

國立交通大學

電信工程學系

碩士論文

利用中繼站提升通訊系統容量

Using Relay Station To Enhance The
Communication System Capacity

研究生：劉振偉

指導教授：張文鐘 博士

中華民國九十七年八月

利用中繼站提升通訊系統容量
Using Relay Station To Enhance The Communication System
Capacity

研 究 生：劉振偉

Student: Chen-Wei Liu

指導教授：張文鐘 博士

Advisor: Dr. Wen-Thong Chang

國 立 交 通 大 學

電信工程學系

碩 士 論 文

A Thesis

Submitted to Department of Communication Engineering

College of Electrical and Computer Engineering

National Chiao Tung University

in Partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of

Master

In Communication Engineering



中 華 民 國 九 十 七 年 八 月

利用中繼站提升通訊系統容量

研究生：劉振偉

指導教授：張文鐘 博士

國立交通大學電信工程學系碩士班

摘 要

中繼站的存在，提供了合作式通訊的機制，但是使用中繼站做 2-hop 通訊也會浪費頻寬，因而減少容量。所以我們要選擇能增進系統最大容量的 2-hop 使用者，來使合作式通訊得到高容量和低錯誤率，所以本篇論文主要討論 IEEE 802.16j 使用者的路徑選擇問題，使得系統容量能因中繼站的使用而提高。而挑選出的 2-hop 使用者，可以更進一步使用合作式通訊而降低錯誤率。2-hop 使用者挑選的條件是以能最大化系統的容量為必要條件，因此使用者從 1-hop 變 2-hop 的準則，是要以會提高整個系統全部容量做為考量。然而在 2-hop 時，中繼站和基地台可以用同樣的頻率跟使用者作合作式通訊。為了這個目的，我們探討通訊訊框的設計，來進行合作式通訊，以得到更高的傳輸量跟降低錯誤率。

Using Relay Station To Enhance The Communication System Capacity

Student: Chen-Wei Liu

Advisor: Dr. Wen-Thong Chang

Department of Communication Engineering
National Chiao Tung University

Abstract

The relay station offer an opportunity of doing the cooperative communication . But it will waste bandwidth when using RS , therefore it will decrease the system capacity . We must choose the 2-hop MS that can enhance the capacity , therefore the cooperative communication can obtain the high capacity and lower symbol error rate . So we discuss the problem of path selection that can increase the system capacity when using RS in this paper . When the MS is 2-hop , we can use cooperative communication to reduce the symbol error rate . The condition that the MS select 2-hop must be maximum the system capacity , therefore the basis of the MS is 1-hop or 2-hop , it must think about to increase the system total capacity . However when the MS is 2-hop , RS and BS can use the same frequency to do cooperative communication . For this purpose , we discuss the frame structure to do cooperative communication in order to get high throughput and lower symbol error rate .

誌謝

首先先感謝我的指導教授,張文鐘教授，感謝他不辭辛苦的指導我，讓本篇論文能如期的完成，且謝謝口試委員，鐘嘉德教授，蘇育德教授，王蒞君教授給予的意見

接著要感謝實驗室裡的同學和學弟們，blue、明山、政達、峻權、振偉、夸克、志偉、盛如、honda、秉謙、建民、小風，感謝在研究遇到瓶頸的時候有可以啦賽聊天的對象，以免自己鑽牛角尖。

感謝我的家人，父母親、姊姊，和女朋友，當我孤獨難受的時候可以陪我，感謝父母親，在研究所兩年中，提供我一切生活所須，雖然有時後有點煩，但是可以讓我心無旁騖地研究，順利地完成論文。



目錄

摘要	i
Abstract	ii
誌謝	iii
圖目錄	vi
表目錄	viii
第一章 緒論	1
1.1 背景與動機	1
1.2 論文架構	2
第二章 IEEE 802.16j系統簡介	3
2.1 OFDMA多重擷取技術[1][2]	3
2.2 frame structure	5
2.2.1 時間分割多工	5
2.2.2 頻率分割多工	5
2.2.3 IEEE802.16e frame structure	6
2.2.4 IEEE 802.16j Non-transparent RS frame structure	7
2.2.4 IEEE 802.16j transparent RS frame structure	8
2.3 子載波分配	9
2.4 SIR 取得過程	12
2.4.1 Downlink SIR 回報機制	12
2.4.1.1 CQICH	12
2.4.1.2 REP-RSP	13
第三章 路徑選擇演算法分析	14
3.1 細胞(cell)頻率切割	14
3.2 系統模型	16
3.2.1 IEEE 802.16j頻率切割	16
3.3 系統最大 2-hop數量	17
3.4 路徑選擇演算法	21
3.4.1 根據SIR來選取 2-hop[6]	21
3.4.2 根據距離和路徑衰落來選擇[5]	22
3.4.3 最高系統容量選擇法	23
3.4.3.1 定義 1-hop 和 2-hop的頻寬效率	23
3.4.3.2 Algorithm	24
第四章 合作式通訊	32
4.1 中繼站功能介紹	32
4.2 合作式通訊在IEEE 802.16j下	32
4.2.1 Cooperative source diversity	33
4.2.2 Cooperative transmit diversity	35

4.2.3 Cooperative hybrid diversity	37
4.3 分散式時空編碼分析	38
4.3.1 AF 分散式時空編碼分析	39
4.3.2 DF 分散式時空編碼分析	43
第五章 系統模擬與分析	47
5.1 path loss model	47
5.2 系統參數	49
5.3 路徑演算法效能模擬	50
5.4 分散式時空編碼符號錯誤率模擬	56
第六章 結論	64
第七章 參考文獻	66



圖目錄

圖 2.1	OFDM 頻譜[7]	3
圖 2.2	OFDM ISI [7]	4
圖 2.3	OFDM guard period[7]	4
圖 2.4	OFDM CP[1]	4
圖 2.5	TDD[1]	5
圖 2.6	FDD [1]	6
圖 2.7	IEEE 802.16e 碼框 [1]	6
圖 2.8	Non-transparent RS frame structure [2]	7
圖 2.9	transparent RS frame structure [2]	8
圖 2.10	OFDMA sub carrier structure	9
圖 2.11	Bin structure and slot structure	10
圖 2.12	CQICH 回報機制	13
圖 2.13	REP-RSP回報機制	13
圖 3.1	cellular system layout	15
圖 3.2	頻率切割[10]	15
圖 3.3	系統模型	16
圖 3.4	slot 描述圖	18
圖 3.5	最大 2-hop數目說明圖	20
圖 3.6	最大系統容量演算法流程圖	31
圖 4.1	2-hop SISO[13]	32
圖 4.2	基地台和中繼站傳送[13]	34
圖 4.3	2 個以上中繼站傳送[13]	34
圖 4.4	基地台和 2 個以上中繼站傳送[13]	35
圖 4.5	基地台執行STC編碼[13]	35
圖 4.6	基地台和中繼站執行STC編碼[13]	36
圖 4.7	基地台執行STC編碼且 2 個中繼站傳送訊號[13]	36
圖 4.8	基地台和中繼站執行STC編碼且 2 個中繼站傳送訊號[13]	37
圖 4.9	cooperative hybrid diversity[13]	38
圖 4.10	AF傳輸	39
圖 4.11	DF傳輸	43
圖 5.1	BS-RS path loss model[4]	48
圖 5.2	BS/RS-MS path loss model	49
圖 5.3	MS=(900,0)的SIR變化	51
圖 5.4	MS=(900,0)時 2-hop的變化	52
圖 5.5	MS=(1900,0)時 SIR的變化	53

圖 5.6	MS=(1900,0)時 2-hop的變化	53
圖 5.7	2-hop使用者數量	54
圖 5.8	系統throughput比較圖	55
圖 5.9	SIR(BS-RS) infinite SIR(BS-MS)=30 符號錯誤率	56
圖 5.10	SIR(BS-RS)=30 , SIR(BS-MS)=30 符號錯誤率	57
圖 5.11	SIR(BS-RS)=30 , SIR(BS-MS)=20 符號錯誤率	58
圖 5.12	SIR(BS-RS)=30 , SIR(BS-MS)=10 符號錯誤率	58
圖 5.13	SIR(BS-RS)=20 , SIR(BS-MS)=10 符號錯誤率	59
圖 5.14	SIR(BS-RS)=20 , SIR(BS-MS)=20 符號錯誤率	60
圖 5.15	SIR(BS-RS)=20 , SIR(BS-MS)=30 符號錯誤率	60
圖 5.16	SIR(BS-RS)=10 , SIR(BS-MS)=30 符號錯誤率	61
圖 5.17	SIR(BS-RS)=10 , SIR(BS-MS)=20 符號錯誤率	62
圖 5.18	SIR(BS-RS)=10 , SIR(BS-MS)=10 符號錯誤率	63
圖 6.1	threshold隨著 2-hop數量的變化量	65



表目錄

表 2.1	Band AMC FFT=2048 規格	11
表 3.1	CP=1/8 系統參數	17
表 4.1	分散式STC編碼表	38
表 5.1	系統參數	49
表 5.2	AMC調變等級	50
表 5.2	最佳通訊模式選擇	63



第一章 緒論

1.1 背景與動機

隨著科技的進步，人類對通訊的要求也越來越高，人們要求隨時都可以上網，WiMAX(IEEE 802.16)就在此需求下誕生而 IEEE 802.16j[2]為 IEEE 802.16e[1]支援中繼站模式的增修版本，採取的技術還是以 802.16e 為依據，其中正交分頻多工存取(OFDMA)為目前大家所重視，其技術將被應用在未來 4G 的實體層上，OFDMA 為正交分頻(OFDM)多工所演變而來，最主要的差別在於 OFDMA 允許多個使用者同時使用同一個 OFDM 符號，不同使用者分別使用不同的子載波(sub carrier)，所以 OFDMA 可以說是 OFDM 配合上 FDMA 所結成的。

因為 IEEE 802.16j 新增了中繼站的機制，因為加入了中繼站，所以網路拓撲變的跟 IEEE 802.16e 不一樣，不再是基地台直接對使用者通訊，而可能是基地台間接跟使用者通訊，但使用者選擇用中繼站跟基地台通訊時，系統就必須要分配給中繼站無線電資源，不過無線電資源是很珍貴且大小固定，為了避免不必要的資源浪費，使用者的路徑選擇是相當重要，其中基地台必需對於所有使用者 all link 的情況都要了解，基地台才可針對提升整體系統容量做出使用者 1-hop 或 2-hop 的選擇，所以並不是在系統內的所有使用者都可以用中繼站，在[5][6]中有探討路徑選擇的問題，在[5]中是依據使用者跟中繼站或基地台距離遠近做選擇，在[6]中是依據來自基地台的 SIR 和中繼站的 SIR 強弱來選擇，但是相同的問題都是在於是針對單一 link 的角度來判別，並沒有考量到整體系統的容量，所以我們在本篇所使用的路徑選擇演算法中，如果使用者要從 1-hop 變成 2-hop 一定是要能夠提高系統的容量才能變 2-hop，原因在於當使用者是 2-hop 的時候，它會佔用到 2 段頻寬，使得其他沒變的使用者的頻寬降低，導致其他沒變使用者所提供的系統容量降低，而此時變 2-hop 的使用者所提供的系統容量要比降低的還高，才能提高系統容量。

另外因為有中繼站的加入，另一個可以提供系統的好處就是執行合作式通

訊，在[8]中有介紹，中繼站中的兩種功能，解調後送出(decode and forward)，放大後送出(Amplify and forward)，並且配合基地台和中繼站執行時空編碼，即可在使用者端降低錯誤率，我們將其模擬並且比較兩種功能在各種環境條件下所帶來的增益。

1.2 論文架構

本篇論文架構:第二章將對於 IEEE 802.16j 系統作介紹，第三章對於本篇論文所使用的路徑選擇方法作說明，第四章則是說明該如何進行合作式通訊，第五章則為系統模擬結果做分析。



第二章 IEEE 802.16j 系統簡介

本章將介紹 IEEE 802.16j 系統所採用的傳輸技術，IEEE 802.16 網路架構，並且說明用於如何取得 SIR(signal-interference ratio)，其用於第三章路徑選擇演算法

2.1 OFDMA 多重擷取技術[1][2]

OFDMA 技術為 OFDM 演變而來，其與 OFDM 的差別在於允許多重存取，意思為 1 個 OFDM symbol 可用來分享給多個使用者，分別使用不同的子載波，圖 2.1 為 OFDM symbol 頻譜

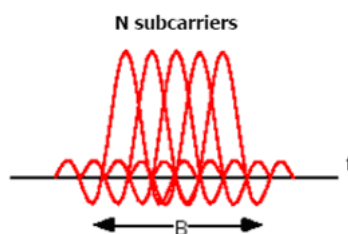


圖 2.1 OFDM 頻譜[7]

OFDM 技術可以有效的對抗頻率選擇性衰落(frequency selective channel) 和窄帶干擾，因為 OFDM 是多載波的系統，相較於單載波系統，每個子載波同時受到衰落的機率很小，所以可以有效的對抗頻率選擇性衰落，並且 OFDM 所採取每個子載波都屬於正交的狀態，所以在理想狀態中並不會有 ICI(inter-carrier interference)的問題存在。

OFDM 符號是由 PSK 或 QAM 調變的子載波構成，其數學式如下

$$s(t) = \begin{cases} \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} X_k \phi(k) & 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

其中 T : OFDM 符號區間

X_k : QAM 或 PSK 訊號

$$\phi(k) = \frac{1}{\sqrt{T}} e^{j2\pi f_k t} \quad f_k = \frac{k}{T}$$

在上式中可看出 f_k 正交，然而要類比的方式來形成多載波系統是不切實際，但是我們把類比的訊號取樣過後即可看出只要在傳送端執行 IFFT 就可以產生等效的離散時間訊號，數學如下

$$s[n] = s(t)|_{t=nT_d} = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} X_k e^{j2\pi \frac{k}{N}n} & 0 \leq n \leq N-1 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} = \text{IFFT}\{X_k\}$$

不幸的是無線通道通常都會有多重路徑干擾，OFDM 符號在這樣的環境下會產生 ISI(inter symbol interference)，如圖 2.2

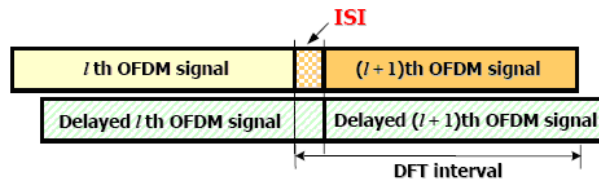


圖 2.2 OFDM ISI [7]

解決 ISI 的方式可以在連續的 OFDM 中加上一段保護區間(guard period) 如圖 2.3

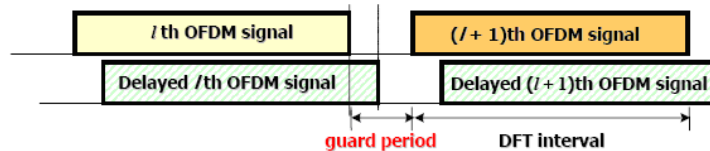


圖 2.3 OFDM guard period[7]

但是因為加上了保護區間會導致在接收端 FFT 並沒有維持整數倍的週期，造成 ICI 的產生，解決方式可以採取循環前置碼(cyclic prefix)，作法是把 OFDM 訊號的前面部分複製至 OFDM 訊號後面，如圖 2.4

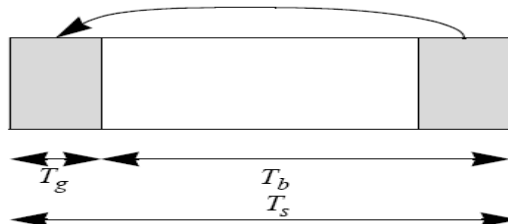


圖 2.4 OFDM CP[1]

所以只要保護區間取的比 path delay 還大的話就可以維持 OFDM 訊號 沒有 ISI 和 ICI。

由此可知 OFDM 對於無線通道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中扮演一個重要的角色。

2.2 frame structure

IEEE 802.16e 有支援兩種多工技巧，分別為時間分割多工(TDD)，頻率分割多工(FDD)，另外 IEEE 802.16j 有兩種中繼站的規格，Non-transparent RS，transparent RS，所以會有相對應的 frame structure，將在下面小節介紹。

2.2.1 時間分割多工

在時間分割多工時，上載和下載使用同一頻率，資料傳遞依照時間來區隔，即上載和下載是在不同的時間執行，如圖 2.5 所示

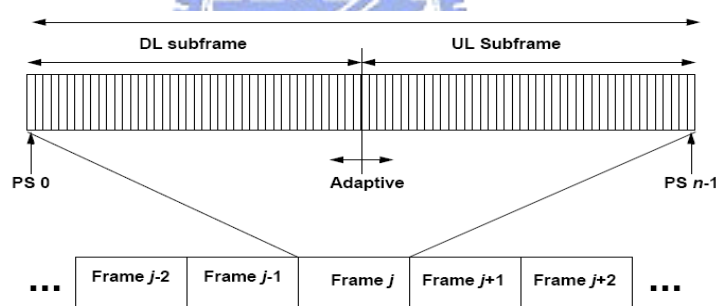


圖 2.5 TDD[1]

2.2.2 頻率分割多工

頻率切割多工則是上載和下載可以同時發生，上載跟下載使用不同的頻率，所以並不會有干擾的問題，如圖 2.6

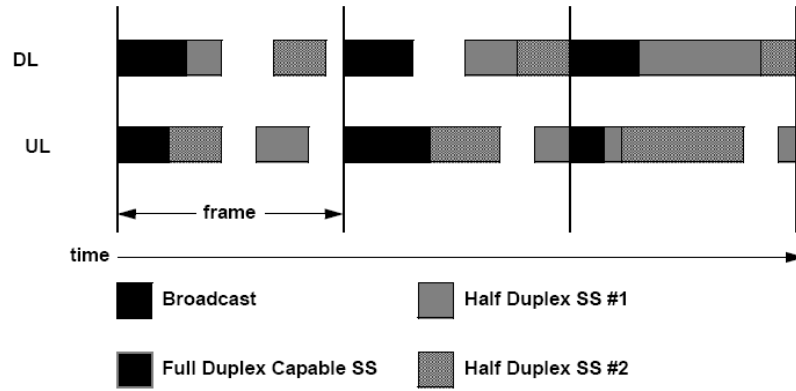


圖 2.6 FDD [1]

2.2.3 IEEE802.16e frame structure

由於在 IEEE 802.16j 是從 IEEE 802.16e 新增而來，所以我們將先介紹 IEEE 802.16e 的 TDD 碼框架構。

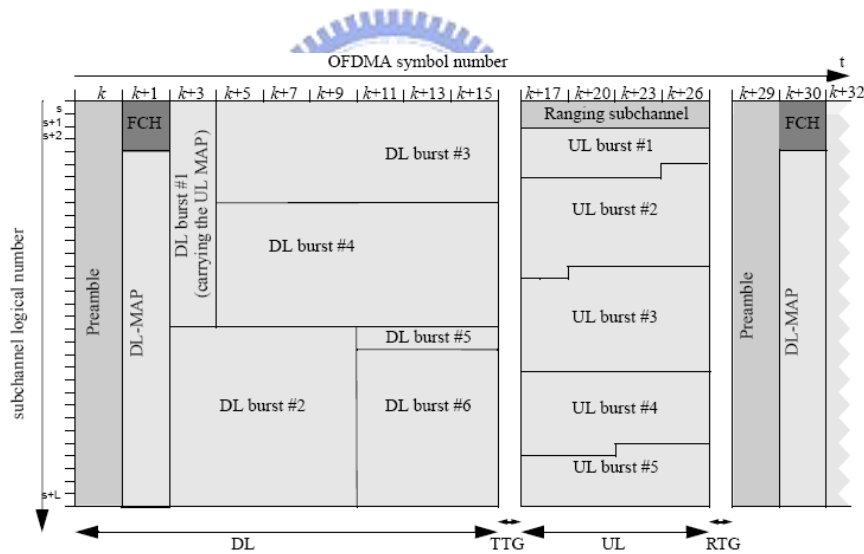


圖 2.7 IEEE 802.16e 碼框 [1]

從圖 2.7 我們可以看出 frame 的一開始有幾個重要的訊號，Preamble，DL MAP，UL-MAP，其中 MS 一收到 Preamble 就知道 1 個新的 frame 開始，接著 MS 就會聽取 DL-MAP 和 UL-MAP，在 DL-MAP 和 UL-MAP 的功能在於其會告知 MS 在 DL/UL-sub frame 中何時該聽取資料，由於 IEEE802.16e 是採取 OFDMA，所以每個 MS 的資料是以 frequency-time 做切割，DL-MAP 和 UL-MAP

就在於可以精確的告訴每個 MS 它該在那 frequency-time 區塊聽取資料，在 UL-sub frame 中，看的到一個區塊為 ranging sub channel，其用途在給予 MS 跟 BS 執行參數上的校正，包括了時間偏移,發射功率，頻率偏移等。

2.2.4 IEEE 802.16j Non-transparent RS frame structure

在 IEEE 802.16j 的系統，變成有兩個 source 端，1 個就是基地台另一個則為中繼站，所以在 frame 上面也會有 BS frame 和 RS frame，如下所示

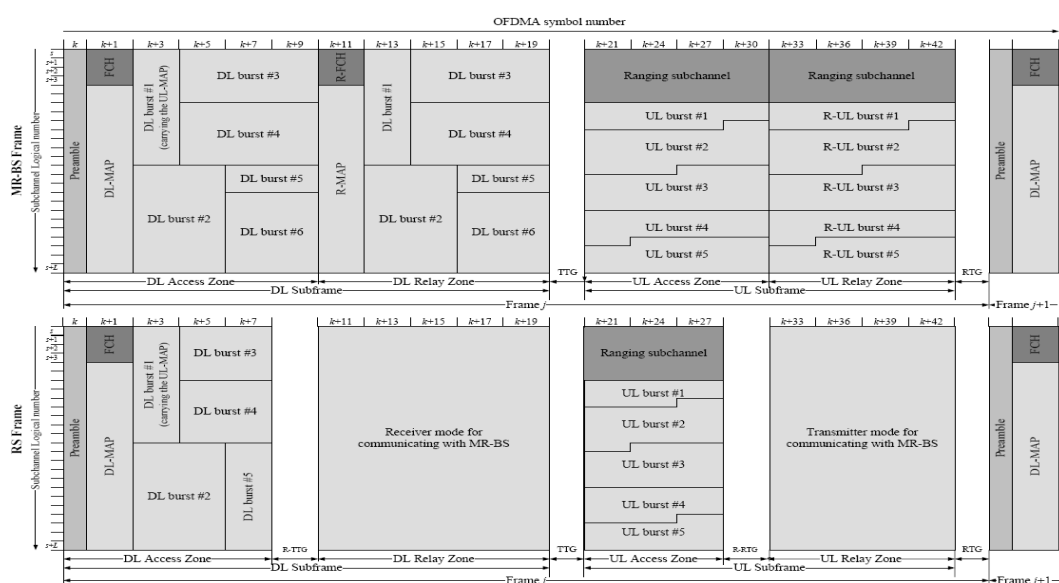


圖 2.8 Non-transparent RS frame structure [2]

我們首先看 MR-BS 的 frame structure，可以從上圖看得出來會由 TTG 來分隔 DL sub frame 和 UL sub frame，RTG 是安插在每個 frame 的結尾，而 DL sub frame 和 UL sub frame 中又分成兩塊區塊，分別為 DL Access Zone/DL Relay zone 和 UL Access Zone/UL Relay zone，Access Zone 是 Access link 所使用的，Relay zone 為 Relay link 所用，所謂的 Access link 定義為 BS-MS 和 RS-MS，Relay link 則為 BS-RS，而在 DL sub frame 中至少要有 1 個 DL access Zone 和 1 個或多個 DL relay Zone，在 UL sub frame 中須包括 1 個或多個 UL access Zone 和 1 個或多個 UL relay Zone，Relay zone 的數量取決在是幾 hop 的系統，通常 2-hop 只需要 1 個 Access Zone 和 Relay zone 即可，而在 Relay Zone 中中繼站可以執行傳送模式，接收模式或休息模式，但是不能在同一個 Zone 中執行兩個動作。

