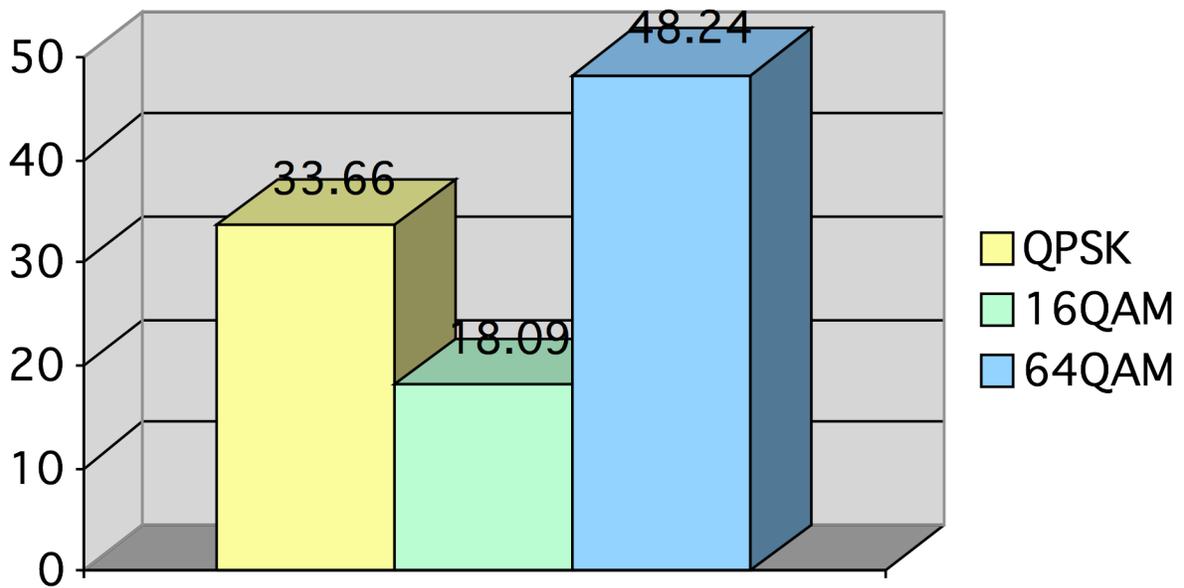


圖 5.2.5 方法三在 Scenario 1 的 MCS 分布

圖 5.2.6 為圖 5.2.2 的模擬情況中的方法一的 MCS 分布情形，縱軸為 %。

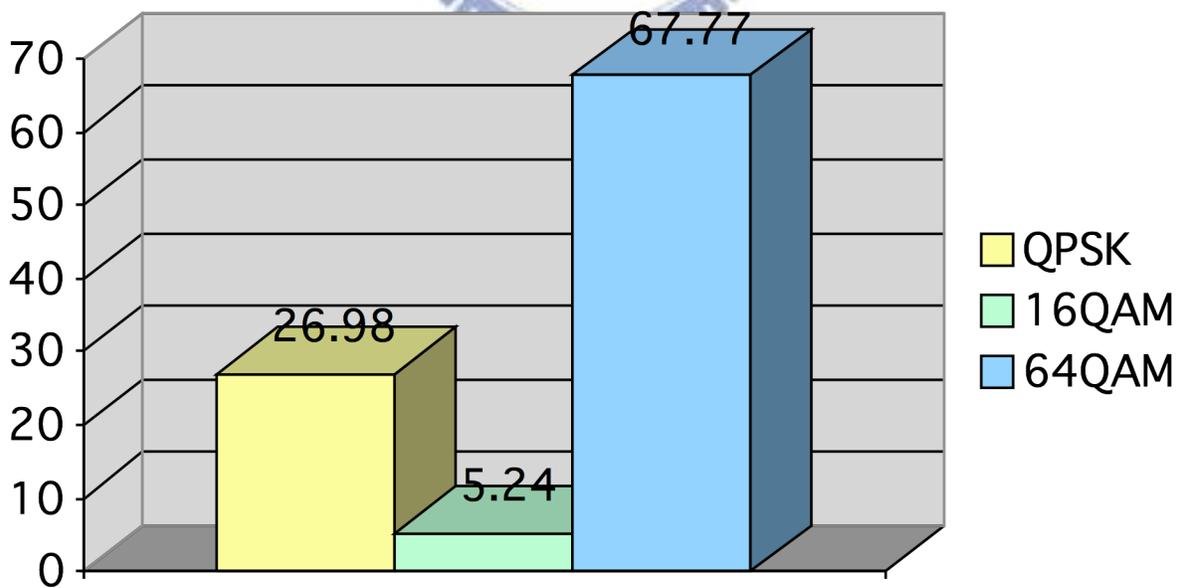


圖 5.2.6 方法一在 Scenario 2 的 MCS 分布

圖 5.2.7 為圖 5.2.2 的模擬情況中的方法二的 MCS 分布情形，縱軸為 %。

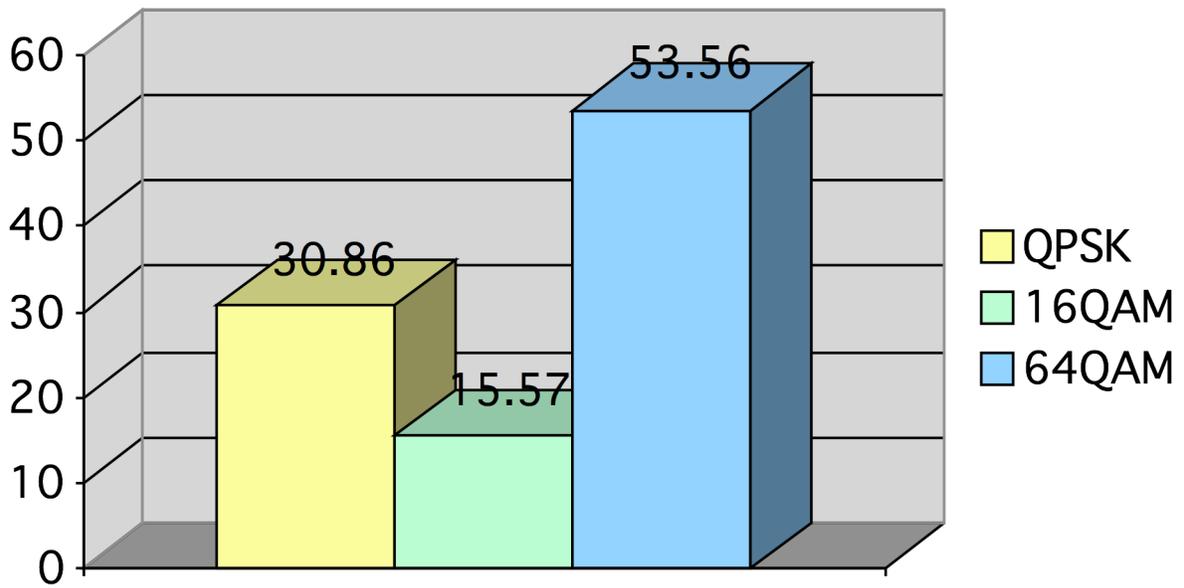


圖 5.2.7 方法二在 Scenario 2 的 MCS 分布

圖 5.2.8 為圖 5.2.2 的模擬情況中的方法三的 MCS 分布情形，縱軸為 %。