Frame 開始會先傳 preamble 接下來 FCH 和 DL-MAP, UL-MAP, R-MAP，其中 UL-MAP 和 DL-MAP 主要是提供使用者資料會被放置在 DL sub frame 和 UL sub frame 內的 Access Zone 中的哪個 frequency-time 區塊，而 R-MAP 就是用來說明中繼站應該在 DL-relay zone 中的哪個 frequency-time 區塊接收需要中繼站轉傳的資料，並且 R-MAP 內會有 DL-MAP IE，所以中繼站知道轉傳的資料應該要被放置在下一個 frame 中的 DL access zone 的那個 frequency-time 區塊。

接著我們看中繼站的frame structure，基本的架構跟MR-BS一樣，一樣的分成 Relay zone和Access zone，在DL access zone中中繼站依照R-MAP的指示擺放從上一個frame中的DL relay zone接收到的資料給使用者，然而中繼站也會傳送preamble，FCH，DL-MAP，UL-MAP，所以當使用者接收到preamble時，他會認為本身跟基地台連接著，換句話說，Non-transparent RS可以說是小型的基地台，此外還會有一個R-amble放在基地台和中繼站的DL sub frame結束之前用於量測 relay link的通道品質。

2.2.4 IEEE 802.16j transparent RS frame structure

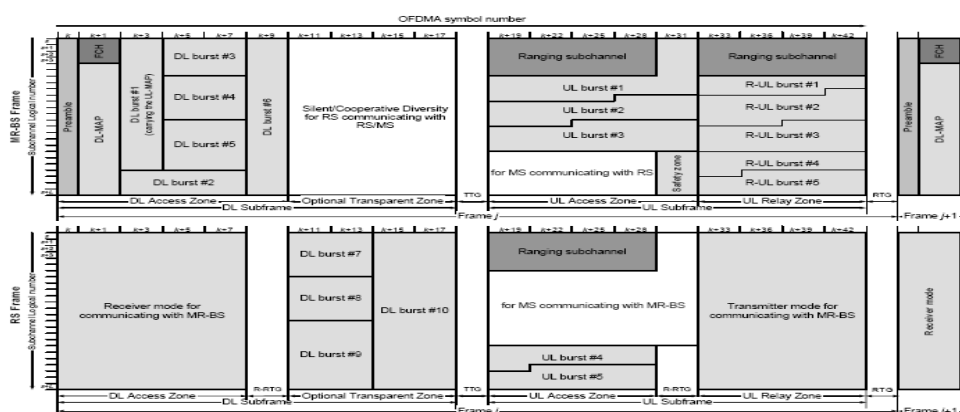


圖 2.9 transparent RS frame structure [2]

Transparent的frame structure一樣也是分成DL sub frame和UL sub frame，我們首先看MR-BS的frame structure，在DL sub frame內又分為DL Access Zone和

optional transparent zone，DL-Access Zone區間內MR-BS發送preamble，FCH，DL-MAP，UL-MAP，R-MAP，中繼站和使用者在此區間內接收資料，而在optional transparent zone中，BS可以選擇性的與RS共同傳輸同樣訊號即稱為合作式通訊。在UL sub frame則和non-transparent的配置一樣。

接著我們看RS的frame structure，可以看到transparent RS不會傳送preamble FCH MAP等，反而是接收MR-BS所送出的preamble FCH MAP等，access zone的配置是由MAP來指示，relay zone中的配置則由R-MAP指示，optional transparent zone則用來給RS和下層的站台通訊，而transparent relay和non-transparent relay最不一樣的地方，就在於transparent relay並不會傳送Preamble，所以使用者不會發覺到這個中繼站的存在，而也會有一個R-amble放在DL sub frame結束前。

2.3 子載波分配

由於 IEEE 802.16j也是採用OFDMA技術，所以能夠被分配的資源為時間和頻率，而在子載波上定義了3種子載波，資料子載波(data sub carrier)，領航子載波(pilot sub carrier)，空子載波(Null sub carrier)，其中資料子載波用於傳遞資料，領航子載波用於通道估測和同步，空子載波則是沒用來傳輸的子載波，放置在保護區間和DC 子載波，示意圖如下

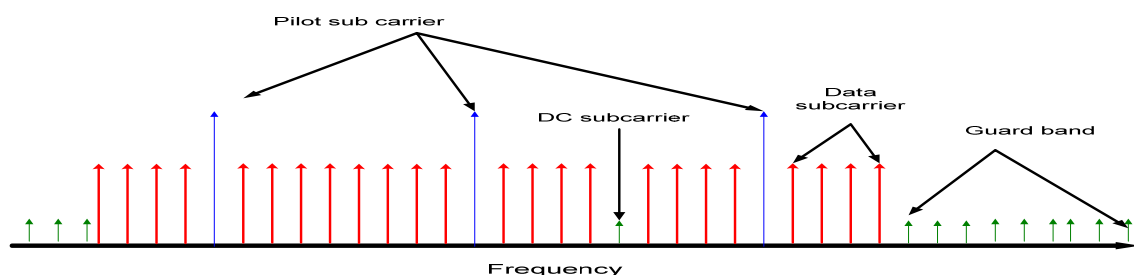


圖 2.10 OFDMA sub carrier structure

而在IEEE 802.16e的規格上大致分為以下3種子載波分配方式

- (1) PUSC(partial usage of sub channels_)
- (2) FUSC(full usage of subchannels _)
- (3) Band AMC

而本篇論文最主要採用的子載波方式為Band AMC，所以我將對Band AMC詳細的介紹。

Band AMC中最小的單位為基底，而每個基底是由6個Bin所構成，每個Bin中有9根子載波，9個子載波中8個為資料子載波，1個是領航子載波，而6個Bin的組成方式可以為 $N * M=6$ ， N 為Bin的個數， M 為OFDMA symbol個數，所以每個基底的組成方式有以下4種

- (1) 1 Bin * 6 OFDMA symbols
- (2) 2 Bins * 3 OFDMA symbols
- (3) 3 Bins * 2 OFDMA symbols
- (4) 6 Bins * 1 OFDMA symbol

而在Band AMC中子通道的定義則為以上4種組成方式中 N 的個數為1個子通道，例如(3)的子通道則是由3個bin所組成，如圖2.11所示

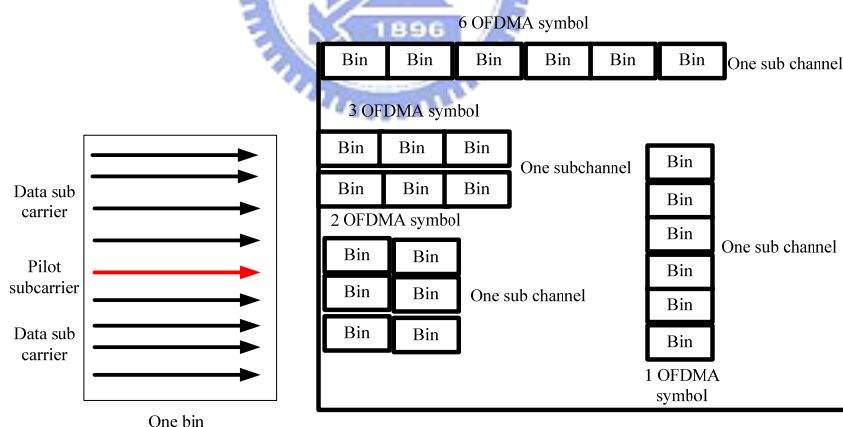


圖 2.11 Bin structure and slot structure

在IEEE 802.16e中預設基底組成方式是2 Bins*3 symbol，所以在本篇論文中我們也選用這個方式。

Parameter	Value
Number of DC Subcarriers	1 (Index 1024, counting from 0)
Number of Guard Subcarriers, left	160
Number of Guard Subcarriers, right	159
N_{used} , Number of Used Subcarriers (which includes the DC subcarrier)	1729
Total Number of Subcarriers	2048
Number of Pilots	192
Number of Data Subcarriers	1536
Number of Physical Bands	48
Number of Bins per Physical Band	4
Number of Data Subcarriers per Slot	48

表 2.1 Band AMC FFT=2048 規格

表 2.1 是 Band AMC FFT size 為 2048 的規格表，在表 2.1 可以看的到左邊的 guard sub carriers 和右邊的 sub carriers 分別為 160 和 159 根，所以全部可以使用的 sub carriers 為 2048 減去 guard sub carriers 為 1729 根，但是 1729 根內有包含 1 根 DC sub carrier，而減去 DC sub carrier 後為 1728 根，每 9 根 sub carriers 為 1 個 Bin，所以可以得知在 FFT size 為 2048 時，共有 192 個 Bins，所以會有 192 個領航子載波，扣除這些領航子載波，真正能用來傳遞資料的為 1536 根，並且每 4 個連續的 Bins 為一個 physical Band，所以共有 48 個 physical Bands，而 logical Band 為 physical Band 所組成，在 IEEE 802.16e 中規定 logical Band 的個數可以為 3,6,12,24，舉例來說 logical Band 的個數為 3 的話，就代表每個 logical Band 中有 16 個 physical Band 如 logical Band 0 為 physical Bands 0……15，logical Band 1 為 physical Bands 16……31，logical Band 2 為 physical Bands 32……47。

在 IEEE 802.16e 中規定不管是那一種子載波分配的基底都要是 48 根資料子載波，在 Band AMC 也不例外，上述的 4 種組成基底的方法，也是一樣符合這規定。

由於 Band AMC 並不會在打散基底內子載波，意思就是說使用者使用的子載波為資料子載波內連續的幾根，所以較適合在通道較緩慢變動的環境下，即使用

者緩慢的移動，而在 PUSC 則會把子載波打散，所以使用者使用的子載波為分散在資料子載波，所以不會因為受到某一頻帶的衰落較大導致整體訊號都被影響到，較適用於 frequency selective channel。

2.4 SIR 取得過程

由於 SIR 是決定路徑選擇演算法重要的參數，所以在這小節會說明如何取得 DL SIR，在 IEEE 802.16j 有分為中央管理(centralized scheduling)，跟分散式管理(distributed scheduling)，所謂的中央管理即是所有一切的行為(頻寬要求，handover...等)都是統一由基地台所控制，中繼站並沒有自己的權利可以控制下面的站台，而在分散式管理就是中繼站會有部分的權利可以控制，在頻寬要求方面基地台會事先分一段頻寬給中繼站，中繼站在依照底下的需求自己安排頻寬，不需要回報給基地台。在本篇論文我們只考慮中央管理的情況。

2.4.1 Downlink SIR 回報機制

IEEE 802.16j 可以透過兩種機制來回報 DL SIR，使用 CQICH(channel quality information channel)跟 REP-RSP[9]，而 CQICH 和 REP-RSP 的差別在於 CQICH 是週期性的主動回報，週期有 1、2、4、8 個 frame 時間可以選擇。而在 access link 的 SIR 可以使用 preamble 量測，而 relay link 的量測則利用 R-amble。

2.4.1.1 CQICH

基地台會分配 CQICH 給中繼站和使用者，對於中繼站，CQICH 會被分配在 relay zone 中用於回報 relay link 的通道品質，而對於使用者，CQICH 會被分配在 access zone 用於回報 access link 的通道品質，然而中繼站會在 relay zone 中送出 CQI(channel quality information)給基地台，其來自於使用者在 access zone 用 CQICH 回報給中繼站如圖 2.12，基地台就可以利用這些資訊套入路徑選擇演算法，找出最適當的路徑。

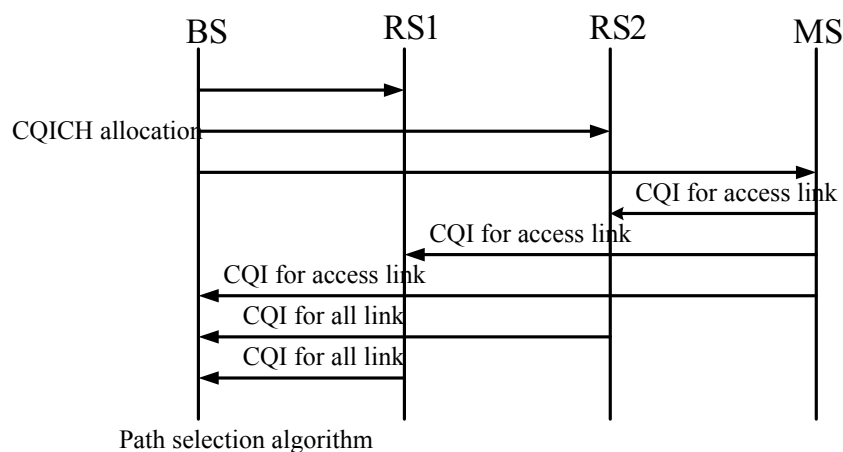


圖 2.12 CQICH 回報機制

2.4.1.2 REP-RSP

如果 CQICH 不能使用的話，則可以使用 REP-RSP(report-response)來回報 SIR，首先基地台會先送出 REP-REQ(report-request)給中繼站和使用者，要求回報 SIR，而中繼站和使用者會送出 REP-RSP 給基地台如圖 2.13，其中使用者只會回報基地台和使用者間的 SIR，而中繼站回報給基地台的 REP-RSP 中會有基地台和中繼站間的 SIR，然而中繼站和使用者間的 SIR 是藉由 MOB_SCN-RSP 所取得，MOB_SCN-RSP 可以由基地台主要要求使用者掃描或是由使用者送出 MOB_SCN-REQ 而基地台允許掃描，掃描完後使用者會在送出 MOB_SCN-REP，此時基地台就會獲得 access link 的 SIR。

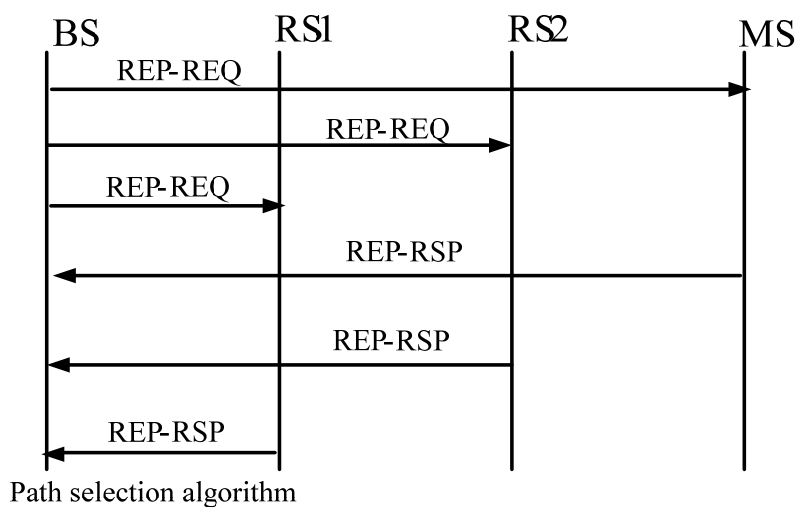


圖 2.13 REP-RSP 回報機制

第三章 路徑選擇演算法分析

由於多了一個中繼站，對於使用者的傳輸路徑不在是 1-hop，也可以選擇 2-hop，對於使用者選擇了 2-hop 的話，此使用者就可看似成 2 個 1-hop 的使用者，原因在於 2-hop 的使用者需要 2 段資源用來傳遞 1 份資料，1 段用於基地台到中繼站，1 段用於中繼站到使用者，所以如果不恰當選擇 2-hop 的使用者的話就會浪費了資源，這是我們不想看見的，並且在 IEEE 802.16j 下全部的頻寬是固定，若使用者是 2-hop 的話就會佔據掉兩段頻寬，所以並不是每個使用者都可以選擇 2-hop，系統會有最大的 2-hop 數量限制，因此我們也要決定系統所能容受的 2-hop 數量。

而如何選擇就是本章所要介紹的，然而因為一旦出現 2-hop 的話，系統必須要分配資源給 2-hop，原因在於為了避免基地台和中繼站使用到同資源，造成互相干擾，所以在頻率切割也需要探討。

3.1 細胞(cell)頻率切割

目前通訊系統皆屬於細胞系統，通常是由 19 個細胞組成一個類似蜂槽的模式如圖 3.1，由於目前 WiMax 所使用的技術是 OFDMA，所以並不會有細胞內的干擾(intra-cell interference)，而 WiMax 頻寬為每個 cell 都使用固定頻寬(5,10,20MHz)，所以會有嚴重的細胞間的干擾(inter-cell interference)，因為使用者假設想要聽的是 cell 1 的基地台所發的訊號，但是因為全部 cell 都使用同一頻寬，使用者會收到其他來自外面 cell 的干擾，所以在 IEEE 802.16e 中的解決方案為 FFR(fractional frequency reuse)。

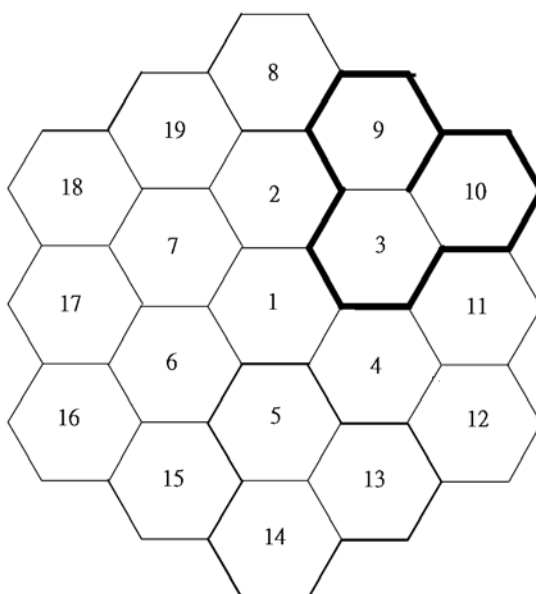


圖 3.1 cellular system layout

所謂的 FFR 則是把 cell 內的頻寬切成兩段，一段頻寬使用在較靠近基地台的範圍稱為內圈，一段頻寬使用在距離基地台較遠的區域稱為外圈，在內圈基地台只需要發送小功率即可，在外圈基地台則需要發送大功率才可以到達，並且每個相鄰的 cell 外圈都切成不一樣的頻段，則可以有效的降低細胞間的干擾，如圖 3.2。

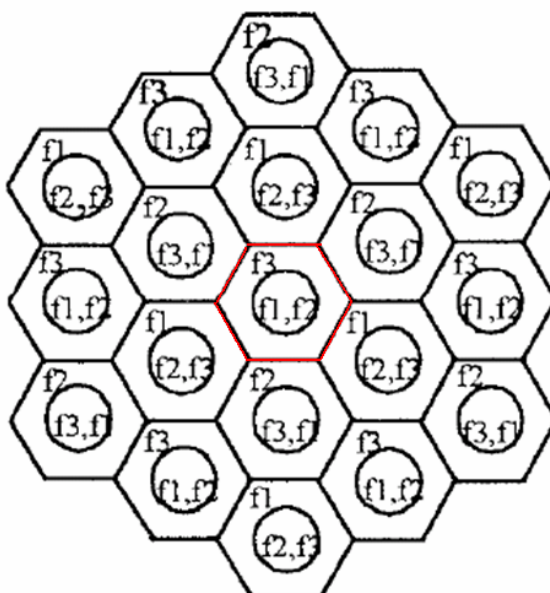


圖 3.2 頻率切割[10]

3.2 系統模型

我們所採取的系統模型如圖 3.3 所示，cell 的半徑為 R ，並在 cell 的六角形的頂點擺上中繼站，中繼站距離基地台為 $R/2$ 。

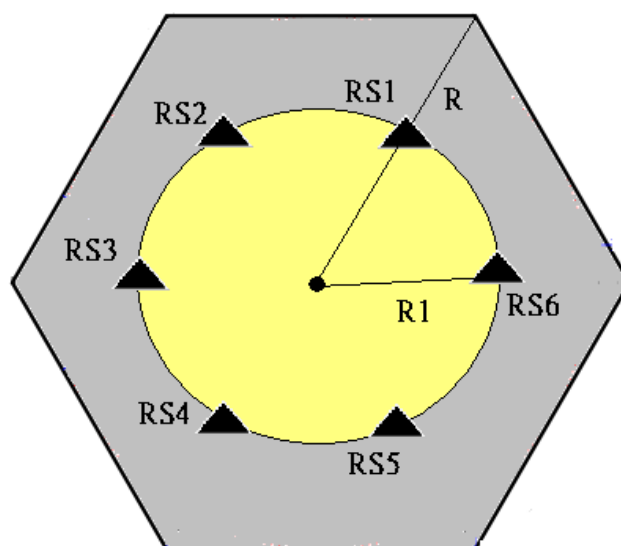


圖 3.3 系統模型

3.2.1 IEEE 802.16j 頻率切割

然而在 IEEE 802.16j 我們多了中繼站的架構，並且從 frame structure 中看到的，中繼站和基地台是屬於在同一個 zone 中傳送資料，所以我們必須對於 access zone 做頻率切割。

因為在 IEEE 802.16e 中有 FFR 的方法，所以我們在 IEEE 802.16j 頻率切割也依照圖 3.2，我們設定中間 cell 1 為我們研究的 cell，所以對於中間 cell 1 的 access zone 中頻率切成 3 個頻帶， f_1 、 f_2 、 f_3 ，固定 f_1 和 f_2 在 access zone 中給予基地台和使用者 1-hop 溝通用，固定 f_3 則是給予中繼站到使用者通訊用，然而對於鄰近 cell 的頻率切割，如 cell 5，其 access zone 的頻率切割則是固定 f_1 、 f_3 給予基地台和使用者使用，而固定 f_2 給中繼站到使用者 2-hop 使用，所以對於我們所研究的 cell 1 可以看到的，鄰近 cell 中繼站所使用的頻段並不會互相重疊到，並且此時的外圈則屬於中繼站操作的頻段，即不會有外圈對外圈的干擾。

而在 relay zone 則屬於基地台和中繼站溝通用，所以在頻率上就沒進行切割，

即 $f_1+f_2+f_3$ 都使用，然而在 access zone 中要切割頻率而 relay zone 中不切割，因為在 access zone 中有兩個發射端(基地台和中繼站)，為了避免兩個發射端使用到同一頻段產生衝突，所以要進行頻率切割，而在 relay zone 中只有 1 個發射端(基地台)，所以不需要切割頻率。

3.3 系統最大 2-hop 數量

我們所使用的 FFT size 為 2048，且每個 frame 的大小為 5ms，頻寬採取大小為 20MHz，從表 3.1 可得知一個 frame 有 48 個 OFDMA 符號，我們分配在 DL sub frame 中可以用來傳遞資料的有 36 個 symbols，其餘 12 個符號給 UL sub frame 和 MAP，FCH 所用。

Parameters	Values				
System Channel Bandwidth (MHz)	1.75	5	10	10	20
Sampling Frequency (MHz)	2	5.7	11.2	11.2	22.4
FFT Size	128	512	1024	2048	2048
Subcarrier Spacing (kHz)	15.63	11.16	10.94	5.47	10.94
Useful Symbol Time (μ sec)	64	89.6	91.4	182.8	91.4
Guard Time (μ sec)	8	11.2	11.4	22.8	11.4
OFDMA Symbol Time (μ sec)	72	100.8	102.9	205.7	102.9

表 3.1 CP=1/8 系統參數

我們所採用的子載波分配為 Band AMC 中 2 Bins * 3 OFDMA symbols 的模式，所以可得知在 DL-sub frame 中可用來分配的頻寬為 192 Bins * 36 OFDMA symbol 等於 96 個 sub channel * 12 個 time slot，其中每 2 個 Bins 為 1 個 sub channel，3 個 OFDMA symbol 為 1 個 time slot，而 1 個 slot 的定義為 2 Bins * 3 OFDMA symbol，所以我們在 DL sub frame 中總共有 1152 個 slot 可以使用，如圖 3.4。