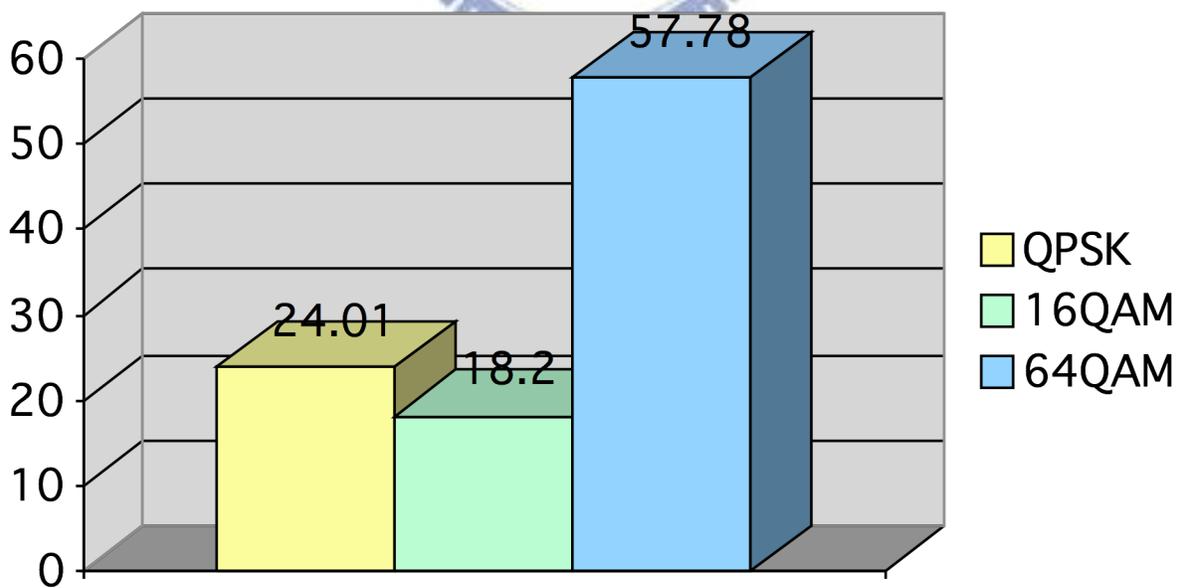


圖 5.2.8 方法三在 Scenario 2 的 MCS 分布

第六章 結論

由圖5.2.1以及圖5.2.2我們可以發現，如我們預期般，方法三在系統容量上的表現最好。當我們比對圖5.2.3至5.2.8時，可以很明顯觀察到一個現象，那就是方法一中絕大多數的人皆使用64QAM，其百分比遠較方法二以及方法三來的多。但是方法一的整體系統容量卻不如其他兩個方法。這是由於方法一在選擇路徑時並沒有考量到選擇RS時會消耗多餘的無線資源。以致於雖然有多數人能夠有極佳的通道狀況，卻無法使系統容量大幅提升。所以我們可以知道在做路徑選擇時，有考量RS增加消耗的無線資源的路徑選擇演算法可以在系統容量上有較好的表現。由另一角度觀之，方法一能夠在單一使用者的容量上有較好的表現。