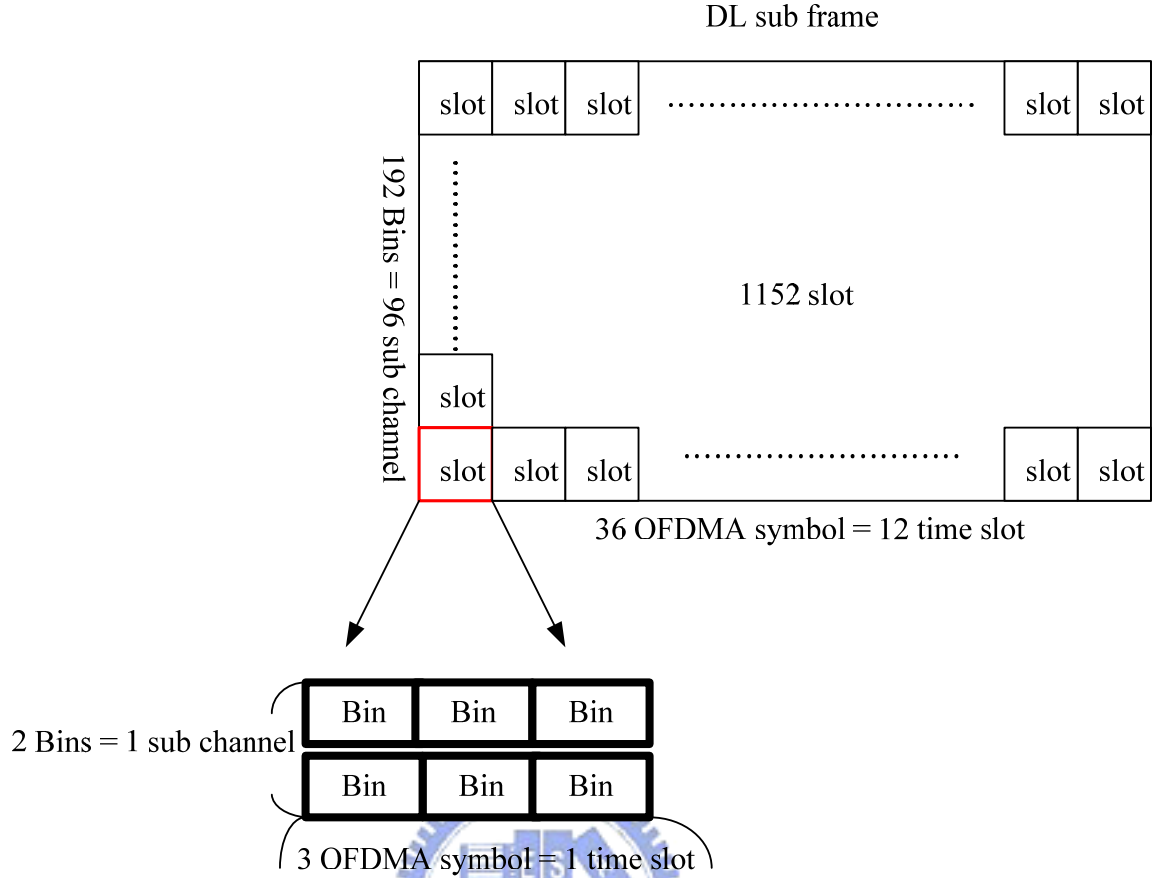


圖 3.4 slot 描述圖

再這裡我們假設每個使用者所能使用的頻寬都一樣，所以全部的頻寬要平均分給 1-hop 的使用者和 2-hop 的使用者，然而 2-hop 的使用者佔了 2 段頻寬，如下。

$$W_{ch} = \frac{W}{N_1 + 2N_2} = \frac{W}{N + N_2} \quad (3.1)$$

其中 N_1 代表 1-hop 的使用者數目， N_2 則是 2-hop 的使用者數目，所以 $N = N_1 + N_2$ 為全部在 cell 內的使用者， $W = 1152$ 個 slot，從(3.1)中我們看的到，

當 $N_2 = 0$ ，每個人所分到的頻寬為 $\frac{W}{N}$ ，然而當 $N_2 \neq 0$ 時，每個人所分到的頻寬就

會比 $N_2 = 0$ 時所分到的頻寬還小，可知 W_{ch} 為 N_2 的函數，另外從式子(3.1)中可得知，在 1 個 frame 中使用者分到的 slot 數量有可能會有小數點的存在，但是真實通訊中是不可能只傳 1 個 frame，而是很多個 frame 連續傳送，然而在每個 frame 中使用者分到的都是整數的 slot 個數，但是平均全部 frame 個數下來確實是小數，

所以我們在模擬時為了更接近真實情況，我們考慮了 100 個 frame。

如果 cell 內沒有使用者 2-hop 的話，則跟 IEEE 802.16e 一樣，DL sub frame 都屬於 1-hop 使用者的，但出現使用者 2-hop 的話，系統就必須規劃出 DL relay zone 給基地台和中繼站溝通用，DL access zone 給中繼站和使用者溝通，而 2-hop 的使用者數目增加的話，DL access zone 和 DL relay zone 會持續增加頻寬，直到兩者的邊界接觸到時則會有最大 2-hop 的數量限制，如圖 3.5。

在圖 3.5(1)中的情況是 cell 內沒有 2-hop 的使用者，所以此時都是 1-hop 所使用即圖 3.5(1)中黃色區塊，然而當有 2-hop 時，DL sub frame 就會規劃成圖 3.5(2)的情形，其中灰色區塊是要給 BS-RS 和 RS-MS 所使用的，此灰色區塊面積大小是根據 2-hop 的數量所定，然而配合 3.2.1 節中的頻率切割，BS-RS 的頻段為 $f_1+f_2+f_3$ 即 96 個 sub channel，RS-MS 的頻段為 f_3 即 32 個 sub channel，但因為此時的 2-hop 數量並沒有到最大值，所以此時的 f_3 頻段還有空的，我們將此空的區塊也給予 BS-MS 所使用，如圖 3.5(2)中黃色區塊是給 BS-MS 所使用，而隨著 2-hop 的數量增加，BS-RS 和 RS-MS 所要使用到的頻寬也需要增大，直到系統達到 2-hop 數量的最大限制，即圖 3.5(3)的情形，因為此時 RS-MS 已經把 f_3 的頻段給使用完畢，所以 BS-MS 只能使用原本分配到的 f_1+f_2 的頻段中使用。

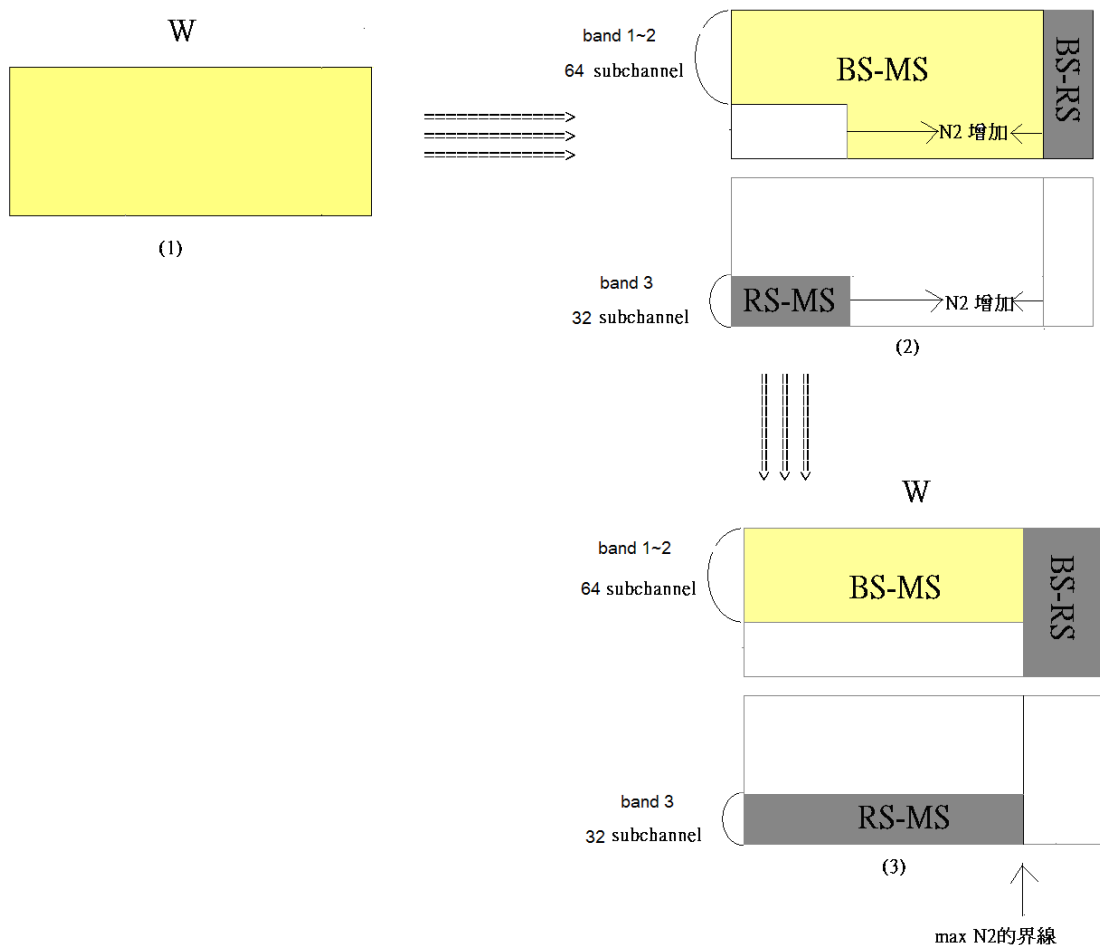


圖 3.5 最大 2-hop 數目說明圖

接著我們將推導出最大的 2-hop 數量為何，由於 2-hop 所使用到的頻寬為圖 3.5 中的灰色區塊，所以我們首先必須要知道基地台到中繼站和中繼站到使用者的頻寬大小，然而因為我們假設每個使用者所用的頻寬是一樣的，所以 2-hop 所使用到的頻寬是跟 2-hop 數量有關係，我們可以將 N_2 乘上 W_{ch} ，可以得到此兩段的頻寬大小。

$$\begin{aligned}
 RS - MS &= N_2 \times W_{ch} = \frac{N_2 \times W}{N + N_2} \\
 BS - RS &= N_2 \times W_{ch} = \frac{N_2 \times W}{N + N_2}
 \end{aligned}
 \tag{3.2}$$

接著把我們所使用的系統參數代入式子(3.2)，並且固定中繼站(f_3)和基地台($f_1+f_2+f_3$)所用的頻段

$$\begin{aligned}
RS - MS &= \frac{N_2 \times 96 \times 12}{N + N_2} = 32(\text{subchannel}) \times \frac{N_2 \times 36}{N + N_2} (\text{time slots}) \\
BS - RS &= \frac{N_2 \times 96 \times 12}{N + N_2} = 96(\text{subchannel}) \times \frac{12 \times N_2}{N + N_2} (\text{time slots})
\end{aligned} \tag{3.3}$$

即可得到兩段分別所使用到的 time slot，接著我們將兩段所使用到的 time slot 相加，如果兩段所使用的 time slot 相加剛好把整個 DL sub frame 的 12 個 time slot 給用完則代表 2-hop 數目不能夠再增加。

$$\begin{aligned}
\frac{N_2 \times 36}{N + N_2} (\text{time slots}) + \frac{12 \times N_2}{N + N_2} (\text{time slots}) &= 12 (\text{time slots}) \\
\Rightarrow \frac{N_2}{N + N_2} &= \frac{1}{4} \Rightarrow \text{maximum } N_2 = \frac{N}{3}
\end{aligned} \tag{3.3}$$

經過推導後可得到最大的 N_2 為 $\frac{N}{3}$ ，所以可得到 BS-RS 最多所用到的頻寬為 96 sub channel * 3 time slot 等於 288 個 slot，RS-MS 最多所能用到的頻寬為 32 sub channel * 9 time slot 等於 288 個 slot，然而此最大 2-hop 數目將在路徑選擇演算法中代表 2-hop 使用者數目的上限。

3.4 路徑選擇演算法

此節中將討論多種路徑選擇演算法，並且說明其缺點，另外本篇論文所採用的路徑演算法是由 Liu Tao 所提出[3]而我們把其加上 frame partition 的概念，並且應用在 IEEE 802.16j 上。

3.4.1 根據 SIR 來選取 2-hop[6]

此方法是根據 SIR 來選擇使用者是否要 2-hop，首先對於使用者必須先選擇兩個距離自己較近的中繼站(RS1,RS2)，然後分別計算從這兩個中繼站到使用者的 SIR 和基地台到使用者的 SIR，然後再根據 SIR 來挑最大的，如果最大的 SIR 是中繼站到使用者的話則使用者就 2-hop，換言之

$$\arg \max \{SIR_{RS1-MS}, SIR_{RS2-MS}, SIR_{BS-MS}\}。$$

但是在[6]中假設了基地台到中繼站的通訊品質很好，也就是說不考慮基地台到中繼站這段 SIR，這個假設在實際情況並不成立，如果中繼站距離基地台很遠的話，則基地台到中繼站的 SIR 反而有可能會比中繼站到使用者的 SIR 還差，在這個情況下，使用者挑了 2-hop，其中基地台到中繼站那段根據 SIR 選了較低的調變速度，但是中繼站到使用者這段卻用了較高調變速度，對於使用者收到的資料還是根據基地台到中繼站的那段調變速度所產生的，則在 throughput 上並沒有因為 2-hop 沒有提昇太多，所以單憑中繼站到使用者的 SIR 來跟基地台到使用者的 SIR 來較不周到。

3.4.2 根據距離和路徑衰落來選擇[5]

使用者一樣也要先選取距離最近的兩個中繼站，然後在兩個中繼站中在挑一個作為備用中繼站，選取的準則是可以依據距離和路徑衰減來選擇，用距離選擇的方法分成 3 種：1.用基地台到中繼站到使用者相加最短的距離來挑、2.用基地台到中繼站的距離跟中繼站到使用者距離挑最大的再從裡面挑最小的距離、3.用中繼站到使用者的距離中挑最小的。

(1) shortest total distance selection

$$r_s = \arg \min_{all\ n \in N} (d_{n1} + d_{n2})$$

(2) least longest hop selection

$$r_s = \arg \min_{all\ n \in N} (\max(d_{n1}, d_{n2}))$$

(3) shortest Relaying hop distance selection

$$r_s = \arg \min_{all\ n \in N} (d_{n2})$$

其中 n 代表第幾條 route， N 等於 2， d_{n1} 是基地台和中繼站的距離， d_{n2} 是中繼站和使用者的距離。

如果選擇路徑衰落來選取的話一樣也分成 3 種：1.用基地台到中繼站到使用者相加最小的路徑衰落來挑、2.用基地台到中繼站的路徑衰落跟中繼站到使用者

的路徑衰落挑最大的再從裡面挑最小的、3.用中繼站到使用者的路徑衰落中挑最小的。

(1) minimum total pathloss selection

$$r_s = \arg \min_{all\ n \in N} (PL_{n1} + PL_{n2})$$

(2) least maximum pathloss selection

$$r_s = \arg \min_{all\ n \in N} (\max(PL_{n1}, PL_{n2}))$$

(3) minimum Relaying hop pathloss selection

$$r_s = \arg \min_{all\ n \in N} (PL_{n2})$$

其中 PL_{n1} 是基地台到中繼站的路徑衰落， PL_{n2} 是中繼站到使用者的路徑衰落。

對於使用者需要選擇 1-hop 或 2-hop 在[5]中，則是定一個最低的 1-hop SIR threshold，如果 1-hop 的 SIR 小於這個 threshold 的話則 2-hop，然而在此方法中也是沒有把 all link(access link、relay link)的狀況一起考慮 1-hop 或 2-hop 的決定。

3.4.3 最高系統容量選擇法

此方法是由 Liu tao[3]所提出，我們在將以改進並應用在 802.16j 上，使用此方法在選擇 2-hop 的時候一定會增加系統的容量，而我們要如何確定系統容量一定會增加將在下面介紹。

3.4.3.1 定義 1-hop 和 2-hop 的頻寬效率

首先我們假設 i-th 使用者 1-hop，其 1-hop 的頻寬效率(spectral efficiency)如下式。

$$\eta_1(i) \triangleq \log_2(1 + \Gamma_{BM}(i)) \quad (3.4)$$

其中 $\Gamma_{BM}(i)$ 為基地台和使用者間的 SIR

假設 j-th 使用者 2-hop 則頻寬效率定義如下式

$$\eta_2(j) \triangleq \log_2(1 + \min(\Gamma_{BR}(j), \Gamma_{RM}(j))) \quad (3.5)$$

其中 $\Gamma_{BR}(j)$ 為基地台和中繼站間的 SIR， $\Gamma_{RM}(j)$ 為中繼站和使用者間的 SIR。

基地台首先會為每個使用者挑選備用中繼站以作為 2-hop 的準備，基地台會利用(3.5)式挑選對於使用者會有最大的 2-hop 頻寬效率的那個中繼站作為備用中繼站，基地台會挑距離使用者最近的兩個中繼站來比，如下式

$$\begin{aligned}\eta_{2k}(j) &= \log_2(1 + \min(\Gamma_{BR_k}(j), \Gamma_{R_kM}(j))) & k = 1, 2 \\ \max\{\eta_{2k}(j)\} &= \eta_2(j)\end{aligned}\quad (3.6)$$

經過上面的步驟後，基地台知道在 cell 內的所有使用者的 1-hop 頻寬效率跟 2-hop 頻寬效率，而利用這些資訊來替使用者決定 1-hop 還是 2-hop。

3.4.3.2 Algorithm

使用這個演算法的好處在於低複雜度，並且使用者從 1-hop 變成 2-hop 時，一定要能替系統提供更多的容量，所以能進一步提高整體系統容量。

當使用者要從 1-hop 變 2-hop 時，他會使用到更多的頻寬(2 段頻寬)，會導致其他沒變的使用者所分到的頻寬降低，然而其他沒變的使用者的 spectral efficiency 不變，就會導致其他沒變的使用者所提供的系統容量降低，而此時要變 2-hop 的使用者所用的頻寬也會降低，然而此時要變 2-hop 的使用者，它的 2-hop 的 spectral efficiency 必須要相當的高，在固定每個人頻寬之下，2-hop 使用者提供的高 spectral efficiency 也會提昇本身從 1-hop 變 2-hop 的容量，但此使用者提高的容量，必須要比因為其他沒變的使用者的頻寬降低後，所造成的累加系統容量損失還高，此使用者從 1-hop 變 2-hop 才可提高系統全部容量，所以當 1 個使用者要從 1-hop 變 2-hop 時，每個使用者所分到的頻寬 W_{ch} 會因為 N_2 的增加而下降，導致每個使用者所用到的頻寬會減小，然而此時其餘沒改變的使用者維持本來是 1-hop 或本來是 2-hop 的 spectral efficiency，所以此時系統的全部容量為：(因為 N_2 增加後降低的 W_{ch}) 乘以 (沒改變的使用者的 spectral efficiency 和改成 2-hop 的使用者的 spectral efficiency)，然而使用者從 1-hop 變 2-hop 改變過後的系統全部容量，必須要比原本欲改變的使用者還是 1-hop 時的系統全部容量還高才行，此使用者改變成 2-hop 才會增加系統全部容量。

然而使用者從 1-hop 變 2-hop 時所使用的頻寬，也是用因為 N_2 增加而下降的頻寬 W_{ch} ，所以影響到使用者從 1-hop 變 2-hop 所提供的容量增加量，關鍵點在於其 1-hop 變 2-hop 的 spectral efficiency 增益，基於此，在演算法中我們以使用者 1-hop 變 2-hop 的 spectral efficiency 增益做為選擇 2-hop 的標準，然而我們會證明一個 threshold，此 threshold 為使用者從 1-hop 變 2-hop 時，一定會增加系統全部容量的界線，證明 threshold 的步驟如下

我們將在下面證明使用這個演算法將提昇整個系統的容量，首先我們先假設已經決定 2-hop 的數量 N_2 ，並且利用式子(3.4)和式子(3.5)可以得到整個系統的容量如下

$$C(N_2) = W_{ch} \left[\sum_{i=1}^{N_1} \eta_1(i) + \sum_{j=N_1+1}^N \eta_2(j) \right] \quad (3.7)$$

$$= \frac{W}{N + N_2} \left[\sum_{i=1}^{N-N_2} \eta_1(i) + \sum_{j=N-N_2+1}^N \eta_2(j) \right]$$

$$C(N_2) = \frac{W}{N + N_2} \left\{ [\eta_1(1) + \eta_1(2) + \cdots \eta_1(N - N_2)] \right.$$

$$+ [\eta_1(N - N_2 + 1) + \eta_1(N - N_2 + 2) + \cdots \eta_1(N)]$$

$$- [\eta_1(N - N_2 + 1) + \eta_1(N - N_2 + 2) + \cdots \eta_1(N)]$$

$$+ [\eta_2(N - N_2 + 1) + \eta_2(N - N_2 + 2) + \cdots \eta_2(N)] \Big\}$$

$$= \frac{W}{N + N_2} \left(k + \sum_{i=N-N_2+1}^N \Delta \eta_0(i) \right) \quad (3.8)$$

接下來我們將要決定如何挑選 N_2 會使的系統的容量最高，所以把式子(3.8)式中的 N_2 另成變數 m ，用來求的最適當 2-hop 數量的，而使用的方法就是 2-hop 數量增加 1 個時，系統的容量會比沒增加 1 個 2-hop 的容量還高，如下

$$C(m) - C(m-1)$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{W}{N+m} \left(k + \sum_{i=1}^m \Delta\eta(i) \right) - \frac{W}{N+(m-1)} \left(k + \sum_{i=1}^{m-1} \Delta\eta(i) \right) \\
&= \left(k + \sum_{i=1}^{m-1} \Delta\eta(i) \right) \left(\frac{W}{N+m} - \frac{W}{N+(m-1)} \right) + \frac{W}{N+m} \Delta\eta(m) \\
&= \frac{W}{N+m} \left(\Delta\eta(m) - \frac{k + \sum_{i=1}^{m-1} \Delta\eta(i)}{N+(m-1)} \right) \\
&= \frac{W}{(N+m)(N+m-1)} \left[(N+m-1) \times \Delta\eta(m) - \sum_{i=1}^{m-1} \Delta\eta(i) - k \right]
\end{aligned} \tag{3.9}$$

從式子(3.9)中看的到我們要使得 2-hop 數量增加 1 個時，系統的容量也要增加 ($C(m) - C(m-1) > 0$) 的條件為

$$\begin{aligned}
&(N+m-1) \times \Delta\eta(m) - \sum_{i=1}^{m-1} \Delta\eta(i) - k > 0 \\
&\Delta\eta(m) > \frac{k + \sum_{i=1}^{m-1} \Delta\eta(i)}{(N+m-1)} = \frac{k+X}{(N+m-1)}
\end{aligned} \tag{3.10}$$

所以在選擇 2-hop 時必須要滿足式子(3.10)才會使的系統的容量增加，滿足式子(3.10)後即代表 $C(m) > C(m-1)$ ，而當 $m=1$ 時，表示為第 1 個使用者要從 1-hop 變 2-hop 的 threshold，不過還不足以證明這樣子的選法會使的系統容量最高，還必須要證明

$$C(m) > C(m-1) > C(m-2) \cdots > C(0)。$$

同理依照式子(3.9)，可以得到下式

$$C(m-1) - C(m-2)$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{W}{(N+m-1)(N+m-2)} \left[(N+m-2) \times \Delta\eta(m-1) - \sum_{i=1}^{m-2} \Delta\eta(i) - k \right] \\
&= \frac{W}{(N+m-1)(N+m-2)} \left\{ \left((N+m-2) \times \Delta\eta(m-1) - \sum_{i=1}^{m-2} \Delta\eta(i) - k \right) \right. \\
&\quad \left. - \left((N+m-1) \times \Delta\eta(m) - \sum_{i=1}^{m-1} \Delta\eta(i) - k \right) \right. \\
&\quad \left. + \left((N+m-1) \times \Delta\eta(m) - \sum_{i=1}^{m-1} \Delta\eta(i) - k \right) \right\} \tag{3.11}
\end{aligned}$$

其中

$$\begin{aligned}
&\left((N+m-2) \times \Delta\eta(m-1) - \sum_{i=1}^{m-2} \Delta\eta(i) - k \right) - \left((N+m-1) \times \Delta\eta(m) - \sum_{i=1}^{m-1} \Delta\eta(i) - k \right) \\
&= (N+m-1)(\Delta\eta(m-1) - \Delta\eta(m)) \tag{3.12}
\end{aligned}$$

因為 $\Delta\eta(m-1) > \Delta\eta(m)$ ，所以式子(3.12)大於 0，且依據式子(3.12)和式子(3.10)即可得知

$$C(m-1) > C(m-2) \tag{3.13}$$

同理可證，可得 $C(m) > C(m-1) > C(m-2) \cdots > C(0)$

經過上面的證明，我們可以得到 1 個 threshold，式子(3.10)，此 threshold 代表著使用者要從 1-hop 變 2-hop 的門檻，使用者的 1-hop 變 2-hop 的 spectral efficiency 增益超過這個門檻，則代表使用者從 1-hop 變 2-hop 會提高系統的容量，而演算法的步驟如下。

步驟 1.

$$\Delta\eta_0(i) = \eta_2(i) - \eta_1(i) \text{ for } i < i < N$$

$$k = \sum_{i=1}^N \eta_1(i) \quad \text{and} \quad \bar{N}_2 = \frac{N}{3}$$

首先我們以每個使用者都是 1-hop 作為比較的基準，所以令 k 為 cell 內使用者 1-hop 的 spectral efficiency 相加，而我們需要獲得每個使用者從 1-hop 變 2-hop 的 spectral efficiency 的增益，所以我們可以利用式子(3.4)和式子(3.5)中算出的 1-hop 和 2-hop 的 spectral efficiency，我們將使用者 2-hop 的 spectral efficiency 減去 1-hop 的 spectral efficiency 作為 spectral efficiency 增益，然後設定 3.3 節所算出來的最大 N_2 做為上限。

步驟 2

以遞減的順序重新排列 $\{\Delta\eta_0(i)\}$ 得

$$\{\Delta\eta(j)\} \quad \Delta\eta(j_1) \geq \Delta\eta(j_2) \text{ for } j_1 < j_2$$

我們再將所有使用者從 1-hop 變 2-hop 的 spectral efficiency 增益重新排列，由增益大的排到小的，並且記錄每個使用者所對應到的增益的排列位置。

步驟 3.

如果 $\Delta\eta(1) \leq \frac{k}{N}$ 則設 N_2 為 0 並且結束 algorithm，反之則設 $j=1$ 和 $X = \Delta\eta(1)$

從證明可得知，此時的 threshold 為 $\frac{k}{N}$ ，此 threshold 為使用者從 1-hop 變 2-hop 時一定會增加系統全部容量的界線，所以並不是使用者從 1-hop 變 2-hop 的 spectral efficiency 增益大於 0 就可以變成 2-hop，因為使用者從 1-hop 變 2-hop 的 spectral efficiency 增益大於 0 不能保證一定能提高系統全部容量，因為使用者從 1-hop 變 2-hop 時 W_{ch} 也會降低，所以使用者從 1-hop 變 2-hop 的 spectral efficiency 增益必須要大於 threshold，才可以保證一定會提高系統全部容量

當 $\Delta\eta(1)$ 小於此 threshold 時，則離開演算法，表示著所有使用者中，可以提供最大容量的都比其從 1-hop 變 2-hop 導致系統損失的容量還小，則 cell 內沒有使用者適合 2-hop，因為並不會提高系統的容量，如果強行執行 2-hop 的話，系

統容量反而還會比全部使用者都 1-hop 時還差，相反的，擁有最大 1-hop 變 2-hop spectral efficiency 增益的使用者，大於 threshold 的話則決定為 2-hop，因為它變 2-hop 會提升系統的容量，並且紀錄它從 1-hop 變 2-hop 的 spectral efficiency 增益為 X ，且設定 2-hop 的數量為 1。

步驟 4.

更新 $j = j + 1$ ，如果 $j = \bar{N}_2$ 則設定 $N_2 = \bar{N}_2$ 並且離開演算法

此步驟，將 2-hop 的使用者數量加 1，若此時的 2-hop 數量到達系統最大 2-hop 數量時，就代表系統的 2-hop 數量已經飽和，沒辦法提供更多的頻寬給新增 2-hop 使用，所以 2-hop 數量就設定為系統最大的 2-hop 數量，若 2-hop 數量沒到達系統最大 2-hop 數量，則還有使用者可以 2-hop，所以我們需要測試使用者從 1-hop 變 2-hop 是否會提供系統容量，須執行下個步驟。

步驟 5

如果 $\Delta\eta(j) \leq \frac{(K + X)}{(N + j - 1)}$ 則設定 $N_2 = j - 1$ 並且離開演算法，反之則更新

$X = X + \Delta\eta(j)$ ，並且回到 Step4。

由於當演算法進行步驟 5 時，代表系統已經有 2-hop 的使用者，所以在步驟 5 中的 threshold 不在是 $\frac{k}{N}$ ，此 threshold 也要隨著已經有些使用者改變成 2-hop 而變化，改變成 $\frac{(K + X)}{(N + j - 1)}$ ，其中的 X 就是有些使用者改變成 2-hop，而提供的 spectral efficiency 增益。

若 $\Delta\eta(j)$ 小於 threshold 的話，代表此使用者改變成 2-hop 並不會增加系統的容量，並且因為 $\Delta\eta(j)$ 是從提供系統容量大的排到小，所以一旦有小於 threshold 發生的話，代表已到達系統最大的容量，所以設定 2-hop 使用者為 $j - 1$ ，並且不需

要繼續執行演算法，相反的，如果 $\Delta\eta(j)$ 大於 threshold 的話，代表此使用者從 1-hop 變 2-hop 會提高系統的容量，所以我們將此使用者改變成 2-hop，然而此時系統還沒到達最大的容量，系統容量還有增加的可能性，所以我們回到步驟 4 更新使用者的數量，所以整個演算法會在步驟 4 和步驟 5 來回執行，一但 2-hop 數量到達使用者 2-hop 最大數量，或是到達系統最高容量時，則離開演算法。

我們可以觀察步驟 5 中的 threshold，分子是因為使用者 2-hop 後增加了整個系統的 total spectral efficiency，而分母可以看的到是 1-hop 使用者和 2 倍的 2-hop 的使用者數目作平均，例如現在 $j=2$ ，代表有 1 個使用者 2-hop，此時分母則是 $N+1$ 可以看成 $(N-1)+1\times 2$ ， $(N-1)$ 就是因為有 1 個使用者 2-hop，所以剩下 $(N-1)$ 個使用者 1-hop，而 1 個使用者 2-hop 會乘以 2 倍，這個 2 倍的物理意義就是 1 個 2-hop 使用者會佔用到 2 段資源，所以必須看成是 2 個 1-hop 的使用者。

基地台在執行演算法後會計算出適當的 N_2 值，並且會指定 $\{\Delta\eta(j)\}$ 的前 N_2 個值所對應到的使用者執行 2-hop，其餘的使用者則執行 1-hop。

整個演算法中可以看出來，我們事先預測使用者從 1-hop 變 2-hop 的 spectral efficiency 增益，然後在跟目前系統的 threshold 比，因為採取了此動作，所以保證一定能夠提升系統容量，跟 3.4.1 和 3.4.2 節的路徑演算法相比，此方法具有保證提高系統容量的功能，是其他路徑演算法所沒有的，並且同時考慮到 1-hop 的通道品質和 2-hop 中的基地台到中繼站間的通道品質跟中繼站到使用者間的通道品質，即考慮了 all-link 的通道品質來挑選 2-hop，也是其他演算法所沒考慮到的。

而整個演算法我們將其畫成流程圖，如圖 3.6。

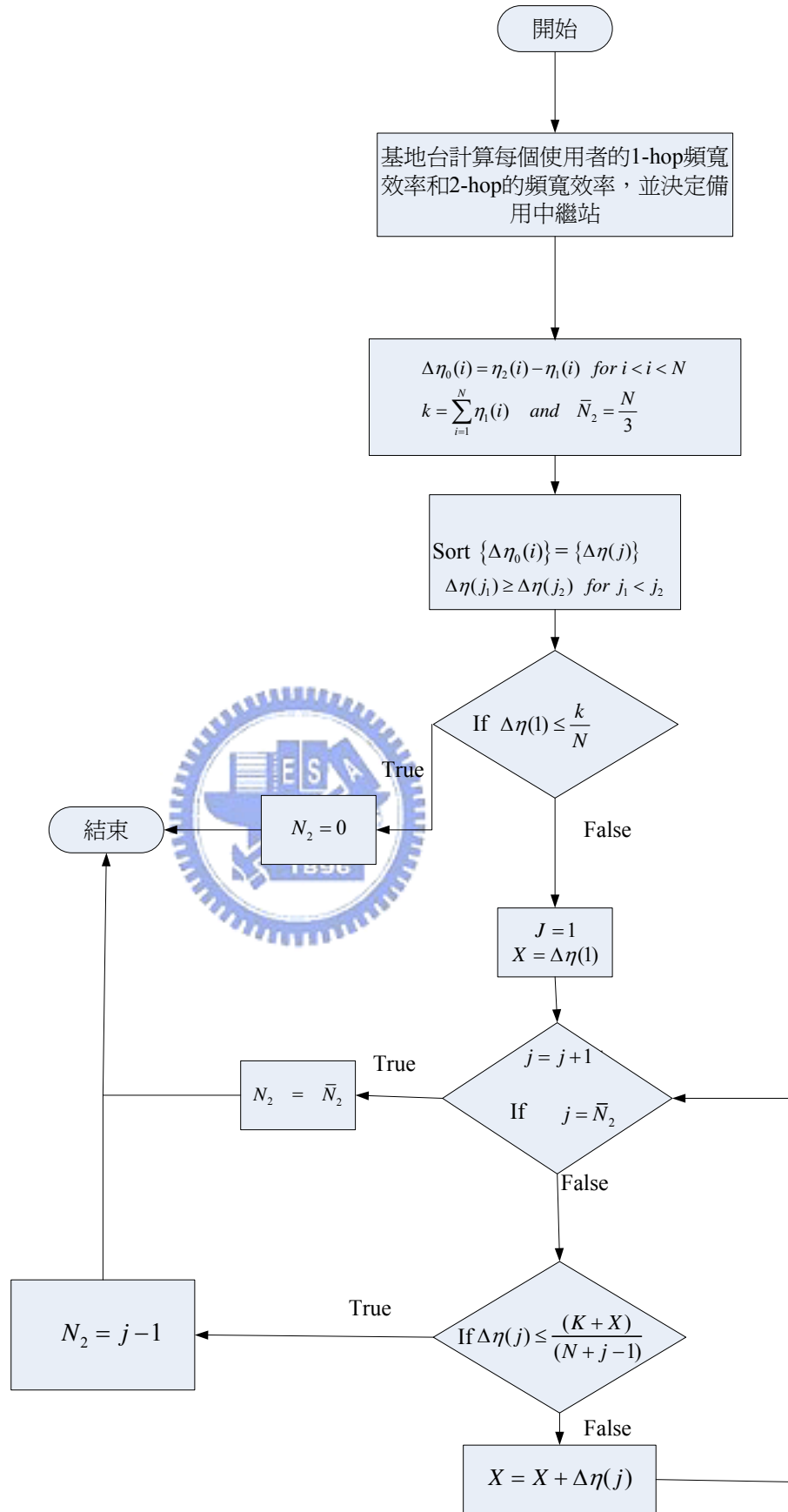


圖 3.6 最大系統容量演算法流程圖

第四章 合作式通訊

在第三章中，使用者被指定 2-hop 後，其資料傳遞的方式是從基地台到中繼站，中繼站在到接收端，此時為單一路徑，而基地台也可以選擇性的同時幫中繼站傳遞相同的資料，此時則為合作式通訊，即基地台和中繼站合作傳遞資料，則通訊模式從原本的 2-hop SISO(single input single output)到 MISO(multi input single output)或是 MIMO(multi input multi output)，傳統的 MIMO 是在基地台設置 2 根以上的天線，讓接收端經過 MRC(maximum ratio combine)可以得到 spatial diversity，而合作式通訊也是一樣可以得到 spatial diversity，因為中繼站可以看成是基地台的另一根天線，而形成很多的分散式天線分佈，通常稱作 virtual MIMO。

4.1 中繼站功能介紹

目前常見到的中繼站的功能分為 AF(amplify and forward)和 DF(decode and forward)，AF 跟 DF 的差別在於，DF 在中繼站接收到來自基地台的資料後，會解調收到的訊號，如果解調出來的資料是錯誤的話，為了避免 error propagation 則不往接收端傳送，而 AF 就是中繼站收到基地台發送的資料後，不執行 decode，即直接轉傳給接收端，而 AF 的好處在於中繼站的功能簡單，成本較低但是因為沒有 decode 的功能，會把中繼站端的雜訊也帶到使用者，有可能會把雜訊也放大，導致接收端的雜訊太大，使的錯誤率太高。

4.2 合作式通訊在 IEEE 802.16j 下

通常在 2-hop SISO 的情況下，單一個時間-頻率的資源只能給予一個中繼站傳遞資料給使用者如圖 4.1

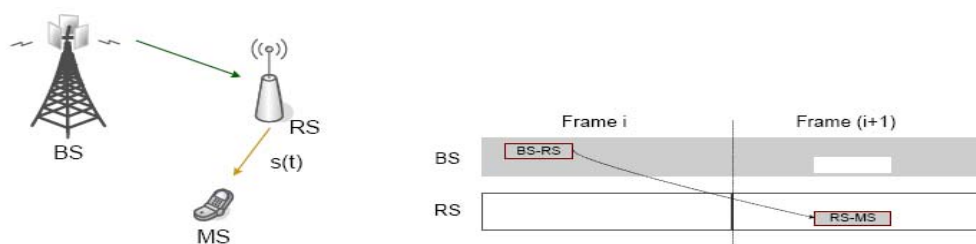


圖 4.1 2-hop SISO[13]

然而在合作式通訊允許基地台和中繼站使用同個時間-頻率的資源傳遞相關的資料給使用者，可以獲得 diversity gain 來改善使用者端的錯誤率，在 IEEE 802.16j 下有規定 3 種的方式來獲得 diversity gain。

1. cooperative source diversity
2. cooperative transmitted diversity
3. cooperative hybrid diversity

cooperative source diversity 是從不一樣的發送端(基地台和中繼站)傳送相同的訊號，cooperative transmitted diversity 是將訊號經過 STC(space time coding) 編碼後從不一樣的發送端(基地台和中繼站)送出，而 cooperative hybrid diversity 則是結合了 source diversity 和 transmitted diversity。

STC(space-time coding)是由 Alamouti[12]所提出來的，在[12]中提出用在 MIMO 系統中的 STC 設計方法，而首先在合作式通訊模式下也應用了 STC 的概念是 Leeneman[11]，其稱為分散式 STC。

4.2.1 Cooperative source diversity

Cooperative source diversity 是所有的傳送端(基地台和中繼站)都傳送相同的符號，接下來用 3 個例子來解釋 cooperative source diversity。

圖 4.2.是由基地台和 1 個中繼站在傳送相同的資料，在 frame i 時，基地台先送出 $S(t)$ 給中繼站，而中繼站和基地台在 frame $i+1$ 時，同時使用同一時間-頻率資源傳給使用者，所以使用者端可以從基地台和中繼站傳送相同的資料而獲得 diversity gain。

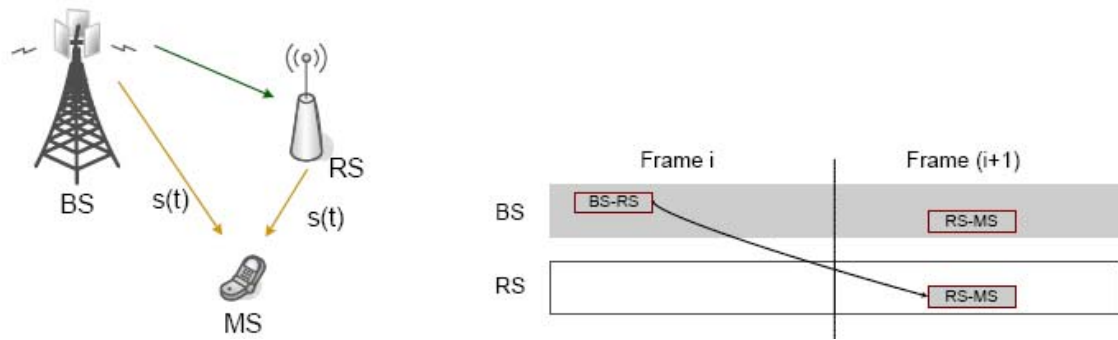


圖 4.2 基地台和中繼站傳送[13]

圖 4.3 是基地台在 frame i 時先送 $S(t)$ 給兩個中繼站(RS_0 、 RS_1)，然而中繼站(RS_0 、 RS_1)在 frame i+1 時同時使用同一時間-頻率資源傳送 frame i 所接收到的資料 $S(t)$ 給使用者端，然而基地台不能使用同一時間-頻率傳送資料給別的接收端，而此時使用者端的 diversity gain 獲得是從 2 個中繼站傳送相同的資料而來。

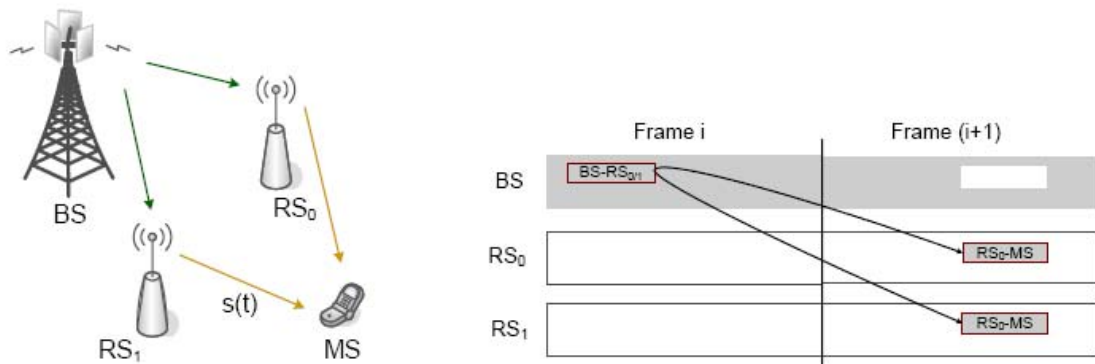


圖 4.3 2 個以上中繼站傳送[13]

圖 4.4 是基地台在 frame i 時先送 $S(t)$ 給兩個中繼站(RS_0 、 RS_1)，然而在 frame i+1 時基地台和中繼站(RS_0, RS_1)使用同一時間-頻率並傳送一樣的資料 $S(t)$ 給使用者端，所以使用者端可以從所有的發射端獲得 diversity gain。



圖 4.4 基地台和 2 個以上中繼站傳送[13]

4.2.2 Cooperative transmit diversity

cooperative transmit diversity 就是基地台和中繼站使用分散式 STC，目的在於希望獲得 diversity gain，而網路架構跟 cooperative source diversity 一樣，不一樣的地方是從不同的發射端接收到的訊號並不一樣，而每個發射端扮演的腳色就是傳統 MIMO 中基地台的天線一樣，如果 STC 編碼是在基地台端執行的話，中繼站的功能就只需簡單的傳遞接收到的資料，然而 STC 編碼是在中繼站端執行的話，會有較高的頻寬使用率，因為基地台只需要傳遞訊號 1 次即可，接下來會有 4 個例子來說明 cooperative transmit diversity。

圖 4.5 是由基地台執行 STC 編碼，而中繼站只需要傳遞接收到的訊號到使用者端，在 frame i 時，基地台先傳送 $s_i, -s_{i+1}^*$ 給中繼站，而在 frame i+1 中繼站把剛剛接收到的訊號 $s_i, -s_{i+1}^*$ 傳給使用者端，此時基地台也使用跟中繼站同一時間-頻率的資源傳遞 s_{i+1}, s_i^* 給使用者，此時對於使用者則接收到 STC 編碼過後的訊號，所以使用者端只要在執行 MRC 則可以獲得 diversity gain。

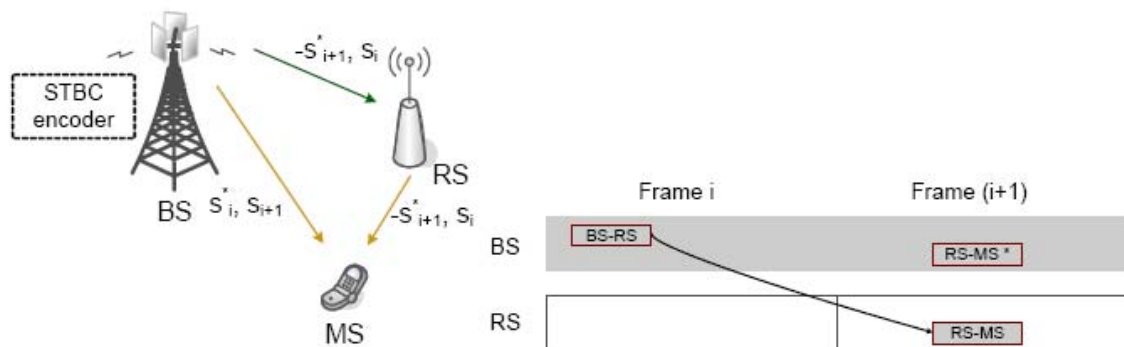


圖 4.5 基地台執行 STC 編碼[13]

圖 4.6 是由基地台和中繼站分別執行 STC 編碼的動作，所以在 frame i 時，基地台傳送 s_i, s_{i+1} 給中繼站，然而中繼站再把接收到的訊號給編碼成 $s_i, -s_{i+1}^*$ 再傳送到使用者端，而此時基地台再使用跟中繼站同一時間-頻率資源傳遞 s_{i+1}, s_i^* 給使用者端，所以對於使用者一樣也接收到 STC 編碼過後的訊號，則可以獲得 diversity gain。

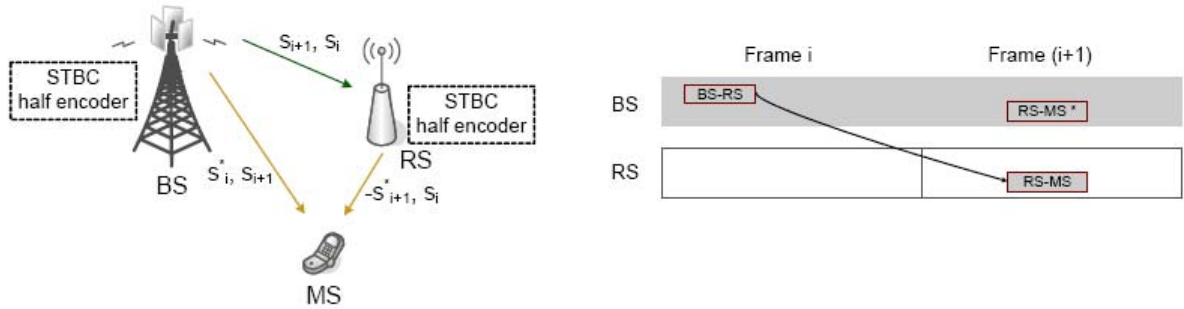


圖 4.6 基地台和中繼站執行 STC 編碼[13]

圖 4.7 是由基地台執行 STC 編碼，並且採取 2 個中繼站來做合作式通訊，所以在 frame i 時基地台把編碼好的訊號 $s_i, -s_{i+1}^*$ 、 s_{i+1}, s_i^* 分別傳送給 RS0 和 RS1，由於是送到 2 個不一樣的中繼站，所以必需要使用到 2 塊時間-頻率的資源，而在 frame $i+1$ 時，RS0 和 RS1 分別再把接收到的訊號 $s_i, -s_{i+1}^*$ 、 s_{i+1}, s_i^* 傳送到使用者端，一樣的對於使用者也接收到經過 STC 編碼過後的訊號，所以也可獲得 diversity gain。

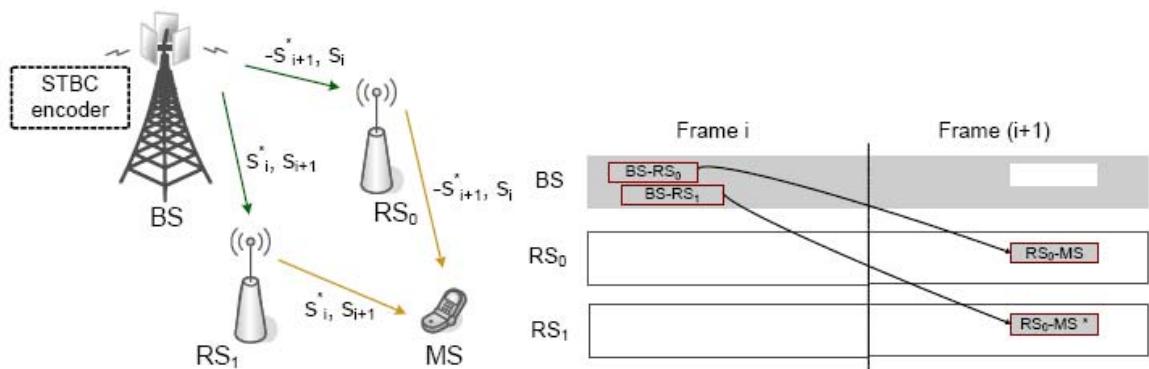


圖 4.7 基地台執行 STC 編碼且 2 個中繼站傳送訊號[13]