若我們相互比對圖5.2.1以及圖5.2.2我們可以發現由於使用R-amble的結果來預測MS的SINR關係，使得方法三在兩種scenario下的表現有著極大的差距。這是因為方法三有更進一步的使用到SINR預測的結果來預測選擇各個路徑對其他使用者造成的影響，於是使用R-amble的結果來預測MS的SINR跟使用精確的量測結果預測的SINR之間產生的誤差便會反應在方法三上面。相較之下，其餘兩種方法因為這種誤差導致的表現差距就比較小。我們認為圖5.2.1中方法二以及方法三的差距並不大，所以當系統使用R-amble的結果來預測MS的SINR時，建議使用方法二即可。然而在圖5.2.2中，方法三明顯勝出其

他的兩種方法，於是當系統可以得知精確的量測結果來預測MS的SINR時，建議使用方法三。

這三個方法雖然只有方法三完全屬於原創，方法一以及方法二皆有參考前人的做法以及概念，但是由於配合上我們發展的新型的SINR預測方法，我們提供這三種配合新型SINR預測方法的路徑選擇演算法供大家作為參考。



參考文獻

- [1] W.C. Liu “A Dynamic Simulation Platform for OFDMA Systems” Master Thesis Communication Department, National Chiao Tung University 2003.
- [2] A.V. Oppenheim, R.W. Schaffer “Discrete-Time Signal Processing” Prentice-Hall Inc. 2nd edition 1999.
- [3] P802.16j PAR, <http://grouper.ieee.org/groups/802/16/relay/>.
- [4] IEEE 802.16-2004, "IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks, Part 16: Air interface for fixed broadband wireless access systems," Oct. 2004.
- [5] IEEE 802.16e-2005, "IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks, Part 16: Air interface for fixed and mobile broadband wireless access systems, amendment for physical and medium access control layers for combined fixed and mobile operation in licensed bands," Feb. 2006.
- [6] I.K. Fu, W. H. Sheen and P. Wang, “Radio Resource Reuse in IEEE 802.16j Multi-hop Relay Network Based on SINR Prediction,” preprint.



[7] X. Shen, M. Tang, Y. Wang, B. Liu and P. Zhang, "Joint Routing and Re-routing Control in Two-hop Cellular Relaying System," *IEEE Asia-Pacific Conference on Communications*, pp.1-5, Aug. 2006.

[8] L. Tao, R. Mengtian, P. Li, D. Yu; Y. Xue and E. Schulz, "Radio Resource Allocation in Two-hop Cellular Relaying Network," *IEEE Vehicular Technology Conference*, pp.91-95, Vol. 1, May 2006.

[9] Y. Liu, R. Hoshyar, X. Yang and R. Tafazolli, "Integrated Radio Resource Allocation for Multihop Cellular Networks With Fixed Relay Stations," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, pp.2137-2146, Vol. 24, Issue 11, Nov. 2006.

[10] M. A. Khojastepour, A. Sabharwal, and B. Aazhang, "Bounds on achievable rates for general multi-terminal networks with practical constraints," *Lecture Notes*, EECS of Rice University, Apr. 2003,

<http://cmc.rice.edu/docs/docs/Kho2003Apr5BoundsonA.pdf>.

[11] Y. Yao, X. Cai, and G. B. Giannakis, "On Energy Efficiency and Optimum Resource Allocation of Relay Transmissions in the Low-Power Regime," *IEEE Transactions on wireless communications*, pp.2917-2927, Vol.4, NO.6, Nov. 2005.

[12] IEEE 802.16j/D1” Draft IEEE Standard for Local and metropolitan area networks, Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems Multihop Relay Specification,” Aug. 2007.

[13] I.K. Fu, "Performance Improvement Techniques for Cellular OFDMA Systems," Ph.D Dissertation of National Chiao Tung University, Sep. 2007.

[14] IEEE C802.16j-06/045” Path-loss and Shadow Fading Models for IEEE 802.16j Relay Task Group,” Jul. 2006.

[15] M. A. Khojastepour, A. Sabharwal, and B. Aazhang, “Bounds on achievable rates for general multi-terminal networks with practical constraints,” *Lecture Notes*, EECS of Rice University, Apr. 2003,
<http://cmc.rice.edu/docs/docs/Kho2003Apr5BoundsonA.pdf>.

[16] Y. Yao, X. Cai, and G. B. Giannakis, “On Energy Efficiency and Optimum Resource Allocation of Relay Transmissions in the Low-Power Regime,” *IEEE Transactions on wireless communications*, pp.2917-2927, Vol.4, NO.6, Nov. 2005.