圖 4.8 是把 STC 編碼的工作交給 2 個中繼站(RS0、RS1)來執行，所以在 frame

i 時，基地台只需要用到 1 塊的時間-頻率資源來傳遞相同的訊號 s_i, s_{i+1} 給 RS0 和 RS1，而 RS0 和 RS1 接收到後在分別執行 STC 編碼傳送 $s_i, -s_{i+1}^*$ 、 s_{i+1}, s_i^* 給使用者，所以對於使用者一樣的也接收到 STC 編碼過後的訊號，則可以獲得 diversity gain，從圖 4.7 和 4.8 中看的出來，如果 STC 編碼是在中繼站執行時，會有較高的頻寬效率。

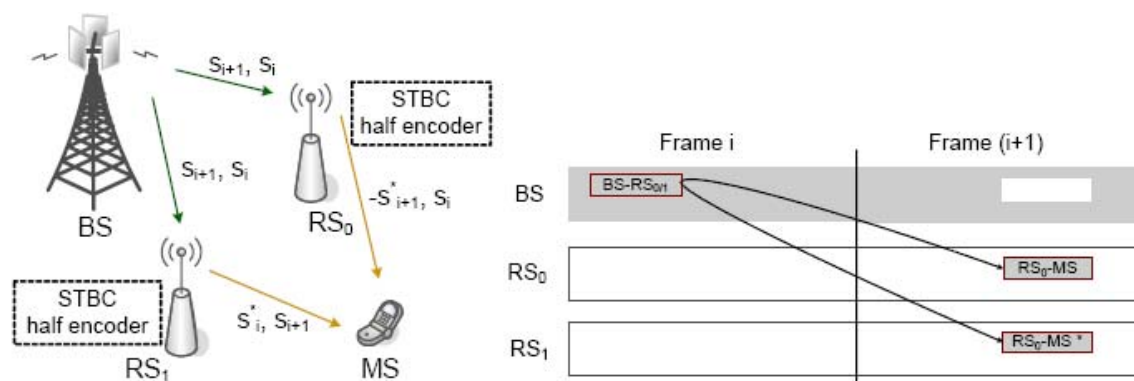


圖 4.8 基地台和中繼站執行 STC 編碼且 2 個中繼站傳送訊號[13]

4.2.3 Cooperative hybrid diversity

Cooperative hybrid diversity 是結合 cooperative transmit diversity 和 cooperative source diversity，如果傳送端的數量超過了 STC 編碼的維度，則可以使用 cooperative hybrid diversity，4.2.2 節中的例子 STC 編碼的維度為 2，所以當基地台和 2 個中繼站要做合作式通訊時，則需要使用 cooperative hybrid diversity，如圖 4.9，在 frame i 時，基地台傳送 $s_i, -s_{i+1}^*$ 給 RS0 和 RS1，然後 RS0 和 RS1 在 frame $i+1$ 分別作 STC 編碼傳送 $s_i, -s_{i+1}^*$ 、 s_{i+1}, s_i^* ，此為 cooperative transmit diversity，不過此時基地台也同時傳送 s_{i+1}, s_i^* ，所以對於 BS-RS1-MS 和 BS-MS 則是 cooperative source diversity，整體系統看起來則是 cooperative source diversity 和 cooperative transmit diversity 結合。

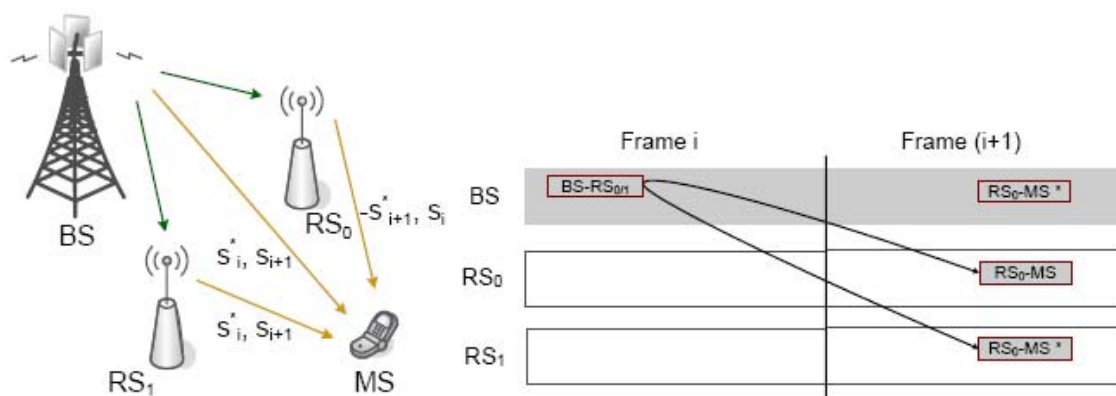


圖 4.9 cooperative hybrid diversity[13]

4.3 分散式時空編碼分析

在本小節中我們將分析分散式時空編碼在 MISO 情況下的 SIR，其中分析兩種中繼站的功能(AF、DF)的輸出 SIR，我們所採取的系統模型是依照圖 4.5，也就是 STC 編碼是在基地台執行，並且採取 1 個中繼站和基地台合作式通訊，然而因為中繼站的功能不一樣，對於使用者感受到的 diversity gain 會有不同，在這裡的分析，我們假設完全知道 CSI(channel state information)，然而通訊模式需要分成 2 個階段，第一個階段基地台廣播訊號，此時只有中繼站在聽訊號，而第 2 階段則是基地台和中繼站同時送訊號，我們所採取的編碼為 Alamouti 時空編碼，其傳輸訊號如表 4.1。

first-phase	first-phase	Second-phase	Second-phase
nth symbol	n+1 st symbol	n+2 nd symbol	n+3 rd symbol
BS-RS $s_{1,i}$	BS-RS $-s_{2,i}^*$	BS-MS $s_{2,i}$, RS-MS $s_{1,i}$	BS-MS $s_{1,i}^*$ RS-MS $-s_{2,i}^*$

表 4.1 分散式 STC 編碼表

表 4.1 中的 s 為 QAM symbol，是 OFDM symbol 子載波上的調變訊號。

4.3.1 AF 分散式時空編碼分析

此節中的中繼站是採取 AF 的功能，而在 first phase 時 source 端送出 $s_1, -s_2^*$ 給中繼站，second phase 是中繼站把 first phase 接收到的訊號傳給 destination，且基地台送出 s_2, s_1^* 給使用者，如圖 4.10。

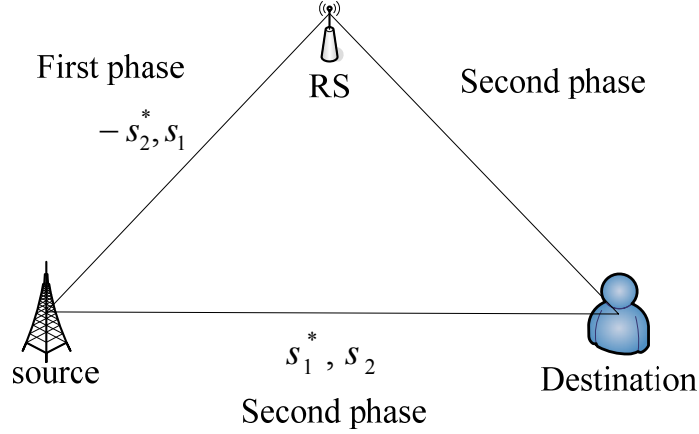


圖 4.10 AF 傳輸

訊號模型如下，其中 E_s 為 source 端的 power，其中 E_R 為中繼站的 power， $\bar{n}_{r,i}$ 代表中繼站端的雜訊， $\bar{n}_{d2,i}$ 代表 S→D 的雜訊， $\bar{n}_{d1,i}$ 代表 R→D 雜訊，皆屬於複數高斯分佈，變異數分別為 N_R 、 N_{D2} 、 N_{D1} ， i 為子載波編號， $H_{sr,i}$ 是 S→R 頻域的 channel gain， $H_{sd,i}$ 是 S→D 頻域的 channel gain， $H_{rd,i}$ 是 R→D 頻域的 channel gain，且 $|H_{sr,i}|$ ， $|H_{sd,i}|$ ， $|H_{rd,i}|$ 為 Rayleigh 隨機變數。

$$\text{First phase: } \bar{y}_{SR,i} = \sqrt{E_s} H_{sr,i} \begin{bmatrix} S_{1,i} \\ -S_{2,i}^* \end{bmatrix} + \bar{n}_{r,i}, \quad \bar{n}_{r,i} \sim CN(0, N_R) \quad (4.1)$$

$$\text{Second phase: } \bar{y}_{SD,i} = \sqrt{E_s} H_{sd,i} \begin{bmatrix} S_{2,i} \\ S_{1,i}^* \end{bmatrix} + \bar{n}_{d2,i}, \quad \bar{n}_{d2,i} \sim CN(0, N_{D2}) \quad (4.2)$$

$$\begin{aligned} \bar{y}_{RD,i} &= \alpha H_{rd,i} \bar{y}_{SR,i} + \bar{n}_{d1,i} \\ &= \alpha H_{rd,i} (\sqrt{E_s} H_{sr,i} \begin{bmatrix} S_{1,i} \\ -S_{2,i}^* \end{bmatrix} + \bar{n}_{r,i}) + \bar{n}_{d1,i} \\ &= \alpha H_{rd,i} \sqrt{E_s} H_{sr,i} \begin{bmatrix} S_{1,i} \\ -S_{2,i}^* \end{bmatrix} + \alpha H_{rd,i} \bar{n}_{r,i} + \bar{n}_{d1,i}, \quad \bar{n}_{d1,i} \sim CN(0, N_{D1}) \end{aligned} \quad (4.3)$$

在(4.3)中的 α 為中繼站的放大功率， α 的設定是要讓中繼站的輸出功率為 E_R ，如

(4.4)

$$E\left[\left|\alpha(\sqrt{E_s}H_{sr,i}S_{1,i} + \bar{n}_{r,i})\right|^2\right] = E_R \quad (4.4)$$

根據(4.4)可推得 $\alpha = \frac{\sqrt{E_R}}{\sqrt{N_R(1+\gamma_{SR,i})}}$ ，其中 $\gamma_{SR,i} \triangleq \frac{E_s |H_{sr,i}|^2}{N_R}$ ， $\gamma_{SR,i}$ 為 S→D 的 SIR，

接著我們結合(4.2)和(4.3)，可以得到使用者所收到的訊號模型，推導如下

$$\begin{aligned} \bar{Y}_{AF} &= \begin{bmatrix} \bar{y}_{RD,i}[1] + \bar{y}_{SD,i}[1] \\ \bar{y}_{RD,i}[2] + \bar{y}_{SD,i}[2] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha H_{rd,i} \sqrt{E_s} H_{sr,i} S_{1,i} + \sqrt{E_s} H_{sd,i} S_{2,i} \\ \alpha H_{rd,i} \sqrt{E_s} H_{sr,i} \times -S_{2,i}^* + \sqrt{E_s} H_{sd,i} S_{1,i}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \alpha H_{rd,i} \bar{n}_{r,i}[1] + \bar{n}_{d1,i}[1] + \bar{n}_{d2,i}[1] \\ \alpha H_{rd,i} \bar{n}_{r,i}[2] + \bar{n}_{d1,i}[2] + \bar{n}_{d2,i}[2] \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \alpha H_{rd,i} \sqrt{E_s} H_{sr,i} & \sqrt{E_s} H_{sd,i} \\ \sqrt{E_s} H_{sd,i}^* & -\alpha \sqrt{E_s} H_{rd,i}^* H_{sr,i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{1,i} \\ S_{2,i} \end{bmatrix} + \bar{N}_{AF} \\ &= \begin{bmatrix} H_1 & H_2 \\ H_2^* & -H_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{1,i} \\ S_{2,i} \end{bmatrix} + \bar{N}_{AF} \\ &= H_{AF} \times \bar{S} + \bar{N}_{AF} \end{aligned} \quad (4.5)$$

使用者對式子(4.5) \bar{Y}_{AF} 執行 MRC，在此假設 channel 已知，可得式子(4.6)

$$\begin{aligned} \bar{Z}_{AF} &= H_{AF}^H \bar{Y}_{AF} \\ &= \begin{bmatrix} |H_1|^2 + |H_2|^2 & 0 \\ 0 & |H_1|^2 + |H_2|^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{1,i} \\ S_{2,i} \end{bmatrix} + H_{AF}^H \bar{N}_{AF} \\ &= (|H_1|^2 + |H_2|^2) \begin{bmatrix} S_{1,i} \\ S_{2,i} \end{bmatrix} + H_{AF}^H \bar{N}_{AF} \\ &= (|H_1|^2 + |H_2|^2) \times \bar{S} + H_{AF}^H \bar{N}_{AF} \end{aligned} \quad (4.6)$$

在式子(4.6)中可看到接收訊號分成 2 個部份，1 個是原始訊號經過 channel 而產生變化的部份，另 1 個則是干擾的部份，干擾的部份如下式

interference term

$$H_{AF}^H \bar{N}_{AF} = \begin{bmatrix} H_1^* (\alpha H_{rd,i} \bar{n}_{r,i}[1] + \bar{n}_{d1,i}[1] + \bar{n}_{d2,i}[1]) + H_2 (\alpha H_{rd,i} \bar{n}_{r,i}[2] + \bar{n}_{d1,i}[2] + \bar{n}_{d2,i}[2]) \\ H_2^* (\alpha H_{rd,i} \bar{n}_{r,i}[1] + \bar{n}_{d1,i}[1] + \bar{n}_{d2,i}[1]) - H_1^* (\alpha H_{rd,i} \bar{n}_{r,i}[2] + \bar{n}_{d1,i}[2] + \bar{n}_{d2,i}[2]) \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

在(4.7)中我們可以得到干擾部分的 power 大小，如下

$$\text{Interference power: } (|H_1|^2 + |H_2|^2) (\alpha^2 |H_{rd,i}|^2 N_R + N_{D1} + N_{D2}) \quad (4.8)$$

而從式子(4.6)中可以得到訊號的 power 大小

$$\text{Signal term: } (|H_1|^2 + |H_2|^2) \begin{bmatrix} S_{1,i} \\ S_{2,i} \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

$$\text{Signal power: } (|H_1|^2 + |H_2|^2)^2 \quad (4.10)$$

其中我們假設原始訊號 s 的能量為 1。

然而從式子(4.9)和(4.10)中我們已經得到了 interference power 和 signal power，則可以計算 SIR，SIR 定義如下

$$SIR = \frac{\text{signal power}}{\text{interference power}} \quad (4.11)$$

根據(4.8)、(4.10)、和(4.11)式，我們可以獲得經過 MRC 後的 SIR，如下

$$\begin{aligned}
SIR_{AF} &= \frac{(|H_1|^2 + |H_2|^2)^2}{(|H_1|^2 + |H_2|^2)(\alpha^2 |H_{rd,i}|^2 N_R + N_{D1} + N_{D2})} \\
&= \frac{(|H_1|^2 + |H_2|^2)}{(\alpha^2 |H_{rd,i}|^2 N_R + N_D)} , \text{ where } N_{D1} + N_{D2} \triangleq N_D \\
&= \frac{\alpha^2 |H_{rd,i}|^2 E_s |H_{sr,i}|^2 + E_s |H_{sd,i}|^2}{(\alpha^2 |H_{rd,i}|^2 N_R + N_D)} \\
&= \frac{\gamma_{SD,i} + \frac{\alpha^2 |H_{rd,i}|^2 E_s |H_{sr,i}|^2}{N_D}}{1 + \frac{\alpha^2 |H_{rd,i}|^2 N_R}{N_D}} , \text{ where } \gamma_{SD,i} \triangleq \frac{E_s |H_{sd,i}|^2}{N_D} \\
\alpha &= \frac{\sqrt{E_R}}{\sqrt{N_R(1 + \gamma_{SR,i})}} \text{ 代入} \\
&= \frac{\gamma_{SD,i} + \frac{E_R |H_{rd,i}|^2 E_s |H_{sr,i}|^2}{N_D N_R (1 + \gamma_{SR,i})}}{1 + \frac{E_R |H_{rd,i}|^2 N_R}{N_D N_R (1 + \gamma_{SR,i})}} = \frac{\gamma_{SD,i} + \frac{\gamma_{SR,i} \gamma_{RD,i}}{(1 + \gamma_{SR,i})}}{1 + \frac{\gamma_{RD,i}}{(1 + \gamma_{SR,i})}} , \text{ where } \gamma_{RD,i} \triangleq \frac{E_s |H_{RD,i}|^2}{N_D}
\end{aligned}$$

(4.12)

從(4.12)式中看的到使用者的事後 SIR 會受到 $S \rightarrow R$ 間通道的好壞影響，所以 AF 最大的缺點就是會把前端通道的好壞影響到後面的通訊。

然而使用者端估測出的訊號可以由(4.6)式中消除 channel 的影響，如下

$$\begin{aligned}
\underline{\tilde{S}} &= \begin{bmatrix} \tilde{S}_{1,i} \\ \tilde{S}_{2,i} \end{bmatrix} \\
&= \bar{Z}_{AF} / \text{diag}(H_{AF}^H H_{AF}) \\
&= \begin{bmatrix} S_{1,i} \\ S_{2,i} \end{bmatrix} + \frac{1}{(|H_1|^2 + |H_2|^2)} \times H_{AF}^H \bar{N}_{AF}
\end{aligned} \tag{4.13}$$

我們就可以利用式子(4.13)找出估計的訊號和原本傳送訊號比對，計算出 AF 的符號錯誤率。

4.3.2 DF 分散式時空編碼分析

在 DF 的模式中，first phase 時 source 端送出 $s_1, -s_2^*$ 給中繼站，中繼站在此時解調收到的訊號，並且是要解調正確才會在 second phase 送給使用者，而基地台在 second phase 送出 s_1^*, s_2 給使用者，如圖 4.11。

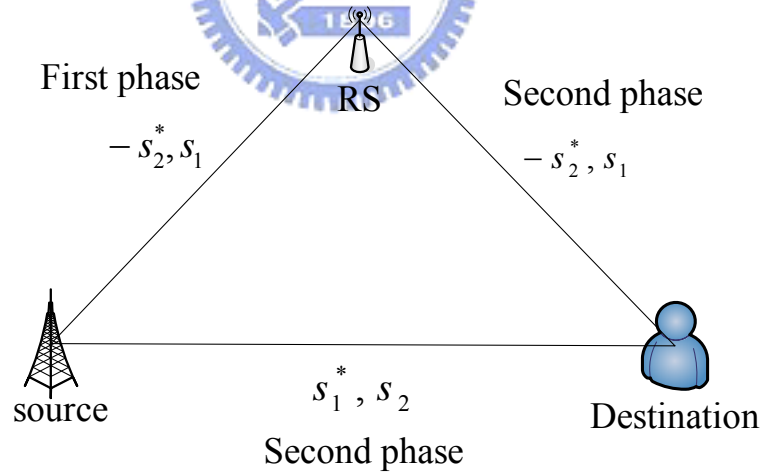


圖 4.11 DF 傳輸

接下來的分析我們假設中繼站解調成功，所以會在 second phase 送出 $s_1, -s_2^*$ 給使用者，此時基地台也會送出訊號給使用者，但是在實際的情況下，中繼站是否解調成功基地台沒辦法知道，基地台一定會在 second phase 送出資料，所以我們

在模擬的時候沒有考慮到中繼站是否解調成功，即為中繼站解調失敗也會把解調錯誤的訊號傳給使用者。

First phase: 假設中繼站成功解調出 $s_{1,i}, -s_{2,i}^*$ 。

$$\text{Second phase: } \bar{y}_{RD,i} = \sqrt{E_R} H_{rd,i} \begin{bmatrix} S_{1,i} \\ -S_{2,i}^* \end{bmatrix} + \bar{n}_{d1} \quad (4.14)$$

$$\bar{y}_{SD,i} = \sqrt{E_s} H_{sd,i} \begin{bmatrix} S_{2,i} \\ S_{1,i}^* \end{bmatrix} + \bar{n}_{d2} \quad (4.15)$$

使用者接收到的訊號向量為(4.14)和(4.15)結合而成，

$$\begin{aligned} \bar{Y}_{DF} &= \begin{bmatrix} \bar{y}_{RD,i}[1] + \bar{y}_{SD,i}[1] \\ \bar{y}_{RD,i}[2] + \bar{y}_{SD,i}[2] \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \sqrt{E_R} H_{rd,i} S_{1,i} + \sqrt{E_s} H_{sd,i} S_{2,i} \\ \sqrt{E_R} H_{rd,i} (-S_{2,i}^*) + \sqrt{E_s} H_{sd,i} S_{1,i}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{n}_{d1}[1] + \bar{n}_{d2}[1] \\ \bar{n}_{d1}[2] + \bar{n}_{d2}[2] \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \sqrt{E_R} H_{rd,i} & \sqrt{E_s} H_{sd,i} \\ \sqrt{E_s} H_{sd,i}^* & -\sqrt{E_R} H_{rd,i}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{1,i} \\ S_{2,i} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{n}_{d1}[1] + \bar{n}_{d2}[1] \\ \bar{n}_{d1}[2] + \bar{n}_{d2}[2] \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} H_1 & H_2 \\ H_2^* & -H_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{1,i} \\ S_{2,i} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{n}_{d1}[1] + \bar{n}_{d2}[1] \\ \bar{n}_{d1}[2] + \bar{n}_{d2}[2] \end{bmatrix} \\ &= H_{DF} \times \bar{S} + \bar{N}_{DF} \end{aligned} \quad (4.16)$$

接著一樣的我們把接收到的訊號(4.16)做 MRC 可得到(4.17)

$$\begin{aligned} \bar{Z}_{DF} &= H_{DF}^H \bar{Y}_{DF} \\ &= (|H_1|^2 + |H_2|^2) \begin{bmatrix} S_{1,i} \\ S_{2,i} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} H_1^* (\bar{n}_{d1}[1] + \bar{n}_{d2}[1]) + H_2 (\bar{n}_{d1}[2] + \bar{n}_{d2}[2]) \\ H_2^* (\bar{n}_{d1}[1] + \bar{n}_{d2}[1]) - H_1 (\bar{n}_{d1}[2] + \bar{n}_{d2}[2]) \end{bmatrix} \\ &= (|H_1|^2 + |H_2|^2) \begin{bmatrix} S_{1,i} \\ S_{2,i} \end{bmatrix} + H_{DF}^H \bar{N}_{DF} \end{aligned}$$

(4.17)

從(4.17)中可以看到訊號部分和干擾部份，所以分別可得到訊號功率大小和干擾功率大小。

干擾部分如下

$$\text{Interference term: } \begin{bmatrix} H_1^*(\bar{n}_{d1}[1] + \bar{n}_{d2}[1]) + H_2(\bar{n}_{d1}[2] + \bar{n}_{d2}[2]) \\ H_2^*(\bar{n}_{d1}[1] + \bar{n}_{d2}[1]) - H_1((\bar{n}_{d1}[2] + \bar{n}_{d2}[2])) \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

$$\text{Interference power: } |H_1|^2 (N_{D1} + N_{D2}) + |H_2|^2 (N_{D1} + N_{D2}) \quad (4.19)$$

訊號部分如下

$$\text{Signal term: } (|H_1|^2 + |H_2|^2) \begin{bmatrix} S_{1,i} \\ S_{2,i} \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

$$\text{Signal power: } (|H_1|^2 + |H_2|^2)^2 \quad (4.21)$$

我們把(4.19)和(4.21)代入(4.11)

$$\begin{aligned} \text{SIR}_{\text{DF}} &= \frac{(|H_1|^2 + |H_2|^2)^2}{|H_1|^2 (N_{D1} + N_{D2}) + |H_2|^2 (N_{D1} + N_{D2})} \\ &= \frac{E_R |H_{rd,i}|^2 + E_S |H_{sd,i}|^2}{N_D} \\ &= \gamma_{sd,i} + \gamma_{rd,i} \end{aligned} \quad (4.22)$$

從式子(4.22)中看的到，因為中繼站所使用的功能是 DF，所以在使用者的事後 SIR 不會受到前端的干擾影響到，所以在事後 SIR 只受被 $S \rightarrow D$ 和 $R \rightarrow D$ 間 SIR 的影響到，然而因為採取了分散式時空編碼，所以在使用者端的事後 SIR 會是 $S \rightarrow D$ 和 $R \rightarrow D$ 的 SIR 相加。

使用者可以把接收到的訊號經過 MRC 後得到(4.17)式後，再將 channel 的影響消除，如下

$$\begin{aligned}
\tilde{\underline{S}} &= \begin{bmatrix} \tilde{S}_{1,i} \\ \tilde{S}_{2,i} \end{bmatrix} \\
&= \bar{\underline{Z}}_{DF} / \text{diag}(H_{DF}^H H_{DF}) \\
&= \begin{bmatrix} S_{1,i} \\ S_{2,i} \end{bmatrix} + \frac{1}{(|H_1|^2 + |H_2|^2)} \times H^H \bar{\underline{N}}
\end{aligned} \tag{4.23}$$

我們就可以利用(4.23)找出估計的訊號和原本的訊號相比則可得到符號錯誤率。

在此我們觀察(4.12)和(4.22)，當(4.12)中的 $S \rightarrow R$ 的 SIR 趨近無限大時， $\gamma_{SR,i} \approx \infty$ ，代表 $S \rightarrow R$ 的干擾很小，AF 模式在中繼站接收到的干擾很小，則幾乎沒有干擾會傳遞到 $R \rightarrow D$ 的連線，所以在此時(4.12)會和(4.22)相等，即 AF 在此時扮演的腳色和 DF 一樣，AF 沒有受到干擾影響，而 DF 總是解調成功，我們在模擬也會看到當設定 $\gamma_{SR,i} \approx \infty$ 時，AF 和 DF 的符號錯誤率是相同的。



第五章 系統模擬與分析

本章中我們將介紹我們使用模擬使用的 path loss model 和系統參數，並對第三章的路徑演算法執行模擬，比較 throughput 的效能，第四章中的 AF 和 DF 做分散式時空編碼，比較其在不同的 SIR 下的符號錯誤率(symbol error rate)

5.1 path loss model

由於傳送端的功率傳送到接收端會受到 path loss 和 shadow fading 的影響，而 path loss 是根據傳送端到接收端的距離 d 所影響，距離越大功率衰落越多，而 shadow fading 通常都表示成 log-normal 隨機變數，如傳送端的功率為 P_t ，則接收端的功率大小如下式

$$P_r = P_t(L)^{-1}10^{\frac{\varepsilon}{10}} \quad (5.1)$$

$$P_r(dB) = P_t - L + \varepsilon \quad (5.2)$$

其中 ε 為 normal 隨機變數，其平均值為 0，變異數為 σ

$$f_{\varepsilon}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad (5.3)$$

2-hop 的時候會有基地台到中繼站的功率衰落，和中繼站到使用者的功率衰落，在此我們使用的 path loss model 是依據[4]所設計的，一般而言，中繼站通常都放在建築物的屋頂，所以我們使用基地台到中繼站的 path loss model 為 LOS(light of sight)如圖 5.1。

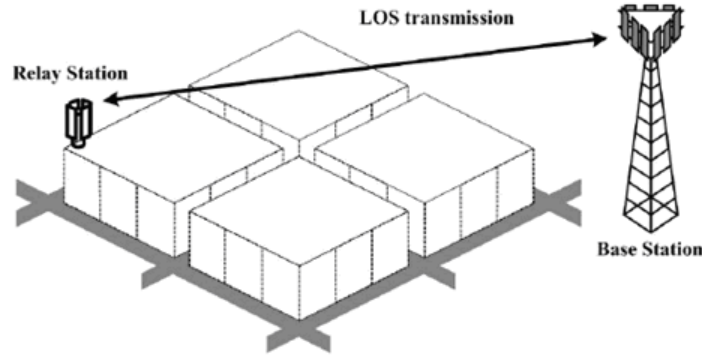


圖 5.1 BS-RS path loss model[4]

BS-RS 的 path loss model 是採取[4]中的 type D，如下

$$L_{BS-RS}(dB) = \begin{cases} 20\log\left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right) & \text{for } d \leq d'_0 \\ A + 10\gamma \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + \Delta PL_f + \Delta PL_{ht} & \text{for } d > d'_0 \end{cases}$$

where,

$$d_0 = 100m$$

$$d'_0 = d_0 10^{\left(\frac{\Delta PL_f + \Delta PL_{ht}}{10\gamma}\right)}$$

$$A = 20\log\left(\frac{4\pi d'_0}{\lambda}\right)$$

$$\gamma = a - bh_b + \frac{c}{h_b}$$

$$\Delta PL_f = 6\log\left(\frac{f(MHz)}{2000}\right)$$

$$\Delta PL_{ht} = \begin{cases} -10\log\left(\frac{h_t}{3}\right) & \text{for } h_t \leq 3m \\ -20\log\left(\frac{h_t}{3}\right) & \text{for } h_t > 3m \end{cases}$$

其中 $a=3.6$ ， $b=0.005$ ， $c=20$ ， h_b 是基地台天線的高度， h_t 是中繼站天線的高度， f 為載波頻率， λ 為波長，在 LOS 的情況下，shadow fading 的變異數為 3.4dB。

然而通常使用者都是在地面上活動，所以 BS-MS 和 RS-MS 的都是 NLOS(non-light of sight)，如圖 5.2

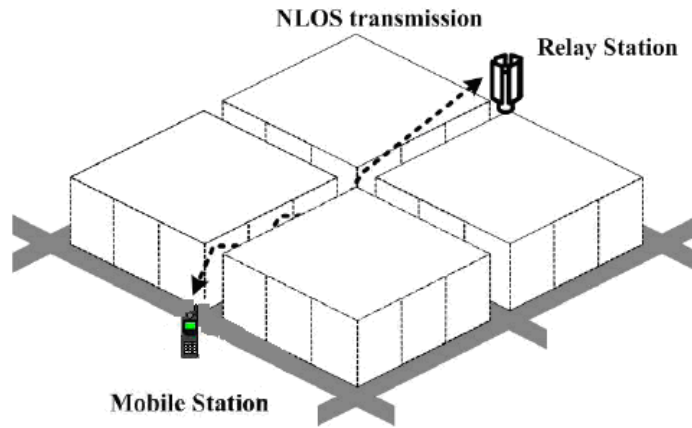


圖 5.2 BS/RS-MS path loss model

NLOS 的 Path loss model 是依照[4]中的 type E，如下式，且 shadow fading 的變異數為 8 dB。

$$L_{BS/RS-MS}(dB) = 38.4 + 35 \log_{10}(d)$$

5.2 系統參數

在此節中，我們列出我們模擬所使用的參數如表 5.1



Parameter	value
Carrier frequency	5GHz
BS antenna height (h_b)	10m
RS antenna height(h_t)	10m
BS transmitted power	10W
RS transmitted power	7W
cell radius	2km
Frame duration	5ms
Number of MSs	144

表 5.1 系統參數

而調變方式依照 SIR 分成 6 種等級，如表 5.2

MCS level	AMC mode	SIR	Bits/sub carrier
1	QPSK-1/2	6dB	1.0
2	QPSK-3/4	9dB	1.5
3	16QAM-1/2	12dB	2.0
4	16QAM-3/4	15dB	3.0
5	64QAM-2/3	20dB	4.0
6	64QAM-3/4	21dB	4.5

表 5.2 AMC 調變等級

我們依照表 5.2 和式子(3.1) W_{ch} 可以決定出在 DL sub frame 中可以傳遞的 bit 數目，根據第 3 章中的 W_{ch} ，可以得到 2-hop 的使用者的頻寬大小，針對同個 2-hop 的使用者，再配合基地台到中繼站、中繼站到使用者的 SIR 可以得到 2 段的 bit 數目，其基地台到中繼站的 bit 數目和中繼站到使用者的 bit 數目兩者要取小的做為 2-hop 的傳輸 bit 數量，即可得到 2-hop 使用者的 bit 數目，而 1-hop 使用者的 bit 數目則是根據 W_{ch} ，配合基地台到使用者的 SIR，和表 5.2 可以得到基地台到使用者的 bit 數目，我們再將 1-hop 的 bit 數目加上 2-hop 的 bit 數目，則可以得到在 DL sub frame 中傳給使用者的 bit 數目，把全部的 bit 數除以 DL sub frame 中傳遞資料的時間即可計算出 throughput。

5.3 路徑演算法效能模擬

本節中我們將實現 3.4.3 的最高系統容量選擇法，我們均勻擺放了 144 個使用者在研究的 cell 內，為了創造一個動態的環境，所以我們讓中繼站在 9 個不同的位置，來檢驗我們所探討的問題，接下來的模擬圖中，橫軸都為中繼站距離基地台的位置，而 19 個 cell 內的所有中繼站都是隨著 R1/R 一起改變位置。

首先我們先觀察其中 1 個使用者，其位置在(900,0)的使用者所測量到的 SIR，如圖 5.3，從圖中我們看的到 3 條線，分別為 BS-MS、BS-RS、RS-MS 的 SIR，

橫軸為中繼站擺放的位置，從距離基地台近(200m)開始擺放到遠(1800m)，縱軸為 SIR，我們可以觀察到 BS-RS 的 SIR 隨著中繼站越放越遠而減少，原因在於此時中繼站接收基地台的訊號部分減小，而接收其他 cell 基地台來的干擾部分變大，而 RS-MS 的 SIR 隨著中繼站越來越靠近使用者($R1/R=0.3\sim0.5$)，訊號部分加大，所以 SIR 便高，當中繼站遠離使用者，則 RS-MS 的 SIR 減小，然而 BS-MS 的 SIR 受到其他 cell 的中繼站也在往外移動，所以訊號部分不變，干擾部份加大，則 BS-MS 的 SIR 隨著中繼站的位置變遠而變小。

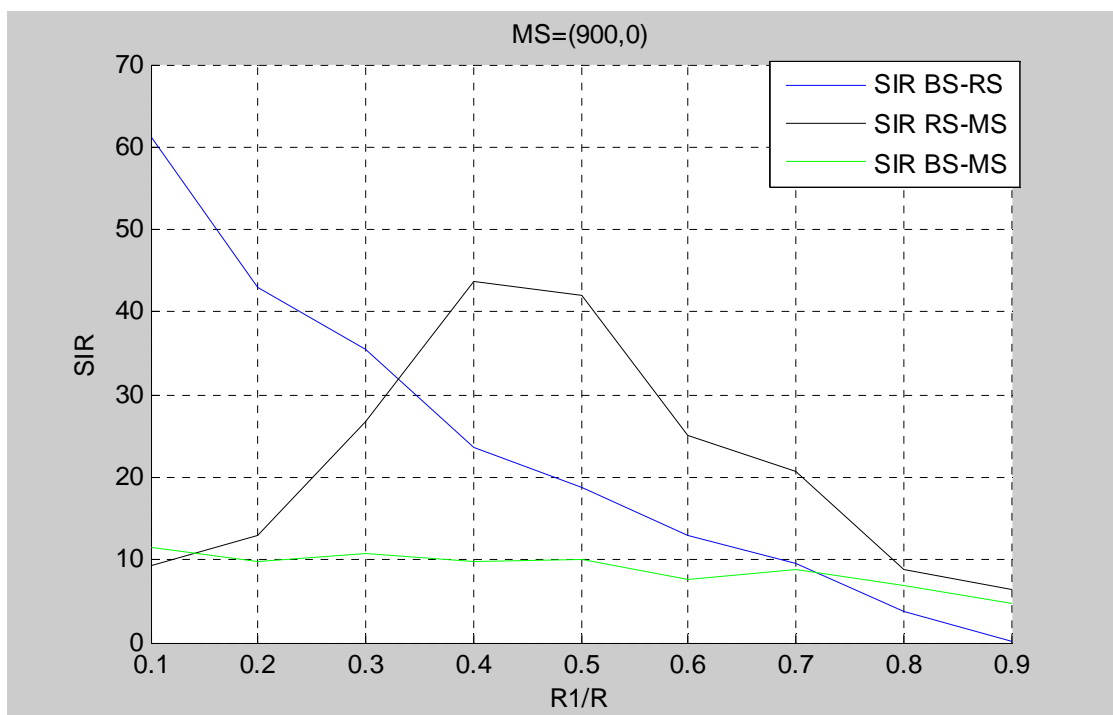


圖 5.3 MS=(900,0)的 SIR 變化

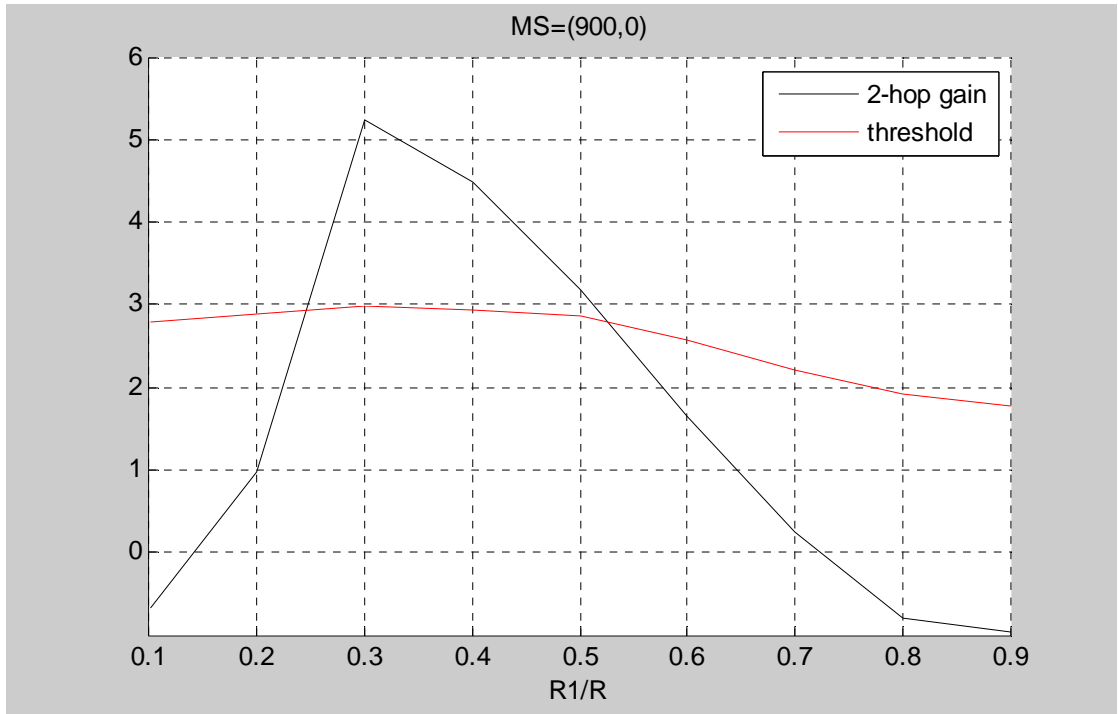


圖 5.4 MS=(900,0)時 2-hop 的變化

在圖 5.3 中，當 $R_1/R = 0.3 \sim 0.5$ 時，BS-RS 的 SIR、RS-MS 的 SIR 中最小值都比 BS-MS 的 SIR 還高，所以在 $R_1/R = 0.3 \sim 0.5$ 時，有可能會被選為 2-hop 的使用者，所以在圖 5.4 中，我們畫出同 1 個使用者，它 1-hop 變 2-hop 的增益和 threshold，從圖可以看的到，在 $R_1/R = 0.3 \sim 0.5$ 時，它的 1-hop 變 2-hop 的增益大於 threshold，所以使用者在 $R_1/R = 0.3 \sim 0.5$ 時被指定為 2-hop。

接著我們觀察另一個使用者的 SIR 變化，其在(1900,0)的位置上，由於這個使用者離基地台相當的遠，從圖 5.5 中得知，1-hop 的 SIR 並不好，然而當 $R_1/R = 0.5 \sim 0.8$ 時，BS-RS 的 SIR、RS-MS 的 SIR 中最小值都比 BS-MS 的 SIR 還高很多，所以有可能被選為 2-hop 的使用者，我們在圖 5.6 中看的到，同一個使用者被指定為 2-hop 的範圍在 $R_1/R = 0.6 \sim 0.7$ ，而其餘的時候並沒有被指定 2-hop，當 $R_1/R = 0.8$ 時，2-hop 的 SIR 和 1-hop 的 SIR 差很多，照理來說此時使用者應該被安排成 2-hop，會提高他個人的容量，但是會導致其他人的頻寬變小，造成系統容量的損失，而此使用者提高的容量並沒有比損失的還大。

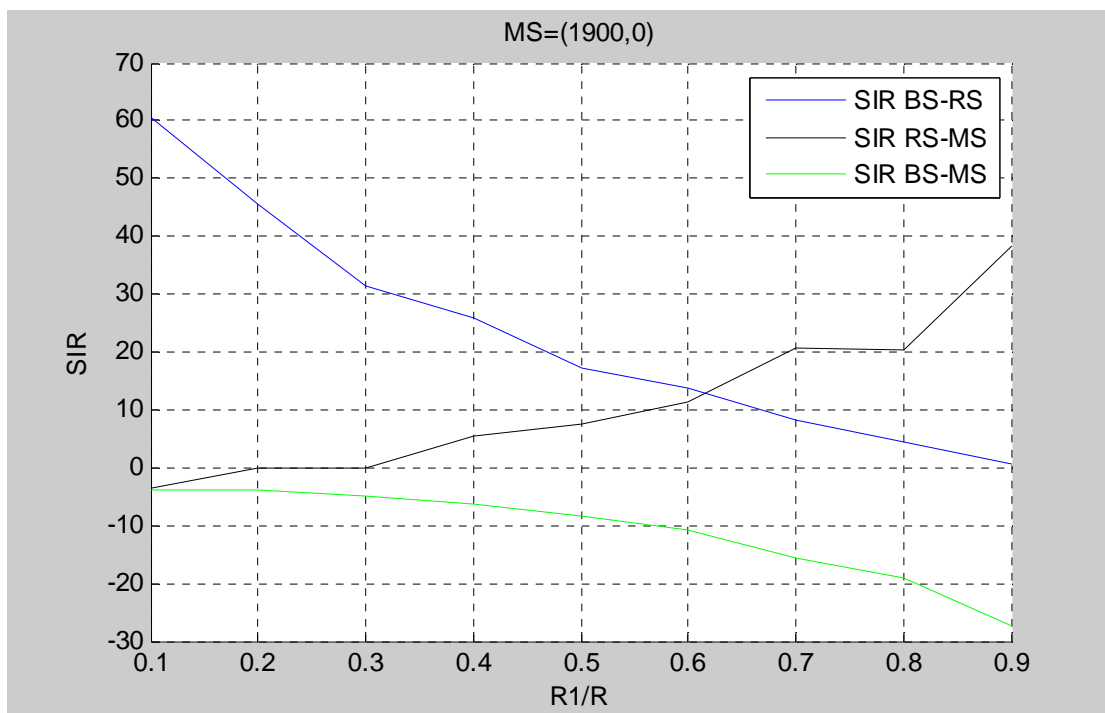


圖 5.5 MS=(1900,0)時 SIR 的變化

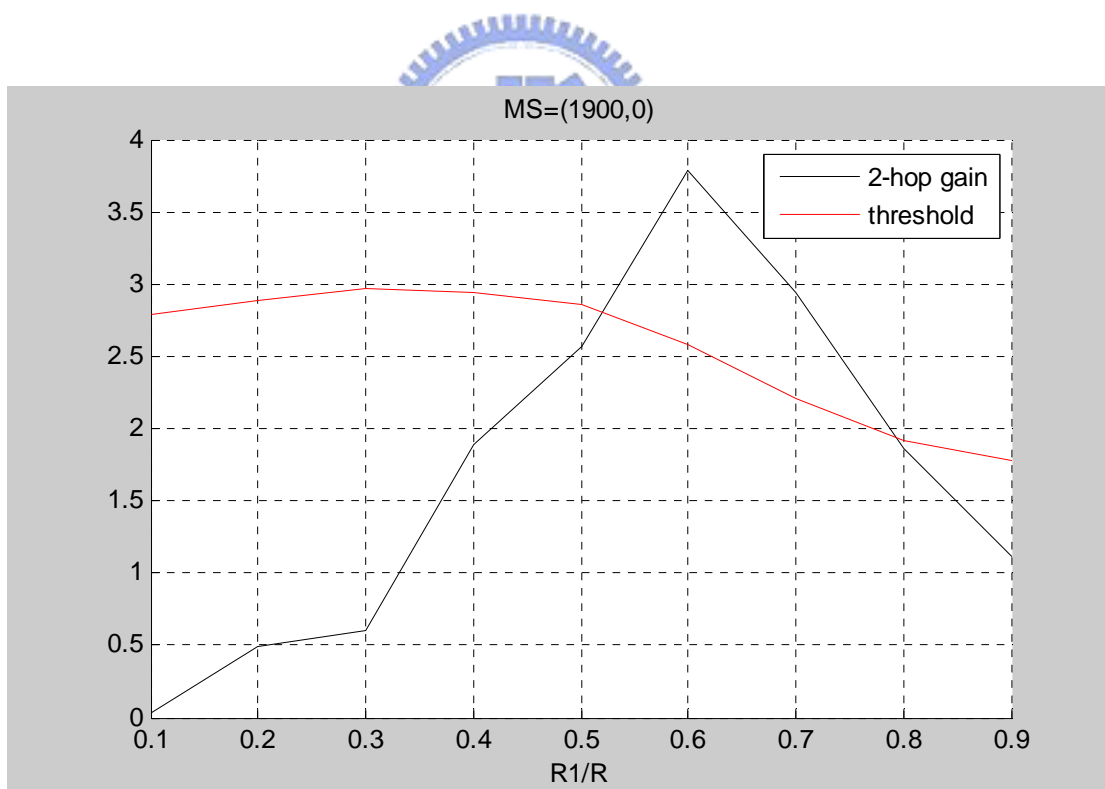


圖 5.6 MS=(1900,0)時 2-hop 的變化

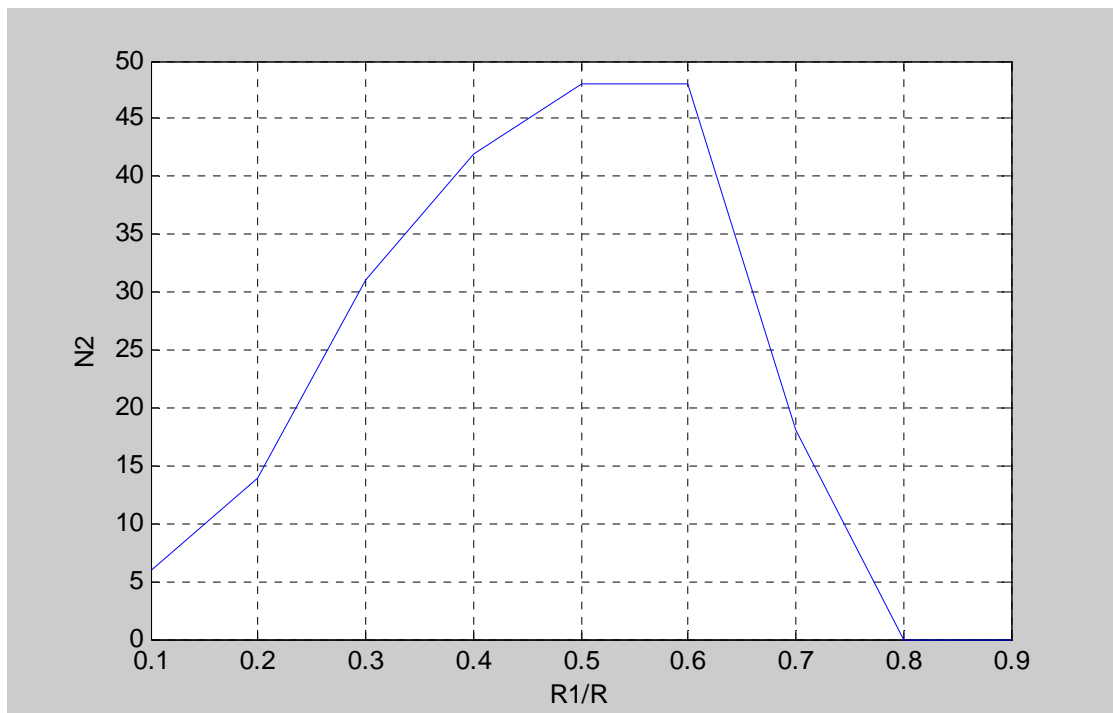


圖 5.7 2-hop 使用者數量

圖 5.7 為 cell 內有多少使用者 2-hop，橫軸一樣是中繼站的位置，從圖中看的出來一開始 2-hop 的數量並不多，因為當中繼站還很靠近基地台時，RS-MS 的 SIR 沒有很大的改進，對於使用者選擇 1-hop 和 2-hop 並不會提高系統容量，所以 2-hop 的數量不多，而隨著中繼站離基地台距離增加，RS-MS 的 SIR 開始改進，所以 2-hop 的數量增加，當 $R1/R=0.5\sim0.6$ 時，2-hop 的使用者達到最大，並超過系統 2-hop 數量最大的限制，所以我們就取最大的前 48 個 2-hop 使用者，而當中繼站離基地台距離持續增加時，導致基地台到中繼站的 SIR 變的不好，則選擇 2-hop 的使用者會逐漸下降。

圖 5.8 我們模擬出使用最高容量選擇法和其他選擇法的 throughput 比較，其它選擇法我們採取的是用距離選擇，如果使用者跟中繼站的距離比使用者和基地台的距離近的話，則選擇 2-hop，其中 2-hop 的數量跟最高容量選擇法決定出來的 2-hop 數量須一樣，然而用距離選又可以分成兩種，從距離中繼站近的開始選和從遠的開始選，例如現在 cell 內有 144 個使用者，其中使用者符合距離中繼站比距離基地台近的有 100 個，而此時最高容量選擇法決定出的 $N2$ 為 10 個，那麼我們可以從這 100 個中挑距離中繼站最近的 10 個 2-hop 即為圖 5.6 中的綠色線，

也可以從這 100 個中挑距離中繼站最遠的 10 個 2-hop 即為圖 5.6 中的黑色線，而全部使用者都是 1-hop 則是紅色線。

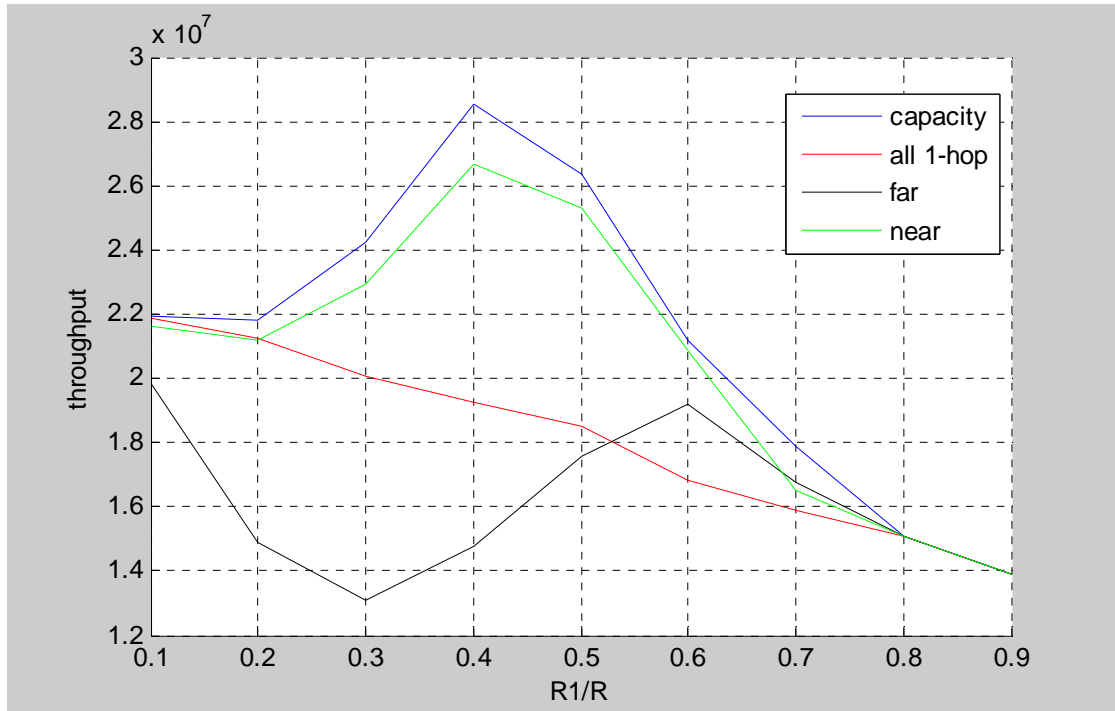


圖 5.8 系統 throughput 比較圖

圖 5.8 中的藍色線是有 2-hop 的使用者存在，而我們在第 3 章中的式子(3.7)中計算 capacity 中，雖然 2-hop 的使用者使用 2 段頻寬，但是因為都是傳送相同的資料，所以在 capacity 上面也是只能計算成 1 份，即 capacity 的計算上面，是 2-hop 使用者的 spectral efficiency 乘以 1 份頻寬，所以我們在計算 2-hop 使用者的 throughput 方面，首先根據基地台到中繼站的 SIR，用來決定基地台到中繼站傳送的 bit 數目，且在根據中繼站到使用者的 SIR，決定中繼站到使用者的 bit 數目，而我們計算 throughput 的方法，則是取基地台到中繼站，和中繼站到使用者，兩段間最小的 bit 數目做為 2-hop 使用者真正傳送的 bit 數目。

從圖 5.8 中看的到，如果我們 2-hop 選擇的方法不是很好的話，系統的 throughput 反而有可能會比全部都 1-hop 的 throughput 還差，然而使用最高容量選擇出來的 throughput 是最高的，其次是綠色線，原因在於綠色線中挑出來的 2-hop 使用者也許本身的 1-hop 就不錯了，所以改成 2-hop 並不會增加太多，而藍色線(最高容量選擇法)挑出來的 2-hop 使用者一定是保證會達到最高系統容量，所以藍色

線的表現會最好。

5.4 分散式時空編碼符號錯誤率模擬

本節中我們將依照圖 4.5 的系統和表 4.1 執行分散式時空編碼的模擬，調變方式為 16 QAM，其中我們會對於兩種中繼站的功能(AF、DF)和 2-hop SISO(沒有分散式時空編碼)的符號錯誤率比較其差異性，而 2-hop SISO 的中繼站功能是採取 AF 的模式，為了公平起見，2-hop SISO 的發射功率必須要跟執行合作式通訊的發射功率一樣，例如 2-hop SISO 時基地台發送給中繼站的功率為 1 而中繼站的發射功率也為 1，所以 2-hop SISO 的發射功率為 1，然而合作式通訊時必須把基地台發射給使用者的功率設為 1/2，基地台送給中繼站和中繼站送給使用者的發射功率設為 1/2，所以合作式通訊的 total 功率為 1，這樣子 2-hop SISO 和合作式通訊比較才有公平性。

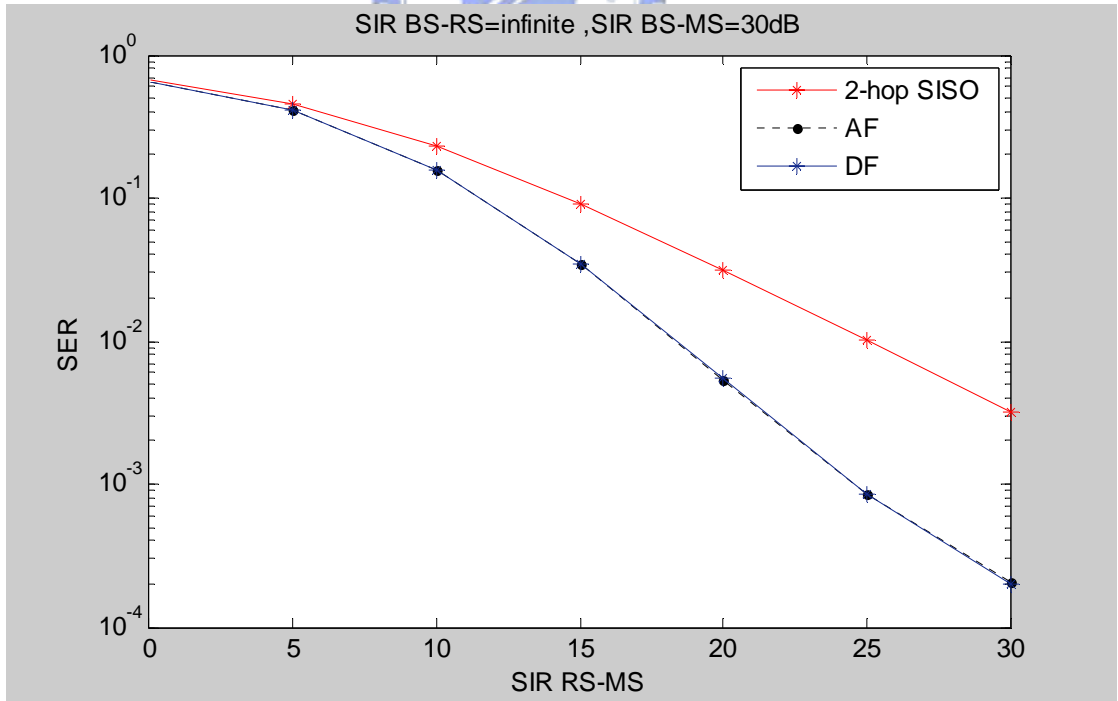


圖 5.9 SIR(BS-RS) infinite SIR(BS-MS)=30 符號錯誤率

圖 5.9 我們設定， $\gamma_{SR,i} \approx \infty$ ， $\gamma_{sd,i} = 30$ ，在圖中可以看到，符合我們在第 4 章

所說明的，因為此時的 $\gamma_{SR,i} \approx \infty$ ，AF 和 DF 的中繼站所收到的訊號幾乎都沒有出錯，所以此時 DF 和 AF 的符號錯誤率是相同的，在圖中可以看的到沒有執行分散式時空編碼和執行分散式時空編碼在符號錯誤率上的差異性，因為合作式通訊時會獲得 diversity gain，所以在圖中看的到錯誤率下降的比 2-hop SISO 的還快。

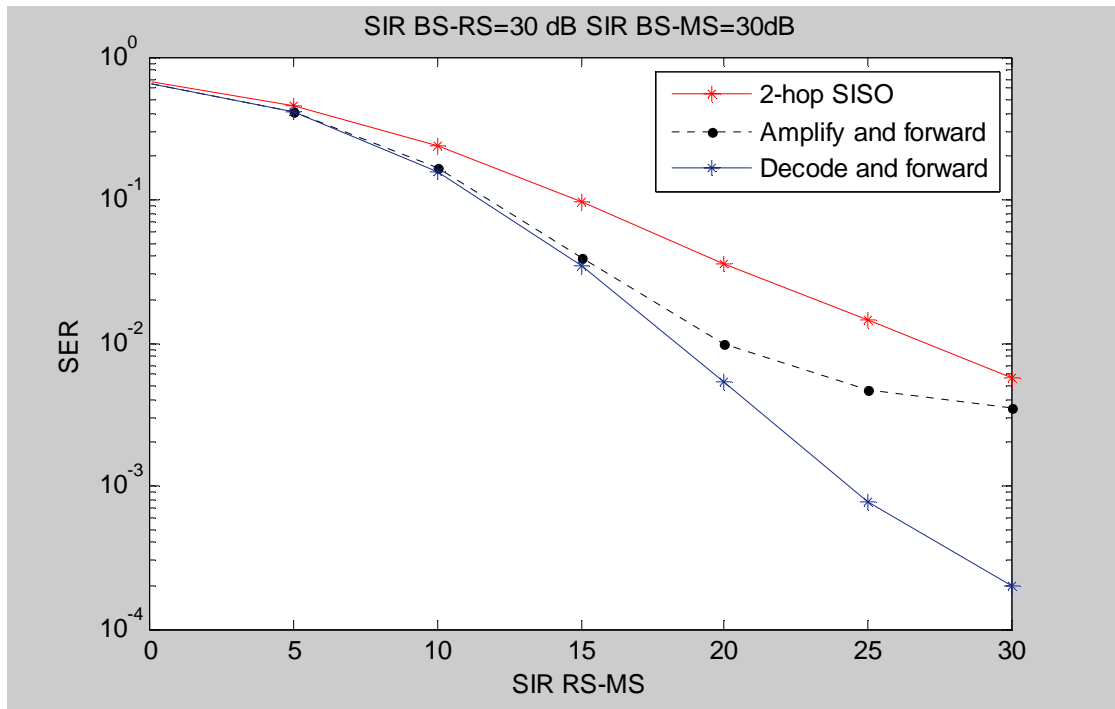


圖 5.10 SIR(BS-RS)=30，SIR(BS-MS)=30 符號錯誤率

在圖 5.10 中，我們改變圖 5.9 的 $\gamma_{SR,i}$ ，將其改成 30dB，比較圖 5.9 和圖 5.10，其中 DF 的錯誤率沒有改變，原因在於 $\gamma_{SR,i} = 30$ 時，中繼站的解調能力很好，也就是說幾乎都解調正確，所以錯誤率跟圖 5.9 的一樣，然而在 2-hop SISO 和 AF 的情況則是受到了前端 BS-RS 的干擾影響到，錯誤率都往上提升，而在此時錯誤率表現 DF 比 AF 好。

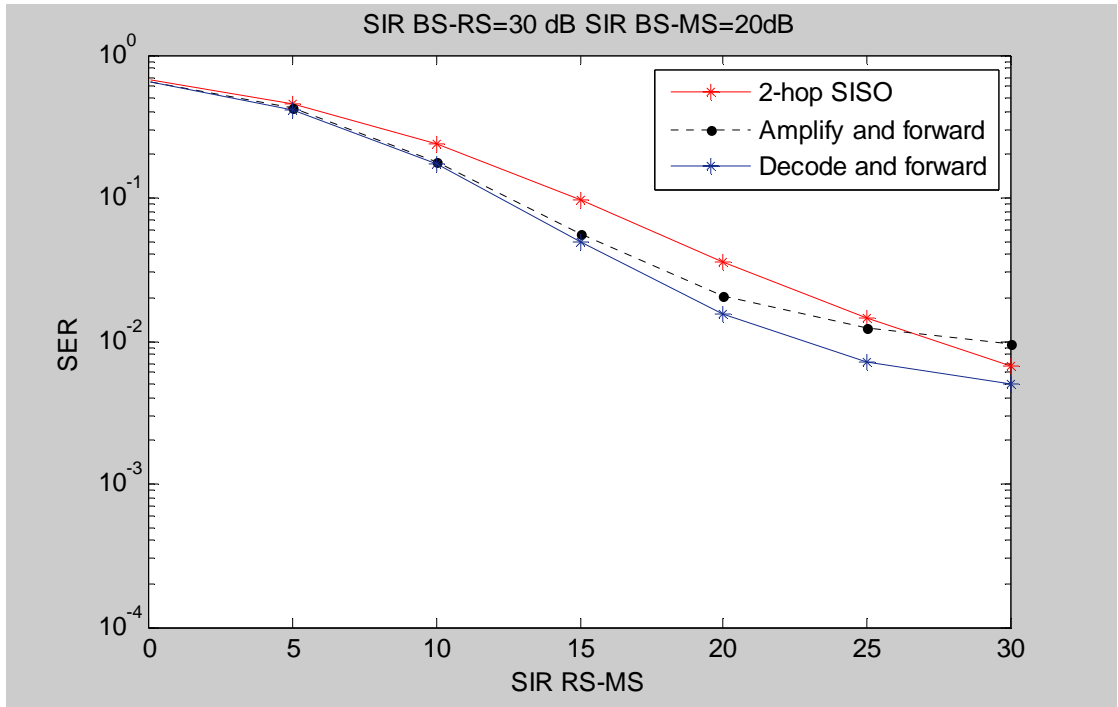


圖 5.11 SIR(BS-RS)=30，SIR(BS-MS)=20 符號錯誤率

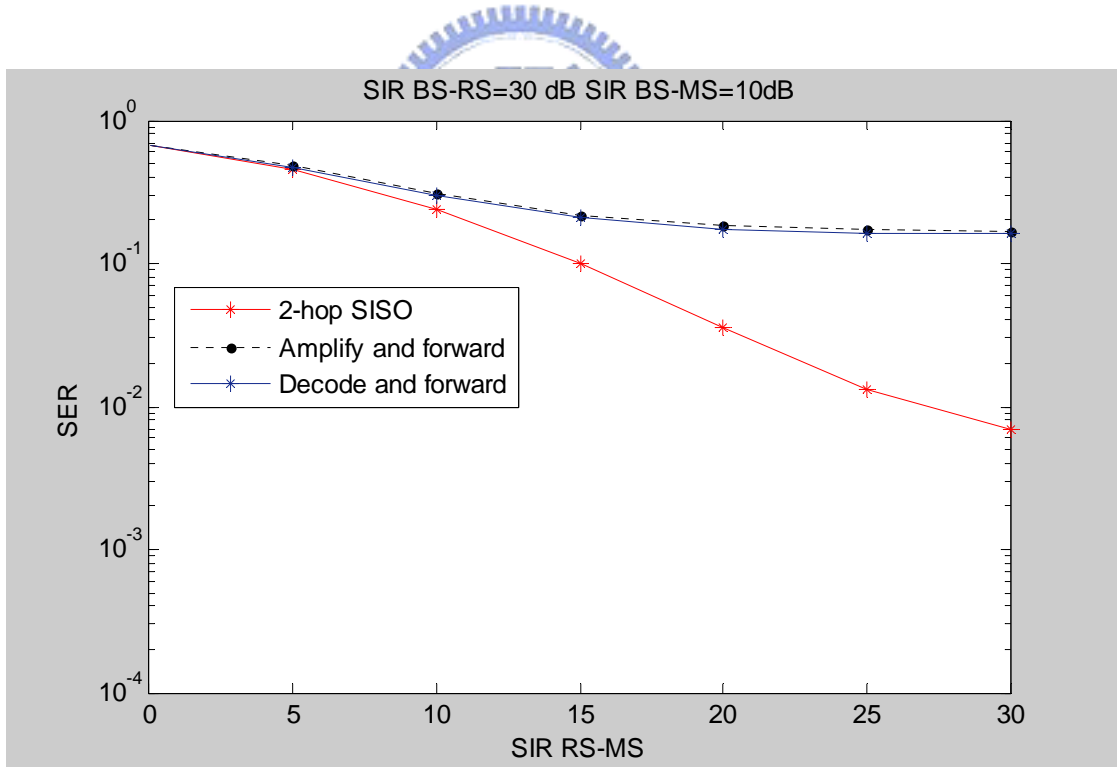


圖 5.12 SIR(BS-RS)=30，SIR(BS-MS)=10 符號錯誤率

圖 5.11 中我們改變了圖 5.10 的 $\gamma_{sd,i}$ ，將其改成 20dB，由於並沒有改變 2-hop SISO 的參數，所以 2-hop SISO 的錯誤率並沒有變化，然而 DF 和 AF 受到 $\gamma_{sd,i}$ 改

成 20 的影響，2 者錯誤率往上提升，不過比較之下還是 DF 的表現較好，因為中繼站的正確解調的能力還是不錯，而 AF 還是受到前端的雜訊影響到。

圖 5.12 我們改變了圖 5.11 的 $\gamma_{sd,i}$ ，將其改成 10dB，2-hop SISO 一樣沒有改變，然而 DF 和 AF 受到 $\gamma_{sd,i}$ 變為 10 的影響，所以在作分散式時空編碼時，其中的 1 條路(BS-MS)變的太差，導致使用者端沒辦法成功解調出訊號，所以此時反而是沒有進行合作式通訊的錯誤率較低。

圖 5.13 中我們改變了圖 5.12 中的 $\gamma_{sr,i}$ ，把其降低成 20dB，所以對於 2-hop SISO 受到 BS-RS 的改變，錯誤率比圖 5.12 中還高，而 DF 和 AF 的還是一樣受到 BS-MS 這端的通道太差，所以錯誤率還是一樣很高，不過因為 AF 又受到 BS-RS 變低的影響，所以錯誤率較圖 5.12 中的在高一點，而 DF 的沒有變化，原因是此時中繼站能正確解調的能力還是不錯，所以此時最主要還是受到 BS-MS 的影響，然而整體來看還是 2-hop SISO 錯誤率的表現較佳。

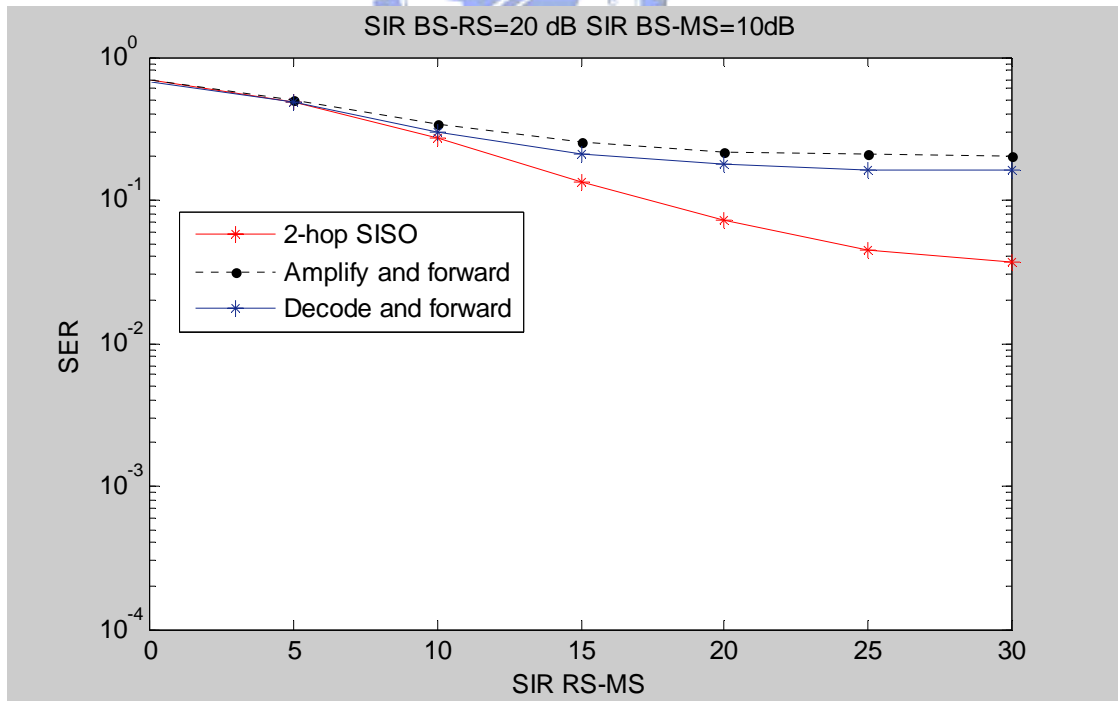


圖 5.13 SIR(BS-RS)=20，SIR(BS-MS)=10 符號錯誤率

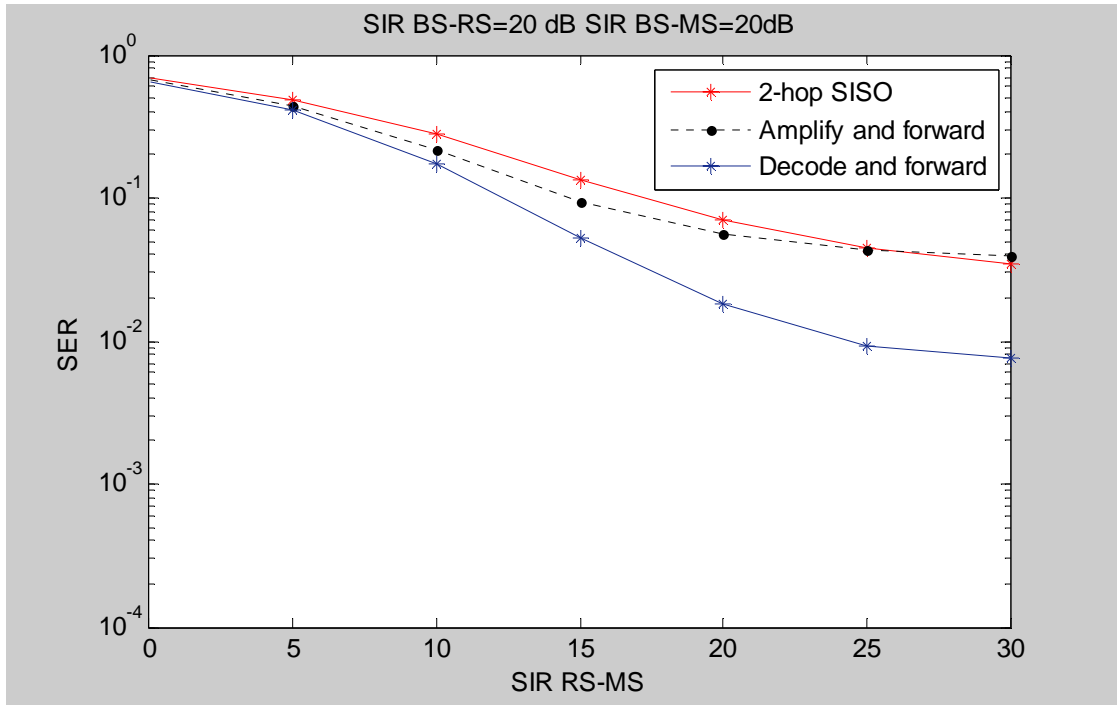


圖 5.14 SIR(BS-RS)=20，SIR(BS-MS)=20 符號錯誤率

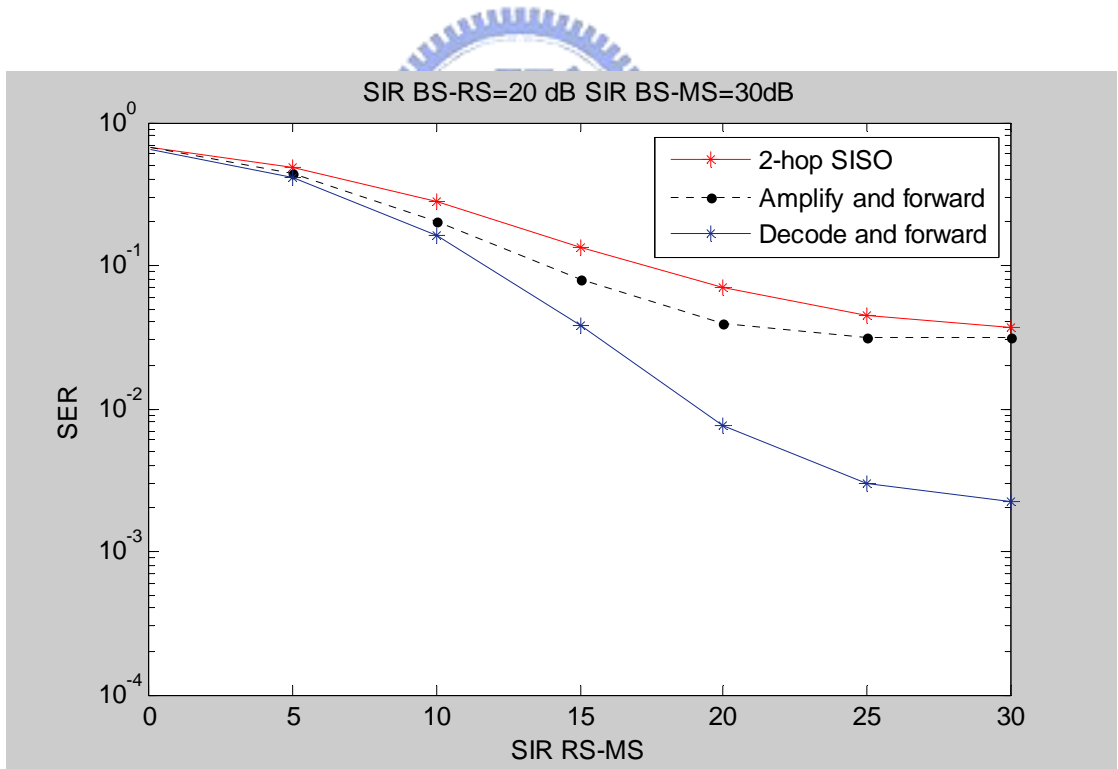


圖 5.15 SIR(BS-RS)=20，SIR(BS-MS)=30 符號錯誤率

圖 5.14 中我們改變了 $\gamma_{sd,i}$ ，改成 20dB，跟圖 5.13 比較可得知，由於 BS-MS 的通道品質變好，所以 DF 和 AF 的錯誤率明顯的比圖 5.13 中的還要好，然而其

中以 DF 改善的幅度較大，因為 AF 還是一樣遭受到 BS-RS 的干擾影響，所以整體看來 DF 的錯誤率較低。

圖 5.15 我們改變了 $\gamma_{sd,i}$ ，改成 30dB，比較圖 5.15 和圖 5.14，由於 BS-MS 變的更好，所以 DF 的錯誤率更低，然而 AF 還是受到 BS-RS 不變的影響，所以相較之下改善的幅度沒有 DF 大，整體來看還是 DF 的錯誤率較低。

在此我們比較圖 5.15 和圖 5.10，2 張圖的差別在於 BS-RS 的 SIR，可以看的出來圖 5.10 中因為 BS-RS 的 SIR 較好，對於 DF 正確解調能力變好，而 AF 受到 BS-RS 的干擾變低，所以可知 DF 和 AF 錯誤率的表現都比要圖 5.15 來的好。

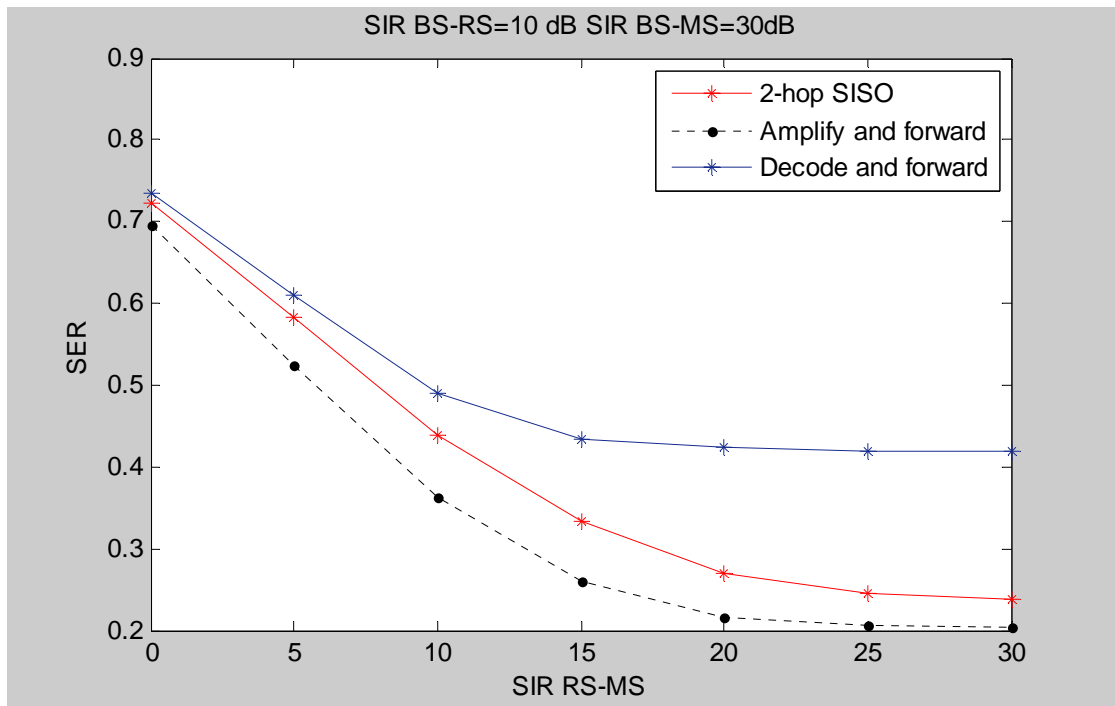


圖 5.16 SIR(BS-RS)=10，SIR(BS-MS)=30 符號錯誤率

圖 5.16 中我們改變了 $\gamma_{SR,i}$ ，將其改成 10dB，所以跟圖 5.15 比較看的出來，3 條線的表現都比圖 5.15 還差，然而圖中我們看到驚人的發現，其中 AF 的錯誤率反而比 DF 的還要低，原因應該是此時 DF 受限 BS-RS 太差，所以中繼站解調錯誤的機率太大，跟基地台在 second phase 發送的訊號，差異太大，已經不是時空

編碼的形式，然而使用者端還是依照時空編碼方式來解調訊號，所以會有錯誤累增的問題，導致使用者端的錯誤率表現不好，而 AF 沒有進行 decode 的動作，所以就使用者端來看，其接收到的訊號還保有時空編碼的形式，不會因為 decode 而導致 A 訊號整個變成 B 訊號，所以 AF 在此情況下比 DF 還好，而 2-hop SISO 因為沒有進行 decode 的動作，所以還是比 DF 的表現還要好。

圖 5.17 我們將 $\gamma_{sd,i}$ 改變成 20dB，DF 還是一樣受限於 BS-RS 太差的影響而錯誤率表現不好，而 AF 則因為 BS-MS 變差，錯誤率稍為往上升一點，在此情況下還是 AF 的表現最好。

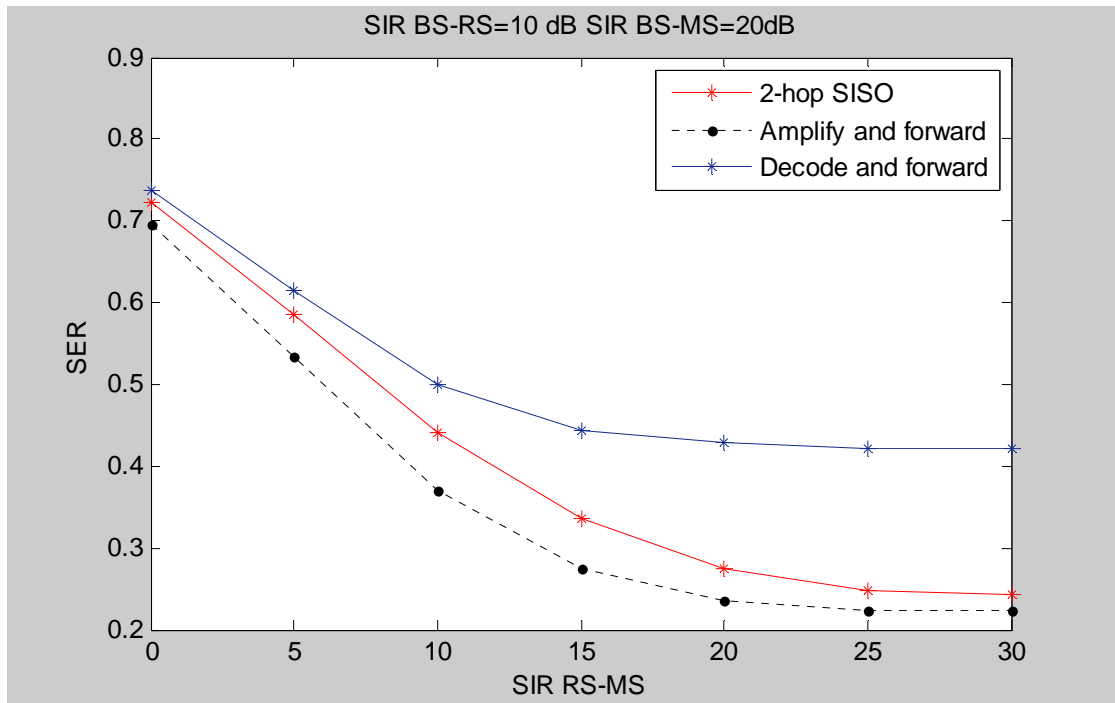


圖 5.17 SIR(BS-RS)=10，SIR(BS-MS)=20 符號錯誤率

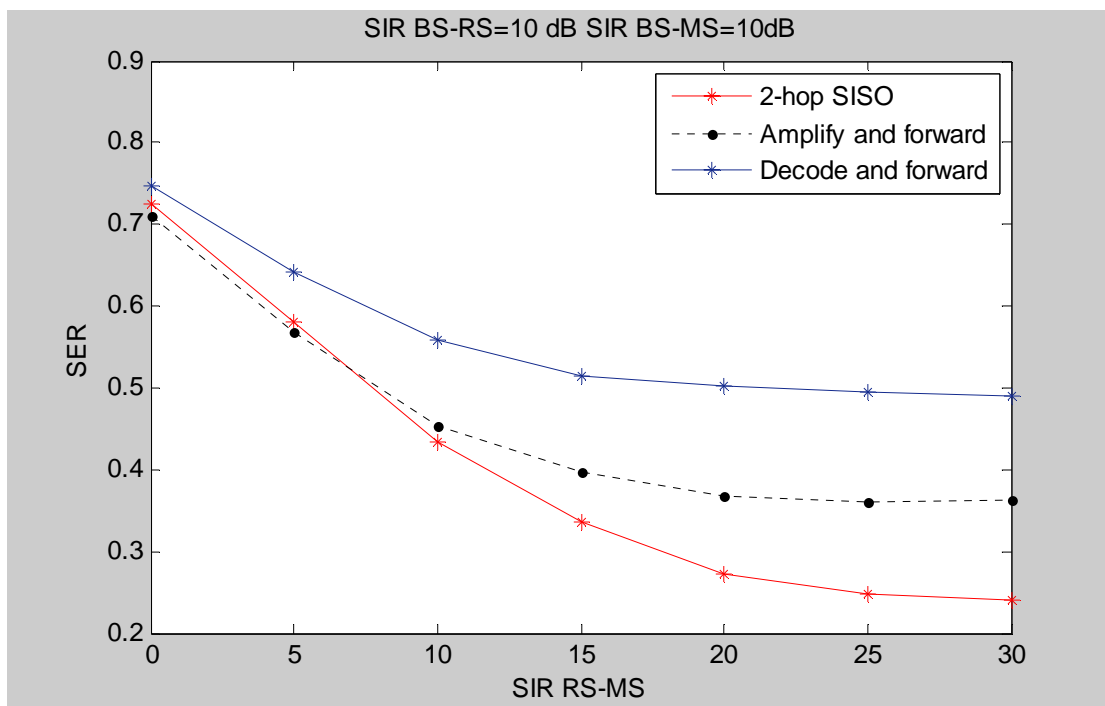


圖 5.18 SIR(BS-RS)=10，SIR(BS-MS)=10 符號錯誤率

圖 5.18 我們改變了 $\gamma_{sd,i}$ ，將其變成 10dB，在圖中看的到 AF 還是比 DF 還好，但是錯誤率表現最好的是 2-hop SISO 的，原因在於此時的 BS-MS 也變很差，所以此時如果執行合作式通訊反而是沒有好處的。

綜合以上的模擬結果，我們整理何時該利用哪種中繼站並且需不需要進行合作式通訊才會獲得最佳的錯誤率，如表 5.2

(SIR BS-RS , SIR BS-MS)	The best selection
(30,30)	DF
(30,20)	DF
(30,10)	2-hop SISO
(20,10)	2-hop SISO
(20,20)	DF
(20,30)	DF
(10,30)	AF
(10,20)	AF
(10,10)	2-hop SISO

表 5.2 最佳通訊模式選擇

第六章 結論

在中繼通訊時，最重要的就是要如何挑選 2-hop 的使用者，然而中繼站可以用來幫助距離基地台很遠的使用者，來提升個人的通訊品質，但是會因此降低了系統容量，所以在本篇論文中，我們以提高系統的容量為目標，來挑選 2-hop 的使用者，對於這些被挑選出的 2-hop 使用者，則代表從 1-hop 變 2-hop 一定會提高系統容量，此挑選作法可以得到高系統容量，然而對於 2-hop 的使用者，我們可以更進一步的執行合作式通訊，合作式通訊的目的在於降低錯誤率，而在合作式通訊時，我們在基地台和中繼站執行了分散式時空編碼，從模擬中看的到，只要當 BS-MS 和 BS-RS 的 SIR 不是很差的情況下，合作式通訊可以有效的降低符號錯誤率，而降低了錯誤率即可等效的提高系統的傳輸容量，所以我們可以得到 1 個高系統容量並且同時又降低錯誤率的 2-hop 通訊系統。

然而在論文中的路徑選擇演算法，我們是均勻的分配頻寬，但是在多媒體通訊時，每個使用者所要求的服務並不同，則每個使用者所需要的頻寬就不一樣，因此就需要考慮到了排程機制，我們該如何設計 1 個排程機制來滿足每個使用者所要求的服務，然而要如何在每個使用者的要求頻寬都不一樣的情況下，來挑選能提升系統容量的 2-hop 使用者，是未來我們所要研究的目標。

我們在第 4 章中負責執行時空編碼機制的站台，是由 1 個中繼站和基地台來執行時空編碼，當然我們也可以考慮由 2 個中繼站來執行時空編碼，然而如果要使用 2 個中繼站來執行時空編碼時，此時所需要考慮到的因素是這 2 條 relay link 是否會 1-hop 還好，由於我們在路徑選擇會選擇中繼站，一定是 1-hop 的路徑比 2-hop 的路徑還差才會選擇 2-hop，然而此時就必須修改路徑選擇演算法，我們首先要對於使用者挑 2 條 relay link，而這兩條 relay link 一定都是要比 1-hop 的路徑還要好，一旦有 2 條好的 relay link 則可以利用這 2 條執行時空編碼，我們可以在 first phase 中，基地台首先傳送 s_1, s_2 給 2 個中繼站，由於是送相同的訊號給 2 個中繼站，所以在 first phase 中，只佔用到 1 段頻寬，而 2 個中繼站在接收訊號後，

在 second phase，1 個中繼站傳送 $s_1, -s_2^*$ 給使用者，另 1 個中繼站傳送 s_2, s_1^* 給使用者，由於 2 個中繼站傳送的訊號屬於共鄂形式，所以在 second phase 中，2 個中繼站是使用同一段的頻寬傳送訊號給使用者。但是如果使用者沒辦法挑到 2 條好的 relay link，只挑的到 1 條 relay link，我們則維持原本的形式執行時空編碼，即基地台和中繼站執行，所以如果想要使用第 2 條的 relay link 傳送時空編碼訊號的話，一定要保證第 2 條的 relay link 要比 1-hop 還好，才可以使用 2 條 relay link 傳送訊號。

而圖 6.1 呈現 1 個使用者只挑 1 個中繼站時，2-hop 使用者的 threshold 隨著 2-hop 數量增加的變化量，即 $\frac{k+X}{(N+m-1)}$ ，所以在未來要對於路徑選擇演算法做

修改就必須要改變圖 6.1 中的 threshold，原因在於當 1 個使用者挑 2 個中繼站時會改變 X，X 不再是只有 1 個中繼站的變化，而是擁有兩個中繼站的變化量，所以該如會挑選使用者有 2 個中繼站並且還可以達到最高系統容量將是未來研究的目標。

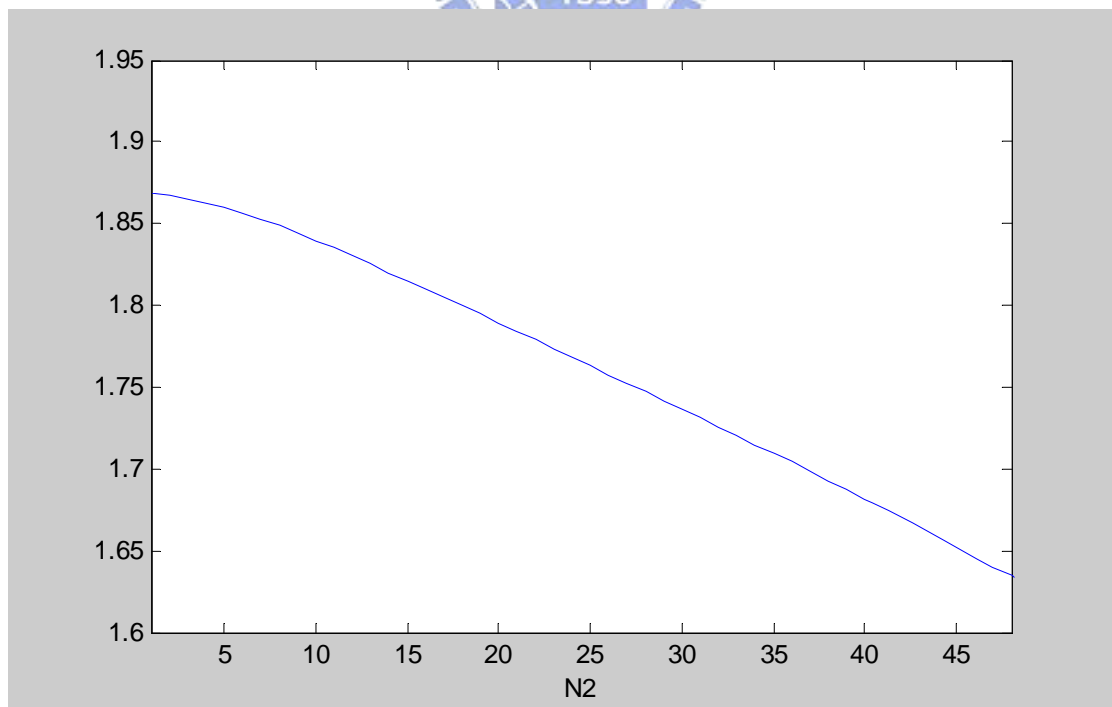


圖 6.1 threshold 隨著 2-hop 數量的變化量

第七章 参考文献

- [1] IEEE Standard for Local and metropolitan area networks, Part16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems, Amendment2: Physical and Medium Access Control Layers for Combined Fixed and Mobile Operation in Licensed Bands, Feb. 2006
- [2] IEEE P802.16j/D3, “Draft Standard for Local and Metropolitan Area Networks, Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems, Multihop Relay Specification”, March. 2008
- [3] T Liu, M Rong, Y Xue, E Schulz “” joint routing and resource partitioning in relay enhanced cellular network” [IEEE.WCNC 2007](#) 11-15 Page(s):4133 – 4138 March 2007
- [4] Mike Hart, Jung Je Son “Channel Model and Performance Metric” [IEEE 802.16j-06/013r3](#)
- [5] Sreng, V.; Yanikomeroglu, H.; Falconer, D.D. “Relayer selection strategies in cellular networks with peer-to-peer relaying” [IEEE VTC](#) Vol.3 Page(s):1949 - 1953 2003
- [6] Huining Hu; Yanikomeroglu, H.; Falconer, D.D.; Periyalar, S.; “Range extension without capacity penalty in cellular networks with digital fixed relays”IEEE GLOBECOM '04. Volume 5, 29 Nov.-3 Page(s):3053 - 3057 Vol.5 Dec. 2004
- [7]李大嵩,”signal process fow wireless communication”
- [8] Bas,ak Can, Hiroyuki Yomo, and Elisabeth De Carvalho” Link Adaptation and Selection Method for OFDM Based Wireless Relay Networks” JOURNAL OF Communications And Networks,Bol 9,No 2,June 2007
- [9]IEEE C802.16j-07/213r2 “MR Relay Link and Access link monitoring and reporting procedure for multi-hop path selection”
- [10] W. S. Kim, and V. K. Prabhu, “Enhanced Capacity in CDMA Systemes with Alternate Frequency Planning”, IEEE ICC' 98, 7-11 pp 973 – 978. vol.2,. June1998
- [11]J.Nicholas Laneman and Gregory W.Wornell. ”distributed Space-time-coded Protocols for Exploiting cooperative diversity in wireless networks”,IEEE transactions for information theory Vol 49,No 10,Oct 2003
- [12] Siavash M. Alamouti”A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications” IEEE JOURNAL ON SELECT AREAS IN COMMUNICATIONS, VOL. 16, NO. 8, OCTOBER 1998
- [13]IEEE C802.16j-07/124r1 “cooperative relaying in downlink for IEEE 802.16j”